

Sperimentare

SELEZIONE RADIO - TV *di tecnica*

4

LIRE
600

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - APRILE 1972



ARGENTINA . . . Pesos 8
AUSTRALIA . . . \$ Au. 2
AUSTRIA . . . Sc. 32,50
BELGIO . . . Fr. Bg. 81
BRASILE . . . Crs. 10,50
CANADA . . . \$ Can. 2,50
CILE . . . Esc. 25

DANIMARCA . . . Kr. D. 9,50
EGITTO . . . Leg. 2
ETIOPIA . . . \$ Et. 4,50
FRANCIA . . . Fr. Fr. 7
GERMANIA . . . D.M. 6
GIAPPONE . . . Yen 650
GRECIA . . . D.Z. 41

INGHILTERRA . . . Lgs. 0,60
ISRAELE . . . L.I. 4,90
ITALIA . . . Lit. 600
JUGOSLAVIA . . . Din. 22
LIBANO . . . L. Lib. 4,20
LIBIA . . . Pts. 45
LUSSEMBURGO . . . Fr. Bg. 81

MALTA . . . Lgs. M. 0,60
NORVEGIA . . . Kr. N. 9
OLANDA . . . Fr. Ol. 4,50
PERU' . . . Sol. 70
POLONIA . . . Zloty 5,10
PORTOGALLO . . . Esc. 38
SPAGNA . . . Pts. 90

SUD AFRICA . . . R. 1,50
SVEZIA . . . Kr. S. 6,50
SVIZZERA . . . Fr. sv. 5,50
TURCHIA . . . L.T. 20
U.R.S.S. . . . rub. 2
URUGUAY . . . Pesos 450
U.S.A. . . . \$ 2,10
VENEZUELA . . . Bs. 9,50

Nastri Magnetici BASF
universalmente noti

Compact Cassette BASF

Compact Cassette BASF CrO₂
al diossido di cromo

Compact Cassette
Recorder BASF



Interpellateci,
inviandoci il tagliando compilato

Desideriamo ricevere:	
— la visita di un vostro funzionario di vendita	☐
— materiale informativo	☐
MITTENTE	
DITTA	
VIA	
CITTÀ	
SASEA Via P. Rondoni, 1 20146 MILANO	

VI ATTENDIAMO ALLA 50ª FIERA CAMPIONARIA
DI MILANO padiglione 33 posteggio 575/576

BASF fascino della musica





Supertester 680 R / R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!

Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano RESISTENZE A STRATO METALLICO di altissima stabilità con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!



Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

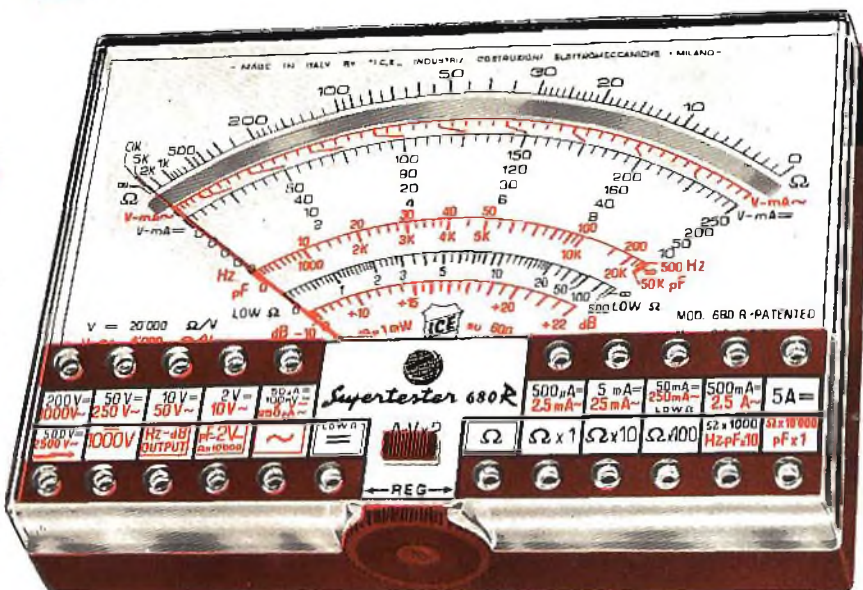
VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V a 2500 V massimi
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μ A a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μ A a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μ F e da 0 a 50.000 μ F in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 V da 0 a 5000 Hz.
V USCITA: 8 portate: da 10 V a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da -24 a -70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del Supertester 680 R con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.

Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali ed errore: anche mille volte superiori alla portata scelta!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetroico. Il marchio "I.C.E." è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.

PREZZO SPECIALE propagandistico franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, omaggio del relativo astuccio antiurto ed antimacchia in resinopile resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi BREVETTATO permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del SUPERTESTER 680 R: amaranto; a richiesta grigio.



IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI

Transtest

MOD. 662 I.C.E.

Esso può eseguire tutte le seguenti misure: I_{cb0} (I_{co}) - I_{cb1} (I_{co1}) - I_{cb2} - I_{cb3} - I_{cb4} - V_{ce sat} - V_{be} hFE (h_{FE}) per i TRANSISTORS e V₁ - I_r per i diodi. Minimo peso 250 gr. - Minimo ingombro 128 x 85 x 30 mm - completo di astuccio - pile - puntali e manuale di istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO

con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660.

Resistenza d'ingresso $\approx$ 11 Mohm - Tensione C.C. da 100 mV a 1000 V - Tensione piccolo-picco: da 2,5 V a 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P. - 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C., V-picco-picco, Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. Completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E.

MOD. 616

per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp C.A. - Peso: solo 290 grammi l'ascabiele - completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

AMPEROMETRO A TENAGLIA

Amperclamp

per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp C.A. - Peso: solo 290 grammi l'ascabiele - completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.



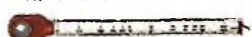
PUNTALE PER ALTE TENSIONI

MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



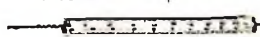
LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.

a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



SONDA PROVA TEMPERATURA

istantanea a due scale: da -50 a +40°C e da -30 a +200°C



SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.)

MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E.

VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/56

NUOVO
ANALIZZATORE UNIVERSALE
Mod. SK-60

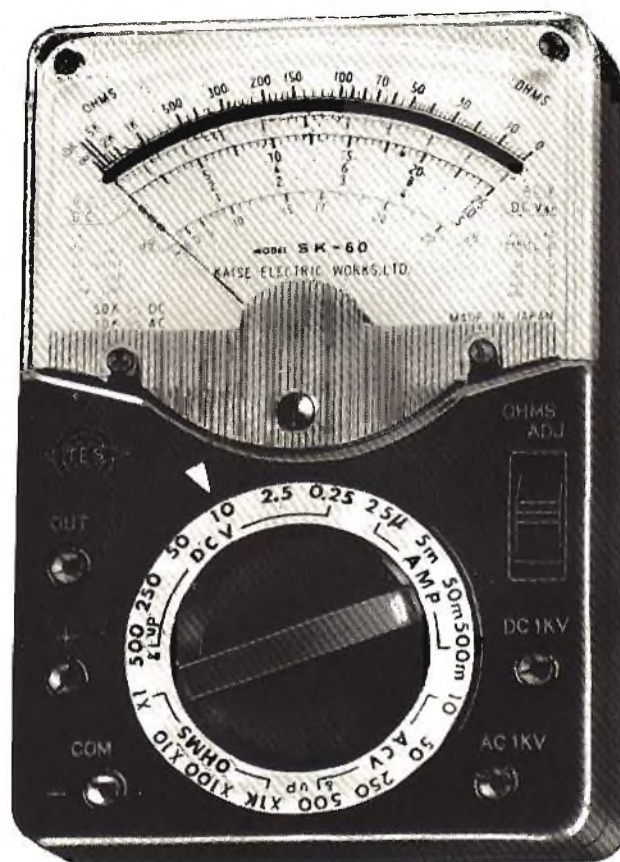
50.000 ohm / V

più robusto
più sensibile
più piccolo
più economico

GARANZIA 12 MESI

Campi di misura totali:

V_{DC}	25 mV	$\div$	1000	V
V_{AC}	1 V	$\div$	1000	V
V_U	1 V	$\div$	500	V
I_{OS}	25 μ A	$\div$	0,5	A
R	2 Ω	$\div$	10	M Ω
dB	-10	$\div$	62	dB



- microamperometro con scala a specchio
- efficiente sistema di protezione
- cambio portate tramite commutatore professionale
- dimensioni 8,5 x 13 x 3,5 cm

raccomandabile per l'industria, per il servizio assistenza
e per l'insegnamento didattico



20121 MILANO VIA MOSCOVA, 40/7 - TEL. 667.326 - 650 884
00182 ROMA VIA SALUZZO, 49 - TELEFONO 727.663

SOMMARIO

in copertina: realizzazioni sperimentali

radioamatori

alta fedeltà

informazioni commerciali

scatole di montaggio

circuiti per hobbisti radiotecnica

l'elettronica e l'automobile l'angolo del CB

rassegna delle riviste estere

i lettori ci scrivono

servizio schemi

prontuario delle valvole elettroniche

studio televisivo a colori

- 545** un curioso trasmettitore FM
- 547** preamplificatore d'antenna VHF
- 551** voltmetro a valvola per R.F. da 30 Hz ÷ 50 MHz
- 557** convertitore cc/cc a bassa tensione
- 559** nuovi sistemi di sicurezza
- 566** rete telefonica in miniatura
- 573** misuratore di campo relativo
- 575** termometro con sonda a diodi
- 579** due sistemi per prelevare l'audio da un televisore
- 583** ricetrasmettitore portatile VHF - 5W
- 588** convertitore a transistori 1296/28 MHz
- 593** le antenne in banda ultracorta
- 599** stadio d'ingresso di un ricevitore con transistor FET o bipolare
- 601** la meteorologia nelle trasmissioni televisive
- 604** dispositivi a indicazione numerica
- 613** il quart: nuovo sistema di trasmissione FM a tre e quattro canali
- 617**
- 621** cronistoria del registratore video - I parte
- 624** circuito elettronico per cercametalli
- 627** amplificatore telefonico
- 631** Impariamo ad usare l'oscilloscopio - II parte -
- 635** realizzazione di induttanze VHF e UHF
- 641** alcuni Interessanti circuiti
- 645** le micro onde - II parte -
- 649** I semiconduttori - V parte -
- 657** a Detroit II via all'auto elettronica
- 663** codici per CB e radioamatori
- 667**
- 677**
- 681** ricetrasmettitori
- 683**

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

© TUTTI I DIRITTI DI RIPRODUZIONE O TRADUZIONE DEGLI ARTICOLI PUBBLICATI SONO RISERVATI

INSERZIONISTI:

AMTRON	616-630-644-662	CHINAGLIA	577	ITT	630	PRESTEL	693	SOC. IT. TELEC.	
BASF	534	ELAC	666	KRUNDAL	687	R.C.F.	691	SIEMENS	689
B. & D.	544	FACON	541	MINNESOTA	696	SCHLUMBERGER	629	SONY	540-688
BRITISH	665	G.B.C.	538-574-634-690	MISTRAL	543	SICTE	640	TENKO	656
CASSINELLI	694	HITACHI	623-647	PHILIPS	619	SIEMENS ELETTRA	695	TES	536
		ICE	535	PIEZO	692	SILVERSTAR	539	UNAOHM	611

TELEVISORI

GBC



17"
portatile

UT 2517

Cinescopio:
autoprotetto
deflessione 110°
Selettore integrato:
VHF - UHF a diodi varicap
Possibilità di memorizzare
fino a 4 programmi
Ottima sensibilità anche
in zone marginali
Disponibilità nei colori:
bianco e rosso

gratis cataloghi televisori e telecamere richiedendoli a
GBC italiana c. p. 3988 - 20100 Milano

Sperimentare
SELEZIONE
RADIO - TV di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
ANTONIO MARIZZOLI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Impaginatrice
IVANA MENEGARDO

Segretaria di Redazione
MARIELLA LUCIANO

Collaboratori

Lucio Biancoli - Gianni Brazzoli
Gianni Carrosino - Piero Soati
Ludovico Cascianini - Italo Mason
Franco Reinerio - A. Basso Ricci
Enrico Lercari - Serafini Domenico
Giorgio Uglietti

Sergio d'Arminio Monforte

Rivista mensile di tecnica elettronica
ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello B. - Milano
Telef. 92.81.801

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
Telefono 68.84.251

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 600

Numero arretrato L. 1.200

Abbonamento annuo L. 5.500

Per l'Estero L. 8.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Sperimentare - Selezione Radio TV
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/40678

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



La caratteristica più interessante del nuovo oscilloscopio Telequipment modello D67 è il suo prezzo. Per molto meno di un milione di Lire esso offre due canali a 25 MHz di banda e sensibilità di 10 mV/cm con una precisione di misura di $\pm 3\%$.

