

ELETRONICA

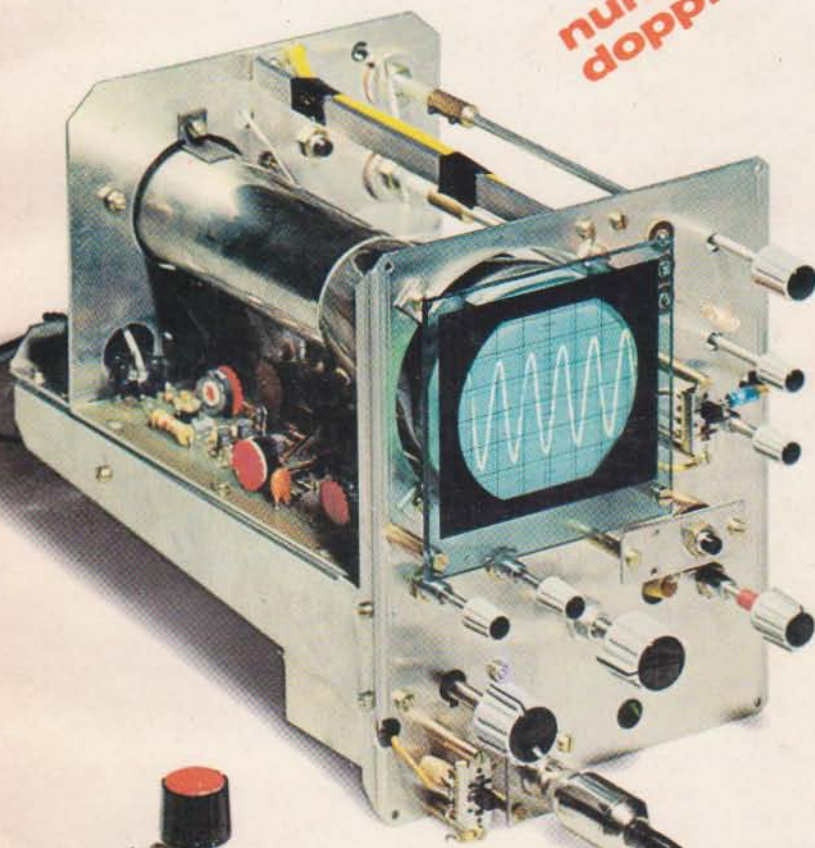
NUOVA

Anno 8° - n. 45-46

RIVISTA MENSILE

Sped. Abb. Post. Gr. 4/70

**numero
doppio**



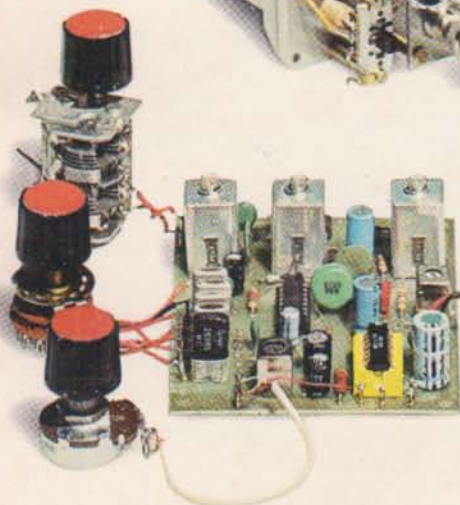
UN OSCILLOSCOPIO
da 10-15 MHz in Kit

SUPER-RICEVITORE CB
a 5 canali + VFO

UN CAPACIMETRO PER
MISURE da 1 pF a 100 mF.

OROLOGIO DIGITALE più
sveglia con il TMS3834

UN VISUALIZZATORE
per ricetrasmittitori



L. 1500

Concessionari di "Nuova Elettronica"

Per acquistare circuiti stampati, scatole di montaggio, volumi, da oggi i nostri lettori potranno anche rivolgersi direttamente ai seguenti indirizzi:

ANCONA - ELETTRONICA PROFESSIONALE - Via XXIX Settembre, 8/b/c - Tel. 28.312
BARI - ANTONIO KAZIANI - Via Latilla, 19/a - Tel. 23.22.44
BRESCIA - FOTOTECNICA COVATTI I-20KK-Portici X Giornate, 4 - Tel. 48.518
CAGLIARI - R. ROSSINI - P.zza Galilei, 14 - Tel. 41.220
CAPO D'ORLANDO (Me) - R. e N. PAPIRO - Via XXVIII Settembre, 27 - Tel. 0941-91.727
CATANIA - AED - Via Alberto Mario, 26 - Tel. 24.63.48
CATANZARO LIDO - La N. Elettronica - Via Parco Pineta, 351 - Tel. 0961-33.003
CHIETI - MICHELE GIAMMETTA - Via Giampietro Tabassi, 8 - Tel. 64.891 (0871)
CROTONE - Ditta L.E.R. - Via Giacomo Manna - n. 28-30 - Tel. 27.777
FIRENZE - P.T.E. Pascal Tripodo Elettronica - Via B. della Gatta 26/28
FOGGIA - ATET - Via Luigi Zuppetta, 28 - Tel. 0881-72.553
GELA-CALTANISSETTA - Lab. TELETECNICA DI ZISA & SALUPPO - Via Cairolli, 185 - Tel. (0933)-930.417
GENOVA - ELETTRONICA LIGURE - Via A. Odero, 30 - Tel. 010-565.572-565.425
GROSSETO - BERNI SERGIO - Via Vespucci 15 - **CASTIGLIONE DELLA PESCAIA** - Tel. 93.50.57
LATINA - IL POSTER FOTOELETTRONICA - Via Villafranca, 94
LECCE - PALMA PAOLO - Via Spalato 23 - Tel. 28.230
LIVORNO - ELECTRONICS G. R. - Via Nardini 9/C - Tel. 80.60.20 (0586)
MILANO - ELETTRONICA AMBROSIANA - Via Cuzzi, 4 - Tel. 36.12.32
MILANO - ELETTRONICA C.E.A. - Via Maiocchi, 8 - Tel. 27.15.767
NAPOLI - Sig. Abbate Antonio - Via S. Anna Alle Paludi, 30 - Tel. 33.35.52
ORIAGO-VENEZIA - LORENZON - Via Venezia, 115 - Tel. 041-42.94.29
OSTIA-FIUMICINO - Tonino De Carolis - Via Torre Alessandrina n. 1
PALERMO - Laboratorio GANCI - Via A. Poliziano, 35 - Tel. 56.26.01
PRATO - PASCAL TRIPODO - Via Pomeria, 70 - Tel. 32.703-37.267
RAVENNA - Laboratorio GERUBINO - Via Montelungo, 8 - Tel. 23.634
RIETI - Ditta ONORATO ONORATI - Via degli Elci, 24 - Tel. 40.379
RIMINI - LABORATORIO BEZZI ENZO - Via Lucio Lando, 21 - Tel. 52.357
ROMA - ROMANA SURPLUS - Piazza Capri, 19/A - Tel. 81.03.668
ROMA - ROMANA SURPLUS - Via Renzo de Ceri, 126 (Prenestino) Tel. 27.11.567
SAVONA - SAROLDI SAVONA - Via Milano 54R - Tel. 26.571
S. BONIFACIO (VR) - ELETTRONICA 2001-3HPH - C.so Venezia, 85 - Tel. 045-610.213
SIRACUSA - SCIBE ELETTRONICA - Via S. Landolina, 16 - Tel. 64.730
TARANTO - RA.TV.EL Elettronica - Via Dante, 241 - 74100 **TARANTO** - Tel. 82.15.51
TERAMO - Elettronica TE.RA.MO - Corso De Michetti - Tel. 32.22.45
TERNI - SUPER ELETTRONICA - Via Del Leone, 3-5 - Tel. 55.270
TORINO - TELSTAR - Via Gioberti, 37 D - Tel. 54.55.87 - 53.18.32
TREBASELEGHE (PD) - Morandin Claudio - Via Martiri, 67
UDINE - TOMASINI - Via Dei Torriani, 11 - Tel. 54.362
VARESE - L.A.E. - Piazza 26 Maggio 1 - Tel. 281.450

COMUNICATO:

La ditta LORENZON di ORIAGO (Venezia) rende noto, che ogni sabato mette a disposizione per tutti i lettori e clienti della rivista «Nuova Elettronica» il proprio laboratorio completo di tutte le attrezzature elettroniche e meccaniche, per collaudi e riparazioni. Preghiamo i gentili Lettori di non pretendere però che qualsiasi richiesta di revisione o riparazione, anche semplice, venga esaudita entro la giornata. Accettiamo anche visite in giorni diversi dal sabato, ma solo con appuntamento telefonico.

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

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

Distribuzione Italia
 PARRINI e C. s.r.l.
 Roma - Piazza Indipendenza
 11/B - Tel. 4992
 Milano - Via delle Termopili,
 6-8 - Tel. 28.96.471

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. 45-46 - 1976

ANNO VIII - LUGLIO - AGOSTO

ELETTRONICA

ABBONAMENTI

Italia 12 numeri L. 10000
 Estero 12 numeri L. 13000

Numero Singolo L. 1000
 Arretrati L. 1000



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 realizzano 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

LX167 - AMPLIFICATORE da 4,5 WATT	242
Un ANTIFURTO per CASA	248
Un SUPER-RICEVITORE CB	260
ERRATA CORRIGE e le vostre RIPARAZIONI	275
Un CAPACIMETRO da 1 pF a 100 mF	278
NPN + PNP = PREAMPLIFICATORE	292
Un OSCILLOSCOPIO da 10-15 MHz in KIT	296
Un OROLOGIO con SVEGLIA	324
Un 20 WATT in DARLINGTON	330
Come usare il TRACCIACURVE	350
Un VISUALIZZATORE per RX - TX	370

AVVISO IMPORTANTE:

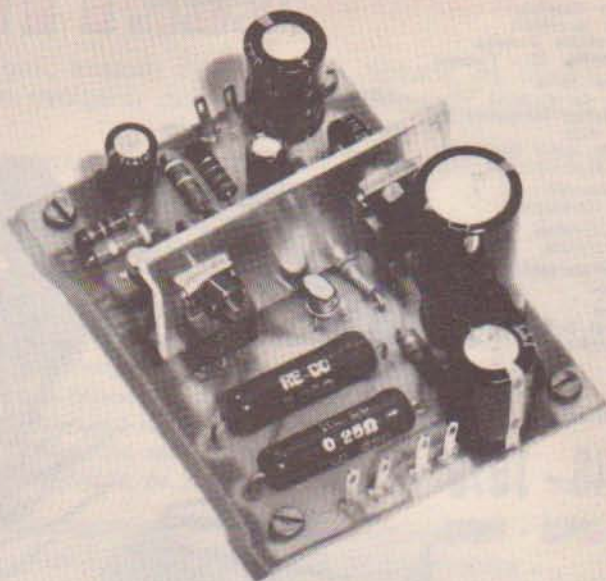
Si informano i gentili lettori che il prossimo numero di Nuova Elettronica sarà un numero semplice ed uscirà presumibilmente nella seconda quindicina di Settembre. Se state partendo per le Ferie, non preoccupatevi quindi di « perdere » la rivista: la ritroverete, come un amico fedele, nelle edicole al vostro ritorno.

Associato all'USPI
 (Unione stampa
 periodica italiana)



Lx167

Foto dell'amplificatore. La aletta di raffreddamento è ottenuta con un comune lamierino di alluminio.



Ci è stato fatto osservare che trovare un valido schema di amplificatore con potenza inferiore ai 10 watt a soli transistor è più difficile che trovare ogni mese la rivista «Nuova Elettronica» in edicola. Sfogliando infatti diverse pubblicazioni si incontrano con estrema frequenza amplificatori da 30-60-200 watt, ma difficilmente dei miniamplificatori da 2-3 watt universali, sui quali si possano applicare transistor di ogni tipo e quindi coloro che, in caso di necessità, dovessero completare un piccolo ricevitore o mangianastri, oppure realizzare un signal-tracer o qualsiasi altra apparecchiatura in cui 5 watt potrebbero già risultare eccedenti al fabbisogno, non disporrebbero di uno schema sul quale poter fare affidamento.

Ritenendo tale osservazione più che giustificata, abbiamo pensato di realizzare un classico circuito di amplificatore di bassa frequenza, le cui caratteristiche sia per quanto concerne la fedeltà sia per quanto concerne la potenza, possano essere idonee per la risoluzione dei problemi pocanzi citati.

In questo progetto, come potrete notare dall'elenco dei componenti, abbiamo impiegato transistori della Motorola e della General Electric, ma, senza per questo apportare alcuna modifica ai valori dei componenti, essi possono essere sostituiti con transistori Philips, Siemens, SGS,

Texas e di altre case costruttrici, purché ovviamente di equivalenti caratteristiche.

SCHEMA ELETTRICO

In fig. 1 potete osservare lo schema elettrico di questo amplificatore realizzato utilizzando solo cinque transistori.

Il transistor contraddistinto dalla sigla TR1 costituisce il primo stadio. Connesso ad emettitore comune, esso ha la funzione di amplificatore di tensione.

Le resistenze R1, R2 ed R3 servono, come è facilmente intuibile, a polarizzare la sua base, mentre il condensatore C1, collegato tra la giunzione di R1 ed R2 ha il compito di «filtrare» la tensione d'alimentazione, impedendo che eventuali disturbi presenti su quest'ultima possano essere trasmessi all'ingresso del primo stadio, dove verrebbero mescolati al segnale da amplificare senza più nessuna possibilità di eliminarli.

Il segnale di bassa frequenza applicato in ingresso, attraverso il condensatore di accoppiamento C3, giungerà alla base di TR1, dal cui collettore verrà prelevato amplificato e immesso sulla base del secondo transistor, contraddistinto dalla sigla TR2, il quale opera come un nor-

Quando avrete necessità di realizzare un amplificatore di media potenza adatto agli usi più disparati, scegliete questo progetto, semplice da realizzare e così poco critico da permettere l'uso di vari tipi di transistor.

AMPLIFICATORE da 4,5 WATT

male stadio amplificatore nella connessione ad emettitore comune.

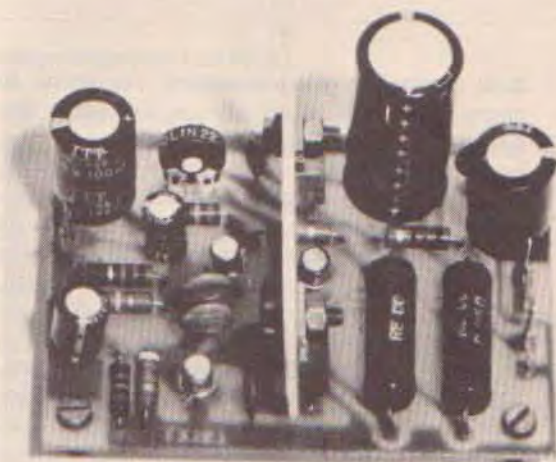
Qui il segnale subisce un'ulteriore amplificazione tale da renderlo sufficiente per il pilotaggio dello stadio finale di potenza; potrà quindi essere applicato alle basi dei transistor TR4 e TR5 che costituiscono lo stadio finale di potenza e sono disposti nella configurazione a simmetria complementare.

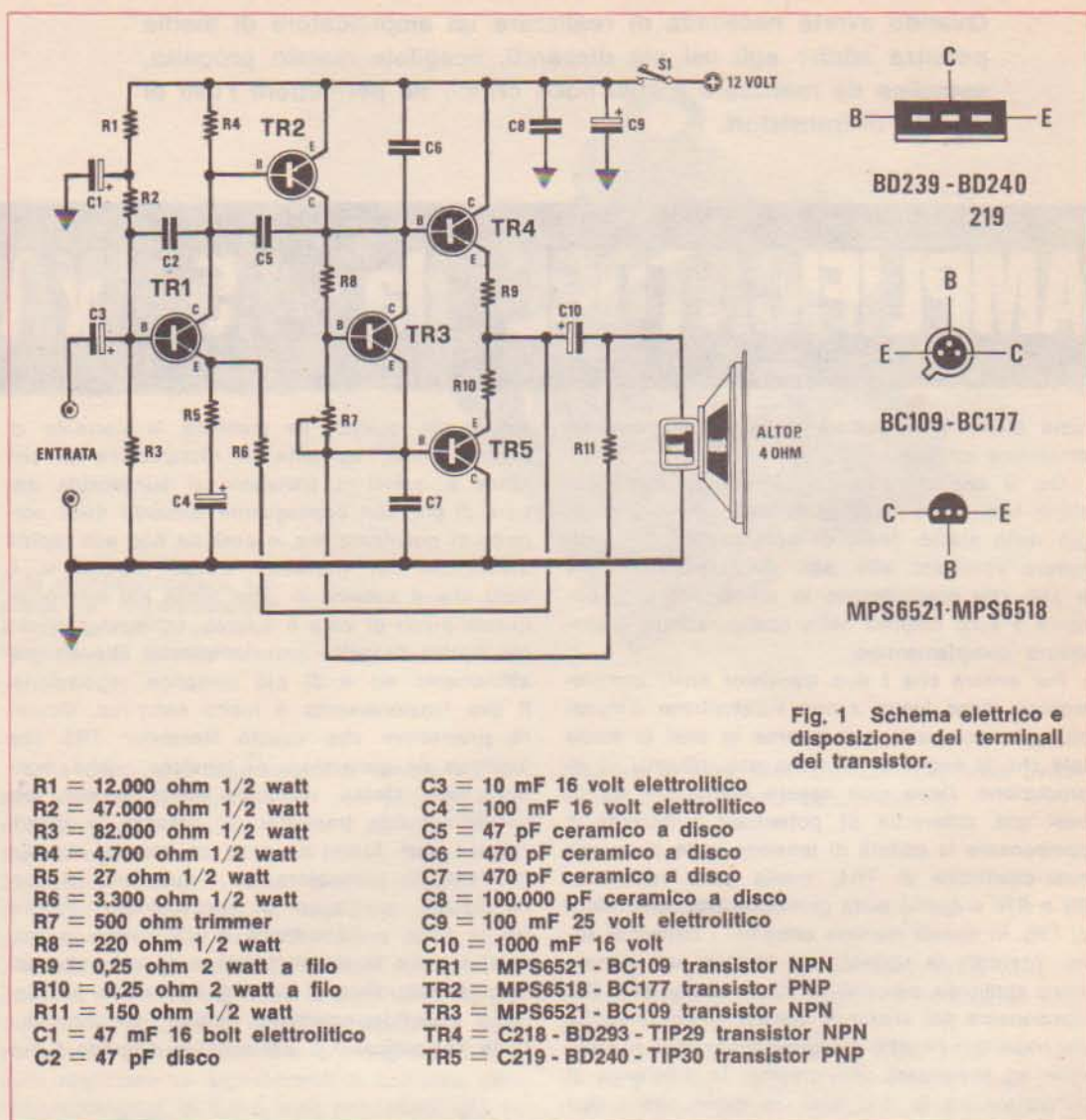
Per evitare che i due transistor finali complementari diano luogo a una « distorsione d'incrocio », è necessario polarizzarne le basi in modo tale che la soglia di tensione non influenzi la riproduzione. Deve cioè essere mantenuta fra le basi una differenza di potenziale sufficiente a compensare la caduta di tensione sulla giunzione base-emettitore di TR4, quella sulle resistenze R9 e R10 e quella sulla giunzione base-emettitore di TR5. In questa maniera entrambi i transistor sono interdetti (a riposo), ma, appena un segnale viene applicato, passano subito in conduzione. Per compensare poi anche la inevitabile non linearità dei transistor rispetto a segnali molto forti, si provvede ad aumentare ulteriormente la differenza di potenziale fra le due basi, in modo che i due transistor si trovino, a riposo, leggermente in conduzione. Questa polarizzazione delle basi di TR4 e di TR5 può essere ottenuta con diversi sistemi:

- a) con una resistenza;
- b) con una resistenza e due diodi;
- c) con un generatore di tensione (cioè una rete che imponga un ben determinato valore di tensione) costituito da un semplice transistor.

Tutti e tre questi sistemi ci permettono di compensare opportunamente l'aumento della corrente di polarizzazione nei transistor finali nel caso che questi, durante il funzionamento, si surriscaldino. Tale fenomeno è assolutamente da

evitare, in quanto, se aumenta la corrente di polarizzazione, aumenta la dissipazione di potenza e quindi il transistor si surriscalda ancora di più, con conseguente aumento della corrente di polarizzazione, e così via fino alla rapida distruzione del transistor stesso. Poiché si è visto che il sistema di gran lunga più sicuro da questo punto di vista è il terzo, abbiamo adottato nel nostro progetto proprio questo, che dà più affidamento ed è di più semplice regolazione. Il suo funzionamento è molto semplice. Occorre premettere che questo transistor TR3 che funziona da generatore di tensione, viene montato sullo stesso radiatore utilizzato per raffreddare i due transistor di potenza, e quindi subisce per forza di cose le stesse vicende termiche; in particolare, se i due finali si surriscaldano, anch'esso si surriscalderebbe. Poiché fra la base e l'emettitore di TR3 viene a trovarsi sempre la stessa tensione (dovuta alla caduta di potenziale ai capi di R7) anche la tensione collettore-emettitore rimarrà costante durante l'amplificazione del segnale. Quando i due





finali cominciano a surriscaldarsi, per effetto di questo aumento di temperatura, si abbassa la loro tensione di soglia, provocando, a parità di tensione base-emettitore, un maggiore assorbimento di corrente dalle basi, che si traduce in un assorbimento molto maggiore (beta volte più grande) da parte dell'emettitore. Ma a questo punto interviene TR3. Poiché anche la sua temperatura si è alzata, anche la sua soglia di tensione è divenuta più piccola e, sottoposto sempre alla stessa tensione base-emettitore, assorbirà più corrente in base, col risultato di diminuire la differenza di potenziale fra collettore ed emettitore, cioè fra le basi dei transistor finali, modificando la loro polariz-

zazione e riportando le correnti ai livelli ottimali. Abbiamo visto dunque che il transistor TR3 svolge due fondamentali operazioni:

- 1) elimina la distorsione di incrocio polarizzando correttamente i transistor finali;
- 2) protegge questi ultimi dai pericoli di scarica a valanga dovuti agli effetti del surriscaldamento degli stessi.

Per questa ultima funzione TR3 dovrà essere montato come abbiamo detto a contatto con il radiatore di raffreddamento dei finali e possibilmen-

te con l'involucro incollato all'aletta (basta una goccia di collante).

Dall'uscita il segnale amplificato viene poi prelevato ed inviato attraverso R6 in controreazione sull'emettitore di TR1, ottenendo così una risposta più piatta, cioè un guadagno di tensione uniforme per tutte le frequenze che il segnale di ingresso può assumere. Si ottiene infatti una risposta in frequenza da 50 a 20.000 Hz a meno di tre decibel alle estremità della curva.

I condensatori C2, C5, C6 e C7 che sono inseriti fra base e collettore di tutti i transistor di amplificazione — escluso il solo TR3 — sono stati introdotti al fine di limitare la risposta del circuito alle frequenze superiori, onde evitare il pericolo di oscillazioni spurie su frequenze più elevate, che, non udibili, oltre a rendere praticamente inutilizzabile il circuito con l'introduzione di una elevata distorsione, provocherebbero un eccessivo assorbimento di corrente che a lungo andare, potrebbe danneggiare irrimediabilmente i transistor stessi. Il condensatore C4 viene invece inserito per impedire alla corrente continua di polarizzazione di TR1 di fluire attraverso R5, resistenza che serve solo a ripartire, in coppia con R6, il segnale di retroazione, in modo da dosare opportunamente il guadagno e la larghezza di

banda del circuito. Il valore di tale resistenza (27 ohm) è stato da noi calcolato per ottenere una sensibilità dell'ingresso di 100 mV (0,1 V).

Portando tale valore a soli 12 ohm, la sensibilità arriverà a soli 20 mV; al contrario, se aumentiamo il valore di R5 portandolo a 47 ohm, il livello di sensibilità raggiunge i 300-500 mV. Ricordate, però, che anche se l'amplificatore ha una certa sensibilità, è sempre necessario farlo precedere da uno stadio preamplificatore, dotato di equalizzatore per gli ingressi che lo richiedono e di controllo di volume, controllo che non può essere posto direttamente sul segnale da amplificare per non aumentare eccessivamente il rumore di fondo. Come preamplificatore si potrà vantaggiosamente impiegare il modello LX138 A e B da noi presentato sui nn. 40/41. Si potrà invece collegare direttamente all'ingresso dell'amplificatore un segnale già preamplificato, come quello che si può prelevare da un mangiacassette o da un'autoradio.

Abbiamo sottoposto a misure il prototipo montato nel nostro laboratorio e ne abbiamo tratto per le caratteristiche principali i seguenti valori:

- tensione utile di lavoro: 12-13 volt
- potenza in uscita a 12 volt: 4,5 watt
- sensibilità di ingresso: 100 millivolt
- assorbimento a riposo: 40 milliampere
- assorbimento alla massima potenza: 450 milliampere
- impedenza di ingresso: 30.000 ohm circa
- impedenza di uscita (altoparlante): 4 ohm
- distorsione alla massima potenza a 1000 Hz
- risposta in frequenza (—3dB) da 50 Hz a 20.000 Hz

REALIZZAZIONE PRATICA

La costruzione di questo amplificatore non presenta difficoltà particolarmente rilevanti e risulterà molto facilitata se farete uso del circuito stampato già inciso, contraddistinto dalla sigla LX167, che potete vedere in grandezza naturale riportato in fig. 2. Per il montaggio dei vari componenti, si veda lo schema pratico di fig. 3 in cui risultano chiaramente visibili tutte le connessioni e la disposizione dei vari componenti. Raccomandiamo, in fase di montaggio, di prestare particolare attenzione all'inserimento dei transistor, soprattutto se essi non sono quelli da noi disegnati, in quanto è facile scambiare fra loro

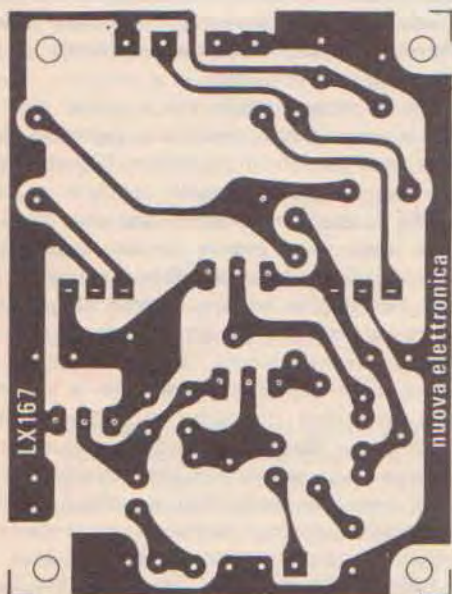


Fig. 2 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato indispensabile per la realizzazione di questo amplificatore da 4,5 watt.

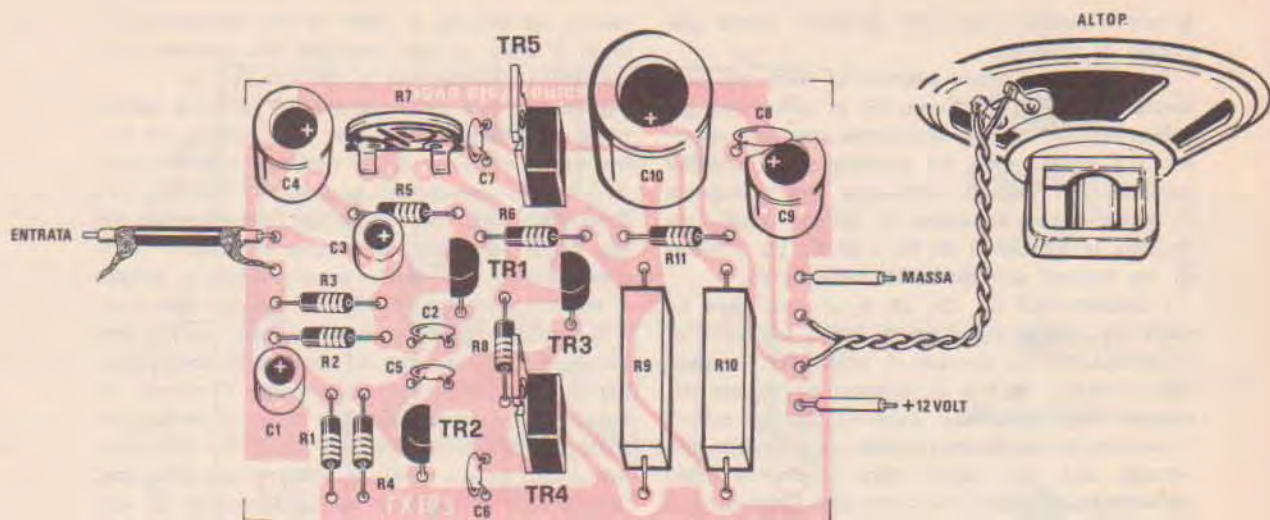


Fig. 3 Schema pratico di montaggio. Nota - Il corpo dei due transistor TR4-TR5 dovrà risultare isolato dall'aletta di raffreddamento che necessariamente dovremo applicare per poter dissipare il calore generato durante il funzionamento.

I PNP con i NPN, oppure invertire il collegamento dei terminali, con grave pericolo per l'integrità dei componenti stessi, oltre naturalmente al mancato funzionamento dell'amplificatore. Prima di saldare i terminali al circuito stampato, controllare che siano stati inseriti nella esatta corrispondenza, in particolare per i due transistor finali di potenza, TR4 e TR5, che, come si vede chiaramente, presentano, su una faccia, un rettangolino metallico; questo dovrà necessariamente essere rivolto nel verso che appare chiaramente nelle fotografie e nel disegno pratico di montaggio. Se l'inserimento sarà errato, si otterrà di connettere la base al posto dell'emettitore, con conseguente « fumata » dei transistor. Poiché questi ultimi transistor durante il funzionamento dissipano una buona quantità di energia, avranno la tendenza a surriscaldarsi, ed è quindi necessario provvedere alla dissipazione del calore generato, montandoli su di un radiatore costituito da un rettangolo di lamiera di alluminio sufficientemente spessa (almeno 1 mm) delle dimensioni di 2,5x5,5 cm o più.

Da notare che la stessa aletta deve servire per il raffreddamento di entrambi i transistor e poiché la faccia metallica dell'involucro è elettricamente collegata al collettore, per non connettere insieme i due collettori con conseguente corto circuito dell'alimentazione, è necessario che i transistor siano montati isolati dal radiatore me-

tallico. Ricordare quindi di inserire fra l'involucro e l'aletta un foglietto di mica e di utilizzare le apposite rondelle isolanti per isolare le viti di fissaggio. Quando avremo montato i transistor sul radiatore, sarà opportuno verificare l'isolamento elettrico fra i collettori e l'aletta di raffreddamento con il tester.

Poiché è indispensabile, per i motivi che abbiamo in precedenza esaminato parlando dello schema elettrico, che il transistor TR3 sia sottoposto allo stesso andamento termico (si trovi cioè alla stessa temperatura) dei due finali di potenza, esso dovrà essere montato sullo stesso dissipatore utilizzato per il raffreddamento di TR4 e TR5. Per questo motivo, durante la saldatura dei terminali di TR3 al circuito stampato, conservate i terminali lunghi, in modo che il suo involucro resti abbastanza sollevato e venga a trovarsi all'altezza dell'aletta di raffreddamento. Potremo allora fissarlo a questa con una goccia di collante universale o con una fascetta metallica. Nel caso che come TR3 si utilizzi un transistor con contenitore metallico, si ripresenta la necessità di isolare l'involucro dal radiatore. Se utilizziamo il collante, sarà opportuno stenderne un primo strato che, una volta asciugato costituirà l'isolante; su questo strato di collante secco applicheremo poi il nostro transistor.

Come transistor abbiamo impiegato gli MPS 6521 della Motorola per il TR1 e il TR3 (NPN)

e l'MPS6518 sempre della Motorola per TR2 (PNP). Volendo è però possibile sostituire gli NPN con dei BC109 o BC209, e sostituire TR2 con i tipi BC 177 oppure BC204, controllando però, all'atto dell'inserimento, la corretta disposizione dei terminali. Passando da un tipo all'altro, infatti, può cambiare la disposizione dei tre terminali E-B-C. Per il TR4 e TR5 sono stati utilizzati due transistor della General Electric: il C219 per TR5 (PNP) di colore verde, e il C218 (NPN) per TR4 che è di colore rosso. Anche questi due possono essere tranquillamente sostituiti da altri equivalenti, come ad esempio il BD239 (TR4) e il BD240 (TR5) o altri similari, senza apportare alcuna modifica al circuito.

Una volta terminato il montaggio, prima di applicare la tensione di alimentazione, ruotate completamente il trimmer R7 in modo che la sua resistenza risulti più alta possibile (si noti che il cursore è uno degli estremi del trimmer sono collegati insieme sul circuito stampato quindi occorre ruotare il cursore totalmente, dal lato dell'estremo collegato con esso); collegate l'altoparlante e inserite in serie all'alimentazione il vostro tester, predisposto per la misura di corrente, con portata di 100 mA a fondo scala. Ora applicate la tensione di alimentazione all'altro puntale del tester e regolate R7 fino ad ottenere un'assorbimento di circa 40 mA, valore ottimale per ridurre al minimo la distorsione di incrocio. Nell'effettuare questa operazione, abbiate cura di collegare a massa il morsetto di ingresso al fine di evitare che qualche segnale spurio, raccolto dalla presa di ingresso si ripercuota sull'uscita falsando la misura della corrente a riposo.

A questo punto l'amplificatore dovrebbe essere pronto a funzionare, ma per ulteriore sicurezza consigliamo un'altra verifica. Misuriamo col tester la tensione di alimentazione e poi la tensione presente fra il nodo di uscita (giunzione fra

R9 e R10) e la massa; questa tensione deve essere esattamente la metà di quella di alimentazione. Qualora non lo fosse, occorre renderla tale cambiando il valore di R2 o di R3.

Più precisamente, distinguiamo due casi:

1) *la tensione fra il punto di giunzione R9-R10-C10 e la massa è maggiore della metà della tensione di alimentazione:* occorre sostituire R2 con una resistenza di valore più elevato (ad es. 56.000 ohm);

2) *la tensione tra questo punto e la massa è minore della metà della tensione di alimentazione:* occorre sostituire R3 con una resistenza di valore più elevato.

Comunque, ripetiamo, il circuito dovrebbe essere già a posto con i valori iniziali, ma a causa della tolleranza dei componenti utilizzati, potrebbe esistere la necessità di regolare il centraggio della tensione sul punto R9-R10.

Un'ultima avvertenza: quando collegherete l'amplificatore al preamplificatore, utilizzate un cavo schermato stagnando la calza metallica alle masse dei due circuiti.

COSTO REALIZZAZIONE

Circuito stampato LX167 in fibra di vetro con serigrafia L. 900

Tutto il materiale occorrente per la realizzazione: le resistenze, i trimmer, i condensatori, i transistor, il circuito stampato, (escluso l'altoparlante) . . . L. 4.900

I prezzi sopra elencati non comprendono le spese postali.

a tutti i lettori ...

Non telefonateci nei giorni compresi fra l'8 e il 22 Agosto, né venite a Bologna. È molto più probabile che qualcuno di Nuova Elettronica venga a trovare Voi al mare o in montagna: in questo caso se volete, potete approfittarne e chiedergli tutto quello che volete: consulenza, schemi di ricevitori ecc. Per le segretarie, se volete far loro qualche rimprovero per essere state scortesie durante l'anno nel rispondere al telefono o nello scrivervi, avete il nostro consenso (quando le conoscerete sappiamo già che non seguirete i nostri consigli, e questo Vi costerà « caro »).

Per riconoscerle è molto semplice: sono tutti progetti « ben fatti », due sono bionde, tre sono brune, due castane e una rosso-tiziano, hanno tutte la macchina targata BO e... bè speriamo che basti.

Buone Ferie a tutti.

La Direzione

Si avvicina ferragosto e se pensate già di trascorrere le vostre vacanze al mare o in montagna, non trascurate l'idea di installare, prima di partire, un efficace antifurto nel vostro appartamento, giacché non sarebbe piacevole rientrare dalle ferie e trovarlo vuoto, dopo che in albergo si sono già preoccupati di vuotarvi le tasche. Il dilagare della criminalità infatti rende ogni giorno più impellente la necessità di difendere i propri averi dagli assalti che quotidianamente gli vengono portati da parte di ladri e malandrini di ogni genere.

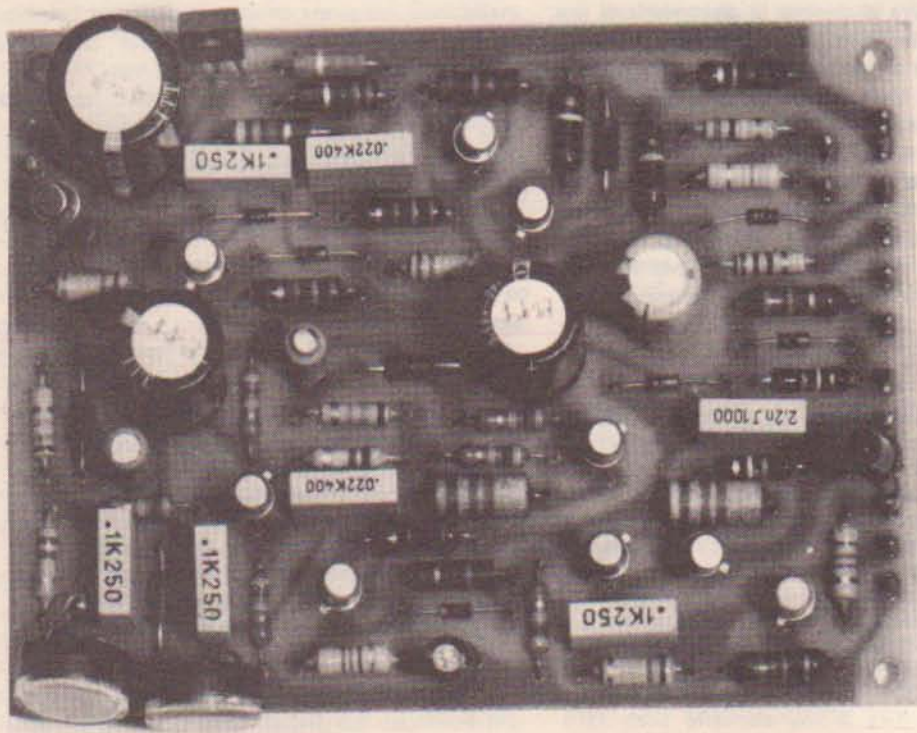
Basta leggere la pagina (o meglio le pagine, perché ormai sono sempre più di una) di cronaca nera di un qualsiasi quotidiano, per rendersi conto che siamo circondati da tanti « Bassotti » pronti ad intrufolarsi nel nostro appartamento per asportare tutto quanto possa fornir loro un utile.

Contro questi assalti il cittadino si trova generalmente sprovvisto in quanto le forze dell'ordine che dovrebbero proteggerlo arrivano sempre in ritardo perché è umanamente impossibile a meno di una « soffiata », sapere che il tal appartamento all'ora X verrà svaligiato.

Grazie all'elettronica ed ai suoi misteriosi congegni (non per noi, naturalmente), è però possibile approntare dei mezzi di difesa che, pur non avendo la pretesa di « catturare il ladro », possono tut-

ANTI FURTO

Foto di un prototipo dell'antifurto per casa.



PER CASA

Un perfetto congegno per sorvegliare il vostro appartamento quando siete assenti, per renderlo invulnerabile anche agli assalti del ladro più smalzato.

Un antifurto progettato dal sig. Lacchio Fabio di Roma, da noi collaudato in negozi e abitazioni per oltre un anno onde rilevarne l'efficacia. Constatata la sua perfetta efficienza, possiamo ora presentarlo a tutti i nostri lettori. Il sistema, come spiegato nell'articolo, si avvale di un ponte comprendente due fotoresistenze in grado di rilevare anormali variazioni di luminosità.

tavia prevenirne l'azione segnalando tramite il suono di una sirena o l'accensione di una lampada spia, la sua presenza all'interno del locale.

Questi congegni vengono chiamati col nome generico di « antifurto », anche se ognuno di essi si differenzia dagli altri per il principio seguito nelle rilevazioni e per il modo di segnalare le irregolarità nell'ambiente protetto. In particolare il sistema più semplice che possa essere adottato per sorvegliare una certa area, è quello di disporre una serie di contatti su tutte le porte o finestre che a tale area diano accesso, collegandoli ad un opportuno circuito a scatto in grado di entrare in funzione non appena uno di essi venga aperto o chiuso, a seconda delle esigenze.

Aree limitate possono venir controllate con raggi luminosi invisibili ma il complesso necessario per questo scopo è estremamente costoso.

Il sistema di rilevazione impiegato nel nostro progetto è invece semplicissimo e di sicuro funzionamento, in quanto mette a confronto la luminosità dell'ambiente da proteggere con la luminosità dell'ambiente esterno, facendo scattare il dispositivo di allarme solo ed esclusivamente nel caso in cui, ad una repentina variazione della luminosità interna, non ne corrisponda una analoga all'esterno. In altre parole il nostro sistema risente,

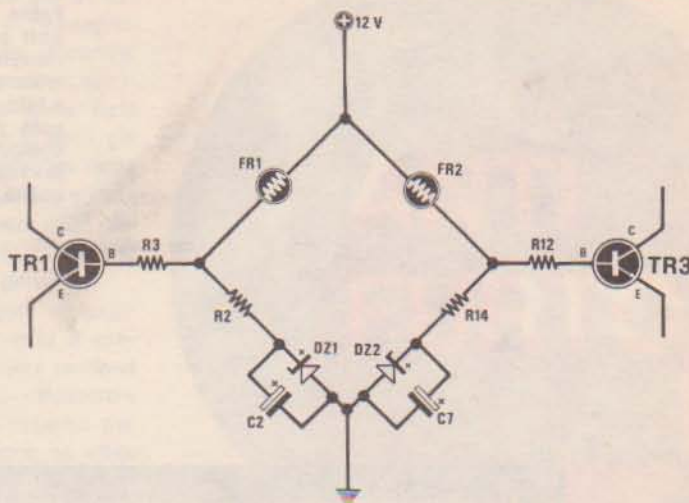
oltreché dell'accensione di luci artificiali nel locale sotto controllo o in quelli limitrofi, anche dell'apertura di porte o finestre dalle quali penetri luce (sia naturale che artificiale), nonché del breve oscuramento dovuto al transito di una persona dinanzi al rilevatore o alla porta di un vano illuminato.

L'area protetta è quindi molto estesa in quanto non si limita al locale in cui è posto il rilevatore, ma si estende anche ai locali adiacenti, purché abbiano un qualche sfogo su di esso.

Onde scongiurare poi inopportune segnalazioni a seguito di bagliori atmosferici o dovute al passaggio di un'automobile con i fari abbaglianti accesi, le variazioni di luminosità che si hanno all'interno dell'ambiente vengono confrontate con quelle presenti all'esterno e, qualora esse risultino simultanee, vengono automaticamente annullate.

Il nostro antifurto è inoltre estremamente versatile in quanto è predisposto per poter essere azionato, oltre che dal predetto dispositivo fotosensibile, anche da un numero illimitato di protezioni perimetrali, quali potrebbero essere contatti normalmente aperti (o normalmente chiusi) applicati a porte e finestre, avvisatori di aggressione, rilevatori d'incendio, di presenza di gas, di allaga-

Fig. 1 Le due fotoresistenze presenti in questo impianto vengono impiegate per realizzare un ponte di Wheatstone. Applicandole in due punti diversi di una stanza o un corridoio, se una persona passa vicino ad una sola di esse, la luminosità che colpisce le due fotoresistenze non è più la stessa, quindi il ponte si sbilancia e l'antifurto si innesca.



mento ecc... Ognuno di voi potrà quindi sbizzarrirsi a rendere questo sistema di allarme più o meno complesso a seconda delle sue esigenze con la certezza di ottenere da esso un funzionamento più che affidabile, tale comunque da mettere in seria difficoltà anche lo « scassinatore » più astuto.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Il nostro sistema di allarme richiede la presenza di due fotoresistenze da sistemare una all'interno e una all'esterno dell'appartamento (o perlomeno orientata verso l'esterno), una serie illimitata di contatti da applicare a porte e finestre, e un altoparlante o una sirena (installabile a distanza) per una segnalazione acustica necessaria ad avvisare l'interessato.

L'alimentazione è autonoma a 12 volt c.c. e può essere ottenuta con 3 economiche pile piatte (9 elementi).

La sensibilità ottenuta è elevatissima, come si può riscontrare dalla seguente tabella:

Valore ohmmico della fotoresistenza	Variazione percentuale di luminosità occorrente per l'azionamento
500.000 ohm	2,5 %
1 Megaohm	3 %
1,5 Megaohm	4,2 %
2 Megaohm	5,5 %
2,5 Megaohm	7,5 %
3 Megaohm	9 %

Tale sensibilità viene gradualmente assunta dopo qualche minuto dall'inserzione in modo da permettere a chi ha azionato il dispositivo di abbandonare l'appartamento senza farlo inopportuna-mente scattare.

Per consentire il rientro del proprietario, l'inesco del circuito viene inoltre ritardato di un periodo variabile a piacimento fra i 5 e i 50 secondi, mentre le segnalazioni di fughe di gas o di allagamento sono istantanee.

Il segnale acustico emesso in caso di allarme è assai potente (3 watt sonori circa) e termina con la scarica delle pile sempreché non si usi un accumulatore.

L'assorbimento, che in allarme raggiunge circa 1 amper, in riposo è mediamente di 60 microamper, il che assicura il perdurare della segnalazione acustica per alcuni minuti primi anche dopo oltre 6.000 ore (corrispondenti ad 8 mesi continuati) di sorveglianza.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del nostro antifurto (visibile in fig. 2) può apparire, ad una prima analisi, leggermente complicato ma siamo certi che, se seguite attentamente la nostra descrizione, ciascuno di voi riuscirà a comprenderne in breve il funzionamento.

Esso si compone essenzialmente di un circuito a ponte di Wheatstone (vedi fig. 1) i cui 4 lati risul-

tano costituiti rispettivamente da $R2+DZ1$, dalla fotoresistenza $FR1$ che va posta internamente all'ambiente da proteggere, dall'altra fotoresistenza $FR2$ che invece va posta all'esterno e da $R14+DZ2$.

In particolare, le due fotoresistenze costituiscono i «lati attivi» del ponte, mentre i diodi zener e le relative resistenze sono i due lati di «paragone».

A quanti si chiedessero come mai in un ponte essenzialmente resistivo come quello in oggetto sono stati inseriti due diodi zener ($DZ1$ e $DZ2$), risponderemo che questo si è reso necessario perché essi soli consentono di creare quelle variazioni logaritmiche, utili a coprire l'ampia escursione del valore ohmico delle fotoresistenze nell'intero campo di luminosità ambientale (300 ohm-10 Megaohm), assicurando una sensibilità percentuale pressoché costante.

I diodi zener però presentano l'inconveniente di generare rumore di BF per cui, essendo il nostro ponte estremamente sensibile, abbiamo dovuto collegare in parallelo a $DZ1$ e $DZ2$ i condensatori elettrolitici $C2$ e $C7$ appunto per cortocircuitare a massa questo segnale debole ma tuttavia indesiderato.

Un compito analogo viene svolto da $R1-C1$ sul lato sinistro del ponte e da $R13-C8$ sul lato destro, i quali provvedono a filtrare tutti i segnali spurii captati dai conduttori che servono da collegamento fra gli apparati rilevatori (fotoresistenze e contatti) ed il circuito stampato.

In serie alla fotoresistenza $FR2$ troviamo poi una serie di contatti di tipo «normalmente chiuso» (da collegare tra le due boccole d'uscita B) i quali possono essere applicati a porte o finestre in numero illimitato.

Inutile dire che l'apertura di uno qualsiasi di questi contatti posti tra le boccole B provoca un enorme squilibrio nel ponte facendo così scattare, come vedremo, il segnale d'allarme. Inutile pure far presente che se non vorrete impiegare contatti, da applicare sulle finestre o nelle porte, dovrete cortocircuitare con un filo di rame le due boccole indicate sullo schema elettrico con la lettera B, altrimenti non arriverà corrente alla fotoresistenza $FR2$, quindi il ponte, rimanendo sbilanciato, metterà subito in funzione l'allarme.

Il diodo zener $DZ3$, che troviamo applicato in parallelo a quest'ultima fotoresistenza, serve per assicurare che l'antifurto «scatti» aprendo uno qualsiasi dei contatti posti sulle boccole B, anche quando ci si trova nella condizione di piena oscurità esterna.

In questo caso infatti, il valore ohmico della fotoresistenza sarebbe talmente elevato (e di conse-

guenza la corrente che la attraversa talmente piccola) che, anche interrompendo il collegamento con l'alimentazione (come appunto succede quando si apre uno di questi contatti), possono non aversi, sulla base del transistor $TR3$, quelle variazioni di tensione necessarie a far scattare l'allarme.

Avendo invece inserito lo zener $DZ3$, le resistenze $R13$ ed $R14$ saranno sempre attraversate da una corrente più che sufficiente, nel caso essa venga a mancare in conseguenza dell'apertura di un contatto, ad innescare il sistema d'allarme.

La diagonale di misura del nostro ponte è costituita, come avrete certamente notato, dai due transistor $TR1$ e $TR3$ le cui basi sono collegate, tramite le resistenze $R3$ ed $R12$ rispettivamente, ai vertici di misura e risentono quindi immediatamente di una variazione del valore ohmico di una delle due fotoresistenze.

Questi due transistor sono collegati fra di loro secondo uno schema differenziale che permette di amplificare gli squilibri di tensione presenti sulle due basi.

Il transistor $TR2$, la cui base è applicata tramite il condensatore $C4$ al collettore del transistor $TR1$ e tramite la resistenza $R8$ al collettore del transistor $TR3$, rileva questi squilibri in un unico senso, e più precisamente rileva gli aumenti relativi di luminosità di $FR1$ rispetto ad $FR2$, per una durata dipendente dal tempo di carica di $C4$.

In altre parole, non appena si ha un aumento relativo della luminosità di $FR1$ rispetto ad $FR2$ (conseguente, ad esempio, all'accensione di una lampada nell'ambiente protetto oppure al passaggio di una persona davanti ad $FR1$, nel qual caso si ha prima una diminuzione, poi un riaumento della luminosità incidente su questa fotoresistenza), sulla base di $TR2$ si presenta un impulso (di durata dipendente dal tempo di carica di $C4$) tale da portare in conduzione questo transistor che normalmente è interdetto.

$TR2$ è invece insensibile ad eventuali rioscuramenti esterni poiché il potenziale presente sull'emettitore in seguito ad un bagliore provocato ad esempio da un lampo, viene mantenuto tramite il diodo $DS1$ e il condensatore elettrolitico $C3$ sufficientemente a lungo da non risentirne.

L'impulso presente sulla base di $TR2$ lo ritroviamo poi sul collettore dello stesso transistor il quale, come noterete, è collegato alla base del transistor $TR4$ che insieme a $TR5$ costituisce una coppia Darlington in grado di apportare al segnale una elevata amplificazione.

Dal collettore $TR5$ l'impulso viene infine trasferito, tramite la resistenza $R19$ sulla base del tran-

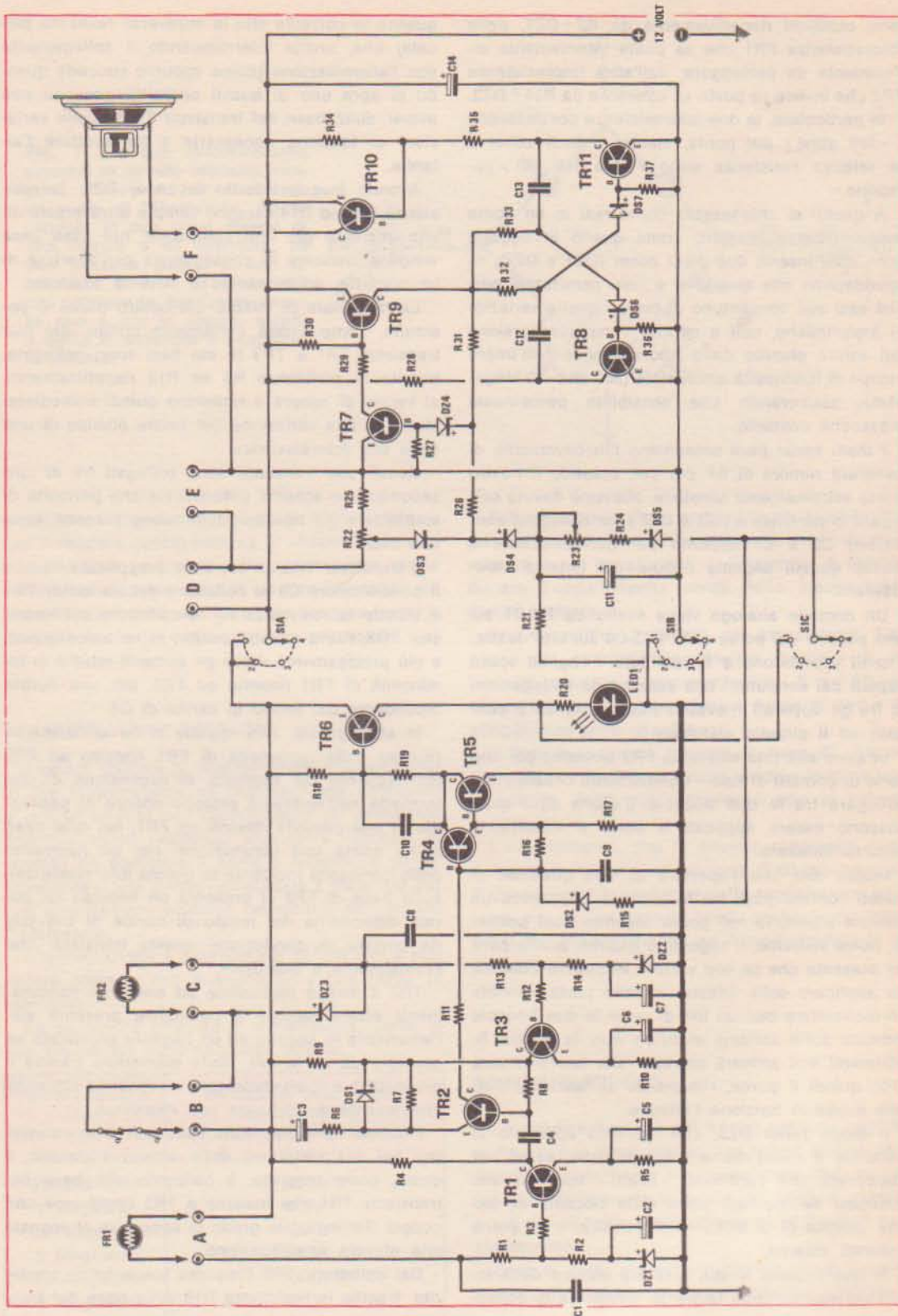


Fig. 2 Schema elettrico.

COMPONENTI	Potenz. lin.		Potenz. lin.	
R1 = 220.000 ohm	R15 = 680.000 ohm	R34 = 120 ohm	DS1 a DS7 = diodi al silicio 1N4148	
R2 = 56.000 ohm	R16 = 22 megaohm	R35 = 270 ohm	DZ1 a DZ4 = diodi zener 5,6 volt 1/2 watt	
R3 = 470.000 ohm	R17 = 680.000 ohm	R36 = 56.000 ohm	LED1 = diodo LED	
R4 = 470.000 ohm	R18 = 18.000 ohm	R37 = 6.800 ohm	TR1 = transistor NPN tipo BC107	
R5 = 470.000 ohm	R19 = 56.000 ohm	tutte le resistenze da 1/2 watt	TR2 = transistor PNP tipo BC177	
R6 = 1,2 megaohm	R20 = 1.200 ohm	C1 = 100.000 pF poliestere	TR3 = transistor NPN tipo BC107	
R7 = 2,7 megaohm	R21 = 10 ohm	C2 = 4,7 mF elettrolitico 16 volt	TR4 = transistor NPN tipo BC107	
R8 = 22 megaohm	R22 = 470.000 ohm	C3 = 1 mF elettrolitico 16 volt	TR5 = transistor NPN tipo BC107	
R9 = 470.000 ohm	R23 = 100.000 ohm	C4 = 22.000 pF poliestere	TR6 = transistor PNP tipo BC177	
R10 = 470.000 ohm	R24 = 18.000 ohm	C5 = 470 mF elettrolitico 16 volt	TR7 = transistor NPN tipo BC107	
R11 = 10 megaohm	R25 = 470.000 ohm	C6 = 470 mF elettrolitico 16 volt	TR8 = transistor NPN tipo BC107	
R12 = 470.000 ohm	R26 = 100.000 ohm	C7 = 4,7 mF elettrolitico 16 volt	TR9 = transistor PNP tipo BC177	
R13 = 220.000 ohm	R27 = 220.000 ohm	C8 = 100.000 pF poliestere	TR10 = transistor PNP tipo BD138	
R14 = 56.000 ohm	R28 = 4.700 ohm	C9 = 2.200 pF poliestere	su aletta	
	R29 = 100.000 ohm	C10 = 100.000 pF poliestere	TR11 = transistor NPN tipo BC108	
	R30 = 27.000 ohm	C11 = 220 mF elettrolitico 16 volt	S1 = commutatore 3 vie 4 posizioni	
	R31 = 220.000 ohm	C12 = 100.000 pF poliestere	FR1-FR2 = fotoresistenze	
	R32 = 56.000 ohm	C13 = 22.000 pF poliestere	altoparlante 4-8 ohm	
	R33 = 6.800 ohm	C14 = 1.000 mF elettrolitico 16 volt		

sistor TR6 il quale determinerà l'accensione del Led di preallarme LED1. Questo solo quando il commutatore S1C, si trova in «posizione 1» perché solo così la tensione presente sul collettore di TR6, attraverso il diodo DS5, la resistenza R24 ed il potenziometro R23, inizierà a caricare il condensatore di «temporizzazione» C11 il quale serve, come abbiamo detto, per dar tempo al proprietario che rientra di disinnescare il sistema di allarme.

Questa condizione diviene però permanente solo se il commutatore S1 è ruotato sulla prima posizione in quanto solo in questo caso, tramite la resistenza R15 e il diodo DS2, viene operata una forte reazione positiva che mantiene in conduzione i transistor TR4-TR5 e TR6.

In ogni altro caso invece il diodo led si spegne dopo pochi attimi e l'allarme non scatta perché viene appunto a mancare la polarizzazione sulla base di questi transistor.

Abbiamo detto che contemporaneamente all'accensione del Led di preallarme il condensatore C11 inizia a caricarsi ma abbiamo tralasciato di accennare al trimmer R23 il quale in questo ciclo di carica svolge un compito molto importante.

Grazie a questo trimmer infatti noi possiamo variare a piacimento la velocità di carica del condensatore prolungando il tempo di attesa da un minimo di 2 secondi ad un massimo di 15 secondi, utilizzando per C11 una capacità di 100 mF, oppure da 5 a 38 secondi, se la capacità di C11 è stata scelta di 220 mF.

Naturalmente impiegando per C11 condensatori di capacità maggiore di questi, potremo riuscire ad ottenere anche tempi di attesa notevolmente più alti, ma questa può rivelarsi un'arma a doppio taglio in quanto se è vero che il proprietario verrebbe ad avere più tempo per disinnescare il congegno quindi potrebbe agire con meno foga al suo rientro, è anche vero che la stessa opportunità viene fornita anche a chi viola lo spazio protetto, il quale avrà più tempo a disposizione per controllare se esiste nella stanza un sistema di antifurto.

Potremmo anche dilungarci a descrivere le funzioni svolte dal commutatore S1 a seconda della posizione su cui viene ruotato, ma riteniamo sia meglio farlo più avanti in quanto ora ci interessa di più seguire l'evolversi della situazione fino a veder scattare il segnale acustico di allarme: vedremo quindi più avanti a cosa servono tutti i contatti del commutatore S1.

Tornando ad occuparci del condensatore C11, noteremo che non appena la tensione ai suoi capi supera i 5,2-6,3 volt (pari alla tensione dello zener DZ4 più la caduta per polarizzazione diretta ai ca-

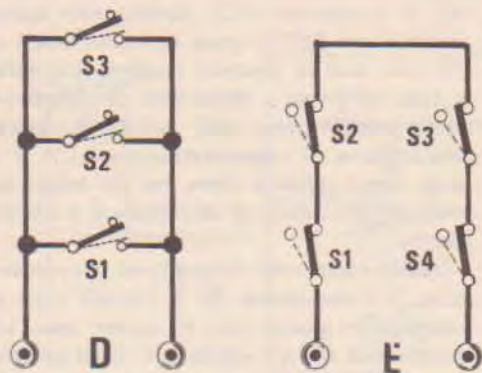


Fig. 3 Nelle boccole « D » potremo inserire innumerevoli contatti normalmente aperti in parallelo. Quando uno di essi chiudendosi cortocircuiterà le boccole, entrerà in funzione l'allarme. Al contrario tra le boccole « E » potremo collegare tanti contatti chiusi posti in serie. Quando uno di questi aprendosi interromperà il cortocircuito tra le boccole, si avrà l'innescò dell'allarme.

pi del diodo DS4), la base del transistor TR7, il quale normalmente è interdetto, viene a trovarsi sufficientemente polarizzata per far passare in conduzione il transistor.

Dato poi che il collettore di TR7 è collegato all'alimentazione positiva tramite R29 ed R30, la corrente che attraverserà queste due resistenze in seguito al passaggio in conduzione del transistor, farà scendere la tensione sulla base di TR9 di quel tanto che basta per portare in conduzione anche questo secondo transistor il quale svolge due compiti bene determinati:

1°) alimenta, con la sua corrente di collettore, le basi dei transistor TR8 e TR11 (i quali costituiscono nel loro insieme un oscillatore in grado di generare un'onda quadra alla frequenza di circa 700 Hz),

2°) introduce tramite la resistenza R31, una reazione positiva sulla base di TR7 in grado di mantenerlo permanentemente in conduzione fino alla scarica delle pile.

L'onda quadra generata dall'oscillatore viene infine prelevata dal collettore di TR11 ed applicata, tramite R35, sulla base del transistor di potenza TR10 il quale provvede ad amplificarla fino al punto desiderato e a trasferirla all'altoparlante che, come noteremo, è collegato in serie al collettore di questo transistor.

L'altoparlante, per poter resistere all'intensa corrente che attraversa la sua bobina mobile, dovrà essere scelto di potenza almeno doppia rispetto ai 3 watt da noi indicati all'inizio dell'articolo, quindi consigliamo di adottare per questo scopo un altoparlante da 4 ohm 6 watt. In seguito a quanto abbiamo appena visto, possiamo quindi considerare il nostro circuito idealmente suddiviso in

due sezioni e precisamente quella di sinistra, che funge da rilevatore di intrusioni nell'area protetta, e quella di destra che invece rappresenta l'allarme vero e proprio. Fra queste due sezioni fa da ponte il commutatore a 3 vie e 4 posizioni indicato con la sigla S1A-S1B-S1C il quale svolge le funzioni qui sotto elencate.

S1A — Sulle prime due posizioni viene utilizzato per portare i 12 volt positivi di alimentazione alla parte sinistra del circuito, mentre sulle altre due posizioni interrompe questo collegamento isolando la parte sinistra del circuito dalla parte di destra.

S1B — Sulla prima posizione serve per perfezionare il collegamento di massa fra le due sezioni del circuito, sulla seconda inserisce la resistenza R21 in parallelo al condensatore C11 in modo da consentirgli di scaricarsi su di essa, sulla terza posizione collega alla massa la sola sezione di destra in modo da consentirle un funzionamento autonomo, mentre la quarta posizione non è sfruttata e serve solo per togliere alimentazione al circuito quando lo si vuol lasciare disinserito.

S1C — Serve solo sulla prima posizione in quanto permette il passaggio della corrente che dal collettore di TR6 va a caricare il condensatore di attesa C11, mentre tutte le altre posizioni non sono collegate.

Riepilogando quindi, quando il commutatore S1 si trova sulla prima posizione, sono alimentate sia la sezione di sinistra che quella di destra del circuito, la seconda posizione serve solo per scaricare il condensatore C11 sulla resistenza R21 quando il proprietario rientra e vuol disinserire l'appar-

recchio prima che scatti l'allarme, la terza posizione serve per far funzionare da sola la sezione di destra quando non interessa utilizzare il rilevatore a fotoresistenze, e la quarta posizione infine serve per «spegnere» l'apparecchio.

La sezione di destra si presta, come abbiamo detto, ad un funzionamento autonomo oppure ad un funzionamento in abbinamento con la sezione di sinistra.

Essa dispone di due ingressi autonomi (le boccole che nel disegno sono indicate rispettivamente con la lettera D e con la lettera E) ai quali potremo collegare un numero illimitato di contatti, interruttori, relè o altri rilevatori in grado ciascuno di far scattare il circuito di allarme.

Per far questo bisognerà però rispettare le regole che ora elenchiamo:

INGRESSO D — può accettare un numero illimitato di contatti «normalmente aperti» purché vengano montati uno in parallelo all'altro come vedesi in fig. 3; chiudendo uno di questi contatti si polarizza, tramite R22, DS3, R26, DZ4, la base del transistor TR7 il quale si porterà in conduzione proprio come avveniva nel caso precedente.

INGRESSO E — può accettare un numero illimitato di contatti «normalmente chiusi» collegati

in serie fra di loro, purché si abbia l'avvertenza di inserire fra le due prese D una resistenza di valore variabile tra i 1.000 e i 10.000 ohm.

Prendo infatti casualmente uno di questi contatti, si polarizza ancora la base di TR7, quindi si provoca l'innesco dell'oscillatore.

Inutile dire che le due prese D ed E non si possono usare contemporaneamente perché in questo caso i contatti aperti applicati alle boccole D verrebbero resi inutilizzabili dalla resistenza posta loro in parallelo, col rischio anzi, nel caso uno di questi venisse chiuso, di cortocircuitare l'alimentazione, quindi si useranno le prese D se si hanno dei microswitch o interruttori magnetici che in condizioni di riposo sono normalmente aperti oppure le prese E se si hanno dei microswitch normalmente chiusi. Questi contatti ovviamente fanno scattare l'allarme all'istante per cui potranno essere applicati a finestre, porte secondarie, casetti ecc.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato da noi realizzato per ricevere i componenti di questo antifurto è contraddi-

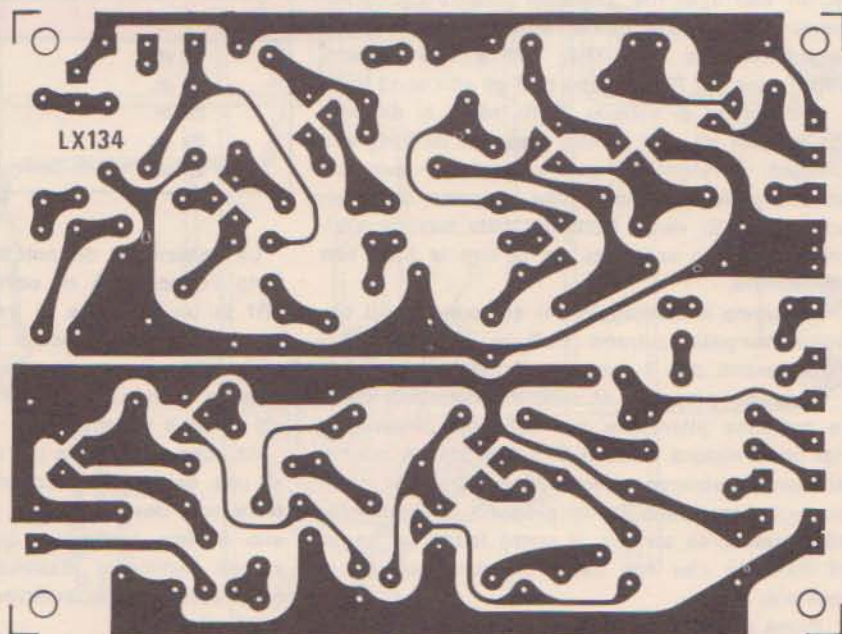


Fig. 4 Circuito stampato a grandezza naturale dell'antifurto. Su tale circuito, dal lato opposto al rame, troverete il disegno serigrafico dei componenti.

stinto dalla sigla LX134 e viene mostrato a grandezza naturale in fig. 4.

Il disegno serigrafico riportato sulla vetranite di questo circuito vi aiuterà moltissimo nell'inserimento dei vari componenti, riducendo al minimo le possibilità di errore.

A dissolvere ogni possibile dubbio residuo penserà infine lo schema pratico di montaggio di fig. 5 nel quale viene anche mostrato molto chiaramente come vanno effettuati i collegamenti con i componenti esterni al circuito, cioè con i due potenziometri R22 ed R23, il commutatore S1, il diodo led di preallarme e i sei ingressi.

Nell'inserire i vari componenti sul circuito stampato dovrete fare molta attenzione a non invertire la polarità dei condensatori elettrolitici, dei diodi e degli zener.

Per quanto riguarda i transistor utilizzati in questo circuito noteremo che, fatta eccezione per TR10, essi presentano tutti lo stesso involucro metallico circolare con una linguetta sporgente per cui, per non commettere errori, sarà sufficiente inserirli in maniera che tale linguetta risulti orientata nel senso indicato dalla serigrafia.

In fig. 5 troverete comunque riportata la disposizione dei terminali E-B-C di questi transistor visti dal lato in cui fuoriescono dal corpo quindi, nel caso in cui vi trovaste in difficoltà, potrete sempre servirvi di questo disegno e dello schema elettrico per dissolvere ogni dubbio.

Molto importante è invece non confondere fra di loro i transistor NPN con i PNP, oppure i BC107 con il BC108: prima di inserire ogni transistor controllatene quindi attentamente la sigla, ricordando che solo TR2, TR6 e TR9 (nonché TR10) sono dei PNP mentre tutti gli altri sono NPN.

Il transistor di potenza TR10 infine, si differenzia da tutti gli altri perché presenta un involucro plastico rettangolare con un riporto metallico su una delle due facce: tale supporto dovrà risultare rivolto verso l'esterno della basetta altrimenti verranno scambiati fra di loro la base con l'emettitore.

Terminato il montaggio dei componenti sul circuito stampato, potremo passare ad effettuare i collegamenti con i componenti esterni.

A questo proposito vi raccomandiamo di porre la massima attenzione nel collegare i terminali del commutatore rotativo S1A-S1B-S1C in quanto abbiamo purtroppo dovuto riscontrare che ogniqualvolta inseriamo in un progetto un commutatore, esso crea sempre ai nostri lettori un sacco di difficoltà che non hanno nessuna ragione di esistere.

Prima di stagnare i fili sul terminale controllate

quindi con un ohmetro che esso sia effettivamente quello a cui vi dovete collegare, aiutandovi con le sigle che troverete riportate nel punto in cui si innesta ogni filo sul circuito stampato.

Anche i 6 ingressi A-B-C-D-E-F sono chiaramente indicati con la loro sigla sullo stampato.

Attenzione infine a rispettare la polarità del diodo led altrimenti è ovvio che non potrà accendersi quando dovrà segnalare la condizione di inizio carica del condensatore C11.

Altri avvertimenti crediamo non ne esistano per cui passiamo senz'altro a descrivere il modo in cui va installato l'antifurto all'interno del locale da proteggere.

La centralina, onde consentire al proprietario che rientra di bloccare l'allarme in tempo utile prima che scatti, dovrà risultare ubicata possibilmente in prossimità dell'accesso, occultandola opportunamente oppure rendendola insabotabile.

L'altoparlante invece dovrà venire installato presso l'addetto alla sorveglianza, o in un appartamento vicino, o nel vano scala oppure ancora all'esterno in modo da essere udibile dalla maggior quantità di gente possibile.

La linea di collegamento con l'altoparlante, dovendo sopportare una corrente piuttosto forte senza introdurre una caduta eccessiva, dovrà realizzarsi con filo di rame di sezione proporzionale alla sua lunghezza, come appare dal seguente prospetto:

Lunghezza della linea	Minima sezione dei conduttori
10 m.	0,5 mm.
15 m.	0,8 mm.
20 m.	1 mm.
30 m.	1,6 mm.
50 m.	2,5 mm.

Le esperienze da noi condotte hanno evidenziato l'opportunità di collocare la fotoresistenza FR1 in un ambiente di transito privo di finestre, ma su cui si affaccino il maggior numero di porte (ingresso o corridoio), cercando di orientarla in maniera da poter controllare tutte queste porte o finestre.

Affinché essa possa poi rilevare anche il transito di una persona nel corridoio, la sua altezza da terra non deve superare m. 1,20. Considerato il suo minimo ingombro, questa fotoresistenza risulterà facilmente dissimulabile anche e soprattutto perché sono sufficienti fili di collegamento sottilissimi.

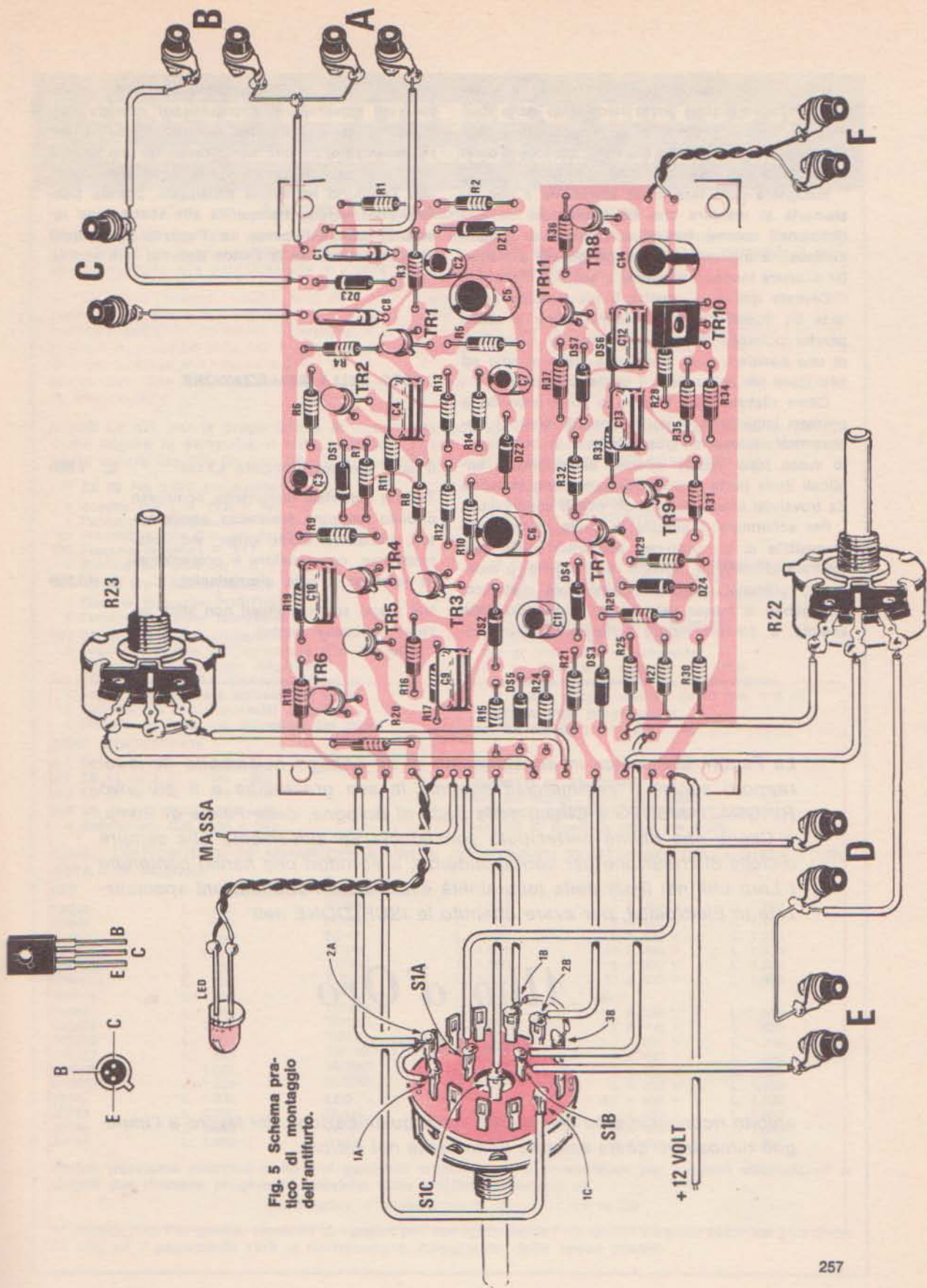


Fig. 5 Schema pratico di montaggio dell'antifurto.

L'altra fotoresistenza dovrà invece venire sistemata in un qualsiasi posto rischiarato dalla luce esterna, purché protetto dalla pioggia ed a questo proposito sono molto indicati i cassonetti delle serrande o delle saracinesche avvolgibili.

Bisognerà però fare molta attenzione a non sistemarla in maniera che sia interessata da luci direzionali come fari di automobile o insegne luminose a intermittenza perché questo potrebbe far scattare inopportuno il segnale d'allarme.

Cercate quindi di tenerla il più possibile protetta da queste forme di illuminamenti a sbalzi perché potrebbe essere sufficiente lo sventolare di una bandiera o di biancheria stesa al sole ad asciugare per sbilanciare il ponte di misura.

Come rilevatori per finestre o porte secondarie potranno impiegarsi semplici contatti elettrici oppure dei microswitch possibilmente in bulbo sotto vuoto (tipo REED) azionati da magnetini applicati nella parte mobile dei serramenti in modo da trovarvisi affacciati quando questi sono chiusi.

Per schermare il circuito in modo da renderlo insensibile ai transistori sui conduttori della rete elettrica circostante, dovrete racchiuderlo, a montaggio ultimato, entro un contenitore metallico, collegando la massa del circuito al metallo della scatola, e dovrete inoltre schermare opportunamente

le linee di collegamento con i vari rilevatori: tali schermature dovranno poi risultare collegate a terra (tubi dell'impianto idrico o del riscaldamento) o più semplicemente alla massa dello stampato. A questo punto, dopo aver installato l'antifurto ed averlo collaudato, potrete pensare con maggior tranquillità alle vostre ferie lasciando solo a Paperon de' Paperoni il pensiero di preoccuparsi se la Banda Bassotti è in azione.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX134 . . . L. 1.500

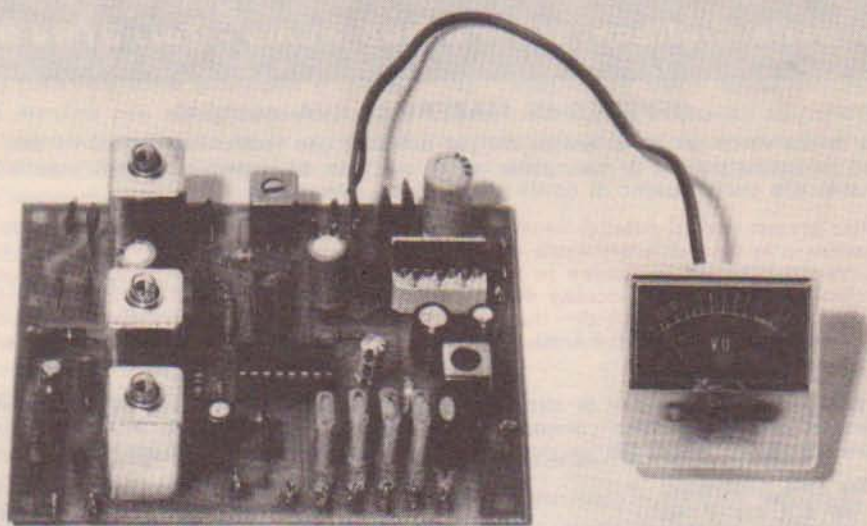
Tutto il materiale occorrente, compreso circuito stampato, resistenze, condensatori, transistor, diodi, zener, led, fotoresistenze, commutatore e potenziometri (escluso il solo altoparlante) . . . L. 13.500

Nei prezzi sopra elencati non sono incluse le spese postali.