Una elevata luminosità della traccia è assicurata dal tubo a raggi catodici che

ha una tensione di post-accellerazione di 10 kV e uno schermo piatto di 8x10 cm. Le basi dei tempi sono due, in modo da poter ottenere il funzionamento con ritardo, e i fattori di deflessione possono essere variati da 2 sec/div a 200 nano sec/div.

L'osservazione di ogni dettaglio delle varie forme d'onda non presenta pro-

blemi, anche in presenza di forti jitters sui segnali. L'esame dei segnali televisivi viene facilitato da appositi circuiti di stabilizzazione nei canali del trigger.

In più l'oscilloscopio D67 ha le alimentazioni adeguatamente stabilizzate e gli stadi d'ingresso a FET, il che praticamente elimina i fastidiosi spostamenti lenti della traccia. Tutti i suoi circuiti sono transistorizzati.

Silverstar, Ltd S.p.A.

20146 MILANO - Via del Gracchi, 20 - Tel. 4996 - Telex: 32634 Silstar

00198 ROMA - Via Paistello, 30 - Tel. 855.366 - 869.009 - Ind. Teleg. SILVERSTAR - Telex: 61511 Silstar

10139 TORINO - Piazza Adriano, 9 - Tel. 540.075 - 543.527 - Ind. Teleg. SILVERSTAR

INTERPELLATECI, INVIANDOCI IL TAGLIANDO COMPILATO

MITTENTE		TELEQUIPMENT Via del Gracchi, 20 20146 MILANO
NOME		
COGNOME		
VIA	N°	
CITTA'		
Cod. Post.		
Desideriamo ricevere:		
- la visita di un vostro collaboratore		☐
- materiale informativo		☐



SONY "TELELOOKIE" VERSATILE VIDEO OBSERVATION SYSTEM EASY TO SET-UP AND OPERATE

TLC-1200 CE:

Nuovo sistema video citofono Sony per il controllo audio e video a distanza di ingressi, grandi magazzini, negozi, ecc.

Il sistema comprende, una telecamera, un monitor e due interfonici.

- Telecamera di ridotte dimensioni facilmente occultabile
- Comando d'interdizione della telecamera (Automatico o Manuale) tramite il Monitor
- Immagine chiara e ad alta definizione
- Circuito automatico di guadagno che assicura un

ottimo rendimento in un ampio arco di luminosità dell'ambiente

- Pratico citofono incorporato nel Monitor
- Vidicon: 2/3"
- Semiconduttori: 21 transistori, 14 diodi
- Sistema di scansione: a interlacciamento casuale
- Frequenza orizzontale: 15.625 Hz
- Frequenza verticale: 50 Hz
- Risoluzione orizzontale: 250 linee
- Minima luminosità amb.: 20 Lux
- Rapporto segnale video/disturbo: 35 dB
- Alimentazione: universale c.a. - 50 Hz - 12 V.c.c.
- Dimensioni:
Telecamera: 82 x 54 x 150
Monitor (7"): 210 x 220 x 260

condensatori elettrolitici



FACON FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l. - 21100 VARESE - VIA APPIANI 14 - TELEF. 82300

NON VOGLIAMO PIU' LA TV A COLORI

Noi giornalisti siamo un po' dei giramondo. Il nostro lavoro consiste nell'osservare, ascoltare e riferire. Siamo dei sintonizzatori ad alta sensibilità, e non è raro il caso di deboli segnali, destinati al soffocamento, acciuffati invece fortunosamente e serviti da noi alla pubblica opinione. Osserviamo, annotiamo e riferiamo. Sentiamo cose che sovente fanno raddrizzare gli orecchi, per non dire i capelli. Cosicché abbiamo registrato come in un sismografo, l'accorata, seppure mormorata, reazione del mondo televisivo italiano alla morta gora del colore. — Basta! — è in sintesi ciò che affiora da più parti. — Non ne possiamo più: vadano a farsi benedire i politici e le loro idee, magari lastricate di buone intenzioni (si fa per dire), ma tanto lontane dalla realtà quanto la ormai famosa nebulosa di Andromeda è lontana da noi. Non hanno voluto darci finora la TV a colori? se la tengano! noi non la vogliamo più. Torniamo al nostro bianco e nero, purché la gente possa lavorare, non continuare a vivere nell'angoscia di una situazione incerta, nello spasimo di una speranza disperata, nell'umiliazione di intelligenze ed energie sprecate, nella debilitante perdita di lavoro, di produzione, di commercio, di istruzione e svago.

Diamo un'occhiata a ciò che è accaduto nel 1971. E' di dominio pubblico che il fatturato è sceso del 22% rispetto all'anno precedente, e che le industrie del settore radio-televisivo hanno dovuto fare appello alla cassa integrazione per oltre il 50% del personale.

I prezzi del settore elettronico sono aumentati in media del 4,5% ma nello specifico settore radio-televisivo si è registrata una diminuzione media del 4%. Situazione allarmante, quindi.

Ma che cosa troviamo all'origine di tutto ciò?

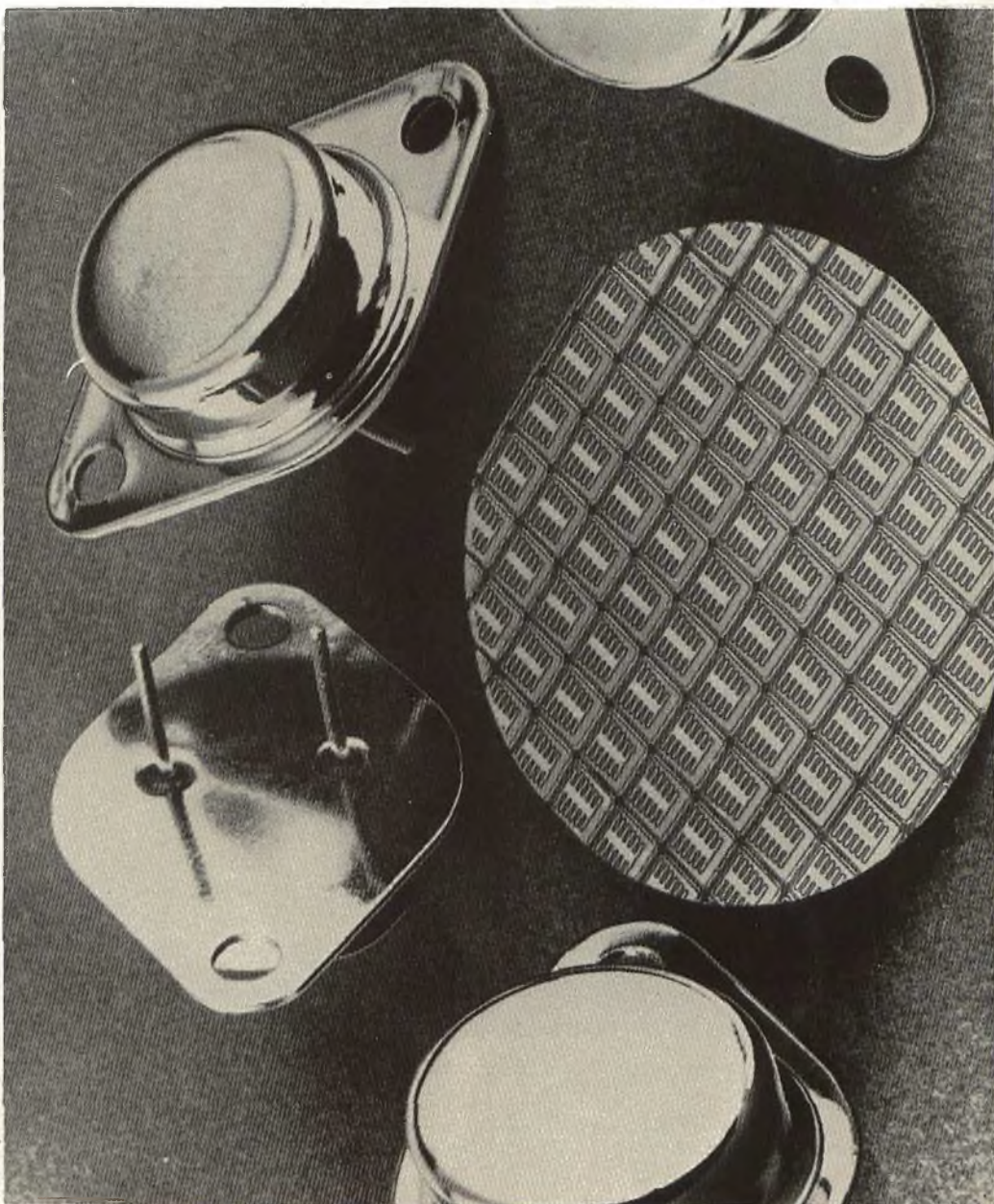
La cosiddetta sensibilità del mercato è costituita da complessi giochi di tensioni psicologiche, determinate a loro volta da avvenimenti influenti. Ma qui si tratta di «non-avvenimenti». Il pubblico aspetta la TV a colori che mai arriva. Le fabbriche non sanno che pesci pigliare: ci attrezziamo, non ci attrezziamo, che sistema sarà, lo sa il Cielo.

I tecnici studiano e studiano e non hanno la soddisfazione di vedere i loro studi approdare a qualcosa di concreto. Dalla speranza si è passati all'irritazione, dall'irritazione alla delusione, dalla delusione al sarcasmo, dal sarcasmo si sta scivolando alla indifferenza che è la tomba di tutto. La reazione? Ovvio: abbiamo il bianco e nero e teniamocelo. Valorizziamone la qualità. Torniamo al lavoro. Il pubblico italiano penserà che la TV a colori è il sogno di una notte d'estate e metterà il cuore in pace ritornando con tranquillità ad acquistare il bianco e nero. Se un giorno il sogno diventerà realtà l'accoglieremo, ma per ora non pensiamoci. E' l'unico modo per difenderci dallo stress del colore. Se non altro, conserveremo la salute, che non vale la pena di perderla. Gli infarti se li tengano i politici, che se li meritano.

Naturalmente la gente desidera cancellare anche l'ombra della suspense, che potrebbe riaccendersi inopinatamente in speranze e delusioni. Perciò l'opinione pubblica chiede che il Governo si pronunci responsabilmente: primo, che sistema sceglierà? secondo, quanto tempo vuole per dare la TV a colori agli italiani? sei mesi? un anno? due, tre? sia quel che sia, la gente che lavora a tutti i livelli e che produce, vende e compera beni e servizi, vuole saperlo.

Queste sono voci raccolte dovunque, in tutti gli strati sociali, riassunte e servite senza contorno.

R.C.

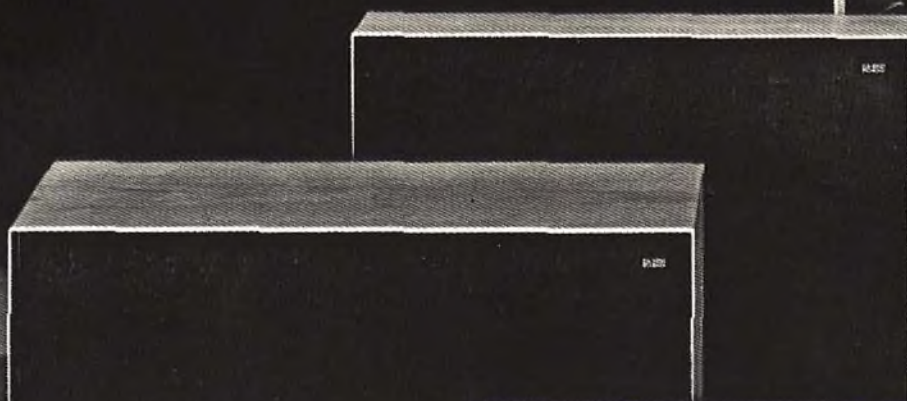


 THOMSON-CSF

TRANSISTORI DI POTENZA AL SILICIO PER APPLICAZIONI CIVILI
ALTA FEDELTA'
RADIO - TV

 **mistral** 

Direz. Comm. MILANO - Via M. Gioia 72 - Telef. 68.84.141



Impedenza	Ω	4	4	4	4	4	4	4-8
Potenza di uscita continua	W	15	15	15	20	40	50	60
Potenza di uscita musicale	W	20	20	20	30	75	80	100
Risposta di frequenza	Hz	65—18.000	50—20.000	50—20.000	45—20.000	40—20.000	35—20.000	25—20.000
Distorsione	%	< 4%	< 3%	< 3%	< 2%	< 1%	< 1%	< 1%
Angolo di irradiazione	gradi	90°	120°	120°	120°	120°	120°	160°
Altoparlante note basse	mm	150 x 100	150	150	175	200	50 x 190	250 250
Altoparlante note medie	mm	—	—	—	—	—	125	56
Altoparlante note alte	mm	56	25 DOME	25 DOME	31 DOME	31 DOME	31 DOME	20 DOME
Volume	litri	5	7	8	12	20	30	47
Dimensioni	mm	280 140 190	336 180 180	330 440 100	410 205 205	500 250 250	580 290 290	660 360 300
Peso	kg	3	4	6	5,5	8,5	13	22,5
Per amplificatori modello	Beomaster 1000 Beomaster 1200 Beomaster 1600 Beogram 1500					Beomaster 1000 Beomaster 1200 Beomaster 1600 Beomaster 3000		Beomaster 3000 Beolab 5000

UN CURIOSO TRASMETTITORE FM

di Domenico SERAFINI

realizzazioni
sperimentali

Questa realizzazione va sotto il nome di Collins FM per onorare uno dei primi uomini che hanno oltrepassato le colonne d'Ercole dello spazio: Michael Collins, comandante del «Module Pilot», nato a Roma 40 anni fa.

Questa volta passo in fretta e furia e descrivervi un piccolo trasmettitore progettato esclusivamente per coloro che amano l'alta fedeltà a basso costo.

Si tratta, come dicevo, di un circuito oscillante capace di trasmettere sulla gamma FM.

L'uso di detto apparecchio è svariatissimo, ma è utile presentarlo come «Un espediente per eliminare il cavetto schermato tra il giradischi e l'amplificatore».

Questo espediente si è rivelato molto utile, specie per coloro che posseggono un cambiadischi automatico e che desiderano ascoltare della buona musica in ogni parte ove sia sistemato un ricevitore radio.

Non conosco molto bene il gravoglio di leggi che regolano le trasmissioni in Italia, ma credo che detto apparecchio non necessiti di alcun permesso delle autorità competenti, tanto più che non abbraccia un'area apprezzabile, e praticamente non influenza un ricevitore posto oltre 20 m di distanza in quanto, le stesse pareti della casa fanno da schermo. Passo, come consuetudine,

ad illustrarvi un po' in teoria il nostro Collins FM.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Diamo un'occhiata allo schema dell'apparecchio (figura 2), si tratta di un oscillatore a RF autoeccitato molto stabile che lavora sulla FM ed una frequenza intorno ai 106 MHz.

Fa uso di un transistor al silicio npn, uno di quelli che normalmente si impiegano nei sintonizzatori di canali UHF o comunque con le seguenti caratteristiche:

- Supply voltage up to 25 V
- Output capacitance of 1,35 pF
- Gain-bandwidth product of 800 MHz.

La base del transistor è polarizzata dal partitore R1, R2, il potenziometro P1 è stato volutamente aggiunto per ottenere altri risultati che direttamente o indirettamente an-

dranno tutti a beneficio dei lettori che vorranno costruire questo trasmettitore.

Il primo impiego di P1 servirà per mettere in pratica e rendersi conto di alcune nozioni teoriche, precedentemente studiate, che riguardano i transistori ed oscillatori.

Una volta realizzato il circuito, con due voltmetri, uno collegato tra la massa ed il conduttore centrale del potenziometro e l'altro (tramite due filtri) tra la base e l'emettitore, si tratterà una curva riportando su due assi cartesiani la tensione B+ che gradatamente verrà aumentata e quella Vbe che otterremo.

Questo per mostrare come la Vbe in un circuito oscillatore vari con il variare del B+ applicato.

La curva che otterrete sarà molto diversa da quella che potreste ottenere da altri amplificatori, proprio, come del resto avevamo studiato, perché l'oscillatore è una eccezione.

Infatti, nei normali amplificatori.

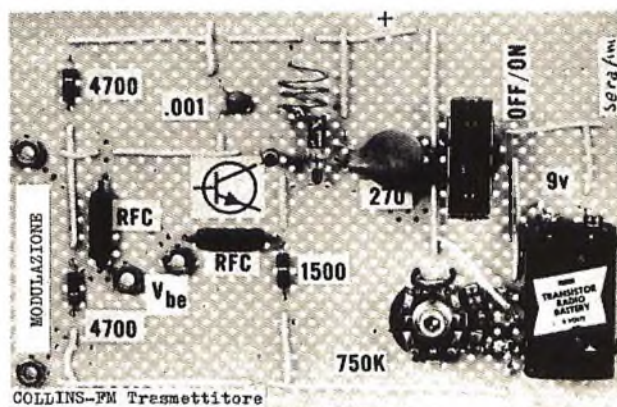


Fig. 1 - Foto del prototipo del trasmettitore FM descritto in questo articolo.

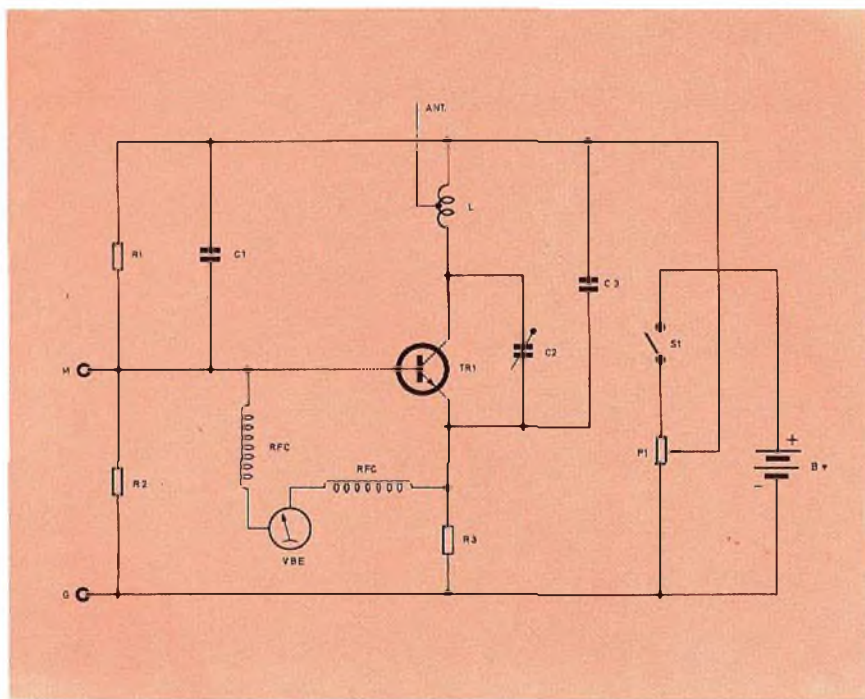


Fig. 2 - Schema elettrico del trasmettitore FM descritto in questo articolo.

affinché i transistori lavorino, i diodi base-emettitore devono essere polarizzati con una tensione approssimativamente di 0,3 V nel caso di transistori al germanio, 0,7 V in quelli al silicio.

Nel nostro oscillatore appena cominciamo a dare un po' di B+, la Vbe arriva rapidamente a +0,7 V dopo di che comincia a diminuire (lo stadio ha incominciato ad oscillare).

Ruotando il trimmer si influen-

zerà Vbe la quale arriverà a toccare i 4 V positivi.

Il secondo uso che faremo di P1 sarà quello di regolatore di tensione in modo da poter usare qualsiasi alimentatore a c.c. a nostra disposizione.

REALIZZAZIONE PRATICA

Essendo il circuito di una semplicità estrema, non ho creduto necessario eseguire lo schema di montaggio, la foto, in ogni caso da un'idea più che sufficiente.

Il cablaggio può essere realizzato su di una basetta di bachelite o semplicemente sfruttando le eventuali basette montate sotto il piatto girante del cambiadischi.

Naturalmente, onde evitare reazioni non desiderate e per ottenere una massima resa, bisogna eseguire il tutto con precisione sfruttando appieno le nozioni che si hanno circa i circuiti oscillanti.

Per esempio, una buona scelta del materiale impiegato farà sì che l'apparecchio resti insensibile rispetto alle variazioni di temperatura.

Un buon circuito stampato fatto di fibra di vetro eliminerà oscillazioni parassite o non desiderate.

Una tensione di alimentazione

stabilizzata, quindi, assente da fluttuazioni darà una buona stabilità in frequenza.

Un buon aereo ed una sufficiente tensione d'ingresso (alcuni volt p-p) conferirà all'apparecchio una massima resa.

Come antenna useremo lo stesso filo in cui scorre la c.a. di alimentazione, l'accoppiamento, ovviamente, sarà capacitivo e verrà realizzato nel modo seguente:

Si tagli un pezzo di lamiera delle dimensioni e nella forma illustrate in fig. 3, si pieghi la parte più larga in due nel senso indicato dal tratteggio. Attraverso un leggero isolante di carta si ponga il cordone di alimentazione attraverso il canale formatosi, quindi si pressi in modo che non possa sfilarsi.

L'unione di questo condensatore con il cordone della c.a. deve essere fatta circa 30 cm prima che questo si colleghi con il motorino del giradischi. La batteria, naturalmente, potrà essere sostituita da qualunque alimentatore, in questo caso bisogna far uso di P1 affinché al circuito venga fornito una tensione di soli 9 V.

La bobina L è di 3 spire avvolte in aria del diametro di 8 mm (approssimativamente quello di una matita).

Il filo impiegato è da 9/10, la bobina ha una presa centrale, questa andrà a collegarsi con l'antenna capacitiva tramite un conduttore lungo una ventina di centimetri.

L'allineamento è molto semplice, basta scegliere una zona meno disturbata intorno ai 106 MHz e quindi regolare la distanza tra le singole spire di L ed il trimmer.

ELENCO COMPONENTI

R1	: resistore da 4,7 kΩ
R2	: resistore da 4,7 kΩ
R3	: resistore da 1,5 kΩ
C1	: condensatore da 0,001 μF
C2	: trimmer da 5 ÷ 25 pF
C3	: condensatore da 300 pF
P1	: potenziometro da 750 kΩ
S1	: interruttore acceso/spento
B+	: batteria da 9 V
RFC	: filtri per RF tipo G.B.C. XB/0035-60
TR1	: transistor BF180 (vedi testo)
L	: bobina di 3 spire di filo di rame da 9/10 Ø 8 mm con presa centrale.

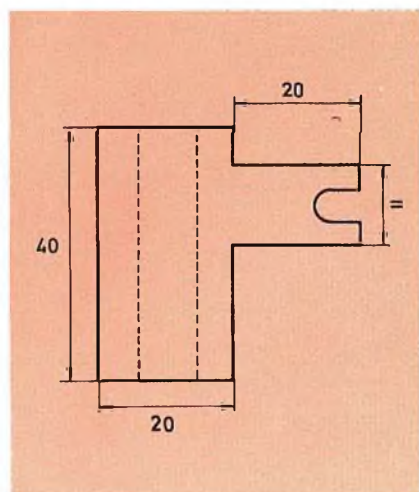


Fig. 3 - Disegno illustrante la forma e le misure della lamiera da usare per l'accoppiamento.