La Fantini Elettronica in adempimento di un obbligo nell'ambito dei suoi rapporti sociali e commerciali esprime la sua gratitudine e il più vivo RINGRAZIAMENTO a Clienti della Sede di Bologna, della Filiale di Roma, a Clienti che hanno partecipato con fiducia ed attivamente alla sempre difficile distribuzione per corrispondenza, a Fornitori che hanno contenuto i Loro utili nei limiti della tollerabilità e alle note Pubblicazioni specializzate in Elettronica, per avere ottenuto la ISCRIZIONE nell'

Albo d'Oro del Lavoro

ambito riconoscimento che premia l'alta qualificazione del lavoro e l'impegno dimostrato quale azienda benemerita nel settore.



Non sappiamo se sia per effetto della svalutazione della nostra moneta in confronto alle altre o per la aumentata richiesta di apparati CB, ma sta di fatto che per acquistare oggi un ottimo ricevitore per i 27 MHz, è necessario sborsare una barca di quattrini.

Ne consegue che solo pochi fortunati possono permettersi il lusso di defalcare queste grosse cifre dal loro salario per coltivare questo hobby, mentre la stragrande maggioranza è costretta, anche se a malincuore, a reprimere questo suo desiderio sperando in un domani che, sappiamo già, non potrà mai giungere.

Il perché di questa nostra sfiducia balza immediatamente agli occhi quando ci si accorge che ogni giorno tutto tende ad aumentare, tanto che quando finalmente si è racimolata la cifra che era necessaria qualche mese fa per l'acquisto di una stazione completa, ci si accorge purtroppo che ora tale somma non è neppure sufficiente per « metà » stazione.

Se però è vero che acquistare un apparato CB è possibilità di pochi, è altrettanto vero che con un minimo d'iniziativa e con una spesa decisamente inferiore è possibile entrarne ugualmente in possesso autocostruendoselo. Così facendo avremo inoltre doppia soddisfazione in quanto,

oltre ad economizzare sulla spesa, potremo dimostrare ai nostri amici che un ricevitore nato dalle nostre mani in economia è in grado di competere con qualsiasi altro di tipo commerciale.

A questo punto tuttavia qualcuno potrebbe farci notare che ben difficilmente, qualora si entri nell'idea di costruirsi un ottimo ricevitore, si riesce a trovare uno schema che soddisfi completamente ogni nostra esigenza e quand'anche lo si trovi, può risultare difficoltoso reperire tutto il materiale necessario per la realizzazione.

Succede così che lo schema X, che sarebbe veramente eccezionale, risulti troppo complesso per un dilettante, che lo schema Y invece sia troppo semplice, che lo schema Z soddisfi in parte, però manchi del VFO, che lo schema K abbia il VFO però manchi dello strumentino S-meter ecc.

Il modello RX21 che oggi vi presentiamo, pur risultando estremamente semplice ed economico, pensiamo possieda tutti quei requisiti che ognuno di voi desidera.

È proprio per questo che vi invitiamo a valutarne attentamente le prestazioni in quanto solo paragonandole con quelle di altri ricevitori, potrete rendervi conto di avere finalmente tra le mani quello schema che da sempre cercavate.

Dobbiamo tuttavia precisare che il merito di es-

Due soli integrati sono sufficienti per realizzare il più semplice e perfetto ricevitore CB che mai sia apparso in commercio. Con una sensibilità di circa 0,5 microvolt, 5 canali quarzati, un VFO incorporato, un indicatore S-meter, un filtro di MF ceramico, esso risulterà senz'altro il miglior ricevitore che avrete finora posseduto.

UN SUPER-RICEVITORE CB

sere riusciti ad ottenere, da uno schema apparentemente così semplice, un ricevitore ottimo sotto tutti gli aspetti, non è completamente nostro, anzi è dovuto per un buon 60% all'integrato TCA.440 costruito dalla Siemens, riguardo al quale è doveroso fare una piccola presentazione.

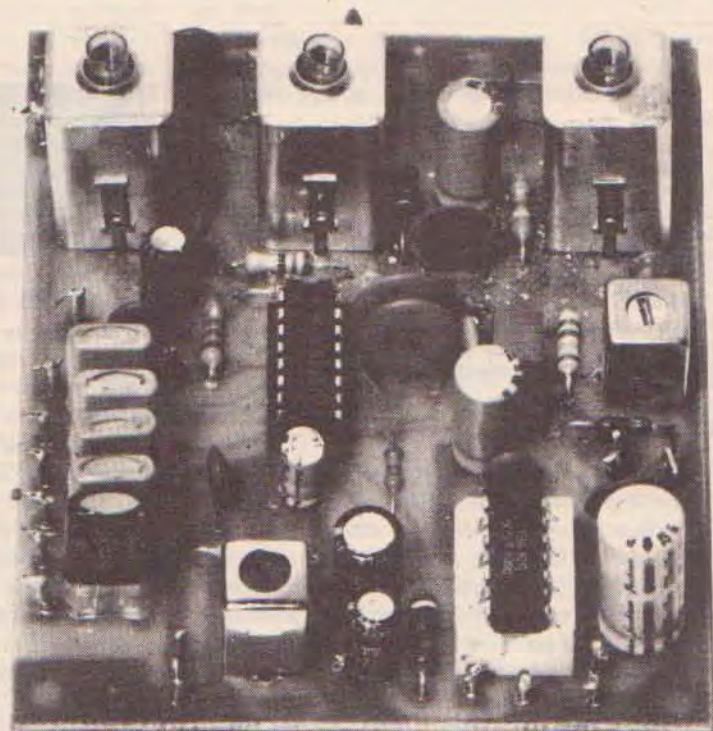
L'integrato TCA.440

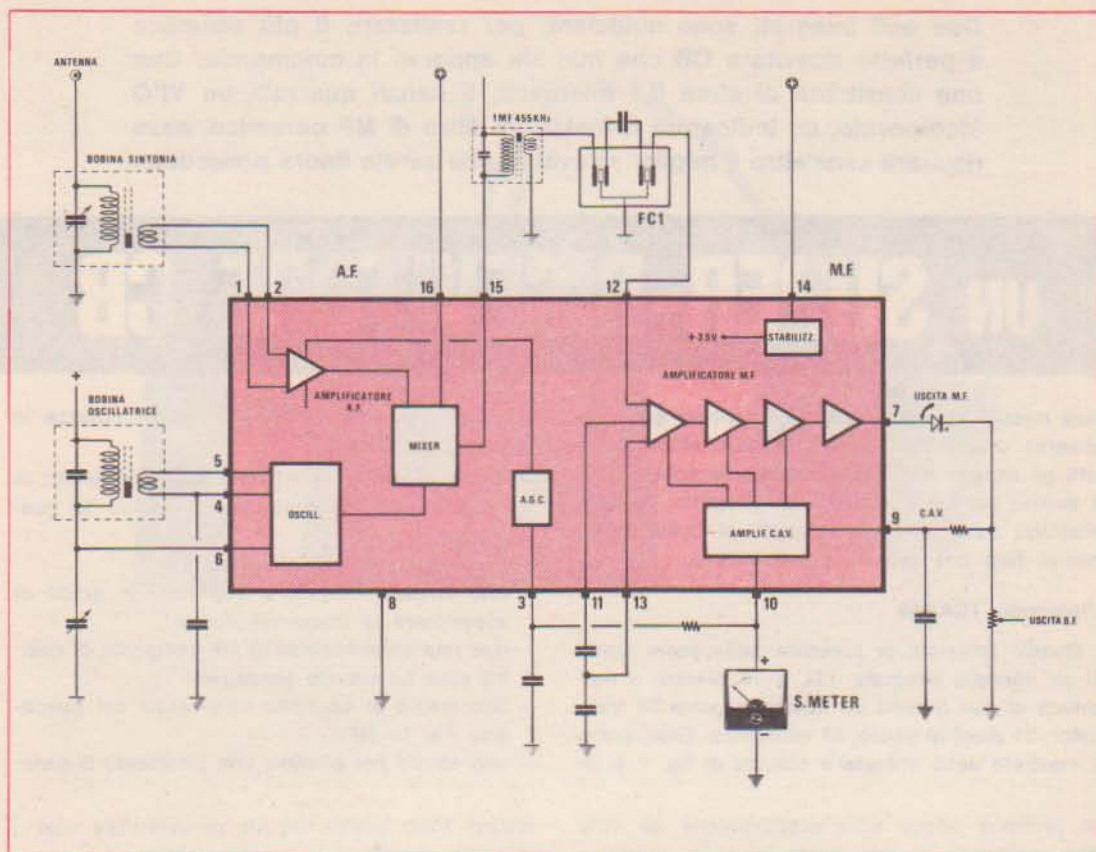
Questo integrato si presenta nella veste tipica di un normale integrato TTL a 16 piedini, e racchiude al suo interno un qualcosa come 34 transistor, 21 diodi al silicio, 57 resistenze. Esso, come è mostrato nello schema a blocchi di fig. 1, è un

completo ricevitore a modulazione d'ampiezza in quanto dispone di:

- uno stadio preamplificatore di AF provvisto di un efficace AGC (controllo automatico del guadagno)
- uno stadio oscillatore separato
- uno stadio miscelatore bilanciato in grado di sopprimere le frequenze spurie
- una rete amplificatrice di MF composta di quattro stadi ad elevato guadagno
- uno stadio di controllo automatico del guadagno per la MF
- uno stadio per pilotare uno strumento S-meter

Nelle due foto possiamo vedere come si presenta il ricevitore a realizzazione ultimata. Si noti la semplicità del montaggio e l'elegante strumettino fornito per l'S-meter. Nelle foto manca il condensatore variabile che va applicato all'esterno del circuito stampato.





Le caratteristiche tipiche di questo integrato sono:

Tensione di alimentazione	4,5 - 11 volt
Corrente assorbita	7 - 10,8 mA
Guadagno dello stadio di AF	65 - 80 dB
Sensibilità dello stadio di AF	7 microvolt
Rapporto segnale-disturbo	30 dB
Max frequenza di lavoro	50 MHz
Guadagno dello stadio MF	60 dB
Max frequenza di lavoro stadio MF	2 MHz
Max segnale in uscita	80 mV circa
Sensibilità dello strumento	500-microamper

SCHEMA ELETTRICO

Pur convenendo che l'integrato TCA.440 possiede delle ottime caratteristiche, nell'accingerci a progettare questo ricevitore ci siamo trovati tutti d'accordo sul fatto che una sensibilità d'ingresso di 7 microvolt (quale appunto possiede questo integrato) non poteva considerarsi soddisfacente, cosicché ci siamo sforzati di apportare a questo schema quelle modifiche che ritenevamo più opportune per migliorarne le prestazioni, senza per questo renderlo più complicato. Con l'aggiunta di

Fig. 1 L'integrato TCA440 impiegato per questa realizzazione è un completo ricevitore supereterodina, in quanto provvisto di oscillatore, amplificatore AF e MF, miscelatore, amplificatore per il CAV, e per l'AGC più il terminale di uscita per un S-meter.

un mosfet impiegato come preamplificatore AF abbiamo così ottenuto un ricevitore con una sensibilità pari se non addirittura superiore a quella di qualsiasi apparecchio commerciale, cioè siamo riusciti ad ottenere un segnale apprezzabile in uscita, con meno di 1 microvolt in ingresso. Per soddisfare le richieste di una larga fetta dei nostri lettori, abbiamo inoltre deciso di abbinare alla sintonia fissa *canalizzata su quarzi*, anche la possibilità di disporre di una sintonia variabile in grado di esplorare con continuità tutta la gamma CB, ed anche questo problema è stato risolto, come potrete rilevare, in maniera molto elegante prevedendo un apposito commutatore tramite il quale si abilita il ricevitore a funzionare a VFO o a quarzo.

Esaminando insieme lo schema elettrico di fig.

2, potremo subito rilevare come il segnale di AF captato dall'antenna venga trasferito, tramite la bobina L1-L2, sul gate G1 del mosfet che come abbiamo detto funge da preamplificatore d'antenna con un guadagno pari a circa 10-12 volte.

I due diodi al silicio DS1-DS2 che troviamo applicati in parallelo alla bobina L1, servono per proteggere il mosfet da eventuali scariche elettriche « atmosferiche » tanto frequenti durante i temporali, e che potrebbero raggiungere il gate nel caso si impieghi un'antenna esterna installata sul tetto.

Come mosfet noi consigliamo di utilizzare il tipo MEM564 o altri equivalenti facendovi però presente (e questo vale anche per gli stessi MEM564) che non tutti i mosfet, anche se della stessa marca e sigla, presentano lo stesso guadagno anzi, come abbiamo potuto constatare, potrebbe capitarvi che con un mosfet riuscite ad ottenere una sensibilità veramente eccezionale (0,4 - 0,5 microvolt) mentre con un altro mosfet perfettamente identico al precedente, non riuscite a far scendere la sensibilità al di sotto dei 3 microvolt.

È quindi intuitivo che qualora il vostro ricevitore, una volta realizzato, presentasse una sensibilità piuttosto scarsa, l'inconveniente è da attribuirsi solo ed esclusivamente al mosfet, per cui sarà consigliabile sostituirlo.

Il MEM564 da noi impiegato, a differenza di altri tipi, presenta il vantaggio di essere **autoprotetto**, quindi non si corre il rischio di bruciarlo anche se, in fase di montaggio si dovesse appoggiare per troppo tempo la punta del saldatore sui suoi terminali.

Tornando al nostro schema noteremo che il segnale preamplificato presente sul drain del mosfet va ad interessare la bobina L3 e da questa viene trasferito, per via induttiva, alla bobina L4 i cui estremi sono collegati all'ingresso (piedini 1 e 2) dello stadio preamplificatore AF contenuto nell'integrato TCA.440.

Come in ogni ricevitore supereterodina, oltre allo stadio di AF, risulta presente anche uno stadio oscillatore locale utile a generare un segnale di AF che, miscelato a quello proveniente dall'antenna, ci fornirà il segnale di MF da mandare al rivelatore.

Questo stadio oscillatore è pure contenuto all'interno dell'integrato TCA.440 e viene pilotato esternamente dalla bobina L5, accordata sui 26.000 KHz circa, e dal link L6 avvolto sullo stesso supporto della bobina oscillatrice.

Per ottenere che lo stadio oscillatore potesse funzionare sia su frequenze fisse determinate da quarzi, sia su una frequenza variabile pilotato da

un VFO, si è adottato, come vedesi nel disegno, un semplice ma efficace sistema.

Il terminale 5 dell'integrato infatti, oltre ad essere collegato alla bobina L6, fa pure capo al cursore centrale del commutatore S1 (a 1 via e 6 posizioni) ruotando il quale dalla prima alla quinta posizione inseriremo di volta in volta fra il terminale 4 ed il terminale 6 un quarzo corrispondente ad un diverso canale, mentre spostandolo sulla sesta posizione il terminale 5 risulterà collegato al condensatore C9.

In quest'ultima posizione il ricevitore è in VFO, cioè si può esplorare tutta la gamma CB alla ricerca di una stazione trasmittente semplicemente ruotando da un estremo all'altro la manopola del condensatore variabile C8.

Come abbiamo detto il segnale di AF proveniente dall'antenna viene miscelato con quello generato da questo oscillatore e dopo essere stato convertito sulla frequenza di 455 KHz, viene trasferito alla « media frequenza » MF1 applicata al piedino 15 dell'integrato.

Il segnale prelevato dal secondario di questa MF, giungerà all'ingresso dello stadio amplificatore di MF (piedino 12), attraverso un filtro ceramico a 455 KHz (FC1) indispensabile per migliorare la selettività dell'apparato, selettività che può essere leggermente modificata agendo sulla capacità del condensatore C15 che accoppia le due sezioni del filtro.

Ricordiamo a questo proposito che con il valore di capacità da noi scelto si ottiene una selettività di circa 25 dB a + e - 10 KHz.

All'uscita dello stadio amplificatore di MF (piedino 7) troviamo il diodo rivelatore al germanio DG1 ed una seconda media frequenza MF2 (sempre a 455 KHz) che funge da filtro passa-basso. Una parte del segnale di BF rivelato viene applicata, tramite la resistenza R11, al piedino 9 dell'integrato IC1 per pilotare l'amplificatore del « controllo automatico del volume » dello stadio di MF, mentre la restante parte, prelevata dal cursore del potenziometro di volume R12, verrà applicata all'ingresso (piedino 7) dell'integrato IC2 che funge da amplificatore finale di BF.

Prima di parlare di questo secondo integrato vogliamo comunque far notare che il segnale presente sul piedino 10 del TCA.440 viene sfruttato in parte per pilotare il microamperometro che esplica la funzione di S-meter, cioè di indicatore del livello d'ampiezza del segnale AF captato dal ricevitore, ed in parte trasferito, tramite il partitore resistivo costituito da R8 ed R9, sul piedino 3 per agire come controllo automatico del guadagno sul solo stadio di AF.

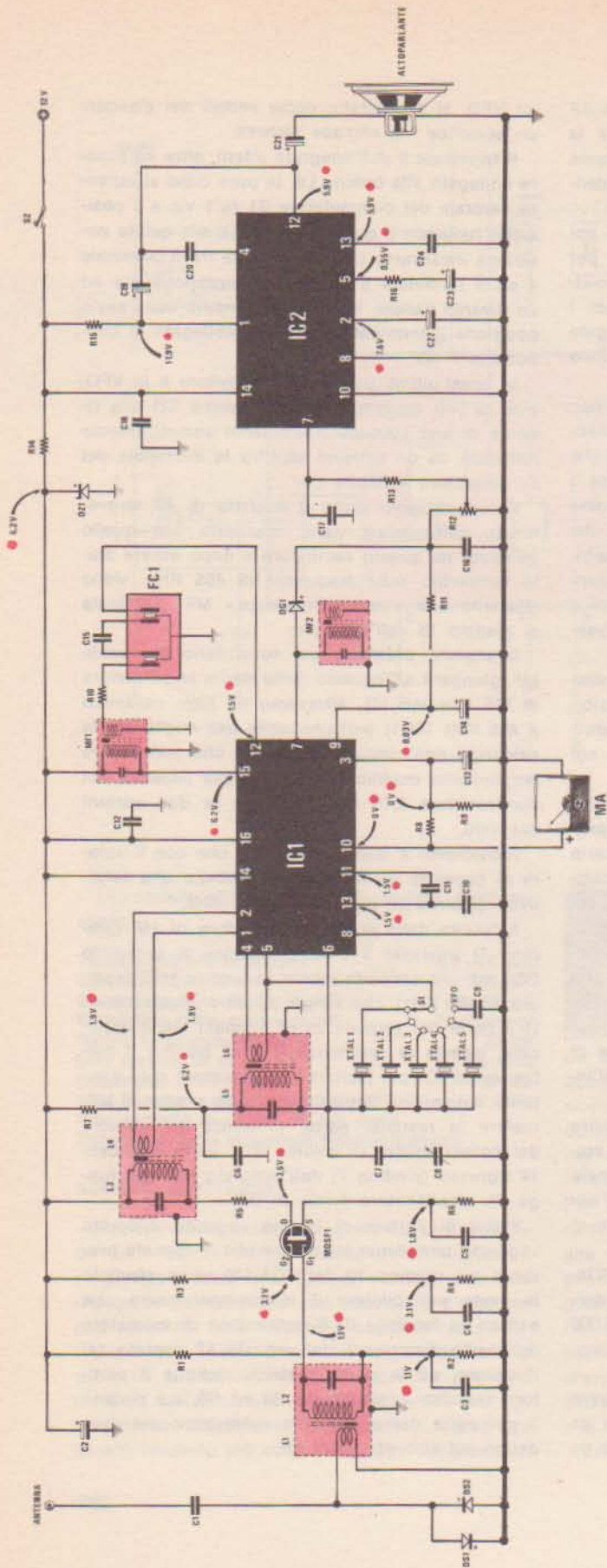


Fig. 2 Schema elettrico del ricevitore. Le tensioni indicate sono state rilevate con un voltmetro elettronico.

R1 = 18.000 ohm 1/4 watt
R2 = 3.900 ohm 1/4 watt
R3 = 15.000 ohm 1/4 watt
R4 = 15.000 ohm 1/4 watt
R5 = 820 ohm 1/4 watt
R6 = 560 ohm 1/4 watt
R7 = 82 ohm 1/4 watt
R8 = 1.800 ohm 1/4 watt
R9 = 8.200 ohm 1/4 watt
R10 = 2.200 ohm 1/4 watt
R11 = 39.000 ohm 1/4 watt
R12 = 10.000 ohm potenz. logaritmico
R13 = 22.000 ohm 1/4 watt
R14 = 180 ohm 1/4 watt
R15 = 56 ohm 1/4 watt
R16 = 47 ohm 1/4 watt
C1 = 4.700 pF ceramica a disco
C2 = 100 mF elettrolitico 16 volt
C3 = 10.000 pF ceramica a disco

C4 = 10.000 pF ceramico a disco
C5 = 10.000 pF ceramico a disco
C6 = 100.000 pF ceramico a disco
C7 = 22 pF ceramico a disco
C8 = 15 pF variabile ad aria
C9 = 10.000 pF ceramico a disco
C10 = 47.000 pF ceramico a disco
C11 = 47.000 pF ceramico a disco
C12 = 100.000 pF ceramico a disco
C13 = 22 mF elettrolitico 16 volt
C14 = 4,7 mF elettrolitico 16 volt
C15 = 47 pF ceramico a disco
C16 = 4.700 pF ceramico a disco
C17 = 1.000 pF ceramico a disco
C18 = 100.000 pF ceramico a disco
C19 = 100 mF elettrolitico 16 volt
C20 = 4.700 pF ceramico a disco
C21 = 220 mF elettrolitico 16 volt
C22 = 47 mF elettrolitico 16 volt

C23 = 22 mF elettrolitico 16 volt
C24 = 100.000 pF ceramico a disco
DS1-DS2 = diodi al silicio 1N914-1N4148
DG1 = diodo al germanio OA95
DZ1 = diodo zener 6,2 volt 1 watt
MOSF1 = Mosfet MEM564 o 3N201
IC1 = integrato TCA440
IC2 = integrato TBA820
L1-L2 = bobina n. 22 (vedi testo)
L3-L4 = bobina n. 22 (vedi testo)
L5-L6 = bobina oscillatrice n. 21 (vedi testo)
MF1 = media frequenza 455 KHz (bianca)
MF2 = media frequenza 455 KHz (nera)
FC1 = filtro ceramico 455 KHz
XTAL1-2-3-4-5 = Quarzi ricezione CB
S1 = commutatore 1 via, 6 posizioni
S2 = interruttore di alimentazione
ALtoparlante 8 ohm
MA = strumento 500 microamper f.s.

Completata la descrizione di tutte le funzioni svolte dall'integrato IC1, parliamo brevemente di IC2 che, come abbiamo detto, svolge la funzione di preamplificatore e amplificatore di potenza BF.

Per questo scopo abbiamo scelto il TBA.820 che è in grado, alimentandolo a 12 volt, di erogare in uscita una potenza max di 2 watt su un carico di 8 ohm. Facciamo presente che, assorbendo tutto il ricevitore alla massima potenza, una corrente di 600-700 milliamper, volendolo alimentare tramite la rete luce anziché con una batteria, risulterà necessario utilizzare un alimentatore stabilizzato in grado di erogare una tensione compresa fra i 12 e i 15 volt con una corrente minima di circa 700 milliamper.

In caso contrario infatti, cioè se l'alimentatore utilizzato non risulterà in grado di fornire la corrente richiesta, si riscontrerà, alzando il volume, che il ricevitore distorce.

Nel caso quindi vi si presentasse questo inconveniente ricordate che esso non è dovuto ad una imperfezione del ricevitore, bensì al vostro alimentatore che è insufficiente per lo scopo cui lo avete destinato. A titolo informativo ricordiamo infine che sullo schema elettrico, in corrispondenza ai vari terminali, il lettore potrà trovare indicate le tensioni di lavoro (senza alcun segnale in ingresso) misurate con un voltmetro elettronico.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato necessario alla realizzazione di questo ricevitore porta la sigla RX21 e le sue

dimensioni, come è possibile vedere in fig. 3, sono decisamente ridotte.

Su tale circuito monteremo tutti i componenti (escluso il commutatore S1, il potenziometro di volume R12, il microamperometro e l'altoparlante) seguendo passo passo le indicazioni forniteci dallo schema pratico di fig. 5 e dal disegno serigrafico presente sulla vetronite.

Potremo iniziare, ad esempio, dagli zoccoli dei due integrati, uno dei quali molto più grande e con i piedini sfalsati fra di loro, servirà per l'integrato di BF siglato TBA.820 mentre l'altro, logicamente, servirà per alloggiare il TCA.440.

Proseguiremo quindi inserendo sul circuito stampato le resistenze e i condensatori, poi gli zoccoli portaquarzi ed infine le bobine, le MF ed il filtro ceramico FC1. Le due medie frequenze richieste per questo progetto sono di tipo comunissimo a 455 KHz, adatte per ricevitori supereterodina e dotate di nucleo centrale colorato.

A questo proposito noi consigliamo di utilizzare per MF1 una media frequenza con nucleo centrale color *bianco*, mentre per MF2 una con nucleo centrale color *nero*.

In verità sarebbe possibile utilizzare anche quelle di color *giallo* però, risultando la maggior parte di esse sprovviste di condensatore interno, potrebbe accadervi che in fase di taratura esse non riuscissero ad accordarsi sulla frequenza centrale del filtro ceramico con la logica conseguenza di non riuscire ad ottenere dal ricevitore le prestazioni desiderate.

Fig. 3 Circuito stampato a grandezza naturale del super-ricevitore per la Citizend/Band. Il circuito pur disponendo di 5 canali + il VFO presenta dimensioni notevolmente ridotte.

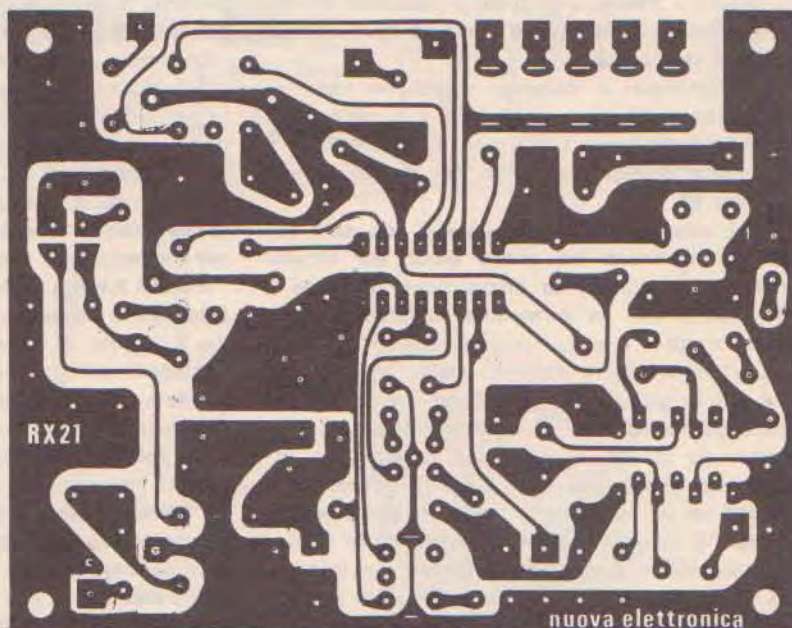




Fig. 4 Disposizioni dei terminali del mos-fet visti dal lato in cui fuoriescono dal corpo.

Quindi se in fase di taratura, pur avvitando e svitando insistentemente il nucleo di una MF, non riuscirete ad accordarla, questo significa che la MF utilizzata non ha le caratteristiche richieste, cioè deve essere sostituita. Prima di montare le MF, potrebbe però risultare comodo inserire il filtro ceramico FC1 in quanto, come vedesi nelle foto e nei disegni, esso si trova collocato a ridosso della MF1.

Nel compiere questa operazione non trascurate di osservare attentamente il « punto » di riferimento (un cerchietto) impresso sull'involucro del filtro in quanto, come noterete, i terminali sono disposti in modo da poter essere inseriti sullo stampato sia in un verso che nell'altro, e poiché un solo verso è quello giusto, per stabilire quale esso sia dovremo appunto orientarci con questo cerchietto il quale (sulla basetta) dovrà risultare rivolto verso la bobina L1/L2. Eseguite le operazioni sopra descritte, potremo inserire nel circuito le tre bobine relative all'oscillatore e ai circuiti accordati di AF.

Tali bobine recano stampigliato sull'involucro un numero mediante il quale è possibile riconoscere una dall'altra, quindi decidere dove ognuna di esse va inserita.

Per facilitarvi il compito ricordiamo che: la bobina oscillatrice L5-L6 reca il *numero 21*; la bobina d'antenna L1-L2 reca il *numero 22*; la bobina collegata al drain del mosfet reca il *numero 22*.

Una volta individuata la bobina non sarà poi difficile applicarla nel giusto senso sul circuito stampato in quanto la disposizione dei suoi 5 terminali è tale da permettere l'inserzione in un unico modo.

Le bobine, come abbiamo detto, vengono da noi fornite già avvolte ma poiché qualche lettore potrebbe desiderare di autocostruirsele, ne porteremo qui di seguito i dati salienti.

Diremo quindi che tutte e tre le bobine sono avvolte su un supporto in poliestere del diametro di mm. 5, lungo cm. 2,5 e provvisto di un nucleo ferromagnetico di gradazione idonea per frequenze comprese fra 10 e 40 MHz. Per gli avvolgimenti ci si dovrà attenere alle seguenti istruzioni:

Bobina n. 21 (L5-L6)

L5 = Avvolgere n. 13 spire affiancate, con filo di rame smaltato del diametro di mm. 0,65.

L6 = avvolgere sullo stesso supporto di L5, dal lato freddo, n. 2 spire con filo di rame smaltato del diametro di mm. 0,35 (Nota = L'avvolgimento di L6 deve essere effettuato in senso inverso rispetto ad L5 altrimenti l'oscillatore potrebbe non innescarsi).

Il condensatore in parallelo ad L5 risulta da 47 pF.

Bobina n. 22 (L1-L2 e L3-L4)

L2 = L3 = avvolgere n. 22 spire affiancate senza spaziatura, con filo di rame smaltato del diametro di mm. 0,35

L1 = L4 = avvolgere sullo stesso supporto, dal lato freddo, n. 4 spire dello stesso filo di rame

Il condensatore in parallelo ad L2 ed L3 risulta da 22 pF.

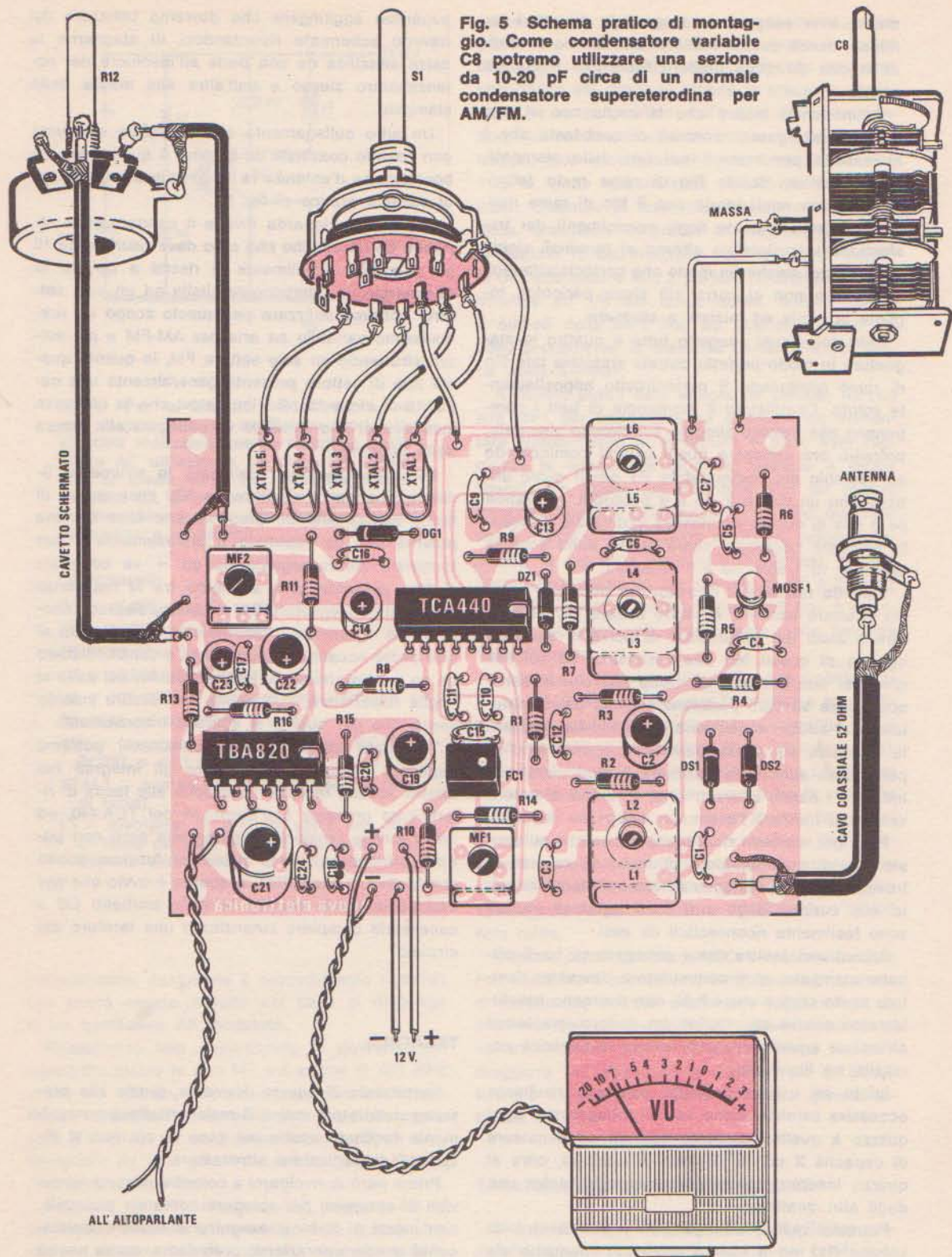
Montate anche le bobine, inseriremo come ultimo componente il mosfet facendo bene attenzione che i terminali G1-G2-D-S (nel disegno di fig. 7 essi appaiono dal lato in cui fuoriescono dal corpo) vadano a collegarsi esattamente sulla pista assegnata a ciascuno di essi.

Il punto di riferimento per compiere questa operazione in modo corretto sarà come al solito la tacca metallica che sporge dall'involucro del mosfet. Onde evitarvi spiacevoli sorprese ricordiamo inoltre che tale componente, anche se di tipo protetto, è pur sempre un mosfet cioè un semiconduttore molto sensibile che può facilmente « bruciarsi » se non si usano particolari attenzioni. Quindi non applicate mai i puntali di un tester in posizione « ohm » sui vari terminali (nemmeno dopo averli stagnati sul circuito) e non utilizzate per la stagnatura un saldatore collegato alla rete dei 220 volt in quanto se vi fossero delle perdite anche irrisorie esse potrebbero risultare sufficienti per metterlo fuori uso.

Poiché tuttavia saranno in pochi a possedere un saldatore a bassa tensione vi consigliamo, quando arriverete a compiere questa operazione, di riscaldare sufficientemente il saldatore e, accingendovi a stagnare, di staccare la spina dalla rete: così facendo non correrete alcun pericolo.

Se poi vorrete impiegare per questo circuito un mosfet internamente non protetto, le precauzioni da prendere sono maggiori.

Innanzitutto acquistando un mosfet non protetto vi accorgete che i quattro terminali sono cortocircuitati fra di loro da una molla di rame o ottone che non dovrete assolutamente togliere pri-



ma di aver eseguito la stagnatura di tutti i terminali: senza questa molla infatti, il solo contatto delle dita potrebbe mettere fuori uso il componente.

Ammettendo inoltre che la molla non vi permetta di allargare i terminali di quel tanto che è necessario per inserirli nei fori dello stampato, procuratevi un sottile filo di rame nudo (attenzione a non confonderlo con il filo di rame ricoperto di smalto usato negli avvolgimenti dei trasformatori) arrotolatelo attorno ai terminali vicino al corpo del mosfet (in modo che cortocircuitandoli fra di loro non si corra più alcun pericolo), togliete la molla ed iniziate a stagnare.

Solo dopo aver eseguito tutte e quattro le stagnature in modo perfetto potrete srotolare tale filo di rame eliminando il cortocircuito appositamente voluto. Completato il montaggio di tutti i componenti che trovano alloggio sul circuito stampato, potremo ora collegare quelli esterni cominciando ad esempio dal commutatore S1 per il quale utilizzeremo un tipo a 2 vie e 6 posizioni. In pratica però una di queste vie rimarrà inutilizzata in quanto abbiamo necessità, come vedesi dallo schema elettrico, di 1 sola via e 6 posizioni.

Volendo raffinare il ricevitore si potrebbe tuttavia sfruttare anche il secondo settore per alimentare 6 diodi led (ricordatevi di porre in serie ad ognuno di questi led una resistenza da 560-680 ohm per non bruciarli) in modo tale che in corrispondenza ad ogni posizione assunta dal commutatore, si abbia l'accensione del diodo led indicante il canale sul quale siamo sintonizzati, anzi si potrebbero addirittura utilizzare 5 diodi rossi per indicare i canali quarzati e un 6° diodo di colore verde per indicare l'eventuale inserzione del VFO.

Per i più inesperti ricordiamo anche che su questo tipo di commutatore i 2 terminali centrali si trovano leggermente spostati verso l'interno rispetto alla cerchia degli altri 6+6 terminali, quindi sono facilmente riconoscibili da essi.

Ricordiamo inoltre che i collegamenti tra il circuito stampato ed il commutatore dovranno risultare molto corti e che i 7 fili non dovranno assolutamente essere attorcigliati fra di loro, ma tenuti all'incirca equidistanti per limitare le capacità parassite tra filo e filo.

Infatti se questa capacità parassita risultasse eccessiva sarebbe come se noi collegassimo ogni quarzo a quello adiacente con un condensatore di capacità X con il risultato di eccitare, oltre al quarzo inserito, contemporaneamente anche uno degli altri quattro.

Potremo quindi collegare il potenziometro di volume R12 ed a questo proposito riteniamo sia

superfluo aggiungere che dovremo utilizzare del cavetto schermato ricordandoci di stagnarne la calza metallica da una parte all'involucro del potenziometro stesso e dall'altra alla massa dello stampato.

Un altro collegamento che andrebbe effettuato con cavetto coassiale da 52 ohm è quello che dal bocchettone d'antenna va al circuito stampato (vedi schema pratico di fig. 5).

Per quanto riguarda invece il condensatore variabile C8 ricordiamo che esso deve risultare da 15 pF e poiché difficilmente si riesce a trovare in commercio un componente simile ad un solo settore, potremo utilizzare per questo scopo un normalissimo variabile ad aria per AM-FM a più settori sfruttando un solo settore FM, in quanto questo tipo di settore presenta generalmente una capacità di circa 15 pF (ricordatevi che la carcassa metallica di tale variabile va collegata alla massa dello stampato).

Per ultimo potremo collegare lo strumento S-meter (che dovrà risultare da 500 microamper di fondo scala) tenendo presente che esso ha una polarità che va rispettata e precisamente il suo terminale contrassegnato da un + va collegato al foro presente sullo stampato tra la resistenza R10 ed il condensatore C17 e contraddistinto ancora da un +, mentre il terminale — va collegato al foro posto accanto al precedente e contraddistinto da un —. Naturalmente lo strumentino, nel caso si voglia risparmiare, può anche non essere inserito senza che per questo si abbiano inconvenienti.

Terminata anche questa operazione, potremo applicare l'altoparlante, inserire gli integrati nei relativi zoccoli facendo attenzione alla tacca di riferimento presente sull'involucro del TCA.440, ed infine fornire tensione. Logicamente però non potrete pretendere che il ricevitore funzioni subito con la dovuta sensibilità in quanto è ovvio che per captare in modo perfetto le varie emittenti CB è necessario compiere innanzitutto una taratura del circuito.

TARATURA

La taratura di questo ricevitore, grazie alla presenza dello strumentino S-meter, risulterà notevolmente facilitata anche nel caso in cui non si disponga di particolare attrezzatura.

Prima però di rivolgerci a coloro che sono sprovisti di strumenti per spiegare come sia possibile, con mezzi di fortuna, eseguire in modo soddisfacente questa operazione, preferiamo, come nostra

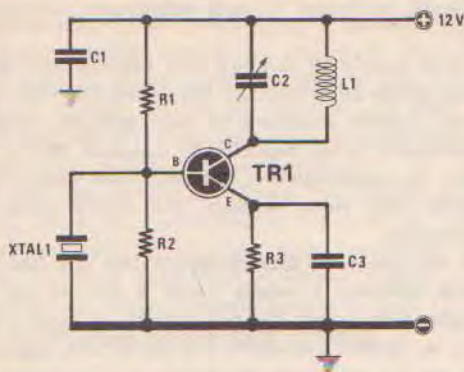


Fig. 6 Per la taratura del ricevitore, se non si possiede un oscillatore modulato, si potrà realizzare questo semplice oscillatore AF utilizzando un qualsiasi transistor al silicio NPN. Per il condensatore variabile C2, potremo utilizzare un piccolo condensatore a mica per ricevitore supereterodina a transistor.

Componenti:

R1 = 15.000 ohm $\frac{1}{2}$ watt

R2 = 2.200 ohm $\frac{1}{2}$ watt

R3 = 68 ohm $\frac{1}{2}$ watt

C1 = 10.000 pF poliestere

C2 = 100/200 pF condensatore variabile

C3 = 82 pF ceramico a disco

TR1 = transistor al silicio NPN tipo BC107-BC207 o altri equivalenti

XTAL1 = quarzo per trasmissione CB (vedi testo)

L1 = avvolgere in aria 10 spire con filo di rame da 0,8-1 mm su una punta da trapano del diametro di 10 mm.

consuetudine, descrivere il procedimento rigoroso che dovrà essere seguito nel caso si disponga di un **oscillatore AF modulato**.

Possedendo tale apparecchio si dovranno innanzitutto tarare le due MF sul valore di 455 KHz e per far questo, dopo aver sintonizzato l'**oscillatore modulato** esattamente sui 455 KHz, applicate il segnale da esso generato, tramite un condensatore da 1000 pF circa, sul terminale 15 dell'integrato TCA.440.

Regolate quindi l'ampiezza del segnale AF in uscita dall'**oscillatore modulato** tanto quanto basta per ottenere una piccolissima deviazione della

lancetta dello S-meter ed a questo punto, utilizzando un cacciavite miniatura, ruotate il nucleo della MF1 arrestandovi in quel punto in corrispondenza del quale si ottiene la massima deviazione in senso positivo dell'indice dello strumentino. Nel ruotare il nucleo cercate di non forzarlo troppo, cioè ruotatelo con delicatezza e se arrivate in fondo non insistete perché potreste romperlo. Ottenuta la massima deviazione della lancetta, diminuite l'ampiezza del segnale applicato al piedino 15 dell'integrato agendo sulla manopola dell'attenuatore fino a portare l'indice dello strumentino ad $\frac{1}{4}$ del fondo scala, quindi ruotate il nucleo della MF2 fino ad ottenere, come nel caso precedente, la massima deviazione dell'indice dello S-meter.

A questo punto date ancora un piccolo ritocco alla MF1 per controllare se si riesce ad aumentare ulteriormente la sensibilità e dopo aver raggiunto la condizione ottimale, passate a tarare l'oscillatore locale del ricevitore. Per far questo inserite, tramite il commutatore S1, uno qualsiasi dei 5 quarzi (possibilmente al centro gamma) applicate in ingresso (terminale d'antenna), tramite l'oscillatore modulato, un segnale di AF a 27 MHz e ruotate il nucleo della bobina L5-L6 fino a quando non noterete uno spostamento della lancetta dello S-meter.

Regolate quindi i nuclei delle due bobine L1-L2 ed L3-L4 fino ad ottenere la massima sensibilità, quindi ruotate il condensatore variabile C8 a metà capacità e commutate S1 in posizione VFO.

Ruotate infine il nucleo della bobina L5-L6 fino ad arrestarvi in quel punto in cui si ha la massima deviazione della lancetta dello strumentino: così facendo avrete sintonizzato la bobina dell'oscillatore in modo tale che ruotando da un estremo all'altro il condensatore variabile potrete coprire interamente la gamma CB da 26.000 KHz a 27.400 KHz circa.

Qualora poi in posizione VFO il vostro ricevitore non riuscisse a coprire interamente questa gamma di frequenze, potrete aumentare leggermente la capacità del condensatore C7 posto in serie al variabile, mentre se la banda esplorata risulterà maggiore (ad esempio da 26.000 KHz a 28.000 KHz), è logico che si dovrà diminuire questa capacità.

TARATURA SENZA STRUMENTAZIONE

Nel caso non si disponga di un oscillatore modulato, si potrebbero egualmente tarare le MF e le

bobine utilizzando un segnale radio captato dall'antenna, ma poiché questo procedimento può risultare troppo laborioso dato che raramente si riesce a sintonizzare un CB così ciarliero da permettere il compimento di questa operazione, vi consigliamo di realizzare il semplice oscillatore AF non modulato visibile in fig. 6, in cui si utilizza un unico BC107.

Tale circuito potrà essere montato molto velocemente su una qualsiasi basetta di bachelite provvista di bollini di rame, oppure anche alla maniera « volante », ad esempio su un pezzetto di legno compensato.

Come quarzo dovremo utilizzarne uno la cui frequenza risulti esattamente di 455 KHz più alta di quello inserito nel ricevitore, cioè ammesso che nel ricevitore risulti presente un quarzo da 26.730 KHz, è ovvio che nell'oscillatore di prova dovremo inserire un quarzo da:

$$26.730 + 455 = 27.185 \text{ KHz}$$

quindi, una volta alimentato, tale generatore irradierà un segnale AF a 27.185 KHz di potenza più che sufficiente per essere captato dal nostro ricevitore.

Controllando la lancetta dello S-meter potremo quindi tarare la MF1 fino ad ottenere la massima sensibilità.

A questo proposito ricordiamo che se il segnale AF captato risultasse tanto « robusto » da portare la lancetta dello strumento a fondo scala, sarà bene allontanare il « generatore » dal ricevitore in modo da mantenere la lancetta a metà scala. Ruoteremo quindi i nuclei della MF1 e MF2 fino ad ottenere la massima deviazione dell'indice.

Ottenuta questa condizione, avremo la sicurezza di aver tarato le due MF esattamente sui 455 KHz in quanto tale è appunto la differenza tra i due quarzi utilizzati. A questo punto non rimarrà che tarare le due bobine AF (cioè i nuclei di L1-L2 e di L3-L4) anch'esse per la massima sensibilità.

È ovvio che se eseguendo tali operazioni l'indice dovesse raggiungere il fondo scala impedendovi di stabilire se ruotando questi nuclei la sensibilità aumenta o diminuisce, dovrete allontanare ancora di più il generatore dal ricevitore. Sempre agendo come spiegato nel paragrafo precedente, procederete infine a tarare il nucleo della bobina L5-L6, ricordandovi di spostare preventivamente il commutatore S1 in posizione VF0 e di posizionare il variabile C8 a metà corsa.

Nota importante: ricordatevi che passando dalla posizione « VF0 » alla posizione « quarzo » è ne-

cessario ruotare il variabile C8 sempre alla max capacità, altrimenti i quarzi potrebbero non oscillare.

Fatto questo la taratura può considerarsi conclusa anche se in seguito, dopo aver inserito l'antenna, potrete apportare ad essa qualche ritocco, in presenza di un segnale CB alquanto debole, in modo da raggiungere il massimo della sensibilità: questo però viene lasciato alla vostra iniziativa individuale.

A noi non resta che ricordarvi che con una taratura eseguita a regola d'arte e con un po' di fortuna nella scelta dei componenti, si potrà ottenere da questo ricevitore una sensibilità aggirantesi sui 0,5 microvolt, superiore cioè a quella di ricevitori professionali ben più costosi.

ALIMENTAZIONE

Questo ricevitore necessita, come abbiamo detto, di una tensione stabilizzata sui 12-13 volt ed assorbe, alla massima potenza, una corrente di 0,6-0,7 amper, quindi se ancora non disponete di un alimentatore che possieda tali caratteristiche, potrete ad esempio realizzare il nostro LX92 presentato sulla rivista n. 35-36.

Ovviamente il ricevitore funzionerà egualmente bene se alimentato con una tensione prelevata da una batteria, oppure anche con una tensione non stabilizzata purché ben filtrata.

Per evitare infine che qualcuno particolarmente pignolo ci scriva chiedendoci se può utilizzare un alimentatore che già possiede in grado di erogare, ad esempio, 13,5 volt e 3 amper senza pericolo di bruciare il ricevitore, vogliamo precisare che esso può tollerare senza risentirne minimamente fino ad un massimo di 14 volt.

PER EVITARVI INSUCCESSI

Qualsiasi progetto, anche se perfetto come concezione, può non funzionare correttamente nel caso in cui chi provvede al montaggio commetta una svista trascurando, ad esempio, di rispettare la polarità di un certo componente. Per evitarvi di addossare al progetto colpe che sono esclusivamente vostre vogliamo quindi anticiparvi quale errore potreste aver commesso nel caso riscontraste sul vostro montaggio le seguenti anomalie.

1) Il ricevitore è poco sensibile

Se tarando le MF e le bobine in presenza di un segnale noterete che la lancetta dello strumento non subisce ampie variazioni, questo può essere dovuto al fatto che le MF inserite non sono da 455 KHz, oppure sono sprovviste di condensatore d'accordo, quindi occorre sostituirle.

Come già detto nell'articolo, una bassa sensibilità potrebbe aversi anche nel caso in cui il guadagno del fet non sia sufficientemente elevato, quindi è bene provare anche questo componente ed eventualmente sostituirlo con un altro anche se di uguale sigla o marca.

2) Il ricevitore « sente » le onde medie

In questo caso le cause possono essere le seguenti:

- avete invertito il primario delle bobine d'ingresso con il secondario;
- il link L6 della bobina oscillatrice è avvolto in senso opposto (questo può accadere solo se le bobine le costruite da soli): in tal caso provate ad invertire il senso di avvolgimento del link;
- avete utilizzato, per R5, una resistenza di valore troppo basso (ad esempio 180 ohm invece di 1.800 come da noi consigliato). Con valori di R5 molto bassi, tarando le due bobine d'ingresso, potrete pure trovare un punto in corrispondenza del quale, anche senza alcun segnale in ingresso, la lancetta dello strumento si porta a fondo scala e il ricevitore ammutolisce (condizione che si presenta quando il mosfet autooscilla).

3) Il ricevitore autooscilla in BF

- l'inconveniente è dovuto, nella maggioranza dei casi, al fatto di aver impiegato, come diodo zener DZ1, un diodo da 7,5 volt o anche più anziché da 6,2 volt come richiesto dallo schema;
- se invece tale oscillazione si manifesta quando si alza il volume, essa può essere dovuta all'alimentatore impiegato che non è in grado di erogare la necessaria corrente di picco.

4) La lancetta dello S-meter non si porta mai sullo 0

- Se togliendo l'antenna o cortocircuitando fra di loro le boccole d'ingresso del ricevitore, la lancetta dello strumento non si porta sullo 0 ma rimane ferma a metà scala, l'inconveniente

è dovuto solo ed esclusivamente al potenziometro di volume R12 che risulta di valore superiore a quello da noi indicato (ad esempio 47.000 o 100.000 ohm contro i 10.000 richiesti).

5) I quarzi non oscillano tutti

- Se con 2 o 3 dei 5 quarzi inseriti si riescono a ricevere i segnali mentre con i restanti il ricevitore rimane muto, è evidente che non avrete regolato in maniera corretta il nucleo della bobina L5-L6: agite quindi su tale nucleo finché il ricevitore non funziona in maniera corretta anche con gli ultimi quarzi;
- tale inconveniente può manifestarsi anche se il condensatore variabile C8, passando dalla posizione VF0 alla posizione « quarzo », non è stato ruotato alla sua massima capacità;
- facciamo notare che ruotando questo condensatore variabile dalla sua massima capacità fino a circa 3/4 di essa (senza oltrepassare la « metà capacità »), è possibile modificare anche di qualche migliaia di Hertz la frequenza di oscillazione del quarzo, quindi ricevere anche canali al di fuori dello standard di quel quarzo.

6) Il circuito non funziona ed assorbe troppa corrente

- Quasi sempre, quando avviene questo inconveniente sui vostri montaggi, riscontriamo che i diodi zener sono stati invertiti di polarità. Con una rapida controllata alle tensioni, potrete tuttavia correggere alla svelta questa vostra svista.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato RX21 in fibra di vetro L. 2.000

Tutto il materiale occorrente per la realizzazione compreso circuito stampato, resistenze, condensatori ceramici ed elettrolitici, diodi, mosfet, circuiti integrati, bobine di AF, medie frequenze, commutatore, potenziometro di volume, condensatore variabile, bocchettone d'antenna, cavetto coassiale, altoparlante e 1 strumentino da 500 microamper f.s. L. 29.500

Nei prezzi sopra elencati non sono incluse le spese postali.

ERRATA CORRIGE e le vostre RIPARAZIONI



Tutti i nostri progetti, anche se montati talvolta da persone inesperte, debbono assolutamente funzionare e proprio per questo noi ci impegniamo a «controllare» quei montaggi che ci vengono spediti da chiunque si trovi, per un qualsiasi motivo in difficoltà.

Vorremmo tuttavia consigliare a quanti desiderano usufruire di questa agevolazione, di inviarci il loro montaggio solo in extremis, cioè dopo aver accuratamente controllato di non aver commesso alcun errore.

Comprendiamo che se un lettore, montato un amplificatore, riscontra delle autooscillazioni, non disponendo di un'appropriata attrezzatura, non potrà mai individuare il transistor in difetto quindi è logico che in questi casi saremo noi i primi a consigliarlo di inviarcelo.

A questo proposito potremmo aggiungere quanto già ripetuto più volte e cioè che di qualsiasi transistor esistono sempre esemplari di scarto che le industrie svendono sotto costo ed altri le cui sigle vengono contraffatte, cosicché un BC107 può diventare un BC109C, un 2N708 oppure un BSX26.

A volte ci capita infatti di dover sostituire in un montaggio tutti i transistor solo perché il lettore ha acquistato dei transistor troppo «economici».

Esistono poi delle categorie di lettori che montano il progetto e collegatolo all'alimentatore, constatando che questo non funziona, lo impacchettano e lo spediscono senza nemmeno controllare se hanno commesso qualche errore.

Quando il tecnico preleva questo pacchetto per la riparazione scopre, ad esempio, che sono stati invertiti i terminali E-B-C di un transistor, o che il lettore non ha effettuato un ponticello, oppure che ha inserito una resistenza di valore ben diverso da quello richiesto.

Considerato che di queste riparazioni il cui difetto è causato da pura disattenzione ne riceviamo una media di 300-400 al mese, più un altro centinaio che hanno proprio necessità di un nostro intervento ed ancora altri 50 che non è assolutamente possibile riparare (come nel caso di quei lettori che ci spediscono un preamplificatore montato all'interno di una cassetta da frutta in legno, precisando che non riescono a to-

gliere il ronzio) e avrete il quadro davvero impressionante del lavoro che aspetta i nostri tecnici. Ora considerando che questi tecnici le riparazioni le eseguono dalle 19,30 alle 23 e che sono solo in 5, per riparare quanto ci perviene in 30 giorni dovrebbero lavorare come minimo dalle 19,30 alle 4 del mattino successivo per poi riprendere la loro normale attività alle 9.

Una routine che un essere umano non può sostenere per lungo tempo.

Ci chiederete: perché non assumete qualcuno che si dedichi per 8-10 ore al giorno esclusivamente alle riparazioni?

A questa domanda possiamo rispondere dicendo che abbiamo perlomeno due motivi molto logici per non farlo:

- 1) perché il nostro scopo principale è studiare, montare e provare progetti sempre più nuovi da presentare sulla rivista
- 2) perché ogni tecnico costa, compreso contributi, spese generali ecc., circa 6.000 lire ogni ora e se noi per una riparazione che richiede normalmente dalle 3 alle 4 ore ci facessimo pagare 20.000 - 24.000 lire più IVA, più il costo del materiale sostituito, non sapremmo come reagireste (certamente male).

In pratica invece la nostra politica è quella di far pagare al lettore la sola IVA, poi includiamo le spese postali, il costo del materiale sostituito e un modico contributo per le spese di mano d'opera.

La rivista quindi paga al tecnico la maggior parte delle ore impiegate nella riparazione ed a questo punto vorremmo che qualche lettore calcolasse quanto ci costa mensilmente questo servizio: vi accorgereste che si tratta di cifre sull'ordine del milione, un sacrificio non certo piccolo che facciamo volentieri per accontentare sempre di più chi ci segue da vicino. Se a questo punto vi diciamo, prima di inviarci il montaggio, di cercare attentamente l'errore, non è quindi per ridurre questa quota che noi mettiamo mensilmente a fondo perduto, bensì per dare ai tecnici la possibilità di intervenire celermente su quei progetti che hanno veramente necessità di un controllo.

In tal modo potremmo anche essere più solleciti nel rispedirvi le riparazioni che attendono da mesi ed eviteremmo inoltre che i tecnici, quando al mattino successivo debbono dedicarsi al lavoro per cui sono stati assunti, producano più sbadigli che altro.

Proprio per questo vi precisiamo sin da ora che il costo minimo di una riparazione che non richieda più di 2 o 3 ore sarà da oggi di L. 5.000 più le spese postali e le spese per il materiale sostituito. Questo ve lo precisiamo (scusate se ci ripetiamo) proprio per evitare di ricevere montaggi che voi stessi potreste riparare semplicemente seguendo i consigli che di volta in volta troverete sulla rivista.

ACCENSIONE ELETTRONICA = RIV. 42-43

Se la vostra accensione «strappa», effettuate le seguenti modifiche:

- 1) sostituite la resistenza R2 portandola da 47 ohm a 100 ohm (5-10 watt a filo)
- 2) togliete dal circuito uno dei due condensatori da 1 mF antiinduttivi (per molti tipi di auto infatti, 2 mF sono sovrabbondanti, quindi occorre proprio abbassare la potenza della scintilla)
- 3) se anche effettuando tali modifiche la vostra accensione continua a «strappare» significa che il modulo rosso grande in vostro possesso non è stato tarato in modo perfetto dal nostro tecnico; in tal caso toglietelo dal circuito ed inviatecelo: vi sarà sostituito gratuitamente.

Se vi si bruciano i transistor TIP.3055

Ci succede spesso di riparare delle accensioni in cui si sono bruciati i transistor TIP.3055 ed il motivo di questo è da ricercarsi fra i seguenti:

- 1) quando si fissano questi transistor alla parete metallica del contenitore occorre controllare che le due superfici aderiscano perfettamente altrimenti il transistor non può raffreddarsi, quindi si surriscalda e si brucia
- 2) prima di applicare il transistor occorre limare accuratamente la bava dal foro perché questa, oltre ad impedire che le due superfici metalliche aderiscano come si conviene, può pure forare la mica isolante mettendo in corto il collettore del transistor con la carcassa del contenitore, cioè con la massa
- 3) il foro deve essere eseguito alla distanza giusta altrimenti stringendo il transistor lo si mette in «trazione», cioè lo si sottopone ad uno sforzo tale che riscaldandosi, può spezzarsi internamente la giunzione

- 4) per evitare questi inconvenienti potremmo ad esempio sostituire i TIP.3055 con altri equivalenti ad involucro completamente metallico, quali i 2N3055 (è sconsigliabile utilizzare i Motorola). È ovvio che in tal caso dovremo praticare qualche foro in più nel contenitore per i collegamenti relativi ai vari terminali, tuttavia saremo maggiormente certi di ottenere un buon raffreddamento del transistor.

Altri consigli

- Evitate di commutare, con il motore acceso, da accensione normale in elettronica: picchi di extratensione potrebbero mettere fuori uso in breve tempo l'SCR.
- Non togliete il condensatore applicato sulle puntine dello spinterogeno.
- Durante il funzionamento dell'accensione è normale che si senta un ticchettio causato dall'SCR quando commuta: non preoccupatevi quindi se avvertite questo rumore.

FREQUENZIMETRO OVER-MATIC = RIV. 27-28

Riparando i vostri montaggi, abbiamo notato che quasi sempre incorrete nei seguenti errori:

- 1) vi sbagliate nel collegare i relativi fili ai due commutatori, per cui il frequenzimetro funziona solo come cronometro e non in frequenza o in periodo. Controllate quindi accuratamente questa sezione del circuito
- 2) non eseguite tutti i ponticelli di collegamento fra le piste superiori e quelle inferiori dello stampato, mettendoci a volte nelle condizioni di smontare parte di un telaio per effettuare il ponticello da voi dimenticato.

A volte poi dobbiamo perdere un'infinità di tempo per ripassare tutte le saldature sui ponticelli in quanto, se non avete l'avvertenza di ripiegare il filo di rame sui due lati, questo per il calore può sfilarsi e mentre voi ritenete che sotto lo stagno ci sia il filo, in realtà questo si è spostato di tanto da non fare più contatto.

Questo inconveniente può mettere in crisi qualsiasi tecnico, poiché non risulta visibile quindi è necessario ripassare tutte le saldature una per una con una conseguente perdita di tempo davvero notevole.

- 3) A volte troviamo dei transistor 2N3055 dell'alimentatore stabilizzato in corto solo perché il lettore non ha sbavato il foro e questo truciolo di alluminio, perforando la mica, ha provocato un corto circuito: ricordatevi quindi sempre di limare accuratamente i fori prima di fissare i transistor.

4) Un altro errore che spesso commettete è quello, a montaggio ultimato, di collegare subito il frequenzimetro all'alimentatore e di fornire tensione senza prima aver regolato accuratamente questa tensione. Così facendo si può correre il rischio di fornire agli integrati una tensione superiore a quella che essi possono tollerare, con il rischio di mandarne parecchi « fuori uso ».

Come spiegato nell'articolo, l'alimentatore va tarato prima di collegarlo al frequenzimetro in modo che fornisca esattamente la tensione richiesta. In seguito occorrerà poi apportare a questa taratura un piccolo ritocco in quanto la tensione, con il carico applicato, diminuirà leggermente quindi sarà necessario riportarla al valore nominale.

Le tensioni che consigliamo di utilizzare per ottenere il miglior funzionamento dal vostro frequenzimetro sono le seguenti:

5 volt per la sezione positiva

4,8 - 5 volt per la sezione negativa

Sull'articolo vi avevamo consigliato, per quanto riguarda la sezione negativa, di regolare la tensione sui 5,2 volt però abbiamo constatato che così facendo, se si usa il frequenzimetro per una intera giornata, soprattutto in ambienti caldi, gli ECL vanno in crisi, cioè la loro sensibilità diminuisce quindi diminuisce anche la massima frequenza raggiungibile.

Regolando l'alimentazione sui 4,8 - 5 volt invece questo inconveniente può essere eliminato.

Se l'oscillatore a 1 MHz ha difficoltà a funzionare

In questi casi è sufficiente diminuire il valore delle resistenze R2-R4 portandole dagli attuali 1.800 ohm a 1.200 - 1.000 ohm.

Se il « gate control » non lampeggia

Se il diodo led del « gate control » non lampeggia quando si commuta sulle portate dei 10 millisecondi (lo stesso dicasi per la portata 1 millisecondo), è necessario sostituire i condensatori C6-C8 con altri di eguale valore (cioè 1.500 pF) poiché quelli montati presentano delle perdite.

Utilizzate possibilmente per questo scopo condensatori poliestere o ceramici da 250 volt lavoro.

Per il telaio LX1022

Precisiamo che risulta normale rilevare una tensione di alimentazione di 9 volt negativi anche se ne applichiamo 12, in quanto è la resistenza R9

da 33 ohm che provoca una caduta di 3 volt (questo è normale).

In questa scheda, come spiegato nell'articolo, in taluni punti vengono sfruttati i terminali di un componente per collegare la pista inferiore con quella superiore, quindi occorre stagnare questi terminali sia sopra che sotto agli appositi bollini di rame.

Anche se acquistate un telaio premontato (è ovvio che questo risulterà già collaudato) ricordatevi che un ritocco al trimmer di taratura può risultare necessario in quanto la tensione vostra di alimentazione può risultare leggermente diversa da quella da noi impiegata, quindi risentendo il telaio di tali differenze, la sensibilità può risultare leggermente inferiore a quella reale. Questo discorso vale anche per il telaio VHF LX1001.

Quando montate questo telaio all'interno del contenitore, usate possibilmente dei distanziatori in plastica, altrimenti correrete il rischio che vi succeda quanto riscontrato su taluni montaggi inviati in riparazione, dove cioè il grosso dado metallico utilizzato per questo scopo aveva il difetto di cortocircuitare tutte le piste adiacenti.

Come vedete, basta un minimo di attenzione e un po' di cura nel montaggio per evitare una « riparazione » ai nostri tecnici.

UN VFO A MULTIGAMMA = RIVISTA 42-43

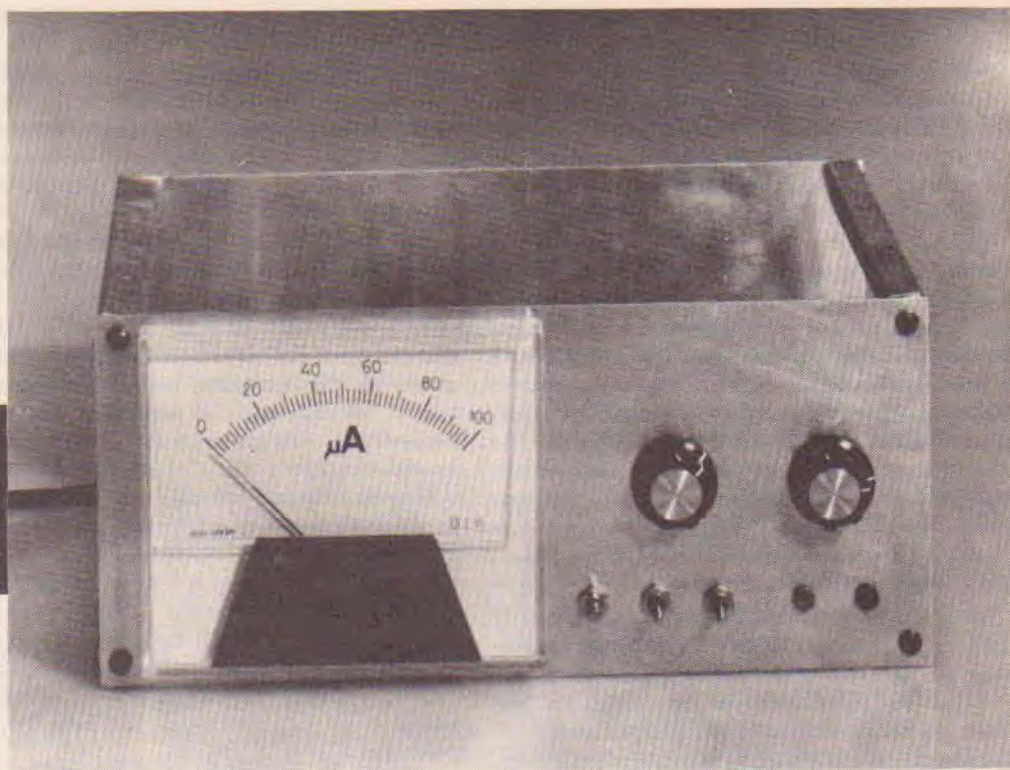
Nella lista componenti di pag. 109 è sbagliato il valore della resistenza R6 (indicata da 39 ohm 1/2 watt).

In realtà infatti questa resistenza deve avere un valore leggermente più elevato, ad esempio 100-120 ohm altrimenti può bruciarsi il diodo zener DZ1.

GENERATORE DI FORME = RIVISTA 42-32

Se terminato il montaggio, l'onda triangolare vi appare tosata superiormente a mo' di trapezio significa che non avete effettuato il ponticello indicato con la scritta « massa » che trovasi sullo stampato fra il transistor TR12 e la resistenza R35: provvedete quindi a verificare con un ohmetro che esista il collegamento fra le piste di massa inferiore e superiore ed eventualmente effettuate il ponticello mancante.

I terminali dei condensatori C6 e C7 non debbono assolutamente toccare la pista di rame posta sulla faccia superiore dello stampato: qualora ci fosse una minima possibilità di contatto, provvedete quindi a raschiare leggermente il rame in prossimità del foro con una punta metallica.



Misurare il valore ohmico di una resistenza non è un problema, basta ricorrere ad un qualunque tester; misurare il valore esatto della capacità di un condensatore costituisce invece spesso un ostacolo insuperabile: stranamente, infatti, nonostante la fondamentale importanza di questi componenti, non esistono strumenti di costo contenuto e di ingombro limitato in grado di renderci noto il valore della capacità di un condensatore sconosciuto. In realtà, in alcuni tester troviamo aggiunta anche questa misura: ma è tanta la tolleranza introdotta che spesso essa non può offrirci l'affidamento necessario, specie quando le capacità in gioco hanno un valore molto piccolo. Capita così spesso di non utilizzare dei condensatori variabili o dei compensatori solo perché non se ne conosce il valore: per non parlare dei condensatori a valore fisso, che di frequente restano inutilizzati, anche se perfettamente funzionanti, solo perché la sigla è cancellata oppure perché la codifica è fatta in maniera sconosciuta.

C'è anche un altro aspetto del problema che va messo in evidenza. Tutti i condensatori presentano una certa tolleranza, che può raggiungere anche il 10 o il 20%; ciò significa che il valore effettivo della capacità può essere anche molto diverso dal valore nominale indicato sul compo-

nente. Perciò, se si rende necessario utilizzare una capacità abbastanza precisa, come può capitare ad esempio per dei filtri o dei circuiti accordati, non ci si può fidare del valore nominale: occorre determinare il valore reale. L'importanza di possedere un buon capacimetro è quindi fuori discussione: ma fino ad ora il prezzo proibitivo degli apparecchi professionali ne ha reso difficile l'acquisto. Eppure questo apparecchio, come potrete constatare leggendo questo articolo, può essere costruito con una facilità davvero irrisoria: ed anche il costo finale della realizzazione non è certo tale da scoraggiare. Il capacimetro che vi presentiamo metterà fine a tutti i vostri problemi, in quanto vi permetterà di misurare con assoluta precisione il valore di qualsiasi capacità compresa fra 1 picofarad e 100 microfarad. Pensiamo quindi che pochi si lasceranno sfuggire l'occasione di completare l'attrezzatura del proprio laboratorio con uno strumento tanto prezioso. Va inoltre sottolineato che l'elemento che maggiormente incide sul prezzo complessivo del progetto è lo strumento indicatore e che, volendo risparmiare, potrete utilizzare per la lettura anche un normalissimo tester, che senz'altro già possedete. Unico requisito necessario è che questo sia fornito della portata di 100 microampère (o

di 200 millivolt) a fondo scala: possiamo comunque assicurarvi che la quasi totalità dei tester esistenti in commercio dispone di tale portata.

SCHEMA ELETTRICO

Il principio di funzionamento di questo capacimetro, è completamente diverso da tutti quelli finora presentati sulla nostra e su altre riviste analoghe. Esso infatti non misura la « reattanza » del condensatore sottoposto ad una tensione alternata di frequenza nota, bensì utilizza tale compo-

sione nulla, quindi sull'uscita (piedino 6) del primo trigger di Schmitt, troveremo una tensione positiva.

Questa circostanza farà sì che una corrente di valore ben determinato scorra attraverso la resistenza R19 andando a caricare il condensatore che di volta in volta sarà stato inserito tramite i commutatori S1A-S1B-S2A (nel nostro disegno è inserito il condensatore C5).

Quando la tensione ai capi di questo condensatore raggiunge il tetto di 1,7 volt che rappresenta la soglia superiore del trigger, il piedino 6 viene immediatamente cortocircuitato a massa,

CAPACIMETRO da 1 pF a 100 mF

Conoscere l'esatto valore di capacità di un condensatore può talvolta diventare problematico, soprattutto se sul suo involucro si è cancellata la sigla o il codice. Con il semplice circuito che vi presentiamo potrete invece misurare con assoluta precisione la capacità di un qualsiasi condensatore, sia esso di tipo elettrolitico, poliestere o ceramico, da un minimo di 1 picofarad ad un massimo di 100 microfarad.

nente per generare, con l'aiuto di un circuito monostabile, degli impulsi la cui durata varia proporzionalmente alla capacità incognita.

Misurando la durata di questi impulsi, potremo quindi risalire al valore di tale capacità.

Per meglio comprendere questo discorso passiamo comunque ad analizzare lo schema elettrico di fig. 1 cercando di scoprire quali sono i componenti che concorrono a formare il circuito. Inizieremo la nostra analisi occupandoci dell'integrato IC1 (un SN7413) il quale, insieme ai condensatori C1-C8, commutabili tramite S1A-S1B-S2A, costituisce il generatore d'impulsi.

Questo integrato contiene al suo interno due trigger di Schmitt, il primo dei quali (indicato con la lettera A) viene sfruttato per generare l'impulso ed il secondo (quello indicato con la lettera B) per invertire di polarità l'impulso stesso.

Orbene, se osserviamo attentamente il nostro circuito, noteremo che nell'istante in cui esso viene collegato all'alimentazione (istante di accensione) essendo tutti i condensatori da C1 a C8 scarichi, sugli ingressi 1-2-4 e 5 di IC1 avremo ten-

quindi il condensatore (che si era caricato lentamente) si scaricherà all'istante attraverso il diodo al silicio DS1.

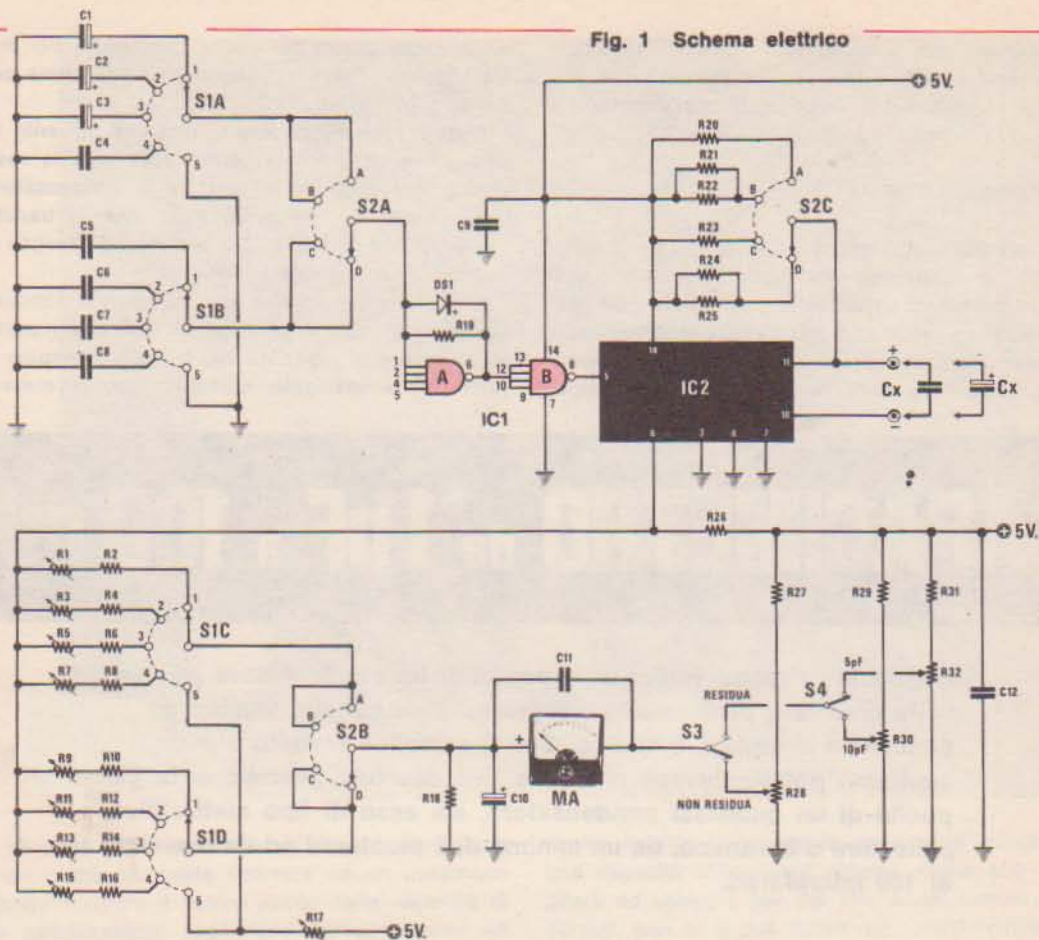
Di conseguenza, sui quattro ingressi 1-2-4 e 5 di IC1 tornerà ad esservi una tensione nulla mentre sull'uscita 6 ricomparirà quella tensione positiva utile a caricare il condensatore, quindi si ripeterà il ciclo.

Sul piedino 6 di IC1 avremo perciò disponibile una serie di impulsi ben squadrati la cui frequenza dipende unicamente dal valore di capacità di volta in volta inserito tramite gli appositi commutatori (più alta è questa capacità, più lungo è l'intervallo tra un impulso e l'altro).

Il secondo trigger di Schmitt contenuto nell'integrato IC1 (quello indicato con la lettera B) serve invece, come abbiamo già anticipato, per invertire di polarità di questi impulsi.