«mini-cascode» preamplificatore d'antenna VHF

di Gianni BRAZIOLI



Questo amplificatore di antenna VHF, impiega due transistori «FET» collegati in un circuito «cascode». Dà un guadagno di circa 18 dB con un rumore di soli 3 dB, ha una banda passante migliore di 2 MHz. Può essere impiegato tra 100 e 200 MHz, accordando opportunamente le bobine. Trova quindi un ottimo impiego per la ricezione FM e TV nelle aree «marginali», così come può essere vantaggiosamente sfruttato per migliorare le condizioni di ricezione nella gamma «aeronautica» dei 121 MHz, o la banda OM dei 144 MHz, specie se su queste frequenze si deve impiegare una antenna non molto efficiente; «coperta» o semplicemente non professionale.

In questo articolo, amici lettori, vi presentiamo un «Booster» per VHF, altrimenti detto all'Italiana (noi abbiamo un gusto particolare per l'impiego di molte parole anche se non servono) «Amplificatore di antenna».

Si tratta di un dispositivo da inserire tra l'antenna ed un qualunque ricevitore, sia esso radio o televisivo, AM o FM, e magari Teletype, Tropo-scatter o simili per satelliti artificiali.

Nella foto del titolo è illustrato il prototipo di questo preamplificatore, il lettore noterà alcune diversità tra la foto stessa e il progetto

illustrato in questo articolo. Ciò è dovuto al fatto che il prototipo della foto ha subito alcune modifiche prima di diventare oggetto della presente trattazione.

La gamma scelta per il funzionamento del nostro è compresa tra 100 e 200 Hz, il guadagno è molto buono tra 100 e 150 MHz: 18 dB. Meno buono risulta sulla parte «elevata» della gamma, ma anche in questo caso resta pur sempre interessante: circa 15 dB. E' da notare, che il rumore prodotto è modesto: meno di 3 dB; inoltre si usano due soli transistori, sia pure FET, come dire a «Effetto di campo».

Questi sono «TIS34» della Texas Instruments, noto «cavallo di battaglia» degli appassionati delle onde ultracorte, ora poco costoso grazie alla produzione sempre più ingente ed automatizzata. Volendo, il TIS34 può anche essere sostituito con il noto 2N3819 (ancor più economico) della medesima marca; l'operazione comunque non migliora le prestazioni del Booster, perché il 2N3819 in genere risulta più rumoroso, e, chissà perché, più «propenso» ad autooscillare: tutto questo lo diciamo per prova fatta, è ovvio.

Poiché il circuito di per sé non presenta una particolare criticità, è assai probabile che transistori dotati di una Yfs e di caratteristiche complessivamente simili al TIS34, lo possano ben rimpiazzare. Lungi da noi, comunque, suggerire tentativi del genere: se il lettore possiede vari FET e vuole provare il circuito

con una coppia di essi, faccia pure: il lavoro sperimentale, oltre ad essere interessante in senso lato, è sempre fonte di utili esperienze.

Se invece, chi legge, vuole realizzare questo apparecchio con una elevata certezza di ottimo funzionamento «immediato», allora impieghi il TIS34, o, meno bene, il 2N3819.

Certamente, dopo la nostra disamina a proposito dei transistori che possono essere impiegati, vi sarà qualcuno che si chiede il «perché» dell'uso dei FET, a svantaggio dei modelli bipolari, convenzionali, che oggi sono prodotti anche in esemplari dalle prestazioni più che notevoli.

Il motivo è semplice: il Cascode, base del nostro circuito, lo si potrebbe ben realizzare anche con qualche elemento al Silicio della serie 2N4000... ottenendo un guadagno interessantissimo; per altro, i FET non sono da meno, ed anche volendo trascurare la facilità di adattamento delle impedenze, essi permettono un rapporto segnale-rumore decisamente più favorevole. Questa particolarità che è precipua dei nostri, giustifica da sola la scelta: infatti il problema del rumore è il primo ed il principale connesso con il progetto dei Booster.

E' infatti inutile avere un guadagno notevole se ad esso si accompagna un ampio «Hiss»: al limite, in certi casi il preamplificatore «rumoroso» può addirittura danneggiare l'ascolto!!

Sempre dall'intenzione di ottenere il minimo rumore discende la scelta del circuito.

«Cascode» non è certo un termine nuovo per chi si interessa di elettronica: ma siamo certi che almeno la metà dei nostri lettori ha un concetto piuttosto vago a proposito di questo schema; «uno stadio impiegato nei televisori ...». Ecco la risposta che molti darebbero, se interpellati, non sapendo poi aggiungere gran che di più.

Un richiamo generale, non sarà quindi di troppo, forse.

Il Cascode nasce nell'anteguerra: è stato presentato negli anni '30 come: «Un amplificatore a due triodi per onde corte ed ultracorte che consente di ottenere «l'amplificazione» (termine d'epoca-SIC) data da un pentodo, pur con un rumore di gran lunga meno fastidioso». Questo il sottotitolo del numero di «QST» che ne parlava (crediamo) per la prima volta.

Al suo apparire, non sembra che il circuito sia stato accolto con l'interesse che senz'altro meritava, anche perché all'epoca le VHF non erano certo un campo di rilievo come oggi.

Peraltro, durante l'elaborazione dei primi Radar (i modelli MK2, WURTBURG, AN-APQ1-AN/ARX1-P S/MK1 e simili lavoravano a frequenze molto basse: 60-80 MHz, ed inferiori) qualcuno rammontò il nostro circuito, che venne rielaborato e migliorato al limite delle

possibilità date dai mezzi del tempo.

Non appena i Radar «salirono» di frequenza, affacciandosi alle microonde, il «Cascode» rischiò di ricadere nel dimenticatoio, ma frattanto era nata la TV che lo consacrò come circuito indispensabile e migliore di ogni altro per amplificazione RF/VHF di segnali deboli, a banda larga, impulsivi.

Per chi ha interesse alla storia delle radiocomunicazioni, ed a titolo di curiosità, rammenteremo che i primi «Tuner» TV non impiegavano il Cascode, ma uno stadio **accordato**, in genere basato sulla classica 6CB6 o analogo pentodo. I primi progettisti avevano insomma compiuto il classico «passo all'indietro»: e non si sa il perché!

In seguito, come tutti sanno, il Cascode divenne fondamentale.

Per visualizzare l'essenza di questo circuito, diremo che i due elementi attivi impiegati (tubi o transistori) sono collegati «in serie» dal punto di vista dell'alimentazione, e tra loro, è ovvio, direttamente.

Lo stadio d'ingresso, il primo, se impiega i tubi ha il catodo a massa, se a transistori ha l'emettitore a massa, e se a FET ha il Source comune. L'altro stadio ha invece rispettivamente la griglia, la base o il Gate a massa, **per i segnali**.

Ciò premesso ora vediamo il nostro schema, che segue la norma, la traccia fondamentale: ovviamente con i valori adeguati all'uso dei transistori a effetto di campo.

Il segnale dall'antenna perviene alla L1 tramite C1, condensatore di blocco e disaccoppiamento per le eventuali cariche CC presenti sul captatore. Si noti che il C1 è connesso ad una presa, perché l'impedenza dell'antenna è assai minore di quella del circuito di ingresso (G-S) del FET.

La L1 è accordata dal proprio nucleo ferromagnetico e dal C2. Il segnale è amplificato dal TR1. Sull'emettitore di quest'ultimo trovasi il circuito di polarizzazione costituito da R1 e C3 (disaccoppiatore). La tensione di polarizzazione è ricavata dalla caduta che avviene ai capi dell'elemento resistivo: essa fa sì che al Source sia presente un livello V_s «minore» di quello presente sul negativo generale. Poiché la L1 non ha praticamente alcun valore resistivo, il Gate è invece (sotto questo profilo) allo stesso potenziale del «-B». La differenza tra V_s e «-B» è appunto la polarizzazione applicata al transistorore.

Rivediamo il percorso del segnale amplificato dal TR1.

Come si nota, il Drain del primo stadio è direttamente connesso al Source del secondo, cosicché i due appaiono «in serie» per la V_b , come si diceva prima.

Il segnale è amplificato anche dal secondo stadio, seppure in questo il guadagno è minore data la connessione a «Gate comune» del transistorore. Si noti la JAF; questa è una impedenza RF costituita da poche spire avvolte in aria. Serve per la «neutralizzazione» del tutto, ovvero ad impedire l'insorgere di una oscillazione parassitaria che coinvolga primo e secondo stadio ottenendo un (!) multivibratore, al posto dell'amplificatore desiderato.

Non sempre la JAF è necessaria; spesso il Booster risulta stabile anche se essa manca, ed in tal caso è conveniente «dimenticarla» a tutto vantaggio della banda passante.

Per altro, di base la si deve prevedere, perché non vi sarebbe nulla di strano se il complesso in sua mancanza si mettesse ad oscillare: sarebbe anzi la **norma**. L'eccezione è il contrario. Vediamo ora il TR2.

Poiché il Source di questo transistorore è collegato direttamente al TR1, la polarizzazione del FET non

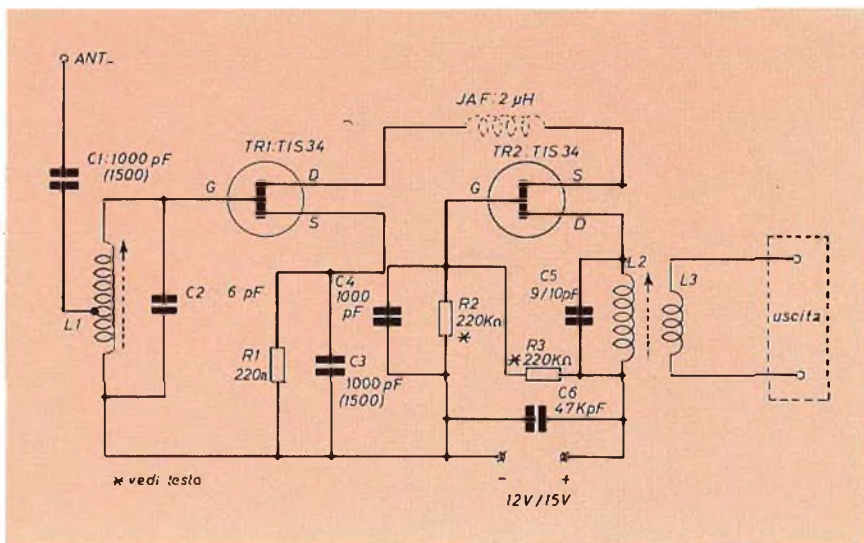


Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore d'antenna impiegante due transistori.

può essere ottenuta col metodo della resistenza verso massa, come nel caso precedente, e come in genere si fa.

Per questo stadio è anzi necessario un partitore, che, come si nota, è formato da R2-R3. Poiché il Gate del TR2 deve essere «a massa per i segnali» ai capi della R2 e collegato il C4 in funzione di by-pass. In serie al Drain del TR2 è presente il secondo circuito accordato del Booster: L2/C5. Il segnale amplificato è trasferito al ricevitore dalla L3.

Ripariamo un momento delle R2-R3; queste resistenze sono abbastanza critiche, e passando da un modello di FET all'altro devono essere studiate opportunamente.

Il valore di 220 kΩ per ciascuna è dato nella previsione dell'impiego del FET TIS34. Se si vuole utilizzare il 2N3819, R2-R3 devono essere portate ad 1 MΩ ciascuna, al fine di ottenere il maggior guadagno col minimo rumore; pur non avendo effettuato altre prove, siamo certi che transistori a effetto di campo ancora diversi richiederanno nuovi ritocchi ai valori.

Per finire, indichiamo a chi legge il C6: questo condensatore è indispensabile per sopprimere le oscillazioni parassitarie, anche la sua posizione (dettagliata dalla figura 4) è abbastanza critica.

Con questa osservazione, abbiamo visto il primo dettaglio «pratico» dell'apparecchio e tanto vale esaminare il rimanente.

I montaggi VHF, è noto, sono piuttosto «criticotti» relativamente alla posizione di qualunque componente e connessione. Il nostro non fa eccezione, e se è realizzato trascuratamente può **attenuare** i segnali, invece di amplificarli, così come può oscillare e creare «pasticci» di ogni genere, «pasticci» assai misteriosi se non si dispone di un certo numero di strumenti di laboratorio atti a far scoprire il difetto arcano.

Quindi, se il lettore preferisce (come molti) «cablare a schema» tenendo unicamente d'occhio la figura 1, per trovare da solo la migliore disposizione dei pezzi, abbia cura di fare un buon lavoro, perché gran parte dei risultati finali dipende dalla razionalità del montaggio.

Comunque, nella figura 4 esponiamo il piano di cablaggio da noi adottato: esso è certamente funzionale, poiché del Booster che abbiamo descritto ne sono stati costruiti **centinaia** di esemplari senza che si riscontrasse alcun difetto. Veda quindi il lettore se vuole approfittare della nostra esperienza duplicando direttamente il tracciato, o se preferisce far da sé.

Oltre al circuito stampato, vi sono altri due componenti che devono essere approntati: trattasi della L1 e delle L2/L3.

Questi accordi devono risuonare alla frequenza prevista per la ricezione, ovvero al «centro-banda» della medesima, dato che il Booster «passa» circa 2 MHz senza attenuazione «laterale». Il prototipo che si vede nella fotografia è stato realizzato per la gamma radioamatori dei 144 MHz. L1 ha quindi 4 spire di filo in rame argentato da 1 mm, mentre la L2 ne ha 4½. La L3, come è indicato nella figura 2, è avvolta TRA le spire della L2, nella «spaziatura» di 15/10 di mm ottenuta «stirando» l'avvolgimento ultimato. Le spire per L3 sono sempre 4, ma il filo è da soli 4/10 di mm ed è smaltato: il normale tipo che si usa per trasformatori e simili.

I supporti hanno un diametro di 6 mm.

Se il lettore desidera costruire il Booster per una diversa gamma di lavoro, logicamente dovrà modificare i dati degli avvolgimenti: per la gamma «avio», L1-L2 dovranno avere due spire in più, e la spaziatura tra spira e spira sarà minore di quella da 15-18/10 di mm utilizzata per i 144 MHz. Un valore preciso non può essere dato a priori poiché l'accordo va ottenuto appunto sperimentando la spaziatura mentre si regolano i nuclei.

Volendo impiegare l'amplificatore più in «alto», per esempio sul canale VHF «C» della TV, le spire saranno ridotte a 2-2½ per L1-L2, ed 1½ per L3. In questo caso la presa per C1 sarà effettuata a metà della prima spira della L1. Filo e supporti potranno rimanere sempre i medesimi utilizzati per la gamma dei 144 MHz.

Passiamo ora al montaggio dei transistori. Se si vuole essere certi

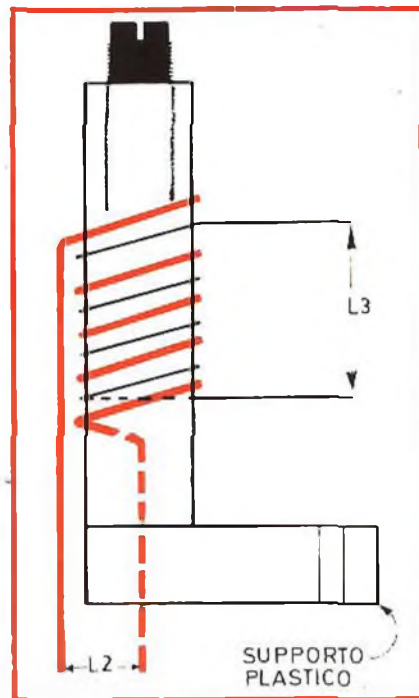


Fig. 2 - Disegno illustrante la realizzazione della L2-L3.

che i FET non siano distrutti dal saldatore, occorre dosare con ocutezza il calore applicato ai reofori: diciamo «trattarli come transistori al Germanio». Più di ogni altra cosa, è importante esser certi che il saldatore sia **perfettamente** isolato, che la rete-luce TON appaia in nessun modo sulla punta. A questo proposito è utile rammentare che per cause legate all'umidità ambientale, a «flussi non troppo buoni, al sur-

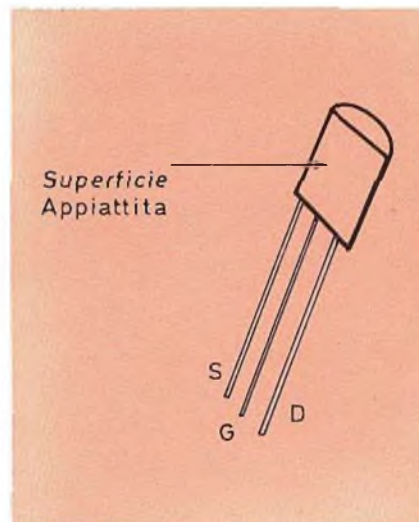


Fig. 3 - Disposizione dei terminali dei «FET» impiegati.

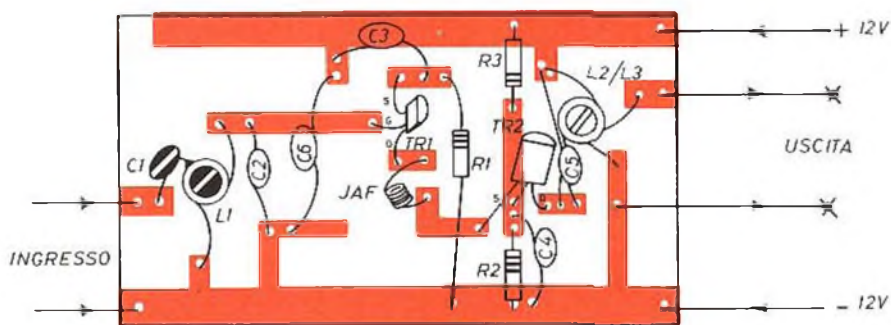


Fig. 4 - Disegno del circuito stampato e vista dei componenti montati sulla basetta.

riscaldamento da stasi prolungata, un ottimo saldatore dopo due-tre anni di lavoro inizia a perdere il suo isolamento, mentre un arnese mediocre dopo qualche mese può manifestare una tensione di 220 V tra la «punta» e la massa generale, sia pure con una bassa intensità: tale che l'operatore possa accorgersi con fatica «che è presente la scossa».

Ora, se l'arnese non «perde» una corrente da choccare, può comunque «offrire» una carica tale (in tensione) da distruggere qualunque, anche moderno, FET. Specie se l'operatore, con un dito, pone **praticamente** a terra il Source del transistor per esigenze di montaggio, di «handling».

Passiamo ad altro.

Il prototipo del Booster costruito da noi misura 50 per 25 mm: è quindi «piuttosto» miniaturizzato. Se si vuole eguagliare o **migliorare** questo «ingombro» (!) occorre una

certa cura nel vedere che le connessioni non possono toccarsi, sia pure in seguito a scossoni meccanici, vibrazioni e simili.

Le saldature al circuito stampato debbono essere molto buone, effettuate senza alcuna economia di stagno e di tempo... almeno nei limiti che garantiscono di non «strinare» le varie parti termosensibili.

Per altro, lavorando su una base molto compatta come la nostra, facilmente tra le lamelle di contatto si deposita una «crosta» di flusso deossidante che ha una resistenza molto modesta per i segnali VHF; questo strato di Colofonia ed altri ingredienti chimici deve essere asportato, a lavoro finito, mediante un solvente (Benzolo) o con una buona raschiatura effettuata mediante lo spigolo di una lama da barba. Non crediamo sia necessario esporre qualche altra nota sul montaggio.

Passiamo quindi alla regolazione.

Disponendo di un oscillatore modulato capace di funzionare sulla banda prevista per il funzionamento, la taratura si riduce alla regolazione dei nuclei delle bobine per ottenere il massimo segnale. Se questa regolazione non fosse sufficiente, si potrà variare la spaziatura «interspira» tirando o comprimendo opportunamente gli avvolgimenti L1-L2. Le due operazioni, tra la situazione che si verifica quando il nucleo è tutto addentrato e le spire sono praticamente «chiuse», e quella opposta, vale a dire con i nuclei quasi estratti dai supporti ed una spaziatura di 3/5 mm tra le spire, danno luogo da una differenza nell'accordo che può valere oltre 10 MHz.

Ciò visto, non è necessario far ricorso a compensatori per un miglioramento della sintonia.

Naturalmente, impiegando l'oscillatore modulato, si tarerà il tutto per il «massimo-segnale e minimo-soffio».

Se il generatore non è disponibile, e per la regolazione si usa il segnale di qualche stazione, la procedura non cambierà. Durante le prove si può tentare il cortocircuito della JAF, per osservare «cosa accade». Ove shuntata la bobina si udisse un soffio violentissimo, o un sibilo acuto e continuo il Booster evidentemente **autooscillerebbe**, quindi non potrebbe dare alcun risultato e sarebbe necessario «liberare» la JAF onde continuare con le operazioni di allineamento.

Se invece non si notasse alcun disturbo del genere, ma il segnale aumentasse, con la JAF in corto, si potrebbe anche continuare la taratura in queste condizioni avendo cura di togliere il «ponticello» di corto ove in un dato punto della gamma (magari in seguito ad un impulso di segnale RF particolarmente ampio) si riscontrasse la temuta autooscillazione che si manifesta sul televisore (dimenticavamo) con una serie di barre nere, ondulate, che «salgono e scendono» o «spazzolano» sul teleschermo.

Ottenuto il massimo segnale con nessun disturbo apprezzabile, o con il minimo di soffio audibile, il lavoro è ultimato.

I MATERIALI	N° di codice G.B.C.	Prezzo di Listino
C1 : condensatore ceramico da 1000 pF	BB/1810-10	130
C2 : condensatore ceramico «pin-up» da 6 pF	BB/0110-18	38
C3 : come C1	BB/1810-10	130
C4 : come C1	BB/1810-10	130
C5 : condensatore ceramico «pin-up» da 9 pF	BB/0110-27	38
C6 : condensatore ceramico da 47 kpF	BB/1780-30	60
JAF-L1- L2-L3 : (vedi testo)		
R1 : resistore da 220 Ω - 1/2 W - 10%	DR/0111-07	16
R2 : resistore da 220 kΩ - 1/2 W - 10%	DR/0112-47	16
R3 : come R2	DR/0112-47	16
TR1 : transistor TIS34 o similare (vedi testo)	YY/8524-08	1.120
TR2 : come TR1	YY/8524-08	1.120

VOLTMETRO A VALVOLA PER RF DA 30 Hz ÷ 50 MHz

di Mike JEY

Su queste pagine abbiamo descritto, in passato, dei carichi antiinduttivi da 50 e 75 Ω . In questa occasione abbiamo accennato alla possibilità di misurare ai capi del carico la tensione a radiofrequenza con la possibilità così di ricavare la potenza in esso dissipata.

Abbiamo pure accennato al fatto che, con un cavo ben adattato come chiusura, almeno ad una estremità, e cioè al terminale opposto al generatore, era possibile misurare le perdite proprie del cavo, per una serie di frequenze di lavoro con una doppia misura di tensione a radiofrequenza in partenza ed in arrivo ai capi cioè, come già detto, del carico terminale.

La differenza nei valori della potenza misurata fornisce ovviamente in questo caso, la potenza dissipata nel cavo nelle migliori condizioni di lavoro e cioè con Rapporto di Onda Stazionaria (ROS) molto vicino a 1.