La forma d'onda presente sul piedino 8 d'uscita di IC1 viene poi applicata all'ingresso n. 5 dell'integrato IC2 (un monostabile di tipo SN74121) il cui funzionamento non dovrebbe più aver segreti per i nostri lettori che già lo hanno visto

Fig. 1 Schema elettrico



R1 = 50.000 ohm trimmer miniatura
 R2 = 8.200 ohm 1/4 watt 5%
 R3 = 50.000 ohm trimmer miniatura
 R4 = 8.200 ohm 1/4 watt 5%
 R5 = 50.000 ohm trimmer miniatura
 R6 = 8.200 ohm 1/4 watt 5%
 R7 = 50.000 ohm trimmer miniatura
 R8 = 8.200 ohm 1/4 watt 5%
 R9 = 50.000 ohm trimmer miniatura
 R10 = 8.200 ohm 1/4 watt 5%
 R11 = 50.000 ohm trimmer miniatura
 R12 = 8.200 ohm 1/4 watt 5%
 R13 = 50.000 ohm trimmer miniatura
 R14 = 8.200 ohm 1/4 watt 5%
 R15 = 50.000 ohm trimmer miniatura
 R16 = 820 ohm 1/4 watt 5%
 R17 = 220.000 ohm trimmer
 R18 = 22.000 ohm 1/4 watt 5%
 R19 = 470 ohm 1/4 watt 5%
 R20 = 2.200 ohm 1/4 watt 5%
 R21 = 2.200 ohm 1/4 watt 5%
 R22 = 2.200 ohm 1/4 watt 5%
 R23 = 22.000 ohm 1/4 watt 5%
 R24 = 22.000 ohm 1/4 watt 5%
 R25 = 22.000 ohm 1/4 watt 5%
 R26 = 1.000 ohm 1/4 watt 5%
 R27 = 470 ohm 1/4 watt 5%

R28 = 500 ohm trimmer miniatura
 R29 = 3.900 ohm 1/4 watt 5%
 R30 = 1.000 ohm trimmer miniatura
 R31 = 3.900 ohm 1/4 watt 5%
 R32 = 1.000 ohm trimmer miniatura
 C1 = 470 mF elettrolitico 16 volt
 C2 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C3 = 4,7 mF elettrolitico 16 volt
 C4 = 470.000 pF poliestere
 C5 = 470.000 pF poliestere
 C6 = 47.000 pF poliestere
 C7 = 4.700 pF poliestere
 C8 = 47 pF ceramico a disco
 C9 = 47.000 pF ceramico a disco
 C10 = 470 mF elettrolitico 16 volt
 C11 = 10.000 pF ceramico a disco
 C12 = 47.000 pF ceramico a disco
 IC1 = integrato SN7413
 IC2 = integrato SN74121
 DS1 = diodo al silicio 1N914 - 1N4148
 S1A-S1B-S1C-S1D = commutatore 4 vie, 5 posizioni
 S2A-S2B-S2C = commutatore 3 vie, 4 posizioni
 S3 = commutatore 1 via, 2 posizioni
 S4 = commutatore 1 via, 2 posizioni
 MA = strumento 100 micro-ampere fondo scala

impiegato e lo hanno sperimentato sul contagiri presentato sul n. 40-41.

Ci limiteremo perciò a dire che questo circuito, come del resto qualsiasi circuito monostabile, fornisce un impulso in uscita (piedino 6) in corrispondenza ad ogni impulso che arriva al suo ingresso (piedino 5) e che la durata di questo impulso, una volta fissato il valore di resistenza applicato tra i piedini 11 e 14, è direttamente proporzionale alla capacità incognita che applicheremo tra i piedini 10 e 11.

In altre parole, se con un condensatore Cx di un certo valore otteniamo ad esempio degli impulsi aventi una durata di 10 microsecondi, sostituendo tale condensatore con un altro di capacità doppia, anche la durata di ciascun impulso diventerà doppia (cioè 20 microsecondi).

È quindi ovvio che se noi a questo monostabile facciamo seguire una rete integratrice in grado di calcolare il valor medio di tensione presente sul piedino 6 e misuriamo tale valor medio con uno strumento a bobina mobile la cui scala sia stata opportunamente tarata avremo ottenuto lo scopo che ci eravamo prefissi: in effetti, come potrete constatare, è proprio questa la funzione svolta dal gruppo di resistenze e condensatori che si trovano nella parte inferiore dello schema elettrico, applicati al piedino 6 di IC2.

Non è però tutto così semplice come sembra in quanto, considerata anche la vastità del campo di misura del nostro strumento (da 1 pF a 100 mF) abbiamo dovuto tenere in debita considerazione parecchi altri fattori ai quali fino a questo momento non abbiamo accennato.

Prima comunque di addentrarci in questo argomento cerchiamo di fissare bene i punti chiave del discorso precedente e cioè:

1) IC1 genera impulsi di durata brevissima che servono da «clock» per IC2.

2) L'intervallo di tempo esistente tra ognuno di questi impulsi ed il successivo dipende dal valore di capacità inserito tramite S1A-S1B-S2A.

3) In corrispondenza ad ogni impulso di clock, IC2 genera a sua volta un impulso la cui durata è direttamente proporzionale al valore incognito di capacità inserito tra i suoi piedini 10 e 11.

4) Il milliamperometro misura, con opportuna scala, il valor medio degli impulsi generati da IC2.

A questo punto è intuitivo comprendere che il «periodo di clock», cioè l'intervallo di tempo esistente tra due successivi impulsi generati da IC1, deve necessariamente essere più lungo del massimo impulso generato da IC2: in caso contrario infatti la lancetta dello strumento rimarrebbe permanentemente a fondo scala.

In linea di massima quindi, essendo ovvio che l'impulso più lungo in uscita da IC2 (piedino 6) lo si avrà quando tra i piedini 10 e 11 è inserito un condensatore da 100 mF, sembrerebbe logico che il periodo di clock dovesse essere maggiore della durata di questo impulso, ma questo equivarrebbe a dire che abbiamo costruito uno strumento in grado di coprire, con una unica portata, tutto il campo di misura compreso tra 1 pF e 100 mF.

Uno strumento di questo genere ovviamente farebbe sorridere anche il più inesperto principiante e tutt'al più potrebbe fornire misure con una tolleranza del 50%.

Il nostro scopo invece è quello di fornirvi uno strumento estremamente preciso ragion per cui abbiamo suddiviso l'intero campo di misura in ben 16 portate selezionabili tramite i commutatori S1-S2, non solo ma ci siamo anche preoccupati di eliminare l'inconveniente delle capacità parassite sempre presenti ma che fanno sentire il loro effetto soprattutto sulle portate più basse, prevedendo un'opportuna rete di compensazione.

Prima di parlare di quest'ultimo argomento vediamo comunque come sono suddivise le diverse portate facendo innanzitutto notare che l'intervallo di tempo tra un impulso generato da IC1 ed il successivo dipende direttamente dal valore di capacità di volta in volta inserito tramite S1A-S1B-S2A, in particolare più alta è questa capacità, più lungo è l'intervallo suddetto e quindi la portata di misura.

Il discorso si rovescia invece se ci riferiamo alle resistenze inserite tra il positivo di alimentazione ed il commutatore S2C in quanto questa volta, più è bassa la resistenza, più è alta la portata di misura.



Fig. 2 Disposizione dei terminali dei due integrati impiegati per questo capacimetro. Gli integrati sono visti da sopra, in modo da evidenziare la tacca di riferimento.

Collegando questi due discorsi, ne consegue la seguente tabella delle portate:

POSIZIONE DI S1	POSIZIONE DI S2			
	A	B	C	D
1	50 mF	100 mF	5.000 pF	10.000 pF
2	5 mF	10 mF	500 pF	1.000 pF
3	0,5 mF	1 mF	50 pF	100 pF
4	0,05 mF	0,1 mF	5 pF	10 pF
5	misura della tensione di alimentazione			

I trimmer e le resistenze da R1 ad R16 che vengono di volta in volta inseriti tramite i commutatori S1C-S1D-S2B serviranno in fase di taratura per compensare eventuali tolleranze sui componenti utilizzati in modo da riuscire ad ottenere uno strumento preciso ed affidabile anche senza utilizzare componenti selezionati, con il solo ausilio di alcuni condensatori campione.

Qualcuno potrebbe stupirsi del fatto che i contatti A-B e C-D di S2A-S2B siano in cortocircuito fra di loro, quindi apparentemente passando dalla posizione A alla posizione B o dalla posizione C alla posizione D non dovrebbe succedere proprio nulla.

In realtà invece i più esperti avranno già notato che il commutatore S2 è un commutatore a 3 vie e quattro posizioni e se è vero che su S2A-S2B questo passaggio da una posizione alla successiva non comporta proprio nulla, è anche vero che tramite S2C si inserisce una resistenza diversa tra i piedini 11 e 14 di IC2 e più precisamente, se questa resistenza si dimezza come succede passando da A a B, raddoppia la durata dell'impulso e quindi la portata, mentre se questa resistenza raddoppia come avviene passando da D a C, la durata dell'impulso e quindi le portate si dimezzano.

Il condensatore C10 e la resistenza R18 applicati sul terminale positivo dello strumento, funzionano da circuito integratore, cioè filtrano il segnale da misurare in modo da ottenere un valor medio che verrà poi rilevato dallo strumento. Resta da spiegare il motivo della presenza dei due deviatori S3 ed S4.

Sappiamo tutti che per gli integrati TTL come l'SN74121 il livello logico chiamato «zero» non corrisponde in realtà ad una tensione «nulla», bensì ad una piccola tensione positiva compresa tra 0 e 0,5 volt circa, quindi sull'uscita (piedino 6)

dell'integrato IC2 non sono mai presenti esattamente 0 volt bensì una piccolissima tensione che tuttavia sarebbe sufficiente a far deviare leggermente in senso positivo la lancetta dello strumento anche quando non è inserito nessun condensatore di prova.

Per ovviare a questo inconveniente abbiamo previsto il deviatore S3 che permette di collegare il terminale negativo dello strumento al cursore del trimmer R28 regolando il quale noi potremo portare su questo terminale una tensione positiva di valore uguale a quella presente sul terminale +, cioè potremo azzerare lo strumento.

Si è usato un trimmer anziché un partitore fisso poiché, come abbiamo detto in precedenza, il livello di tensione «zero» degli integrati TTL varia da componente a componente quindi occorre una taratura strumento per strumento.

Un altro inconveniente contro cui abbiamo dovuto cautelarci è rappresentato dalle capacità parassite dovute all'accoppiamento fra i vari conduttori impiegati nel circuito, capacità che soprat-

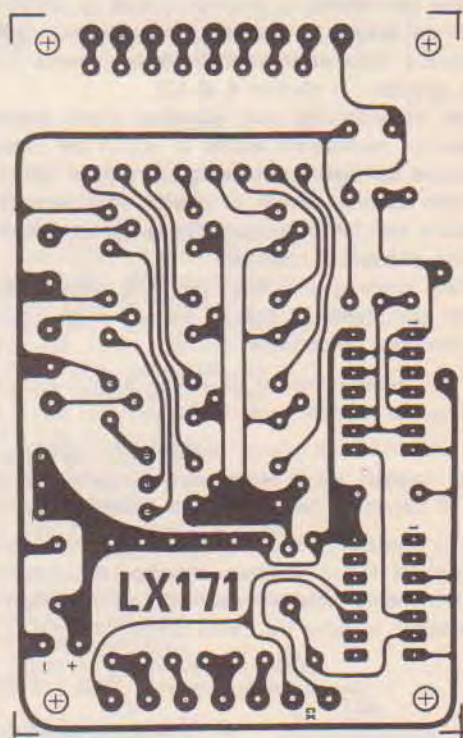


Fig. 3 Circuito stampato a grandezza naturale inciso su vetronite che il lettore potrà acquistare già forato per realizzare questo capacimetro.

tutto sulle portate più basse (5 o 10 pF) possono influenzare la misura in modo tale da portare l'ago dello strumento a metà scala anche senza che nessuna capacità Cx sia stata inserita.

Per eliminare questo inconveniente abbiamo predisposto altri due partitori resistivi (costituiti rispettivamente da R29-R30 e da R31-R32) tramite i quali possiamo bilanciare appunto la tensione positiva originata da queste capacità parassite. In altre parole, per effettuare misure sulle due portate più basse (5 e 10 pF) bisogna porre S3 nella posizione « residua », spostare S4 sulla portata desiderata ed eventualmente (anche se questo dovrebbe essere fatto una volta per tutte in fase di taratura) agire su R30 o R32 fino a riportare la lancetta dello strumento esattamente sullo 0, proprio come quando si vuole misurare una resistenza con il tester e si regola preventivamente l'azzeramento dello strumento agendo sull'apposita manopola. Per ultimare la descrizione dello schema elettrico occorre spiegare la posizione 5 per S1.

Essa serve per poter leggere la tensione di alimentazione (che è a pile) poiché, indipendentemente dalla posizione di S2, quando S1 si trova nella posizione 5 vengono posti in serie al circuito d'ingresso dello strumento indicatore la resistenza variabile R17 e la batteria di alimentazione: una volta tarato opportunamente il trimmer R17 è così possibile verificare direttamente il livello dell'alimentazione.

Questo è molto utile perché ogni variazione della tensione di alimentazione si ripercuote negativamente sul risultato della misura.

REALIZZAZIONE PRATICA

La realizzazione di questo progetto è molto semplice e priva di qualsiasi difficoltà, quindi può essere intrapresa anche dal più inesperto principiante. In fig. 3 troverete il disegno a grandezza naturale del circuito stampato LX171 da noi approntato per ricevere la maggior parte dei componenti di questo progetto.

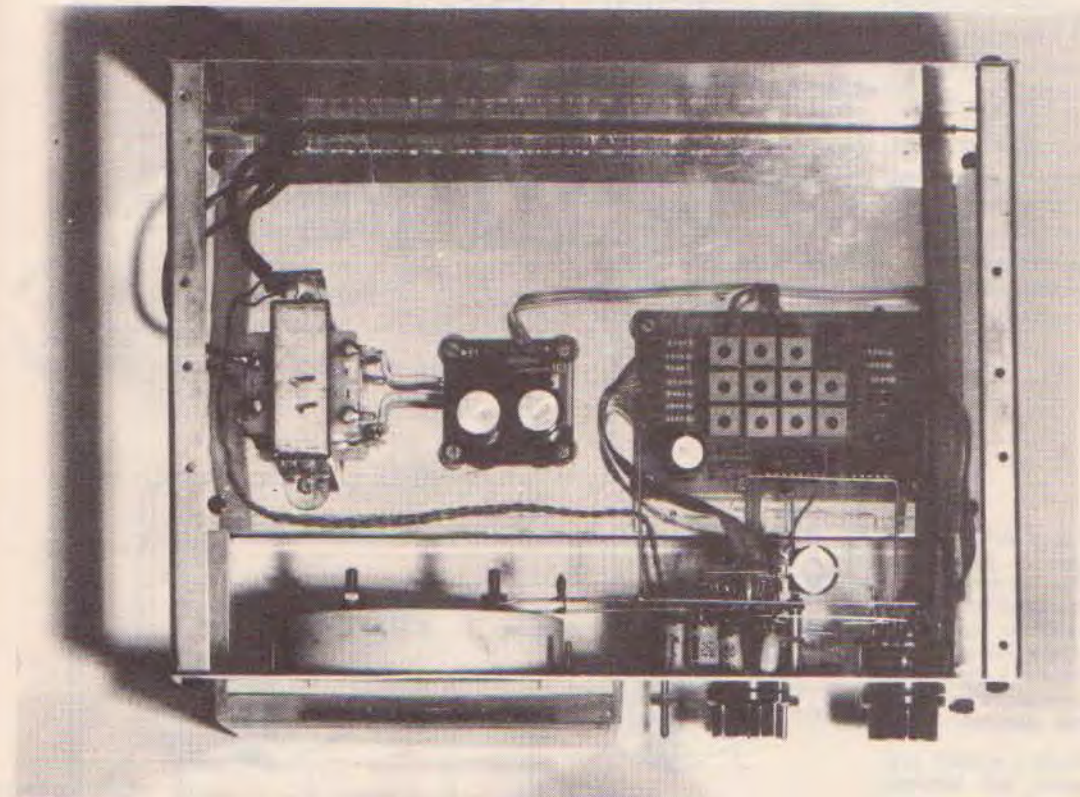
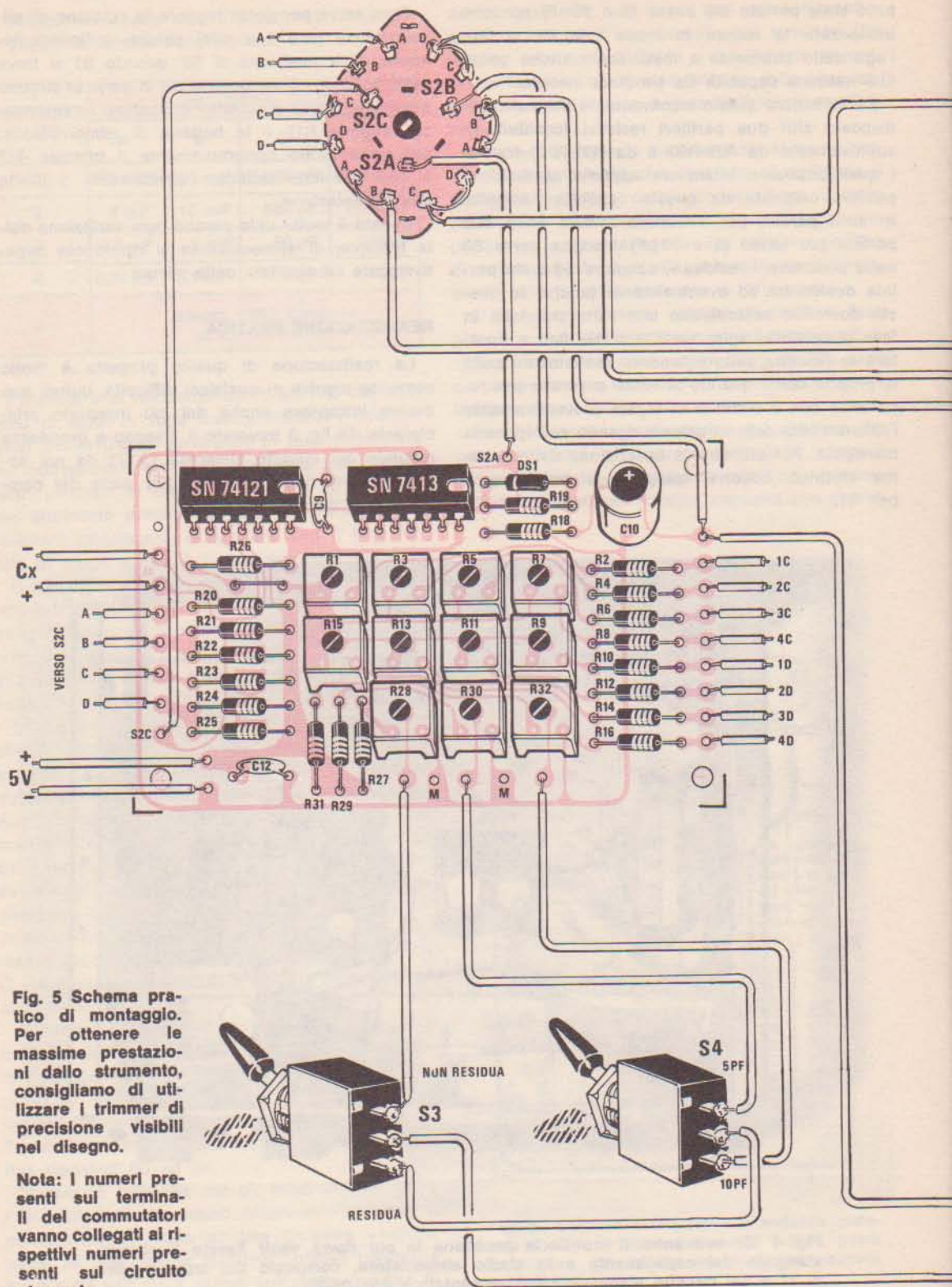
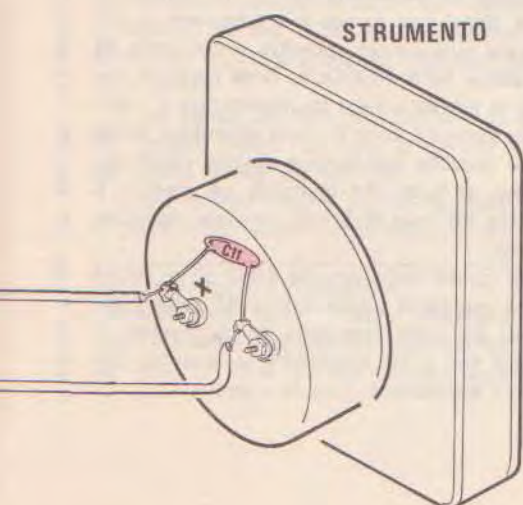
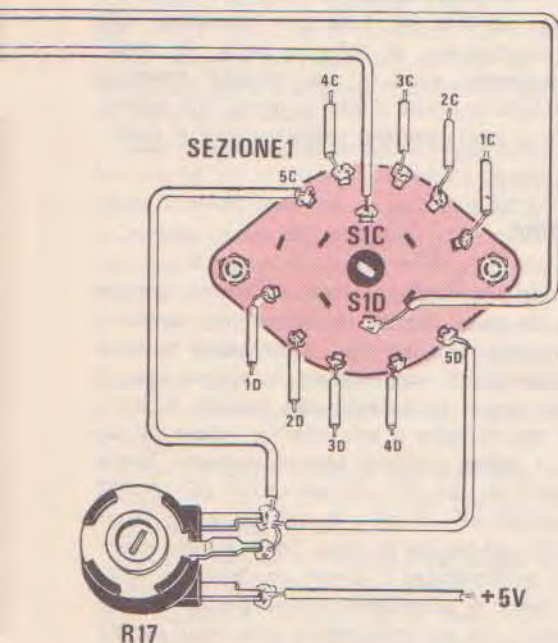
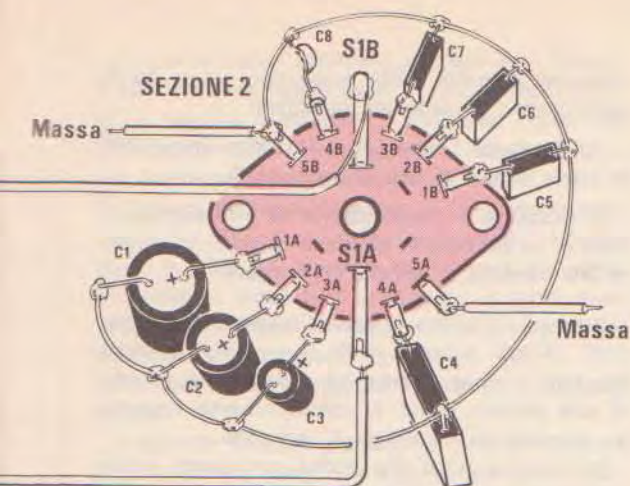


Fig. 4 Si noti entro il mobile la posizione in cui dovrà venir fissato il circuito stampato del capacitometro e lo stadio alimentatore, composto dal trasformatore n. 11 e dal circuito stampato LX92 presentato sul n. 35-36.





Abbiamo detto la maggior parte e non tutti poiché i condensatori da C1 a C8, come vedesi nello schema pratico di fig. 5, dovranno essere applicati direttamente sui terminali del commutatore S1A-S1B, mentre il trimmer R17 dovrà essere applicato al commutatore S1C-S1D.

Prima però di analizzare il montaggio dei componenti esterni occupiamoci di quelli che trovano alloggio sulla basetta ed a questo proposito basterà uno sguardo al disegno pratico per stabilire che i trimmer impiegati nella taratura sono tutti di tipo professionale in quanto non dobbiamo dimenticare che questo è uno strumento di misura, quindi è necessario che la lettura rimanga stabile e precisa nel tempo.

Proprio per questo motivo vi consigliamo di non sostituire tali trimmer con altri di tipo più economico.

Per i due integrati SN74121 e SN7413 vi consigliamo di utilizzare zoccoli di tipo «Texas» che oltre a risultare di dimensioni più ridotte, sono anche più affidabili di tutti gli altri tipi di zoccoli esistenti in commercio.

La parte più impegnativa di tutto il montaggio è però quella relativa ai collegamenti con i componenti esterni ed in particolar modo bisognerà fare molta attenzione nell'eseguire i collegamenti fra il circuito stampato ed i commutatori rotativi S1-S2. Se infatti scambierete fra di loro anche solo due di questi fili non potrete poi pretendere che, a montaggio ultimato, il capacimetro funzioni in modo perfetto, quindi servendovi di un tester in posizione «ohm» controllate filo per filo prima di saldarli alle linguette del commutatore, tenendo sott'occhio contemporaneamente lo schema elettrico e il disegno pratico.

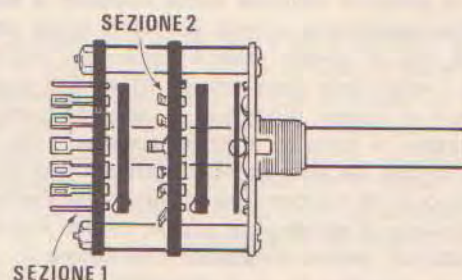


Fig. 6 Per maggior chiarezza, nello schema pratico di montaggio il commutatore S1 è stato disegnato tenendo separati i due settori: in pratica tuttavia il commutatore si presenta come nel disegno visibile qui sopra.

Per agevolarvi nell'effettuare questa operazione abbiamo disegnato singolarmente le due sezioni di questi commutatori in modo che ciascuno di voi abbia la possibilità di rintracciare immediatamente i vari terminali.

È ovvio che tale disegno è valido solo per il tipo di commutatore che noi forniamo, quindi se qualche lettore utilizzerà un tipo di commutatore diverso, non potrà più fare affidamento su di esso.

Come vedesi nel disegno pratico, sul settore S1A-S1B vanno applicati i condensatori da C1 a C8 dei quali solo i primi tre (cioè C1-C2 e C3), risultando elettrolitici, hanno una polarità da rispettare (cioè dovremo stagnare alla linguetta sporgente dal commutatore il terminale contraddistinto da un +) mentre per gli altri 5 non esistono problemi di questo genere.

I terminali negativi dei tre condensatori elettrolitici e quelli rimasti liberi degli altri 5 condensatori dovranno poi essere collegati tutti insieme con un filo di rame stagnato ed infine collegati alla massa del circuito stampato.

Il terminale centrale di S1B lo collegheremo ai terminali C-D del commutatore S2A mentre il terminale centrale di S1A ai terminali A-B dello stesso settore. Per chiarire meglio il disegno diremo inoltre che i terminali A-B-C-D del settore S2C debbono essere collegati ai corrispondenti fori A-B-C-D presenti sulla parte sinistra dello stampato mentre gli otto fori presenti sul lato destro e contraddistinti dalle sigle 1C-2C-3C ecc. serviranno per i collegamenti con i commutatori S1C-S1D che in pratica costituiscono il secondo settore del commutatore S1. Come strumento indicatore si consiglia di utilizzarne uno da 100 microampère di fondo scala (lo strumento da noi fornito dispone di tale sensibilità): è tuttavia ovvio che si potranno utilizzare anche strumenti a sensibilità leggermente diversa purché si tenga presente che in questo caso è necessario modificare i valori delle resistenze da R2 ad R16 poste in serie ai trimmer di taratura in modo da riuscire a portare la lancetta a fondo scala su tutte le otto portate. Se ad esempio utilizzerete uno strumento da 50 microampère tali resistenze dovranno risultare di valore circa doppio rispetto a quello indicato, mentre utilizzando uno strumento da 200 microampère dovremo dimezzare tale valore.

Per alimentare questo capacimetro è necessaria una tensione stabilizzata di 5 — 5,1 volt con una corrente massima di 100 milliamperè (il circuito in realtà assorbe un massimo di 45-50 milliamperè) quindi, se già non disponete di un circuito avente queste caratteristiche, vi consigliamo di

utilizzare il nostro LX92 presentato sul n. 35-36 apportandovi le seguenti variazioni:

1) Sostituire l'integrato $\mu A7812$ con un $\mu A7805$ (il primo eroga 12 volt, il secondo 5).

2) Utilizzare un trasformatore da 5-10 watt provvisto di un secondario da 8 volt in grado di erogare una corrente di 100-200 milliamperè.

Ricordatevi inoltre che se l'integrato stabilizzatore $\mu A7805$ durante il funzionamento dovesse scaldare eccessivamente, sarà opportuno dotarlo di una piccola aletta di raffreddamento ricavata ad esempio da un pezzo di lamierino.

Ricordiamo infine che anche per questo capacimetro è stata realizzata un'apposita mascherina frontale completa di tutte le indicazioni utili per riconoscere, di volta in volta, la portata selezionata: starà a voi tuttavia eseguire il montaggio a regola d'arte in modo che queste indicazioni corrispondano effettivamente a verità.

TARATURA

Terminato il montaggio dello strumento, per ottenere da esso una lettura attendibile, dovremo eseguire una semplice ma indispensabile taratura utilizzando gli 8 condensatori campione che vi verranno forniti unitamente alla scatola di montaggio con indicato il loro effettivo valore di capacità. I valori standard che vi verranno forniti saranno 5 pF - 50 pF - 500 pF - 5.000 pF - 50.000 pF - 500.000 pF - 5 mF - 50 mF tuttavia vi ricordiamo di non tenere in alcun conto quanto stampigliato sull'involucro di questi condensatori campione, bensì di considerare valido per la taratura quel valore che noi indicheremo nella busta perché esso solo corrisponde al valore effettivamente misurato nei nostri laboratori.

In possesso di tali condensatori, per effettuare la taratura, dopo aver fornito alimentazione al circuito dovrete innanzitutto spostare il deviatore S3 sulla posizione NON RESIDUA. Così facendo noterete che la lancetta dello strumento non si posizionerà esattamente sullo 0 come dovrebbe, bensì fornirà una qualche indicazione dovuta, come abbiamo detto, al fatto che in realtà sul piedino 6 dell'integrato IC2 non vi è mai tensione rigorosamente nulla.

Mettetevi quindi sulla portata 5.000 pF di fondo scala (cioè ruotate il commutatore S1 sulla posizione 1 ed S2 sulla posizione C) e regolate il trimmer R28 fino a far coincidere la lancetta dello strumento esattamente con lo « zero ».

A questo punto applicate alle apposite boccole il condensatore campione di valore nominale 5.000 pF e regolate il trimmer R1 fino a far coincidere la lancetta dello strumento col valore effettivo del condensatore (per esempio se il condensatore campione risultasse da 4.500 pF, essendo lo strumento da 100 microampère ed essendo il fondo scala a 5.000 pF, è ovvio che la taratura andrà effettuata in modo che la lancetta si fermi esattamente sull'indicazione 90 come risulta dalla proporzione: $4.500 : 5.000 = X : 100$ (dove con X si è indicata la lettura sullo strumento).

Effettuata questa operazione, dovrete togliere il condensatore campione e se la lancetta si sposta ancora dallo 0, agire di nuovo sul trimmer R28 fino a riportarla in posizione corretta.

Per maggior sicurezza tornate poi ad inserire il condensatore campione ritoccando lievemente anche il fondo scala.

Fatto questo avrete tarato lo 0 per tutte le portate da 50 pF a 100 mF inclusi ed avrete inoltre tarato il fondo scala per la portata 5.000 pF e per la portata 10.000 pF, in quanto spostando semplicemente il commutatore S2 dalla posizione C alla posizione D noi non facciamo altro che dimezzare il valore della resistenza R23 posta tra i piedini 11 e 14 dell'integrato IC2 (cioè inseriamo il parallelo di R24 ed R25 al posto di R23) mentre il trimmer attraversato dalla corrente resta sempre il medesimo.

Resta da tarare il fondo scala di tutte le altre portate nonché lo 0 per le due portate più piccole dei 5 e dei 10 pF.

Preoccupiamoci comunque innanzitutto del fondo scala e lasciando il deviatore S3 in posizione NON RESIDUA, ruotiamo S1 in posizione 1 e S2 in posizione A, cioè predisponiamo l'apparecchio per la portata 50 mF.

Dopo aver inserito sulle apposite boccole il condensatore campione da 50 mF, ruotiamo infine il trimmer R9 fino a far coincidere l'indice dello strumento col valore effettivo di capacità indicato sulla busta.

In tal modo, per quanto affermato in precedenza, avremo tarato non solo la portata dei 50 mF ma anche quella dei 100 mF.

Come dovremo agire per le successive portate ci pare ormai tanto ovvio da non doverci dilungare più oltre in quanto il procedimento da seguire è sempre il medesimo.

Ricorderemo solo, a titolo informativo, la successione delle tarature da eseguire ed i trimmer sui quali di volta in volta bisogna agire:

Portata	Posizione di S1	Posizione di S2	trimmer
50 mF	1	A	R9
5 mF	2	A	R11
500.000 pF	3	A	R13
50.000 pF	4	A	R15
5.000 pF	1	C	R1
500 pF	2	C	R3
50 pF	3	C	R5
5 pF	4	C	R7

Naturalmente la taratura potrà essere eseguita con uguale efficacia se anziché effettuarla sulle portate 5-50-500-5.000 ecc., la effettueremo sulle portate 1-10-100-1.000 ecc.

In questo caso però dovremo attenerci alla seguente tabella:

Portata	Posizione di S1	Posizione di S2	trimmer
100 mF	1	B	R9
10 mF	2	B	R11
1 mF	3	B	R13
100.000 pF	4	B	R15
10.000 pF	1	D	R1
1.000 pF	2	D	R3
100 pF	3	D	R5
10 pF	4	D	R7

Un discorso a parte, anche se le abbiamo incluse in questa tabella, merita la taratura delle due portate più basse dei 5 e 10 pF in quanto su queste portate la lancetta dello strumento, anche in assenza del condensatore campione, segnerà inamancabilmente qualche picofarad a causa della capacità parassita introdotta dai fili di collegamento tra il circuito stampato e le boccole di utilizzazione.

Non preoccupatevi tuttavia di tale inconveniente in quanto è stato da noi previsto un semplice circuitino in grado di eliminare completamente gli effetti negativi di tale capacità, così da rendere lo strumento valido e preciso su ogni portata.

Per tarare queste ultime due portate, dovrete

quindi seguire un procedimento leggermente diverso da quello esposto in precedenza e precisamente dovreste:

1) spostare il deviatore S3 sulla posizione « RESIDUA »;

2) spostare il deviatore S4 sulla posizione 5 o 10 pF a seconda della portata che volete tarare;

3) regolare nel primo caso il trimmer R32 e nel secondo il trimmer R30 fino a riportare la lancetta dello strumento sullo « ZERO »;

4) inserire il condensatore campione da 5 o da 10 pF sulle apposite boccole e regolare il trimmer R7 in modo da portare la lancetta a coincidere col valore effettivo di capacità del condensatore;

5) togliere il condensatore campione e controllare se la lancetta dello strumento si riporta sullo « ZERO »;

6) nel caso in cui lo « ZERO » risulti nuovamente spostato, agire ancora una volta sul trimmer R32 o R30 fino a riportare la lancetta esattamente su di esso;

7) ripetere i passi 3-4-5 e 6 fino ad annullare completamente l'effetto della capacità parassita.

Ovviamente queste operazioni, al contrario di tutte le tarature precedenti, dovranno essere compiute sia per la portata 5 pF che per la portata 10 pF, utilizzando per esempio lo stesso condensatore campione da 5 pF circa. Terminata questa semplicissima taratura, avrete a disposizione un perfetto capacimetro professionale, con il quale potrete sbizzarrirvi a misurare la capacità di tutti quei condensatori che ognuno di voi tiene in serbo in un cassetto ma che non può utilizzare perché non ne conosce l'esatto valore.

Resta tuttavia da tarare il trimmer R17 in modo da poter ottenere, qualora le circostanze lo richiedano, una esatta lettura della tensione di alimentazione.

Questo può risultare molto utile nel caso in cui si riscontrino anomalie di natura sospetta.

Per tarare R17 dovreste ruotare S1 sulla quinta portata ed agire quindi sul cursore del trimmer fino a far coincidere la lancetta dello strumento esattamente con la metà della scala in quanto la tensione misurata è di 5 volt.

Nota importante. Nel caso in cui la taratura delle portate 5 e 10 pF risultasse molto difficoltosa, oppure a taratura eseguita si notasse una non linearità tra le due portate, la causa è da

ricercarsi nei collegamenti troppo lunghi tra circuito stampato e commutatori oppure tra circuito stampato e boccole d'ingresso.

Per eliminare questo inconveniente, si consiglia di eseguire questi collegamenti con filo rigido, in modo che le capacità parassite siano ridotte al minimo, diversamente si dovrà agire nel seguente modo:

1) Ruotare il commutatore S1 sulla posizione 4

2) Ruotare il commutatore S2 sulla posizione D (10 pF)

3) Spostare S3 sulla posizione « Residua »

4) Spostare S4 sulla posizione 10 pF e tarare R30 per l'azzeramento

5) Inserire il condensatore campione da 5 pF e tarare R15 per il valore indicato

6) Collegare in serie al cursore di R32 un trimmer da 4.700 ohm

7) Togliere il condensatore campione dalle boccole e tarare R32 per l'azzeramento dopo aver portato S2 sulla posizione C (5 pF)

8) Inserire il condensatore da 5 pF e tarare il trimmer da 4.700 ohm aggiunto (vedi passo 6) per il fondo scala

9) Ripetere i passi 7 e 8 fino alla completa taratura sui 5 pF

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo c.s. LX171 forato L. 1.500

Tutto il materiale necessario per la realizzazione compreso il circuito stampato forato, tutte le resistenze, condensatori, trimmer, integrati, zoccoli, diodi, trimmer di precisione, manopole, serie di condensatori « campione » (escluso contenitore pannello frontale e strumentivo e alimentatore tipo LX92) L. 19.800

Contenitore completo di mascherina già incisa e forata, adatto per il suddetto montaggio L. 10.000

Strumentino gigante da 100 microamper g.s. L. 10.000

Alimentatore tipo LX92 L. 6.400

Il solo circuito stampato LX92 L. 500

Nei prezzi sopra elencati non sono incluse le spese postali.

Per gli allievi di scuole professionali e per gli sperimentatori in genere presentiamo un preamplificatore di BF che impiega due soli transistor, un PNP e un NPN, il quale è in grado di amplificare un segnale 250-350-400 o 600 volte.

NPN + PNP = PREAMPLIFICATORE

Continuando nella nostra serie di circuiti sperimentali, vogliamo ora proporvi lo schema di un preamplificatore ad elevato guadagno che utilizza, a differenza del precedente, un transistor PNP e un NPN. Esso potrà risultare utilissimo nel caso si voglia, con pochi transistor, ottenere un completo preamplificatore di BF: sarà infatti sufficiente collegargli in uscita un circuito correttore di tonalità composto da altri due transistor per ottenere quanto desiderato.

SCHEMA ELETTRICO

Questo preamplificatore, come abbiamo già accennato nel sottotitolo, è costituito da due transistor, un PNP ed un NPN: per il PNP potremo impiegare un BC177-BCY79-BC204-BC205-BC212-BC251 o altri equivalenti, per l'NPN indifferentemente dei BC107-BC108-BC109-BC207-BC208-BCY59 oppure degli equivalenti ad essi.

Come è possibile vedere dallo schema elettrico di fig. 1, il segnale di BF applicato in ingresso giungerà sulla base del primo transistor (il PNP) passando attraverso il trimmer R1, necessario per regolare l'ampiezza massima del segnale stesso in modo da mantenerla ad un livello idoneo per non saturare il preamplificatore.

Questo circuito infatti, impiegando per R8 una resistenza da 56.000 ohm (vedi tabella), si satura con segnali di soli 7 mV efficaci per cui il trimmer servirà per fare in modo che anche con un segnale d'ingresso di ampiezza superiore a questa, sulla base del transistor TR1 giunga sempre un segnale la cui ampiezza risulti inferiore al limite che abbiamo appena accennato.

Se poi l'ampiezza del segnale d'ingresso risultasse talmente elevata da dover tenere il trimmer

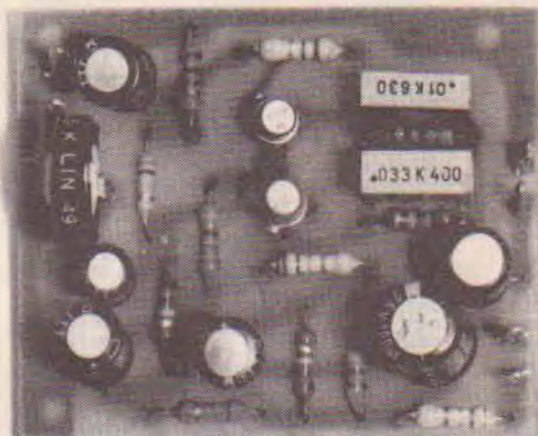
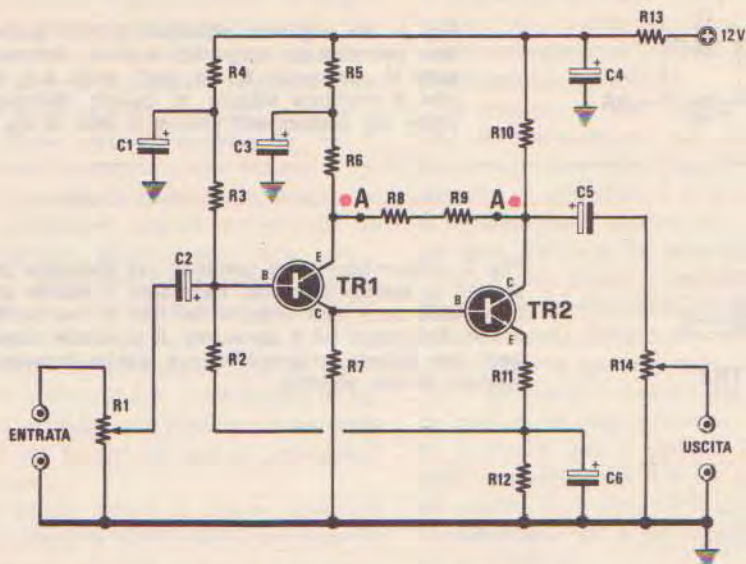


Foto del preamplificatore descritto in questo articolo. Tale circuito, come vedrete, può essere utilizzato per ottenere una amplificazione lineare oppure compensata nel caso in cui lo si impieghi per un pick-up piezo o magnetico.

R1 ruotato quasi completamente verso massa, dovremo diminuire il valore della resistenza R8, posta tra l'emettitore di TR1 ed il collettore di TR2, in modo da limitare il guadagno dell'amplificatore e metterlo quindi in condizione di non saturare con segnali superiori ai 7 mV.

Nella tabella seguente troverete il guadagno del preamplificatore ed il massimo segnale in ingresso in corrispondenza a diversi valori della resistenza R8.



R1 = 47.000 ohm trimmer
 R2 = 150.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 120.000 ohm 1/4 watt
 R4 = 33.000 ohm 1/4 watt
 R5 = 120.000 ohm 1/4 watt
 R6 = 68 ohm 1/4 watt
 R7 = 47.000 ohm 1/4 watt
 R8 = vedi testo
 R9 = 470 ohm 1/4 watt
 R10 = 3.900 ohm 1/4 watt
 R11 = 150 ohm 1/4 watt
 R12 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R13 = 100 ohm 1/4 watt

R14 = 47.000 ohm potenz. logaritmico
 R15 = 180.000 ohm 1/4 watt
 R16 = 8.200 ohm 1/4 watt
 C1 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C2 = 10 mF elettrolitico 16 volt
 C3 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C4 = 100 mF elettrolitico 16 volt
 C5 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C6 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C7 = 33.000 pF poliestere
 C8 = 10.000 pF poliestere
 TR1 = transistor tipo PNP BCY79
 TR2 = transistor tipo NPN BCY59

Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore a due transistor. Le due resistenze R8-R9 (vedi punti A-A) servono solo ed esclusivamente se si desidera un'amplificazione lineare: in caso contrario dovremo invece applicare tra i punti A-A il circuito visibile in fig. 2 composto dalle resistenze R15-R16 e dai condensatori C7-C8. Come vedesi nella tabella qui sotto, variando il valore della resistenza R8, possiamo modificare il guadagno del preamplificatore e di conseguenza stabilire qual'è il massimo segnale applicabile in ingresso affinché il preamplificatore non distorca.

Valore ohmico di R8	Grado di amplificazione	Max segnale in ingresso mV efficaci
22.000	30 volte circa	90 (250 mV picco)
27.000	100 volte circa	27 (75 mV picco)
33.000	250 volte circa	11 (30 mV picco)
47.000	350 volte circa	8 (22 mV picco)
56.000	400 volte circa	7 (18 mV picco)
68.000	600 volte circa	5 (13 mV picco)
82.000	700 volte circa	4 (11 mV picco)

Tornando al nostro schema elettrico noteremo che il segnale amplificato da TR1 viene poi applicato direttamente sulla base del secondo transistor per subire un'ulteriore amplificazione ed infine prelevato dal collettore di quest'ultimo per essere mandato agli stadi successivi che potrebbero essere rappresentati da un circuito correttore di tonalità oppure da un qualsiasi amplificatore di BF. Per limitare al massimo la distorsione sul segnale amplificato, il circuito è completo di rete

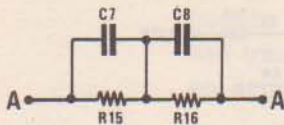


Fig. 2 Se vogliamo utilizzare questo preamplificatore per pick-up magnetici o piezo dovremo sostituire le resistenze R8-R9 (vedi punti A-A di fig. 1) con il partitore visibile in questo disegno (per i valori dei componenti vedere la lista di fig. 1).

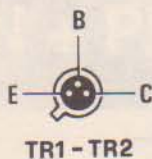


Fig. 3 Disposizione dei terminali dei transistor impiegati in questo progetto. Facciamo presente che i terminali sono visti sempre dal lato in cui fuoriescono dal corpo (cioè da sotto). È possibile impiegare per questo preamplificatore anche transistor similari di tipo plastico.

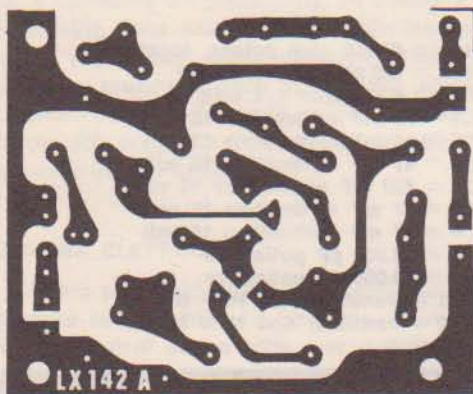
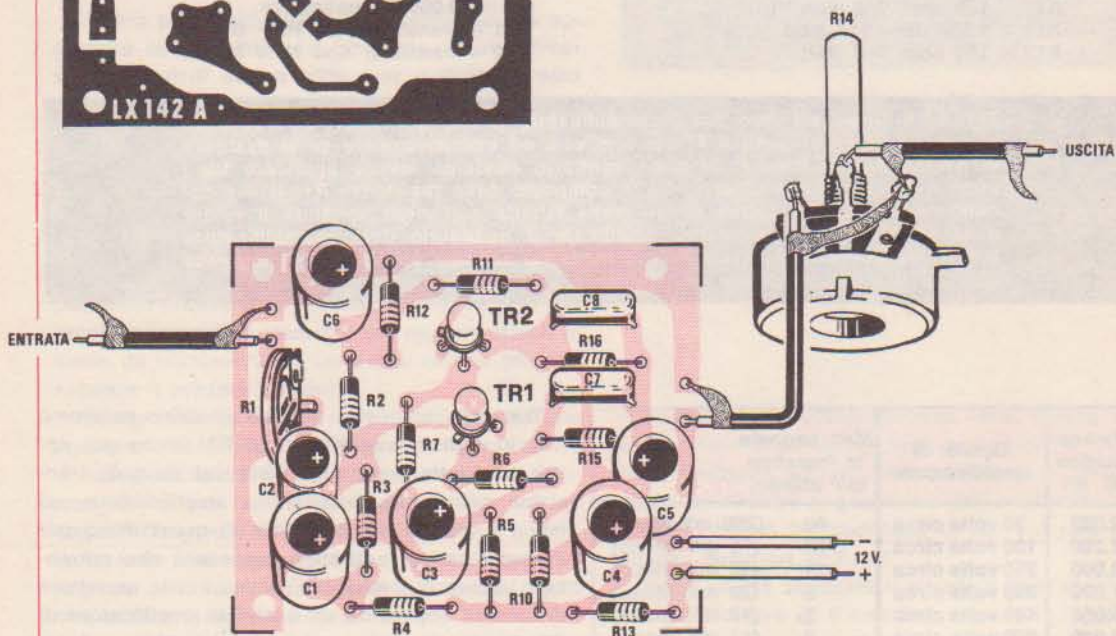


Fig. 4 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato visto dal lato rame.

Fig. 5 Schema pratico di montaggio del preamplificatore.

Nota: in questo montaggio le resistenze R8-R9 sono state sostituite con il partitore visibile in fig. 2.



di controreazione sulla quale potremo agire sia per modificare il grado di amplificazione in regime lineare (come abbiamo appena visto), sia per modificare la curva caratteristica in modo da rendere il nostro schema idoneo ad amplificare segnali provenienti da pick-up magnetici o piezo.

Il circuito, come viene presentato in fig. 1, serve per ottenere un'amplificazione lineare di tutte le frequenze acustiche quindi può essere impiegato per amplificare segnali provenienti da microfoni, registratori, sintonizzatori, radio ecc.

Se invece il preamplificatore verrà impiegato per pick-up, le due resistenze R8 ed R9 dovranno essere sostituite con altre due di valore diverso (vedi R15-R16) collegando loro in parallelo due condensatori (C7-C8) come vedesi in fig. 2 in modo da ottenere un circuito compensato adatto a restituire fedeltà ai segnali provenienti da un disco inciso.

Proprio per questo motivo il circuito stampato che noi vi forniremo è predisposto per ricevere in parallelo alle due resistenze, anche i due condensatori indicati in fig. 2.

Le caratteristiche principali di questo circuito sono le seguenti:

Tensione di alimentazione	11-14 volt
Assorbimento	2 mA circa
Massimo segnale in ingresso	v. tab. precedente
Massimo segnale in uscita	2,7 volt efficaci
Banda passante a $\pm 0 - 1$ dB	25 Hz - 100.000 Hz
Distorsione armonica	0,1 %

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato necessario a ricevere i componenti di questo preamplificatore è stato siglato LX142-A ed è visibile a grandezza naturale in fig. 4; su di esso troveranno posto tutti i componenti come indicato nello schema pratico di fig. 5 facendo bene attenzione a non confondere il transistor PNP con l'NPN o viceversa e ovviamente rispettando la polarità dei condensatori elettrolitici.

Come accennato più volte, se a costruzione ultimata un preamplificatore non risulta ben schermato, il segnale in uscita sarà sempre accompagnato da ronzio di rete e più il preamplificatore è sensibile, più tale inconveniente si farà sentire.

Consigliamo perciò, una volta terminato il circuito, di racchiuderlo entro una scatola metallica oppure, se esso verrà posto all'interno di un amplificatore, dovrà essere collocato in una posizione tale da risultare il più lontano possibile da fonti di irradiazione quali potrebbero essere i trasformatori, i filtri di rete, i raddrizzatori ecc.

Sempre per eliminare l'inconveniente del ronzio

il collegamento tra l'entrata del preamplificatore e la presa del microfono o pick-up dovrà essere effettuato con cavetto schermato e così dicasi pure per il collegamento d'uscita e quello relativo al potenziometro di volume.

La schermo di tale cavetto dovrà inoltre risultare sempre collegato da una parte alla massa del circuito stampato (pista di rame collegata al negativo di alimentazione) e dalla parte opposta al metallo della scatola del contenitore ed alla carcassa metallica del potenziometro R14.

Se userete questo preamplificatore per segnali provenienti da microfoni, registratori ecc., sul circuito stampato dovrete montare, per R8 ed R9, le due resistenze indicate nello schema elettrico di fig. 1; se invece lo userete per segnali provenienti da pick-up, le due resistenze sopracitate andranno sostituite con il circuito di fig. 2 costituito dalle due resistenze R15 ed R16 (rispettivamente da 180.000 ohm e da 8.200 ohm) con in parallelo i condensatori C7 e C8 rispettivamente da 33.000 pF e 10.000 pF.

Terminato il montaggio, se questo sarà stato eseguito in maniera perfetta, il circuito funzionerà immediatamente quindi non vi rimarrà che tarare il trimmer R1 in funzione del segnale che vorrete applicare in ingresso.

Per far questo sarà sufficiente ruotare il trimmer tutto verso massa, quindi ruotarlo lentamente in senso inverso fino a raggiungere quella posizione oltre la quale il segnale in uscita risulta distorto.

Se questa posizione viene raggiunta troppo presto, ricordatevi dell'avvertimento che vi abbiamo dato in precedenza, cioè riducete opportunamente il valore della resistenza R8; se invece arriverete a fine corsa senza che in uscita si ottenga il massimo segnale (corrispondente, come abbiamo detto, a 2,7 volt efficaci), potrete ancora agire sulla resistenza R8, questa volta però aumentandone il valore, fino a raggiungere il grado di amplificazione desiderato.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il solo circuito stampato LX142-A . . . L. 600
Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, condensatori elettrolitici, transistor, trimmer e potenziometro (comprese anche le resistenze e i condensatori indicati in fig. 5) . . . L. 3.500
Nei prezzi sopra elencati non sono incluse le spese postali.

A coloro che ancora non possiedono un oscilloscopio e non vogliono spendere mezzo milione per acquistarne uno di qualità media, questo mese proponiamo una scatola di montaggio che potrà risolvere il loro problema molto più economicamente.

un OSCILLOSCOPIO da 10-15 MHz

Chi non possiede un oscilloscopio non sempre si rende conto di quanto sia indispensabile questo strumento in radiotecnica ed in elettronica, e continua pertanto ad utilizzare come sempre il fedele ed inseparabile tester. Purtroppo, però, non ci si può sempre fidare delle indicazioni forniteci dal tester: per certe applicazioni, come misurare la tensione di una pila o la corrente assorbita da un circuito, si può andare sul sicuro, certo: ma se vogliamo misurare la tensione presente alla base di un transistor, ecco che il nostro tester comincia a diventare inservibile. Il motivo è molto semplice: quando facciamo una misura con un tester, inseriamo in parallelo al circuito la resistenza dello strumento: questa resistenza, anche se di valore elevato, può modificare tuttavia apprezzabilmente le caratteristiche elettriche del circuito, tanto che l'indicazione fornita dallo strumento non risulta più attendibile. I più esperti ci diranno che si può ovviare a questo inconveniente utilizzando un voltmetro elettronico, la cui resistenza interna è tanto elevata da non modificare mai in modo apprezzabile la tensione da misurare. Un voltmetro elettronico, perciò, ci permetterà di misurare con maggiore precisione il valore di una tensione ma non potrà mai indicarci, per esempio, se un segnale amplificato da un transistor è ancora perfetto come lo era prima di essere amplificato, se un oscillatore ci fornisce un'onda quadra, sinusoidale o triangolare, se nelle stesse esistono delle imperfezioni, ecc.: per sapere tutto questo, è necessario un oscilloscopio. Il grosso vantaggio che presenta l'oscilloscopio rispetto a qualsiasi altro strumento di misura è proprio quello di poter vedere la forma d'onda del segnale, di poterne osservare l'ampiezza, la distorsione, l'amplificazione, la percentuale di modulazione, la frequenza: solo con un oscilloscopio si può seguire il segnale stadio per stadio, controllarne le variazioni e quindi intervenire con precisione componente su componente per

eliminare i difetti che eventualmente si presentassero. In definitiva, se vogliamo operare seriamente nel campo dell'elettronica, dobbiamo ammettere che l'oscilloscopio è uno strumento assolutamente indispensabile. Un radiotecnico senza oscilloscopio sarebbe come un elettricista senza voltmetro. Certo, un elettricista potrebbe misurare la tensione ai capi del secondario di un trasformatore anche utilizzando una normale lampadina da 12 volt, e concludere che se la lampadina si illumina poco la tensione è inferiore a 12 volt, se la lampadina si illumina molto la tensione è presumibilmente compresa fra i 15 e i 20 volt, se brucia è superiore a 25-30 volt: ma è chiaro che, con la sola lampadina e senza voltmetro, l'elettricista non sarà mai in grado di indicarci il valore esatto della tensione, di affermare cioè con sicurezza che il secondario di tale trasformatore eroga per esempio 15,3 volt, ma dovrà sempre accontentarsi di una approssimazione grossolana.

Se ci permettete di portare un altro paragone molto esplicativo, potremo dire che lavorare in elettronica senza oscilloscopio equivale a seguire un programma musicale alla radio invece che alla televisione. La radio ci permette di ascoltare la musica, d'accordo: ma solo accompagnando l'ascolto con le immagini siamo in grado di sapere esattamente quanti sono gli elementi dell'orchestra, quali strumenti suonano, quanti sono gli uomini, quante le donne, qual è l'aspetto fisico dei protagonisti: la differenza, quindi, è enorme.

Occorre a questo punto che chiariamo una cosa, come mai, cioè, ci siamo decisi solo ora a presentare uno strumento così indispensabile. Già molti lettori ci hanno scritto per conoscere i motivi di un ritardo apparentemente inspiegabile: ecco la lettera di giustificazione che abbiamo sempre mandato loro.

«L'ostacolo maggiore per la realizzazione 'economica' di un oscilloscopio di buona affidabilità è rappresentato dalla difficoltà di reperire il tubo



in KIT

a raggi catodici: tutte le industrie a cui ci siamo rivolti per l'acquisto di tubi idonei a raggiungere frequenze di 15-20 MHz ci hanno infatti posto come condizione la commissione di un minimo di 500 tubi, un termine di consegna di 6 mesi, e il prezzo di 135 dollari cadauno: il che significa pagare il solo tubo catodico, a seconda del cambio della lira, dalle 108.000 alle 135.000 lire, più il 12% di IVA e le spese di trasporto. A questa cifra, già spropositata in partenza, bisogna poi aggiungere il costo dei componenti, dei circuiti stampati, della mascherina frontale, delle manopole, dei commutatori, ecc. In definitiva, a realizzazione ultimata avremmo un oscilloscopio di costo superiore a quelli comunemente reperibili in commercio ».

Spesso siamo stati anche sollecitati a pubblicare il solo schema elettrico: questa alternativa non è stata però presa in considerazione per non spingere i lettori interessati ad un'impresa costosa e deludente. Infatti costoro, dopo aver già speso

tempo e soldi per acquistare e montare gli elementi del circuito stampato, al momento di completare lo strumento con il tubo a raggi catodici si sarebbero trovati nella spiacevole situazione di doverlo pagare una cifra sproporzionata oppure addirittura di non riuscire a trovarlo. Sappiamo già che a questo punto avrebbero aggirato l'ostacolo cercando un « surplus », spendendo così inutilmente altro denaro senza raggiungere alcun risultato pratico. Infatti ciascun tubo catodico presenta delle caratteristiche ben precise (tensione di alimentazione, massima frequenza di lavoro, sensibilità di deflessione verticale e orizzontale, ecc.) per cui tutto il progetto va calcolato per un tipo ben preciso di tubo: cambiando questo tipo, occorre modificare anche il circuito, ed è chiaro che ogni modifica fatta senza cognizione di causa porterebbe soltanto ad ottenere un oscilloscopio non funzionante oppure con gravi difetti. Ci è parso quindi che pubblicare il solo schema elettrico conoscendo a priori tutte queste difficoltà sarebbe stato per lo meno scorretto nei confronti dei nostri lettori.

Queste sono le ragioni per cui la pubblicazione di un progetto pur così importante è stata sempre rimandata in attesa di poter reperire tubi catodici a prezzi più accessibili. Abbiamo tentato ogni strada, scrivendo anche ad industrie inglesi, giapponesi e dei paesi dell'Est (Ungheria, URSS), sempre però con esito negativo per i costi e le difficoltà di importazione. Solo la HAMEG tedesca ci ha offerto un kit di oscilloscopio (tubo, schermo in mumetal, contenitore, manopole, trasformatore e relativi accessori) ad un prezzo che, presso altre industrie, sarebbe stato appena sufficiente ad acquistare il solo tubo a raggi catodici. Approfittando perciò di tale offerta, siamo finalmente nella condizione di potervi presentare un oscilloscopio da laboratorio ad un prezzo conveniente e con caratteristiche soddisfacenti, come si può rilevare dalla tabella 1.

TABELLA 1

Diametro del tubo a raggi catodici cm 7,5

STADIO VERTICALE

Campo di frequenza: 0-10 MHz (vedi nota in basso)

Entrata DC - AC - GD (Continua - Alternata - Massa)

10 sensibilità d'entrata: 0,05 - 0,1 - 0,3 - 0,5 - 1 - 2 - 3 - 10 - 20 - 30 volt/cm

Impedenza d'ingresso: 1 Megaohm con 40 pF

Massima ampiezza traccia verticale: cm 6

Minima sensibilità d'ingresso: 50 millivolt

STADIO ORIZZONTALE

Campo di frequenza: 3 Hz - 1 MHz

Massima sensibilità di ingresso: 250 millivolt/cm

Impedenza d'ingresso: 10 Megaohm con 30 pF

X-amplificazione: regolabile 2:1

Base dei tempi:

7 portate: 10-50 Hz; 50-200 Hz; 200-1.000 Hz;

1.000-5.000 Hz; 5.000-25.000 Hz; 25.000-100.000 Hz;

100.000-500.000 Hz; EXT

Regolazione fine della base dei tempi

Gamma di sincronizzazione: da 10 Hz fino a 20 MHz

Sincronizzazione: Interna + o - ed esterna

Nota - Se il lettore tarerà con cura l'amplificatore verticale (come spiegheremo più avanti) la banda passante da noi dichiarata « continua da 0 a 10 MHz - 3 dB » risulterà notevolmente superiore, anche se naturalmente aumenterà l'attenuazione. Dalle prove effettuate su diversi prototipi realizzati con il circuito stampato in fibra di vetro LX 207, siamo riusciti ad agganciare e a vedere perfettamente immobili sullo schermo del tubo frequenze fino ad oltre i 20 MHz.

SCHEMA ELETTRICO

Dopo questa lunga ma necessaria introduzione, possiamo passare allo schema elettrico di fig. 1, dal quale si può subito stabilire che per la realizzazione di questo oscilloscopio sono necessari 15 transistor e 3 fet.

Occorre innanzitutto sottolineare un piccolo particolare che è estremamente importante: come si potrà notare ad un attento esame, i *simboli di massa* sono due, uno *rettangolare* (ad es., vedi l'estremo di C21 e C34) ed uno *triangolare* (ad es., vedi l'estremo di C22 ed R65): il primo sta ad indicare la massa del telaio ed il secondo quella del circuito stampato. Queste due masse non devono essere considerate indifferenti, ogni terminale « a massa » va collegato a quella che gli compete: questo comunque non deve minimamente preoccuparvi, risultando già tutto previsto in fase di montaggio.

AMPLIFICATORE VERTICALE

Come si può vedere dallo schema elettrico, il segnale di ingresso, applicato alle boccole VERT. INP., arriva attraverso la resistenza R1 alle sezioni commutatrici S1A ed S1B; a seconda della loro posizione possiamo avere tre tipi di misure:

posizione 1 - in continua (DC)

posizione 2 - in alternata (AC)

posizione 3 - entrata cortocircuitata a massa (GD).

Dal cursore di tale commutatore, il segnale giunge ad un attenuatore compensato, fornito già premontato, la cui struttura interna è mostrata in fig. 2. L'attenuatore, indispensabile per regolare la sensibilità del segnale di ingresso da un massimo di 30 volt per cm di traccia a 50 millivolt per cm di traccia, è a sua volta collegato, attraverso la resistenza R15, all'amplificatore verticale. All'ingresso di questo troviamo due fet (FT1 e FT2, del tipo BF.245), che costituiscono un primo stadio di amplificazione differenziale: i due Drain sono collegati direttamente alla tensione positiva di alimentazione, mentre dai due Source si prelevano due segnali in opposizione di fase di 180°; è necessario usare dei fet e non dei comuni transistor perché l'impedenza di ingresso dell'oscillografo deve essere molto alta, così che l'inserzione dello strumento non alteri apprezzabilmente la tensione da misurare. In questo primo stadio è presente anche un trimmer:

R19 - simmetria verticale: esso serve per compensare eventuali differenze dei due fet, quindi fare in modo che i segnali prelevati sui due Source siano di uguale ampiezza.

I due segnali in opposizione di fase vengono poi amplificati da tre stadi differenziali: il primo costituito dai transistor TR4 e TR5 (BF.311 o BF.199), il secondo da TR7 e TR8 (anch'essi di tipo BF.311 o BF.199), l'ultimo da TR10 e TR11 (del tipo ad alta tensione BF.258). In questi stadi sono presenti tre resistenze variabili e un compensatore:

R25 (potenziom.) - posizione verticale: regola la posizione verticale della traccia sullo schermo;

C24 (compensatore) e R45 (trimmer) - regolazione banda passante;

Foto dell'oscilloscopio visto di lato. Nella scatola di montaggio è incluso anche lo speciale schermo in « mumetal » non solo introvabile ma anche notevolmente costoso. Tale schermo serve per evitare che le placchette di deflessione risultino influenzate da campi magnetici esterni.

R29 (trimmer) - calibrazione amplificatore verticale: serve a fare in modo che ad ogni quadretto corrispondano effettivamente i volt per cm indicati sul commutatore di sensibilità dell'ingresso verticale.

I segnali finali, prelevati sui due collettori dei transistor TR10 e TR11, vanno a pilotare le **placche di deflessione verticale**.

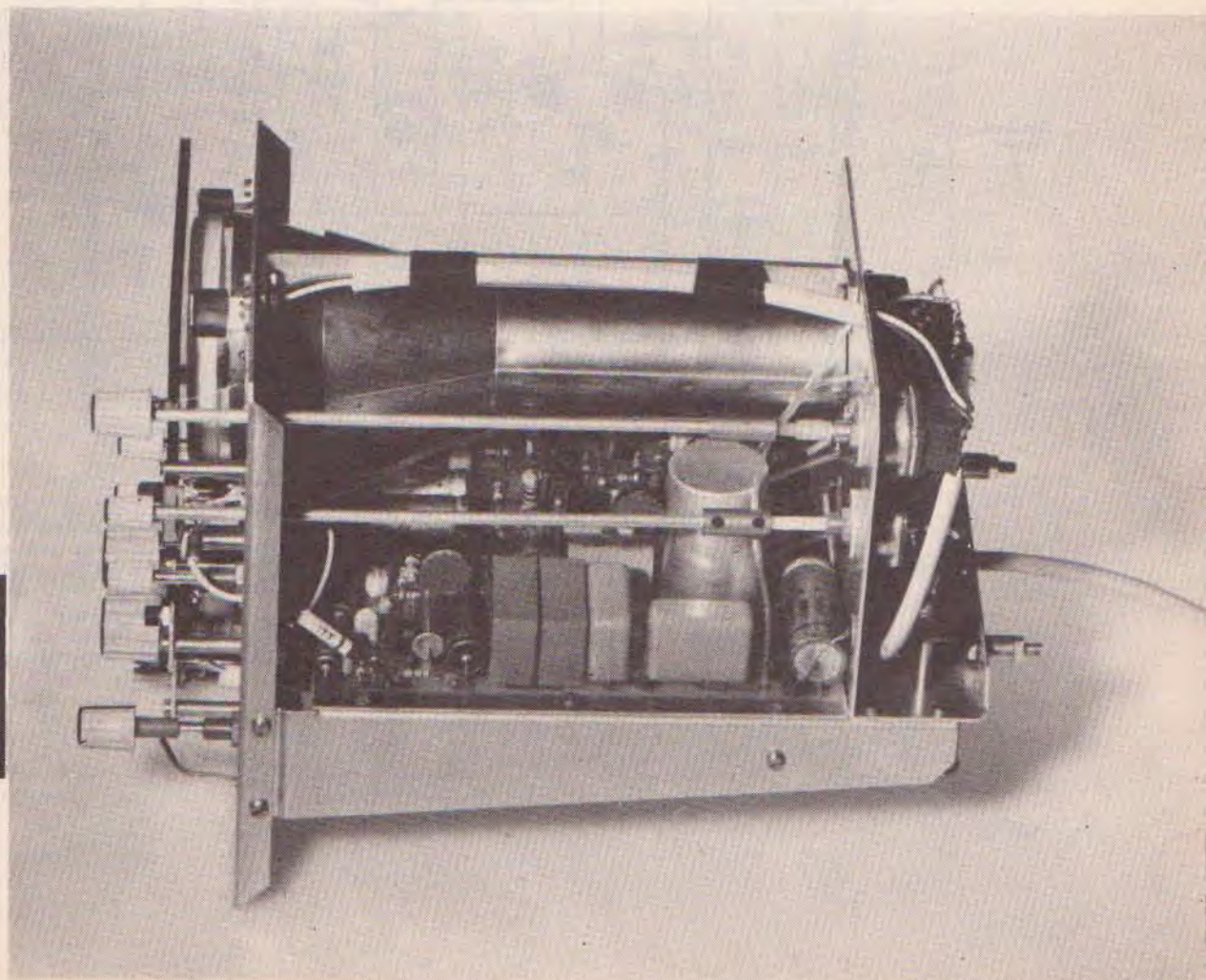
AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

Come appare chiaramente dallo schema elettrico, nel tubo a raggi catodici oltre alle placche di deflessione verticale abbiamo anche due **placche di deflessione orizzontale**: vediamo di spiegarne la funzione. Se a queste placche orizzontali non fosse applicata alcuna tensione, sullo schermo comparirebbe soltanto una riga verticale, che avrebbe l'ampiezza del segnale da analizzare, ma che non ci darebbe assolutamente nessuna informazione sulla sua forma; se invece a questa coppia di placche è applicata un'opportuna tensione a dente di sega, l'immagine sullo schermo acquista anche una dimensione orizzontale, permettendo così di visualizzare la forma d'onda del segnale

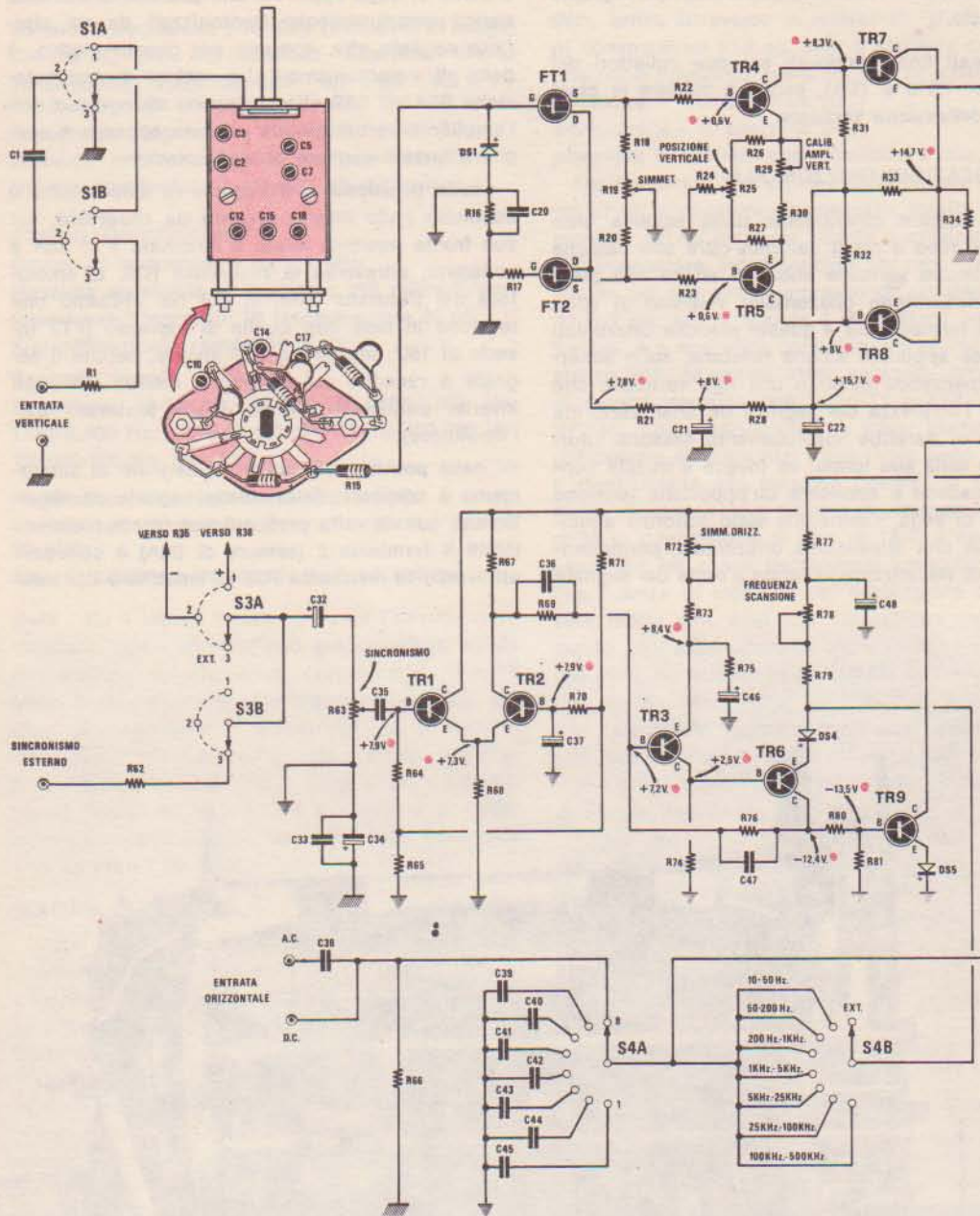
applicato all'ingresso verticale. Affinché questa immagine sia perfettamente immobile, occorre però che i due segnali, quello incognito e quello a dente di sega applicato alle placche orizzontali, siano opportunamente sincronizzati da un ulteriore segnale che, appunto per questo motivo, è detto di «sincronismo». Le sezioni di commutazione S3A ed S3B che si trovano all'ingresso dell'amplificatore orizzontale servono appunto a scegliere questo segnale di sincronismo:

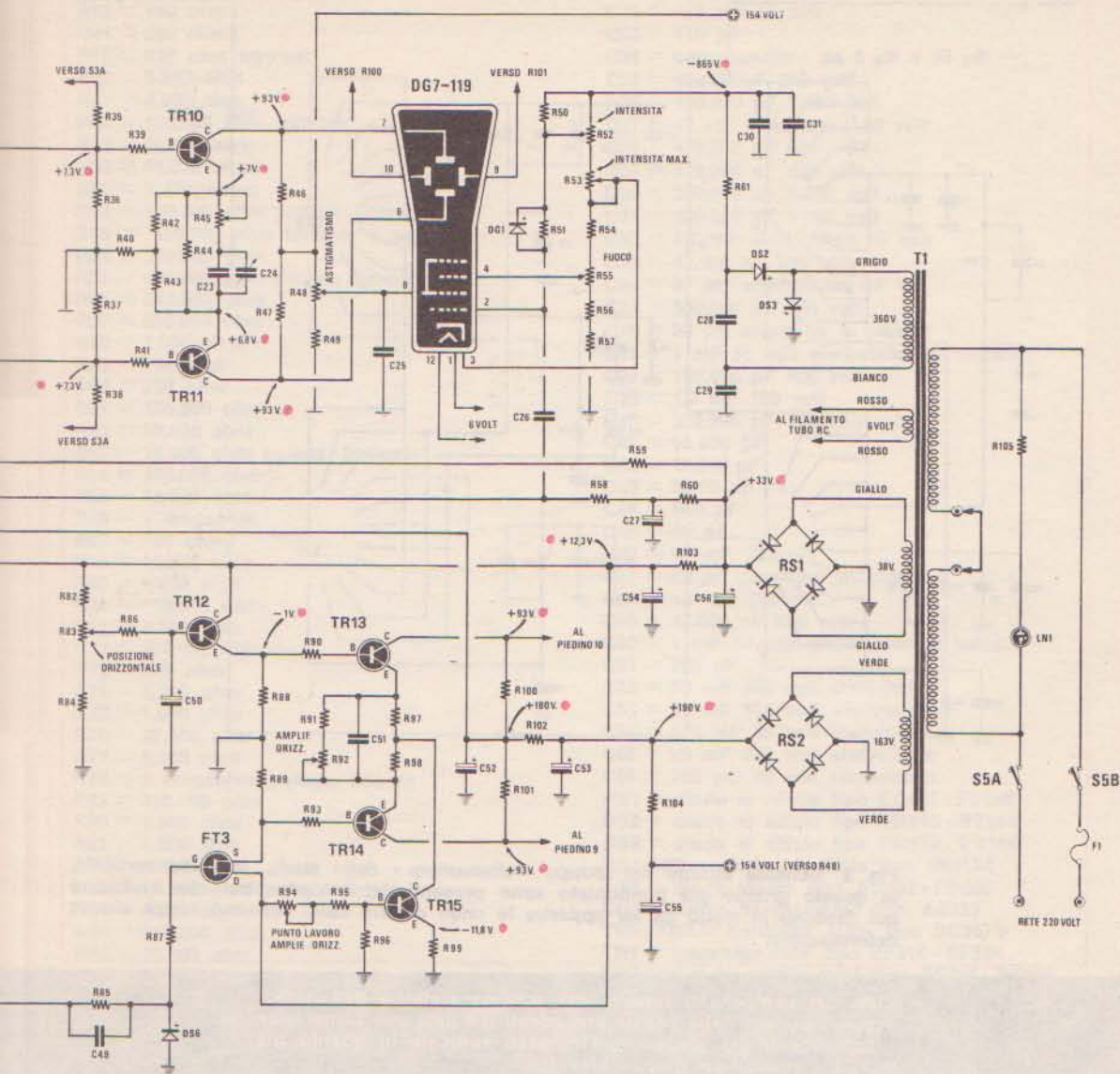
— **nella posizione 1**, il segnale di sincronismo è costituito dallo stesso segnale da osservare, nel suo fronte positivo: infatti il terminale 1 di S3A è collegato, attraverso la resistenza R38, all'emettitore del transistor TR8, in cui noi abbiamo una tensione in fase con quella di ingresso (FT2 inverte di 180°, ma anche TR5 inverte, perché il segnale è raccolto sul collettore, mentre TR8 non inverte, perché il segnale viene prelevato dall'emettitore);

— **nella posizione 2**, ancora il segnale di sincronismo è costituito dallo stesso segnale da visualizzare, questa volta però nel suo fronte negativo: infatti il terminale 2 (sempre di S3A) è collegato attraverso la resistenza R35 all'emettitore del tran-



GRUPPO SENSIBILITA' INGRESSO VERTICALE





NOTA: lo schema elettrico completo del gruppo dell'ingresso verticale è visibile nella pagina seguente, dove il lettore troverà pure la lista completa dei componenti. Le tensioni indicate nei vari punti del circuito (vedi punti rossi) sono state rilevate con un voltmetro elettronico, prendendo come «massa» quella del telaio, cioè non quella del circuito stampato.

Fig. 1 Schema elettrico dell'oscilloscopio: si notino i due diversi tipi di massa.

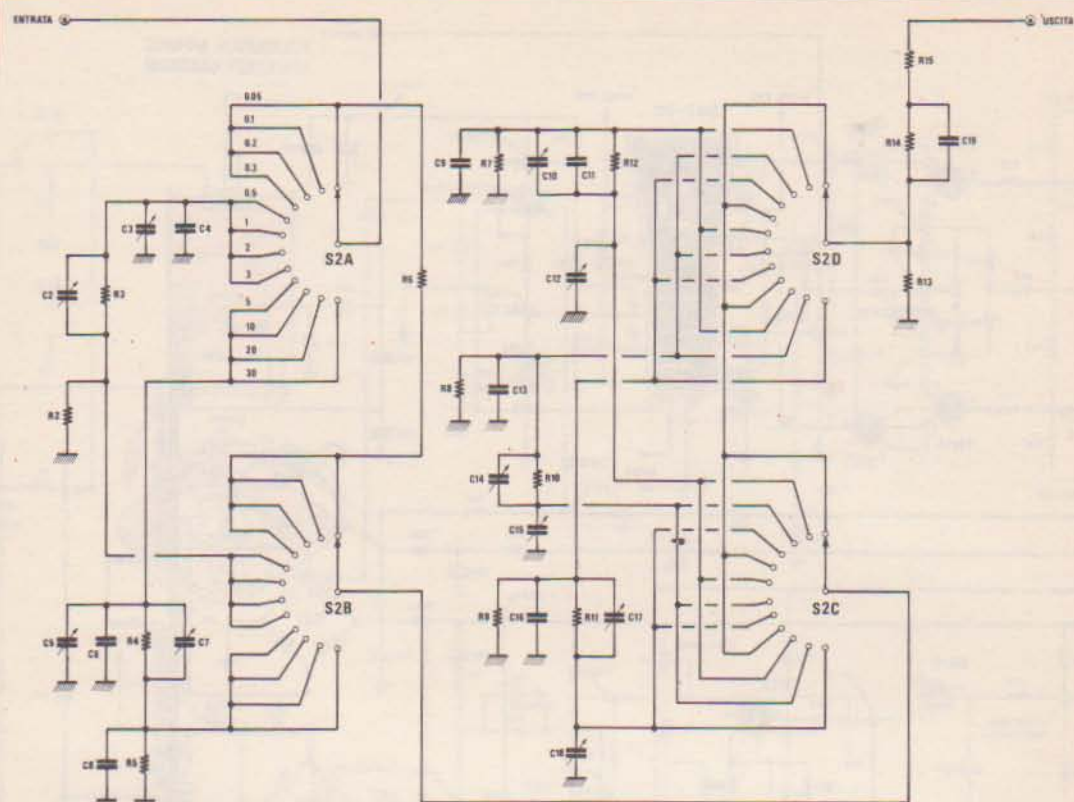


Fig. 2 Schema interno del gruppo «attenuatore» dello stadio ingresso verticale. In questo gruppo già premontato sono presenti dei compensatori che andranno poi ritoccati in modo da far apparire le onde quadre sullo schermo senza alcuna deformazione.

Lista dei componenti relativi allo schema elettrico dell'oscilloscopio riportato nelle pagine precedenti (La lista non comprende i componenti del gruppo dell'ingresso verticale in quanto già inclusi e montati sul gruppo stesso).

R1 = 33 ohm	R27 = 220 ohm
R2 + R14 = già connesse nel gruppo attenuatore asse Y	R28 = 3.300 ohm
R15 = 100 ohm	R29 = 100 ohm trimmer
R16 = 6.800 ohm	R30 = 33 ohm
R17 = 100 ohm	R31 = 1.800 ohm
R18 = 12.000 ohm	R32 = 1.800 ohm
R19 = 4.700 ohm trimmer	R33 = 33 ohm
R20 = 12.000 ohm	R34 = 6.800 ohm
R21 = 33 ohm	R35 = 330 ohm
R22 = 100 ohm	R36 = 3.900 ohm
R23 = 100 ohm	R37 = 3.900 ohm
R24 = 1.500 ohm	R38 = 330 ohm
R25 = 1.000 ohm potenz. lineare	R39 = 33 ohm
R26 = 220 ohm	R40 = 390 ohm
	R41 = 33 ohm

R42 = 680 ohm
 R43 = 680 ohm
 R44 = 680 ohm
 R45 = 220 ohm trimmer
 R46 = 3.900 ohm
 R47 = 3.900 ohm
 R48 = 100.000 ohm trimmer
 R49 = 56.000 ohm
 R50 = 51.000 ohm
 R51 = 1 Megaohm
 R52 = 100.000 ohm potenz. lineare
 R53 = 100.000 ohm trimmer a pannello
 R54 = 330.000 ohm
 R55 = 470.000 ohm potenz. lineare
 R56 = 560.000 ohm
 R57 = 680.000 ohm
 R58 = 1.000 ohm
 R59 = 750 ohm
 R60 = 750 ohm
 R61 = 100.000 ohm
 R62 = 39.000 ohm
 R63 = 10.000 ohm potenz. lineare
 R64 = 100.000 ohm
 R65 = 18.000 ohm
 R66 = 1 Megaohm
 R67 = 180 ohm
 R68 = 12.000 ohm
 R69 = 6.800 ohm
 R70 = 100.000 ohm
 R71 = 3.300 ohm
 R72 = 470 ohm trimmer
 R73 = 270 ohm
 R74 = 2.200 ohm
 R75 = 1.000 ohm
 R76 = 27.000 ohm
 R77 = 5.600 ohm
 R78 = 2 Megaohm potenz. lineare
 R79 = 330.000 ohm
 R80 = 1.200 ohm
 R81 = 1.000 ohm
 R82 = 3.900 ohm
 R83 = 10.000 ohm potenz. lineare
 R84 = 6.800 ohm
 R85 = 220.000 ohm
 R86 = 22.000 ohm
 R87 = 100 ohm
 R88 = 6.800 ohm
 R89 = 4.700 ohm
 R90 = 100 ohm
 R91 = 1.200 ohm
 R92 = 2.500 ohm trimmer a pannello
 R93 = 100 ohm
 R94 = 4.700 ohm trimmer
 R95 = 18.000 ohm
 R96 = 6.800 ohm
 R97 = 1.500 ohm
 R98 = 1.500 ohm
 R99 = 330 ohm
 R100 = 18.000 ohm
 R101 = 18.000 ohm
 R102 = 1.000 ohm
 R103 = 1.000 ohm
 R104 = 1.200 ohm
 R105 = 150.000 ohm
 C1 = 100.000 pF 400 volt
 C2 ÷ C19 = già presenti nel gruppo attenuatore
 C20 = 47.000 pF

C21 = 1 mF 35 volt elettrolitico al tantalio
 C22 = 470 mF 35 volt
 C23 = 110 pF
 C24 = compensatore da 6 pF a 25 pF
 C25 = 47.000 pF 250 volt
 C26 = 100.000 pF 1.000 volt
 C27 = 47 mF elettrolitico 63 volt
 C28 = 470.000 pF 630 volt
 C29 = 470.000 pF 630 volt
 C30 = 220.000 pF 1.000 volt
 C31 = 220.000 pF 1.000 volt
 C32 = 4,7 mF elettrolitico 63 volt
 C33 = 47.000 pF 250 volt
 C34 = 47 mF elettrolitico 35 volt
 C35 = 330.000 pF 100 volt
 C36 = 33 pF ceramico a tubetto
 C37 = 1 mF 35 volt elettrolitico al tantalio
 C38 = 100.000 pF 400 volt
 C39 = 1,5 mF 100 volt
 C40 = 330.000 pF 100 volt
 C41 = 68.000 pF
 C42 = 15.000 pF
 C43 = 3.000 pF
 C44 = 560 pF
 C45 = 68 pF
 C46 = 47 mF 35 volt
 C47 = 22 pF ceramico a tubetto
 C48 = 4,7 mF 350 volt
 C49 = 47.000 pF 250 volt
 C50 = 1 mF 35 volt elettrolitico al tantalio
 C51 = 200 pF
 C52 = 50 mF 350 volt elettrolitico
 C53 = 50 mF 350 volt elettrolitico
 C54 = 470 mF 35 volt elettrolitico
 C55 = 33 mF 350 volt elettrolitico
 C56 = 220 mF 70 volt elettrolitico
 DS1 = diodo al silicio tipo EC402 - FD300
 DS2 = diodo al silicio tipo EM513 - BY184
 DS3 = diodo al silicio tipo EM513 - BY184
 DS4-DS5 = diodo al silicio tipo 1N4154
 DS6 = diodo silicio tipo EC402 - FD300
 DG1 = diodo al germanio tipo AA133
 TR1 - TR2 = transistor NPN tipo BC237B
 TR3 = transistor PNP tipo BF414 - BF324
 TR4-TR5 = transistor NPN tipo BF311 - BF199
 TR6 = transistor PNP tipo BF414 - BF324
 TR7-TR8 = transistor NPN tipo BF311 - BF199
 TR9 = transistor NPN tipo 2N2218
 TR10-TR11 = transistor NPN tipo BF258
 TR12 = transistor NPN tipo BC237B
 TR13-TR14 = transistor NPN BF258
 TR15 = transistor NPN tipo BC237B
 FT1-FT2-FT3 = FET tipo BF245A
 RS1 = ponte raddrizzatore 80 volt 800 mA
 RS2 = ponte raddrizzatore 250 volt 800 mA
 F1 = fusibile 0,2 Ampère
 S1A-S1B = commutatore a slitta 2 vie 3 posizioni
 S2A-S2B-S2C-S2D = commutatore 4 vie 12 posizioni
 S3A-S3B = commutatore a slitta 2 vie tre posizioni
 S4A-S4B = commutatore 2 vie 8 posizioni
 S5A-S5B = doppio interruttore
 LN1 = lampada al neon
 Tubo a raggi catodici DG7 - 119 oppure 3RP1A
 T1 = trasformatore primario 220 volt, secondari 360 volt - 6 volt - 38 volt - 163 volt

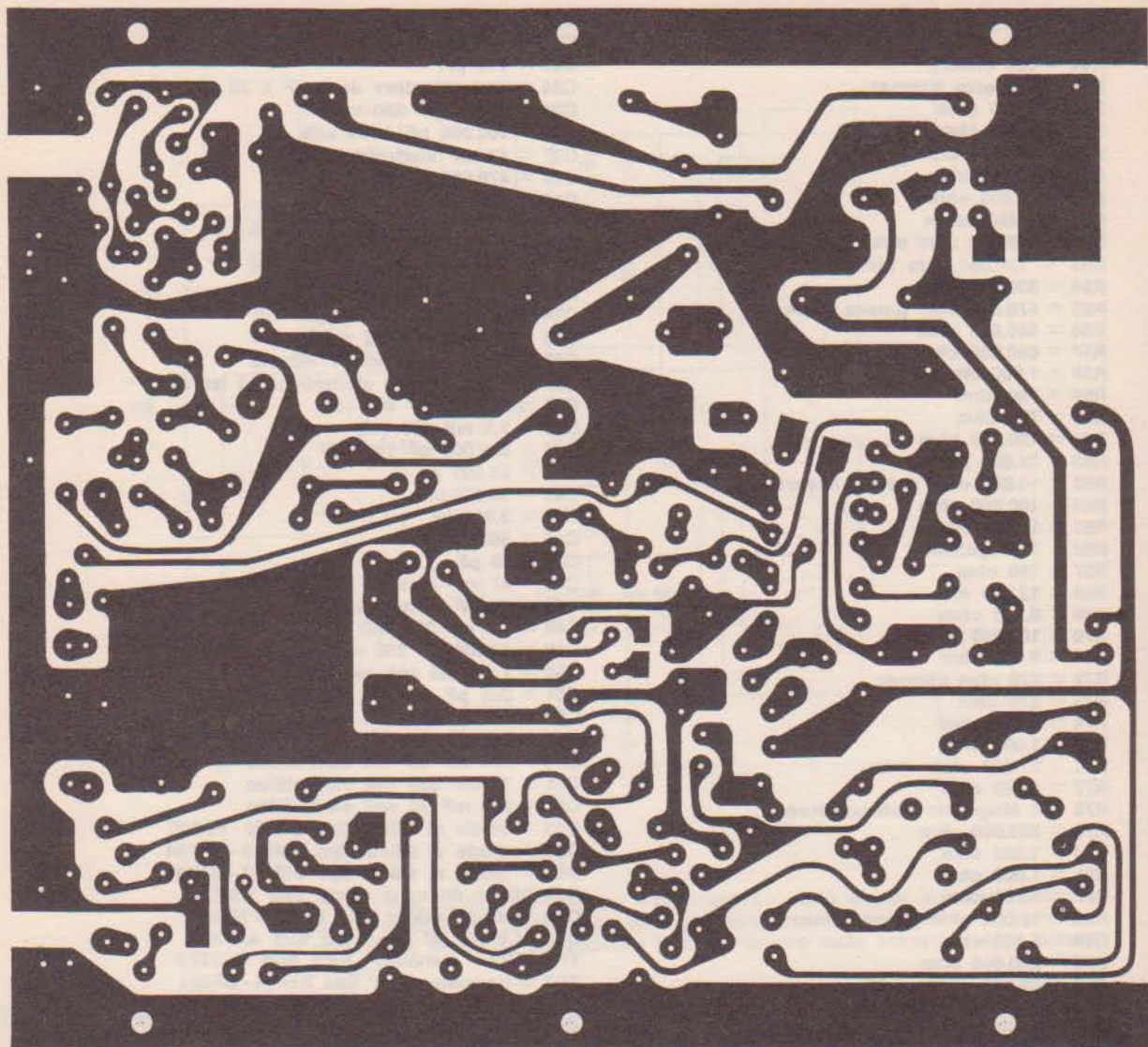
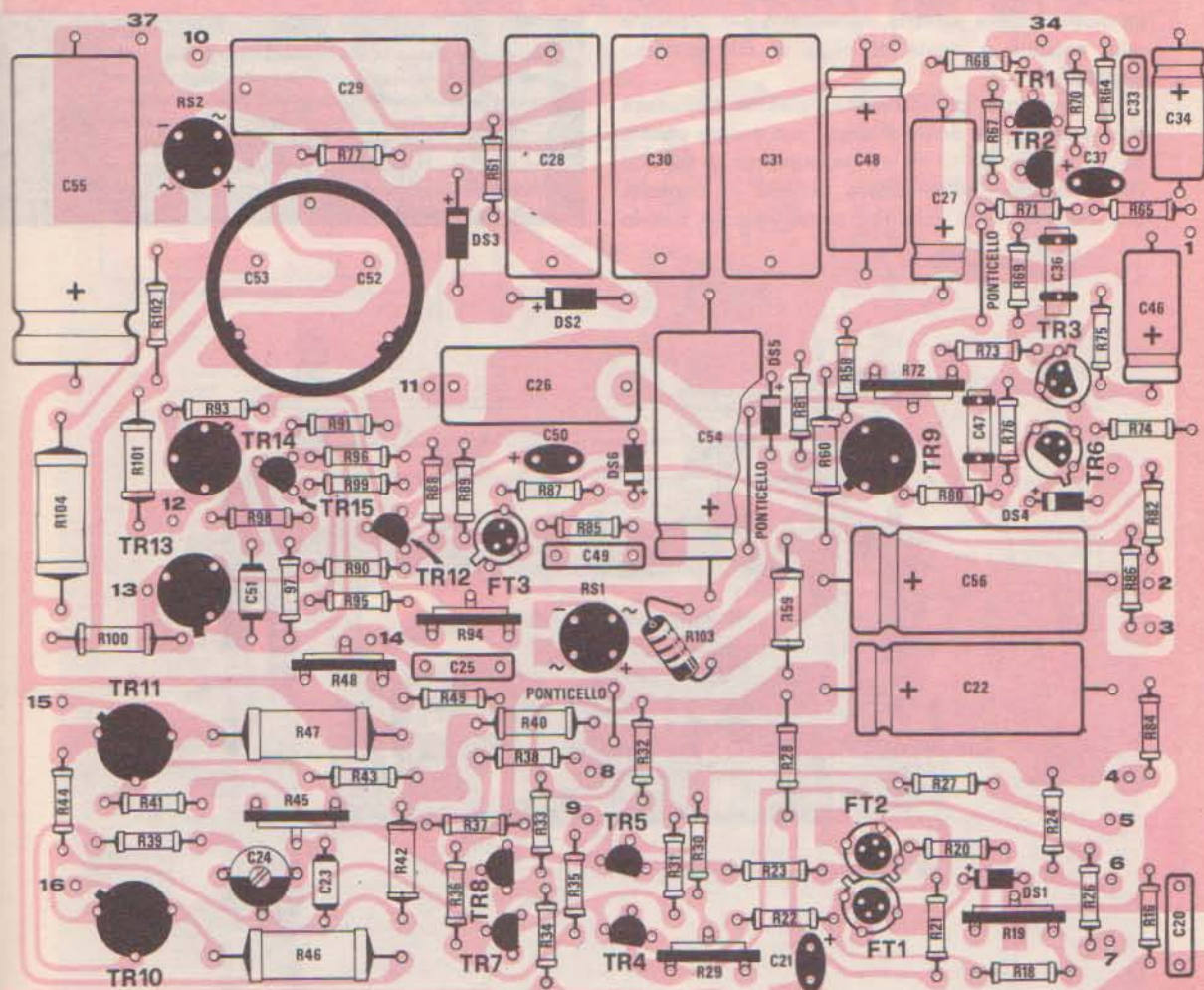
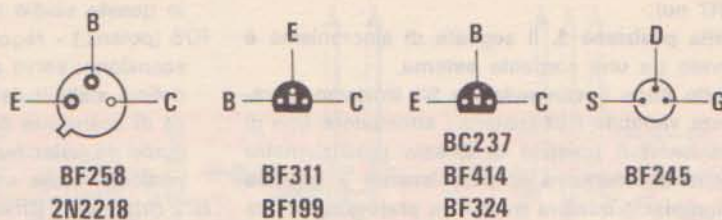


Fig. 3 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato necessario alla realizzazione di questo oscilloscopio. Facciamo presente che tale circuito è inciso su lastra in vetronite per VHF, onde poter ridurre le perdite AF sulle frequenze più elevate. Il circuito viene inoltre fornito già forato. (Nota: attualmente il circuito stampato non può essere fornito da solo, essendo parte integrante del Kit).

Fig. 4 I circuiti stampati da noi forniti sono provvisti, come vedesi nella figura a destra, di un disegno serigrafico che faciliterà enormemente il montaggio. Nota: sul circuito esistono tre ponticelli, uno vicino alla R40, uno posto sotto al condensatore C54, e l'ultimo di fianco a R69. I numeri posti in prossimità dei terminali (vedi 1-2-15-16 ecc.) servono per riconoscere il filo che ad ogni terminale va collegato (vedi fig. 6 e tabella N. 1). La resistenza R103 va posta in posizione verticale e non sdraiata come le altre.

Fig. 5 Connessioni dei terminali dei transistor visti dal lato in cui fuoriescono dal corpo.
Nota importante: tutti i transistor forniti sono come sempre di 1° scelta e selezionati.



sistor TR7, dove la tensione è sfasata di 180° rispetto a quella in ingresso (FT1 non inverte, TR4 sì, TR7 no);

— **nella posizione 3**, il segnale di sincronismo è prelevato da una sorgente esterna.

Subito dopo il commutatore S3 troviamo la resistenza variabile R63 (potenz.) attenuatore fine di sincronismo; il compito di questo potenziometro è quello di attenuare opportunamente il segnale di sincronismo qualora questi sia prelevato da una sorgente esterna (posizione 3 di S3), in modo che non vada a saturare l'amplificatore orizzontale. Tramite C32, R63 e C35 il segnale di sincronizzazione arriva poi al transistor TR1, di tipo BC.237, che funziona come stadio separatore, ed al transistor TR2, anch'esso di tipo BC.237, che agisce come amplificatore; quindi, attraverso il collettore di TR2, giunge alla coppia TR3-TR6, che costituisce un multivibratore astabile, necessario per generare quel segnale a dente di sega di cui abbiamo parlato.

La frequenza di scansione, cioè la frequenza di queste onde a dente di sega, può essere variata da un minimo di 10 Hz ad un massimo di 500.000 Hz collegando all'emettitore di TR6 le capacità che nello schema elettrico sono indicate con le

sigle da C39 a C45, selezionabili mediante il commutatore S4.

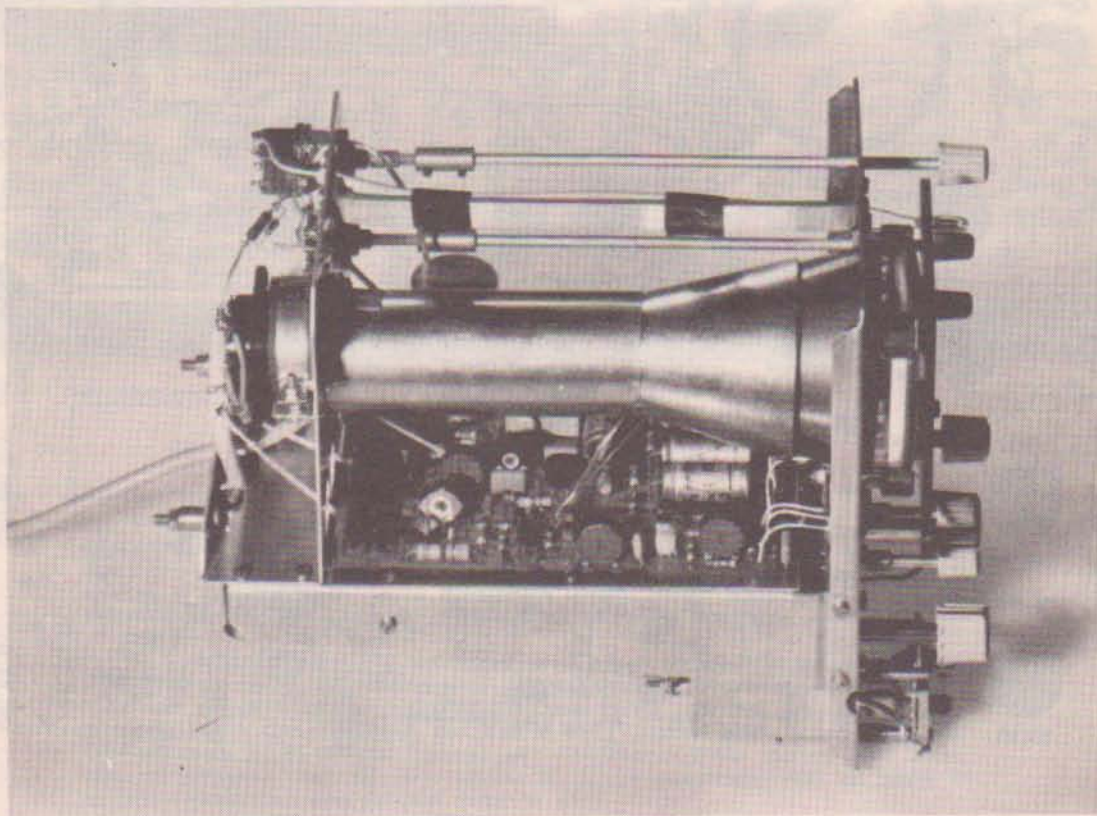
In questo stadio troviamo 2 resistenze variabili: R78 (potenz.) - regolazione fine della frequenza di scansione; serve a modificare, entro i limiti ben definiti stabiliti dalla posizione di S4, la frequenza di scansione del segnale a dente di sega, in modo da poter fermare sullo schermo il segnale verticale quale che sia la sua frequenza.

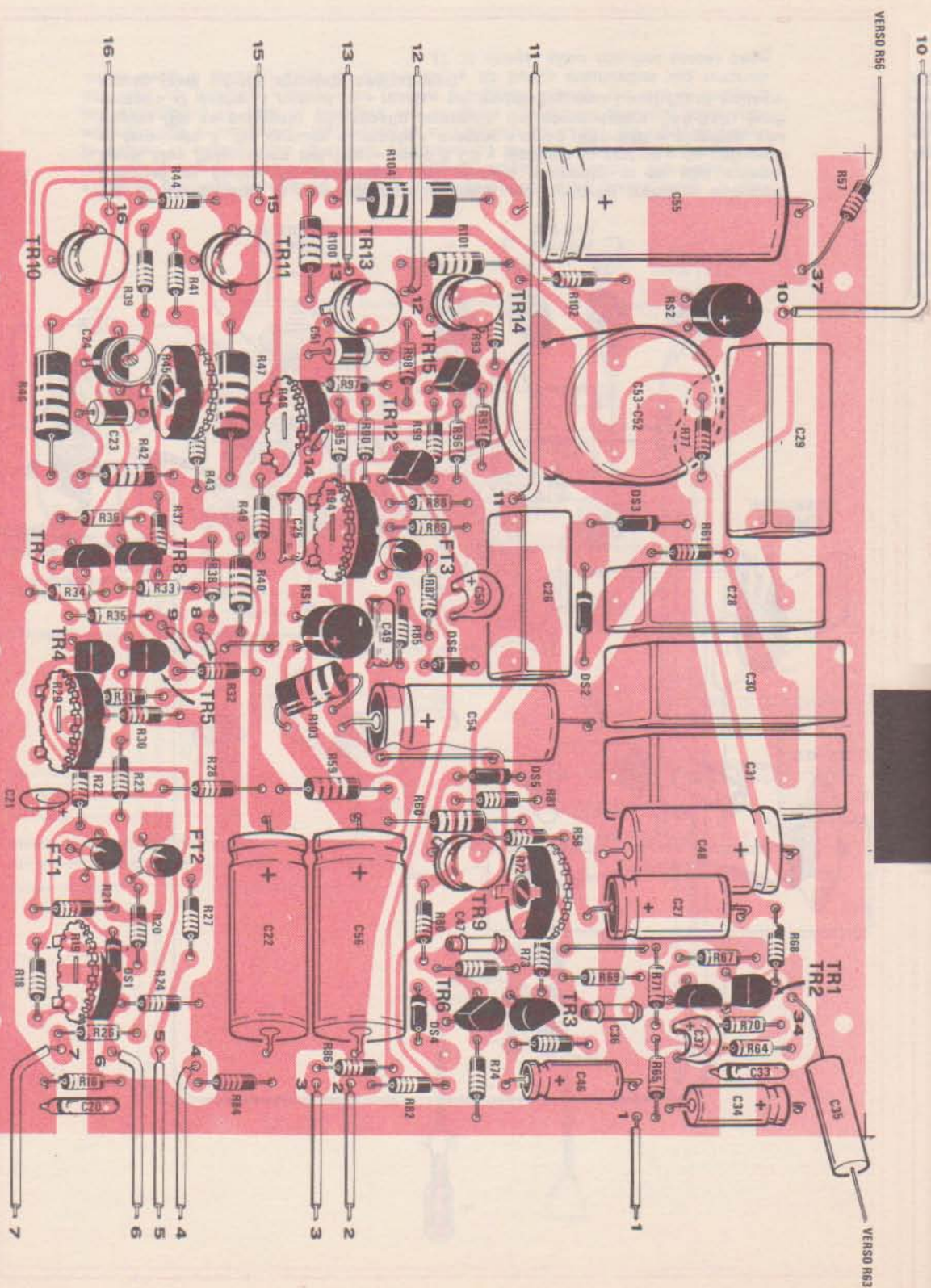
R72 (trimmer) - simmetria orizzontale: serve a centrare orizzontalmente la traccia sullo schermo.

È proprio ruotando il commutatore S4 ed il potenziometro R78, entrambi presenti sul pannello frontale sotto le scritte TIMEBASE e VARIABILE, che si può visualizzare una frequenza qualsiasi fino a 10-20 MHz.

Il commutatore S4, collegato nelle sue prime 7

Fig. 6 (a destra) Schema pratico di montaggio. Tale disegno dissiperà eventuali dubbi su come dovranno venire disposti i vari componenti sul circuito stampato. **NOTA IMPORTANTE:** Terminato il montaggio non dimenticatevi di applicare su TR10 e TR11 l'aletta di raffreddamento che troverete nel kit.





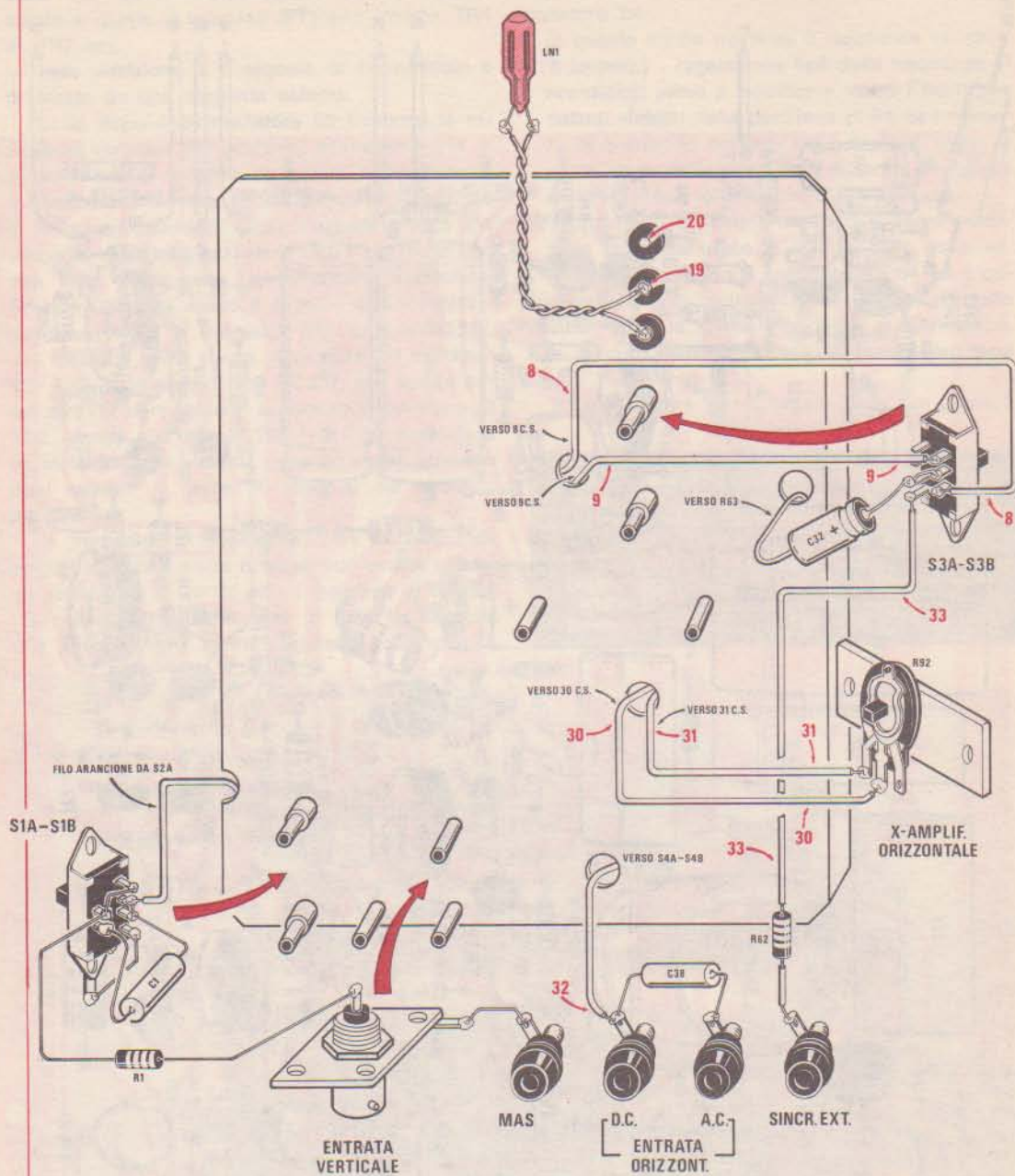


Fig. 7 Le boccole e i commutatori presenti sul pannello frontale, andranno collegati ai diversi fili provenienti dal circuito stampato o da altri componenti. Una indicazione del tipo « verso 8 CS » significa in pratica « da collegare al terminale 8 del circuito stampato » mentre « verso S4A-S4B » significa che questo filo va collegato all'apposito terminale del commutatore S4A-S4B. (vedi disegno di destra) I numeri in « rosso » contraddistinguono i vari fili di collegamento (vedi tabella riportata nell'articolo).

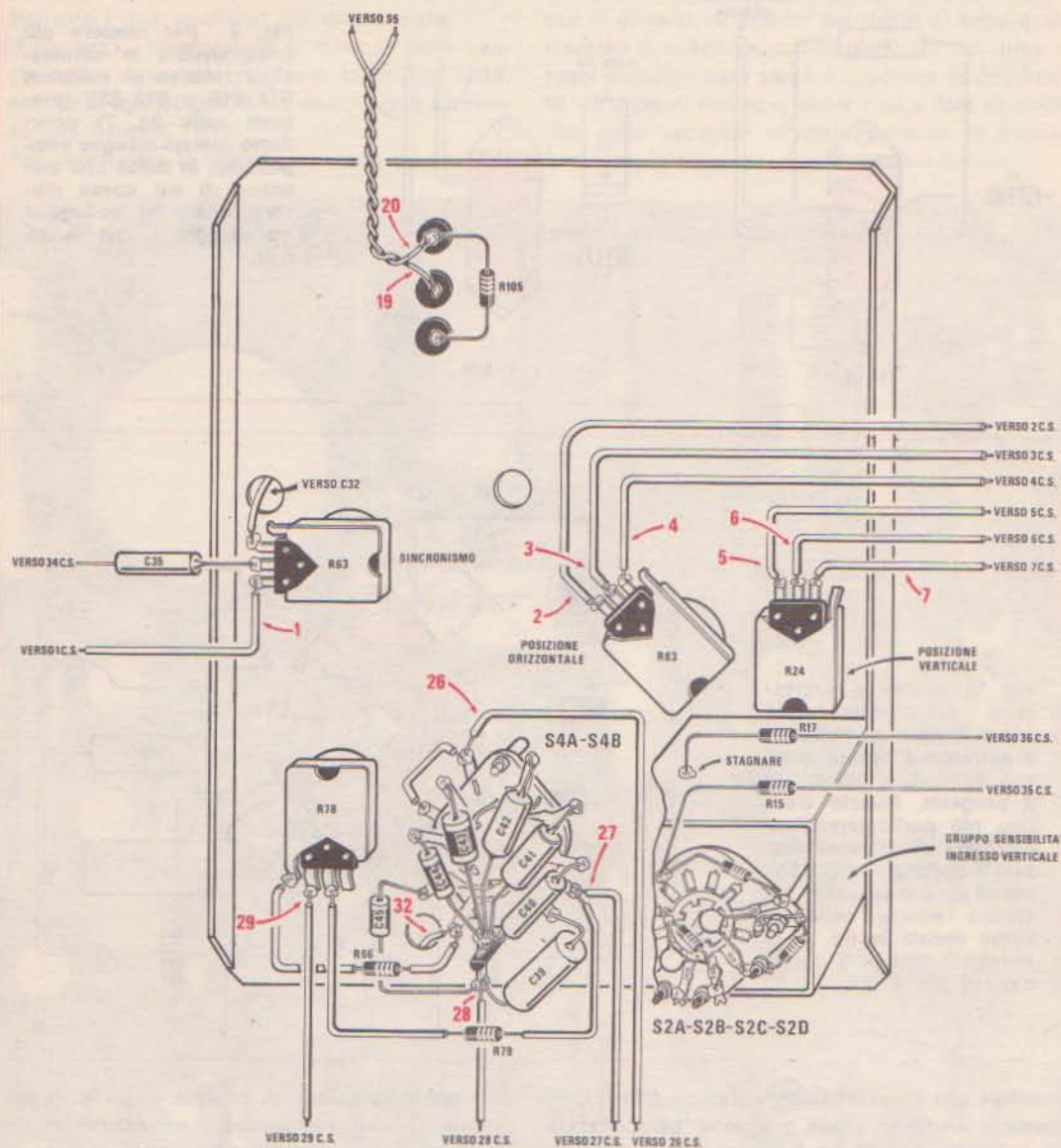
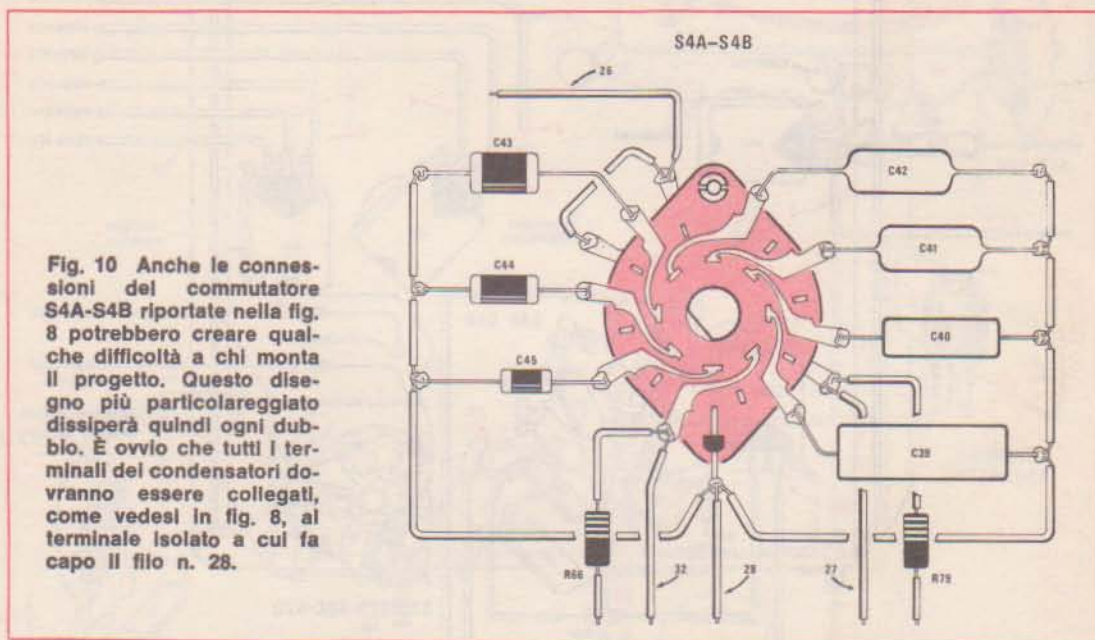
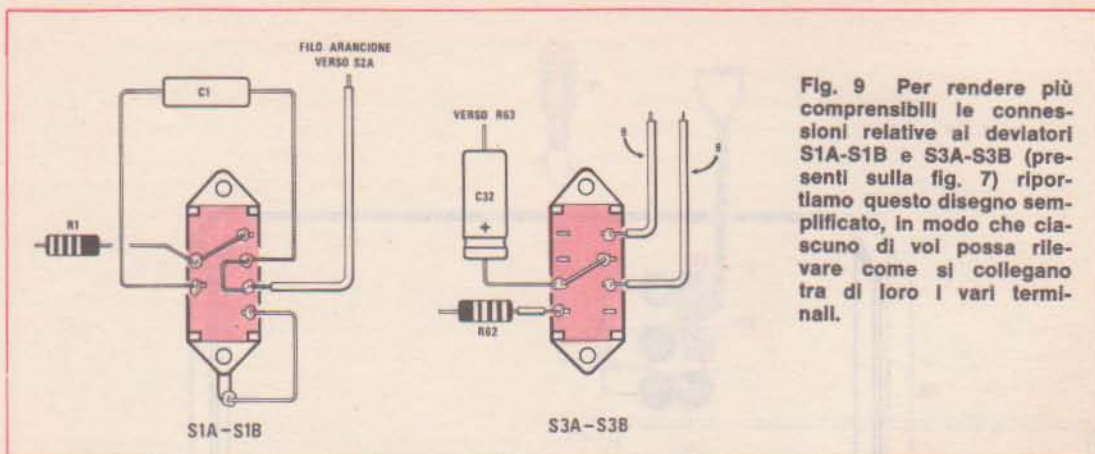


Fig. 8 Sullo stesso pannello frontale, ma dal lato posteriore, dovremo eseguire i collegamenti indicati in questo disegno. Per comprendere meglio il collegamento dei vari condensatori al commutatore S4A-S4B, consigliamo al lettore di avvalersi della fig. 10. Le resistenze che si notano sul commutatore del « gruppo sensibilità ingresso verticale » vengono già stagnate in fase di prearatura del gruppo. Anche per questo disegno i numeri in « rosso » presenti su ogni filo servono per individuare questi fili e conoscere da dove partono e dove terminano (come indicato nella tabella N. 1).



posizioni con i condensatori siglati da C39 a C45, possiede anche un'ottava posizione, caratterizzata sul pannello frontale dalla scritta EXT. - HOR. INP.: essa serve a pilotare le placche di deflessione orizzontale con un segnale di sincronismo esterno, escludendo così il dente di sega generato internamente all'oscilloscopio. Questo segnale esterno può essere sia in continua (DC) che in alternata (AC). Anche se forse di uso meno frequente, questa posizione è pur sempre utilissima per applicazioni particolari che non mancheremo di insegnarvi nei prossimi numeri, come per esempio applicare il «tracciacurve» all'oscilloscopio oppure ottenere sullo schermo figure di Lissajous. In uscita dalle sezioni di commutazione S4A ed

S4B abbiamo quindi un segnale a dente di sega oppure un segnale prelevato esternamente nella posizione 8: in entrambi i casi questo segnale viene mandato al fet FT3, di tipo BF.245, per essere amplificato. Collegato al Source di FT3 troviamo poi lo stadio differenziale finale, costituito dai due transistor TR13 e TR14, di tipo BF.258, sui cui collettori è disponibile un segnale amplificato di ampiezza già adeguata per pilotare le placche di deflessione orizzontale (piedini 9 e 10 del tubo a raggi catodici). In questo stadio differenziale sono inserite tre resistenze variabili:

R92 (trimmer) - calibrazione amplificazione orizzontale;

R94 (trimmer) - regolazione punto di lavoro del-

l'amplificatore orizzontale: agisce sul transistor TR15, di tipo BC.237, che alimenta a corrente costante i due emettitori del differenziale;

R83 (potenz.) - spostamento orizzontale della traccia sullo schermo: opera sul transistor TR12, ancora di tipo BC.237, il cui emettitore è connesso alla base di TR13.

Per concludere la descrizione dello stadio oriz-

zontale, resta da spiegare qual è la funzione del transistor TR9, che è connesso attraverso la base con il generatore interno del dente di sega e attraverso il collettore con il piedino 2 del tubo a raggi catodici: esso serve a spegnere la cosiddetta « traccia di ritorno », serve cioè a fare in modo che sullo schermo compaia soltanto la traccia luminosa relativa al segnale da analizzare.

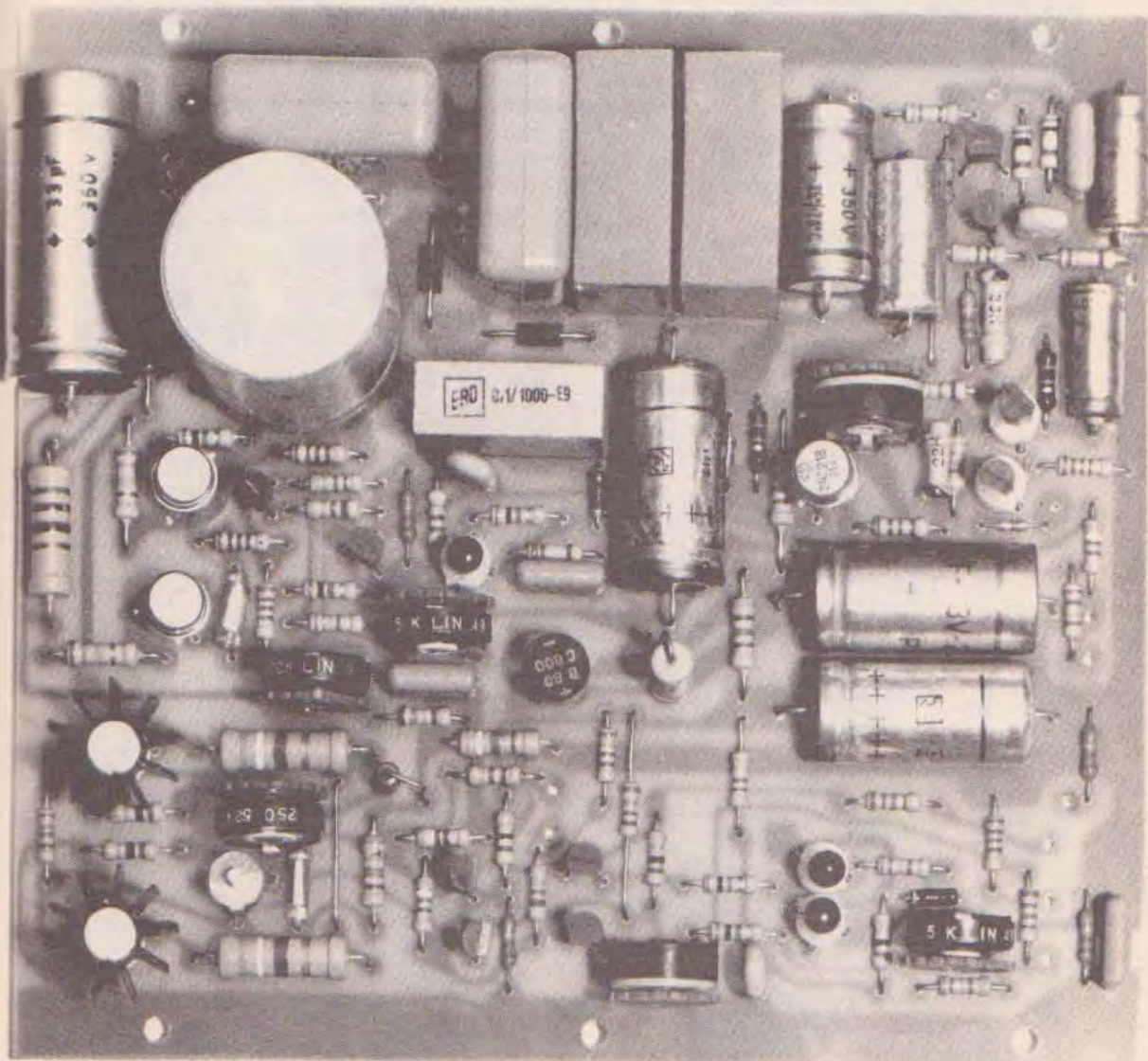
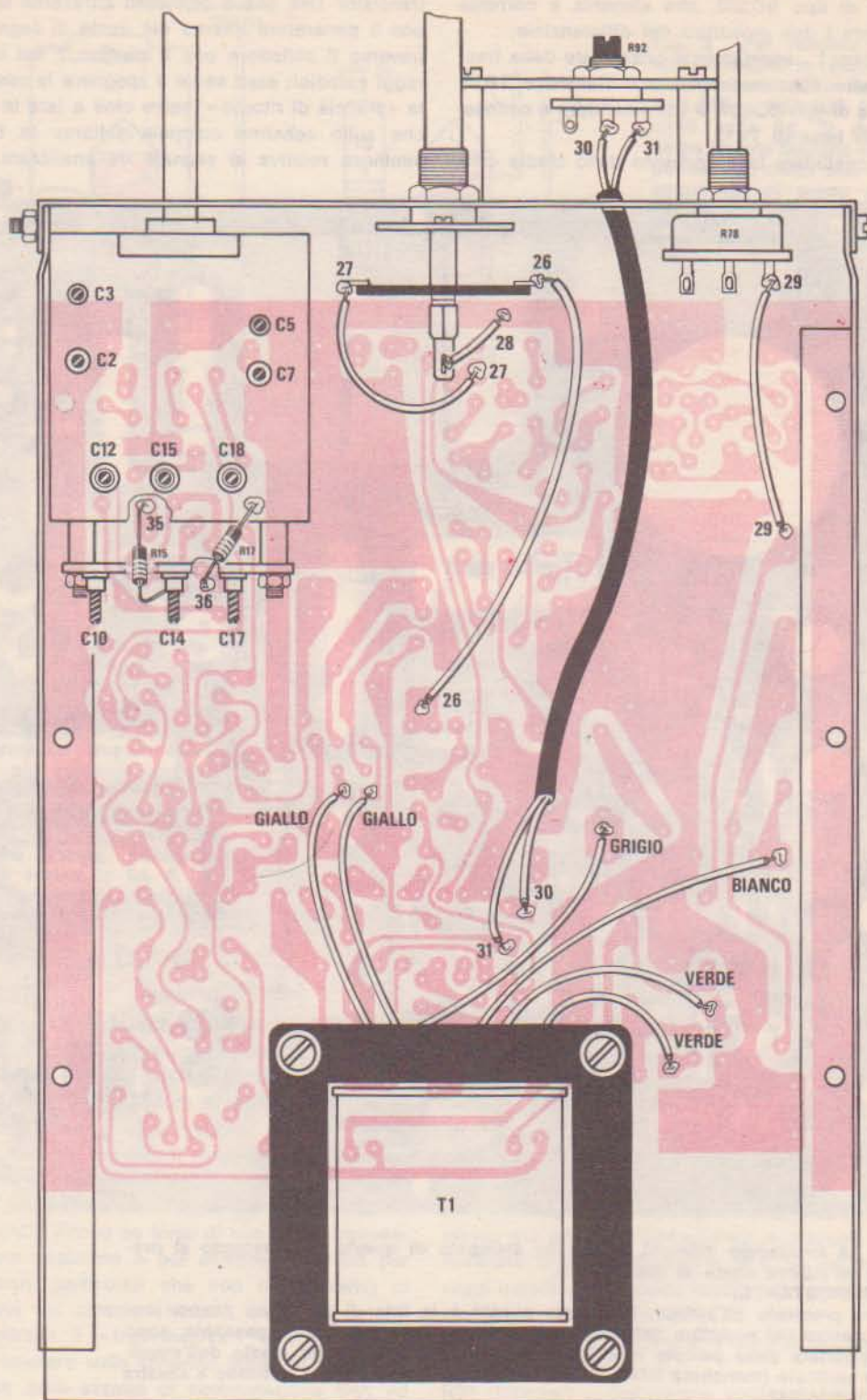


Fig. 11 A montaggio ultimato, il circuito stampato di questo oscilloscopio si presenterà all'incirca come in questa foto.

NOTA IMPORTANTE:

Abbiamo precisato all'incirca, in quanto questa è la foto di un primo nostro prototipo, mentre nel prototipo definitivo, per poter aumentare la banda passante, sono state apportate delle piccole modifiche, in particolar modo sullo stadio dell'amplificatore verticale (mancherà infatti un ponticello, qui invece visibile in basso a sinistra vicino a R46-R47).



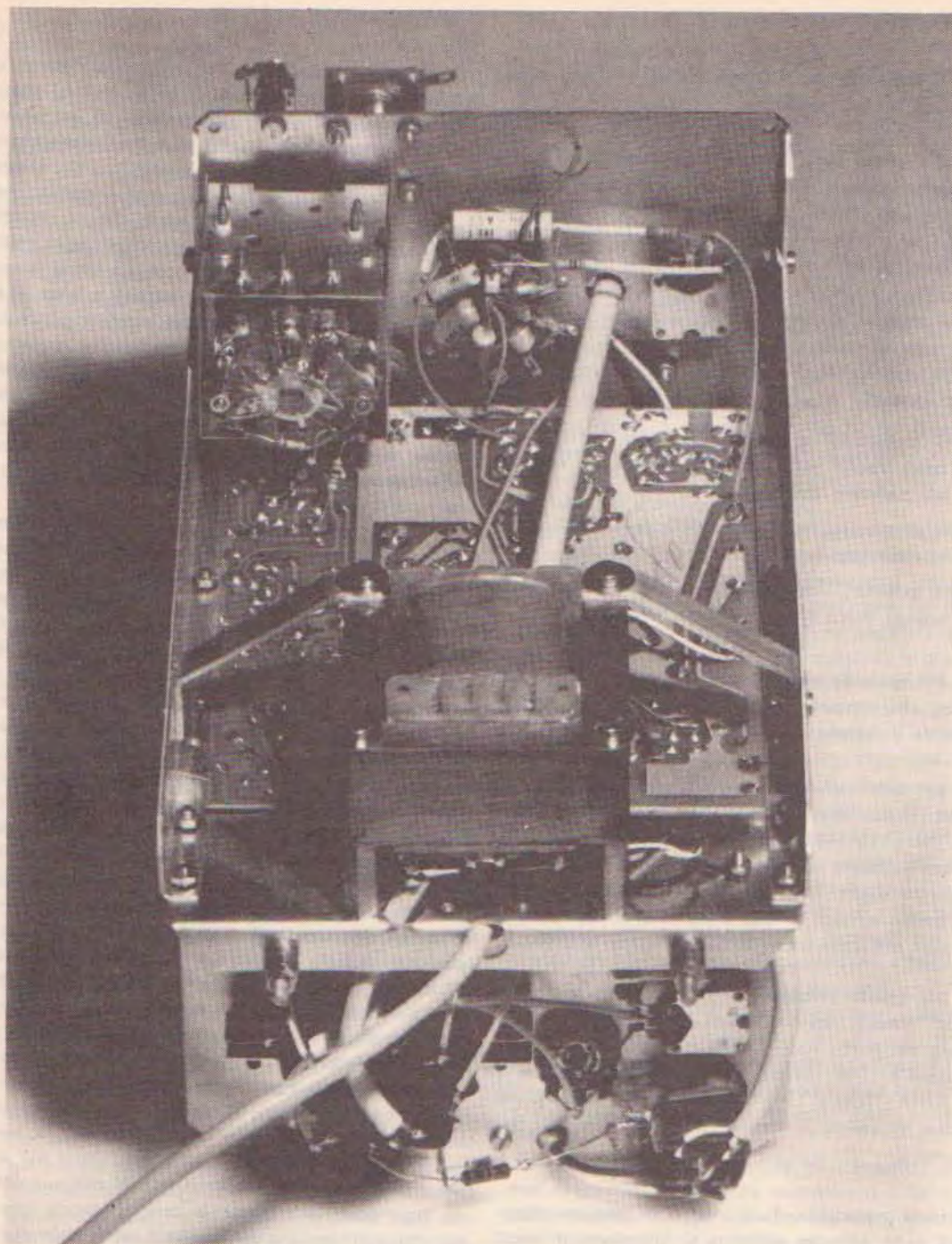


Fig. 12 (a sinistra) Diversi fili dovranno essere stagnati direttamente sulle piste del circuito stampato come vedesi in questo disegno. Si notino, sul gruppo della sensibilità verticale, i collegamenti delle resistenze R15-R17 (un terminale di quest'ultima andrà stagnato allo schermo metallico del gruppo).

Fig. 13 Foto dell'oscilloscopio visto da sotto. Si notino (foto permettendo), le due resistenze R15-R17 che si collegano al gruppo verticale.

È costituito da un trasformatore (T1) che dispone di quattro secondari.

Sul primo avvolgimento secondario (fili grigio e bianco) abbiamo 360 volt: siamo perciò in presenza di uno stadio ad alta tensione. Attraverso i diodi DS2 e DS3 la tensione viene raddrizzata e duplicata; ai capi di C28 abbiamo cioè una tensione continua il cui valore è pari a due volte l'ampiezza del segnale sinusoidale ai capi dell'avvolgimento. Questa tensione serve a pilotare le griglie 2, 3 e 4 del tubo a raggi catodici, attraverso tre resistenze variabili:

R52 (potenz.) - regolazione dell'intensità luminosa della traccia sullo schermo (manopola INTENS sul pannello frontale);

R53 (trimmer) - regolazione della massima intensità luminosa della traccia;

R55 (potenz.) - messa a fuoco della traccia (manopola FOCUS sul pannello frontale).

Sul secondo avvolgimento (fili rossi) abbiamo 6 volt, che vengono utilizzati per alimentare direttamente il filamento del tubo.

Sul terzo avvolgimento (fili gialli) abbiamo 38 volt: questa tensione, dopo essere stata raddrizzata dal ponte RS1 e filtrata dal condensatore C56, viene utilizzata per alimentare i vari fet e transistor (tranne quelli finali). Il valore di tensione che abbiamo ai capi di C56 è 33 volt; ai capi di C22 e C54 abbiamo rispettivamente 15,7 e 12,3 volt.

Sul quarto avvolgimento (fili verdi) abbiamo 160 volt: questa tensione, dopo essere stata raddrizzata dal ponte RS2, servirà per alimentare il collettore di TR6, i transistor degli stadi finali (TR13 e TR14, TR10 e TR11), ed infine il piedino 8 del tubo, attraverso il trimmer R48 controllo astigmatismo.

Nota importante. Tutti i valori di tensione riportati sullo schema elettrico si intendono misurati rispetto alla massa del telaio e non a quella del circuito stampato. Questo spiega, ad esempio, come mai una tensione alternata di valore efficace pari a 38 volt possa dar luogo, ai capi di C56, ad una tensione continua di valore minore, cioè 33 volt.

Prima di cominciare a descrivere nei dettagli la realizzazione pratica, ci teniamo a ripetervi ancora una volta di curare al massimo le saldature. Forse qualcuno di voi potrà trovare eccessivamente pedanti queste nostre ripetizioni, questo nostro ritornare su cose ormai già dette e ridette, ma abbiamo riscontrato dai montaggi che ci spedite per le riparazioni che sono veramente pochi coloro che sanno veramente stagnare. La colpa in verità non è nemmeno vostra, perché questo problema è spesso trattato su libri o riviste con precauzioni eccessive e controproducenti: e siccome nella realizzazione dei nostri progetti il segreto sta tutto ed esclusivamente nelle saldature, vogliamo che siate in grado di effettuarle nel miglior modo possibile, così da poter avere fra le mani alla fine del montaggio uno strumento perfettamente funzionante.

Come si effettua una buona saldatura? Prima di tutto, occorre pulire con carta smerigliata fine i terminali di tutti i componenti che dovranno essere inseriti nel circuito stampato, ad eccezione dei transistor, per eliminare ogni traccia di ossido. Inoltre i terminali di molti componenti, quali le resistenze, i condensatori assiali ed i diodi, vanno quasi sempre piegati, affinché possano inserirsi nei fori corrispondenti del circuito stampato; anche questa operazione pur così semplice cercate di eseguirla a regola d'arte, piegando i terminali ad uguale distanza dal corpo del componente, evitando, cioè, di curvarne uno a ridosso del corpo e l'altro magari a 2 cm di distanza. Quando inserite un componente nel circuito stampato, affinché non si sfilii divaricate leggermente le estremità dei due terminali, poi, con un paio di tronchesine, tagliate gli estremi eccedenti, cercando di fare in modo che non siano troppo corti, per non avere difficoltà nello stagnarli, né troppo lunghi, affinché il nostro circuito stampato non sembri più un letto da fachiro che una piastra di circuito elettronico. Per ottenere una buona saldatura, appoggiate poi lo stagnatore, ben caldo, sul circuito stampato vicinissimo al terminale da saldare; dopo qualche secondo, avvicinate il filo di stagno, in modo da fonderne una giusta quantità (in ogni caso, una goccia o due di stagno sono più che sufficienti) e continuate a tener appoggiato il saldatore fino a che non vedete lo stagno spargersi sul circuito stampato come fosse olio. A questo punto lo stagnatore può essere tolto, e constaterete che agendo in questo modo avrete ottenuto una saldatura perfetta con pochissimo stagno. Non serve infatti a nulla utilizzare mezzo

chilo di stagno, pensando che così il collegamento possa essere migliore: se il terminale è ossidato, anche sommergendolo di stagno si otterrà sempre una saldatura difettosa che nella migliore delle ipotesi genererà una gran quantità di rumore. Va sottolineato che il discorso fatto è valido anche per i terminali dei transistor e dei fet: anche su questi potrete tener appoggiato il saldatore per tutto il tempo necessario affinché lo stagno si sia ben fuso. Non preoccupatevi se parecchi manuali dicono di essere veloci nell'uso del saldatore quando si agisce su componenti di questo tipo: vi assicuriamo che coloro che hanno scritto questi consigli non hanno mai eseguito dei montaggi, e si limitano a ripetere « a pappagallo » raccomandazioni che potevano avere un senso solo vent'anni fa, quando la tecnica di costruzione dei transistor non aveva ancora raggiunto la perfezione odierna.

E arriviamo finalmente al montaggio vero e proprio del nostro oscilloscopio. Prendete il circuito stampato di fig. 3 ed iniziate a collocare su di esso i vari componenti, come mostrato in fig. 6. Poiché tale circuito dispone di un disegno serigrafico con le sigle dei vari componenti (fig. 4), usando un po' di attenzione sarà difficile commettere errori. Durante questa prima fase, non fissate però il doppio condensatore elettrolitico C52-C53, altrimenti diventerebbe poi impossibile montare il circuito stampato sul telaio dell'oscilloscopio. Una volta sistemati tutti i transistor, i condensatori e le resistenze, sarà opportuno saldare nelle piste indicate (vedi fig. 6) i fili numero 15 e 16 (lato sinistro), 2, 3, 4, 5, 6 e 7 (lato destro): infatti dopo aver sistemato lo stampato sul telaio metallico diventerebbe impossibile stagnarli, non potendo raggiungere col saldatore i punti in questione.

Sempre per lo stesso motivo, sarà anche necessario a questo punto saldare un estremo della resistenza R17 sul lato saldature del circuito stampato: vedi fig. 12 (l'altro estremo di R17 andrà poi fissato allo schermo metallico dell'attenuatore compensato). Montate infine il circuito stampato sul telaio dell'oscilloscopio. terminate queste operazioni, possiamo passare ai collegamenti che riguardano il pannello frontale. Svitare allora le quattro viti che bloccano il pannello anteriore dell'oscilloscopio in modo da mettere a nudo i due deviatori S1A-S1B e S3A-S3B, il trimmer della amplificazione orizzontale R92, il bocchettone ENTRATA VERTICALE e le quattro boccole MASSA, ENTRATA ORIZZONTALE DC e AC, e SINCRONISMO ESTERNO. Effettuate i collegamenti indicati in fig. 7, ricordando che tutti i fili sono contraddistinti da un numero (di colore rosso, in fig. 7), e che i fili che rientrano nel pannello andranno a

congiungersi con i punti individuati dallo stesso numero. Tanto per essere più chiari, scritte del tipo « VERSO 30 C.S. » stanno ad indicare che il filo cui l'indicazione si riferisce andrà ad unirsi sul circuito stampato (C.S. significa appunto questo) con la pista contrassegnata dal numero riportato: nel nostro esempio, la pista 30.

In fig. 9 sono riportate in maniera più chiara le connessioni relative ai commutatori S1 ed S3.

Passiamo ora alla parte interna dello stesso pannello frontale: in fig. 8 sono riportati tutti i collegamenti che dovete fare su questo lato. Fate attenzione a non scambiare fra loro i condensatori della base dei tempi che vanno montati sul commutatore S4A-S4B, cioè C38, C39, C40, C41, C42, C43 e C44; per agevolarvi in questa operazione, abbiamo riportato in fig. 9 un disegno schematico in cui sono illustrate le connessioni relative ad S4 in modo più chiaro di quanto non sia fatto nel disegno generale.

Terminata la descrizione del pannello frontale, ci rimane ora da parlare dei collegamenti relativi a quello posteriore (fig. 14). Innanzitutto, saldate i fili rossi che escono dal trasformatore (avvolgimento del secondario da 6 volt) ai piedini 1 e 12 dello zoccolo del tubo a raggi catodici; a questo proposito, notate che i piedini dello zoccolo sono contrassegnati ciascuno da un numero (appunto dall'1 al 12), in modo da poter effettuare le connessioni senza errori (vedi fig. 15). Collegate poi i due terminali più esterni del trasformatore all'interruttore S5A-S5B, mediante i due fili 21 e 22, e completate quindi tutte le connessioni relative allo zoccolo del tubo ed ai potenziometri R52, R53 ed R55, inserendo tutti i componenti ed i fili necessari, come indicato in fig. 14. In particolare, ricordatevi di unire tra di loro i terminali del trasformatore posti al centro: l'operazione è indicata nella fig. 14 con la dicitura « ponticello ». Ciò è necessario in quanto il trasformatore possiede due avvolgimenti primari da 110 volt: solo dopo averli posti in serie sarà possibile effettuare il collegamento con la rete a 220 volt (come è rappresentato chiaramente nella figura 1 dello schema elettrico).

A questo punto completate le operazioni relative al pannello posteriore sistemando il cavo di alimentazione fornito, che dispone di 3 fili colorati: quello azzurro e quello marrone sono i fili di alimentazione veri e propri, e vanno collegati, rispettivamente, al filo 23 ed al fusibile F1; il terzo filo, bicolore (verde-giallo), è invece un filo di massa e va collegato al terminale di massa presente sul supporto del portafusibile. Anche il trasformatore ha un avvolgimento di schermo (filo

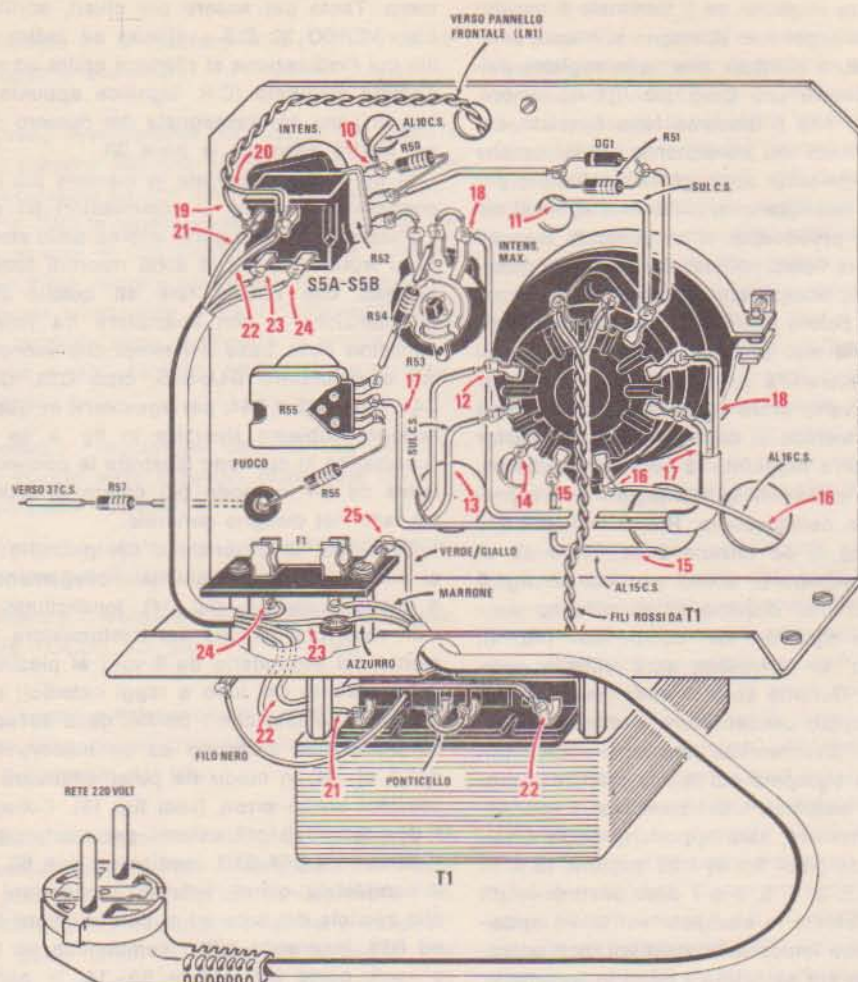


Fig. 14 Sul pannello posteriore dell'oscilloscopio dovremo effettuare queste connessioni. Aiutandosi con la tabella N. 1 e con i numeri di identificazione presenti su ogni filo, tali collegamenti risulteranno più facili di quanto si possa supporre. Si noti il ponticello sul trasformatore necessario a predisporlo per una tensione di rete di 220 volt.



Fig. 15 Ogni terminale presente sullo zoccolo del tubo a raggi catodici è contraddistinto da un numero di identificazione che qui riportiamo affinché nessuno possa trovarsi in difficoltà.

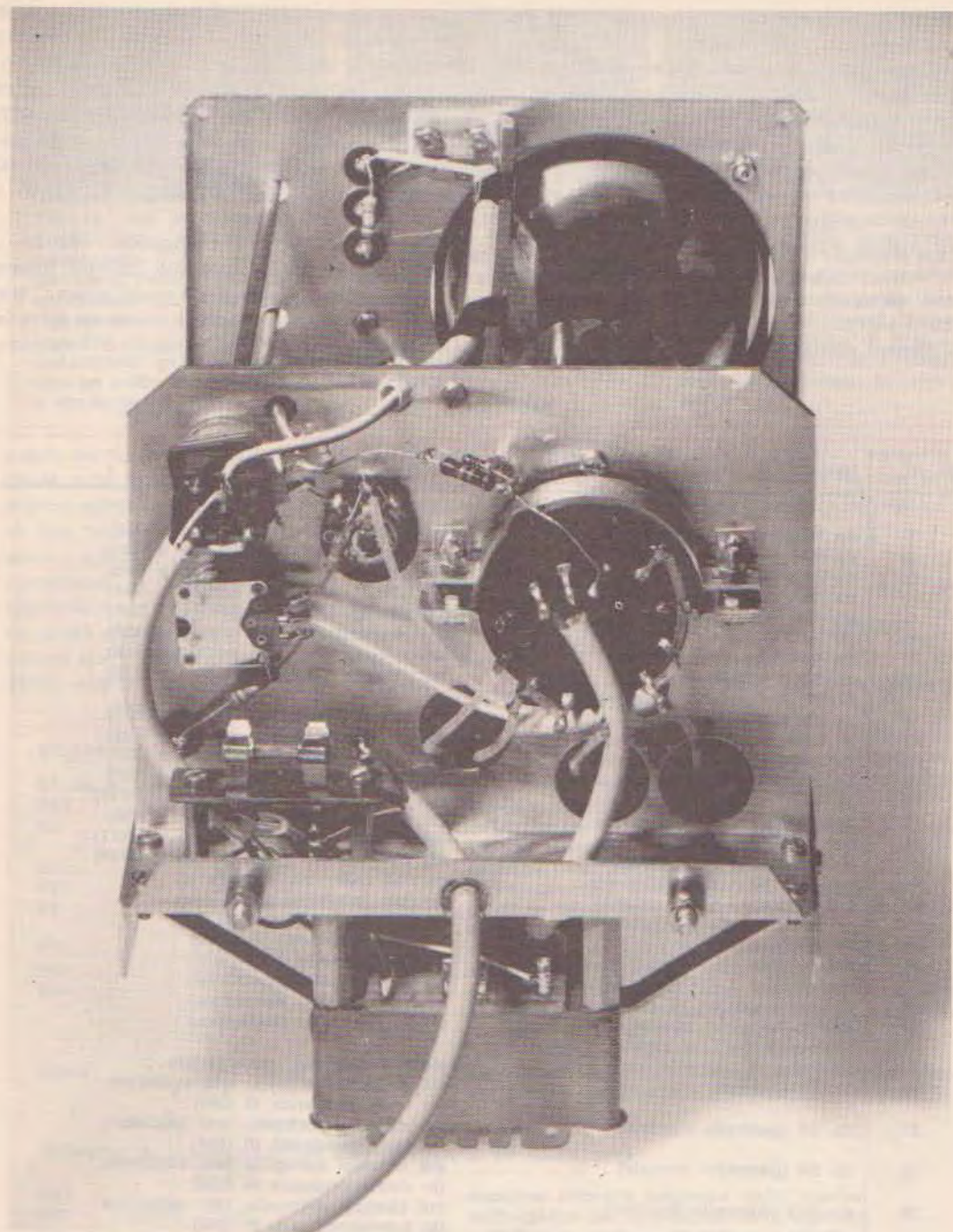


Fig. 16 Foto del pannello posteriore dell'oscilloscopio. Importante: se desiderate ruotare il tubo dell'oscilloscopio non è sufficiente allentare le viti posteriori che fissano lo zoccolo, ma anche quelle anteriori dello schermo. Il trasformatore di alimentazione viene fornito già fissato stabilmente sul telaio dell'oscilloscopio.

nero), che va collegato a massa sul terminale della colonnina del portafusibile.

Occorre infine sottolineare che alcuni dei fili che vanno collegati allo zoccolo del tubo, essendo ad alta tensione, devono essere ad alto isolamento (fili rivestiti di una guaina trasparente); per la precisione, si tratta dei fili 11, 18, 17, 16, 15, 14, 13 e 12. Ci rendiamo benissimo conto che la presenza in questo montaggio di tanti fili potrebbe provocare qualche incertezza; nell'intento di agevolarvi riportiamo perciò una tabellina dove sono indicati i punti collegati da ogni filo. I fili che arrivano sul circuito stampato sono saldati nella pista indicata dal numero corrispondente.

L'esatta posizione in cui devono essere saldati i fili che fanno capo al lato saldature del circuito stampato (26, 27, 28, 29, 30 e 31) è indicata in fig. 12. Nella medesima figura sono anche riportati i collegamenti relativi alle resistenze R15 ed R17, e quelli relativi agli altri tre avvolgimenti del secondario del trasformatore fili verdi (uscita da 160 volt), fili gialli (uscita da 38 volt), e fili bianco e grigio (uscita da 360 volt).

Terminate tutte queste connessioni, montate il doppio condensatore elettrolitico C52-C53, fissate di fronte al tubo il pannello frontale esterno, che prima vi abbiamo fatto togliere, e inserite le varie manopole: il nostro oscilloscopio è finalmente

TABELLA N. 1

filo n°	inizia	termina
1	da R63 (pannello frontale)	sul circuito stampato (vicino a R65)
2	da R83 (pannello frontale)	sul circuito stampato (vicino a R86)
3	da R83 (pannello frontale)	sul circuito stampato (vicino a R86)
4	da R83 (pannello frontale)	sul circuito stampato (vicino a R84)
5	da R24 (pannello frontale)	sul circuito stampato (vicino a R24)
6	da R24 (pannello frontale)	sul circuito stampato (vicino a R26)
7	da R24 (pannello frontale)	sul circuito stampato (vicino a R16)
8	da S3 (pannello frontale)	sul circuito stampato (vicino a R38)
	(nota: filo ad alto isolamento)	
9	da S3 (pannello frontale)	sul circuito stampato (vicino a R35)
10	da R52 (pannello posteriore)	sul circuito stampato (vicino a C29)
11	dal piedino 2 dello zoccolo	sul circuito stampato (vicino a C26)
12	dal piedino 10 dello zoccolo	sul circuito stampato (vicino a R98)
13	dal piedino 9 dello zoccolo	sul circuito stampato (vicino a TR13)
14	dal piedino 8 dello zoccolo	sul circuito stampato (vicino a R95)
15	dal piedino 7 dello zoccolo	sul circuito stampato (vicino a TR11)
16	dal piedino 6 dello zoccolo	sul circuito stampato (vicino a TR10)
17	dal piedino 4 dello zoccolo	su R55 (pannello posteriore)
18	dal piedino 3 dello zoccolo	su R53 (pannello posteriore)
19	da S5 (pannello posteriore)	su LN1 (pannello frontale)
20	da S5 (pannello posteriore)	su R105 (pannello frontale)
21	dal piedino 12 del trasformatore	su S5 (pannello posteriore)
22	dal piedino 7 del trasformatore	su S5 (pannello posteriore)
23	dal cavo azzurro di alimentazione	su S5 (pannello posteriore)
24	da F1 (pannello posteriore)	su S5 (pannello posteriore)
25	filo verde-giallo di massa	
	dal cavo di alimentazione	sulla massa del portafusibile
26	da S4 (pannello frontale)	sul circuito stampato lato saldature (in corrispondenza di C49)
27	da S4 (pannello frontale)	sul circuito stampato lato saldature (in corrispondenza di DS4)
28	da S4 (pannello frontale)	sul circuito stampato lato saldature (in corrispondenza di R74)
29	da R78 (pannello frontale)	sul circuito stampato lato saldature (in corrispondenza di C48)
30	da R92 (pannello frontale)	sul circuito stampato lato saldature (in corrispondenza di R91)
	(nota: filo ad alto isolamento)	
31	da R92 (pannello frontale)	sul circuito stampato lato saldature (in corrispondenza di R96)
32	da entrata orizzontale DC (pannello frontale)	su S4 (pannello frontale)
33	da R62 (pannello frontale)	su S3 (pannello frontale)

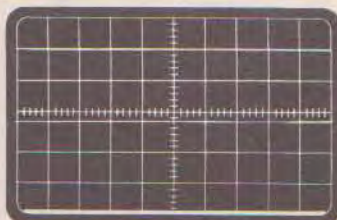


Fig. 17 Per la taratura in «volt x cm» ruotate il potenziometro R24 in modo da portare la traccia luminosa in corrispondenza della prima riga in basso, poi prendete una pila da 1,5 volt o 3 volt (misuratela preventivamente con un voltmetro elettronico) e applicatela in ingresso.

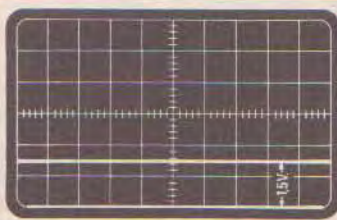


Fig. 18 Se la pila è da 1,5 volt, ruotate il trimmer R29, come spieghiamo nell'articolo, finché la traccia, dalla prima riga in basso, non si sarà spostata verso l'alto esattamente di 1 quadretto e mezzo, come risulta ben visibile in questa foto.

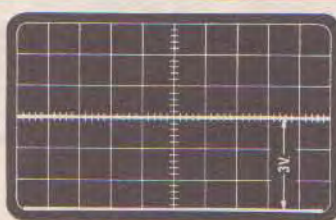


Fig. 19 Se la pila risulta invece da 3 volt (misuratela sempre con un voltmetro elettronico) dovremo ruotare il trimmer R29 in modo che la traccia si sposti verso l'alto esattamente di 3 quadretti. A questo punto l'oscilloscopio è tarato in «volt per cm».

pronto per funzionare. Accendendolo, vedrete comparire sullo schermo una traccia luminosa, che potrete spostare a vostro piacimento: è ovvio però che, anche se funziona, lo strumento non è ancora perfetto, e occorrerà procedere ad una operazione di taratura. Qualora, accendendo l'oscilloscopio, la traccia luminosa non comparisse, prima di pensare ad errori di montaggio controllate che il potenziometro della luminosità (INTENS) non sia al minimo. Prima di passare alla

taratura, vogliamo darvi una tabella completa dei comandi esterni e dei trimmer da regolare in fase di taratura, in modo che li possiate individuare con facilità.

TARATURA

1ª operazione: CONTROLLO ROTAZIONE DEL TUBO

Ponete il deviatore d'ingresso S1 a massa (GD)

COMANDI

S5 ed R52	(INTENS)	accensione e intensità luminosa della traccia
R55	(FOCUS)	messa a fuoco
S3	(SYNC)	selezione del sincronismo (Interno, positivo o negativo, ed esterno)
S4	TIME-BASE	selettore della frequenza di scansione
R78	VARIABLE	regolazione fine della frequenza di scansione
S1		selettore del segnale di entrata (continuo, DC, alternato, AC, massa, GD)
R24	freccia vert.	spostamento verticale della traccia sullo schermo
R83	freccia orizz.	spostamento orizzontale della traccia
R63		attenuatore fine di sincronismo (se il sincronismo è interno va ruotato completamente verso destra, se è esterno serve ad attenuarlo in modo che non saturi lo stadio di amplificazione orizzontale)
In fine	VERT. AMPL.	regolazione sensibilità ingresso verticale (manopola del gruppo attenuatore fornito già montato)

TRIMMER E COMPENSATORI DA REGOLARE IN TARATURA

R53		massima intensità luminosa della traccia
R92	X-AMPL.	calibrazione dell'amplificazione orizzontale
R29		calibrazione dell'amplificazione verticale
R94		regolazione del punto di lavoro dello stadio finale dell'amplificatore orizzontale
R19		regolazione della simmetria del primo stadio a fet dell'amplificatore vert.
R48		controllo astigmatismo
R45 - C24		regolazione banda passante
R72		simmetria orizzontale della traccia

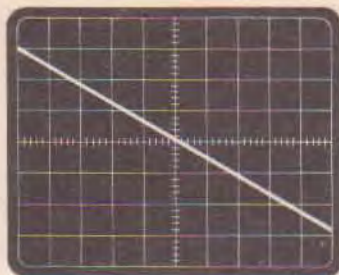
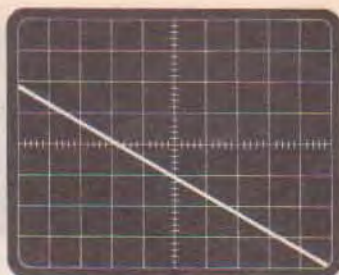


Fig. 20 (sinistra) Come indicato nella 7ª operazione, la traccia diagonale difficilmente passerà dal centro dello schermo. Per riportarla sulla giusta posizione dovremo agire sul trimmer R94.