Per queste misure, della massima importanza per la verifica della potenza e della bontà del cavo, (sono misure che possono riservare entrambe delle sorprese), occorre disporre di un buon Voltmetro, ben tarato, che operi in un vasto spettro di frequenze e che permetta, tra l'altro, anche la misura di tensioni abbastanza elevate in modo da estendere il più possibile la misura della potenza.

Supponendo infatti di operare con 100 V efficaci massimi fondo scala e 50 Ω di resistenza di terminazione; in base alla formuletta

$P = V^2/R$, la potenza massima misurabile in watt sarà di:
 $100 \cdot 100 / 50 = 200 \text{ W}$.

Questi limiti di misura, che richiedono circa 300 V inversi almeno (un poco di più per sicurezza) da parte dei diodi, non possono ancora venire facilmente sopportati dai comuni diodi allo stato solido. E' necessario ancora rivolgersi ai diodi di tipo convenzionale a tubo elettronico.

La 6AL5 ad esempio permette con una certa sicurezza la misura dei 100 V efficaci, ed il fatto che un solo tubo contenga due diodi ha il suo vantaggio perché permette la facile neutralizzazione della debole tensione a vuoto, (tipica della emissione termoelettrica) dovuta al «lancio» di elettroni da parte del filamento.

I diodi allo stato solido (vedi fig. 2) non comportano alcun bilanciamento di tensioni a vuoto di questo tipo, permettendo così la realizzazione di probe molto compatti, ma al massimo consentono fino a 25 V efficaci fondo scala di misura anche se fino a frequenze di 250 MHz.

A questo limite di frequenza è raro che si operi con potenze e quindi tensioni elevate anche tenuto conto che ormai si opera con transistori.

In pratica conviene avere a disposizione sia il Voltmetro a diodi termoionici che quello a semiconduttori.

Il primo però comporta oltre all'alta tensione inversa anche un altro vantaggio: la sensibilità per le

tensioni relativamente ridotte. Con una 6AL5 è facile leggere bene il volt fondo scala e le sue frazioni fino ad apprezzare circa il decimo di volt.

Con questa prestazione è più possibile effettuare con facilità delle misure di amplificazione a radiofrequenze.

Supponiamo di disporre il «probe» del nostro Voltmetro sulla placca di un tubo o, comunque, in uscita in derivazione ai capi caldo e freddo di uno stadio di amplificazione qualsiasi. Generalmente in questo caso si regola la sintonia in modo da fare sì che la capacità del probe contribuisca alla condizione di risonanza, dopo di che si regola la tensione di ingresso allo stadio, con un generatore tarato, in modo da leggere 0,2 o 0,3 V in uscita. Il rapporto tra la tensione in uscita e quella in ingresso fornisce così l'amplificazione dello stadio.

Ovviamente occorre agire con un Voltmetro a radiofrequenza del tipo ad alta impedenza di lettura, in modo da alterare il meno possibile le condizioni di risonanza, degli stadi sotto misura, influenzando il meno possibile sul fattore di merito o «Q» dei circuiti relativi.

Questo lo si può ottenere solo facendo seguire al diodo del «probe» un Voltmetro ad alta impedenza e cioè un Voltmetro a valvola od a FET.

Il più semplice e robusto è il Voltmetro a valvola. Se si opera poi con un tubo ad alta impedenza (nel nostro caso un ECC 40) si ottiene il vantaggio di provocare il movi-

mento di un equipaggio mobile a relativamente bassa sensibilità (400 μ A fondo scala).

Ciò comporta una robustezza notevole complessiva dello strumento che agisce con molle antagoniste discrete (data la notevole efficacia delle attuali espansioni polari) e quindi tollera con più facilità, il logorio dei perni di sospensione dell'equipaggio mobile.

Al limite, infatti, si potrebbe eliminare nello schema di fig. 3 il doppio triodo in circuito bilanciato ed impiegare i soli diodi di rettificazione con eguale bilanciamento della corrente di lancio dei diodi stessi.

Le portate verrebbero determinate dalle resistenze di caduta in serie allo strumento.

Questo resterebbe così ridotto al minimo di semplicità ma con vari inconvenienti pratici e cioè:

— necessità di adozione di uno

strumento di elevata sensibilità (20 μ A).

— impedenza di ingresso relativamente bassa.

— impedenza di ingresso variabile al variare delle portate e piuttosto bassa per i valori minori (1 V fondo scala).

Uno strumento di questo genere risulterebbero di semplice e facile realizzazione ma, senza dubbio, di impiego delicato e consigliabile solo per misure ai capi di basse impedenze di lavoro.

Meglio operare quindi con il circuito da noi qui consigliato che permette sia le misure di potenza che quelle di amplificazione anche con tensioni di lavoro in uscita limitate a qualche decimo di volt ma soprattutto con alta impedenza di «Probe».

Un'ultima osservazione. Operando a radiofrequenza è conveniente

tarare la scala in valore efficace dato che, per lo più, si ha a che fare con forme d'onda sinusoidali o vicine alle sinusoidali.

Ciò facilita sensibilmente la valutazione della tensione.

Siamo del parere che per forme d'onda impulsive o comunque sensibilmente diverse dalla sinusoidale il miglior Voltmetro, anche se sensibilmente più impegnativo e costoso, sia l'oscilloscopio.

CARATTERISTICHE DELLO STRUMENTO

- Portate in volt efficaci a radiofrequenza: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 V fondo scala.
- Linearità: (a -3 dB) 30 Hz $\div$ 50 MHz.
- Precisione: $\pm$ 1 dB in tutta la banda.
- Scale: tarate in valore efficace. Una scala per il valore $0 \div 1$ V e due per le restanti portate in valore $0 \div 1$ e $0 \div 3$ V.
- Valori dell'impedenza di ingresso: circa 5 M Ω con 30 pF in parallelo.
- Alimentazione: 220 V $\pm$ 10%, 50 Hz, 15 W.
- Peso: circa 3,5 Kg.
- Comandi:
 - a) una manopola per le portate più una posizione di riposo che corrisponde all'interruzione del circuito di alimentazione.
 - b) una manopola per la regolazione dello zero di scala
 - c) lampadina spia.

LO SCHEMA ELETTRICO

Le considerazioni espone nella premessa ci hanno portato alla formulazione dello schema di fig. 3. Come si vede si tratta di una realizzazione estremamente lineare anche se curata come schema nei più piccoli dettagli, e con i comandi ridotti al minimo. Lo «zero» della manopola delle portate interrompe infatti il circuito di alimentazione a 220 V. Un circuito RC da 200 Ω e 10 μ F, permette di realizzare un circuito spengiscintilla.

Si è ritenuto necessario introdurre anche se il consumo di energia a c.a. complessivamente non supe-



Fig. 1 - Vista frontale del Voltmetro a «valore efficace» per Radiofrequenza descritto in questo articolo.

ra i 15 W. Un fusibile da 200 mA difende l'alimentazione mentre il cambiatensione prevede di impiegare la tensione più adatta. Si è infatti utilizzato un trasformatore di piccolo formato, di vecchio tipo, e non si è trascurata questa possibilità offerta dalle numerose prese sul primario.

Anche nel secondario erano presenti alcune prese a 235, 255, 275 V. Si è utilizzato l'ultimo valore di tensione a 275 V che raddrizzato e livellato dal circuito di filtro, ha permesso di disporre di 160 V ai capi di due resistenze in partitore da 315.000 Ω l'una. Come diodo rettificatore si è utilizzato un tipo al silicio di buona inversa (BY 127 con circa 1000 V di tensione inversa) e come filtro una resistenza da 2 k Ω con due condensatori da 50 μ F 250 V massimi di lavoro.

Le tensioni indicate (caduta di 5 V ai capi della resistenza da 2 k Ω e $80 \div 80$ V ai capi dei 2x315 k Ω di partitore) sono quelle che effettivamente si localizzano ai capi degli elementi del circuito.

Il circuito del Voltmetro a valvola è stato realizzato al solito con un doppio triodo ECC 40. Diciamo subito però che ci siamo adoperati per scegliere un tubo che presentasse un minimo di corrente di fuga di griglia.

Questo fattore dipende da un sacco di elementi pratici (geometria degli elettrodi del tubo, capacità emissiva del filamento, grado di vuoto ecc.). Non resta che provare il tubo nel circuito oppure osservare le variazioni di corrente anodica quando si inserisca e si escluda una resistenza di elevato valore (4 o 5 M Ω) in serie alla griglia di comando.

L'inconveniente dell'influenza della corrente di fuga di griglia è limitata in questo circuito, un poco fuori dal normale, per il fatto che, a differenza da quello che capita in altri circuiti di voltmetri a valvola con partitore in ingresso, qui si opera con carichi fissi in griglia, circa 5 M Ω in serie ai diodi e 10 M Ω in derivazione a massa.

La commutazione di portata è stata infatti molto più semplicemente realizzata con un circuito catodico.

Nonostante ciò la variazione di corrente nel triodo di squilibrio del circuito a ponte potrebbe dare luogo ad alterazioni del punto di equilibrio base ed introdurre errori di misura.

In pratica questo inconveniente con la scelta del tubo non si è verificato.

Si è curato anche che le due sezioni del tubo risultassero abbastanza bilanciate, come emissione, tra loro. Ma la perfezione non la si può mai ottenere, così giocando sulle tolleranze delle resistenze a strato a disposizione, si è collegata una resistenza da 64,9 k Ω ad uno dei catodi ed invece una resistenza da 71 K Ω al capo catodico dell'altro triodo.

Si è ottenuta così una costanza di caduta di 80 V ai capi di entrambi i triodi, in condizioni di riposo, e con il potenziometro di azzera-

strumento dato il forte grado di controreazione introdotto che permette inoltre, di linearizzare sensibilmente le scale di lavoro.

Le cinque portate di tensione (1 - 3 - 10 - 30 - 100 V fondo scala) sono ottenute con altrettante commutazioni del comando di portata che inseriscono delle resistenze di caduta in serie allo strumento da 400 μ A fondo scala.

Per ogni portata si opera con un elemento resistivo di taratura e per le prime due addirittura con un potenziometro di regolazione.

La terza e quarta portata (10 e 30 V fondo scala rispettivamente) sono state ottenute giocando con il parallelo di due resistenze scelte per tentativi (generalmente si agisce con due valori quasi equivalenti o con una resistenza corretta da una altra di valore molto più elevato disposta al solito in parallelo).

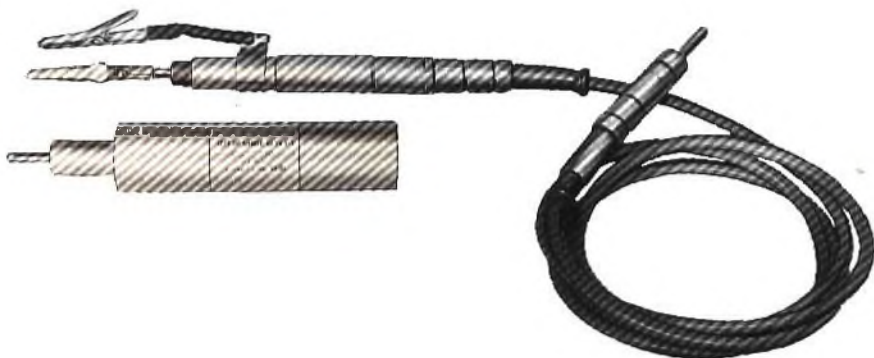


Fig. 2 - Ecco come si presentano le testine a diodi a basso valore di tensione inversa, utilizzati con un Voltmetro a valvole. Il massimo valore misurabile è di 25 V in valore efficace. Solo con diodi termoelettrici si può in pratica superare questo limite per uno spettro di frequenze abbastanza vasto.

mento a filo da 1 k Ω in placca praticamente con il cursore in posizione centrale.

Il classico collegamento verso massa del partitore di alimentazione da 2 x 315 k Ω ha permesso di neutralizzare la forte caduta, di circa 80 V, ai capi di ogni resistenza catodica in modo che, la polarizzazione residua ha permesso il desiderato flusso di corrente nel circuito dei due triodi in disposizione a ponte.