Fig. 21 (a destra) La taratura di R94 potrà considerarsi perfetta, quando la traccia passerà esattamente al centro dello schermo come vedesi in questa foto.



ed il commutatore TIMEBASE in una posizione qualsiasi purché non sia la EXT. Acceso l'oscilloscopio, controllate se la traccia rettilinea che compare è perfettamente parallela alle righe orizzontali tracciate sullo schermo in plexiglass. Qualora, come è probabile, non riscontriate questo parallelismo, allentate la fascetta posteriore che blocca lo zoccolo ed i gommini anteriori che fissano lo schermo, in modo da poter ruotare il tubo senza alcun sforzo fino a che la traccia non si trova nella posizione desiderata.

2ª operazione: CONTROLLO MASSIMA LUMINOSITÀ

Ruotate in senso antiorario il potenziamento R52 (INTENS) fermandovi poco prima che scatti l'interruttore di accensione S5; regolate a questo punto il trimmer R53, posto sul pannello posteriore, fino ad ottenere una traccia appena visibile sullo schermo.

3ª operazione: REGOLAZIONE ASTIGMATISMO

Ruotando il potenziometro R55 (FOCUS) mettete a fuoco la traccia, e ponete poi il commutatore S4 (TIMEBASE) nella posizione EXT: al posto della traccia rettilinea, sullo schermo comparirà un punto: quasi certamente, però, quello che vedrete comparire assomiglierà più ad una virgola che ad un punto. Agite allora sul trimmer R48, posto sul circuito stampato, in modo da ottenere un punto il più tondo possibile. Tutta questa operazione va effettuata tenendo il comando di luminosità INTENS al minimo, non solo per poter apprezzare meglio le variazioni di forma del punto, ma anche per non danneggiare il fosforo di cui è rivestito lo schermo del tubo.

4ª operazione: TARATURA DELLA POSIZIONE VERTICALE DELLA TRACCIA

Innanzitutto, spostate il commutatore S4 (TIMEBASE) rispetto alla posizione EXT necessaria per l'operazione precedente, ponendolo in una qualsiasi altra posizione. Ruotate poi il potenziometro « posizione verticale » R24 (il primo a sinistra, sotto lo schermo, indicato da una doppia freccia verticale) in modo che si trovi a metà della sua corsa; tarate quindi il trimmer di simmetria verticale R19 (si trova all'interno, sul circuito stampato) finché la traccia si porta esattamente al centro dello schermo.

5ª operazione: TARATURA SULLA CORRENTE CONTINUA

Usando il potenziometro R24 spostate la traccia orizzontale fino a porla in corrispondenza della prima riga in basso sullo schermo (fig. 17); prendete poi una tensione continua campione, ad esempio 1,5 volt oppure 3 volt: sarà bene comunque controllarla, preferibilmente con un voltmetro elettronico, per essere ben sicuri del valore. Mettete il commutatore VERT. AMPL. nella posizione 1 volt per cm, e portate il deviatore S1 dalla posizione GD alla posizione relativa alla continua DC. A questo punto potete applicare al bocchettone di entrata verticale (VERT. INP.) la tensione campione (ovviamente il polo positivo) in modo che la traccia orizzontale si sposti verso l'alto: ruotate poi il trimmer R29, che si trova sul circuito stampato, fino a leggere sullo schermo il valore esatto: se cioè avrete applicato una tensione di 1,5 volt, la traccia dovrà spostarsi sullo schermo di un quadretto e mezzo (fig. 18); se avrete applicato 3 volt, la traccia dovrà spostarsi di 3 quadretti (fig. 19). Togliendo la pila campione e riportando S1 nella posizione GD, la traccia dovrebbe ritornare nella

posizione di partenza (fig. 17): se questo non accadesse, dovreste riportare la traccia al livello iniziale col comando di spostamento verticale R24, e ripetere poi le operazioni precedentemente indicate (cioè inserimento della pila, regolazione di R29, ecc.) fino a che in presenza di tensione e togliendo la pila la traccia si sposta esattamente fra i due valori desiderati.

6ª operazione: TARATURA POSIZIONE ORIZZONTALE TRACCIA

Lasciate TIMEBASE in una posizione qualunque diversa da EXT e ponete S1 in GD; ruotate poi con un cacciavite il perno del trimmer R92, che si trova sul pannello frontale in corrispondenza della scritta X-AMPL., in modo che la lunghezza della traccia sia uguale alla larghezza dello schermo, cioè non sia né troppo corta né troppo lunga. Girate poi completamente la manopola R83 dello spostamento orizzontale (è la seconda manopola di sinistra sotto lo schermo, indicata con una doppia freccia orizzontale): la traccia dovrebbe sparire quasi completamente dallo schermo: se il funzionamento è corretto, il tratto di traccia che resta visibile dovrebbe essere di uguale lunghezza, sia che si ruoti R83 verso sinistra, sia che lo si ruoti verso destra; se ciò non si verifica, agite sul trimmer R72 di simmetria orizzontale, che si trova sul circuito stampato, fino a che non ottenete un ugual spostamento sia a sinistra che a destra. Per esempio, se ruotando la manopola dello spostamento orizzontale verso sinistra la trac-

cia sparisce, mentre verso destra ne resta visibile 1 cm, è necessario regolare R72 fino a che non resta visibile 1/2 cm per parte. In pratica R72 non fa altro che posizionare esattamente il centro della traccia sullo schermo del tubo.

7ª operazione: TARATURA DELLA SIMMETRIA DELLO STADIO FINALE ORIZZONTALE

Ponete il commutatore S4 (TIMEBASE) nella posizione 200 Hz/1KHz, e ruotate il commutatore della sensibilità verticale (VERT. AMPL.) tutto verso sinistra, cioè in corrispondenza di 30 volt per cm. Girate quindi il trimmer R92 (X-AMPL.) completamente verso destra, così da avere la massima amplificazione della traccia in senso orizzontale; sempre tenendo il commutatore S1 nella posizione GD, agite sul potenziometro di *spostamento della traccia verticale* (il primo a sinistra, sotto lo schermo) fino a portare la traccia al limite inferiore dello schermo (fig. 17). Prelevate il segnale presente al piedino 10 dello zoccolo del tubo a raggi catodici (piedino corrispondente alla deflessione verticale) e riportatelo all'ingresso dell'amplificazione verticale. A questo punto spostate il commutatore S1 dalla posizione GD alla posizione relativa alla continua DC: sullo schermo vedrete immediatamente comparire una traccia diagonale che potrà collocarsi in una posizione qualunque (fig. 20). Agite allora sul trimmer R94, anche questo posto sullo stampato, fino a che non vedrete la traccia diagonale passare esattamente per il centro dello schermo (fig. 21). Terminata l'opera-

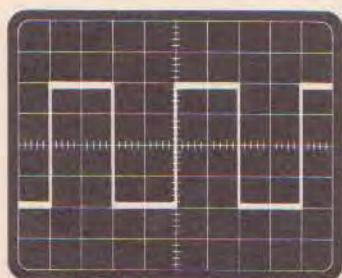


Fig. 22 Se non tariamo i compensatori presenti sul « gruppo sensibilità verticale » l'oscilloscopio non avrà problemi per le onde sinusoidali, tuttavia le onde quadre potrebbero apparire deformate e non perfette come in questa foto.

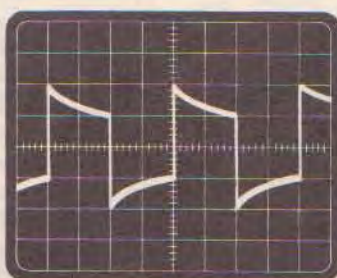


Fig. 23 La deformazione più comune è quella indicata in questa foto. Regolando i compensatori indicati nella tabella a fine articolo, si riuscirà ad ottenere con estrema facilità la forma d'onda visibile in fig. 22, cioè una perfetta onda quadra.

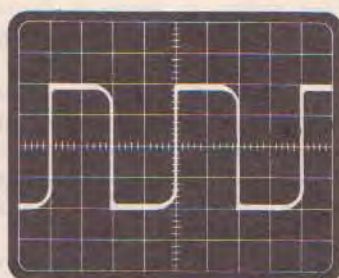


Fig. 24 Un'altra deformazione che si può presentare applicando in ingresso un'onda quadra, se i compensatori del gruppo non sono ben tarati, è la seguente. Anche questa tuttavia, ritoccando i vari compensatori, si elimina facilmente.

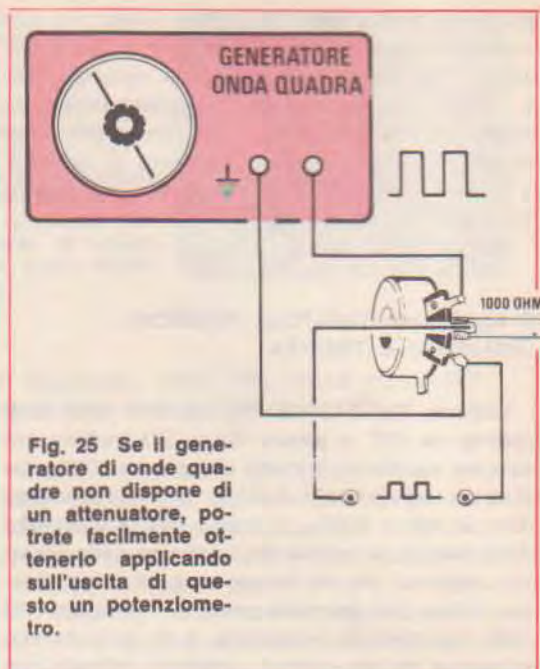
zione, riportate il trimmer R92 (X-AMPL.) nella posizione originale (vedi operazione 6').

8ª operazione: TARATURA BANDA PASSANTE

Senza nessuna ulteriore operazione, il nostro oscilloscopio è già in grado di visualizzare qualsiasi frequenza fino a 10 MHz; agendo però sul trimmer R45 e sul compensatore C24 è possibile superare largamente questo limite nominale, fino a raggiungere e superare i 20 MHz.

Prendete allora un generatore di AF ed applicate all'ingresso verticale un segnale sinusoidale di frequenza 5 MHz; sullo schermo comparirà una fascia luminosa: non preoccupatevi di agganciare il segnale (per lo meno, non è necessario), ruotate solo il potenziometro della sensibilità verticale (VERT. AMPL.) in modo che la fascia abbia un'ampiezza di 3 quadretti. Portate ora la frequenza del segnale in ingresso a 10 MHz; noterete a questo punto che la fascia si restringerà, passando da 3 quadretti a 2,5 od anche a 2 quadretti. Girate allora il trimmer R45 (si trova sul circuito stampato), cercando di ottenere la massima espansione del segnale AF: senz'altro potrete riottenere i 3 quadretti di ampiezza della fascia. A questo punto agganciate il segnale; per ottenere questo, ponete il commutatore TIMEBASE sulla posizione 100 KHz/500 KHz, e controllate che il deviatore di sincronismo (SYNC) sia nella posizione INT. (+ o -, non ha importanza); ruotate poi il potenziometro VARIABILE di regolazione fine della frequenza di scansione e quello di regolazione fine del sincronismo (manopola senza alcuna scritta, di fianco al deviatore SYNC), fino a che sullo schermo non compaiono 2 o 3 sinusoidi ben ferme: il segnale è stato ora agganciato. Ritoccate allora il compensatore C24 (anch'esso sul circuito stampato) in modo da avere sullo schermo delle sinusoidi più regolari e simmetriche possibile (se il segnale che così otterrete presenterà ugualmente un poco di distorsione, ricordate che normalmente tale distorsione è dovuta al generatore, a meno che non abbiate a disposizione un modello da tre milioni).

Aumentate ora la frequenza di ingresso fino a 15 MHz e riagganciate il segnale: sullo schermo comparirà per centimetro un numero maggiore di sinusoidi, di ampiezza certamente inferiore ai 3 quadretti; regolate allora leggermente il trimmer R45, in modo da ottenere la maggior ampiezza possibile, che resterà però in ogni caso minore di 3 quadretti. Ovviamente, occorrerà anche ritoc-



care il compensatore C24 per avere una forma d'onda più regolare possibile.

Tale operazione andrà poi ripetuta per i 16, 17, 18, ... MHz fino alla massima frequenza che potrete agganciare. Naturalmente, non possiamo assicurare a tutti di raggiungere i 20 MHz: sono infatti troppi i fattori che possono influire sulla larghezza di banda, come l'accuratezza del montaggio e dei collegamenti; possiamo però garantirvi, anche per il montaggio più imperfetto, una frequenza minima di 15 MHz, una frequenza, cioè, che molti oscilloscopi di prezzo superiore non arrivano a raggiungere.

Quando la frequenza del segnale da osservare supera i 10 MHz, tenete però presente che l'oscilloscopio, pur riuscendo ad agganciare il segnale, introduce un'attenuazione maggiore: in altre parole, se per esempio all'ingresso dell'oscilloscopio abbiamo un segnale a 20 MHz di ampiezza 2 volt, ponendo il commutatore VERT. AMPL. nella posizione 1 volt/cm vedremo apparire sullo schermo un segnale di ampiezza certamente inferiore a 2 quadretti.

9ª operazione: TARATURA ATTENUATORE STADIO D'INGRESSO VERTICALE

Se per segnali sinusoidali il nostro oscilloscopio è ormai perfetto, altrettanto non si può an-

cora dire per l'onda quadra. Se infatti provate ad applicare all'ingresso un segnale di questo tipo (fig. 22), con ogni probabilità sullo schermo vedrete una figura deformata, come in fig. 23 o come in fig. 24. Questo inconveniente, comune a molti oscilloscopi, si manifesta quando l'attenuatore di ingresso non è compensato: occorre allora regolarlo.

A) Se non disponete di un generatore BF in grado di fornirvi un'onda quadra, potete realizzare il nostro generatore di funzioni LX 146, presentato a pag. 76 del numero 42-43, oppure, se volete risparmiare, l'EL 62, presentato a pag. 82 del numero 16.

B) Ponete il generatore BF su una frequenza di 1.000 Hz; questo valore di frequenza non è comunque critico, volendo potrete anche utilizzare frequenze diverse, come 350, 600, 1.500 o 2.000 Hz.

C) Collegate l'uscita del generatore all'ingresso dell'oscilloscopio, utilizzando un cavetto coassiale. Tenete presente che la lunghezza del cavo può influire sulla taratura: dovrete perciò utilizzare per questo collegamento lo spezzone di coassiale che poi lascerete in dotazione all'oscilloscopio.

D) Come abbiamo già detto, la forma d'onda che otterrete sullo schermo non sarà certamente perfetta, ma sarà deformata come in fig. 23 o come in fig. 24; per correggere queste deformazioni, dovrete allora agire sui compensatori a vite presenti sul gruppo dell'attenuatore. La tabellina qui riportata vi permetterà di individuare i compensatori su cui agire in funzione della portata dell'amplificatore verticale (VERT, AMPL.); l'ordine da seguire nella regolazione dei compensatori è quello della tabellina medesima.

Una volta tarate le portate indicate nella tabellina, tutte le altre risulteranno perfettamente calibrate.

Importante - Se il generatore di onda quadra non dispone di un attenuatore per poter diminuire l'ampiezza del segnale in uscita, potete inserire in parallelo all'uscita un potenziometro di basso valore (al massimo 1.000 ohm), come si può vedere in fig. 25. Tenete però presente che l'inserimento del potenziometro può provocare una leggera deformazione dell'onda quadra, per cui la taratura dei compensatori dovrà essere fatta cercando semplicemente di ottenere la forma migliore.

CONCLUSIONE

Terminate le operazioni che vi abbiamo descritto, avrete ora a vostra disposizione uno strumento perfettamente funzionante, in grado di fornirvi la visualizzazione di qualsiasi segnale, sia in bassa che in alta frequenza.

È chiaro che se non vi siete mai serviti di un oscilloscopio vi potrà risultare difficile utilizzarlo nella maniera migliore; in articoli di prossima pubblicazione, cercheremo però di insegnarvene tutti i segreti, così che l'uso più appropriato di questo strumento non presenti per voi alcuna difficoltà.

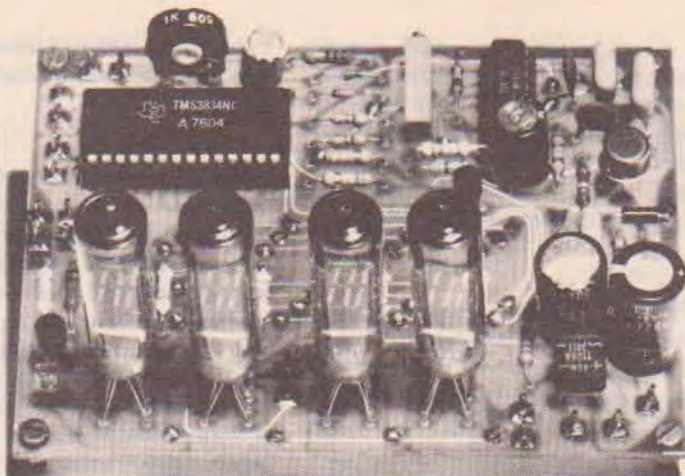
COSTO DELLA REALIZZAZIONE

Il costo di *tutto* il materiale indispensabile per la realizzazione incluso contenitore, circuito stampato a doppia faccia già forato, più la sonda, è di . . . L. 170.000

(Sono escluse le spese di spedizione)
Come già vi abbiamo accennato nell'articolo non ci è possibile fornirvi il solo circuito stampato, tubo o altri componenti sfusi.

PORTATA COMMUT. VERT. AMPL.	COMPENSATORI DA REGOLARE
0,1 volt	C10
0,2 volt	C14
0,3 volt	C17
0,5 volt	C3-C2
1 volt	C12
2 volt	C15
3 volt	C18
5 volt	C5-C7

UN



Un orologio intelligente che di notte, per lasciarvi riposare, diminuisce la luminosità delle nixie, che al mattino vi sveglia anche se manca la tensione di rete, e che vi risveglia dopo 7 minuti nel caso vi foste riaddormentati.

Probabilmente alcuni di voi, trovando sulle pagine della nostra rivista questo nuovo progetto per la realizzazione di un orologio digitale, reagiranno con un moto di insofferenza: «Un altro orologio? Ma qui si esagera!»; ebbene, ci dispiace dirlo, ma coloro che fanno affermazioni di questo tipo dimostrano semplicemente di non voler seguire l'elettronica con la dovuta attenzione e di non avere ancora capito il senso dei nostri articoli. Infatti, tutti i progetti che di volta in volta vi proponiamo non hanno soltanto lo scopo di offrirvi la possibilità di realizzare un certo circuito, ma vogliono anche presentarvi qualcosa di nuovo: uno schema che dispone di prestazioni migliori rispetto ai precedenti dello stesso genere, l'esempio di utilizzazione di un nuovo integrato che magari avete già visto in commercio ma che non avete acquistato perché non ne conosceste le caratteristiche, ecc.

Certo, sarebbe stato molto più facile per noi dirvi semplicemente che l'integrato TMS3834, costruito dalla Texas, permette di realizzare un perfetto orologio digitale completo di sveglia, aggiungere i pochi dati tecnici forniti dalla Casa, e lasciare poi a voi il compito di completare il circuito e di montarlo. Ma in questo modo avremmo soltanto provocato una valanga di quesiti da parte vostra: quale display utilizzare? l'altoparlante va collegato direttamente al piedino corrispondente

dell'integrato o è necessario un amplificatore? quale alimentatore impiegare? e così via.

Forse i più intraprendenti fra voi, senza porsi queste domande, avrebbero provato ugualmente a costruire l'orologio: molti però non avrebbero fatto altro che bruciare l'integrato, molti, invece di un orologio, avrebbero ottenuto solo un oggetto in grado di fornire i numeri più strani.

In definitiva, quindi, lo scopo che ci prefiggiamo proponendovi questo nuovo orologio non è tanto quello di fare della vostra casa un museo di orologi elettronici, quanto quello di presentarvi l'applicazione pratica di un nuovo integrato.

Leggendo l'articolo, potrete apprendere nuove tecniche, ad esempio come sia possibile disporre di una frequenza a 50 Hz priva di disturbi senza dover utilizzare un «quarzo»; come il piedino dell'integrato relativo all'«allarme» (o «speaker») non possa essere impiegato per pilotare direttamente un altoparlante, ma serva unicamente per pilotare un circuito multivibratore generatore di BF; come impiegando valvole nixie a filamento sia possibile ottenere da queste una variazione di luminosità in funzione della luce ambiente.

Alla fine dell'articolo, perciò, senza accorgervene avrete acquisito tante conoscenze che probabilmente prima non avevate, conoscenze che potrete utilizzare in tante occasioni: per esempio, se vi troverete fra le mani un integrato simile al

OROLOGIO con SVEGLIA



Fig. 1 L'integrato impiegato per questo orologio dispone di 28 piedini ed è siglato TMS3834 oppure TMX3834.

TMS.3834 avrete già una valida idea su come impiegarlo; oppure potrete utilizzare il circuito che modifica la luminosità delle nixie, costituito essenzialmente da un fototransistor, per applicazioni ben diverse da quella qui sfruttata. Quindi anche coloro che già possiedono un orologio digitale e non hanno alcuna intenzione di realizzare quello pur così invitante che oggi vi presentiamo, non perderanno assolutamente il loro tempo se ci seguiranno fino in fondo. Tutto questo discorso ha ovviamente una validità generale: anche in futuro, quando troverete il duplicato di qualche progetto, prima di criticare il nostro operato leggete l'articolo: vi troverete certamente qualcosa di nuovo che ancora non conosceste.

L'integrato TMS834

Come si può vedere in fig. 1, questo integrato dispone di 28 piedini, ciascuno dei quali esplica una ben precisa funzione, come qui riportato.

piedino funzione

- | | |
|---|--|
| 1 | non utilizzato |
| 2 | preselezione e messa a punto SVEGLIA |
| 3 | comando visualizzazione ORE/MINUTI oppure MINUTI/SECONDI |
| 4 | comando arresto OROLOGIO |
| 5 | pilota griglia DECINA ORE |

- | | |
|----|---|
| 6 | pilota griglia UNITÀ ORE |
| 7 | pilota griglia DECINA MINUTI |
| 8 | pilota griglia UNITÀ MINUTI |
| 9 | uscita 1 Hz per lampeggio PUNTO della seconda nixie |
| 10 | uscita 1 Hz per il comando SVEGLIA |
| 11 | terminale esclusione o inserimento SVEGLIA |
| 12 | terminale di RISVEGLIO |
| 13 | non utilizzato |
| 14 | alimentazione negativa |
| 15 | alimentazione positiva |
| 16 | non utilizzato |
| 17 | segmento A della nixie |
| 18 | segmento B della nixie |
| 19 | segmento C della nixie |
| 20 | segmento D della nixie |
| 21 | segmento E della nixie |
| 22 | segmento F della nixie |
| 23 | segmento G della nixie |
| 24 | non utilizzato |
| 25 | avanzamento cifre ORE |
| 26 | avanzamento cifre MINUTI |
| 27 | selettore frequenza 50 o 60 Hz |
| 28 | ingresso frequenza 50 o 60 Hz |

Cerchiamo ora di spiegare chiaramente quali funzioni svolge ognuno di questi terminali.

PRESELEZIONE SVEGLIA (piedino 2)

Ponendo a massa questo terminale, si ha la possibilità di mettere a punto la sveglia, cioè di fissare l'ora ed il minuto in cui vogliamo che la sveglia suoni. Per poter capire qual è esattamente il procedimento da seguire, facciamo un esempio pratico. Supponiamo che l'orologio indichi le 22,40, e che sia vostro desiderio svegliarvi la mattina alle 7,30; ponete allora a massa il piedino 2: dalle valvole nixie scompariranno i numeri indicanti l'ora reale, cioè il 22 e il 40, ed al loro

posto compariranno altre quattro cifre, che indicheranno a quale ora e a quale minuto era stata puntata l'ultima volta la suoneria della sveglia (se la sveglia non era mai stata preselezionata, compariranno quattro zeri). Ovviamente, questa operazione non altera in alcun modo il funzionamento interno dell'orologio, che continua regolarmente il suo conteggio e che sarà quindi perfettamente in grado di darvi ancora l'ora reale quando toglierete il terminale 2 dalla posizione di massa.

Spingete ora il pulsante connesso al terminale 25, e le due cifre indicanti le ore cominceranno a cambiare, aumentando progressivamente (naturalmente, dopo 23 vedremo comparire 0-1-2 ecc.): quando vedrete apparire il 7, rilasciate il pulsante, e sulle nixie resterà fissata l'ora voluta. A questo punto ripetete l'operazione per i minuti, agendo sul pulsante collegato al piedino 26; tenete presente che il passaggio dal 59° al 60° secondo non comporta alcun cambiamento nel numero indicante le ore, che è già stato fissato. Quando vedrete comparire il 30, lasciate il pulsante, e sulle nixie rimarranno i due numeri voluti (7 e 30). Potrete ora rimuovere il piedino 2 dalla posizione di massa, e sulle nixie tornerà ad apparire l'ora reale, per esempio le 22 e 45: come abbiamo già detto, l'orologio non ha ovviamente interrotto il suo funzionamento interno mentre venivano compiute tutte le operazioni descritte.

Affinché alle 7,30 la sveglia suoni, è necessario poi che il piedino 11 sia collegato a massa; in caso contrario, infatti, quale che sia l'ora selezionata la sveglia non potrà mai suonare.

L'orologio potrà ora destarvi puntualmente ogni mattina alle 7 e 30, finché non cambierete l'ora come descritto precedentemente.

VISUALIZZAZIONE ORE/MINUTI oppure MINUTI/SECONDI (piedino 3)

Il nostro orologio dispone di quattro valvole nixie; le prime due sono separate dalle ultime due da un punto che lampeggia con la frequenza di 1 Hz. In condizioni normali di funzionamento, le prime due cifre sono destinate alla visualizzazione delle ore, le ultime due a quella dei minuti; qualora lo vogliate, però, è possibile far comparire sulle nixie anche i secondi. Supponiamo che sulle nixie siano presenti, in un certo istante, i numeri 21 ed 11: ciò significa, in condizioni normali di funzionamento, che sono le ore 21 ed 11 minuti; se a questo punto volete visualizzare i secondi, basta che spostiate il deviatore connesso al terminale 3, in modo che tale terminale non risulti collegato a massa: immediatamente l'indi-

cazione delle ore (cioè il 21) scomparirà, l'indicazione dei minuti (11) si sposterà sulle prime due nixie, e le ultime due saranno occupate dai secondi (per esempio, 11,32). Ovviamente, l'orologio continua regolarmente il conteggio, ed il numero indicante i secondi cambierà continuamente di conseguenza: 32, 33, 34, ecc.

Agendo di nuovo sul deviatore collegato al piedino 3, potremo riportare senza difficoltà l'orologio all'indicazione usuale delle ore e dei minuti.

COMANDO ARRESTO OROLOGIO (piedino 4)

Collegando a massa il terminale n. 4, l'orologio si blocca automaticamente, cessando di contare: i numeri sulle nixie si arresteranno quindi sull'ora indicata, e contemporaneamente si azzereranno automaticamente anche i secondi. Quando il piedino verrà tolto da massa, l'orologio ricomincerà ovviamente a contare. Questo terminale ci sarà utile, come vedremo in seguito, per mettere esattamente a punto l'orologio.

« PUNTO » LAMPEGGIANTE NELLA SECONDA NIXIE (piedino 9)

Su questo terminale è presente un impulso avente la frequenza di 1 Hz (un impulso al secondo); esso viene sfruttato non solo per alimentare il punto di divisione fra la prima e la seconda coppia di nixie, ma soprattutto per indicarci che l'orologio è in funzione.

COMANDO CONTROLLO ALTOPARLANTE (piedino 10)

Quando l'orologio raggiunge l'ora di sveglia prefissata, e la sveglia stessa è inserita (vedi piedino 11), dal terminale 10 esce una tensione impulsiva di 1 Hz che serve a pilotare il circuito di suoneria che descriveremo in seguito. Attenzione: mentre al piedino 9 gli impulsi ad 1 Hz sono sempre presenti, qui essi si presentano solo al verificarsi delle due condizioni indicate.

TERMINALE ESCLUSIONE O INSERIMENTO SVEGLIA (piedino 11)

Solo mettendo a massa questo terminale, tramite un deviatore, la sveglia potrà entrare in funzione all'ora prefissata; in caso contrario non suonerà mai. Questo terminale, tramite lo stesso deviatore, serve anche a bloccare il funzionamento della sveglia quando questa, raggiunta l'ora

stabilità, suonando ci ha già svegliati (altrimenti continuerebbe a suonare all'infinito); naturalmente, occorre poi ricordarsi di riportare tale piedino a massa, se desideriamo essere svegliati alla stessa ora anche il mattino seguente.

TERMINALE DI RISVEGLIO (piedino 12)

Questo integrato dispone di un comando supplementare per il risveglio, cioè di un dispositivo che vi impedisce, una volta spenta la sveglia, di riaddormentarvi. Infatti pigiando il pulsante che pone a massa questo terminale la sveglia smetterà immediatamente di suonare, ma dopo 7 minuti entrerà nuovamente in funzione, risvegliandovi nel caso vi foste riaddormentati. Tornando a spingere per la seconda volta il pulsante, le cose si ripeteranno alla stessa maniera, cioè la sveglia cesserà ancora di suonare per poi farsi sentire di nuovo dopo 7 minuti; e così via all'infinito.

AVANZAMENTO CIFRE ORE (piedino 25)

Mettendo a massa questo piedino potremo far avanzare a nostro piacimento le prime due cifre, quelle che si riferiscono alle ore.

AVANZAMENTO CIFRE MINUTI (piedino 26)

Ponendo a massa questo terminale, potremo far avanzare le ultime due cifre, quelle che riguardano i minuti. Precisiamo che il passaggio dal 59° al 60° minuto non provoca alcun cambiamento nelle cifre delle ore: cioè i due terminali 25 e 26 agiscono indipendentemente.

Questi due ultimi comandi servono sia per mettere a punto l'orologio che per fissare l'ora di sveglia.

SELETTORE FREQUENZA 50/60 Hz (piedino 27)

Dato che il nostro orologio digitale deve essere pilotato dalla frequenza di rete, l'integrato è stato progettato per poter funzionare sia che questa frequenza valga 50 Hz sia che valga 60 Hz; due tipi di funzionamento dipendono dalla posizione del piedino 27: se è a massa l'integrato è predisposto per i 50 Hz, se non è a massa per i 60. Ovviamente, poiché in Italia la frequenza di rete vale 50 Hz, noi dovremo sempre tenere questo terminale a massa.

SCHEMA ELETTRICO

Una volta descritta la funzione dei vari terminali dell'integrato TMS3834, prima di passare all'illu-

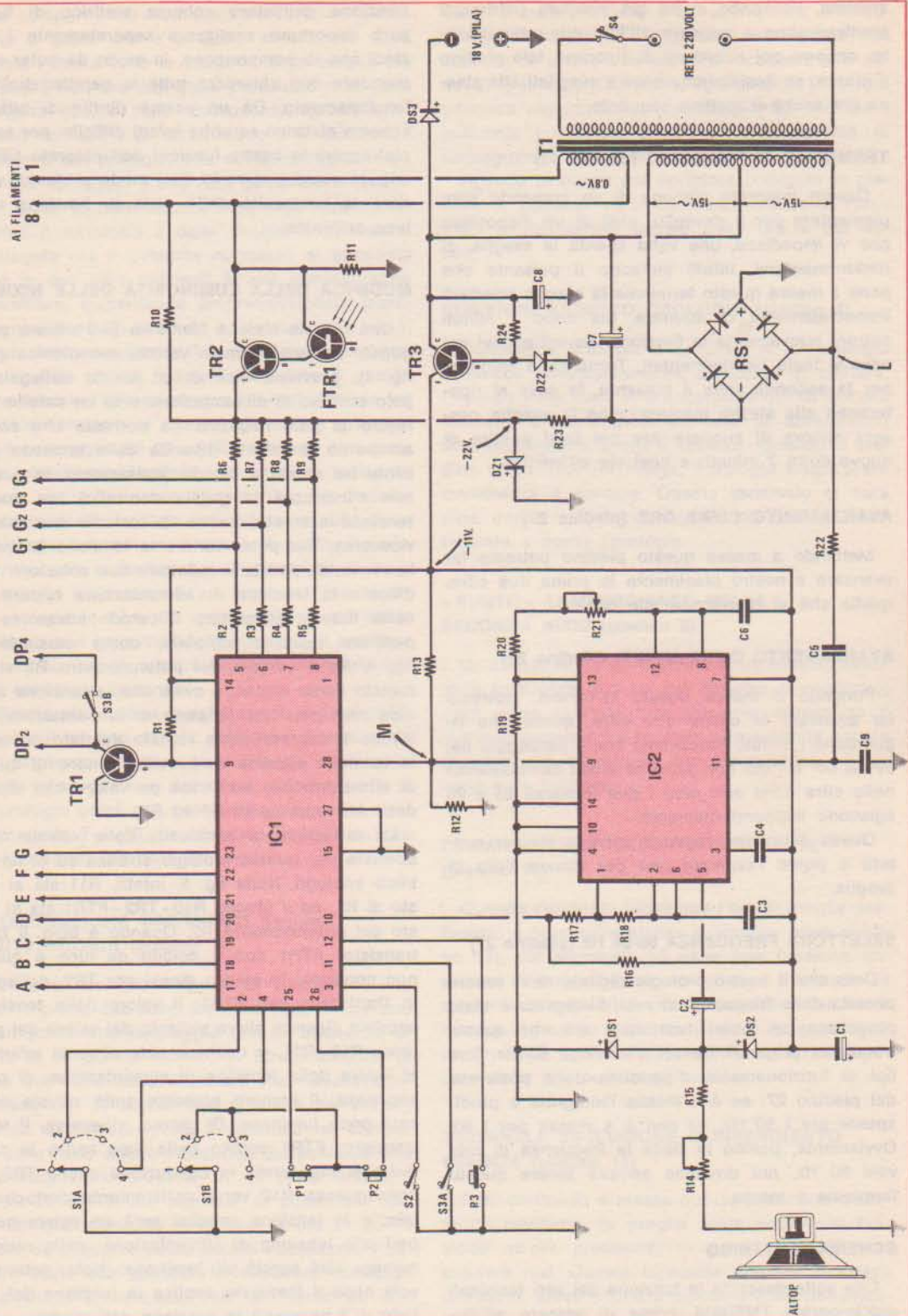
strazione dell'intero schema elettrico di fig. 2 sarà opportuno analizzare separatamente i vari stadi che lo compongono, in modo da poter comprendere con chiarezza tutte le caratteristiche di funzionamento. Da un esame diretto di tutto lo schema elettrico sarebbe infatti difficile, per esempio, capire le esatte funzioni dell'integrato NE5556, oppure comprendere in qual modo si riesca a variare la luminosità delle nixie in funzione della luce ambiente.

MODIFICA DELLA LUMINOSITÀ DELLE NIXIE

Una valvola nixie a filamento può essere paragonata ad una normale valvola termoionica (vedi fig. 4), provvista cioè di un anodo collegato al polo positivo di alimentazione e di un catodo collegato al polo negativo. La corrente che scorre attraverso la valvola dipende dalla tensione presente fra anodo e catodo (tralasciamo, in quanto non c'interessa la griglia controllo): se questa tensione aumenta, anche la corrente aumenta, e viceversa. Per poter variare la tensione (e quindi la corrente), possiamo adottare due soluzioni: modificare la tensione di alimentazione oppure tenerla fissa e alimentare il catodo attraverso un partitore resistivo variabile, come mostrato in fig. 4. Se il cursore del potenziometro R2 viene ruotato verso massa, è ovvio che la tensione anodica sarà pari alla tensione di alimentazione; se invece il cursore viene ruotato dal lato opposto, la tensione anodica sarà molto minore di quella di alimentazione, avrà cioè un valore che dipenderà dal rapporto di R1 ed R2.

La variazione di luminosità delle valvole nixie adottate per questo orologio si basa su di un artificio analogo. Nella fig. 5, infatti, R11 sta al posto di R1, ed il blocco R10 - TR2 - FTR1 sta al posto del potenziometro R2. Quando è buio, il fototransistor FTR1 non è colpito da luce e quindi non conduce; lo stesso dicasi per TR2, collegato in Darlington con FTR1; il valore della tensione anodica dipende allora soltanto dal valore del partitore R10 - R11, e risulterà notevolmente inferiore al valore della tensione di alimentazione: di conseguenza, il numero presente sulla valvola nixie sarà poco luminoso. Di giorno, viceversa, il fototransistor FTR1 colpito dalla luce andrà in conduzione, mandando in conduzione anche TR2; di conseguenza R10 verrà praticamente cortocircuitata, e la tensione anodica avrà un valore quasi pari alla tensione di alimentazione: nella nixie il numero sarà perciò più luminoso. (Nota: nelle valvole nixie il filamento esplica la funzione del catodo, i 7 segmenti la funzione dell'anodo).

ALLE NIXIE



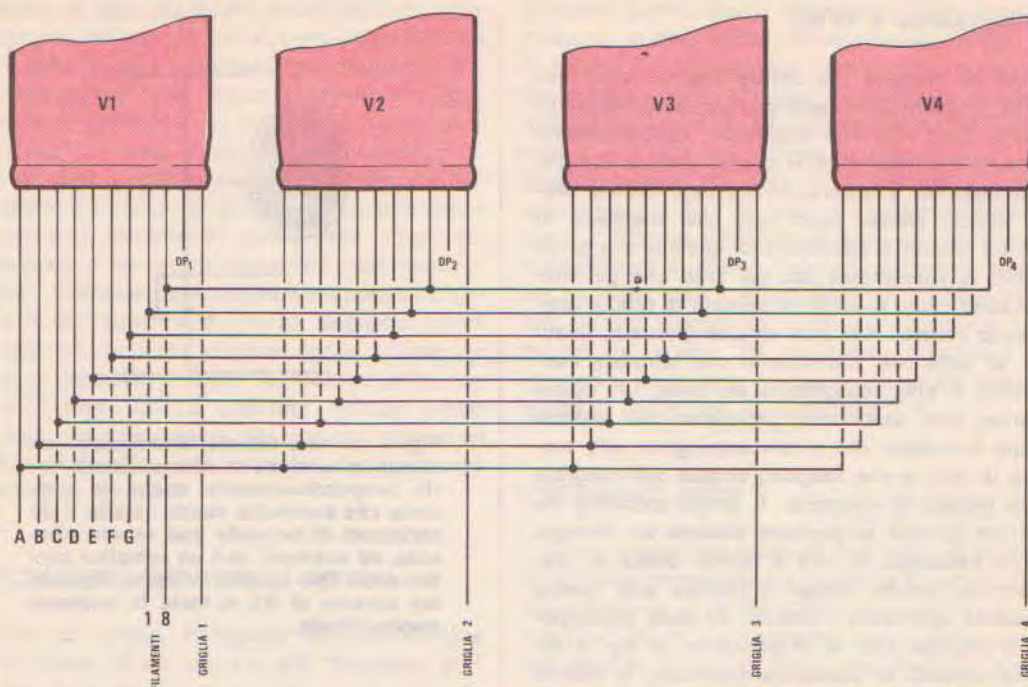


Fig. 2 (a sinistra) Schema elettrico completo dell'orologio digitale. Le lettere A-B-C ecc. visibili in alto indicano il corrispondente segmento della nixie (vedi fig. 10), le sigle DP2-DP4 la connessione del « punto luminoso » relativo rispettivamente alla nixie 2 e 4, mentre G1-G2-G3-G4 indicano le connessioni relative alla griglia (vedi figura qui sopra).

Fig. 3 Tutti i sette segmenti delle quattro nixie risultano collegati in parallelo tra di loro, come vedesi nel disegno qui sopra riportato. Solo le griglie, come spiegato nell'articolo, dovranno risultare singolarmente collegate all'integrato TMS.3834.

R1 = 330.000 ohm 1/4 watt
 R2 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R5 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R6 = 68.000 ohm 1/4 watt
 R7 = 68.000 ohm 1/4 watt
 R8 = 68.000 ohm 1/4 watt
 R9 = 68.000 ohm 1/4 watt
 R10 = 56.000 ohm 1/4 watt
 R11 = 68.000 ohm 1/4 watt
 R12 = 4.700 ohm 1/4 watt
 R13 = 4.700 ohm 1/4 watt
 R14 = 1.000 ohm trimmer
 R15 = 68 ohm 1/4 watt
 R16 = 330.000 ohm 1/4 watt
 R17 = 150.000 ohm 1/4 watt
 R18 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R19 = 100.000 ohm 1/4 watt 5%
 R20 = 68.000 ohm 1/4 watt 5%
 R21 = 50.000 ohm trimmer 20 giri
 R22 = 820.000 ohm 1/4 watt
 R23 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R24 = 330 ohm 1/4 watt
 C1 = 47 mF elettrolitico 16 volt
 C2 = 22 mF elettrolitico 25 volt
 C3 = 10.000 pF ceramico a disco
 C4 = 10.000 pF ceramico a disco

C5 = 100.000 pF poliestere
 C6 = 100.000 pF poliestere
 C7 = 100 mF elettrolitico 50 volt
 C8 = 220 mF elettrolitico 35 volt
 C9 = 100.000 pF poliestere
 DS1-DS2-DS3 = diodi al silicio 1N914 - 1N4148
 DZ1 = diodo zener 22 volt 1/2 watt
 DZ2 = diodo zener 12 volt 1/2 watt
 RS1 = ponte raddrizzatore 100 volt, 1 amper
 TR1 = transistor PNP al silicio BC212
 TR2 = transistor NPN al silicio BC182
 TR3 = transistor PNP al silicio 2N2905
 IC1 = integrato TMS3834 NC (Texas)
 IC2 = integrato NE556 (National)
 V1-V2-V3-V4 = Nixie a sette segmenti tipo DG12E
 FTR1 = foto transistor tipo 2N5779 o similare
 S1A-S1B = commutatore 2 vie - 4 posizioni
 S2 = commutatore 1 via - 2 posizioni
 S3A-S3B = commutatore 2 vie - 2 posizioni
 S4 = interruttore di alimentazione
 P1-P2-P3 = pulsanti
 T1 = trasformatore di alimentazione:
 primario 220 volt, secondari 15 + 15 volt 200 mA
 0,8 volt 0,5 amper
 Altoparlante 4-8 ohm

IL PILOTAGGIO A 50 Hz

Tutti gli integrati per orologi digitali sono progettati in modo da essere pilotati dalla frequenza di rete, dato che tale frequenza, contrariamente a quanto comunemente si crede, è molto stabile; ciononostante, è esperienza comune vedere orologi digitali pilotati dalla rete che sbagliano di qualche minuto o addirittura di qualche ora in un giorno: la spiegazione sta nel fatto che gli integrati sono molto sensibili ai disturbi di rete, e questi sono notevoli nell'arco di una giornata. Infatti tutte le volte che accendiamo una lampada fluorescente o che colleghiamo un phon, un rasoio elettrico, una lucidatrice, generiamo dei disturbi di tipo impulsivo che si sovrappongono alla tensione di rete, e che vengono contati dall'integrato come impulsi di comando. Il primo problema da risolvere quando si desidera pilotare un orologio con la frequenza di rete è perciò quello di realizzare un circuito idoneo a rilevare solo questa frequenza ignorando i disturbi ad essa sovrapposti; il circuito che vi presentiamo in fig. 8 dispone appunto di questa caratteristica, in quanto la frequenza di 50 Hz necessaria a pilotare l'integrato viene generata internamente da un oscillatore ad onda quadra, sincronizzato dalla frequenza di rete. La frequenza dell'onda quadra che esce da tale oscillatore risulta così stabile quanto la frequenza di rete, e non viene assolutamente influenzata dai disturbi sovrapposti alla rete. L'oscillatore è costituito da un integrato di tipo NE555 che viene fatto oscillare alla frequenza di 50 Hz da un circuito RC composto da C4, R4 ed R5; il piedino 5 di questo integrato, tramite un filtro passabasso formato da R2, C2 e C3, viene collegato ai 50 Hz prelevati dal secondario del trasformatore di alimentazione, in modo che la frequenza di rete sincronizzi la frequenza generata. Sfruttando questo circuito, non abbiamo solo il vantaggio di ottenere un orologio stabilissimo nel tempo ed insensibile ad ogni disturbo, ma abbiamo anche la possibilità di alimentarlo a pile qualora per un qualunque motivo venisse tolta la corrente. Se infatti applichiamo prima del transistor stabilizzatore TR3 due comuni pile da 9 volt, per un totale di 18 volt, nel caso in cui venga a mancare la corrente sarà la tensione delle pile ad alimentare il transistor, che a sua volta alimenta tutto l'orologio: perciò l'onda quadra a 50 Hz non si interrompe e l'orologio continua regolarmente a contare il tempo anche se manca l'alimentazione di rete (solo le nixie si spengono). L'unico inconveniente è che l'onda quadra in uscita dall'oscillatore non è più sincronizzata dalla

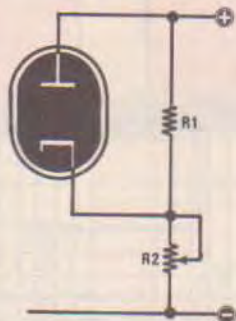


Fig. 4 In una valvola termoionica, variando la tensione di alimentazione, varia proporzionalmente anche la corrente che scorre tra anodo-catodo. Tale variazioni di corrente può essere ottenuta, ad esempio, con un semplice partitore del tipo visibile in figura. Agendo sul cursore di R2 si varia la tensione anodo-catodo.

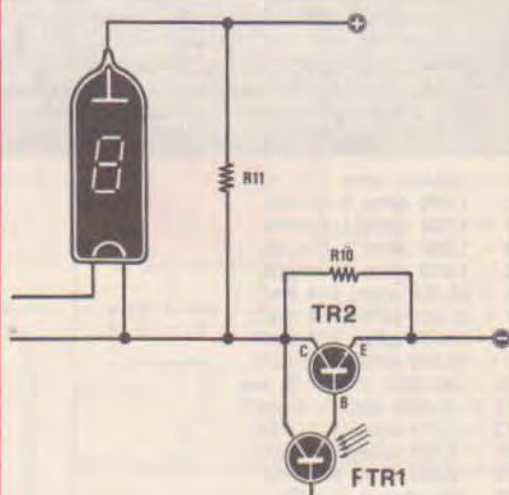


Fig. 5 Anche per variare la luminosità sulle nixie dell'orologio si utilizza lo stesso sistema con la differenza che il potenziometro R2 (vedi fig. 4) è sostituito in questo caso dal transistor TR2, pilotato da un fototransistor FTR1, in modo da ottenere una variazione automatica in funzione della luce ambiente.

frequenza di rete: ma questo potrebbe comportare al massimo nell'arco di una giornata una differenza di 3-4 secondi, cioè qualcosa di assolutamente trascurabile se si tiene anche presente che difficilmente la corrente verrà a mancare per un giorno intero. Un altro considerevole vantaggio offerto da questo circuito consiste nel fatto che l'altoparlante è in grado di entrare in funzione anche se manca la corrente: in questo caso, infatti, anch'esso viene ad essere alimentato dalle pile.

Senza utilizzare costosissimi accumulatori o generatori di frequenza a quarzo, abbiamo quindi ottenuto un orologio digitale senza lacune, in grado di funzionare anche in assenza della tensione di rete; dato il consumo limitato, tenete presente che due comuni pile possono durare un anno e anche più, se le interruzioni di rete non superano la norma.

L'OSCILLATORE DI BF PER LA SVEGLIA

All'ora di sveglia, l'integrato TMS3834 fornisce sul terminale 10 un impulso alla frequenza di 1 Hz; tale tensione non può però essere utilizzata per pilotare un altoparlante o una cicalina in quanto la corrente fornita è limitata. Questi impulsi dovranno perciò essere mandati ad un ulteriore circuito, in grado di pilotare un altoparlante ad una frequenza udibile con una potenza sufficiente ad ottenere un suono capace di svegliarci. Per rag-

giungere questo scopo impieghiamo un secondo integrato di tipo NE555, come mostrato in fig. 9: l'integrato viene utilizzato questa volta come un oscillatore stabile in grado di generare una frequenza a circa 600 Hz: quando cioè sul terminale 7 giungono gli impulsi di sveglia ad 1 Hz, l'NE555 genera una nota BF a 700 Hz, scandita alla frequenza di 1 Hz, che va a pilotare l'altoparlante. Il trimmer R5 posto in serie all'altoparlante ci permetterà di dosare l'intensità del suono emesso: se avete cioè il sonno pesante, dovrete regolare questo trimmer in modo da aumentare l'intensità del suono. Se desiderate modificare la frequenza della nota in uscita, cambiate leggermente il valore del condensatore C3.

L'INTEGRATO NE555

Finora abbiamo parlato di due integrati di tipo NE555: uno necessario per generare l'onda quadra alla frequenza di 50 Hz, l'altro necessario per pilotare a 700 Hz l'altoparlante finale. Nello schema elettrico di fig. 2, però, non troviamo alcun integrato di tipo NE555, mentre troviamo un NE556 (vedi IC2) che finora non abbiamo menzionato. Il motivo di questo fatto è molto semplice: un NE556 è infatti costituito, in pratica, da due NE555 racchiusi nello stesso involucro; a questo punto, quindi, tutto risulta chiaro.

Per comodità, vi forniamo una tabellina dove

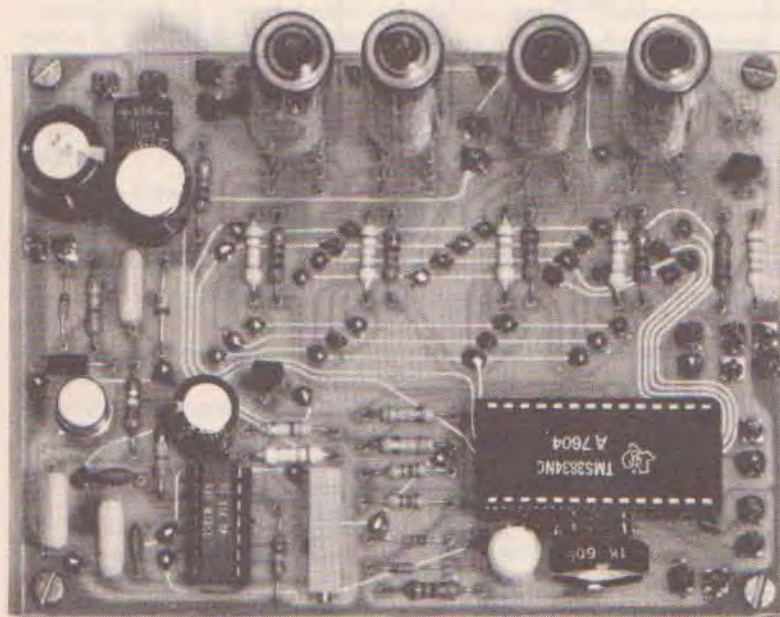


Fig. 6 Foto di un prototipo dell'orologio. Si notino le stagnature che collegano le piste inferiori con quelle superiori. Raccomandiamo di effettuare le stagnature in modo perfetto, poiché la maggior parte degli insuccessi sono quasi sempre causati da stagnature fredde.

sono riportate le corrispondenze fra i terminali dei due NE555 ed i terminali dell'NE556.

NE555	NE556	
	sezione oscillatore 50 Hz	sezione oscillatore 700 Hz
2	8	6
3	9	5
4	10	4
5	11	3
6	12	2
7	13	1



Fig. 7 Disposizione dei terminali dell'integrato NE556. I piedini di alimentazione sono il 7 (-) ed il 14 (+).

Precisiamo che nell'integrato NE555 i terminali di alimentazione sono l'1 (massa) e l'8 (polo +), mentre nell'NE556 sono il 7 (massa) e il 14 (polo +). È chiaro che i due schemi di fig. 8 e fig. 9 possono anche essere utilizzati in modo autonomo, indipendentemente cioè dall'applicazione che ne viene qui fatta.

Lo schema di fig. 8 può essere utilizzato per dotare un qualsiasi orologio digitale di un generatore interno a 50 Hz in modo da proteggerlo nei confronti dei disturbi di rete.

Lo schema di fig. 9 può essere utilizzato per realizzare un oscillatore BF da pilotare esternamente collegando a massa il terminale centrale di ingresso: ad esempio, applicando un semplice pulsante fra massa e ingresso centrale si può adoperare questo circuito per imparare la telegrafia.

SCHEMA COMPLESSIVO OROLOGIO

Dopo aver analizzato singolarmente i vari stadi che lo compongono, possiamo ritornare ora allo

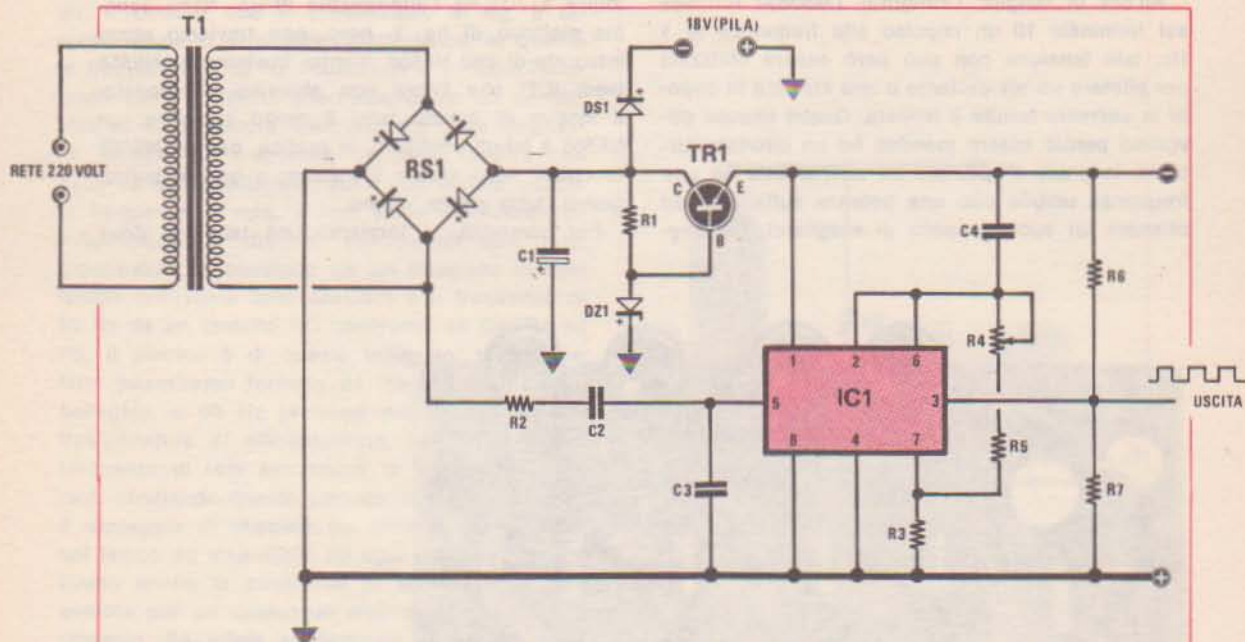


Fig. 8 Schema elettrico dell'oscillatore a 50 Hz sincronizzato dalla rete. Questo circuito, oltre ad essere insensibile ai disturbi, può funzionare a pile quando la tensione di rete viene a mancare.

R1 = 330 ohm
R2 = 820.000 ohm
R3 = 100.000 ohm
R4 = 50.000 ohm trimmer 20 giri
R5 = 68.000 ohm
R6 = 4.700 ohm

R7 = 4.700 ohm
C1 = 220 mF elettrol. 35 volt
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo al silicio 1N4148
DZ1 = diodo zener 12 volt 1/2 watt
TR1 = PNP al silicio 2N2905
IC1 = Integrato NE555
RS1 = ponte raddrizz. 50 volt 1 amper
T1 = trasformatore con secondario 15 V, 0,5 A

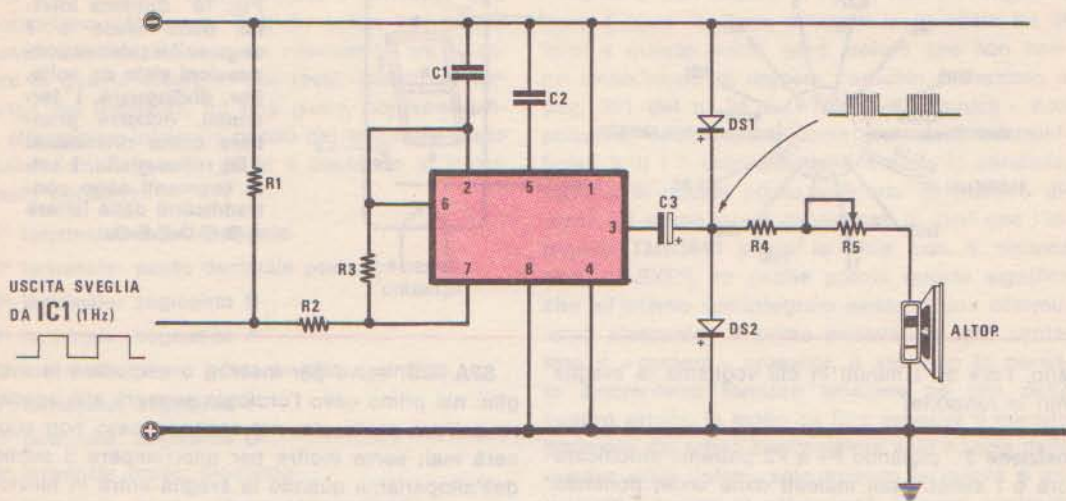


Fig. 9 Schema elettrico dell'oscillatore di BF da applicare all'orologio per la sveglia. L'oscillatore entra in funzione quando in entrata (vedi R1-R2) è presente una tensione positiva di circa 8-10 volt.

R1 = 330.000 ohm
R2 = 150.000 ohm

R3 = 22.000 ohm
R4 = 68 ohm
R5 = 1.000 ohm trimmer
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 22 mF elettrol. 25 volt
DS1-DS2 = diodi al silicio IN4148
IC1 = Integrato NE555
1 = altoparlante 4-8 ohm 3 watt.

schema elettrico di fig. 2 che risulterà adesso facilmente comprensibile.

Cominciamo la nostra descrizione dal trasformatore di alimentazione T1, della potenza di circa 5-6 watt, che dispone di due secondari:

il **primo avvolgimento** di secondario, ai cui capi abbiamo 0,8 volt e 500 mA, viene utilizzato per alimentare il filamento delle nixie;

il **secondo avvolgimento** di secondario, ai cui capi abbiamo 15 + 15 volt e 200 mA, serve per alimentare tutti gli integrati e il catodo delle nixie.

Il diodo zener DZ1 stabilizzerà la tensione rad-drizzata ai 22 volt negativi necessari per il catodo mentre il transistor stabilizzatore TR3 fornirà gli 11 volt negativi per gli integrati.

La funzione dell'integrato IC2 (NE556) è ormai già nota: metà serve come oscillatore a 50 Hz per pilotare IC1, metà serve come oscillatore a 700 Hz per pilotare l'altoparlante. Anche l'integrato IC1 (TMS3834) è già stato ampiamente illustrato in precedenza; come pure si è già parlato del meccanismo di funzionamento del blocco R10-TR2-FTR1, che serve a regolare la lumi-

nosità delle nixie in proporzione alla luce ambiente.

Rimane invece da descrivere come sia stato risolto il problema della messa a punto e della sveglia. Sulla sinistra dello schema elettrico possiamo notare un commutatore, S1A-S1B, a quattro posizioni e due vie; ruotando questo commutatore in ognuna della sue posizioni l'orologio sarà predisposto ad esplicare le seguenti funzioni:

posizione 1 - l'orologio funziona normalmente: è quindi la posizione in cui abitualmente verrà lasciato il commutatore; anche pigiando i pulsanti P1 e P2, di cui parleremo fra breve, non si ha nessuna modifica nelle nixie;

posizione 2 - metteremo il commutatore in questa posizione solo quando vorremo mettere a punto l'ora di sveglia oppure quando vorremo semplicemente controllare l'ultima ora di sveglia impostata: infatti dalle nixie scomparirà l'ora reale per comparire l'ultima ora su cui è stata impostata la suoneria; pigiando i due pulsanti P1 e P2 potremo cambiare opportunamente, se neces-

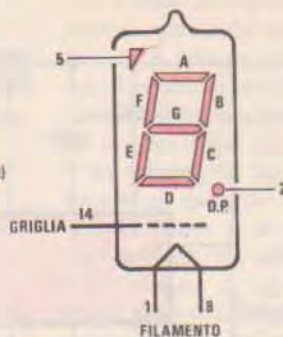
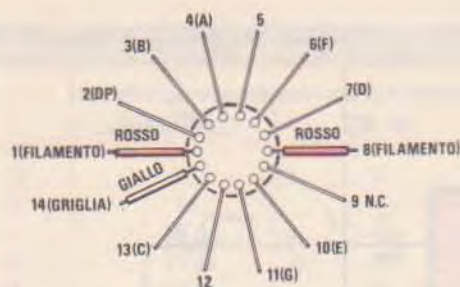


Fig. 10 Schema interno della Nixie a 7 segmenti e relative connessioni viste da sotto. Per distinguere i terminali, occorre prendere come riferimento i fili rosso-giallo. I sette segmenti sono contraddistinti dalle lettere A-B-C-D-E-F-G.

sario, l'ora ed i minuti in cui vogliamo la sveglia entri in funzione;

posizione 3 - pigiando P1 e P2 potremo modificare l'ora e i minuti reali indicati dalle nixie; ponendo S1 in questa posizione potremo perciò mettere a punto l'orologio una volta terminata la realizzazione, e potremo passare dall'ora solare a quella legale, quando sarà necessario;

posizione 4 - serve per far partire l'orologio ad una determinata ora. Con S1 in questa posizione, infatti, l'orologio si blocca, azzerando i secondi; solo tornando sulle posizioni 3-2-1 l'orologio riparte. Per esempio, se l'ora esatta della TV indica che sono le 19.58, con S1 in 3 potremo porre l'orologio sulle 20.00; mettendo poi il commutatore in 4, bloccheremo il funzionamento dell'orologio; riportando infine S1 in 3 quando alla TV scoccano le 20.00, saremo sicuri di aver perfettamente sincronizzato il nostro orologio digitale, che partirà esattamente dalle ore 20, 0 minuti e 0 secondi. Ovviamente, il commutatore andrà alla fine riportato nella posizione 1 di funzionamento normale.

I tre pulsanti e i due deviatori presenti nel circuito servono ad ottenere le seguenti funzioni:

P1: serve per mettere a punto le ore, sia quelle di sveglia (S1 in posizione 2), sia quelle reali (S1 in 3);

P2: serve per mettere a punto i minuti, sia quelli di sveglia (S1 in 2), sia quelli reali (S1 in 3);

P3: serve per far momentaneamente cessare il suono della sveglia, che tornerà a farsi sentire dopo 7 minuti: potremmo dire che è il pulsante di risveglio;

S2: serve per visualizzare sul display (che, non dimentichiamolo, dispone solo di 4 nixie) i minuti ed i secondi invece delle ore e dei minuti;

S3A-S3B: serve per inserire o escludere la sveglia: nel primo caso l'orologio suonerà allo scadere dell'ora prefissata, nel secondo caso non suonerà mai; serve inoltre per interrompere il suono dell'altoparlante quando la sveglia entra in funzione. La sezione S3A ha la funzione principale di mettere a massa il piedino 11 dell'integrato TMS3834, come già spiegato in precedenza; l'altra sezione, S3B, serve invece a far lampeggiare con la frequenza di 1 Hz il punto della nixie n. 4 (DP4) in modo da avere, con tale segnalazione luminosa, la conferma che la sveglia è inserita.

LE VALVOLE NIXIE

Passiamo ora alle nixie a 7 segmenti che abbiamo utilizzato per questa realizzazione: dato che sono sostanzialmente diverse da quelle « a numero arabo », sarà bene parlarne un poco. Innanzitutto, dobbiamo dire che noi abbiamo usato quelle caratterizzate dalla sigla DG12E, ma qualunque nixie a 7 segmenti, anche se la sigla non risulta la stessa, può essere ugualmente utilizzata per il nostro orologio. Tutte le nixie a 7 segmenti funzionano normalmente a bassa tensione (da 20 a 40 volt), hanno un consumo limitato (1 milliampere di anodo) e dispongono di una « griglia » di controllo (nello schema elettrico di fig. 2, i terminali indicati con G1-G2-G3-G4 servono appunto ad alimentare questa griglia); sono inoltre caratterizzate da 7 anodi (di cui il nome), disposti in modo da formare un 8, ognuno contraddistinto da una lettera, come vedesi in fig. 10: A, B, C, D, E, F e G. Ogni segmento è ovviamente collegato al terminale contraddistinto dalla stessa lettera nello schema elettrico di fig. 2. Il colore di questi segmenti è di un bel verde smeraldo, non solo piacevole a vedersi ma anche riposante per gli occhi. Ogni nixie, infine, dispone

di un filamento che può essere alimentato in alternata o in continua con 0,8 volt e 90 mA.

In fig. 10 sono anche visibili i terminali che fuoriescono dal corpo, visti da sotto: per poterli identificare, esistono come riferimento tre sezioni di guaina colorata: due rossi, infilati sui terminali del filamento, ed uno giallo, corrispondente alla griglia. Iniziando perciò dal terminale rosso posto vicino a quello giallo e contando in senso orario abbiamo:

- 1° terminale rosso: filamento
- 2° terminale: punto decimale posto in basso
- 3° terminale: segmento B
- 4° terminale: segmento A
- 5° terminale: punto posto in alto a sinistra
- 6° terminale: segmento F
- 7° terminale: segmento D
- 8° terminale rosso: filamento
- 9° terminale: senza alcuna connessione
- 10° terminale: segmento E
- 11° terminale: segmento G
- 12° terminale: segmento verticale (non utilizzato)
- 13° terminale: segmento C
- 14° terminale giallo: griglia controllo

COLLEGAMENTO DELLE NIXIE

Come si può vedere in fig. 3, tutti i 7 segmenti delle 4 nixie risultano collegati in parallelo tra di loro; a questo punto, però, coloro che non hanno avuto modo di leggere l'articolo presentato a pag. 351 del n. 34 di «Nuova Elettronica» non potranno comprendere come mai, risultando collegati tutti i 7 segmenti delle 4 nixie in parallelo, ognuna di queste possa indicarci un numero diverso. Ci siamo infatti dimenticati di dirvi che l'integrato TMS3843 pilota le nixie con il sistema MULTIPLEXER. In poche parole questo significa che all'interno dell'integrato esistono due commutatori elettronici: il primo preleva da ogni contatore il «numero» presente, il secondo in perfetto sincronismo fornisce tensione ad una delle quattro griglie, in modo da fare apparire il numero prelevato dal primo commutatore solo su una delle quattro nixie (infatti, solo quando la griglia è alimentata i numeri si accendono, in caso contrario la nixie è spenta).

Facciamo un esempio pratico. Supponiamo che siano le 18.47: quattro divisori prescelti nell'integrato contengono le informazioni necessarie per fare apparire, rispettivamente, l'1, l'8, il 4 e il 7. Il primo commutatore preleva dapprima l'1 dal

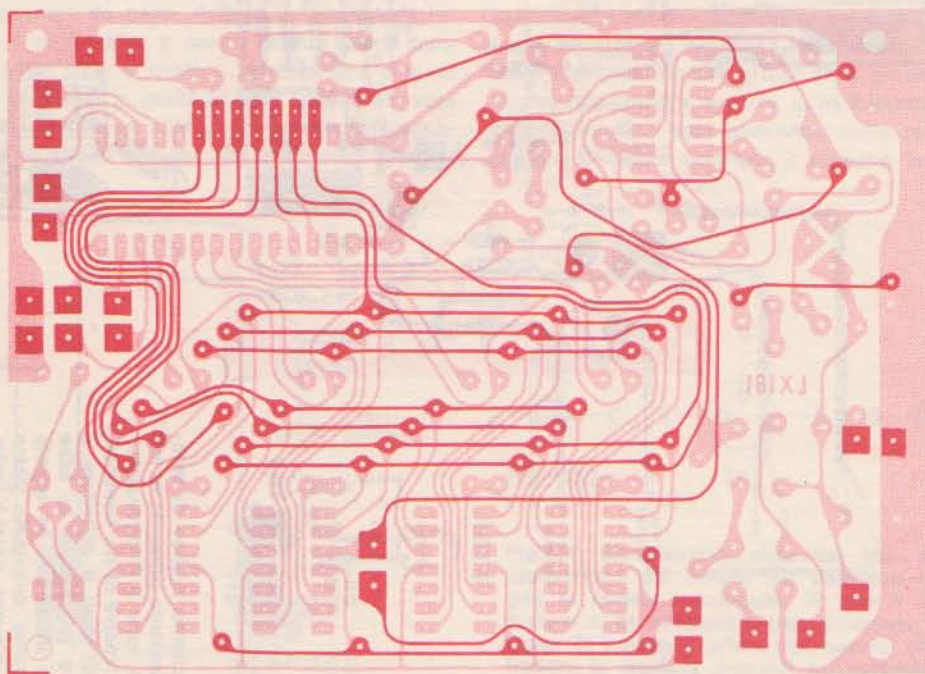
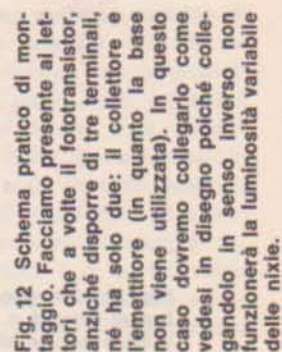


Fig. 11 Disegno a grandezza naturale del circuito stampato. Il circuito inciso in fibra di vetro è a doppia faccia, viene fornito già forato e completo del disegno serigrafico con le sigle di ogni componente.



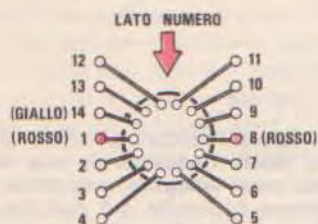


Fig. 13 Per collegare le nixie al circuito stampato, occorre suddividere i 14 piedini in due file, prendendo come riferimento i due terminali rossi (filamento). Questi risulteranno al centro di ognuna delle due file di 7 terminali, e così disposti li potremo infilare sul circuito stampato.

NOTA: nel disegno la nixie è vista da sopra, cioè i terminali sono disposti come li dovremo infilare sul circuito stampato, (i terminali rosso-giallo vanno quindi sulla sinistra).

primo divisore: su tutte le nixie, che sono collegate in parallelo, dovrebbe allora apparire un 1; ma il secondo commutatore, che agisce in perfetta sincronia, alimenta solo la prima nixie, che quindi risulta l'unica valvola ad essere accesa: solo su di essa compare perciò l'1, mentre tutte le altre restano spente. Poi il primo commutatore preleva l'8 dal secondo divisore; su tutte le nixie dovrebbe ora apparire un 8; ma il secondo commutatore alimenterà solo la seconda nixie e quindi l'8 comparirà solo su di essa, mentre le altre tre resteranno spente. La storia si ripete analoga per il 4, che comparirà solo sulla terza nixie, ed il 7, che comparirà solo sulla quarta; poi il ciclo ricomincia da capo. Poiché la velocità di rotazione è molto alta, il nostro occhio vedrà sempre accese tutte e quattro le nixie con numeri diversi, anche se in realtà in ogni istante una sola è accesa e tutte le altre sono spente, il meccanismo è lo stesso che sta alla base delle calcola-

trici tascabili: anche se in esse le cifre che compaiono sono ben nove ed una sola in ogni istante è accesa, la persistenza delle immagini sulla retina dell'occhio fa in modo che non si riesca assolutamente a percepire il continuo accendersi e spegnersi di ogni display, ma si vedano 9 numeri diversi stabilmente accesi.

REALIZZAZIONE PRATICA

Le realizzazione pratica è mostrata in fig. 12: come si può vedere, il montaggio non presenta particolari difficoltà, sia per lo scarso numero di componenti, sia per la semplicità dei collegamenti. I vari componenti dovranno essere inseriti sul circuito stampato visibile in fig. 11 a grandezza naturale; per rendere agevole la individuazione e la sistemazione di ogni elemento; sulla piastra del circuito è anche riportato il disegno serigrafico.

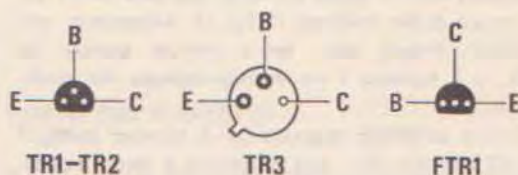
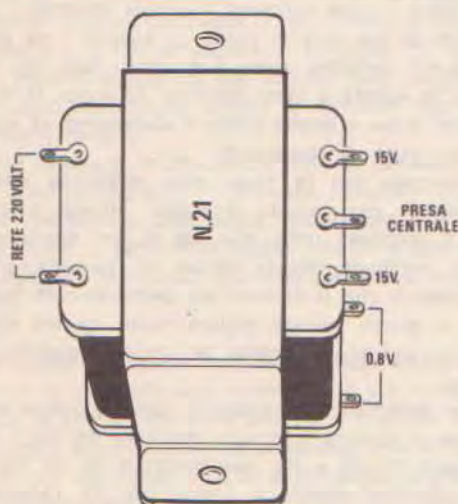


Fig. 14 Connessioni, viste dal lato in cui fuoriescono dal corpo, dei transistor impiegati in questo montaggio. Di lato il trasformatore n. 21 necessario per alimentare l'orologio. Si consiglia prima di inserirlo, di controllare le tensioni presenti sui secondari, in quanto non si può escludere che anche un'industria possa sbagliarsi nel collegare i vari secondari ai relativi terminali.

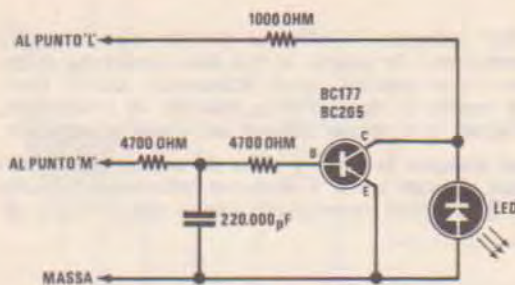


Fig. 15 Per tarare l'oscillatore NE556 (o NE555) sulla esatta frequenza di rete si può utilizzare, come spiegato nell'articolo, un tester oppure il circuito qui riportato, collegandolo tra i punti M-L dello schema elettrico di fig. 2.

Il circuito stampato necessario per questa realizzazione è a doppia faccia, dispone cioè di piste di rame su entrambi i lati: perciò la prima operazione da compiere è proprio quella di collegare fra di loro le piste superiori e quelle inferiori, utilizzando dei corti spezzoni di filo di rame nudo. Attenzione che il filo sia senza smalto: ci è infatti capitato parecchie volte di dover riparare dei montaggi in cui il lettore per effettuare questi ponticelli aveva usato del rame smaltato, non ottenendo così nessun collegamento a causa dell'isolante. Prima di effettuare la connessione, perciò, raschiate con carta smeriglio lo spezzone di rame, e, una volta fatta la saldatura, controllate con un ohmetro che fra le due piste vi sia un buon collegamento. Ovviamente, abbiate cura di non tralasciare alcun ponticello, la mancanza di uno solo può impedire all'orologio di funzionare.

Sistematelo quindi in seguito lo zoccolo a 24 piedini relativo all'integrato TMS3834 e quello a 14 piedini relativo all'NE556; i due integrati non possono essere poi infilati a caso, ma vanno disposti in modo che la tacca presente sul loro corpo sia orientata come mostrato in fig. 12. Attenzione: sull'NE556, invece della tacca potrete trovare un foro, o il numero 1 (in corrispondenza del piedino 1).

Vicino all'NE556 montate poi il trimmer multigiri da 50.000 ohm R21, che ci servirà a tarare l'oscillatore esattamente sulla frequenza di 50 Hz; sistemate quindi i vari transistor, avendo cura di non scambiare i terminali E-B-C, ed infine saldate i condensatori, le resistenze, i diodi zener ed il ponte raddrizzatore RS1. Un discorso a parte va fatto per il fototransistor FTR1, che si distingue facilmente dagli altri perché è trasparente; sappiamo infatti che tale transistor deve essere colpito dalla luce ambiente, per poter regolare la luminosità delle valvole nixie. Esistono allora due

alternative, a vostra scelta: la prima è quella di sistemarlo direttamente sul circuito stampato, di fianco alla nixie V1, e di aprire poi in corrispondenza un foro adeguato nel mobile che racchiuderà il nostro orologio; la seconda è quella di applicare il transistor esternamente, magari di lato, collegandone poi i tre terminali al circuito stampato mediante degli spezzoni di filo di rame isolato in plastica.

E veniamo ora alle nixie, il cui montaggio costituisce forse la parte più laboriosa dell'intera realizzazione: i terminali di ognuna di esse vanno infatti sistemati in due file parallele di 7 fori ciascuna, come si può vedere in fig. 12, e naturalmente questa sistemazione non va fatta a caso, ma occorre rispettare un ben determinato ordine. L'operazione, comunque, anche se richiede una certa pazienza non è difficile. Prendendo come riferimento il lato frontale, cioè quello su cui appariranno i sette segmenti luminosi, dividete i 14 piedini di una nixie in modo da averne 7 da una parte e 7 dall'altra, come è mostrato nella fig. 13, dove la valvola è vista dall'alto. Al solito, le due guaine rosse e quella gialla vi aiuteranno ad avere un punto di riferimento.

Sistematelo poi la nixie nella posizione corrispondente del circuito stampato, infilate le due file di terminali nelle due file di fori corrispondenti, verificate che la valvola sia perfettamente verticale e che il numero sia perfettamente frontale, e quindi saldate. Naturalmente, queste operazioni andranno ripetute per tutte e quattro le nixie.