Va da sé che l'alta resistenza catodica contribuisce, assieme al circuito dello strumento, a stabilizzare notevolmente lo «zero» dello

l'ultimo valore è stato ricavato con un'unica resistenza di caduta scelta opportunamente in sede di taratura.

Vediamo ora il probe ad alta frequenza.

Dallo strumento partono due cordoni. Uno solito di alimentazione di rete ed uno destinato alla alimentazione del probe con le seguenti connessioni:

- due conduttori per il filamento della 6AL5
- un conduttore schermato per il collegamento del diodo rettificatore della Radiofrequenza.
- un conduttore schermato per il

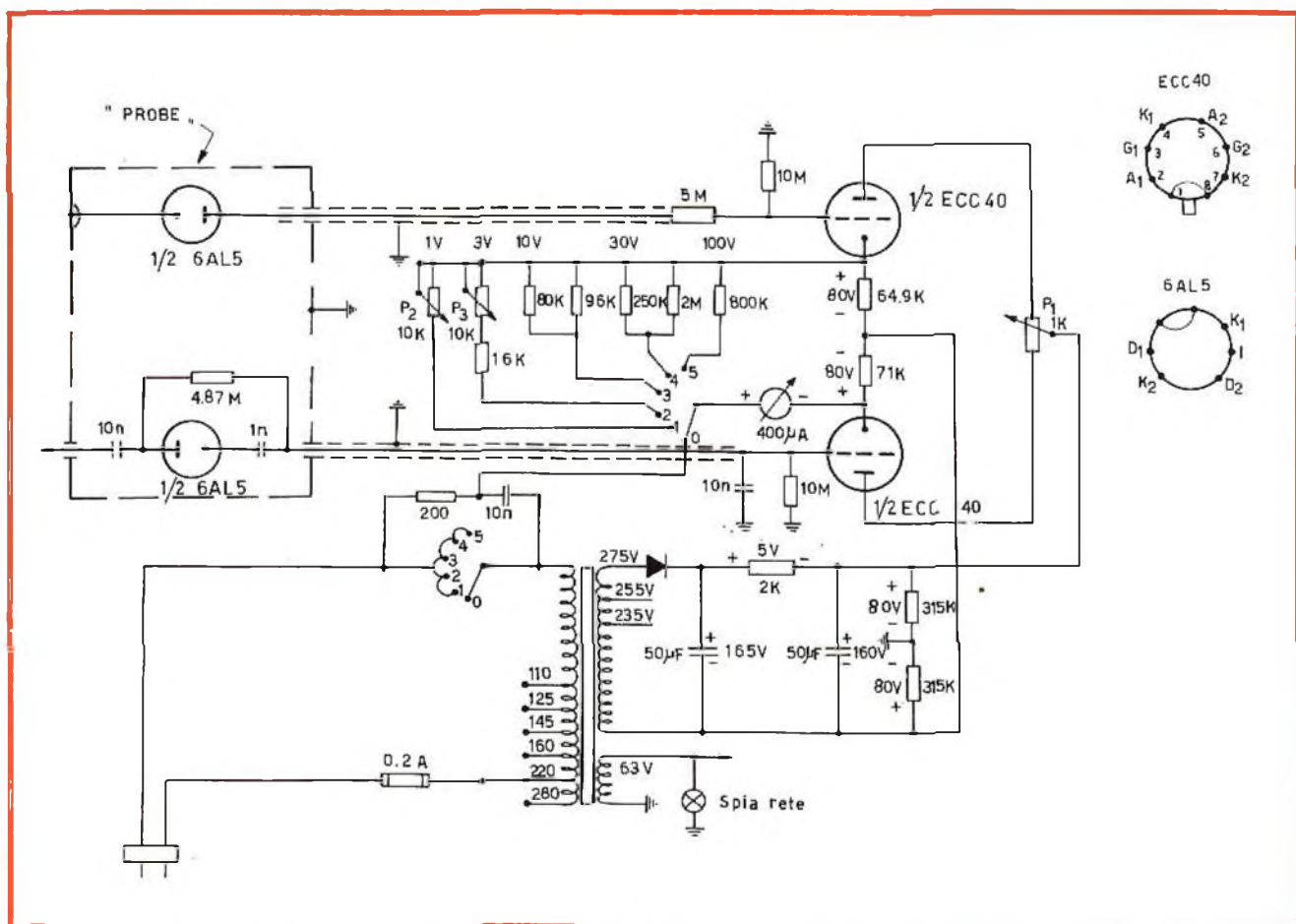


Fig. 3 - Schema elettrico del voltmetro a radiofrequenza. Si noti la semplicità e l'essenzialità del circuito adottato.

collegamento del diodo introdotto per il bilanciamento della «tensione di lancio» degli elettroni da parte del filamento.

Per quest'ultimo collegamento è sufficiente la capacità del cavo schermato poiché il suo diodo è inattivo e non può captare segnali spuri.

Al termine invece della connessione del conduttore relativo al diodo attivo si è necessariamente introdotta una capacità di filtro. Data l'elevata impedenza in gioco sono stati sufficienti 10 nF.

Il «Probe», come si vede, si riduce così a ben poco: una scatolaletta schermante cilindrica con la 6AL5 e pochi componenti. Dati i 4,87 MΩ di collegamento in serie al circuito di griglia sono bastati 10 nF di capacità di ingresso per permettere il limite inferiore di frequenza richiamato nelle «caratteristiche» dello strumento.

Il circuito impiegato è del tutto

convenzionale ed è stato ovviamente montato in modo da dare il minimo di capacità verso massa.

Ma qui interviene fatalmente anche la capacità interelettrodoica e quindi non si è scesi sotto il valore citato nei dati caratteristici.

Lo schema di fig. 3 fornisce ogni dettaglio schematico di quanto abbiamo qui minutamente discusso.

Sono state aggiunte a lato per comodità le connessioni di zoccolo sia della ECC 40 e 6AL5.

Per chi ci rimproverasse di avere impiegato un circuito tradizionale a valvole, rifiutando l'impiego dei transistori, possiamo obiettare che lo schema da noi proposto permette una robustezza di assieme e di funzionamento che non è facile realizzare con altri circuiti ed altri componenti, tenendo conto che si possono verificare nella pratica dei sovraccarichi sensibili, anche se limitati nel tempo, per carica e scarica

dei condensatori di ingresso con le tensioni anodiche dei tubi elettronici che, ancor oggi spesso, vengono impiegati negli stadi finali dei generatori di radiofrequenza.

LA REALIZZAZIONE

Il nostro scopo era di realizzare un montaggio «Rugged» come dicono gli americani o come potremmo esprimerci noi: di grande robustezza.

Fondamentale in questi casi è stabilire come opera lo strumento anche perché, a meno di non avere a che fare con un equipaggio mobile perfetto tra la posizione verticale e quella orizzontale o viceversa, può verificarsi un errore dovuto allo «zero» meccanico dello strumento ed è bene che lo zero elettrico (cioè di bilanciamento) coincida, se possibile, con quello fisico dovuto alla coppia antagonista delle spirali mobili del 400 μA.

Abbiamo optato per la posizione verticale.

Nove volte su dieci infatti l'operatore agisce su di un banco di lavoro e su di uno scaffale appena più sopraelevato dispone gli strumenti di misura che, ovviamente, vengono così a trovarsi al massimo a $1,30 \div 1,50$ m di altezza a giusta visuale.

Questa decisione ha influenzato di conseguenza anche la disposizione del «Probe» in condizioni di riposo di lato allo strumento. Si è disposto sia pure in modo rudimentale ma efficace uno spinotto verticale sul quale va ad infilarsi il «Probe» nel lato inferiore del cilindro con una boccola che viene normalmente utilizzata per il collegamento di ritorno di massa.

Una vite posta superiormente in una scanalatura ha completato il fissaggio.

Sono stati però previsti sia i gommini di appoggio per la posizione verticale che per la posizione orizzontale, sul piano del tavolo, che qualche volta può risultare più comoda.

La predisposizione «in verticale» ha condizionato ovviamente anche la posizione della maniglia superiore comodissima per il trasporto.

Le dimensioni ed il peso erano infatti risultati tali da far considerare questo strumento di tipo portatile.

Per facilitare l'utilizzazione frontale i due unici comandi la spia e lo strumento sono stati disposti frontalmente.

Per praticità e sicurezza di ancoraggio si è bloccato tutto l'insieme dei componenti al pannello frontale. La scatola di chiusura posteriore ha così solo funzioni di protezione e di schermo.

Si è impiegato del lamierino di ferro di buon spessore e dei passanti opportunamente studiati per i cavi in modo da evitare per quanto possibile i disservizi relativi ad un logorio sui bordi metallici.

Si vedano al riguardo i particolari ricavabili dalle figure 1 e 4. Le manopole sono di tipo professionale e di una certa dimensione.

Anche questo particolare è legato al funzionamento «in verticale» dato che in questa posizione è da

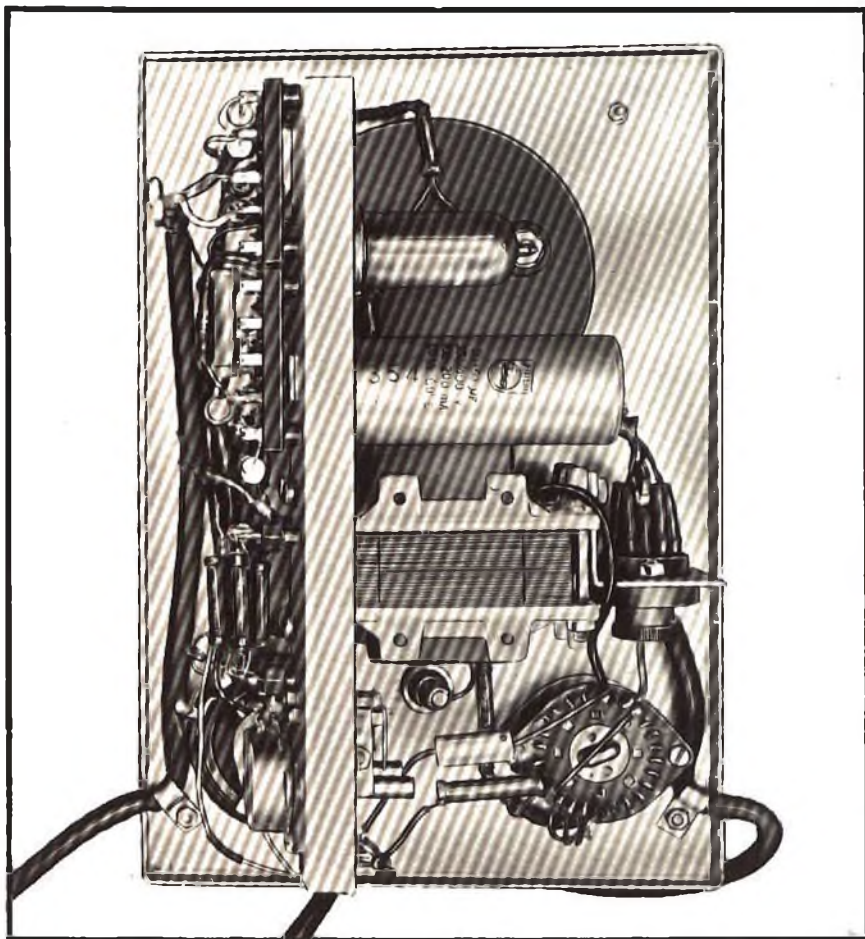


Fig. 4 - Vista interna della realizzazione del voltmetro a radiofrequenza. Si noti la cura con cui si è eseguito il montaggio in ogni dettaglio.

evitare qualsiasi comando che comporti una spinta oltre che una rotazione del comando. La mano cioè deve impugnare direttamente le manopole ed ancorarsi sopra per effettuare un solo facile sforzo (facile date le dimensioni della manopola che riduce lo sforzo dello coppia) solo in senso rotativo.

Si sono utilizzati dei commutatori professionali di recupero del tipo a 24 posizioni bloccandoli come richiesto dalle condizioni di lavoro per un massimo di 6 scatti. In pratica infatti si è operato su di due commutatori ricavandone uno solo del tipo a due sezioni in modo da potere interrompere anche il circuito della alimentazione in corrente alternata.