Per terminare il montaggio, occorre infine collegare al circuito stampato, mediante dei fili, i tre pulsanti P1, P2 e P3, due deviatori S2 ed S3, il commutatore rotativo a 4 posizioni S1, l'altoparlante, la pila, ed i due secondari del trasformatore di alimentazione. Prima di effettuare le con-

nessioni relative al trasformatore, vi consigliamo di controllare con un tester l'esatto valore delle tensioni che questo fornisce, specie per quanto riguarda il secondario da 0,8 volt, in modo da non avere poi spiacevoli sorprese quando accenderete l'orologio: non è infatti raccomandabile applicare 15 o 30 volt ad un filamento che necessita di una tensione inferiore ad 1 volt.

Per quanto riguarda l'altoparlante, vi consigliamo di usarne uno da 100-200 milliwatt, con impedenza da 4 a 16 ohm e diametro di circa 3-5 cm; grazie alle modeste dimensioni, potrete inserirlo direttamente all'interno del mobile dell'orologio. Comunque, nulla vieta di usare anche un altoparlante più potente, per esempio da 5-10 watt, ovviamente completo di cassa acustica ad alta fedeltà.

MESSA A PUNTO E TARATURA

A questo punto, terminata la realizzazione pratica, potete fornire tensione all'orologio: i numeri si accenderanno di un bel colore verde smeraldo, ma l'orologio resterà fermo; e questo non perché abbiate commesso qualche errore di montaggio, ma perché l'integrato TMS3834 non parte mai spontaneamente la prima volta che viene alimentato. Questo imprevisto è capitato anche a noi, e ci ha lasciati un po' sorpresi, perché le indicazioni tecniche fornite dalla casa non ne facevano alcun cenno; comunque abbiamo subito individuato cosa è necessario fare per sbloccare l'integrato. La prima volta che questo viene alimentato, perciò, occorre ruotare il commutatore S1A-S1B nella posizione 2 di « messa a punto sveglia » oppure in quella 3 di « messa a punto orologio », e quindi pigiare il pulsante P1 delle ore oppure quello P2 dei minuti: così facendo, l'orologio comincerà subito a contare regolarmente il tempo.

Per ottenere la precisione che si richiede ad un orologio digitale, occorre poi compiere un'ultima operazione, cioè tarare l'oscillatore a 50 Hz dell'NE556 in modo che oscilli proprio a tale frequenza. Per far questo potremo procedere in due modi.

1° modo. Prendete un tester, predisponetelo per misure in alternata con portata di 15 volt a fondo scala, e collegatelo fra i due punti L ed M indicati sullo schema elettrico; accendete quindi l'orologio. Lo strumento indicherà un valore qualsiasi di tensione compreso fra 10 e 14 volt; ruotate allora il trimmer multigiri R21 fino a trovare la po-

sizione di minima tensione, che presumibilmente sarà compresa fra i 7 e i 9 volt. Per chiarire il discorso, facciamo un esempio. Supponiamo che all'inizio lo strumento, inserito fra L ed M, indichi 11 volt; cominciate allora a ruotare il trimmer: girandolo in un senso, vedrete che la tensione tenderà ad aumentare, girandolo nel senso opposto invece la tensione tenderà a diminuire. Continuerete allora a ruotare in quest'ultima direzione: otterrete quindi dei valori sempre decrescenti di tensione, 10,5, 10, 9,5, 9, 8,8 volt. A un certo punto vi accorgete che continuando a girare il trimmer la tensione tornerà ad aumentare: ad esempio, dopo 8,8 volt, otterrete 9, poi 9,5, e così via. Riportate allora il trimmer nella posizione corrispondente a 8,8 volt, cioè nella posizione di minimo: in queste condizioni, la frequenza dell'onda quadra generata dall'oscillatore locale varrà esattamente 50 Hz.

2° modo. Questo secondo sistema richiede la realizzazione del semplice circuito indicato in fig. 15, composto essenzialmente da un transistor al silicio PNP (BC177, o BC205) e da un diodo led. Collegate al punto L il terminale corrispondente alla resistenza da 1.000 ohm, al punto M il terminale corrispondente alla resistenza da 4.700 ohm, ed a massa il terzo terminale: vedrete il led accendersi (se ciò non accadesse, verificate di non aver invertito i suoi due terminali). Ruotate allora il trimmer R21 fino a trovare il punto in cui il led si spegne: l'oscillatore dell'NE556 sarà allora perfettamente accordato sulla frequenza di 50 Hz.

COSTO DEL PROGETTO

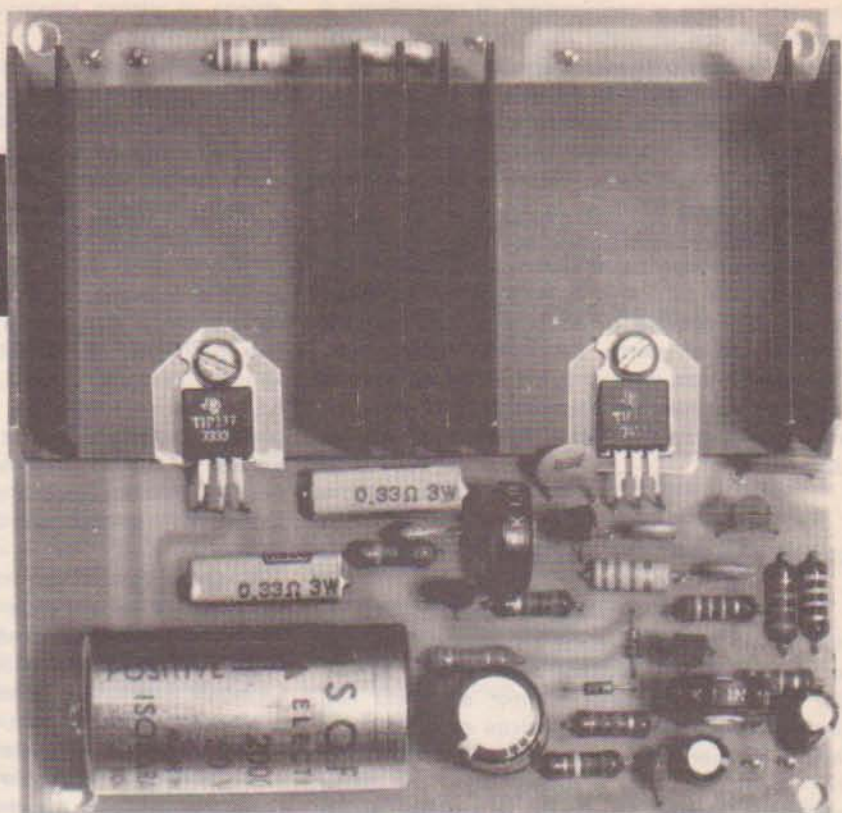
Il solo circuito stampato LX181 già forato L. 3.900

L'orologio completo, cioè circuito stampato, valvole nixie, integrati, resistenze, condensatori, altoparlante, deviatori, transistor, fototransistor, commutatori, diodi zener, ponte raddrizzatore . . . L. 37.000

I prezzi sopra elencati non comprendono le spese postali.

UN

Foto dall'amplificatore da 20 watt. Si notino le miche isolanti poste sotto ai due transistor darlington, indispensabili se l'aletta di raffreddamento è unica per i due finali.



I lettori che seguono assiduamente la nostra rivista, avranno già trovato su queste pagine diversi schemi di amplificatori in grado di soddisfare le più svariate esigenze.

Questi schemi vengono da noi progettati di volta in volta cercando di seguire il più possibile l'evoluzione della tecnica, cioè cercando di impiegare sempre componenti e soluzioni circuitali d'avanguardia.

Non molto tempo fa, ad esempio, vi è stato presentato un amplificatore da 60 watt che impiega come transistor finali due transistor Darlington i quali, come ormai tutti saprete, sono in grado di amplificare la corrente che viene loro mandata in base fino a circa 3.000-4.000 volte, cioè di fornire un'amplificazione in corrente notevolmente superiore a qualsiasi tipo di transistor singolo esistente in commercio.

Il Darlington infatti, come potrete vedere in fig. 1, contiene al suo interno un transistor finale più un transistor pilota completi di relative resistenze di polarizzazione per cui, oltre a fornire un guadagno di corrente elevatissimo, solleva anche il progettista dall'oneroso compito di ricercare un transistor pilota che si adatti perfettamente al fina-

le, offrendo pertanto maggiori garanzie di un corretto funzionamento del circuito.

Visto quindi il successo ottenuto da questo 60 watt e constatati i vantaggi che si possono ottenere dall'utilizzazione del Darlington, abbiamo deciso di proporvi un nuovo schema, questa volta di potenza un po' più limitata, il quale, pur conservando tutti i pregi derivanti dall'adozione di questi nuovi componenti, permetterà un certo risparmio sul costo degli altoparlanti e delle casse acustiche, nonché del trasformatore di alimentazione. Inutile nascondere che la dinamica del segnale che si può ottenere con un 20 watt è inferiore a quella che invece ci viene fornita da un 40 o da un 60 watt, ma è anche vero che questi ultimi due tipi di amplificatori non verranno mai sfruttati al massimo se l'ambiente d'ascolto è il vostro mini-salotto, cioè un ambiente piuttosto ristretto e per lo più a contatto con vicini la cui quiete domestica è un diritto da rispettare.

In questi casi conviene quindi «ripiegare» (anche se questa non è la parola più appropriata perché i risultati che si ottengono sono all'incirca i medesimi ma con una spesa molto più bassa) su amplificatori di potenza un po' più modesta come

Un semplice ma perfetto amplificatore che impiega come finali due transistor Darlington, in grado di fornire in uscita una potenza efficace di 20 watt con un segnale massimo d'ingresso di 500 millivolt.

20 WATT in DARLINGTON

potrebbe essere questo 20 watt, oppure il 15 watt presentato sul n. 37, i quali sono stati appunto progettati in previsione di questa evenienza.

I due Darlington utilizzati in questo 20 watt sono rispettivamente il TIP110 (di tipo NPN) e il TIP117 (di tipo PNP) per i quali la Casa Costruttrice, la TEXAS, garantisce (e noi stessi abbiamo verificato con molteplici prove che questo dato corrisponde a verità) un guadagno minimo di corrente pari a 500 volte (con 2 amper di corrente di collettore).

Questo è sufficiente a garantire che in ogni caso si otterranno sempre, per questo amplificatore, le caratteristiche minime di funzionamento che ora elenchiamo:

- Potenza massima efficace = 20 watt.
- Potenza massima musicale = 25 watt.
- Potenza massima di picco = 40 watt.
- Tensione di alimentazione = 38 volt.
- Assorbimento a riposo = 25-30 milliamper.
- Assorbimento alla max. potenza = 1 amper.

- Sensibilità per la max. potenza = 0,5 volt eff.
- Rapporto segnale-rumore = magg. di 70 dB.
- Impedenza d'ingresso = 40.000 ohm.
- Impedenza di carico = 4 ohm.
- Distorsione armonica a 20 watt = 0,1%.
- Distorsione armonica a 10 watt = 0,08%.
- Banda passante = da 25 Hz a 50.000 Hz.

Esaminando questi dati (che, ripetiamo, sono dati di minima che riuscirete in ogni caso ad ottenere anche con componenti al limite della tolleranza) noteremo immediatamente che la massima potenza di uscita si ottiene con un segnale in ingresso di 500 millivolt efficaci (1,4 volt picco-picco) per cui, se il preamplificatore che collegherete a monte di questo stadio ha una uscita di ampiezza superiore a quanto appena detto, dovrete dosarne l'uscita fino a rientrare al di sotto di questo limite massimo, altrimenti correrete il rischio di far saturare lo stadio finale del nostro

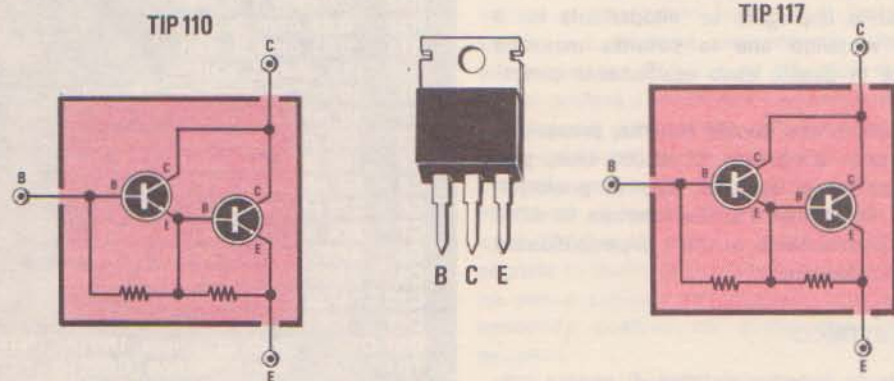
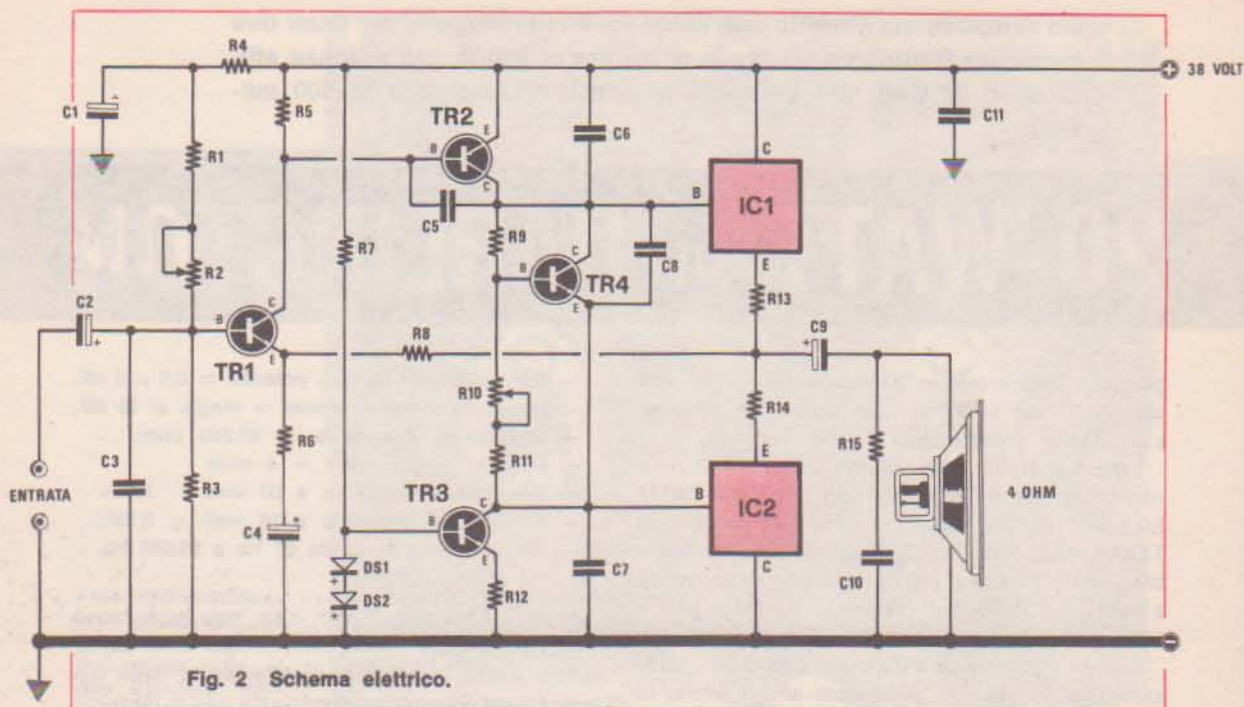


Fig. 1 Un darlington internamente è costituito da un transistor finale più un pilota completo delle resistenze di polarizzazione. Per la realizzazione dell'amplificatore da 20 watt si è impiegato un darlington NPN (TIP110) ed uno PNP (TIP117).



20 watt, con ovvie conseguenze sulla fedeltà della riproduzione acustica.

Vorremmo inoltre ricordare che la banda passante da noi indicata è quella relativa alla massima potenza mentre impiegando il circuito per segnali di basso livello, tale banda deve ritenersi estesa ben oltre questi limiti e più precisamente da 25 Hz fino a circa 100.000 Hz. L'altoparlante da applicare in uscita al nostro amplificatore deve avere, come abbiamo detto, un'impedenza di 4 ohm ma è pure possibile impiegare un altoparlante da 8 ohm, fermo restando che la potenza massima d'uscita verrà in questo caso esattamente dimezzata.

Da notare infine che questo schema, presentando un'impedenza d'ingresso di 40.000 ohm, può essere accoppiato a qualsiasi tipo di preamplificatore con impedenza d'uscita inferiore ai 4.000 ohm, quindi praticamente a tutti i preamplificatori esistenti in commercio.

SCHEMA ELETTRICO

Analizzando lo schema elettrico di questo amplificatore (visibile in fig. 2) noteremo immediatamente che è stato adottato uno stadio d'ingresso di tipo «single ended», anziché di tipo differenziale come invece avevamo fatto nel «60 watt», in quanto questa volta si fa uso di alimentazione

R1 = 33.000 ohm 1/2 watt
 R2 = 47.000 ohm trimmer
 R3 = 120.000 ohm 1/2 watt
 R4 = 33.000 ohm 1/2 watt
 R5 = 1.500 ohm 1/2 watt
 R6 = 270 ohm 1/2 watt
 R7 = 33.000 ohm 1/2 watt
 R8 = 4.700 ohm 1/2 watt
 R9 = 2.200 ohm 1/2 watt
 R10 = 1.000 ohm trimmer
 R11 = 1.000 ohm 1/2 watt
 R12 = 82 ohm 1/2 watt
 R13 = 0,33 ohm 3 watt
 R14 = 0,33 ohm 3 watt
 R15 = 18 ohm 1 watt
 C1 = 10 mF elettrolitico 35 volt
 C2 = 10 mF elettrolitico 35 volt
 C3 = 470 pF ceramico a disco
 C4 = 100 mF elettrolitico 35 volt
 C5 = 68 pF ceramico a disco
 C6 = 270 pF ceramico a disco
 C7 = 270 pF ceramico a disco
 C8 = 47.000 pF ceramico a disco
 C9 = 2.000 mF elettrolitico 50 volt
 C10 = 47.000 pF poliestere
 C11 = 100.000 pF poliestere
 DS1-DS2 = diodi di silicio 1N914 - 1N4148
 TR1 = transistor NPN tipo BC207B - BC182B
 TR2 = transistor PNP tipo BC177B - BC212B
 TR3 = transistor NPN tipo BC207B - BC182B
 TR4 = transistor NPN tipo BC207B - BC182B
 IC1 = transistor darlington tipo TIP110
 IC2 = transistor darlington tipo TIP117
 Altoparlante 4 ohm 20-25 watt

singola (+ 38 volt) e non duale, e con un'alimentazione singola è questa la soluzione migliore.

Il segnale proveniente dal preamplificatore viene applicato, tramite il condensatore elettrolitico C2 da 10 mF (utilizzato per disaccoppiare in continua i due stadi) sulla base del transistor TR1 la cui polarizzazione può essere opportunamente variata agendo sul trimmer R2 del quale vedremo in seguito l'utilità.

Il condensatore C3, che troviamo applicato in parallelo alla resistenza R3, serve per cortocircuitare a massa eventuali segnali spurii ad A.F. captati inopinatamente dai fili di collegamento tra preamplificatore ed amplificatore.

L'amplificazione del transistor TR1 viene determinata dai valori delle resistenze R6 ed R8 collegate al suo emettitore, attraverso le quali una porzione ben determinata del segnale in uscita viene riportato in ingresso, ottenendo così una limitazione automatica del guadagno.

Il condensatore elettrolitico C4, inserito in questa rete di controreazione, data la sua alta capacità, serve solo come blocco per la continua ed ha quindi un'influenza assolutamente trascurabile sul guadagno dell'amplificatore alle varie frequenze, quest'ultimo essendo determinato, come abbiamo detto, solo dal valore ohmico di R6 ed R8.

Dal collettore di TR1 il segnale viene poi prelevato per essere applicato alla base del transistor TR2 la cui corrente di collettore viene mantenuta all'incirca costante nel tempo dal transistor TR3.

Sulla base di quest'ultimo transistor infatti è presente una tensione costante di 1,3-1,4 volt, determinata dalla somma delle cadute per polarizzazione diretta ai capi dei due diodi DS1 e DS2, per cui tale semiconduttore si trova a lavorare in pratica come un generatore di corrente costante.

Dal collettore di TR2 infine, il segnale opportunamente amplificato in tensione, viene mandato sulle basi dei due Darlington finali, indicati nello schema elettrico con la sigla IC1 ed IC2, ed il cui schema interno è visibile in fig. 1.



Fig. 3 Connessioni dei terminali dei transistor impiegati in questo progetto visti dal lato in cui fuoriescono dal corpo.

Tra le basi di questi due Darlington è inserito un ulteriore transistor (indicato con la sigla TR4) il cui compito specifico è quello di mantenere costante nel tempo la differenza di potenziale esistente fra la base di IC1 e la base di IC2 in modo da far loro assorbire (a riposo) sempre la stessa corrente.

In pratica quindi la tensione continua esistente fra queste due basi sarà espressa da:

$$V_{BB} = V_{BE} \times (R9 + R10 + R11) : (R10 + R11)$$
 dove con V_{BE} si è indicata la tensione base-emettitore del transistor TR4.

Inutile ripetere che i due Darlington fungono da amplificatori in corrente (IC1 per la semionda positiva e IC2 per quella negativa) contribuendo così in maniera decisiva ad accrescere la potenza del segnale fino al livello desiderato.

Il segnale da mandare in uscita, come noterete, viene prelevato dai loro emettitori tramite le resistenze R13 ed R14 ed avviato, attraverso il condensatore di disaccoppiamento C9, direttamente sull'altoparlante. Da notare che le resistenze R13 ed R14 (entrambe da 0,33 ohm 3 watt) fungono da parziale controreazione in modo da minimizzare le differenze di funzionamento fra i due finali e che la resistenza R15 e il condensatore C10 applicati in parallelo all'altoparlante servono per compensare le variazioni di impedenza di quest'ultimo al variare della frequenza.

Detto questo non ci resta che esaminare le funzioni svolte dai due trimmer R2 ed R10 dato che in precedenza avevamo sorvolato su questo argomento preferendo descrivere prima sommariamente il resto del circuito. Diremo quindi che il trimmer R2, permettendo di variare la polarizzazione di base del transistor TR1, ci permetterà anche di variare a piacimento (entro certi limiti) il valore continuo di tensione presente nel punto comune alle resistenze R13-R14 ed R8, cioè nel punto in cui si preleva l'uscita per l'altoparlante.

In questo punto infatti, dal momento che si utilizza un'alimentazione singola, è necessario sia presente un valore di tensione pari esattamente alla metà di quella di alimentazione (nel nostro caso $38 : 2 = 19$ volt) in modo da consentire al segnale in uscita di compiere la massima escursione senza saturare né lo stadio che agisce sulla semionda positiva né quello che agisce sulla negativa.

Volendo poi essere pignoli anche questo discorso non sarebbe rigorosamente esatto in quanto, a causa delle tolleranze dei componenti, può darsi che uno di questi due stadi abbia tendenza a saturare prima dell'altro per cui, all'atto pratico, potrebbe rivelarsi più opportuno fissare tale ten-

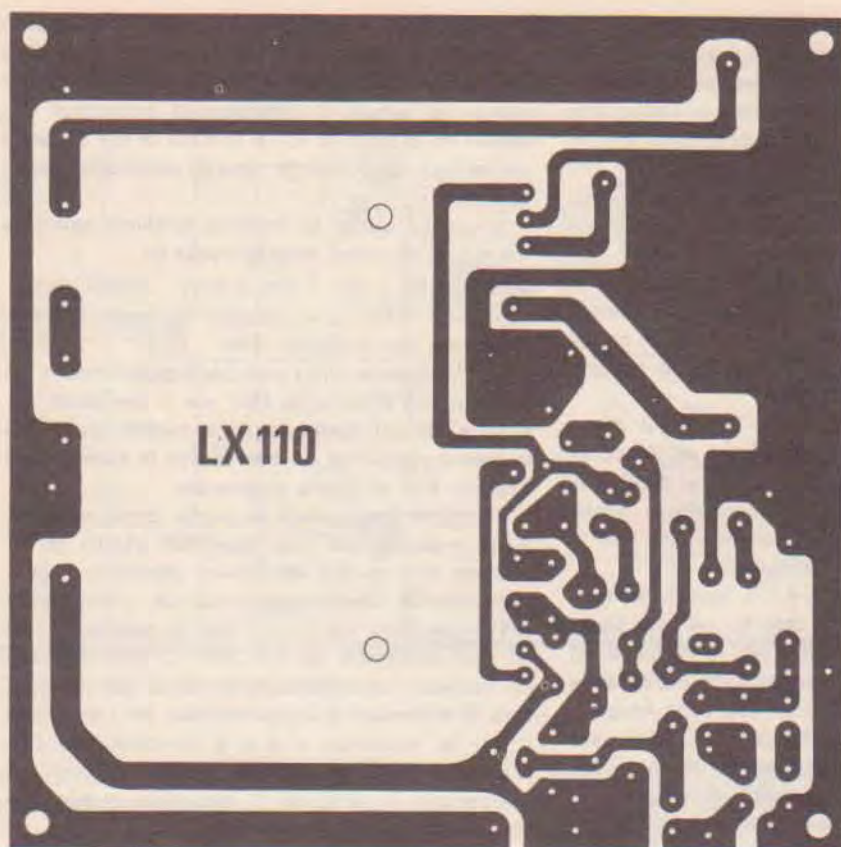


Fig. 4 Circuito stampato a grandezza naturale.

Fig. 5 (a destra) Schema pratico di montaggio dell'amplificatore. L'aletta di raffreddamento per i due transistor Darlington può risultare di forma diversa da quella presentata nella foto, anzi si potrebbero utilizzare anche due alette (una per ogni transistor).

sione sui 18 oppure sui 20 volt anziché sui 19 come vi abbiamo detto.

Per stabilire questo però occorre l'aiuto di un oscilloscopio e poiché sappiamo che ben pochi di voi lo possiedono, abbiamo pensato di consigliarvi questa soluzione la quale del resto non comporta svantaggi di sorta anche se non può definirsi ottimale.

Il trimmer R10 serve invece, come molti di voi avranno già capito, per regolare l'assorbimento a riposo del circuito.

Il suo valore ohmico infatti rientra in quella formula che vi abbiamo fornito in precedenza a proposito della differenza di potenziale esistente fra le basi dei due Darlington e più precisamente se il cursore di tale trimmer viene ruotato in modo da aumentare la resistenza inserita sulla base di TR4, la V.BB tende a diminuire, mentre se lo si ruota in maniera da diminuire tale resistenza, la V.BB tende ad aumentare.

Un aumento della V.BB si traduce però in un aumento della corrente di base dei due Darlington e di conseguenza in un aumento sull'assorbimento totale del circuito il quale, a riposo, deve risultare di 25-30 milliamper.

REALIZZAZIONE PRATICA

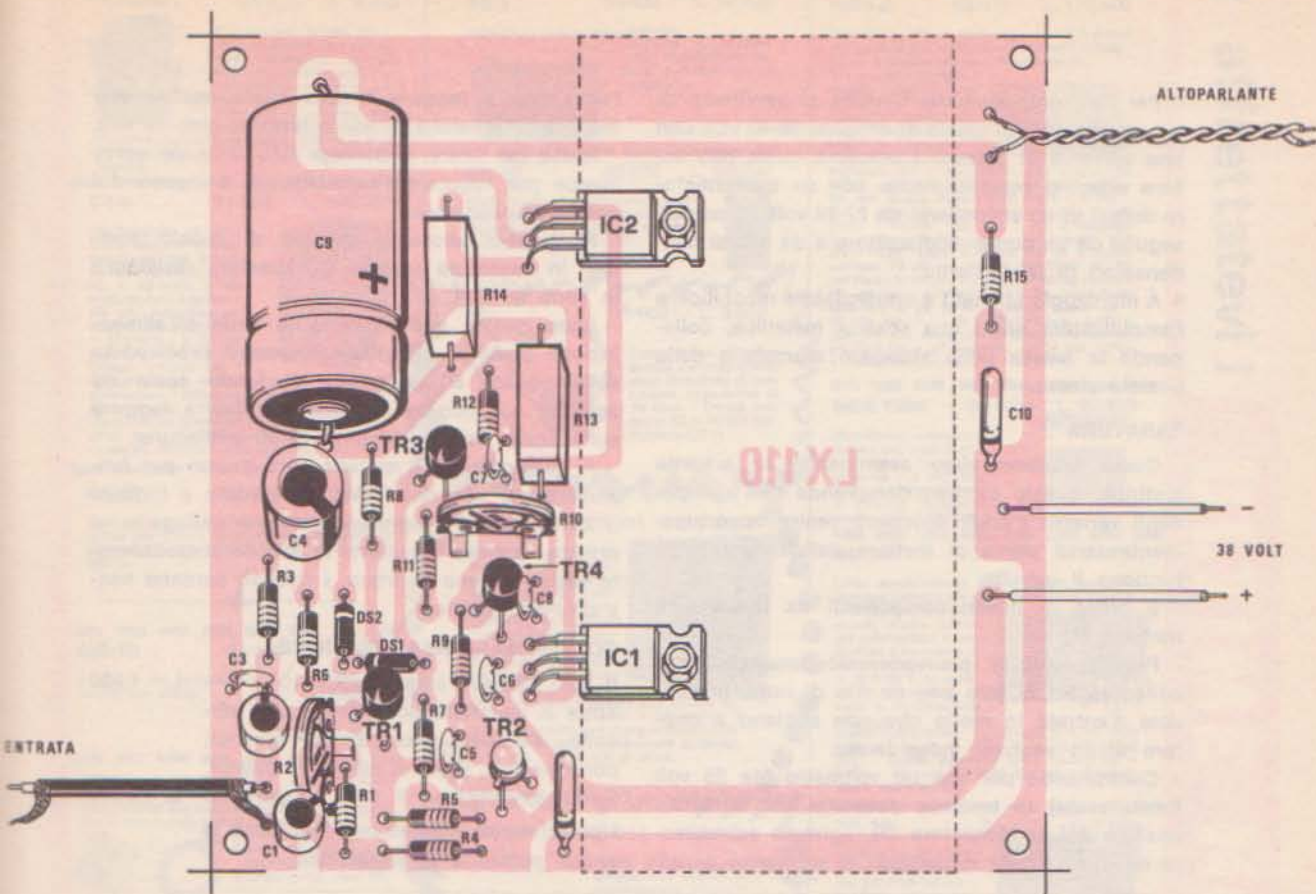
Anche per questo progetto è disponibile il circuito stampato denominato LX110 e visibile a grandezza naturale in fig. 4.

Su tale circuito troveranno alloggio tutti i componenti compresa l'aletta di raffreddamento di cui dovranno necessariamente essere dotati i due Darlington finali IC1 e IC2 onde permetter loro di dissipare il calore generato.

Questa aletta dovrà venire sistemata sulla parte destra del circuito stampato collocandola all'interno dell'area tratteggiata. Sopra di essa fisseremo i due transistor summenzionati in modo che la loro parte metallica aderisca al metallo dell'aletta e fissando il tutto con due viti di lunghezza sufficiente a serrare l'un contro l'altro transistor, aletta di raffreddamento e circuito stampato.

Fra le due superfici metalliche a contatto dovremo ovviamente interporre una laminetta isolante di mica altrimenti porremo in cortocircuito i collettori dei due Darlington.

Prima comunque di preoccuparsi dell'aletta sarà bene effettuare il montaggio di tutti gli altri componenti a cominciare dalle resistenze che dovranno



no essere inserite negli appositi fori non senza prima averne controllato il valore con un ohmetro: è infatti molto facile confondere i colori di codice (che possono anche essere scoloriti) ed inserire quindi una resistenza al posto di un'altra.

Tutte le resistenze dovranno risultare con il corpo aderente alla vetronite dello stampato, fatta eccezione per R13 ed R14 che dovranno esser tenute sollevate di 1 o 2 mm, al massimo in quanto debbono dissipare una discreta quantità di calore.

Dopo le resistenze sarà la volta dei condensatori, dei diodi (attenzione che diodi e condensatori elettrolitici hanno una polarità da rispettare) e dei due trimmer R2 ed R10.

Per ultimi si dovranno montare i transistor i quali, anche se hanno solo tre terminali, sono pur sempre i componenti che destano maggiori preoccupazioni nel dilettante il quale talvolta può trovarsi indeciso nel determinare qual è l'emettitore, quale la base e quale il collettore.

Non dovete comunque preoccuparvi per questo in quanto su ogni circuito stampato è riportato con vernice indelebile il disegno serigrafico di tutti i componenti e per i transistor è chiaramente indicata la direzione verso cui deve risultare ri-

volta la tacca di riferimento presente sul loro involucro (per i transistor metallici come TR2) oppure la smussatura per i transistor con involucro plastico come TR1-TR3 e TR4.

Il collegamento d'ingresso col preamplificatore andrà realizzato utilizzando uno spezzone di cavetto schermato la cui calza metallica dovrà risultare elettricamente collegata alla massa dei due circuiti.

Per il collegamento con l'altoparlante sarà invece sufficiente utilizzare una treccia di filo di rame ricoperto in plastica la quale però dovrà risultare di diametro sufficiente a sopportare la corrente di circa 1 ampere che l'attraverserà alla massima potenza.

Cercate quindi di utilizzare per questo scopo un filo di diametro almeno 0,8 mm. e lo stesso dicasi per il collegamento di alimentazione il quale dovrà sopportare una corrente leggermente maggiore.

Come altoparlante dovrete utilizzarne uno da 4 ohm di impedenza caratteristica perché, come abbiamo detto nell'introduzione, impiegando il tipo da 8 ohm non si riusciranno più ad ottenere i 20 watt massimi che il circuito è in grado di erogare, bensì solo la metà di questa potenza.

Per l'alimentazione del circuito ci serviremo di un alimentatore in grado di erogare 38-40 volt con una corrente di almeno 1 amper il quale può essere ottenuto semplicemente con un trasformatore dotato di un secondario da 27-28 volt 1,5 amper, seguito da un ponte raddrizzatore e da grossi condensatori di livellamento.

A montaggio ultimato è consigliabile racchiudere l'amplificatore entro una scatola metallica, collegando la massa dello stampato al metallo della scatola stessa.

TARATURA

Come abbiamo visto esaminando lo schema elettrico, questo circuito comprende due componenti variabili i quali dovranno venire opportunamente tarati prima di mettere definitivamente in funzione il circuito.

Il primo di questi componenti da tarare è il trimmer R2.

Per far questo provvederemo innanzitutto a collegare fra di loro con un filo di rame le boccole d'entrata in modo che non abbiano a captare alcun segnale indesiderato.

Controllando poi con un voltmetro (da 25 volt fondo scala) la tensione presente sul terminale positivo del condensatore C9, agiremo sul cursore del trimmer R2 ruotandolo in un senso o nell'

l'altro fino a leggere in tale punto esattamente metà della tensione di alimentazione, cioè 19 volt.

Resta da tarare il trimmer R10 il quale serve invece per regolare l'assorbimento a riposo del nostro amplificatore.

Ruoteremo allora il cursore di questo trimmer in modo da inserire la massima resistenza in serie ad R11.

Fatto questo applicheremo in serie all'alimentazione positiva un milliamperometro predisposto sulla portata 50 miliampere di fondo scala ed agiremo sul cursore del trimmer fino a leggere sulla scala dello strumento 25-30 miliampere.

A questo punto il circuito sarà pronto per funzionare per cui, dopo aver provveduto a togliere il cortocircuito d'ingresso, potremo collegarlo al preamplificatore e metterci in ascolto comodamente seduti su una poltrona. I risultati saranno senz'altro soddisfacenti.

COSTO DELLA REALIZZAZIONE

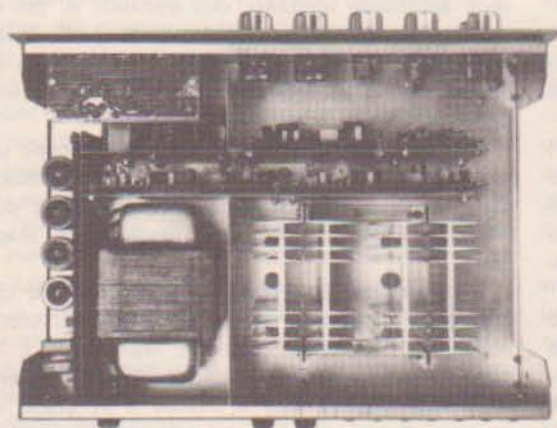
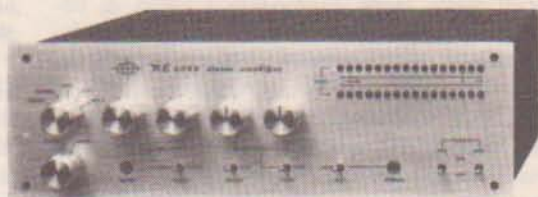
Il solo circuito stampato LX110 . . . L. 1.800

Tutto il materiale occorrente, cioè circuito stampato, resistenze, trimmer, condensatori, diodi al silicio, transistor, Darlington escluso il solo altoparlante L. 12.000

I prezzi sopra elencati non includono le spese postali e di spedizione.

La C.E.C. via Filippo Arena 37 ROMA

vi presenta un elegante
MOBILE METALLICO
per **AMPLIFICATORE**
da **60 + 60 Watt** completo
di alimentatore - preamplificatore e
VISUALIZZATORI a diodi led



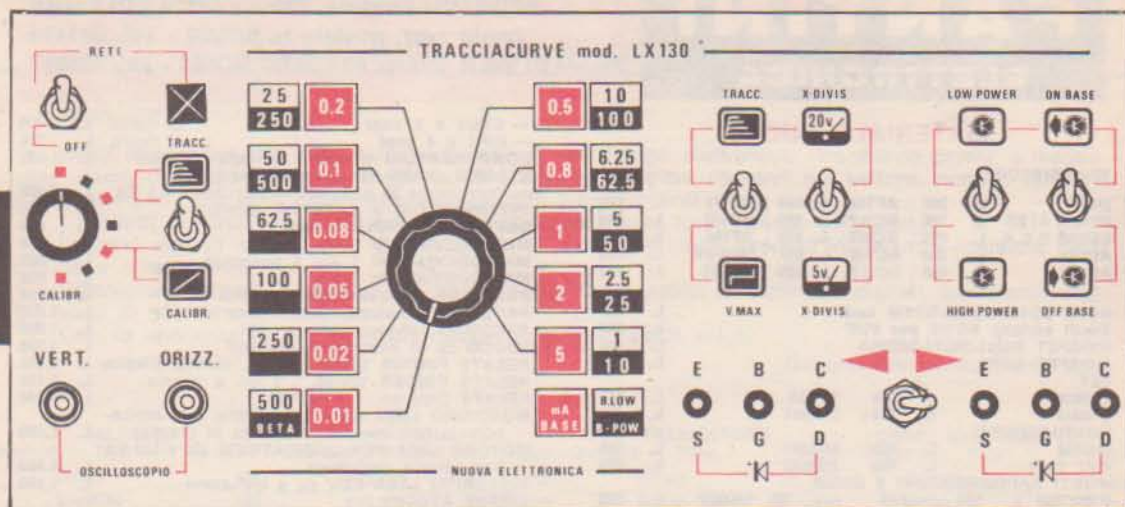
CARATTERISTICHE

LARGHEZZA	cm 38
PROFONDITÀ	cm 26
ALTEZZA	cm 12

pannello frontale anodizzato e forato completo di scritte, schermi divisore per i preamplificatori, viti, distanziatori, coperchio in lamina verniciata plastificata.

L. 22.000 più spese postali

Nella foto:
come vengono disposti i due LX139 i due pre LX138 A-B, l'alimentatore LX140 e il visualizzatore a LED LX153 della rivista Nuova Elettronica.



MISURE PRATICHE **sui TRANSISTOR**

Negli articoli apparsi sui numeri precedenti vi abbiamo spiegato come sia possibile, con il nostro tracciacurve, determinare il BETA di un transistor, individuarne i tre terminali E-B-C, scoprirne la natura di tipo PNP o NPN, oppure ancora confrontare fra di loro le caratteristiche di due transistor diversi in modo da poter individuare coppie selezionate di semiconduttori.

Oggi invece vogliamo illustrarvi come da queste curve caratteristiche si possa calcolare il valore delle resistenze di base e di collettore necessarie a far funzionare un transistor come amplificatore lineare. Per progettare correttamente uno stadio amplificatore bisogna infatti fidarsi sì della pratica ma nello stesso tempo fare appello anche alla teoria la quale ci dice che per utilizzare nel migliore dei modi un transistor occorre innanzitutto conoscerne le sue curve caratteristiche e su queste curve calcolare i valori delle resistenze di polarizzazione e di carico.

Pertanto, o si possiedono le curve caratteristiche fornite dalla Casa costruttrice, oppure le si ricavano caso per caso con un tracciacurve. È ovvio comunque che se si desidera realizzare qualche progetto un po' raffinato, la soluzione migliore rimane sempre quella di ricavarsi direttamente le caratteristiche del semiconduttore di cui si è in possesso in quanto sappiamo che da un componente all'altro possono esserci differenze anche notevoli rispetto a ciò che le industrie riportano sui manuali.

Infatti se prendiamo un certo numero di tran-

sistor, della stessa marca e con identica sigla, e ne misuriamo le caratteristiche, otterremo tanti valori diversi distribuiti attorno al valor medio fornito dal costruttore.

Così, se per un transistor la Casa costruttrice dichiara un «beta» tipico di 230, misurandone una decina possiamo star certi che ne troveremo con un beta di 115-240-180-390-215 ecc., cioè valori uno diverso dall'altro, per cui risulta ovvio che progettando un circuito in base al valore nominale ricavato da un manuale, otterremo in pratica dieci progetti con caratteristiche diverse, risultando diverse le caratteristiche dei transistor.

Premesso questo, possiamo analizzare brevemente quali sono i problemi più comuni che si possono presentare a chiunque si accinga a progettare uno stadio amplificatore:

- 1) Come si può ottenere che uno stadio guadagni 50 oppure 100 volte?
- 2) Qual è l'ampiezza massima del segnale da applicare in ingresso perché lo stadio non saturi?
- 3) Qual è l'ampiezza massima del segnale indistorto in uscita?
- 4) Perché taluni amplificatori distorcono su una sola semionda?
- 5) Qual è il punto di lavoro migliore per il transistor?
- 6) Quale differenza passa tra un transistor che lavora sulla prima curva e uno che lavora sulla seconda?
- 7) Qual è la massima corrente da applicare sul-

In questo articolo vi illustriamo come risulti possibile calcolare i valori ottimali delle resistenze di polarizzazione di un transistor quando si possa disporre delle sue curve caratteristiche, in modo da farlo funzionare nelle condizioni ideali di lavoro.

COME USARE il TRACCIACURVE

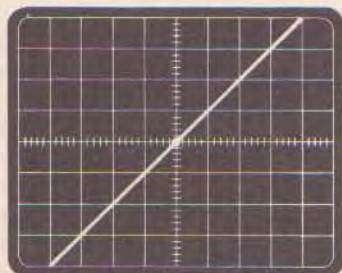


Fig. 1 La prima operazione da compiere quando si usa il tracciacurve sarà sempre la calibratura degli assi in modo da far apparire sullo schermo dell'oscilloscopio una riga diagonale inclinata esattamente di 45 gradi.

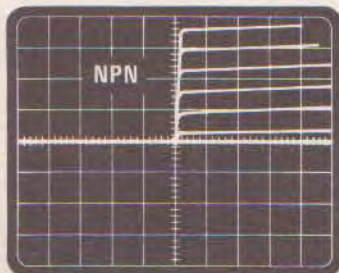


Fig. 2 Analizzando un transistor, se questo è di tipo NPN, le curve come vedesi in questa foto, dal centro dello schermo si espanderanno verso destra e verso l'alto. Con alcuni oscilloscopi invece la traccia potrà salire verso sinistra.

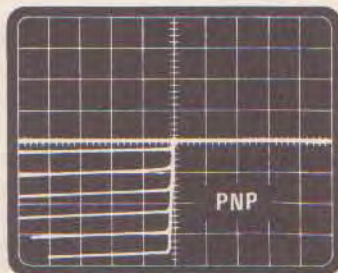


Fig. 3 Tutti i transistor PNP daranno luogo, sullo schermo dell'oscilloscopio, a delle curve che dal centro si espandono in basso verso sinistra. In alcuni oscilloscopi invece la traccia potrà apparire rivolta verso il basso a destra.

la base e se si eccede questo limite cosa succede?

8) Perché in taluni schemi si applica una resistenza sull'emettitore?

9) Quali sono i fattori che determinano l'impedenza d'ingresso di uno stadio?

A tutti questi interrogativi cercheremo di dare una risposta esauriente nei paragrafi che seguono.

CALIBRAZIONE DELLE SCALE DI LETTURA

Poiché nelle applicazioni che ci accingiamo a descrivere occorre conoscere con esattezza i valori di tensione e di corrente che intervengono nei calcoli, è necessario eseguire, come già vi abbiamo ampiamente spiegato sul n. 40-41 a pag. 301 oppure sul n. 42-43 a pag. 121, un'accurata calibratura degli assi, in modo che sullo schermo appaia una traccia inclinata esattamente a 45° come vedesi in fig. 1.

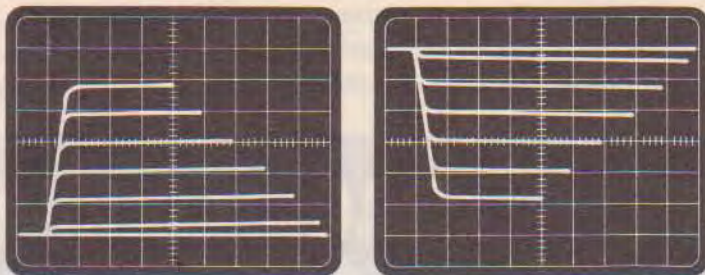
Raggiunta tale condizione potremo affermare che:

ogni centimetro dell'asse orizzontale corrisponde a 1 volt;

ogni centimetro dell'asse verticale corrisponde a 5 milliamperè quando il deviatore LOW-HIGH si trova sulla posizione LOW, oppure a 50 milliamperè quando tale deviatore è spostato verso HIGH POWER.

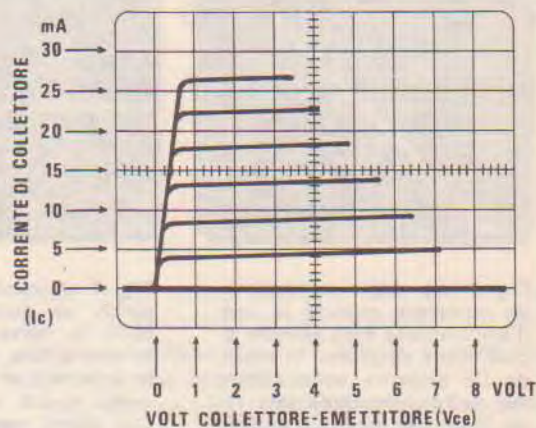
Effettuata la calibratura degli assi, il nostro tracciacurve sarà pronto per analizzare i transistor di cui vogliamo ricavarci le curve caratteristiche. Procedendo come indicato sul n. 42-43 a pag. 123, se il transistor è un NPN, appariranno delle curve che vanno verso l'alto, mentre se è un PNP, tali curve andranno verso il basso (vedi fig. 2 e fig. 3).

Una volta che sullo schermo siano comparse queste curve, la successiva operazione da compiere sarà quella di agire sui comandi di spostamento orizzontale e verticale dell'oscilloscopio per portare il « punto ZERO » nell'angolo in basso a sinistra per i transistor NPN, oppure nell'angolo in alto a destra per i transistor PNP (vedi fig. 4 e fig. 5), in modo che tutte le sei curve risultino comprese all'interno dello schermo.



Figg. 4-5 Per meglio analizzare le curve del transistor, dovremo spostare la traccia (agendo sui comandi dell'oscilloscopio) tutta a sinistra se si tratta di un NPN o tutta a destra se si tratta di un PNP.

Fig. 6 Per poter eseguire i nostri calcoli dovremo ricopiare su carta millimetrata le curve riprodotte sullo schermo dell'oscilloscopio, tenendo presente che ogni cm. verticale equivale ad una corrente di collettore di 5 mA e ogni cm. orizzontale a una tensione collettore/emettitore di 1 volt.



A questo punto, poiché le curve caratteristiche ci serviranno per effettuare su di esse dei calcoli matematici dalla cui precisione dipenderà il buon funzionamento del circuito, sarà bene armarsi di carta millimetrata e matita e, dopo aver disegnato una coppia di rette perpendicolari che serviranno come assi per il diagramma, ricopiare, rispettandone le dimensioni, le curve presenti sullo schermo (vedi fig. 6).

In corrispondenza ad ogni divisione dell'asse verticale (cioè ad 1 centimetro di distanza l'una dall'altra), segneremo i valori di corrente di collettore che gli competono (cioè 5 mA, 10 mA, 20 mA ecc.) ed in corrispondenza ad ogni divisione dell'asse orizzontale i rispettivi valori di tensione di collettore (cioè 1 volt, 2 volt, 3 volt, 4 volt ecc.).

Fatto questo avremo a disposizione tutto il materiale necessario per uno studio teorico del circuito che vogliamo realizzare, quindi potremo iniziare ad esaminare attentamente quali sono i risultati che vogliamo ottenere, quali sono i dati fissi del problema e quali le incognite.

DIMENSIONAMENTO DI UNO STADIO AMPLIFICATORE

Supponiamo quindi che il nostro problema sia quello di voler realizzare un circuito preamplificatore come quello visibile in fig. 7.

Per prima cosa dovremo collegare i terminali E-B-C del transistor scelto per questo progetto alle apposite boccole del tracciacurve ed osservarne le caratteristiche sullo schermo dell'oscilloscopio, (vedi fig. 8). Ottenute queste curve, le ricopieremo su un foglio di carta millimetrata, oppure su un semplice foglio di carta a quadretti secondo quanto spiegato in precedenza (vedi fig. 6).

Direttamente sullo schermo oppure sul nostro foglio potremo leggere i valori di tensione e di corrente corrispondenti ad ogni punto di tali curve e precisamente ad ogni centimetro dell'asse orizzontale (che costituisce l'asse delle tensioni collettore-emettitore VCE) corrisponderà 1 volt, mentre ad ogni centimetro di quello verticale (che si riferisce alla corrente di collettore I_c) corrisponderanno 5 milliampère.

Passeremo quindi al dimensionamento vero e proprio dello stadio preamplificatore cercando, per prima cosa, di individuare un opportuno valore della resistenza di collettore R3 (vedi fig. 7) dalla quale dipenderà la corrente massima erogabile dal transistor.

A questo proposito diremo subito che se per R3 si sceglie un valore troppo basso, si otterranno delle forti correnti di collettore ma si limiterà pure drasticamente il guadagno di tensione, mentre, al contrario, se sceglieremo un valore alto, abbasseremo eccessivamente la corrente di collettore costringendo il transistor a lavorare in una «zona» in cui le caratteristiche non risultano molto lineari, quindi si ha facilmente distorsione.

Tenendo conto di quella che è la massima dissipazione tollerabile dal transistor, si cercherà dunque di scegliere quel valore di R3 che meglio si addice al tipo di impiego del circuito (ad esempio se si desidera ottenere un elevato guadagno in tensione, si potrà impiegare una resistenza di valore compreso fra i 1.000 e i 10.000 ohm, mentre se si desidera un elevato guadagno in corrente la si può scegliere di valore inferiore a 1.000 ohm).

Nel nostro caso, volendo utilizzare il circuito come stadio preamplificatore universale (quindi essendo più interessati ad ottenere un guadagno in tensione che non in corrente) sceglieremo per R3 una resistenza da 2.200 ohm.

Fissato il valore di questa resistenza, è possibile ora conoscere il massimo valore che potrà assumere la corrente di collettore, infatti applicando la legge di Ohm al circuito e trascurando di proposito la corrente di base (che rispetto a quella di collettore è molto più bassa) otterremo:

$$V_{cc} = (R_3 \times I_c) + V_{CE} + (R_4 \times I_c)$$

dove:

V_{cc} = tensione di alimentazione

I_c = corrente di collettore

V_{CE} = tensione collettore-emettitore del transistor.

Da questa formula, considerando che la corrente massima di collettore si ha quando il transistor è in saturazione, cioè quando la V_{CE} è approssimativamente uguale a zero e supponendo, come in pratica avviene quasi sempre, che la caduta di tensione ai capi di R4 (cioè $R_4 \times I_c$) sia trascurabile rispetto a quella ai capi di R3 (cioè $R_3 \times I_c$) si ottiene:

$$V_{cc} = R_3 \times I_c$$

da cui:

$$I_{c \text{ max}} = V_{cc} : R_3$$

Se dunque scegliamo una tensione di alimentazione $V_{cc} = 10$ volt (tale scelta va fatta tenendo conto del massimo segnale che si vuole ottenere in uscita: con 10 volt di alimentazione si potrà ottenere un segnale di circa 7-8 volt picco-picco come indicato in fig. 9) avremo che:

$$I_{c \text{ max}} = V_{cc} : R_3$$

cioè:

$$10 : 2.200 = 0,0045 \text{ ampère} = 4,5 \text{ milliampère.}$$

Dai risultati ottenuti siamo ora in grado di affermare che la corrente di collettore non supererà in alcun modo, in qualunque condizione di funzionamento del circuito, il valore di 4,5 milliampère, quindi, prendendo in esame le caratteristiche di fig. 10, il transistor funzionerà sempre e solamente nella zona colorata in rosso.

È intuitivo a questo punto che lavorando il transistor al di sotto della prima traccia, le curve che abbiamo ottenuto in precedenza ci sarebbero di ben poco aiuto nei calcoli se non usassimo un accorgimento atto ad espandere sullo schermo questa prima zona in modo da poter vedere l'andamento delle curve caratteristiche al suo interno.

Per ottenere questo sarà sufficiente ruotare il commutatore della sensibilità verticale dell'oscilloscopio, dal valore originario di 0,1 volt, al valore

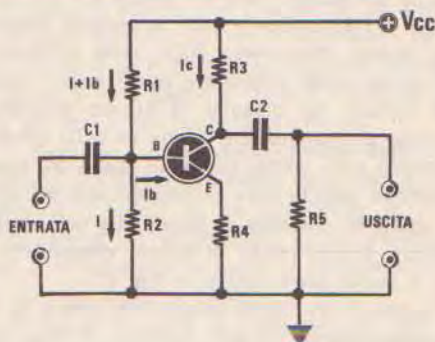
Fig. 7 In questa figura è riportato il circuito cui facciamo riferimento per i calcoli descritti nell'articolo.

$I + I_b$ = corrente base + corrente su R2

I = corrente che scorre su R2

I_b = corrente di base

I_c = corrente di collettore



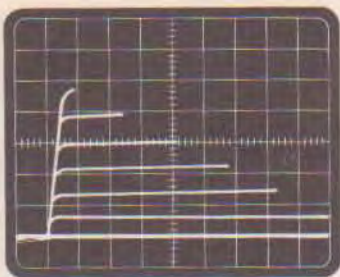


Fig. 8 La prima operazione da compiere per dimensionare uno stadio amplificatore è quella di ricavarsi le curve caratteristiche del transistor che si vuole utilizzare. Queste curve tuttavia non sono sufficienti a risolvere tutti i nostri problemi; quindi, come spiegato nell'articolo, occorrerà manipolarle in modo da renderle adatte ai nostri scopi.

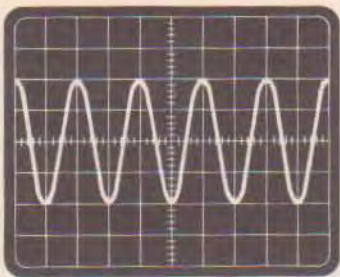


Fig. 9 È bene che il lettore tenga presente che la massima ampiezza picco/picco del segnale che si può prelevare sul collettore di un transistor non potrà mai superare la massima tensione di alimentazione. Ammesso per esempio che un transistor venga alimentato a 10 volt, in uscita potremo ottenere al massimo un segnale di 8-9 volt picco a picco, diversamente il segnale uscirà distorto.

di 0,02 volt, cioè amplificare di 5 volte tale sensibilità ottenendo di conseguenza che ogni cm. dell'asse verticale corrisponda ad 1 milliampère contro i 5 milliampère precedenti.

Coloro che possiedono un oscilloscopio la cui sensibilità massima sia ad esempio di 0,05 volt, dovranno accontentarsi di questo valore, ottenendo un'espansione della scala delle correnti pari a 2 volte anziché 5 (cioè si otterranno 2,5 milliampère x ogni quadretto anziché 1 milliampère x quadretto).

Così facendo sullo schermo compariranno solo due curve (vedi fig. 11) poiché bisogna tener presente che adesso ogni centimetro in verticale corrisponde ad 1 solo milliampère contro i 5 milliampère precedenti. Precisiamo tuttavia che provando un transistor con un beta più basso del nostro si potrebbero ottenere anche 3 o più curve anziché 2. Naturalmente sarà opportuno riportare anche questo diagramma sulla carta millimetrata in modo da poter procedere con i nostri calcoli.

Per aiutarvi nel disegno di questo diagramma dobbiamo premettere che anche se sullo schermo compaiono solo poche curve, in realtà fra queste ne esistono infinite altre (corrispondenti ad altrettanti valori di corrente di base) che noi potremo disegnare suddividendo lo spazio disponibile fra curva e curva come vedesi in fig. 12.

Ad esempio fra l'asse orizzontale (che è la curva corrispondente ad una corrente di base di 0 milliampère) e la curva relativa ad una corrente

di 0,010 milliampère, esisterà la curva di 0,002-0,004-0,006 ecc. milliampère.

Queste curve, anche se non vengono visualizzate dal nostro strumento, in pratica esistono quindi, per effettuare dei calcoli con maggior precisione e chiarezza, è necessario riportarle sulla carta millimetrata.

Eseguita questa operazione, avremo finalmente a disposizione un numero sufficiente di curve del transistor per poter procedere nei calcoli.

Osservando il circuito di fig. 7, cioè il circuito che ci siamo proposti di dimensionare, è opportuno precisare che il guadagno di questo stadio dipende fortemente dal valore ohmico della resistenza R4 applicata all'emettitore del transistor.

Non solo ma con buona approssimazione possiamo affermare che il guadagno stesso può considerarsi uguale al rapporto fra i valori di R3 ed R4, cioè:

$$\text{Guadagno dello stadio amplificatore} = R3 : R4$$

per cui, sfruttando questa identità, possiamo subito determinare il valore di R4 che sarà espresso da:

$$R4 = R3 : \text{Guadagno.}$$

Supponendo quindi di voler ottenere un guadagno pari a 10 volte e ricordando che R3 = 2.200 ohm, dovremo porre:

$$R4 = R3 : \text{Guadagno} = 2.200 : 10 = 220 \text{ ohm}$$

mentre se volessimo ottenere un guadagno di 5 volte si avrebbe:

$$R4 = 2.200 : 5 = 440 \text{ ohm}$$

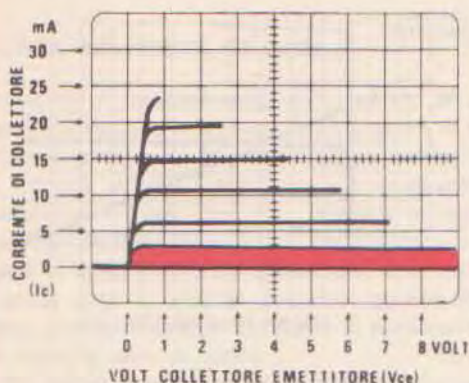


Fig. 10 Poiché nel nostro esempio la corrente di collettore non supera mai i 4,5 milliamper, il transistor è portato a lavorare nella zona colorata di rosso, in una zona cioè troppo ristretta per poterne ricavare dati validi.

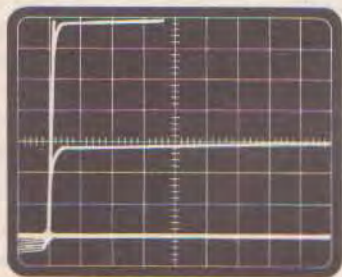


Fig. 11 In questi casi è sufficiente aumentare di 5 volte la sensibilità dell'amplificatore verticale (cioè portare la manopola dell'oscilloscopio da 0,1 volt/cm. a 0,02 volt/cm.): così facendo le due prime curve si espanderanno come vedesi in figura.

che potremmo arrotondare al valore standard di 470 ohm o 390 ohm.

Noi tuttavia, poiché ci prefiggiamo di ottenere un guadagno pari a 10 volte, impiegheremo per R4 una resistenza da 220 ohm. Scegliamo ora sull'asse orizzontale del grafico di fig. 12 il punto corrispondente a una $V_{CE} = V_{CC} = 10$ volt, cioè sul 10° quadretto in quanto la scala orizzontale è, come sappiamo, di 1 volt per quadretto.

Individeremo quindi sull'asse verticale il punto che corrisponde a una $I_C = V_{CC} : (R_3 + R_4)$ cioè a: $10 : (2200 + 220) = 10 : 2.420 = 0,0041$ ampère = 4,1 milliamper e uniremo con una retta questi due punti (vedi fig. 13).

Questa retta diagonale costituisce la « retta di carico » del transistor ed altro non è che la rappresentazione grafica dell'equazione:

$$V_{CC} = (R_3 \times I_C) + V_{CE} + (R_4 \times I_C)$$

la stessa cioè che abbiamo visto in precedenza quando si è trattato di calcolare la corrente massima di collettore e che esprime la legge di Ohm applicata al circuito di collettore del transistor.

Prima di vedere insieme cosa rappresenta in effetti la *retta di carico* cerchiamo però di intenderci sul significato della parola « punto di funzionamento » nel piano delle caratteristiche.

Diremo quindi che se noi scegliamo a caso un punto su questo piano delle caratteristiche (per esempio il punto A di fig. 14) avremo individuato tre valori ben precisi e cioè la *corrente di collettore*, la *tensione collettore-emittore* e la *corrente di base*.

In altre parole ad ogni punto di questo piano corrisponde un valore di I_C , uno di V_{CE} e uno di I_B e se tale punto si trova su una delle curve caratteristiche rappresenta un possibile punto di funzionamento del transistor.

Infatti dire che il transistor funziona nel punto A, equivale a dire che esso è attraversato da una corrente $I_C = 4,8$ milliamper e che è sottoposto ad una $V_{CE} = 6$ volt.

Si capisce inoltre che prendendo un altro punto B (vedi sempre fig. 14) si otterranno per esso altri valori di I_C e di V_{CE} e viceversa conoscendo il valore di I_C e quello di V_{CE} si individuerà sempre sul piano un punto ben preciso.

In definitiva, riassumendo quanto detto in precedenza, un punto nel piano delle caratteristiche individua il valore di tre grandezze: la corrente di collettore I_C , la tensione collettore-emittore V_{CE} e la corrente di base I_B relativa alla curva su cui tale punto si trova.

Se noi imponiamo al transistor un ben determinato valore di corrente di base, esso sarà costretto ad assumere valori di I_C e di V_{CE} tali da

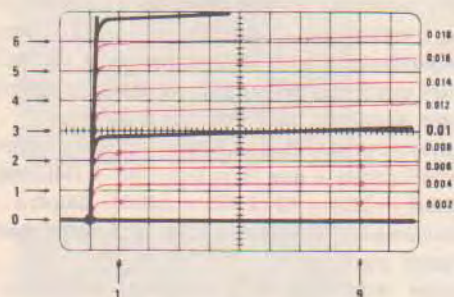


Fig. 12 È ovvio che amplificando di 5 volte la sensibilità verticale, ogni centimetro verticale non corrisponderà più a 5 mA bensì a 1 milliampere. Come vedesi in questo disegno, è possibile tracciare artificialmente infinite curve caratteristiche del transistor suddividendo in modo opportuno lo spazio tra le due curve disponibili.

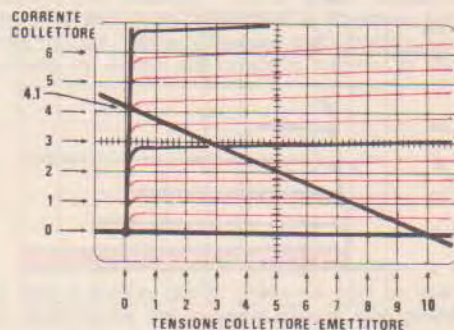


Fig. 13 Sulla carta millimetrata avremo ora la possibilità di tracciare la retta di carico, cioè quella retta che congiunge il punto a tensione massima sull'asse orizzontale con il punto a corrente massima sull'asse verticale. Dopodiché potremo ricavarci qual è la corrente di polarizzazione di base più idonea per far lavorare il transistor linearmente.

mantenere il punto di funzionamento sempre sulla curva relativa al valore di I_b prescelto, mentre se il valore della corrente di base varia, ad esempio per la presenza di un segnale, nel tempo, tale punto si sposterà da una curva all'altra.

Il transistor però nel nostro caso non è un'unità a se stante bensì è inserito in un circuito che lo vincola a funzionare in un modo ben determinato cosicché esso è costretto a mantenere il proprio punto di funzionamento sempre sulla retta di carico da noi prefissata.

In particolare se la corrente di base è costante come lo è certamente quando il circuito lavora in continua, il punto di funzionamento sarà rappresentato dal punto d'incrocio fra la retta di carico e la curva caratteristica corrispondente a tale I_b : questo punto viene anche detto « punto di riposo » del circuito.

Ricapitoliamo dall'inizio tutto il discorso che è fondamentale, in pochi concetti:

a) ogni punto del piano delle caratteristiche individua tre grandezze tipiche del funzionamento del transistor: I_c , I_b e V_{CE} e ogni punto delle curve può essere un punto di funzionamento, cioè

il transistor può trovarsi in qualsiasi istante ad assumere i tre valori individuati da tale punto;

b) fissando il valore di I_b , cioè della corrente di base, si limita la possibilità di variazione di queste grandezze ai valori rappresentati dalla curva corrispondente a tale I_b ;

c) inserendo il transistor in un circuito esso deve rispettarne i vincoli, cioè deve mantenere il punto di funzionamento sulla retta di carico;

d) se il transistor è inserito in un circuito ed è fissata la I_b il punto di funzionamento a riposo è rappresentato dall'intersezione fra la curva relativa a quel valore di I_b e la retta di carico.

L'importanza di sapere che il punto di riposo si trova sempre sull'intersezione della retta di carico con una certa curva caratteristica si traduce nel fatto che, poiché per il nostro circuito di fig. 7 non abbiamo ancora scelto il valore di I_b , tutti i punti della retta di carico e solo essi potranno essere eventuali punti di funzionamento. Si tratta dunque di scegliere fra tutti questi punti quello che ci offre le migliori possibilità di funzionamento del circuito nel suo insieme.

In altre parole il prossimo passo del nostro

studio sarà la scelta del « punto di riposo », cioè il punto di lavoro sul piano delle caratteristiche in cui si stabilizzerà il nostro transistor in assenza di segnale.

SCELTA DEL PUNTO DI RIPOSO

Durante il funzionamento del circuito, la presenza del segnale in ingresso (che risulterà in certi istanti positivo ed in altri negativo) modificherà la corrente di base aumentandola o diminuendola rispettivamente nei due casi, provocando quindi uno spostamento della curva caratteristica sulla quale si trova a lavorare il transistor e di conseguenza, secondo quanto abbiamo appena affermato, uno spostamento del punto di funzionamento lungo la retta di carico.

Più precisamente, con un segnale positivo sulla base, si avrà un aumento della corrente I_b , quindi la curva che caratterizza il funzionamento del transistor sarà più alta rispetto a quella di riposo (vedi fig. 15) e il punto di funzionamento si sposterà all'intersezione fra questa e la retta di carico.

Viceversa, con segnale d'ingresso negativo, il punto di funzionamento del transistor si sposterà verso il basso (vedi fig. 16).

Da notare che le fig. 15 e 16 hanno puramente scopo indicativo quindi non meravigliatevi se in

esse le curve caratteristiche e la retta di carico risultano diverse dalle precedenti.

Su queste figure abbiamo indicato un punto di riposo qualunque, contraddistinto dalla sigla PR ed il punto di funzionamento conseguente all'applicazione di un certo segnale in ingresso.

Noterete quindi che un aumento della I_b provoca una diminuzione della tensione collettore-emettitore VCE (la quale dai 5 volt corrispondenti al punto di riposo scende fino ad un minimo di circa 3 volt) e viceversa una diminuzione della I_b fa salire la VCE fino a circa 7 volt.

Tenendo presente questo particolare, scegliamo sulla retta di carico 3 diversi punti di riposo e vediamo cosa comporta la scelta di ognuno di essi durante il funzionamento del circuito.

Nella fig. 17 abbiamo indicati questi tre punti con le lettere E, F, G e qui di seguito riportiamo i valori di tensione e di corrente corrispondenti ad ognuno di essi.

PUNTO E: $I_b = 11,2$ microampère
 $I_c = 3,35$ milliampère
 $V_{CE} = 2$ volt

PUNTO F: $I_b = 7$ microampère
 $I_c = 2,075$ milliampère
 $V_{CE} = 5$ volt

PUNTO G: $I_b = 2,5$ microampère
 $I_c = 0,825$ milliampère
 $V_{CE} = 8$ volt

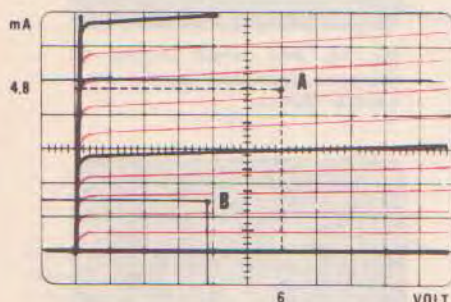


Fig. 14 Il punto A ed il punto B che compaiono in questo disegno sono due possibili punti di lavoro per il transistor in quanto individuano valori di corrente di collettore, di corrente di base e di tensione collettore/emettitore che possono effettivamente essere assunti, in qualsiasi istante, dal nostro transistor.

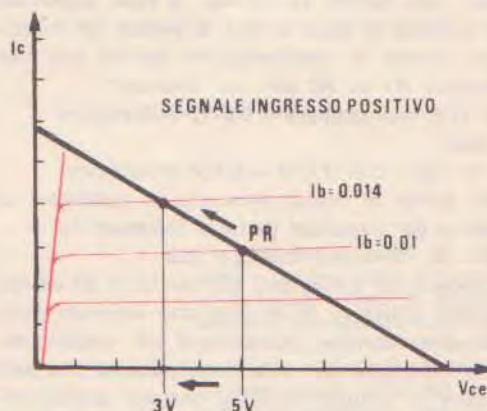


Fig. 15 Il punto di lavoro, una volta che il transistor è stato inserito in un circuito, è costretto a spostarsi solo lungo la retta di carico. Applicando in base ad esempio un segnale « positivo » esso si sposterà verso l'alto quindi si avrà un aumento di corrente di collettore ed una diminuzione della tensione collettore - emettitore.

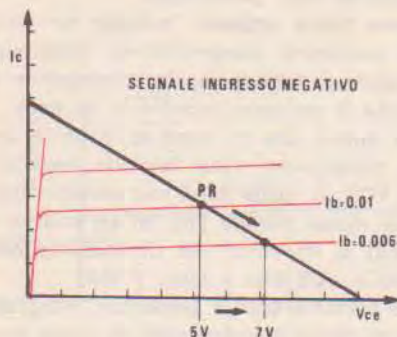


Fig. 16 Se al contrario sulla base applichiamo un segnale «negativo» (per il transistor PNP la condizione è inversa), otterremo un risultato opposto al precedente (fig. 15) cioè una diminuzione della corrente di base ed un aumento della tensione di collettore. Applicando in entrata un'onda sinusoidale si otterrà la duplice variazione di fig. 15 e fig. 16.

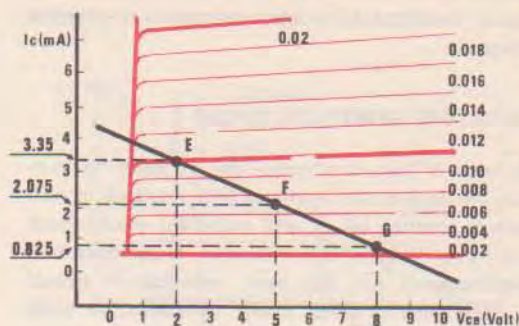


Fig. 17 Per stabilire qual è il punto più idoneo di funzionamento su una retta di carico, prendiamo tre punti di «riposo» a caso E-F-G e guardiamo con gli esempi che proporremo quali inconvenienti e vantaggi ci offre in pratica ognuno di questi tre punti da noi scelti (vedi figg. 20-21-24).

Cominciamo supponendo di aver scelto il punto E e polarizziamo il transistor in modo che a riposo si trovi proprio su tale punto, cioè scegliamo i valori di R1 ed R2 che determinano la polarizzazione di base.

Per far questo in genere si impone che la corrente I che scorre su R2 sia 10 volte superiore alla corrente di base al fine di evitare un indesiderato effetto di controreazione dovuto alle due resistenze R1 ed R2 per cui, essendo:

$I_b = 11,2 \text{ microampère} = 0,0112 \text{ millampère}$
porremo:

$I = I_b \times 10 = 0,0112 \times 10 = 0,112 \text{ millampère}$

Nel punto di riposo prescelto, il guadagno di corrente del transistor (beta) è espresso da:

$\beta = I_c : I_b = 3,35 : 0,0112 = 229$

Conoscendo questi dati, per calcolare R1 ed R2, dovremo utilizzare le formule che seguono nelle quali, per facilitare l'esecuzione dei calcoli, abbiamo introdotto dei fattori moltiplicativi che permettono la valutazione delle correnti direttamente in millampère anziché in ampère.

$R1 = (V_{cc} \times 1000) - (R4 \times \beta \times I_b + 700) : (I + I_b)$

$R2 = (R4 \times \beta \times I_b + 700) : I$

Sostituendo in queste formule i valori relativi al nostro circuito, cioè:

$V_{cc} = 10 \text{ volt}$

$I_b = 0,0112 \text{ millampère}$

$I = 0,112 \text{ millampère}$

$R4 = 220 \text{ ohm}$

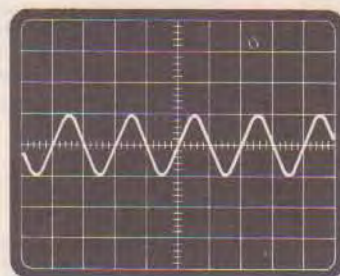


Fig. 18 Per deboli segnali di ingresso, qualsiasi punto può essere idoneo.

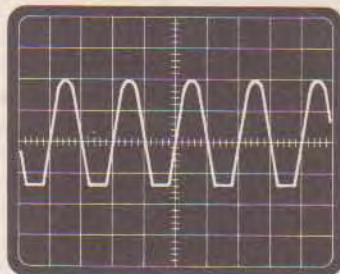


Fig. 19 Se aumenteremo l'ampiezza del segnale in ingresso, quando il punto di riposo non è corretto, constateremo che la sinusoide, come vedesi nella foto, viene tosata da una sola parte (vedi fig. 20).

$\beta = 229$

otterremo:

$$R1 = [(10 \times 1.000) - (220 \times 299 \times 0,0112 + 700)] : (0,112 + 0,0112) = 69.507 \text{ ohm}$$

che arrotonderemo al più vicino valore commerciale ponendo $R1 = 68.000 \text{ ohm}$

$$R2 = (220 \times 299 \times 0,0112 + 700) : 0,112 = 12.828 \text{ ohm}$$

che arrotonderemo ancora una volta ponendo $R2 = 12.000 \text{ ohm}$.

Siamo quindi in possesso di tutti gli elementi necessari per eseguire il montaggio del circuito, cioè conosciamo:

$R1 = 68.000 \text{ ohm}$

$R2 = 12.000 \text{ ohm}$

$R3 = 2.200 \text{ ohm}$

$R4 = 220 \text{ ohm}$

trascurando ovviamente la $R5$ di cui parleremo in seguito.

Scegliamo per $C1$ e $C2$ due valori abbastanza plausibili riservandoci poi un dimensionamento più preciso anche di questi componenti.

Poniamo ad esempio:

$C1 = C2 = 470.000 \text{ pF}$

e componiamo il circuito senza naturalmente la $R5$.

Fatto questo alimentiamo il tutto con una tensione $V_{cc} = 10 \text{ volt}$ e verifichiamo se il punto di

riposo coincide con quello previsto misurando la tensione fra collettore ed emettitore con un voltmetro elettronico ad alta impedenza. Se i calcoli sono stati eseguiti correttamente, questa tensione deve essere uguale alla VCE del punto E, che nel nostro caso risulta di circa 2 volt.

Diciamo circa perché ben difficilmente tale tensione sarà esattamente di 2 volt avendo assunto per $R1$ ed $R2$ due valori leggermente diversi da quelli che risultavano dai calcoli.

Nel nostro caso avremmo ottenuto una $V_{CE} = 2,07 \text{ volt}$, quindi uno spostamento minimo rispetto ai valori calcolati.

Applichiamo ora sull'entrata di questo preamplificatore un segnale di piccola ampiezza alla frequenza di 1.000 Hz circa prelevandolo da un oscillatore di BF (ad esempio un segnale di 2 millivolt picco-picco) ed osserviamo all'oscilloscopio la forma d'onda presente sulle bocche d'uscita, che logicamente apparirà amplificata di circa una decina di volte (vedi fig. 18). Se a questo punto aumenteremo l'ampiezza del segnale in ingresso agendo sugli appositi comandi dell'oscillatore, vedremo aumentare di pari passo l'ampiezza del segnale in uscita però, raggiunto un certo limite, si potrà notare come la semionda negativa risulti tagliata nella sua parte inferiore, cioè il segnale d'uscita presenterà una evidente

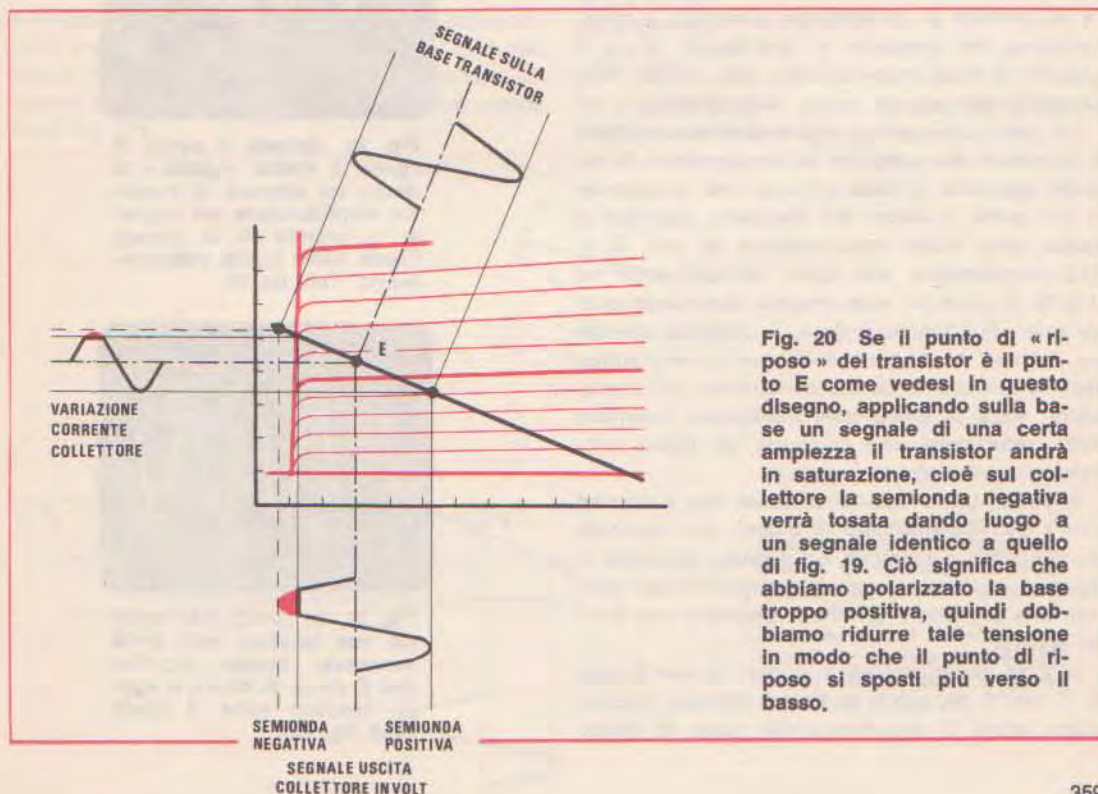
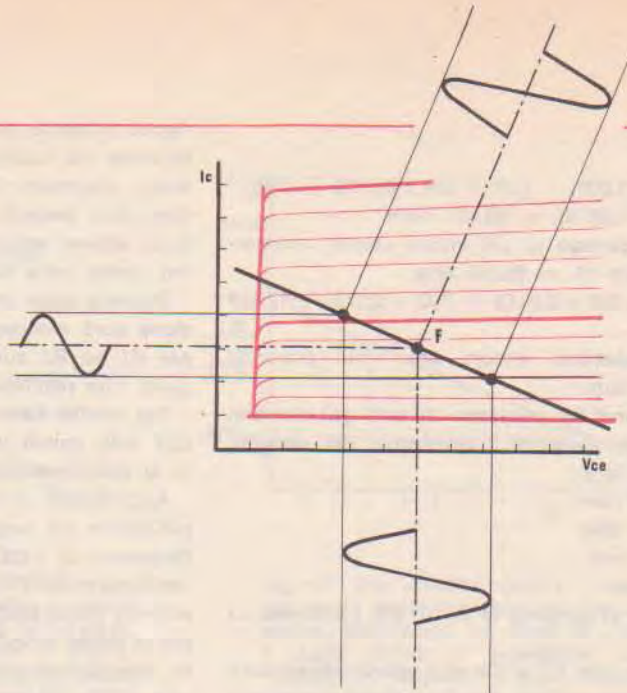


Fig. 20 Se il punto di «riposo» del transistor è il punto E come vedesi in questo disegno, applicando sulla base un segnale di una certa ampiezza il transistor andrà in saturazione, cioè sul collettore la semionda negativa verrà tosata dando luogo a un segnale identico a quello di fig. 19. Ciò significa che abbiamo polarizzato la base troppo positiva, quindi dobbiamo ridurre tale tensione in modo che il punto di riposo si sposti più verso il basso.

Fig. 21 Se il punto di « riposo » è posto al centro della retta di carico (punto F) non solo il segnale che applichiamo alla base può avere un'ampiezza maggiore, ma nel caso questo superi il livello massimo noteremo all'oscilloscopio che la forma d'onda viene tosata in modo uguale sia sopra che sotto.



distorsione nella sua parte inferiore (vedi fig. 19). Vediamo ora di spiegarci il perché di questo comportamento anomalo del circuito ed a tale proposito riprendiamo sotto mano il foglio di carta millimetrata su cui abbiamo disegnato le caratteristiche del transistor e riportiamoci sopra il segnale di base (rappresentato nella fig. 20 dalla sinusoide che appare in alto sulla destra).

La costruzione grafica riportata in questa figura è estremamente semplice da comprendere: il segnale applicato in base provoca uno spostamento del punto di lavoro del transistor, cosicché si passa dalla curva corrispondente ad una I_b di 11,2 microampère, alla curva corrispondente ad una I_b di circa 14 microampère. Superando questi valori di corrente di base, il transistor dovrebbe lavorare al di fuori delle sue curve caratteristiche ma poiché questo ovviamente non è possibile, entra in gioco quel particolare fenomeno detto **saturazione** che comporta un taglio sulla semionda inferiore del segnale.

A questo punto appare evidente che il circuito non è ben dimensionato in quanto non consente un guadagno simmetrico sul segnale applicato in ingresso, cioè questo circuito potrebbe andar bene solo con segnali d'ingresso di ampiezza non troppo elevata.

In altre parole dobbiamo convenire che il punto E non è un punto di riposo ottimale. Supponiamo allora di assumere come punto di riposo

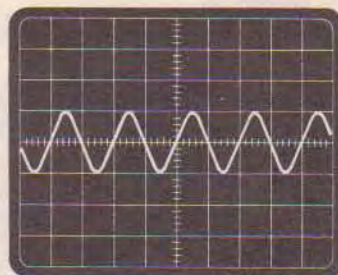


Fig. 22 Quando il punto di riposo è quello « giusto » si riesce ad ottenere la massima amplificazione del segnale e quando lo si supera l'onda viene tosata uniformemente. Vedi fig. 28.

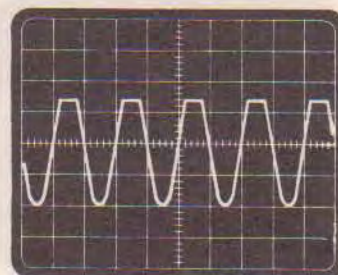


Fig. 23 In questa foto notiamo una tosatura nella parte superiore: questo significa che il punto di lavoro è troppo spostato verso il basso (vedi fig. 24).

per un secondo tentativo quello che in fig. 17 abbiamo indicato con F e di cui abbiamo già citato le grandezze corrispondenti e calcoliamo ex novo i valori di R1 ed R2 sostituendo nelle loro espressioni i valori relativi al punto F.

$I_b = 0,007$ milliampère

$I_c = 2,075$ milliampère

$V_{CE} = 5$ volt

$I = I_b \times 10 = 0,07 \times 10 = 0,07$ milliampère

$\beta = I_c : I_b = 2,075 : 0,007 = 296$

$R_4 = 220$ ohm

$V_{cc} = 10$ volt

Dalle formule precedenti si otterrà allora:

$R_1 = [(10 \times 1.000) - (220 \times 296 \times 0,007 + 700)] : (0,07 + 0,007) = 114.860$ ohm

che arrotonderemo a 120.000 ohm

$R_2 = (220 \times 296 \times 0,007 + 700) : 0,07 = 16.512$ ohm

che arrotonderemo, ad esempio, a 18.000 ohm.

Sostituiamo nel circuito questi nuovi valori di resistenza e ripetiamo, come abbiamo fatto in precedenza, la misura della VCE che dovrebbe aggirarsi, secondo i calcoli eseguiti in precedenza, sul 5 volt e che in pratica, sul nostro circuito di prova, risulta di 4,9 volt. Se ora applichiamo all'ingresso del nostro preamplificatore un segnale sinusoidale della stessa ampiezza di quello che provocava la situazione nell'esempio precedente, noteremo che questa volta in uscita si ha una sinusoide perfetta (vedi la differenza esistente fra i grafici di fig. 20 e di fig. 21), non solo ma che si può aumentare notevolmente l'ampiezza di questo segnale senza che si abbia distorsione (vedi fig. 27).

Noteremo inoltre che, raggiunta una certa ampiezza, il transistor torna a squadrare il segnale, però questa volta la squadratura è simmetrica, cioè il taglio è uguale sia per la semionda negativa che per quella positiva (vedi fig. 28).

Abbiamo quindi individuato un ottimo punto di riposo, convalidato anche dalla costruzione grafica di fig. 21.

Sappiamo già dall'esempio precedente che il taglio sulla semionda negativa in uscita è dovuto al fatto di aver scelto un PUNTO DI RIPOSO troppo in alto sulla retta di carico (punto E); sappiamo inoltre che il punto F è quello di ottimo lavoro, cioè abbiamo visto un esempio di scelta sbagliata e uno di scelta corretta.

Vediamo ora, per completare il quadro, come si comporta il circuito se fissiamo come punto di riposo il punto G di fig. 17.

Per far questo dovremo calcolarci ancora una volta i valori delle resistenze R1 ed R2 sostituendo nelle apposite formule, i valori numerici relativi al punto G cioè:

$I_b = 0,0025$ milliampère

$I_c = 0,825$ milliampère

$V_{CE} = 8$ volt

$I = I_b \times 10 = 0,025$ milliampère

$\beta = I_c : I_b = 0,825 : 0,0025 = 330$

$V_{cc} = 10$ volt

$R_4 = 220$ volt

Si otterrà:

$R_1 = [(10 \times 1.000) - (220 \times 330 \times 0,0025 + 700)] : (0,025 + 0,0025) = 331.581$ ohm

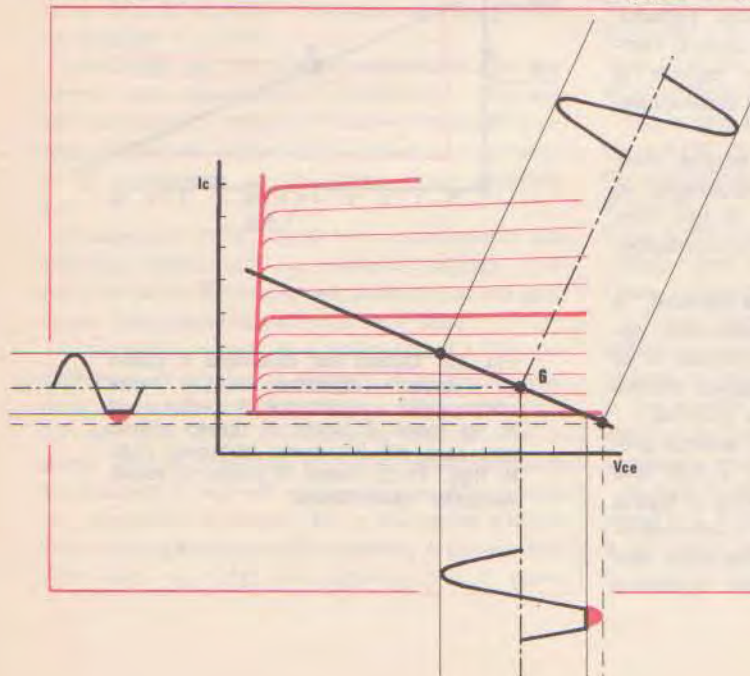
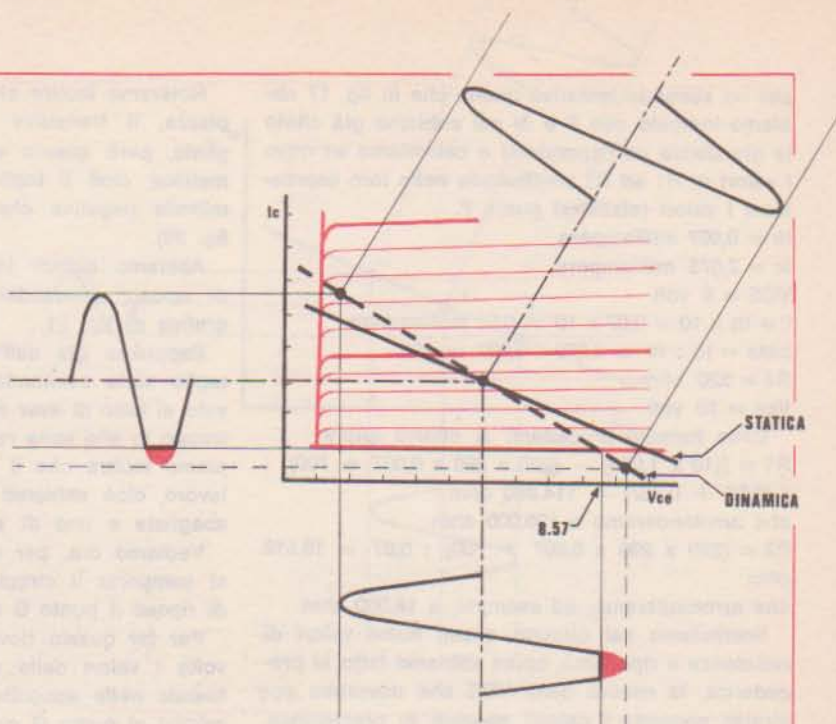


Fig. 24 Se il punto di riposo scelto è il G, possiamo notare che se il segnale di base supera una certa ampiezza il transistor va in interdizione, cioè viene tosata in uscita la semionda positiva, quindi sul collettore del transistor si presenterà una forma d'onda simile a quella della foto di fig. 23.

Fig. 25 Applicando un carico in uscita (cioè applicando il segnale prelevato sull'uscita del collettore alla base di un secondo transistor) dobbiamo tener presente che la retta di carico ruota attorno al punto di riposo (vedi retta dinamica), quindi nel calcolo dobbiamo valutare anche questa condizione se non vogliamo che il segnale venga tosato sulla semionda positiva.



che arrotonderemo al più prossimo valore commerciale ponendo $R1 = 330.000 \text{ ohm}$
 $R2 = (220 \times 330 \times 0,0025 + 700) : 0,025 = 35.260 \text{ ohm}$
 che arrotonderemo a 33.000 ohm

Sostituiamo quindi questi nuovi valori nel circuito e verificheremo che la tensione VCE approssimativamente si aggira sugli 8 volt.

Applicheremo ora il solito segnale di BF in ingresso all'amplificatore e vedremo che per bassi livelli si otterrà in uscita un segnale perfetto, mentre se aumenteremo come per il caso E l'ampiezza di questo segnale il circuito taglierà la semionda positiva come appare nell'oscillogramma di fig. 23.

La costruzione grafica di fig. 24 mostra chiaramente il perché di questo comportamento in quanto ci dimostra che ci troviamo in una condizione esattamente opposta a quella corrispondente alla scelta del punto E.

Infatti applicando un segnale all'ingresso, il transistor in corrispondenza della semionda negativa raggiunge rapidamente l'interdizione e di conseguenza opera un taglio sul segnale mentre questo non avviene per la semionda positiva.

Analizzando le risultanze di questi esempi pratici, riteniamo che ormai sia chiaro a tutti che progettando uno stadio preamplificatore è buona norma scegliere il punto di riposo in corrispondenza ad una VCE pari a circa la metà della tensione di alimentazione in quanto solo operando

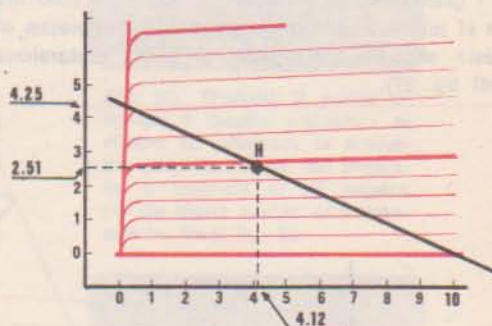


Fig. 26 Quindi nel calcolare il punto di «riposo» dovremo sempre tener conto della «resistenza di carico» ed in tal modo il punto di riposo ottimo non sarà più l'F, come abbiamo visto in figg. 17-21, bensì il punto H come spiegato nell'articolo.

una scelta di questo genere si riescono a sfruttare al massimo le possibilità del circuito. Ricordiamo però che per applicazioni particolari (quali ad esempio amplificatori finali di potenza) può invece essere utile far lavorare il transistor sul punto E o sul punto G in quanto, in questi casi, ognuno dei due transistor finali amplifica una sola semionda, e come abbiamo visto, il punto E consente una amplificazione lineare della semionda negativa e il punto G di quella positiva.

Nei nostri esempi però non abbiamo ancora tenuto in nessuna considerazione la resistenza di carico R5 (che in pratica rappresenta l'impedenza d'ingresso dello stadio che segue) mentre, come vedremo, in fase di progetto essa riveste un'importanza nient'affatto trascurabile, anzi è proprio per causa sua che molti circuiti calcolati teoricamente a tavolino, una volta realizzati in pratica, cioè collegati ad un secondo transistor preamplificatore, distorcono eccessivamente oppure non riescono più ad amplificare tante volte quanto dovrebbero.

EFFETTI DELLA RESISTENZA DI CARICO

La presenza di C2 e di R5 ha in effetti una notevole influenza sul funzionamento del circuito come dimostreremo ora con alcuni esempi pratici.

Prendiamo il nostro circuito preamplificatore, calcolato per lavorare nel punto F della retta di carico, cioè sul punto ottimale di funzionamento (vedi fig. 17), applichiamo come carico (cioè al posto di R5) una resistenza da 22.000 ohm, poi da 10.000 ohm ed infine da 4.700 ohm e controlliamo all'oscilloscopio le conseguenze più vistose sul segnale in uscita.

Utilizzando per R5 il valore di 22.000 ohm noteremo una diminuzione praticamente trascurabile del massimo segnale in uscita, tuttavia il guadagno diminuirà leggermente passando dal valore di 10 precedente ad un valore molto prossimo a 9.

Abbassando R5 a 10.000 ohm osserveremo una ulteriore diminuzione del massimo segnale indistorto in uscita e ancora una diminuzione del guadagno che diventerà pari a circa 8 volte.

Diminuendo ancora R5 e portandola a 4.700 ohm otterremo in uscita un segnale d'ampiezza inferiore al precedente, il guadagno si aggirerà sulle 6,5-6,8 volte e se osserveremo attentamente la forma d'onda presente in uscita (eventualmente aumentando il segnale in ingresso se non si nota tale anomalia) si vedrà che la semionda positiva viene tosata mentre quella negativa è ancora perfetta (vedi fig. 25). Ciò significa che il punto

F che costituiva un *punto di riposo ideale senza carico* in effetti non lo è più e che la presenza della resistenza R5, che simula l'impedenza d'ingresso di uno stadio successivo, modifica le costruzioni grafiche eseguite in precedenza.

Infatti durante il funzionamento dinamico, cioè in presenza di segnale d'ingresso, il condensatore C2 si comporta in pratica come un cortocircuito e la resistenza R5 agisce come se fosse in parallelo alla R3 modificandone il valore e spostando la retta di carico che da questo valore dipende strettamente.

Si può infatti dimostrare che la pendenza della retta di carico è inversamente proporzionale alla somma delle resistenze del circuito di collettore (cioè R3 + R4) e se il valore di una di queste varia si ha pure una variazione sulla pendenza della retta. Poiché in presenza di un segnale la R3 diminuisce di valore (trovandosi in parallelo alla resistenza R5) si avrà una rotazione della retta di carico attorno al punto di riposo. Esiste dunque un'altra retta di carico (chiamata *dinamica*) che serve appositamente per studiare il circuito in presenza di segnale, mentre la retta di carico precedente serviva solo per considerazioni statiche.

Per tracciare questa retta dinamica (che come accennato passerà ancora per il punto di riposo precedente (vedi fig. 25) dovremo calcolare il valore Vd dell'intersezione di tale retta con l'asse orizzontale del diagramma che ci siamo costruiti, e a tale scopo utilizzeremo la formula:

$$V_d = I_{cr} \times (R_p + R_4) : 1.000 + V_{CEr}$$

dove:

I_{cr} = corrente di collettore a riposo (in milliamper)

R_p = (R3 x R5) : (R3 + R5) = resistenza equivalente al parallelo di R3 con R5

V_{CEr} = tensione collettore-emettitore a riposo

Nel nostro caso, con punto di riposo in F e con R5 = 4.700 ohm si ottiene:

$$R_p = (2.200 \times 4.700) : (2.200 + 4.700) = 1.500 \text{ ohm}$$

$$\text{e quindi: } V_d = 2,075 \times (1.500 + 220) : 1.000 + 5 = 8,57 \text{ volt}$$

Tale valore di tensione individuerà un punto sull'asse orizzontale della VCE.

Unendo questo punto col punto di riposo F si ottiene la retta di carico dinamica dalla cui disposizione si comprende come in queste condizioni e nonostante il fatto che il punto di riposo sia staticamente ben centrato, venga tagliata prima la semionda positiva di quella negativa (vedi fig. 25).

Si noti infatti che il tratto di retta di carico compreso fra il punto di riposo e l'asse orizzontale è diminuito sensibilmente e che, al contrario, è aumentato il tratto compreso fra il punto di riposo

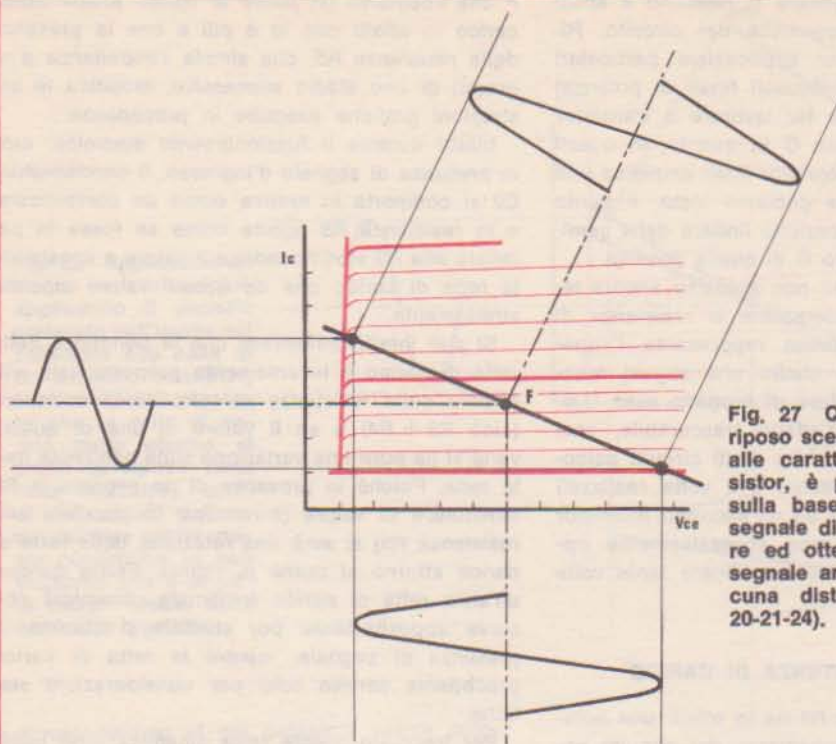


Fig. 27 Quando il punto di riposo scelto è quello idoneo alle caratteristiche del transistor, è possibile applicare sulla base del transistor un segnale di ampiezza maggiore ed ottenere in uscita un segnale amplificato senza alcuna distorsione (vedi figg. 20-21-24).

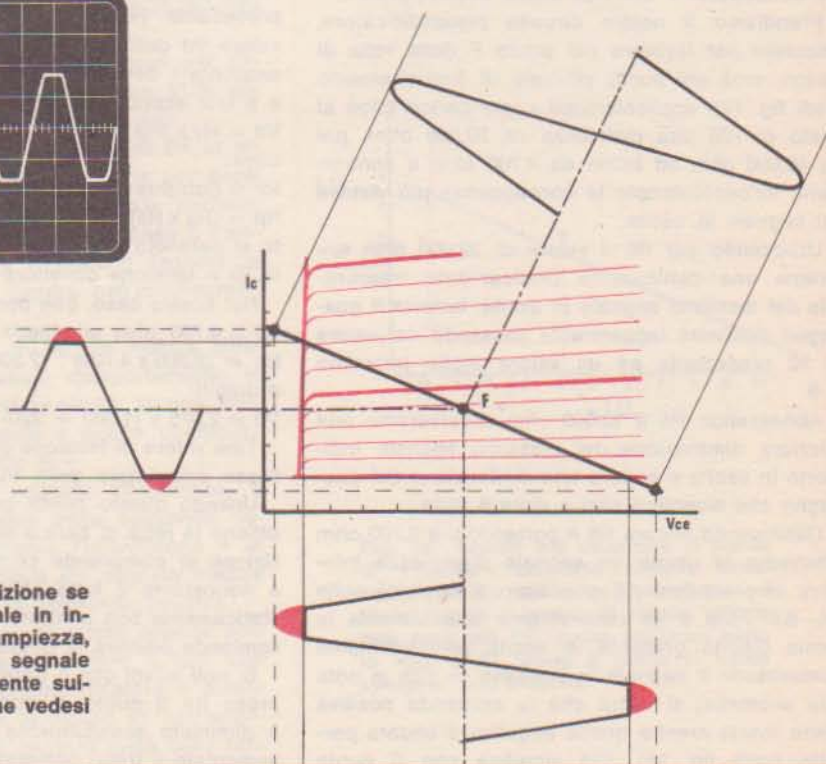
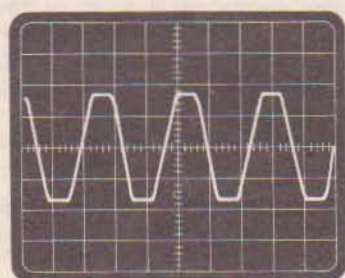


Fig. 28 In tale condizione se l'ampiezza del segnale in ingresso eccede in ampiezza, in uscita avremo un segnale « tosato » uniformemente sulle due estremità come vedesi nella foto qui sopra.

e la zona in cui le curve caratteristiche non sono più lineari, cioè basterà un segnale più basso per interdire il transistor mentre ne servirà uno più alto per saturarlo. Per evitare questo inconveniente è necessario ridimensionare la R3 per ottenere il guadagno voluto nonostante la R5, quindi scegliere un nuovo punto di lavoro ottimo al fine di ottenere un comportamento simmetrico del circuito.

Per ottenere di nuovo un guadagno di tensione pari a 10 imponiamo quindi che il rapporto fra la resistenza di collettore e quella di emettitore (R4) sia uguale a 10, tenendo presente che questa volta sul collettore abbiamo il parallelo di R3 ed R5 anziché la sola R3, cioè R3 equivale in pratica a $(R3 \times R5) : (R3 + R5)$ che abbiamo indicato con Rp.

Si otterrà quindi:

$$R4 = R_p : 10 = 1500 : 10 = 150 \text{ ohm}$$

Poiché è cambiato il valore di R4 occorre ridisegnare la retta di carico statica (vedi fig. 26) e

In pratica si ottiene che il punto di riposo ottimale è quello caratterizzato da una tensione collettore-emettitore VCEr espressa da:

$$VCEr = [V_{cc} \times (R_p + R4) : (R3 + R4)] : [1 + (R_p + R4) : (R3 + R4)]$$

Nel nostro caso,

con $R3 = 2.200 \text{ ohm}$ $R5 = 4.700 \text{ ohm}$ $R_p = 1.500 \text{ ohm}$ $R4 = 150 \text{ ohm}$ e $V_b = 10 \text{ volt}$, eseguendo i calcoli si ottiene:

$$VCEr = [10 \times (1500 + 150) : (2200 + 150)] : [1 + (1500 + 150) : (2200 + 150)] = 4,12 \text{ volt}$$

Individuato sulla retta di carico il punto caratterizzato da una VCE = 4,12 volt si sarà trovato il punto di riposo e si potranno leggere i valori relativi di Ic e di Ib.

Risulterà:

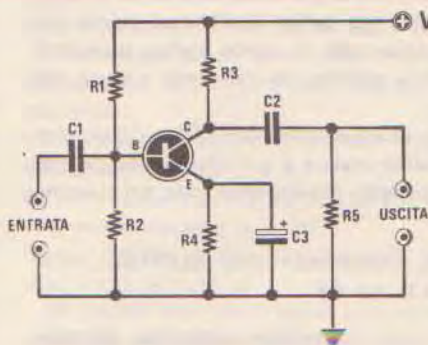
Ic = 2,51 milliamper

Ib = 9,7 microamper

(si veda il punto H di fig. 26).

Prima comunque di procedere nel calcolo di R1 ed R2 necessarie per la polarizzazione in questo

Fig. 29 Applicando in parallelo alla resistenza di emettitore R4 un condensatore elettrolitico si ottiene un aumento del guadagno, però diminuiremo l'impedenza d'ingresso di tale stadio, valore questo da non sottovalutare in quanto se colleghiamo C1 al collettore di uno stadio precedente è come se gli applicassimo una « resistenza di carico » di valore più basso.



ciò si ottiene individuando sull'asse orizzontale della tensione il punto a $VCE = V_b = 10 \text{ volt}$ e sull'asse verticale delle correnti il valore di Ic di cortocircuito cioè:

$$I_c = V_{cc} : (R3 + R4) = 10 : (2.200 + 150) = 0,00425 \text{ amper} = 4,25 \text{ milliamper.}$$

Unendo questi due punti avremo costruito la nuova retta di carico che in seguito alla lieve diminuzione della resistenza R4 avrà una pendenza leggermente superiore alla precedente.

Ora si presenta il problema di individuare un punto di riposo che sia centrato rispetto alla retta di carico dinamica la quale però si potrà tracciare solo dopo che si conosce il punto di riposo: siamo quindi in un vicolo cieco per uscire dal quale dobbiamo far ricorso alla matematica limitandoci naturalmente ad applicare delle formule.

punto del piano, controlliamo l'esattezza del procedimento seguito tracciando la retta di carico dinamica e valutando le escursioni del segnale d'uscita ammesse per verificare la simmetria del funzionamento dinamico del circuito.

Calcoliamo quindi, seguendo il procedimento già adottato in precedenza, la tensione Vd:

$$V_d = 2,51 \times (1500 + 150) : 1000 + 4,12 = 8,26 \text{ volt}$$

Riportando questo valore sull'asse orizzontale delle tensioni e unendo il punto così trovato col punto H (fig. 26) si ottiene la retta di carico dinamica e, come si vede, il punto di riposo prescelto è esattamente centrato rispetto alle escursioni ammesse per il segnale in quanto la VCEr = 4,12 volt è esattamente la metà della $V_d = 8,26 \text{ volt}$

Accertato che il punto H è frutto di una scelta oculata, procediamo nel calcolo delle resistenze

di polarizzazione R1 ed R2 impiegando le apposite formule che già conosciamo:

$$R1 = [(10 \times 1000) - (150 \times 250 \times 0,0097 + 700)] : (0,097 + 0,0097) = 92314 \text{ ohm}$$

che arrotonderemo al più vicino valore commerciale ponendo $R1 = 100.000 \text{ ohm}$

$$R2 = (150 \times 250 \times 0,0097 + 700) : 0,097 = 10966 \text{ ohm}$$

che arrotonderemo a 12.000 ohm .

Con questo il circuito è completamente dimensionato e possiamo procedere a montarlo e a provarne il funzionamento.

Si vedrà che la tensione VCE in assenza di segnale risulta all'incirca quella prevista e che si ottiene un ottimo andamento del segnale in uscita il cui clipping (termine tecnico che indica il taglio della cresta) risulta perfettamente simmetrico tanto sulla semionda positiva quanto su quella negativa (vedi fig. 27-28).

Abbiamo quindi trovato il punto di riposo ottimale in presenza di un carico di valore non trascurabile.

Diremo infine che si potrà ragionevolmente ignorare la presenza del carico limitandosi quindi alla costruzione della retta di carico statica quando il valore di R5 è almeno 10 volte più grande del valore di R3.

Ad esempio se $R3 = 2200 \text{ ohm}$ e $R5 = 33000 \text{ ohm}$ la retta di carico statica è più che sufficiente per eseguire un perfetto dimensionamento del circuito.

EFFETTI DEL CONDENSATORE ELETTROLITICO IN PARALLELO AD R4

A questo punto la nostra trattazione potrebbe considerarsi conclusa, tuttavia vogliamo accennare brevemente ad altri particolari che, anche se non interessano direttamente il nostro tracciato, serviranno a comprendere meglio il funzionamento di uno stadio preamplificatore.

Vediamo quindi quali sono gli effetti più importanti che si ottengono applicando, nello schema di fig. 7, un condensatore elettrolitico in parallelo alla resistenza R4 (vedi fig. 29).

Così facendo, durante il funzionamento dinamico del circuito, è come se noi collegassimo direttamente a massa l'emettitore del transistor.

L'effetto più vistoso che ne consegue riguarderà il guadagno dello stadio amplificatore che da un valore pari a circa 10 volte, passerà a livelli ben più elevati (attorno al centinaio e anche più), in quanto verrà a mancare l'effetto limitativo dovuto alla resistenza R4. Purtroppo però non è tutto oro quel che luccica ed in effetti a compensare questo aumento del guadagno intervengono diversi

fenomeni negativi il primo dei quali consiste in una brusca diminuzione della resistenza d'ingresso che diventerà praticamente uguale alla resistenza d'ingresso del transistor (cioè poche migliaia di ohm).

Un grosso guadagno comporta inoltre una drastica limitazione sul massimo segnale applicabile in ingresso onde evitare di ritrovarsi poi in uscita un segnale distorto. In definitiva quindi la presenza di un condensatore elettrolitico sull'emettitore in parallelo ad R4 aumenta il guadagno dello stadio ma come contropartita ne riduce l'impedenza d'ingresso e limita fortemente il massimo segnale ammissibile. Dobbiamo inoltre precisare che per quanto riguarda la retta di carico statica di fig. 26 essa non subisce alcuna variazione (poiché il condensatore per la corrente continua si comporta come un circuito aperto) quindi anche il punto di riposo rimane esattamente dov'era.

Si sposta invece leggermente la retta di carico dinamica, in quanto mentre prima l'intersezione con l'asse delle correnti ci veniva fornita dalla formula:

$$I_c = V_{cc} : (R_p + R_4)$$

dove R_p , come ricorderete, era la resistenza equivalente al parallelo di R3 e di R5, cioè:

$$R_p = (R_3 \times R_5) : (R_3 + R_5)$$

adesso tale intersezione sarà espressa da:

$$I_c = V_{cc} : R_p$$

cioè si troverà leggermente più in alto della precedente e la retta risulterà maggiormente inclinata.

EFFETTO DELLA VARIAZIONE DI ALCUNE RESISTENZE

Passiamo ora brevemente in rassegna come si modifica (e perché) il comportamento del circuito al variare di alcune resistenze.

Supponiamo quindi che il punto di riposo prescelto sia il punto F di fig. 17, con una $R5 = 10.000 \text{ ohm}$ e proviamo ad aumentare il valore di R1, portandolo ad esempio a 150.000 ohm . Così facendo si diminuisce la corrente di base costringendo il transistor a lavorare su di una curva caratteristica più bassa di quella precedente, cioè il punto di riposo si abbassa in direzione del punto G di fig. 17.

Il comportamento dinamico conseguente alla scelta di un tale punto di riposo è già stato analizzato in precedenza, quindi ci basterà ricordare che l'effetto più evidente sarà un funzionamento sbilanciato del circuito con la semionda positiva d'uscita che viene tagliata prima di quella negativa.

Un effetto esattamente opposto si otterrà invece

se anziché aumentare il valore ohmico della resistenza R1 proveremo a diminuirlo portandolo ad esempio a 100.000 ohm. In questo caso cioè si avrà un aumento della corrente di base e uno spostamento verso l'alto del punto di lavoro verso il punto E di fig. 17 mentre per quanto riguarda il segnale in uscita verrà tagliata prima la semionda negativa di quella positiva. Supponiamo adesso di aumentare il valore di R3 portandolo per esempio dagli attuali 2200 ohm a 3300 ohm.

Così facendo la polarizzazione della base resta inalterata, cioè la curva caratteristica su cui lavora il transistor rimane sempre la medesima, però si ha una diminuzione della pendenza della retta di carico in quanto, come ricorderete, l'intersezione di tale retta con l'asse verticale è espresso da:

$$I_{c \max} = V_{cc} : (R_3 + R_4)$$

quindi aumentando R3 diminuisce di pari passo il valore di $I_{c \max}$.

Abbassandosi la retta di carico, il punto di riposo che come abbiamo detto rimane sempre sulla stessa curva subirà uno spostamento verso l'alto e verso sinistra andando a fissarsi in una posizione i cui effetti sono simili a quelli del punto E di fig. 17, cioè verrà ancora tagliata prima la semionda negativa di quella positiva. Un aumento di R3 comporta inoltre un aumento del guadagno.

Una diminuzione di R3 ha naturalmente l'effetto contrario cioè alza la retta di carico e porta il punto di riposo in una posizione i cui effetti sono simili a quelli del punto G di fig. 17, cioè taglio della semionda positiva del segnale e diminuzione del guadagno.

Per concludere vogliamo riassumere nella seguente tabella i provvedimenti che è necessario adottare per riequilibrare il circuito nel caso esso presenti una dissimetria di funzionamento senza dover per questo procedere a ricalcolare tutte le grandezze che intervengono:

Difetto	Provvedimento
Taglio della semionda positiva	Diminuire R1 oppure aumentare R3
Taglio della semionda negativa	Aumentare R1 oppure diminuire R3

CALCOLO DELLE CAPACITÀ

Come ultimo argomento vediamo come si devono calcolare i valori di capacità che intervengono nel nostro circuito.

A questo proposito riteniamo utile ricordare che la reattanza (cioè la resistenza al passaggio della corrente) di un condensatore è inversamente proporzionale alla capacità del condensatore stesso ed alla frequenza di lavoro, come espresso dalla seguente formula:

$$\text{Reattanza} = 1 : (6,28 \times f \times C)$$

dove:

f = frequenza in H2

C = capacità in Farad

Tenendo presente questo, calcoleremo i valori di C1, C2 e C3 (vedi fig. 27) facendo in modo che la loro reattanza sia già trascurabile alla minima frequenza di lavoro, cioè, scegliendo come frequenza minima 100 Hz, imposteremo che a tale frequenza questi condensatori presentino una reattanza almeno 10 volte più bassa delle resistenze con cui sono posti in serie o in parallelo.

Avremo quindi:

$$\text{Reattanza di } C1 = R2 : 10 = 18.000 : 10 = 1.800 \text{ ohm (la reattanza si misura in ohm)}$$

$$\text{Reattanza di } C2 = R5 : 10 = 10.000 : 10 = 1.000 \text{ ohm}$$

$$\text{Reattanza di } C3 = R4 : 10 = 220 : 10 = 22 \text{ ohm}$$

Sostituendo questi valori nella formula:

$$\text{Capacità (in mF)} = 1.000.000 : (6,28 \times f \times \text{Reattanza})$$

$$\text{otterremo: } C1 = 1.000.000 : (6,28 \times 100 \times 1.800) = 0,8 \text{ mF}$$

che arrotonderemo a 1 mF

$$C2 = 1.000.000 : (6,28 \times 100 \times 1.000) = 1,6 \text{ mF}$$

che arrotonderemo a 2 mF.

$$C3 = 1.000.000 : (6,28 \times 100 \times 22) = 72 \text{ mF}$$

che arrotonderemo a 100 mF

Da notare che questi valori non coincidono con quelli da noi usati nelle prove poiché in quella sede non sono stati posti problemi di frequenza in quanto si voleva verificare solo il funzionamento del circuito con un segnale di frequenza qualunque.

Concludiamo sperando che le spiegazioni da noi fornite in questo articolo siano state sufficientemente chiare e sperando soprattutto di aver fatto cosa gradita a tutti i nostri lettori.

A tale proposito vorremmo ricordare ancora una volta che con questi articoli non ci proponiamo di insegnare l'elettronica a chi già la conosce (vedi ingegneri, periti ecc.) bensì ci rivolgiamo soprattutto a coloro che praticando l'elettronica come hobby non hanno spesso basi teoriche sufficienti per affrontare problemi di progettazione.

Ci scusiamo quindi se in taluni punti siamo stati troppo elementari o se abbiamo saltato talune dimostrazioni che altro non avrebbero fatto se non appesantire l'articolo il cui scopo principale è, come abbiamo detto, puramente divulgativo.

Uno strumento digitale che, collegato al vostro ricetrasmittitore, leggerà automaticamente la frequenza di trasmissione e quella di ricezione, indipendentemente dal valore della MF e dal tipo di conversione adottato nel ricevitore.

VISUALIZZATORE per RX - TX

Uno strumento ricercatissimo dai radioamatori è il « visualizzatore di frequenza », cioè un particolare frequenzimetro che collegato a qualsiasi ricetrasmittitore, possa indicare automaticamente la frequenza di trasmissione e soprattutto quella di ricezione. Chiunque possieda un ricevitore a « sintonia variabile » saprà infatti quanto sia problematico conoscere esattamente la frequenza captata poiché, anche se si dispone di una **scala parlante**, essa ci fornirà sempre un'indicazione molto approssimativa sia per la sua scarsa precisione, sia per eventuali starature dell'oscillatore locale o della MF.

Basandoci sulle indicazioni fornite da questa scala, potremmo ritenere di essere sintonizzati ad esempio sui 144,150 MHz mentre in realtà, per i motivi appena esposti, la reale frequenza di sintonia potrebbe essere 144,143 MHz oppure 144,156 MHz.

Qualcuno potrebbe pensare di ovviare a questo inconveniente tarando la « scala parlante » con la frequenza campione generata da un quarzo inserito in un ricetrasmittitore ma anche così facendo l'indicazione fornita rimarrebbe sempre piuttosto sommaria. I quarzi infatti, come tutti sanno, presentano una certa tolleranza, non solo ma la stessa frequenza generata può subire delle variazioni se il quarzo risulta sistemato troppo vicino ad una sorgente di calore.

Ecco quindi risaltare la fondamentale importanza di uno strumento che ci permetta di affermare con matematica certezza che la frequenza su cui stiamo trasmettendo o ricevendo è esattamente di 144,112 MHz oppure di 144,138 MHz, non solo ma ci permetta anche di stabilire, in trasmissione, di quanto varia la nostra frequenza per colpa dell'oscillatore.

Il solo fatto di possedere un tale « visualizzatore » porterebbe immediatamente al massimo grado il vostro prestigio nella cerchia dei vostri amici poiché se è vero che oggi giorno a trasmettere

siamo in tanti, è anche vero che coloro che possiedono un frequenzimetro a lettura diretta idoneo alla ricezione così come alla trasmissione sono veramente pochi.

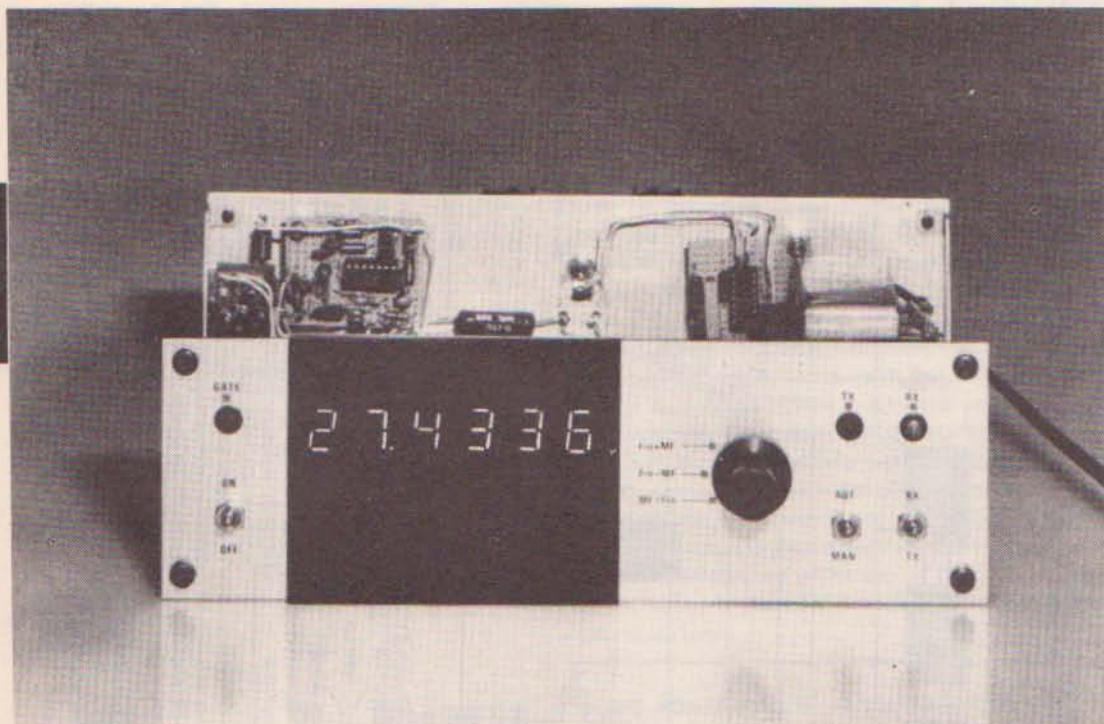
A questo punto molti di voi potrebbero chiedersi perché continuiamo a chiamare « visualizzatore » uno strumento che in realtà è un frequenzimetro oppure ancora perché si debba costruire un visualizzatore quando in pratica chi possiede un frequenzimetro è già in grado di leggere una frequenza.

A costoro risponderemo che se in teoria un visualizzatore può considerarsi un frequenzimetro, in pratica esso è un qualcosa di più, cioè è un frequenzimetro al quale è stato aggiunto un piccolo « computer ». Infatti, se la frequenza di trasmissione oppure quella generata da un qualsiasi oscillatore AF può essere letta con un semplice frequenzimetro, lo stesso non può dirsi per ciò che concerne una frequenza in ricezione in quanto non dobbiamo dimenticare che in questo secondo caso, se nella gamma esplorata non esiste alcuna stazione, il frequenzimetro, non potendo avvalersi dell'alta frequenza captata dall'antenna, non sarà mai in grado di fornirci alcuna lettura utile, quindi non si saprà mai su quale frequenza il ricevitore è sintonizzato.

Per leggere con continuità la frequenza di sintonia di un ricevitore, sia che in gamma esista o non esista alcuna emittente, è necessario sfruttare la frequenza dell'oscillatore locale che come tutti sanno ha un valore ben diverso da quella che si riceve.

Per risalire quindi al valore effettivo di « sintonia », occorre che il visualizzatore effettui contemporaneamente e automaticamente un'operazione di somma o di sottrazione.

Ad esempio se il nostro ricevitore è sintonizzato per ricevere la frequenza dei 27.125 KHz, l'oscillatore locale potrebbe generare queste frequenze: — 26.670 KHz se la MF è accordata sui 455 KHz



- 21.125 KHz se la MF è accordata sui 6 MHz
- 18.125 KHz se la MF è accordata sui 9 MHz
- 16.425 KHz se la MF è accordata sui 10,7 MHz

Questo esempio si riferisce solo al caso in cui la frequenza dell'oscillatore locale debba essere sommata al valore della MF per ottenere la frequenza di sintonia; esistono però anche dei ricevitori in cui il valore della MF va sottratto alla frequenza generata dall'oscillatore locale, quindi ammettendo di disporre di un apparecchio di questo tipo, per ricevere la stessa frequenza di 27.125 KHz, l'oscillatore locale dovrà generare le seguenti frequenze:

- 27.580 KHz se la MF è accordata sui 455 KHz
- 33.125 KHz se la MF è accordata sui 6 MHz
- 36.125 KHz se la MF è accordata sui 9 MHz
- 37.825 KHz se la MF è accordata sui 10,7 MHz

Oltre a questi due tipi di conversione, su molti ricetrasmittitori sia a valvole che a transistor esiste un'altra possibilità della quale abbiamo pure dovuto tener conto nella progettazione di questo visualizzatore, e cioè può succedere che la frequenza di sintonia si ottenga sottraendo dal valore della MF utilizzata la frequenza generata dall'oscillatore.

In tal caso, se il valore della MF è ad esempio, 9 MHz, per sintonizzarsi sui 4 MHz, l'oscillatore locale dovrà generare una frequenza pari a:

$$9 \text{ MHz} - 4 \text{ MHz} = 5 \text{ MHz}$$

Appare quindi evidente che se il visualizzatore non possiede un piccolo computer in grado di effettuare automaticamente tutte queste operazioni, cioè aggiungere il valore della MF alla frequenza dell'oscillatore locale (vedi 1° esempio), oppure sottrarre il valore della MF dalla frequenza del medesimo oscillatore (vedi 2° esempio) oppure ancora sottrarre dal valore della MF la frequenza dell'oscillatore locale, è ovvio che non potremmo mai leggere sui display il valore reale della frequenza di sintonia.

È altresì ovvio che la progettazione di un simile apparecchio è ben più complessa rispetto ad un normale frequenzimetro in quanto si tratta di aggiungere un circuito in grado di far fronte contemporaneamente a queste tre possibili condizioni di funzionamento e... scusate se è poco.

ANALISI DELLO SCHEMA ELETTRICO

In fig. 1 possiamo osservare lo schema elettrico della sezione principale del visualizzatore, al quale si aggiunge lo schema di fig. 2 che comprende gli integrati 9368 (cioè le decodifiche + memoria) e i relativi display.

Questo schema ovviamente non è di facile comprensione, se non altro per l'elevato numero di

ALLE 9368 (MEMORIE E DECODIFICHE)

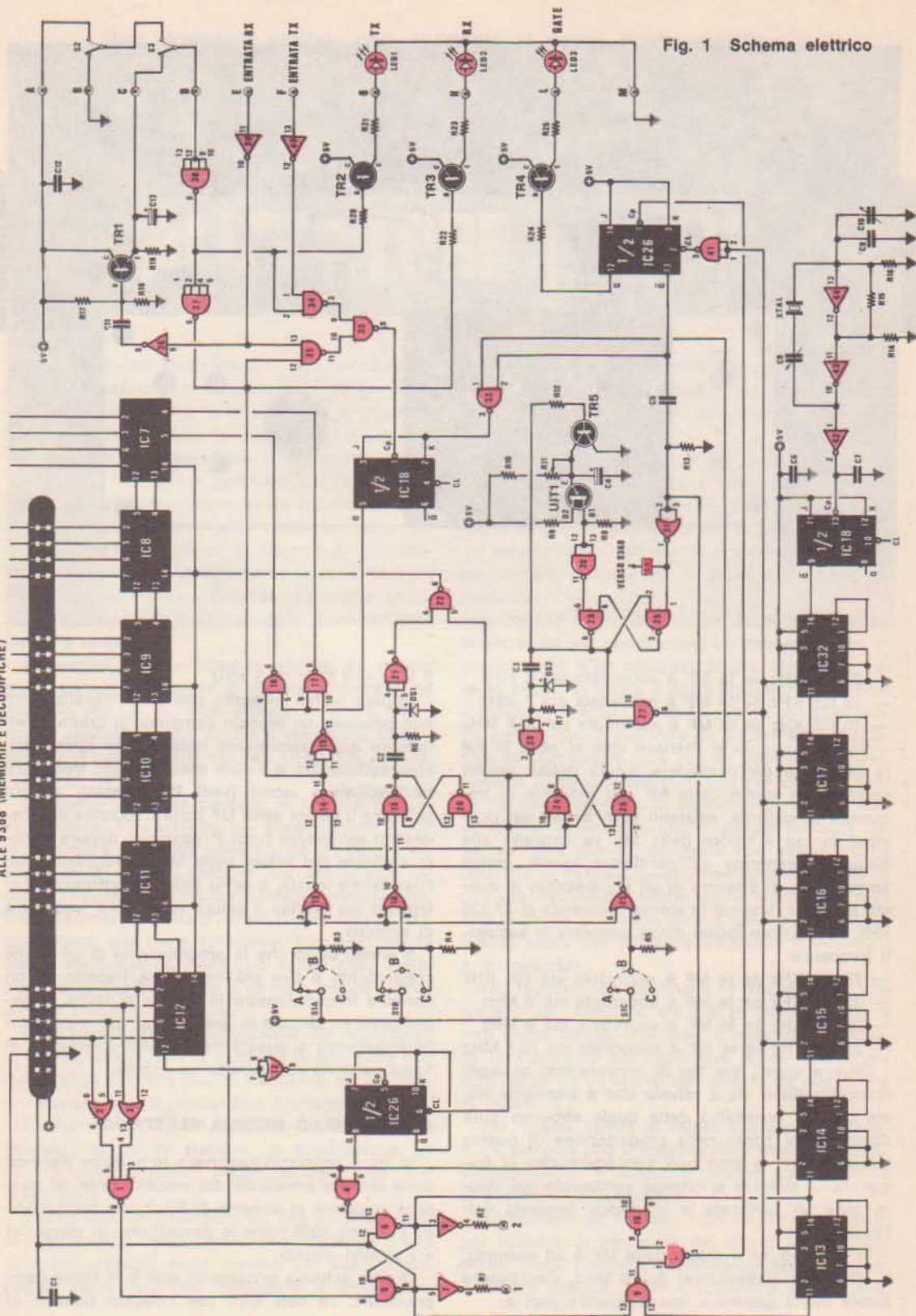


Fig. 1 Schema elettrico

R1 = 220 ohm 1/4 watt
 R2 = 220 ohm 1/4 watt
 R3 = 220 ohm 1/4 watt
 R4 = 220 ohm 1/4 watt
 R5 = 220 ohm 1/4 watt
 R6 = 220 ohm 1/4 watt
 R7 = 220 ohm 1/4 watt
 R8 = 1.000 ohm 1/4 watt
 R9 = 150 ohm 1/4 watt
 R10 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R11 = 100.000 ohm trimmer
 R12 = 4.700 ohm 1/4 watt
 R13 = 220 ohm 1/4 watt
 R14 = 2.200 ohm 1/4 watt
 R15 = 470 ohm 1/4 watt
 R16 = 2.200 ohm 1/4 watt
 R17 = 22.000 ohm 1/4 watt
 R18 = 10.000 ohm 1/4 watt
 R19 = 220 ohm 1/4 watt
 R20 = 220 ohm 1/4 watt
 R21 = 56 ohm 1/4 watt
 R22 = 220 ohm 1/4 watt

R23 = 56 ohm 1/4 watt
 R24 = 220 ohm 1/4 watt
 R25 = 56 ohm 1/4 watt
 C1 = 10.000 pF ceramico a disco
 C2 = 1.000 pF ceramico a disco
 C3 = 10.000 pF ceramico a disco
 C4 = 10 mF elettrolitico al tantalio 10 volt
 C5 = 10.000 pF ceramico a disco
 C6 = 10.000 pF ceramico a disco
 C7 = 33 pF ceramico a disco
 C8 = 4,5 ÷ 15 pF compensatore miniatura
 C9 = 27 pF ceramico a disco
 C10 = 4,5 ÷ 15 pF compensatore miniatura
 C11 = 100.000 pF poliestere
 C12 = 10.000 pF ceramico a disco
 C13 = 10 mF elettrolitico al tantalio 10 volt
 DS1 = diodo al silicio 1N914 - 1N4148
 DS2 = diodo al silicio 1N914 - 1N4148
 TR1 = transistor NPN al silicio BC208
 TR2 = transistor NPN al silicio BC208
 TR3 = transistor NPN al silicio BC208
 TR4 = transistor NPN al silicio BC208

TR5 = transistor NPN al silicio BC208
 UJT1 = transistor unigiunzione D5E44
 IC1-2-3-4-5-6 = circuito integrato 9368
 IC7-8-9-10-11-12 = circuito integrato SN74192
 IC13-14-15-16-17-32 = circuito integrato SN7490
 IC18 = circuito integrato SN74LS113N
 IC19-20-25-27-28 = circuito integrato SN7400
 IC21 = circuito integrato SN7410N
 IC22-24 = circuito integrato SN7402
 IC23 = circuito integrato SN7404
 IC26 = circuito integrato SN7473
 IC29 = circuito integrato SN7413
 IC30 = circuito integrato SN74S00
 IC31 = circuito integrato SN74S04
 S1A-S1B-S1C = commutatore 3 vie, 3 posizioni
 S2 = commutatore 1 via 2 posizioni
 S3 = commutatore 1 via 2 posizioni
 VARIE
 6 display FND500
 3 diodi led rossi
 2 connettori da stampato 22 x 2 contatti
 XTAL = quarzo miniatura 10 MHz

componenti che intervengono a formarlo, ragion per cui abbiamo ritenuto opportuno suddividerne la descrizione in due parti: la prima, che riguarda lo schema a blocchi, viene riportata su questo numero, mentre la seconda, che è poi la descrizione vera e propria dello schema elettrico, vi verrà presentata sul prossimo numero.

In tal modo chi desiderasse realizzare questo progetto avrà già tutti gli elementi per farlo (non saprà ad esempio quale funzione esplica nel circuito il NCR n. 25 o il NAND n. 28 o perché si è usato come oscillatore della base dei tempi un quarzo da 10 MHz ed un SN7404, però egli saprà che inserendo tali componenti sul circuito stampato il suo visualizzatore funzionerà perfettamente e questo per ora dovrebbe bastargli).

In seguito, leggendo la seconda parte dell'articolo, apprenderete anche tutti questi particolari in modo che ciascuno di voi, nel caso riscontrasse sul suo montaggio qualche inconveniente dovuto ad esempio ad un errore in fase di realizzazione, abbia la possibilità di intervenire nel modo più opportuno.

COME FUNZIONA UN FREQUENZIMETRO DIGITALE

Per poter comprendere il funzionamento di questo visualizzatore e come si riesca a sommare o sottrarre alla frequenza misurata il valore della MF, è necessario innanzitutto spiegare a grandi linee come funziona un normale frequenzimetro digitale in quanto, come abbiamo anticipato, un visualizzatore si compone in pratica di un frequenzimetro più una unità in grado di eseguire somme e sottrazioni. Diremo quindi che un frequenzimetro digitale basa il suo funzionamento sulla definizione stessa di frequenza (numero di **cicli al secondo**) cioè non fa altro che contare, tramite un'opportuna rete di contatori-divisori x 10, le sinusoidi o gli impulsi che arrivano al suo ingresso in una prefissata unità di tempo.

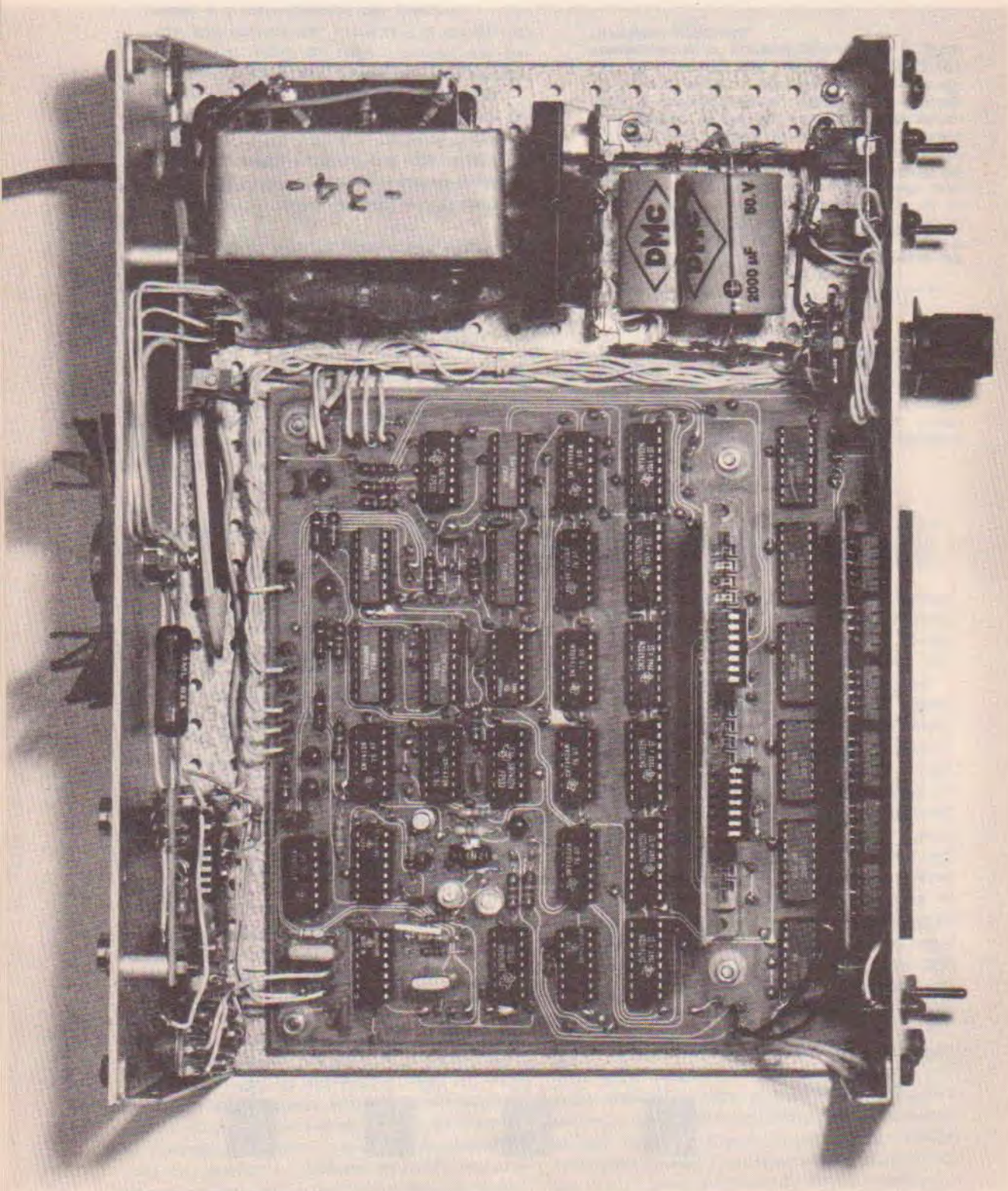
Parlando di « unità di tempo » si sottintende ovviamente che questo conteggio non deve protrarsi all'infinito, bensì durerà esattamente un secondo, 1/10 di secondo, 1/100 di secondo ecc. dipendentemente dal valore massimo di frequenza che si vuole misurare.

Oltre ai contatori e ai divisori x 10, nonché alla relativa rete di visualizzazione composta di DECODIFICHE, MEMORIE e DISPLAY, occorrerà quindi una rete in grado di interrompere il conteggio dopo un tempo prefissato e di farlo riprendere ciclicamente dopo aver azzerato i contatori stessi.



Le **decodifiche**, a loro volta, sono integrati che servono per pilotare i display cioè convertono l'informazione codificata che arriva ai loro ingressi in modo da far apparire sul display il numero corrispondente a tale informazione. Completa il tutto un ultimo stadio da noi indicato come **GENERATORE SEQUENZIALE** senza il quale il frequenzimetro non potrebbe assolutamente svolgere le sue funzioni.

Nota umoristica: La matita che vedete spuntare vicino al trasformatore ha fatto impazzire il fotografo per un quarto d'ora: cadendogli di mano infatti ha rimbalzato sul tavolo e poi... è sparita. Solo ora stampando la rivista ci accorgiamo di trovare un « componente » che non avevamo previsto nel nostro circuito.



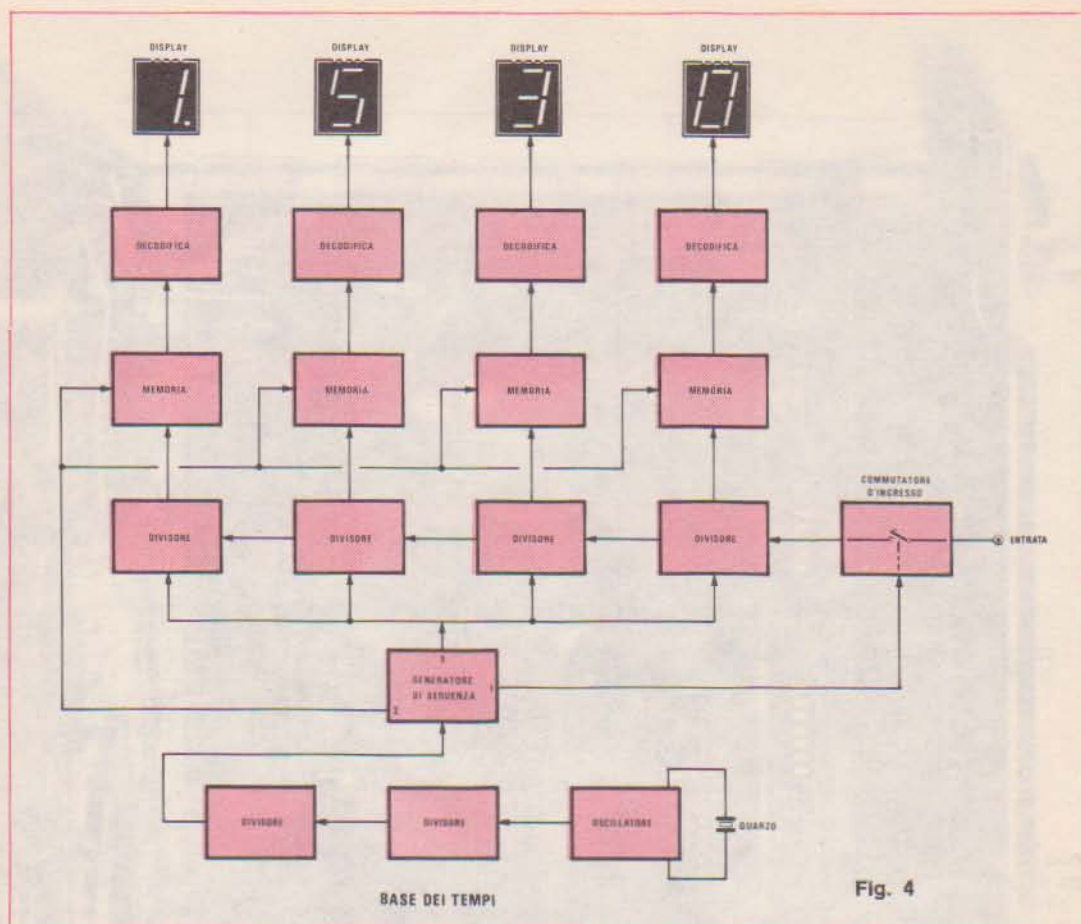


Fig. 4

Tale stadio infatti, pilotato dalla BASE DEI TEMPI, esegue ciclicamente i seguenti compiti:

- 1) « Resetta » i divisori, cioè cancella tutte le informazioni relative al precedente ciclo di conteggio in modo che i divisori ripartano ogni volta da 0.
- 2) Chiude il **commutatore d'ingresso** in modo da far giungere il segnale alla catena dei divisori.
- 3) Passato un certo tempo (prefissato dalla BASE DEI TEMPI) riapre tale commutatore impedendo che altro segnale giunga alla catena dei divisori.
- 4) Dopo che la catena dei divisori ha contato il numero di impulsi arrivati in ingresso nel tempo prefissato, **abilita** le memorie a leggere le uscite codificate dei divisori e a trasferire queste informazioni alle decodifiche in modo da far apparire i numeri corrispondenti sui display.
- 5) Dopo che le memorie hanno trasferito le informazioni, o meglio gli impulsi contati, dai divisori alle decodifiche, « resetta » di nuovo i divisori e il ciclo riprende dal passo 2.

Fig. 4 Per poter comprendere come funziona il nostro visualizzatore, è necessario conoscere prima a grandi linee come un frequenzimetro possa leggere una frequenza. Come spiegato nell'articolo lo stadio principale è costituito dal « generatore di sequenza ».

Fig. 5 (a destra) Applicando in ingresso ad un frequenzimetro un segnale di AF o BF il « generatore di sequenza » chiude la porta d'ingresso per un tempo prestabilito ed in questo tempo entrano un numero ben preciso di impulsi. Nel tempo che intercorre fra una chiusura e le successive, il generatore di sequenza abilita la memoria a ricevere dai divisori gli impulsi contati e a far apparire il corrispondente numero sul display. A questo punto lo stesso generatore, reseta (cioè azzera) tutti i divisori quindi chiude nuovamente la porta d'ingresso ed il ciclo si ripete all'infinito.

A questo punto, se ancora vi sono rimasti dei dubbi circa il funzionamento di un frequenzimetro digitale, cercheremo di spiegarci meglio con un esempio pratico. Supponiamo quindi di avere un segnale alla frequenza di 1.530 Hz (questo significa che **ogni secondo** sono presenti 1.530 sinusoidi, se il segnale è sinusoidale, oppure 1.530 impulsi, se è un'onda quadra) e di applicare tale segnale ad una catena di divisori in cui non siano presenti né le memorie, né il generatore sequenziale. A parte il fatto che ci sarebbe impossibile leggere i numeri sul display in quanto la velocità di commutazione risulterebbe notevolmente superiore alla velocità del nostro occhio nel fissare l'immagine (è questo lo scopo principale per cui si utilizzano le memorie), dopo 1 secondo sulle nixie comparirebbe il numero 1.530, dopo 2 secondi $2 \times 1.530 = 3.060$, dopo 3 secondi $3 \times 1.530 = 4.590$ ecc. fino a raggiungere il numero massimo possibile cioè 9999 (in pratica proseguirebbe ininterrottamente a contare non essendo presente alcun circuito che provveda a bloccarlo al momento opportuno).

Se invece dal generatore della base dei tempi noi preleviamo un impulso della durata di **1 secondo** e con questo pilotiamo il **generatore di sequenza** in modo che all'inizio dell'impulso esso chiuda il commutatore d'ingresso per riaprirlo

solo al termine dell'impulso stesso, onde impedire che altri sinusoidi giungano ai divisori, noi conteggeremo esattamente il numero di sinusoidi in un secondo, cioè 1.530. Il conteggio degli impulsi (o delle sinusoidi) viene effettuato dai divisori, il primo dei quali, cioè quello di destra, ne conterà 1.530 (quindi si fermerà sull'ultima cifra che è 0), il secondo ne conterà 153 (quindi si fermerà sul n. 3), il terzo ne conterà 15 (quindi si fermerà sul 5) e l'ultimo ne conterà 1 solo, quindi si fermerà sull'1.

A questo punto il generatore di sequenza abilita le quattro memorie a prelevare queste informazioni da ciascun divisore (vedi fig. 5 impulso di abilitazione), cioè la prima memoria di destra preleverà il numero 0, la seconda il 3, la terza il 5 e la quarta il numero 1.

Ogni memoria trasferirà quindi l'informazione ricevuta alla decodifica ad essa collegata e le decodifiche, a loro volta, faranno apparire sulle nixie o sui display il numero 1.530. Avvenuta questa operazione, il generatore di sequenza azzererà tutti i divisori (vedi in fig. 5 la quarta funzione), cioè cancella i numeri 1.530 presenti sulle uscite dei divisori trasformandoli nei numeri 0.0.0.0 (sul display invece, grazie alle memorie, rimane presente il numero 1.530). Dopo aver resettato i contatori, il generatore di sequenza non fa altro che

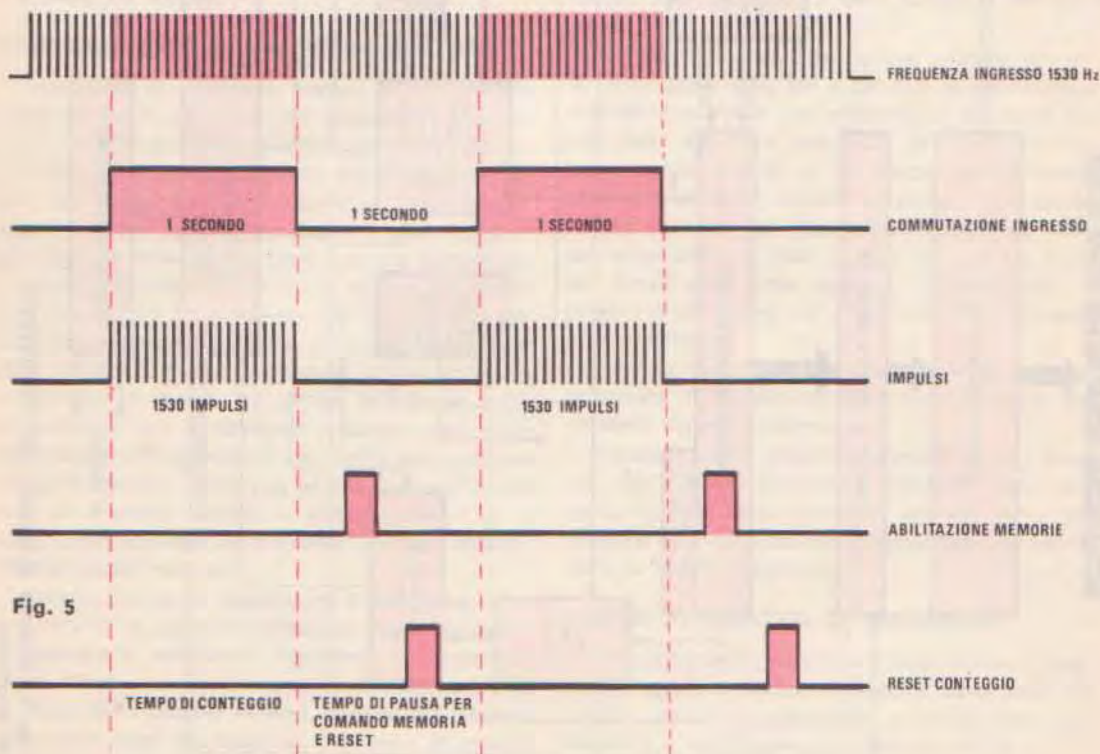


Fig. 5

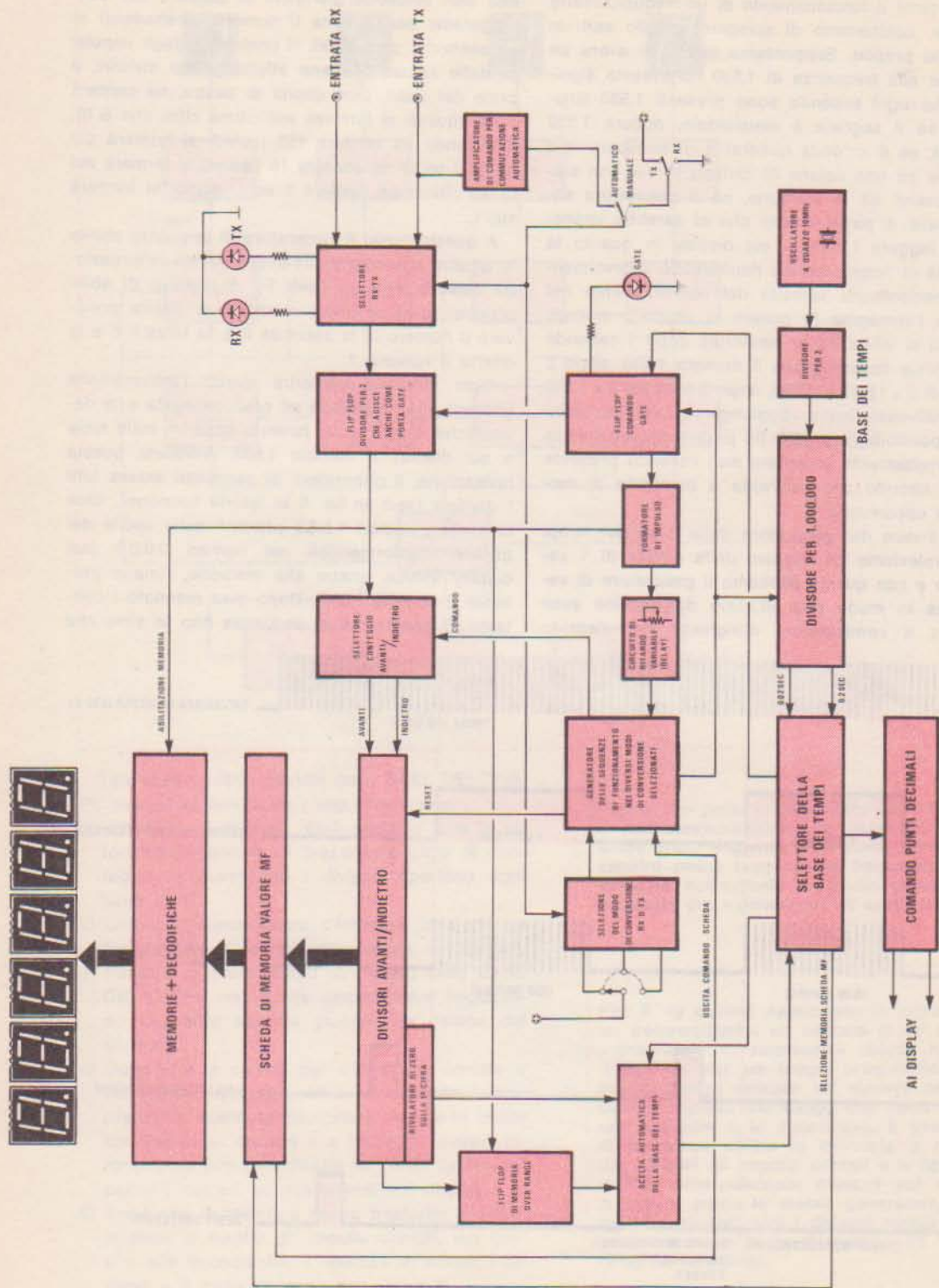


Fig. 6 Schema a blocchi del visualizzatore di frequenza.

ripetere passo passo il ciclo precedente, cioè tiene chiuso per 1 secondo il commutatore d'ingresso, in modo da consentire ai divisori di contare ancora i 1.530 impulsi, quindi riapre tale commutatore ed abilita nuovamente le memorie per la lettura ed il trasferimento dell'informazione ai display.

Questo è in linea di massima il funzionamento di un frequenzimetro a lettura diretta: è ovvio comunque che noi, per rendere più comprensibile l'argomento, abbiamo cercato di semplificarlo al massimo limitando l'esempio a sole quattro cifre e con una base dei tempi di 1 secondo (cioè abbiamo limitato la lettura a 9.999 Hz).

Se invece si desiderasse leggere ad esempio una frequenza di 15.400 Hz, si potrebbero seguire due strade diverse:

- a) Si lascia la base dei tempi uguale a 1 secondo e si aggiunge un altro divisore più un'altra decodifica completa di display in modo da avere una lettura massima di 99.999 Hz.
- b) Si conservano i 4 display e si divide $\times 10$ la base dei tempi, portandola a 0,1 secondi.

Seguendo questa seconda strada, il commutatore d'ingresso resterà chiuso 0,1 secondi ogni ciclo ed in tale periodo verranno letti 1.540 impulsi, quindi per avere la misura esatta della frequenza dovremo moltiplicare $\times 10$ il numero che compare sui display.

SCHEMA A BLOCCHI DEL VISUALIZZATORE

Analizzato lo schema a blocchi di un normale frequenzimetro, possiamo ora presentarvi lo schema a blocchi del nostro visualizzatore (vedi fig. 6).

Come si constaterà, questo schema risulta un po' più complesso del precedente in quanto le operazioni che esso deve compiere, come vi spiegheremo in dettaglio, risultano ben più complesse.

Intanto ritroveremo sempre i display necessari per visualizzare i numeri, una memoria + una decodifica per ogni display e un **contatore-divisore** che stavolta è di tipo particolare, idoneo non solo a contare in avanti ma anche all'indietro (cioè il contatore non è obbligato a partire ogni volta da 000000 aumentando di una unità per ogni impulso d'ingresso, bensì può partire da qualsiasi cifra, ad esempio 900000, e andare indietro di 1 cifra ogni impulso in ingresso, per es. 899999-899998-899997 ecc. ecc.).

Avremo inoltre un **generatore di sequenza**, cioè un circuito in grado di comandare nella sequenza desiderata la **chiusura e l'apertura del commutatore d'ingresso**, l'**abilitazione delle memorie** ed il **reset dei contatori divisori**, nonché un **generatore della base dei tempi** ed una serie di circuiti

supplementari che, come abbiamo detto, fanno di questo visualizzatore un piccolo computer.

Esso infatti è in grado di modificare automaticamente la base dei tempi quando si passa, ad esempio, dai MHz ai KHz, senza che si debba agire su alcun comando manuale e spegne pure automaticamente le cifre non significative dimodoché, disponendo il visualizzatore di 6 display, potremo leggere:

- Per la gamma dei 144 MHz, i MHz e i KHz cioè ad esempio 144.125 KHz
- Per la gamma dei 27 MHz, i MHz, i KHz e le centinaia di Hz, cioè ad esempio 27.125.4
- Per le gamme inferiori ai 10 MHz, i MHz, i KHz e le centinaia di Hz.

Ad esempio se vogliamo misurare 300KHz, leggeremo 300.00 in quanto la lettura effettiva sarebbe 0.300.00, ma essendo la prima cifra davanti al 3 non significativa, il visualizzatore la spegne.

Passando dalla ricezione alla trasmissione, il visualizzatore si predispone automaticamente per misurare la frequenza di trasmissione escludendo quella del ricevitore o viceversa e contemporaneamente si accenderà un led affinché l'operatore possa sapere quale frequenza viene effettivamente misurata.

Esiste pure un comando manuale che consente di effettuare queste due misure non automaticamente, bensì a seconda delle esigenze dell'operatore.

Abbiamo infine un circuito che automaticamente, in funzione della MF e del tipo di conversione utilizzato nel ricevitore, addiziona o sottrae il valore della MF dalla frequenza dell'oscillatore locale, oppure sottrae la frequenza dell'oscillatore dal valore della MF, nonché un circuito che sposta i punti decimali sui display a seconda della base dei tempi scelta di volta in volta dal circuito, base dei tempi che come abbiamo preannunciato è sempre la più idonea per avere una lettura più precisa possibile.

Essendo quasi tutte le funzioni svolte automaticamente, il circuito dispone ovviamente di pochissimi comandi esterni.

A questo punto, esaminati a grandi linee i blocchi che formano il circuito, riteniamo opportuno spiegare, con alcuni semplici esempi, come avvengono le commutazioni automatiche più importanti su questo visualizzatore.

CAMBIO AUTOMATICO DI FREQUENZA

Più giustamente avremmo dovuto intitolare questo paragrafo «cambio automatico della base dei tempi» perché è questa che provvede automaticamente a modificare la portata di lettura.

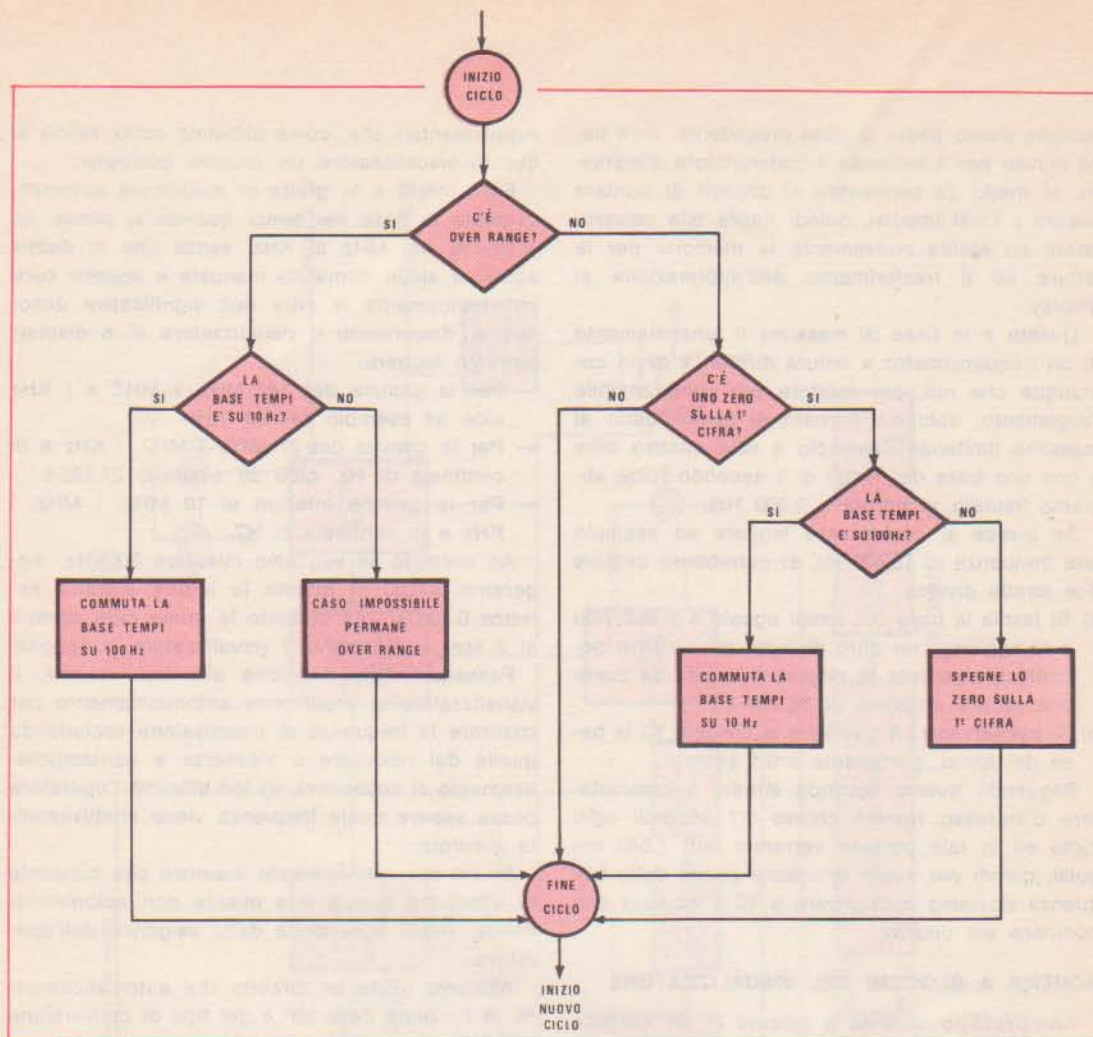


Fig. 7 Nel visualizzatore è presente un semplice « cervello elettronico » il quale si pone delle domande e in funzione della risposta ricevuta, provvede a risolvere i vari problemi, il primo dei quali è quello di commutare la base dei tempi in modo da sfruttare al massimo i display disponibili.

Ammetto cioè che il frequenzimetro abbia una base dei tempi idonea a leggere sulle 6 cifre la frequenza di 271.254 Hz, se noi gli applichiamo in ingresso una frequenza di 2.134.250 Hz e non effettuiamo alcuna commutazione, esso andrà in « over-range » e leggerà 134.250 Hz, cioè non apparirà il n. 2.

Al contrario, se il frequenzimetro fosse predisposto per leggere 2.134.250 Hz e noi applicassimo sull'entrata una frequenza di 271.254 Hz sui display apparirebbe 027.125 KHz.

Se infine applicassimo un segnale a 35.003 Hz sui display apparirebbe 003.500 Hz. A noi invece interessa che in questi tre casi, sui display appaiano le seguenti cifre:

271,254 KHz

2.134,25 KHz

35,003 KHz

cioè vogliamo sfruttare al completo tutti i 6 display disponibili in modo da avere la maggior precisione possibile.

A questo provvede il **selettore automatico di**

base dei tempi, cioè una specie di microcomputer la cui logica di funzionamento è rappresentata nella fig. 7.

Prima però di parlare di questo selettore automatico è necessario fare una brevissima premessa riguardo ad un particolare cui finora non avevamo accennato. Diremo quindi che nel nostro visualizzatore la **frequenza d'ingresso**, prima di essere mandata ai contatori, viene divisa per due da un flip-flop, cioè se in ingresso applichiamo una frequenza di 27.250 KHz, in pratica ai contatori arriva una frequenza di $27.250 : 2 = 13.625$ KHz.

Per ottenere sul display un'indicazione esatta cioè leggere 27.250 KHz e non 13.625, abbiamo quindi dovuto raddoppiare il tempo di chiusura del commutatore d'ingresso, cioè in pratica dimezzare la frequenza della base dei tempi.

Negli esempi che seguono tuttavia prenderemo come base dei tempi 10 Hz o 100 Hz (anziché 5Hz o 50Hz come avviene nel visualizzatore vero e proprio a causa della divisione X2 operate in ingresso) in quanto così facendo risulta più facile intenderci.

Come primo esempio supponiamo di voler misurare la frequenza di 27.125.400 Hz e che la base dei tempi si trovi sulla posizione 10 Hz.

In tal caso la cifra da visualizzare sarebbe:

$$27.125.400 : 10 = 2.712.540$$

e poiché abbiamo solo 6 display si avrebbe un «over-range», cioè si leggerebbe 712.540.

Il circuito però, dopo aver effettuato un primo conteggio, si chiede:

— C'è over-range?

La risposta ovviamente è affermativa, quindi seguendo il diagramma di fig. 7, noteremo che la successiva domanda che il circuito si pone sarà:

— La base dei tempi è a 10 Hz?

Anche questa volta la risposta è affermativa, quindi automaticamente la base dei tempi verrà spostata da 10 Hz a 100 Hz; in tal modo sui display comparirà il numero:

$$27.125.400 : 100 = 27.125,4 \text{ KHz}$$

come appunto desideravamo.

A questo punto, dopo aver spostato la base dei tempi sui 100 Hz, il circuito effettua il successivo conteggio e si chiede di nuovo:

— C'è over-range?

La risposta è NO, quindi la successiva domanda sarà:

— C'è uno 0 sull'ultima cifra a sinistra?

Anche questa risposta è NO quindi il visualizzatore prosegue nei suoi conteggi con la medesima base dei tempi fino a quando non interviene un elemento nuovo a farla cambiare.

Questo elemento nuovo potrebbe essere, il fatto di voler misurare una frequenza inferiore a 10 MHz, ad esempio 3.500.125 Hz.

In tal caso infatti dato che $3.500.125 : 100 = 35.001$, sui display si dovrebbe leggere 035.001, cioè non avremmo «over range» però avremmo uno zero alla sinistra della prima cifra significativa.

Il computer si chiederà allora:

— La base dei tempi è a 100 Hz?

La risposta ovviamente è SI per cui il circuito è obbligato a commutare di nuovo la base dei tempi su 10 Hz.

Così facendo l'indicazione fornita dal display sarà:

$$3.500.125 : 10 = 3.500,12 \text{ KHz}$$

cioè avremo di nuovo tutti i display pieni.

Restano da esaminare due esempi e precisamente quando la frequenza da misurare è superiore a 99.999.999 Hz e quando invece essa è inferiore a 1 MHz.

Supponiamo dapprima di voler misurare una frequenza di 144.250 KHz con la base dei tempi sui 100 Hz.

La prima misura che il visualizzatore effettua darà come risultato:

$$144.250.000 : 100 = 144.250,0 \text{ KHz}$$

cioè un totale di 7 cifre che ovviamente danno luogo all'over-range.

Alla domanda se la base dei tempi è su 10 Hz la risposta sarà ovviamente negativa quindi come risulta dalla tabella di flusso il caso è apparentemente insolubile. Diciamo apparentemente in quanto, come vedremo più avanti, sarà sufficiente applicare all'ingresso del visualizzatore un prescaler divisore x 10 per riuscire ad effettuare anche questa misura.

In tal caso infatti sui display si vedrà comparire il numero:

$$(144.250.000 : 10) : 100 = 144.250 \text{ KHz}$$

Se infine la frequenza da misurare è inferiore a 1 MHz (ad esempio 39.377 Hz) e la base dei tempi è sui 10 Hz, la prima lettura del frequenzimetro sarà:

$$39.377 : 10 = 3.937,7 \text{ KHz}$$

quindi sui display dovrebbe apparire il numero 003937

Alla domanda:

— C'è over-range?

la risposta sarà ovviamente NO.

La successiva domanda sarà quindi:

— C'è uno 0 a sinistra dell'ultima cifra significativa?

La risposta questa volta è SI, quindi il circuito si chiederà ancora:

— La base dei tempi è a 100 Hz?

Essendo la risposta negativa, il circuito comprende che la frequenza è inferiore a 1 MHz quindi si limita a spegnere il primo 0 sulla sinistra visualizzando solo il numero 0.3.9.3.7, cioè: 39,37 KHz.

Tutto questo viene svolto, come abbiamo detto, da un minuscolo «cervello elettronico» e con questa affermazione non è che vogliamo incutervi terrore facendovi apparire il tutto come una cosa estremamente complicata in quanto, se vogliamo, anche i cervelli elettronici più mastodontici non sono altro che delle porte capaci di riconoscere

delle condizioni di 1 o di 0 e di sommarle o sottrarle fra di loro ottenendo alla fine ancora una condizione di 1 o di 0 (dove 1 significa presenza di tensione positiva e 0 presenza di tensione nulla) che può essere sfruttata per diversi scopi (ad esempio per eccitare un relè). Nel nostro caso noi utilizziamo quest'ultima informazione per comandare, tramite un integrato, un commutatore elettronico che sposta opportunamente la base dei tempi da 10 Hz a 100 Hz o viceversa.

BASE DEI TEMPI

Negli esempi del paragrafo precedente abbiamo utilizzato come base di tempi rispettivamente 10 e 100 Hz, ben sapendo però che il nostro visualizzatore utilizza, a seconda delle circostanze, due basi dei tempi ben diverse e precisamente una base a 5 Hz e una a 50 Hz.

Qualcuno però potrebbe chiedersi come si ottengono queste due basi dal momento che si utilizza un quarzo da 10 MHz il quale, diviso per 1.000.000 o per 100.000 può fornire tutt'al più 10 Hz oppure 100 Hz.

In effetti questo corrisponderebbe a verità se la frequenza del quarzo, come i più esperti avranno già notato, non venisse divisa X 2 dall'integrato IC18, ottenendo quindi una frequenza di 5 MHz, prima di essere applicata alla catena di divisori X 10.

Sempre i più ferrati potrebbero poi farci osservare che in queste condizioni (cioè avendo una base dei tempi a 5 o a 50 Hz anziché a 10 e a 100 Hz), applicando in ingresso al visualizzatore una frequenza di 27 MHz, ne leggeremo il doppio (cioè 54 MHz) in quanto risulta raddoppiato il tempo di chiusura dell'interruttore d'ingresso (dimettendo la frequenza della base dei tempi il periodo raddoppia quindi entreranno più impulsi). Tutto questo ragionamento non farebbe una grinza se noi, come già accennato all'inizio del paragrafo precedente, non dividessimo X 2 anche la frequenza da misurare tramite l'altra metà dell'integrato IC18, un flip-flop in grado di commutare frequenze massime di 40-50 MHz.

Tale accorgimento è stato adottato in quanto i divisori di frequenza SN74192 (IC7-IC8-IC9-IC10-IC11-IC12), anche se le Case Costruttrici assicurano che possono dividere frequenze fino ad un massimo di 30 MHz, in pratica raramente riescono a superare i 20-25 MHz, cioè una frequenza che esclude automaticamente perfino le gamme dei 21-27 e 30 MHz.

Dividendo invece con un flip-flop veloce (in grado di raggiungere i 40-50 MHz) la frequenza di ingresso X 2, è possibile leggere con estrema faci-

lità i 40 MHz e anche raggiungere i 50-55 MHz se si ha la fortuna di incontrare un divisore che riesca a lavorare alla frequenza massima dichiarata dalla Casa.

In condizioni normali possiamo quindi assicurare che il nostro visualizzatore è in grado di leggere qualsiasi frequenza dalle Onde Lunghe alle Cortissime fino ad un limite superiore di 40-50 MHz.

A questo punto però, chi lavora sulle VHF-UHF, si chiederà come è possibile utilizzare il visualizzatore ad esempio per le gamme VHF dei 144-146 MHz.

Questo problema è molto più semplice da risolvere di quanto non si creda: basterà infatti applicare in entrata il «prescaler divisore X 10» che presenteremo sul prossimo numero oppure, il prescaler modello LX150 presentato sul n. 42-43, ed il problema sarà immediatamente risolto.

Infatti, dividendo la frequenza del ricetrasmittente che varia da 144 a 146 MHz per 10, in uscita dal prescaler otterremo 14-15 MHz cioè una frequenza che può benissimo venire applicata al flip-flop divisore X 2 (il quale, come già accennato, può dividere fino a una frequenza massima di circa 50 MHz) ottenendo in uscita un segnale a 7-7,5 MHz che gli SN4192 accettano senza alcun problema, potendo gli stessi raggiungere i 20-25 MHz.

Vorremmo inoltre far notare che chi desidera realizzare un visualizzatore idoneo sia per le onde medie che per le VHF, è consigliabile impiegare stabilmente un prescaler divisore X 10 mentre chi utilizzerà il visualizzatore solo per frequenze inferiori ai 40 MHz, del prescaler non ne ha alcun bisogno.

Chi infine lavora sulle UHF (ad esempio sulla gamma dei 420 MHz) dovrà necessariamente utilizzare il prescaler modello LX150 che è il solo in grado di raggiungere i 500 MHz.

In tal caso infatti all'uscita del prescaler LX150 avremo:

$$420 : 10 = 42 \text{ MHz}$$

e all'uscita del divisore d'ingresso:

$$42 : 2 = 21 \text{ MHz}$$

In questi casi occorrerà però selezionare diversi SN74192 in modo da trovarne uno da utilizzare come IC7 il solo che dovrà necessariamente poter lavorare ad una frequenza superiore ai 21 MHz.

IL VALORE DELLA MF

Giunti a questo punto, anche se abbiamo condensato, avrete ormai compreso come funziona il nostro visualizzatore, tuttavia non abbiamo ancora spiegato come esso possa, prelevando una

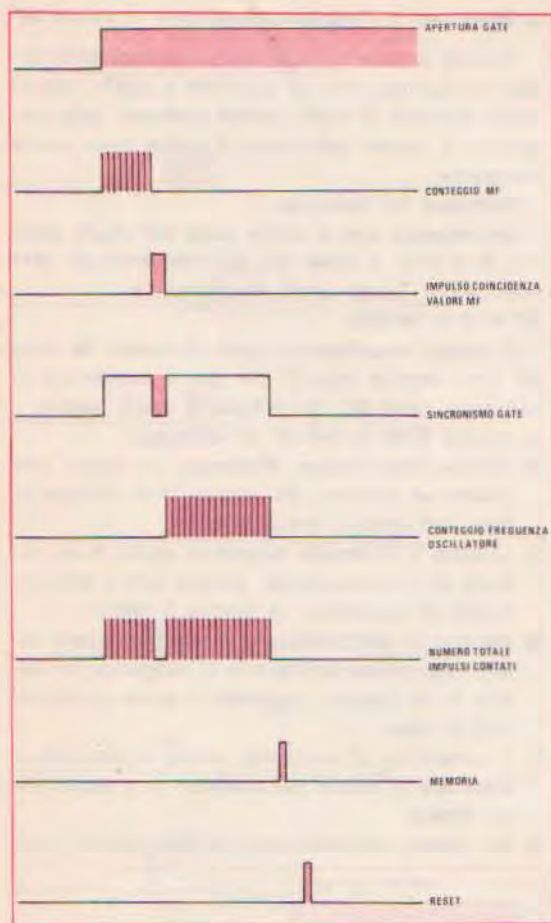


Fig. 8 Nel ricevitore in cui il valore della MF più quella dell'oscillatore locale, ci dà il valore della frequenza su cui è sintonizzato il ricevitore, il nostro visualizzatore effettua le operazioni qui sopra indicate, cioè conta tanti impulsi pari al valore della MF e li addiziona a quelli generati dall'oscillatore locale

frequenza da un oscillatore AF, aggiungere o sottrarre a tale frequenza il valore della Media Frequenza, oppure sottrarre dal valore della MF la frequenza misurata dell'oscillatore. Per comprendere come avvengono queste tre funzioni le analizzeremo una per una.

Innanzitutto però dobbiamo premettere che ognuna di queste funzioni deve essere da noi predisposta tramite un commutatore a tre vie e tre posizioni (indicato nello schema elettrico con le sigle S1A-S1B-S1C) il quale, a seconda di come viene ruotato, fa eseguire al visualizzatore i seguenti calcoli:

1° Posizione = frequenza oscillatore locale + valore della MF

2° Posizione = frequenza oscillatore locale — valore della MF

3° Posizione = valore della MF — frequenza oscillatore locale

Per predisporre lo strumento sulla giusta « portata » non è necessario conoscere il tipo di conversione utilizzato nel nostro ricetrasmittitore, poiché commutando sulle 3 posizioni due di queste forniranno una lettura sballata mentre la terza ci fornirà una lettura reale della frequenza ricevuta.

Ricordiamo infine che, ogni volta che effettua una misura, il visualizzatore deve preventivamente « riconoscere » il valore della MF utilizzata nel ricevitore in modo che, partendo da questo valore, il computer possa impostare le addizioni o le sottrazioni che abbiamo in precedenza elencato.

1° Posizione = Frequenza oscillatore + Valore MF

Quando il ricevitore dispone di un oscillatore locale la cui frequenza è più bassa di quella da ricevere di una quantità pari al valore della MF, è intuitivo che se si vuole ottenere una lettura esatta della frequenza di sintonia, il visualizzatore dovrà aggiungere alla frequenza dell'oscillatore locale il valore della MF.

Da notare che mentre la frequenza dell'oscillatore locale varia a seconda di come è posizionata la manopola di sintonia, quindi deve essere conteggiata di volta in volta, il valore della MF è un numero fisso che il visualizzatore conosce perché lo ha in una memoria.

Per spiegare come si riesca ad ottenere questa condizione sarà bene rifarci alla fig. 5 che abbiamo già utilizzato per analizzare a grandi linee il funzionamento di un normale frequenzimetro.

In quella sede si era detto, se vi ricordate, che il generatore di sequenza chiude per un intervallo di tempo prefissato dalla base dei tempi l'interruttore d'ingresso ed in questo tempo lascia passare sui contatori un certo numero di sinusoidi il cui computo totale corrisponde appunto alla frequenza del segnale. Tenendo presente questi discorsi, facciamo ora un esempio supponendo che la MF risulti da 9 MHz e che la frequenza dell'oscillatore locale sia di 18 MHz: in tali condizioni il ricevitore è sintonizzato sui

$$18 + 9 = 27 \text{ MHz}$$

ed è questa appunto la misura che il visualizzatore deve indicarci.

Abbiamo detto che nel frequenzimetro esiste un generatore di sequenza che comanda la porta d'ingresso in modo da lasciar passare solo un determinato numero di impulsi in un tempo prefissato, ebbene guardiamo (osservando la fig. 8) come agisce in questo caso tale generatore.

NOTA: per rendere più comprensibile il disegno abbiamo schematizzato il segnale in ingresso come una serie di impulsi, facendo corrispondere 1 impulso ad ogni MHz, cioè 9 impulsi equivarranno a 9 MHz e 18 impulsi a 18 MHz).

- 1) Azzerata tutte le decadi di conteggio, ossia tutti i divisori
- 2) Chiude l'interruttore d'ingresso in modo da far entrare il segnale generato dall'oscillatore locale e lo lascia chiuso finché il frequenzimetro non ha contato 9 MHz (9 impulsi nel nostro disegno)
- 3) A questo punto un **circuito di riconoscimento** apre l'interruttore d'ingresso cosicché il conteggio viene bloccato a 9 MHz
- 4) Il generatore sequenziale provvede quindi a chiudere nuovamente l'interruttore d'ingresso, ma questa volta per il tempo (prestabilito dalla base dei tempi) necessario a far entrare 18.000.000 di impulsi (18 righe nella nostra figura) pari appunto alla frequenza di 18 MHz, cioè il visualizzatore si comporta in questo secondo caso come un normale frequenzimetro
- 5) Avviene quindi che essendo già presenti nelle decadi 9 impulsi, a questi se ne aggiungono altri 18, ottenendo un conteggio totale di $18 + 19 = 27$
- 6) Terminato questo conteggio il generatore di sequenza procede normalmente come in un qualsiasi frequenzimetro, cioè abilita le memorie a leggere il numero finale e a trasferirlo sui display

Fig. 9 Nel ricevitore in cui la frequenza dell'oscillatore locale meno il valore della MF ci dà il valore della frequenza di ricezione, il visualizzatore, conta gli impulsi generati dall'oscillatore locale e quando questi equivalgono al valore della MF, azzerata i contatori, in modo tale che a conteggio ultimato, viene a mancare sul totale il valore della MF.

- 7) Eseguita questa operazione azzerata di nuovo tutte le decadi di conteggio ed il ciclo riprende dal passo 2.

Se la frequenza di sintonia non è variata, sui display apparirà nuovamente 27 MHz, oppure, al contrario, apparirà il nuovo valore.

Come si vede l'operazione in questo caso è molto semplice e facilmente comprensibile in quanto il visualizzatore si comporta in pratica come un normalissimo frequenzimetro che anziché ripartire ogni volta da 0, inizi il suo conteggio da 9.

2° Posizione = Frequenza oscillatore — valore MF

Quando il ricevitore dispone di un oscillatore locale la cui frequenza è superiore a quella che si vuole ricevere, si dovrà invece sottrarre dalla frequenza di questo oscillatore il valore della media frequenza.

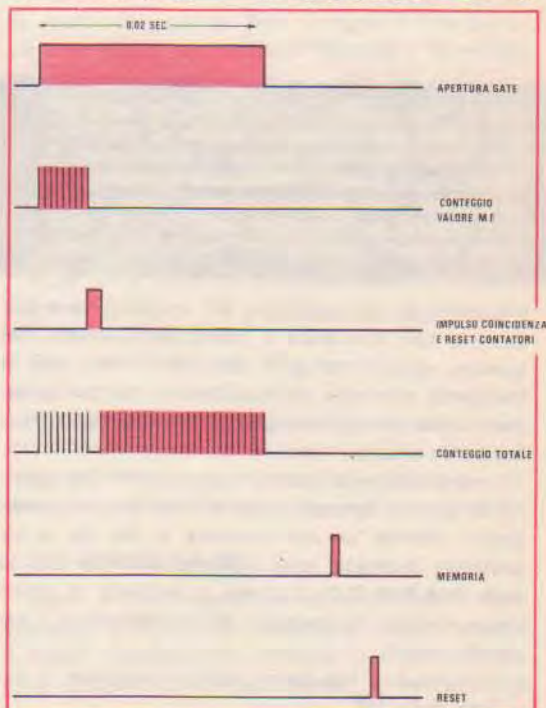
Facciamo un esempio:

Ammettendo che il valore della MF risulti sempre di 9 MHz, è ovvio che per ricevere i 27 MHz l'oscillatore locale dovrà funzionare a

$$27 + 9 = 36 \text{ MHz}$$

Il nostro visualizzatore però di questi 36 MHz ne deve leggere solo 27 per cui il generatore di sequenza (vedi fig. 9) procederà come segue:

- 1) Azzerata tutte le decadi di conteggio
- 2) Chiude l'interruttore d'ingresso in modo che inizino ad entrare i 36 impulsi (vale sempre la nota dell'esempio precedente)
- 3) Quando il conteggio raggiunge quota 9 un circuito di riconoscimento azzerata tutti i divisori, quindi si cancellano in pratica 9 MHz
- 4) Gli impulsi dell'oscillatore locale continuano intanto ad entrare finché non si raggiunge un totale di 36 impulsi raggiunto il quale l'interruttore si apre
- 5) Il generatore di sequenza abilita le memorie a prelevare le uscite dei contatori e a trasferirle sui display
- 6) Sui display apparirà quindi la cifra $36 - 9 = 27$



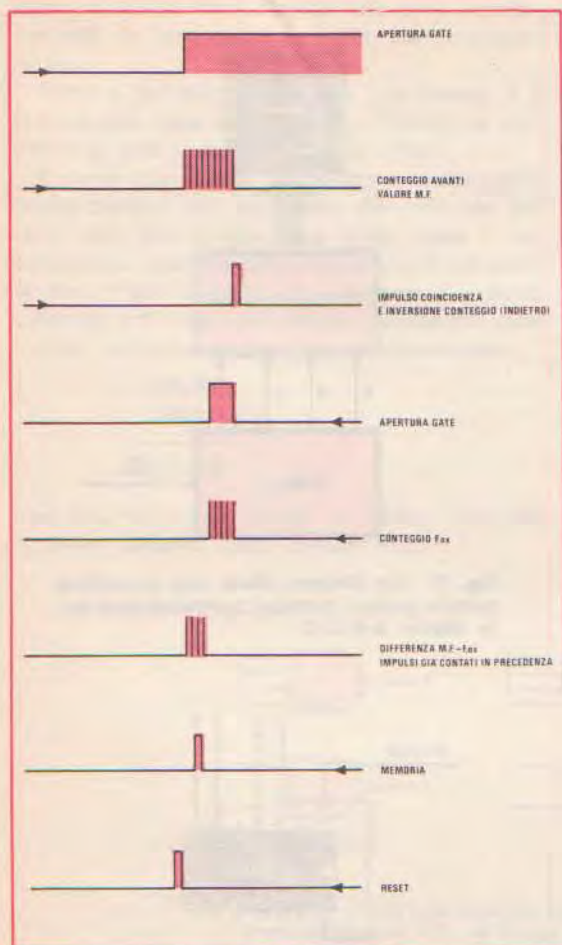


Fig. 10 Nei ricevitori in cui il valore della MF meno quella dell'oscillatore locale ci fornisce la frequenza di sintonizzazione, il visualizzatore conta prima il valore della MF, poi i contatori vengono predisposti per un conteggio alla rovescia, in modo tale che gli impulsi dell'oscillatore locale vengano o sottratti dal conteggio già esistente (cioè il visualizzatore esegue).

in quanto al 9° impulso i divisori sono stati azzerati

- 7) Vengono azzerati tutti i contatori e si riprende dal passo 2.

Come vedesi anche questa operazione è piuttosto semplice e facilmente comprensibile.

3° Posizione = Valore della MF — frequenza oscillatore

Quando in un ricevitore il valore della MF è maggiore della frequenza generata dall'oscillato-

re, dovremo sottrarre quest'ultima frequenza dal valore della MF. Questa operazione, che a prima vista potrebbe sembrare piuttosto semplice come le precedenti, è in realtà molto più complessa del solito.

La prima operazione da compiere sarà, come negli altri esempi, quella di rilevare il valore della MF.

Ammetto infatti che la MF risulti ancora da 9 MHz e che la frequenza dell'oscillatore sia 5 MHz, il ricevitore sarà sintonizzato su $9 - 5 = 4$ MHz

ed è appunto questo il numero che deve apparire sui display alla fine del conteggio, però per farlo apparire il generatore di sequenza dovrà eseguire una sottrazione.

Come vedesi in fig. 10, le operazioni che esso deve compiere sono le seguenti:

- 1) Azzerare tutte le decadi
- 2) Preleva dall'oscillatore gli impulsi AF e li invia al contatore finché questo non raggiunge il valore della MF (nel nostro disegno, finché non sono entrati 9 impulsi)
- 3) Raggiunto questo limite, la schedina della MF (vedremo poi come è concepita) fa scattare un comando di inversione di conteggio (le decadi infatti possono contare all'avanti e all'indietro mediante un semplice comando)
- 4) Essendo presenti sui contatori 9 impulsi, un'inversione del conteggio equivale in pratica ad una SOTTRAZIONE, cioè ogni impulso in ingresso viene ora sottratto da quelli già esistenti
- 5) Il conteggio alla rovescia avrà termine solo quando dalla base dei tempi giungerà il segnale dell'oscillatore locale, che nel nostro caso arriverà dopo 5 impulsi
- 6) A questo punto, essendo arretrato il conteggio di 5 impulsi, sui contatori ne rimangono $9 - 5 = 4$ cioè i 4 impulsi corrispondenti ai 4 MHz su cui è sintonizzato il ricevitore
- 7) Il comando di sequenza abilita allora la memoria a leggere questo numero e a farlo apparire sui display
- 8) Si azzerano di nuovo tutto il circuito e si ricomincia daccapo.

IL VALORE DELLA MF

All'inizio di ognuno degli esempi del paragrafo precedente abbiamo sempre precisato che il visualizzatore rileva innanzitutto il valore della MF del ricevitore ed in funzione di questo esegue le necessarie operazioni. Tutti voi vi sarete però chiesti come può il circuito stabilire se la MF

del ricevitore è a 9 MHz oppure a 455 KHz o 470 KHz o 5,5 MHz.

In effetti il visualizzatore non è in grado di stabilirlo da solo, bensì come avviene in un normale computer, dovremo essere noi a fornirgli questo dato tramite un'apposita R.O.M. (Read Only Memory = Memoria di sola lettura), cioè con un circuito di memoria impostato in modo tale da «ricordare» al computer il numero da noi voluto (9 MHz - 455 KHz ecc.).

Questa R.O.M. o Memoria del Valore di MF, oltre a conservare memorizzato il numero che noi gli abbiamo fornito, provvede anche automaticamente ad impostare tale numero in modo che il visualizzatore possa sottrarlo o addizionarlo con la frequenza dell'oscillatore locale rispettando la scala di misura.

A questo punto, se seguissimo la prassi adottata da altre pubblicazioni, porremmo fine al nostro discorso lasciando così il lettore con ancor più dubbi di quanti non ne aveva in precedenza in quanto, siamo onesti, ben pochi avranno capito il significato esatto dell'ultima frase.

Noi invece desideriamo che ai nostri lettori non resti alcun dubbio, quindi a costo di prolungare l'articolo oltre i limiti che ci eravamo prefissi, vogliamo spiegarvi con alcuni esempi le principali funzioni svolte da questa R.O.M.

Sappiamo, per quanto visto in precedenza, che il visualizzatore dispone di 6 cifre quindi, supponendo che la MF risulti da 9 MHz e che la frequenza dell'oscillatore locale risulti inferiore a quella di ricezione, se sintonizziamo il ricevitore sulla frequenza dei 27.125 KHz oppure sulla frequenza dei 144 MHz (utilizzando in questo secondo caso il prescaler divisore X10), sui display appariranno questi due numeri:

27.125,0 KHz
144.000 KHz

È ovvio però che, nei due esempi, il visualizzatore per ricavarsi la frequenza di ricezione ha dovuto sommare la frequenza dell'oscillatore locale col valore della MF, cioè ha dovuto eseguire le seguenti operazioni:

$$\begin{array}{r} 18.125,0+ \\ 9.000,0= \\ \hline 27.125,0 \end{array}$$

e nel secondo caso:

$$\begin{array}{r} 135.000+ \\ 9.000= \\ \hline 144.000 \end{array}$$

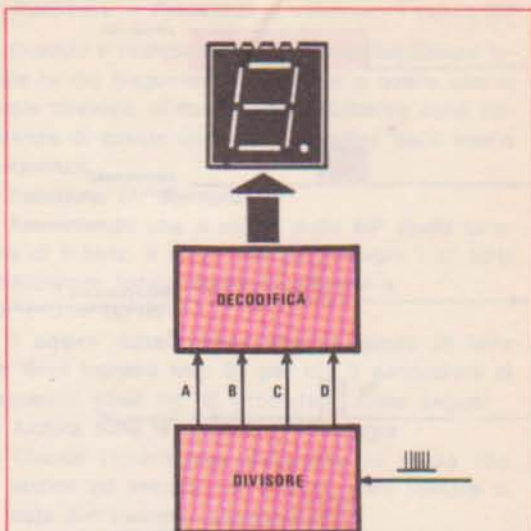


Fig. 11 Un divisore pilota una decodifica tramite quattro terminali contraddistinti dalle lettere A-B-C-D.

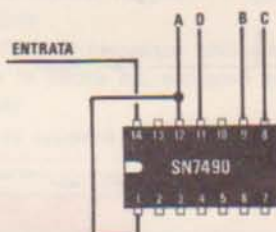


Fig. 12 Il divisore SN7490 ha le uscite A-B-C-D rispettivamente sui terminali 9-8-11 come vedesi in questo disegno.

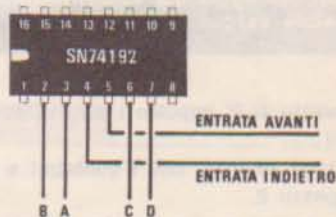


Fig. 13 Il divisore avanti-indietro tipo SN74192 utilizzato per questo visualizzatore ha le uscite A-B-C-D sui terminali 3-2-6-7.

dove 18.125.000 Hz e 135.000 KHz sono rispettivamente le frequenze generate dall'oscillatore locale.

Come si può notare da questi due esempi, il 9 si trova una volta sulla 2ª cifra contando da sinistra e la volta successiva sulla 3ª cifra.

È ovvio che questa operazione è matematicamente perfetta (noi sommiamo dei MHz con dei MHz) però non è altrettanto ovvio come il circuito possa spostare automaticamente di un posto la cifra 9 per eseguire correttamente il calcolo. Infatti se il 9 rimanesse sempre posizionato sulla 2ª cifra, nel secondo esempio noi otterremmo:

$$\begin{array}{r} 135.000 + \\ 90.000 = \\ \hline 225.000 \end{array}$$

cioè una lettura ben diversa da quella reale che è, come abbiamo detto, 144.000 KHz.

in una R.O.M. seguendo il principio che ora vi esporremo.

Innanzitutto ricordiamo che un «divisore», nel contare gli impulsi che gli arrivano in entrata, li codifica in uscita sui suoi 4 terminali contraddistinti dalle lettere A-B-C-D come dalla tabella seguente:

Impulsi in entrata	Condizione logica sulle uscite			
	A	B	C	D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

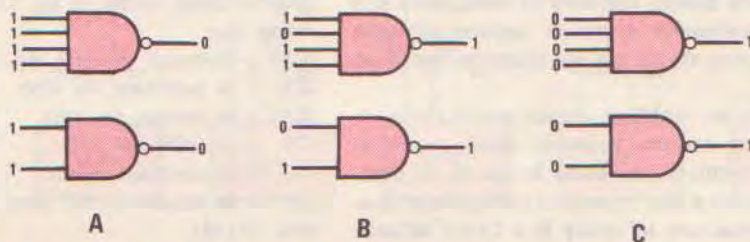


Fig. 14 I Nand, non importa se provvisti di 2-4-8 terminali d'ingresso presentano uno «0» in uscita (vedi A) solo quando tutti gli ingressi si trovano in condizione logica 1. Se uno solo di questi è in condizione logica 0 in uscita avremo 1 (vedi B) e la stessa condizione la otterremo pure se tutte le entrate sono in condizione 0 (vedi C). Questa particolarità ci consente, come vedremo, di «riconoscere» determinati numeri presenti sulle uscite di un divisore.

Per comprendere come il 9 possa automaticamente spostarsi di una cifra in più o in meno in modo da rispettare la scala di misura, quindi da avere una lettura esatta in qualsiasi condizione si trovi la «base dei tempi», è necessario innanzitutto stabilire come il visualizzatore riesca a ricavarsi internamente il valore della MF.

Compreso questo, spiegheremo poi in seguito come avviene questo cambio di posizione automatico.

COME SI MEMORIZZA IL VALORE DELLA MF

Perché il visualizzatore possa riconoscere il valore della MF utilizzata nel ricevitore, è necessario che questo valore venga «memorizzato»

Come si può constatare abbiamo sui quattro terminali delle condizioni di 1 o di 0 (1 = presenza di tensione 0 = assenza di tensione) diverse per ogni impulso d'ingresso quindi se il divisore non fosse collegato ad una decodifica + relativo display che ci visualizza il numero, noi stessi potremmo, con un semplice tester, verificando le condizioni presenti su ogni terminale, stabilire su quale numero è fermo in un qualsiasi istante il conteggio.

Ad esempio, supponendo che sui terminali B e C vi sia tensione positiva, mentre sui terminali A e D vi sia tensione nulla, è ovvio che il numero presente è il 6 (vedi tabella).

Dopo i divisori, prendiamo in considerazione i NAND, cioè quelle particolari porte (a 2-3-4 ecc.

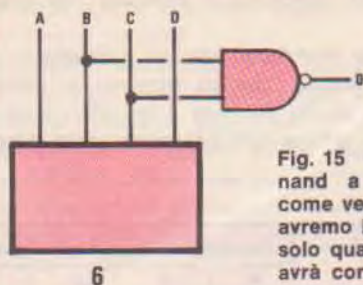


Fig. 15 Collegando un nand a due ingressi come vedesi a sinistra, avremo in uscita uno 0 solo quando il divisore avrà contato 6 impulsi.

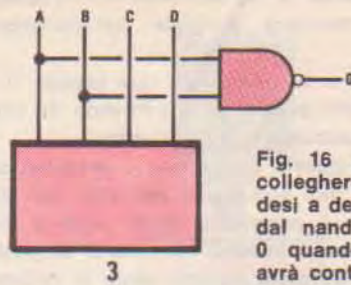


Fig. 16 Se invece lo collegheremo come vedesi a destra, in uscita dal nand avremo uno 0 quando il divisore avrà contato 3 impulsi.

ingressi) la cui uscita si troverà in condizione 0 (mancanza di tensione) solo quando tutti gli ingressi sono in condizione 1 (presenza di tensione positiva), mentre se su almeno una delle entrate è presente uno stato logico 0, in uscita avremo la condizione 1 (vedi fig. 14 A-B-C).

Nota: se una entrata di un NAND viene lasciata libera, cioè non la si collega a niente, è come se su quell'entrata fosse presente una condizione 1; per portare questo ingresso in condizione 0 è necessario collegarlo a massa oppure all'uscita di un altro integrato su cui sia presente uno stato logico 0.

Utilizzando un NAND è quindi molto facile riconoscere un numero presente sulle uscite di un divisore infatti, come vedesi in fig. 15, se prendiamo un NAND a due ingressi e colleghiamo questi due ingressi uno all'uscita B e l'altro all'uscita C di un divisore X10, l'uscita del NAND risulterà sempre in condizione 0 fino a quando sulle uscite del divisore non si presenterà il n. 6 ($A = 0, B = 1, C = 1, D = 0$).

Qualcuno potrebbe obiettare che la stessa condizione $B = 1, C = 1$ si presenta anche in corrispondenza del n. 7 e che quindi anche in questo caso l'uscita del NAND si porterebbe in condizione 0, però dobbiamo ricordare che in un qualsiasi conteggio viene sempre prima il 6 del 7 quindi verrà sempre riconosciuto per primo il 6. Qualora poi la cosa potesse dar adito egualmente a confusione si potrebbero adottare soluzioni circuitali leggermente più complesse che esulano da quella che è la nostra trattazione contingente.

Se poi volessimo rilevare, anziché il n. 6, ad esempio il n. 7, potremmo utilizzare un NAND a tre ingressi e collegare questi tre ingressi rispettivamente ai piedini A, B, C del divisore: in tal caso non vi sarebbe alcuna possibilità di confusione poiché l'unico numero in corrispondenza del quale tutte e tre le uscite A, B, C del divisore si trovano in condizione 1 è proprio il 7. Prose-

guendo nei nostri esempi, supponiamo ora di dover riconoscere un valore di MF a 455 KHz e uno a 9 MHz.

Guardando lo schema elettrico di fig. 1, noteremo che i divisori utilizzati in questo frequenzimetro sono in numero di 6, indicati rispettivamente con le sigle IC12 - IC11 - IC10 - IC9 - IC8 - IC7.

Se ora prendiamo questi 6 divisori e li colleghiamo come vedesi in fig. 17 noi avremo fatto in modo che:

IC12 = conteggi le unità dei MHz

IC11 = le centinaia dei KHz

IC10 = le decine dei KHz

IC9 = le unità dei KHz

IC8 = le centinaia di Hz

IC7 = le decine di Hz (non interessano la nostra R.O.M.)

Quindi per riconoscere la frequenza di 455 KHz dovremo controllare le uscite rispettivamente di IC11, IC10 e IC9 e precisamente il numero 455 lo si avrà quando (vedi tabella precedente) è presente uno stato logico di «1»

sulla uscita C di IC11 (per rilevare il N. 4), sulle uscite A e C di IC10 (per rilevare il N. 5) e sulle uscite A e C di IC9 (per rilevare il N. 5).

In base a queste considerazioni, con un NAND a 5 ingressi come vedesi in fig. 18 (lo schema è puramente teorico in quanto i NAND esistono solo a 4 o a 8 ingressi), collegando questi ingressi alle 5 uscite di divisori appena menzionate, avremmo risolto il problema.

Infatti, fino a quando su tutte e cinque le entrate del NAND non si presenta la condizione 1 (e questo avviene solo quando questi tre divisori hanno contato 455 impulsi) in uscita dal NAND non avremo la condizione 0.

Questo per quanto riguarda i 455 KHz.

Se invece dovessimo riconoscere un valore di MF di 9 MHz, come vedesi in fig. 19, avremmo bisogno di un solo NAND a due ingressi in quanto il numero 9 (vedi sempre tabella precedente) si

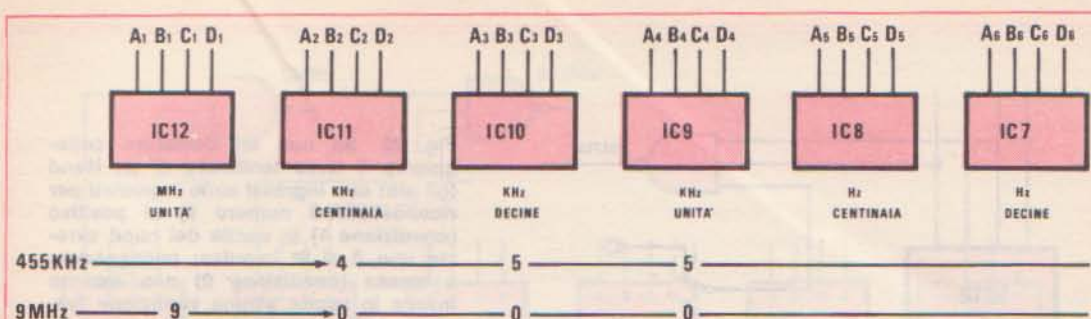


Fig. 17 Nel visualizzatore sono presenti 6 divisori per dieci (da IC7 a IC12) ognuno dei quali ci servirà per prelevare le informazioni necessarie a programmare il valore di ogni media frequenza.

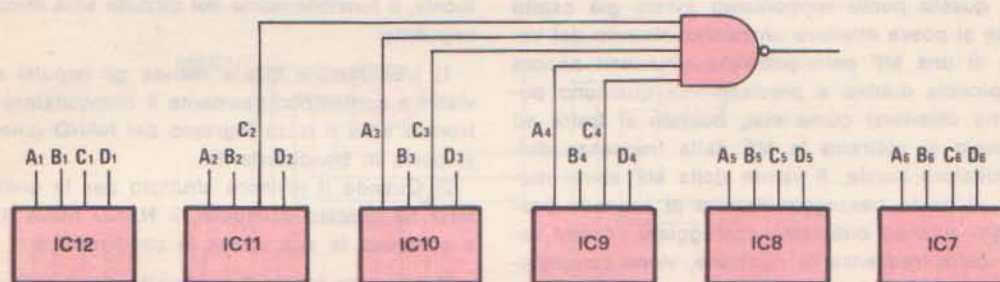


Fig. 18 Se dovessimo programmare un valore MF a 455 KHz non dovremmo far altro che collegare un nand a cinque ingressi sugli integrati IC9-IC10-IC11 come vedesi in figura. Controllando la tabella di pag. 387, constateremo che con tali connessioni si ottiene appunto il numero 455.

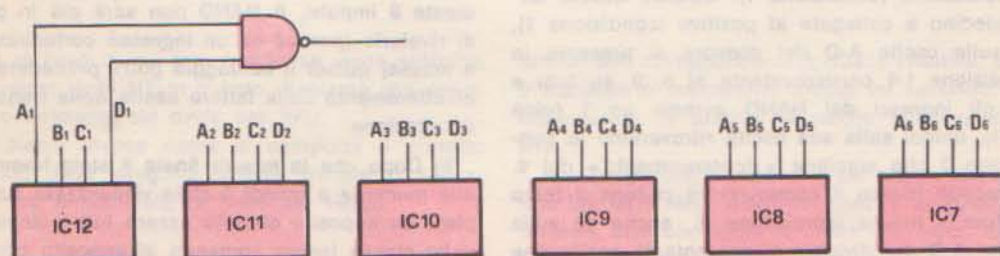


Fig. 19 Per programmare un valore di MF e 9 MHz sarà sufficiente collegare un nand a 2 ingressi sui terminali A1-D1 dell'integrato IC12 (quello delle unità dei MHz - vedi fig. 17). Non dovendo riconoscere nessun altro numero oltre il 9, possiamo lasciare liberi i rimanenti integrati IC11-IC10-IC9-IC8-IC7.

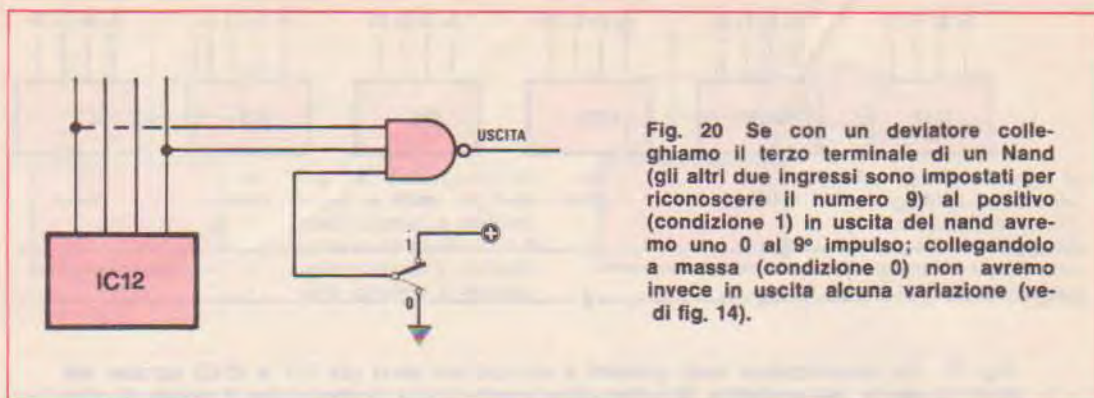


Fig. 20 Se con un deviatore colleghiamo il terzo terminale di un Nand (gli altri due ingressi sono impostati per riconoscere il numero 9) al positivo (condizione 1) in uscita del nand avremo uno 0 al 9° impulso; collegandolo a massa (condizione 0) non avremo invece in uscita alcuna variazione (vedi fig. 14).

rileva dalle uscite A-D e poiché si tratta di unità di MHz, dovremo collegare questi due ingressi alle uscite A-D del divisore che conteggia le unità di MHz, cioè di IC12.

A questo punto supponiamo avrete già capito come si possa ottenere un riconoscimento del valore di una MF però potrebbe rimanervi ancora un piccolo dubbio e precisamente qualcuno potrebbe chiedersi come mai, quando si tratta ad esempio di sottrarre la MF dalla frequenza dell'oscillatore locale, il valore della MF viene rilevato al primo passaggio, mentre al secondo passaggio, quando dobbiamo conteggiare l'esatto valore della frequenza di ricezione, viene completamente ignorato. Se seguite il nostro discorso, converrete che anche questa operazione è molto semplice. Osservando infatti la fig. 20, noteremo che il circuito è predisposto in modo da riconoscere i 9 MHz (il circuito è molto simile a quello di fig. 19) con la sola differenza che questa volta si è utilizzato un NAND a tre ingressi, collegando questo terzo piedino ad un commutatore automatico il quale non fa altro che cortocircuitarlo a massa (condizione 0) oppure collegarlo al positivo di alimentazione (condizione 1). Quando questo terzo piedino è collegato al positivo (condizione 1), se sulle uscite A-D del divisore si presenta la condizione 1-1 corrispondente al n. 9, su tutti e tre gli ingressi del NAND avremo un 1 (cioè 1-1-1), quindi sulla sua uscita ritroveremo la condizione 0 che significa « riconoscimento » del 9.

Quando invece il commutatore collega il terzo piedino a massa (condizione 0), anche se sulle uscite A-D del divisore si presenta la condizione 1-1, avremo sempre il terzo terminale a 0 (cioè 0-1-1), perciò l'uscita del NAND rimarrà sempre nello stato logico 1.

In conclusione, quando il terzo ingresso è collegato al positivo oppure lasciato libero, il NAND può riconoscere il 9, mentre non può assoluta-

mente riconoscerlo quando questo terminale viene cortocircuitato a massa.

Quando noi vogliamo ad esempio sottrarre il valore della MF dalla frequenza dell'oscillatore locale, il funzionamento del circuito sarà dunque il seguente:

1) L'oscillatore locale manda gli impulsi ai divisori e contemporaneamente il commutatore elettronico apre il terzo ingresso del NAND (che così si porta in condizione 1).

2) Quando il divisore sfruttato per le unità dei MHz ha contato 9 impulsi, il NAND rileva il n. 9 e commuta la sua uscita in condizione 0.

3) Lo stato logico 0 sull'uscita del NAND viene sfruttato per pilotare un circuito che azzerà i divisori e nello stesso tempo fa in modo che il terzo ingresso del NAND venga cortocircuitato a massa (cioè si porti in condizione 0).

4) Gli impulsi dell'oscillatore locale continuano ad arrivare ai divisori finché non sarà passato il periodo di tempo prefissato (dalla base dei tempi) per la misura.

5) Quando il divisore IC12 avrà contato nuovamente 9 impulsi, il NAND non sarà più in grado di rivelarlo (perché ha un ingresso cortocircuitato a massa) quindi il conteggio potrà procedere fino all'ottenimento della lettura esatta della frequenza di ricezione.

6) Dopo che la misura finale è stata trasmessa alle memorie e quindi è stata visualizzata sui display, un apposito circuito azzerà tutti i divisori e nello stesso tempo comanda all'apposito commutatore di lasciar libero il terzo ingresso del NAND, poi il ciclo riprende dal passo 1.

Non stiamo qui a rifare anche gli esempi relativi al caso in cui la frequenza dell'oscillatore locale viene sommata col valore della MF, op-

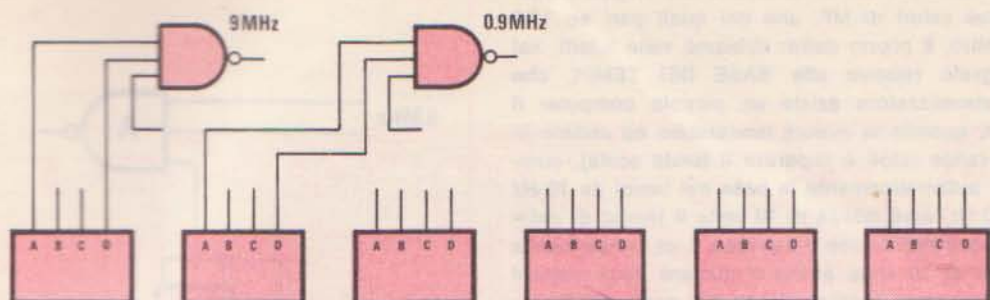


Fig. 21 Avendo predisposto il visualizzatore per il cambio automatico della base dei tempi, è necessario memorizzare due valori diversi della MF, uno reale a 9 MHz ed uno dieci volte inferiore (cioè 0,9 MHz) come vedesi in disegno.

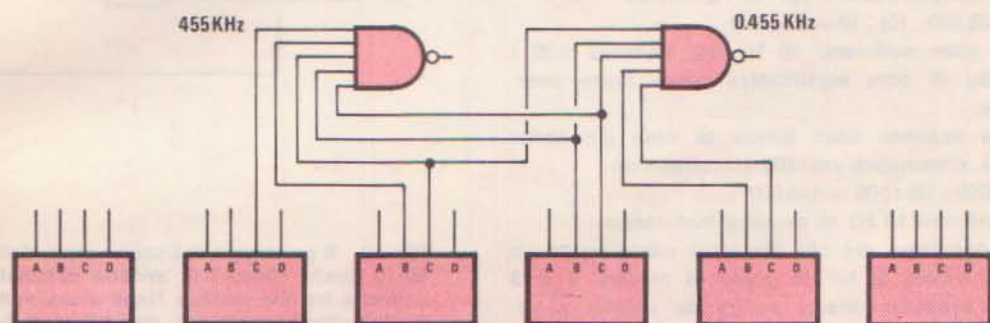


Fig. 22 In questo esempio vi mostriamo come risulta programmata la ROM per una MF da 455 KHz: in tal modo essa consente di riconoscere il valore reale di 455 KHz così come il valore di 0,455 KHz.

pure al caso in cui tale frequenza viene sottratta dal valore della MF in quanto riteniamo che ormai il procedimento sia ovvio per tutti.

Vediamo invece come si comporta il circuito quando deve eseguire queste somme o sottrazioni ed è cambiata la base dei tempi.

IL VALORE DELLA MF DIVISO X10

Abbiamo visto quanto sia semplice, utilizzando una R.O.M., « rilevare » il valore della MF che noi abbiamo impostato.

A questo punto però occorre precisare che non è sufficiente impostare sulla R.O.M. un unico va-

lore di MF, corrispondente a quello effettivo, bensì è necessario impostarne anche un secondo, che corrisponde in pratica al valore effettivo *diviso* X10.

In altre parole, se abbiamo sul nostro ricevitore una MF da 9 MHz, dovremo inserire un NAND sul divisore che conteggia le unità dei MHz, ed un secondo NAND, sempre impostato per rilevare il n. 9, sul divisore immediatamente precedente, cioè in pratica su $9 : 10 = 0,9$ MHz (vedi fig. 21).

Lo stesso dicasi se abbiamo una MF a 455 KHz: in tal caso un NAND lo imposteremo per rilevare 455 KHz ed il secondo per rilevare $455 : 10 = 45,5$ KHz (vedi fig. 22).

Il motivo per cui è necessario memorizzare questi due valori di MF, uno dei quali pari ad 1/10 dell'altro, è presto detto: abbiamo visto infatti, nel paragrafo relativo alla BASE DEI TEMPI, che nel visualizzatore esiste un piccolo computer il quale, quando la misura tenderebbe ad andare in over-range (cioè a superare il fondo scala), commuta automaticamente la base dei tempi da 10 Hz a 100 Hz, cioè riduce di 10 volte il tempo di chiusura dell'interruttore d'ingresso e di conseguenza riduce di 10 volte anche il numero degli impulsi che verranno conteggiati. In tal caso, poiché la misura viene divisa $\times 10$, è ovvio che anche quel numero fisso (n.d.r. il valore della MF) che a questa misura deve venire addizionato o sottratto, dovrà risultare diviso $\times 10$, altrimenti otterremmo una lettura sbagliata. Supponiamo infatti di voler misurare, servendoci in entrambi i casi di un prescaler divisore $\times 10$, le frequenze di 27.125 KHz e di 144 MHz: nel primo caso la base dei tempi si posizionerà sui 10 Hz infatti:

$$(27.125.000 : 10) : 10 = 271.250$$

cioè sono sufficienti 10 Hz per riempire tutti i display di cifre significative senza avere over-range.

Nel secondo caso invece la base dei tempi dovrà commutare sui 100 Hz ottenendo:

$$(144.000 : 10) : 100 = 144.000$$

perché con 10 Hz si avrebbe over-range.

Supponiamo ora che sia stato memorizzato un unico valore di MF in grado di rilevare il n. 9 sulla seconda cifra a partire da sinistra e vediamo cosa succede nei due esempi precedenti ammettendo che questo valore debba venire sot-

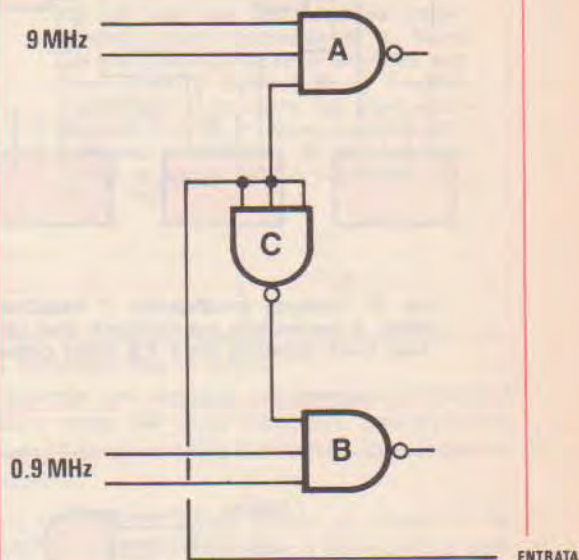


Fig. 23 Il passaggio dal valore reale della MF a quello diviso $\times 10$ avviene automaticamente tramite un'altro Nand a sua volta pilotato (come spiegato nell'articolo) dal circuito della base dei tempi.

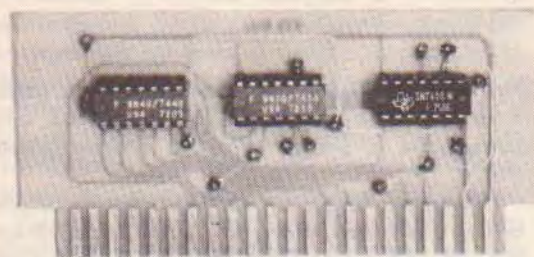


Fig. 24 In questa foto vi presentiamo la ROM programmata per una MF da 455 KHz. Questa scheda dovrà essere inserita entro il connettore indicato in fig. 27 con la scritta « memoria MF ».

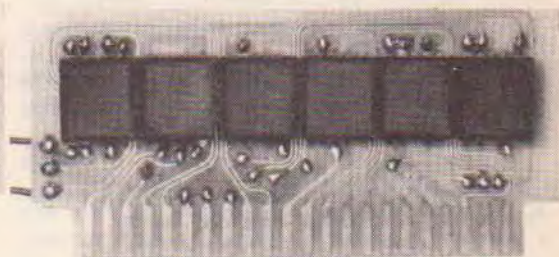


Fig. 25 Scheda relativa ai display FND500 che dovremo inserire sul primo connettore (vedi fig. 27). Lo schema elettrico delle due schede vi verrà presentato sul prossimo numero.

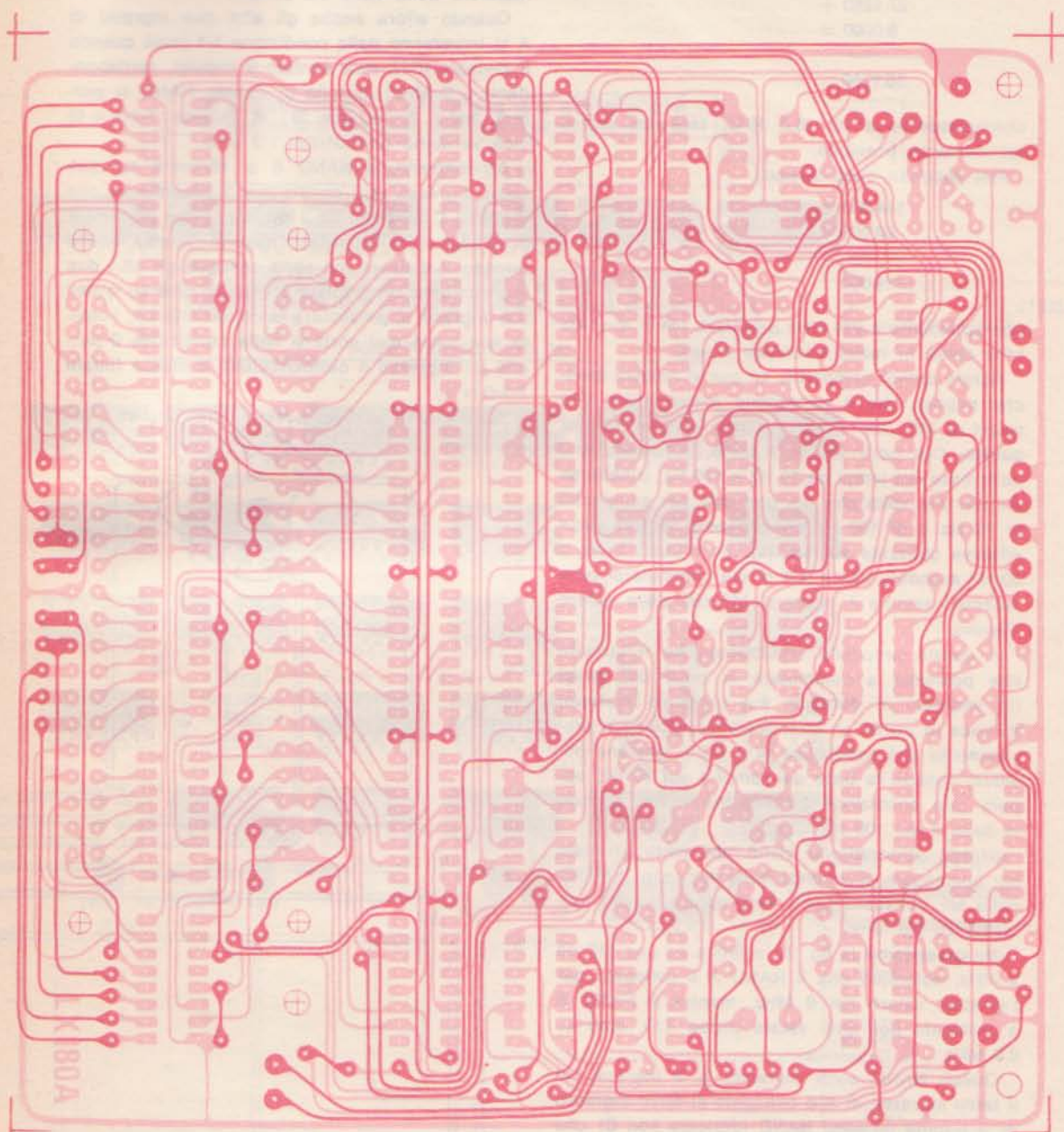


Fig. 26 Circuito stampato LX180A a grandezza naturale. Il circuito stampato è in fibra di vetro a doppia faccia e viene fornito ai lettori già forato e completo di disegno serigrafico dei componenti.

tratto dalla frequenza dell'oscillatore locale per ottenere la frequenza di ricezione.

Nel primo caso si ha:

$$\begin{array}{r} 27.1250 + \\ 9.0000 = \\ \hline 36.1250 \end{array}$$

corrispondente a 36.125,0 KHz, cioè un valore teoricamente possibile.

Nel secondo caso invece:

$$\begin{array}{r} 144.000 + \\ 90.000 = \\ \hline 234.000 \end{array}$$

corrispondente a 234 MHz invece di $144 + 9 = 153$ MHz come in realtà dovrebbe essere.

Accrete quindi compreso, se pur vi restava qualche dubbio, che è necessario memorizzare due valori di MF, uno effettivo e uno pari ad $1/10$ di questo. Ora però vediamo come, al commutarsi della base dei tempi da 10 Hz a 100 Hz, (ripetiamo ancora una volta che noi parliamo per semplicità di 10 Hz o di 100 Hz quando però le frequenze effettive utilizzate sul visualizzatore sono 5 Hz e 50 Hz avendole divise X2) possa commutarsi pure automaticamente il valore di MF che deve essere rilevato.

A questo proposito ricordiamo che il circuito che provvede a commutare la base dei tempi (lo vedremo in dettaglio sul prossimo numero) fornisce in uscita un'ulteriore informazione e precisamente una condizione di 1 (cioè tensione positiva) quando la base dei tempi è sui 10 Hz, oppure una condizione 0 (tensione nulla) quando la base è sui 100 Hz.

Questa informazione viene abilmente sfruttata per comandare, a seconda delle esigenze, il NAND della MF collegato sui 9 MHz oppure quello collegato su 0,9 MHz.

Se osserviamo la fig. 23, relativa ad una MF da 9 MHz, noteremo che il NAND A è collegato per l'effettivo valore dei 9 MHz, mentre il NAND B è collegato per quel valore diviso X10, cioè su 0,9 MHz.

Questi NAND sono entrambi a 3 ingressi ed il terzo ingresso di A è collegato al terzo ingresso di B tramite un altro NAND (indicato con C) che funge da « inverter ».

In tal modo, quando sul terzo piedino di A è presente un 1, sul terzo piedino di B sarà presente uno 0 e viceversa.

Supponiamo ora che la base dei tempi si trovi in posizione 10 Hz: questo significa che sull'in-

gresso del NAND C, quindi anche sul terzo piedino di A, sarà presente una condizione di 1 essendo questa l'informazione trasmessa dal commutatore della base dei tempi.

Quando allora anche gli altri due ingressi di A si troveranno nella condizione 1-1 (cioè quando il divisore IC12 avrà contato 9 impulsi, corrispondenti a 9 MHz), l'uscita di questo NAND si porterà nella condizione 0 (in quanto $1-1-1 = 0$) cioè verranno riconosciuti i 9 MHz.

Al contrario, il NAND B si ritroverà sul suo terzo ingresso una condizione 0 (ricordiamo che il NAND C funziona da « inverter ») che gli vieterà di riconoscere qualsiasi numero infatti, anche quando il divisore cui sono collegati gli altri due ingressi avrà conteggiato 9 impulsi, cioè su questi due ingressi si presenterà la condizione 1-1, l'uscita non potrà mai portarsi nella condizione 0 perché un ingresso è cortocircuitato a massa (infatti $1-1-0 = 1$).

Supponiamo invece adesso che la base dei

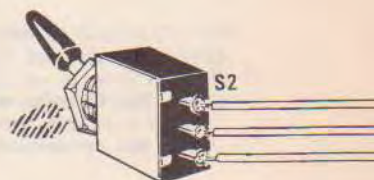
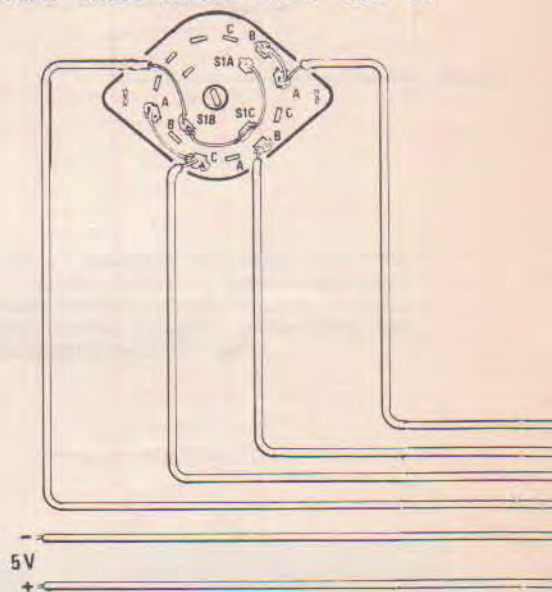
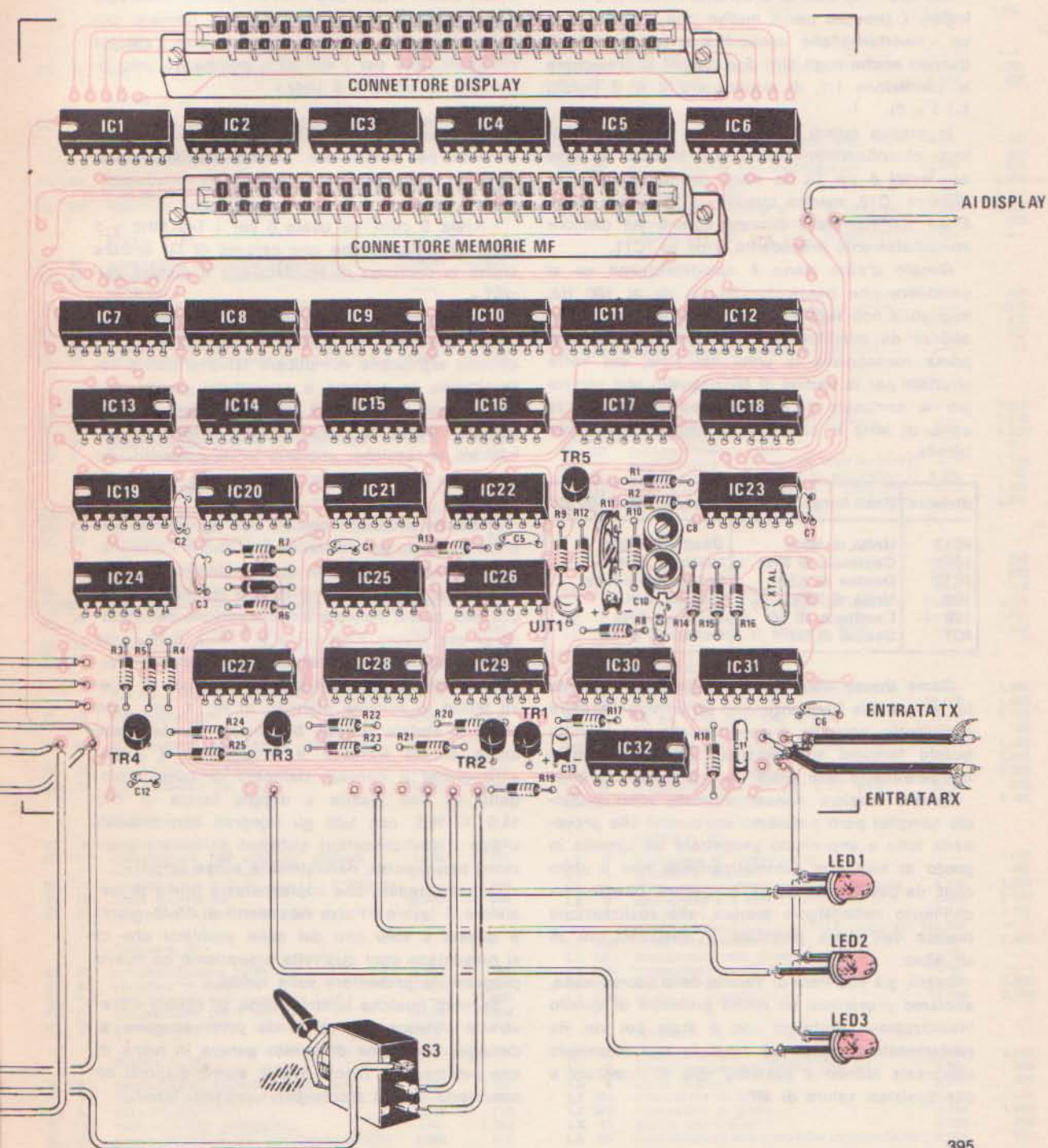


Fig. 27 Schema pratico di montaggio della scheda base necessaria alla realizzazione del visualizzatore per ricetrasmittitori.



tempi si trovi commutata sui 100 Hz: in tal caso sull'ingresso del NAND C, quindi anche sul terzo piedino A, avremo una condizione di 0 che impedirà al NAND A di riconoscere qualsiasi numero, in quanto il terzo terminale è cortocircuitato a massa.

Sul terzo ingresso di B avremo invece uno stato logico 1 (sempre per il motivo che il NAND C è un « inverter ») che consentirà a questo NAND, quando anche sugli altri due piedini si presenterà la condizione 1-1, di riconoscere il n. 9 (infatti $1-1-1 = 0$).

In pratica quindi, volendo fare un breve riepilogo chiarificatore, diremo che quando la base dei tempi è sui 10 Hz viene rilevato il n. 9 sul divisore IC12, mentre quando la base dei tempi è sui 100 Hz, viene rilevato il n. 9 sul divisore immediatamente precedente, cioè su IC11.

Questo d'altra parte è spiegabilissimo se si considera che passando dai 10 Hz ai 100 Hz, in pratica non facciamo altro che dividere la frequenza da misurare X10, quindi il divisore che prima conteggiava le unità dei MHz, ora verrà sfruttato per le decine di MHz, quello che serviva per le centinaia di KHz, adesso conterà le unità di MHz e così via, secondo la seguente tabella.

divisore	Base tempi a 10 Hz	Base tempi a 100 Hz
IC12	Unità di MHz	Decine di MHz
IC11	Centinaia di KHz	Unità di MHz
IC10	Decine di KHz	Centinaia di KHz
IC9	Unità di KHz	Decine di KHz
IC8	Centinaia di Hz	Unità di KHz
IC7	Decine di Hz	Centinaia di Hz

Come avrete compreso la differenza esistente fra un normale frequenzimetro ed un visualizzatore è piuttosto notevole e consiste appunto in tutte queste funzioni supplementari che un normale frequenzimetro non potrà mai compiere da solo.

Queste funzioni concettualmente sono piuttosto semplici però possiamo assicurarvi che prevederle tutte e soprattutto progettare un circuito in grado di svolgerle automaticamente non è stato cosa da poco, anzi, senza esagerare, diremo che dall'inizio dello studio teorico, alla realizzazione pratica dell'ultimo prototipo è trascorso più di un anno.

Infatti, già alla fiera di Verona dello scorso anno, abbiamo presentato un primo prototipo di questo visualizzatore, prototipo che è stato poi via via perfezionato in modo da ottenere uno strumento universale idoneo a qualsiasi tipo di ricevitore e per qualsiasi valore di MF.

Dapprima infatti avevamo progettato un circuito valido per un solo tipo di MF e per un solo tipo di conversione (oscillatore locale + MF) poi, ascoltando i consigli un po' di tutti, abbiamo apportato via via dei perfezionamenti, per non dire che abbiamo ristudiato da principio lo schema. Infatti alcuni lettori che avevano potuto osservare il prototipo in Fiera, non avevano lesinato critiche di questo genere: « peccato che l'abbiate realizzato solo per i 455 KHz, poiché nel mio ricevitore la MF è a 6 MHz ».

oppure:

« lo possiedo un ricevitore che esegue la conversione per sottrazione, perché non avete previsto anche questa possibilità? »

oppure ancora:

« Avete 6 cifre, ne usate 6 per i 144 MHz e 5 per i 27 MHz, perché non cercate di far entrare anche le centinaia di Hz dato che il display esiste? »

Ovviamente queste persone non si rendevano conto che ogni operazione in più richiesta dal circuito significava complicare talvolta anche notevolmente lo schema e soprattutto comportava un notevole sforzo per il progettista, però noi non abbiamo voluto lasciare nessuno deluso e, rimboccate le maniche, abbiamo infine costruito uno strumento di alta classe, tecnicamente molto elaborato.

A questo proposito basterà uno sguardo al circuito stampato per convenire che anche i disegnatori non hanno avuto, in questa circostanza, una vita facile. Ecco ... qui vorremmo far meditare un pochino quanti non perdono occasione per ricordarci che Nuova Elettronica è l'unica rivista che non rispetta le date di uscita e precisamente vorremmo poter presentare ad uno qualsiasi di questi lettori lo schema elettrico di fig. 1 non però come lo vedete adesso, bensì appena abbozzato come ce lo fornisce il progettista, e dirgli: « disegnammi il circuito stampato di questo progetto su una piastra a doppia faccia di cm. $15,5 \times 16,5$ con tutti gli integrati ben allineati e con i due connettori sistemati in questa posizione ben precisa, naturalmente senza errori! »

Quanto credete che impieghereste prima di terminare il lavoro? Forse non meno di 10-15 giorni e questo è solo uno dei mille problemi che ci si presentano ogni qualvolta prepariamo un nuovo progetto da presentare sulla rivista.

Se però qualche lettore ritiene di essere « bravo » e « veloce » al punto da poter eseguire al dettaglio un ordine di questo genere in meno di una settimana si faccia avanti: siamo disposti ad assumerlo seduta stante per i progetti futuri.