Una volta tanto il recupero ha portato all'utilizzo di materiale professionale che stava andando distrutto.

Per qualche soldo avevamo acquistato un vecchio strumento e da

lì nacque l'idea di realizzare quello che qui ora presentiamo. E' da questa fonte che abbiamo ricavato la maggior parte del materiale visibile nelle figure. In particolare il trasformatore di alimentazione che è stato utilizzato così come ricavato dal vecchio montaggio anche se di ingombro e potenza decisamente superiori (di un buon 50%) al necessario.

Tenuto conto che non intendavamo praticare delle feritorie di dissipazione questo particolare non guastava dato anche che il severo ancoraggio al frontale ha comportato ovviamente il necessario contributo alla dispersione del calore.

Il resto del materiale è stato scelto con cura, di tipo professionale e quanto era di recupero è stato, prima dell'impiego, controllato come caratteristiche tecniche.

Come si può notare l'assemblaggio è risultato organico e razionale con i comandi di taratura ben in

vista una volta rimossa la protezione posteriore.

Il cablaggio è stato condotto con cura e legato a spago così come consiglia il «The Radioamateurs Handbook» con legature autostringenti. Pur nel suo piccolo questa realizzazione è stata effettuata quasi per sfida o meglio per prova, per «test tecnico», diciamo con il massimo rigore professionale possibile.

Diciamo francamente che la pazienza ci è bastata perché si trattava di una realizzazione non eccessivamente impegnativa.

APPLICAZIONI PRATICHE

Faremo una breve cronistoria di come e quando abbiamo impiegato inizialmente questa apparecchiatura.

La prima volta fu per la corretta messa a punto dell'oscillatore a cristallo pilota del trasmettitore per i 144 kHz a 24 MHz di prima uscita. Per ridurre le perdite e l'influenza della capacità propria del «Probe» il segnale fu prelevato con un condensatore ceramico da 10 pF in serie al terminale relativo. La sintonia fu così correttamente eseguita fino ad ottenere un segnale di poco inferiore al massimo.

Successivamente si è verificata l'uscita a RF fino ai 30 MHz su 50 e 75 Ω di carico artificiale del mio trasmettitore a banda laterale unica FT 250 della Sommerkamp.

Le punte hanno superato i 120 W di «effective power» resa al carico. In seguito ancora il nostro Voltmetro ha permesso la revisione ed il «check-up» del trasmettitore-eccitatore Millen da 50 W pubblicato su questa rivista anche qui con la misura dell'iniezione di Radio-frequenza in griglia e della potenza di uscita.

Tra poco ci servirà per la realizzazione di un trasmettitore per telegrafia in barra P, cioè in portatile, di prossima pubblicazione.

TARATURA E RISULTATI

Per strano che possa sembrare la messa a punto dello strumento non è stata eseguita mediante paragone con un altro Voltmetro bensì con un Oscilloscopio. Certo che si trattava di un Tektronix di ottima taratura.

Ci premeva infatti verificare che la forma d'onda fosse sinusoidale o, comunque, con debole distorsione.

Ma soprattutto desideravamo esaminare fino a che punto il nostro «Probe», la nostra sonda, alterava o meno la forma d'onda del segnale sotto misura.

Si è così potuto constatare che la sonda, di alta impedenza, non alterava minimamente la forma d'onda e si è potuto tarare agevolmente lo strumento come scale superiori.

Solo la scala del Volt è stata tarata per confronto con uno strumento classe 1% ad una frequenza di 1 kHz.

CONCLUSIONI

Rispetto ad altri strumenti funzionanti con varie scale, in c.c., in c.a. ed in dB, di difficile interpretazione (è facile prendere degli abbagli, specie quando si è stanchi), questo strumento specializzato per la sola Radiofrequenza si è dimostrato pratico e di facile manovra.

Si tenga presente che per prestazioni in «barra P», dato il basso consumo anodico, questo strumento può venire utilizzato alimentandolo con un invertitore a 50 Hz ad onda quadra (lo abbiamo verificato), anche se come carico l'unico diodo BY127 lo rende leggermente dis-simetrico in corrente alternata.

IL TERREMOTO NELL'ELABORATORE

L'identificazione delle zone di più alta instabilità sismica rappresenta l'oggetto di molti studi e ricerche in varie parti del mondo; i terremoti costituiscono infatti uno dei fenomeni naturali meno conosciuti e controllabili dall'uomo, impotente di fronte allo scatenarsi di forze che hanno origine a migliaia di metri sotto la superficie terrestre. Un particolare metodo di studio, basato sulla simulazione di eventi sismici mediante elaboratori elettronici, viene impiegato dai ricercatori degli Istituti di Tecnologia del Nuovo Messico e della California, due regioni dove i terremoti sono di casa.

Gli scienziati del Nuovo Messico impiegano un Sistema 360 IBM Modello 44 per le elaborazioni richieste dal «modello matematico» del terremoto, cioè una serie di equazioni che traducono il fenomeno nel linguaggio della matematica. Questo modello si basa su una rappresentazione della superficie terrestre simile ad una zanzariera formata dalle intersezioni di linee orizzontali e verticali. Il reticolo così ottenuto consente di studiare gli eventi in singoli punti anche infinitamente vicini tra loro.

Immaginiamo che ogni filo della zanzariera sia sottoposto ad una tensione di entità nota. Se a un certo momento qualcuno dà un calcio al centro della rete (cioè se su questa si esercita una forza di cui è possibile misurare direzione, intensità e punto di applicazione), i fili circostanti subiranno flessioni e deformazioni causando lo spostamento dei punti del reticolo di una quantità facilmente misurabile. Nell'ambito del modello matematico, questi spostamenti rappresentano l'effetto provocato dalla perturbazione (il calcio tirato nella rete); confrontando il «terremoto elettronico» con centinaia di scosse reali, già avvenute ed analizzate ma di origine ovviamente ignota, è possibile stabilire le cause più probabili che hanno provocato i vari moti sismici. Appositi tracciatori automatici, direttamente comandati dall'elaboratore, forniscono inoltre il sismogramma del terremoto, cioè la mappa delle aree di accumulazione e di scarico delle tensioni che agiscono sulla crosta terrestre. I grafici indicano visivamente come e dove si possono produrre le sollecitazioni che provocano i terremoti e quali sono le zone con la più alta probabilità di assestamenti sismici.

CONVERTITORE CC/CC A BASSA TENSIONE

a cura di S. TINI

L'idea della realizzazione di questo montaggio è nata nel momento in cui ci siamo posti il problema di come far funzionare in mobile un trasmettitore VHF da 3 W. Tutti sanno, infatti, che in qualsiasi veicolo la batteria dà solo 12 V, mentre per far funzionare un trasmettitore, occorre una alimentazione superiore a 20 V. L'unica soluzione logica per il nostro problema è stata quella di costruire un convertitore cc/cc a transistori, cioè la versione modernizzata di un vibratore. In esso uno o due transistori tagliano la tensione continua disponibile, poi un trasformatore eleva questa tensione disaccoppiata che, in seguito, viene raddrizzata.

A causa delle notevoli sovratensioni che si producono, questo tipo di convertitore necessita di particolari precauzioni riguardo alla tenuta in tensione e alle caratteristiche del trasformatore.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il circuito del convertitore che presentiamo non utilizza alcun elemento induttivo, il suo principio di funzionamento è molto simile a quello di un duplicatore di tensione asimmetrico.

Il funzionamento può essere suddiviso in due fasi:

1ª fase: (figura 1)

Carica di un condensatore in parallelo alla sorgente. Il condensatore C1 si carica a 12 V attraverso i contatti chiusi a riposo (K1 e K2).

2ª fase: (figura 2)

Scarica di un condensatore in serie alla sorgente.

Il condensatore C1 è collocato in serie alla sorgente per mezzo dei contatti (K3 e K4) chiusi a lavoro.

L'insieme sorgente + C1 carica C2 al valore di 12 V + UC1, cioè a circa 24 V.

Si ritorna poi alla situazione della 1ª fase, e così di seguito.

Sia chiaro che quelli che noi chiamiamo contatti non sono altro che dei semiconduttori che svolgono la loro funzione.

I contatti K3 e K2 sono quindi sostituiti da un paio di transistori complementari utilizzati in commutazione.

Quanto ai contatti K1 e K4, che hanno solo un ruolo di scambio, sono sostituiti semplicemente da 2 diodi.

Il pilotaggio dei transistori K3 e K2 è assicurato per mezzo di un semplice multivibratore.

Si arriva così allo schema di principio elementare illustrato in figura 3.

LO SCHEMA DEFINITIVO

I valori riportati sullo schema di figura 3 sono serviti unicamente come base di studio.

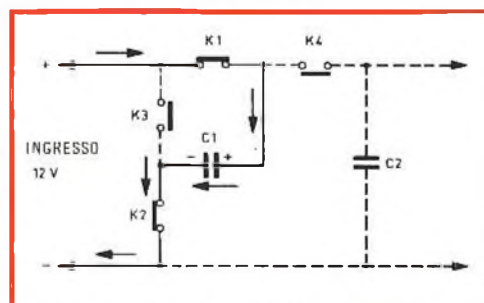


Fig. 1 - Circuito di carica di un condensatore in parallelo alla sorgente.

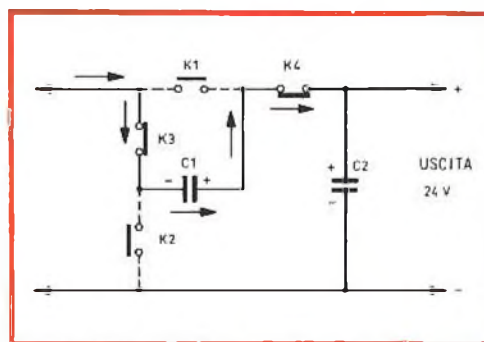


Fig. 2 - Circuito di scarica di un condensatore in serie alla sorgente.

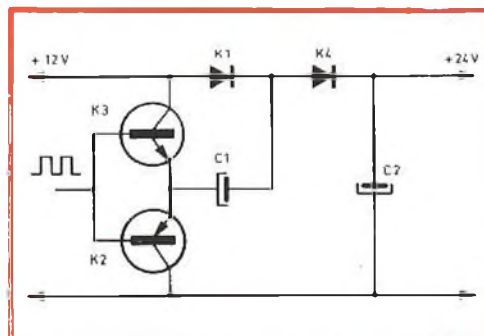


Fig. 3 - Schema di principio elementare del convertitore.

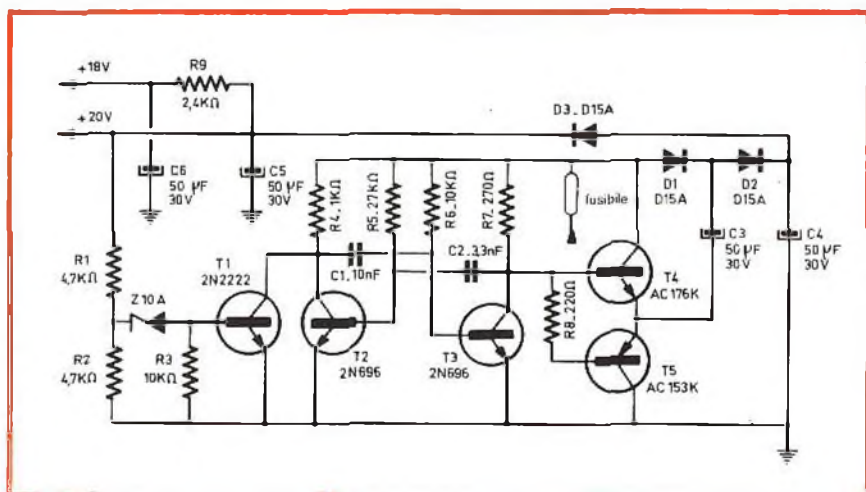


Fig. 4 - Schema elettrico del convertitore cc/cc descritto in questo articolo.

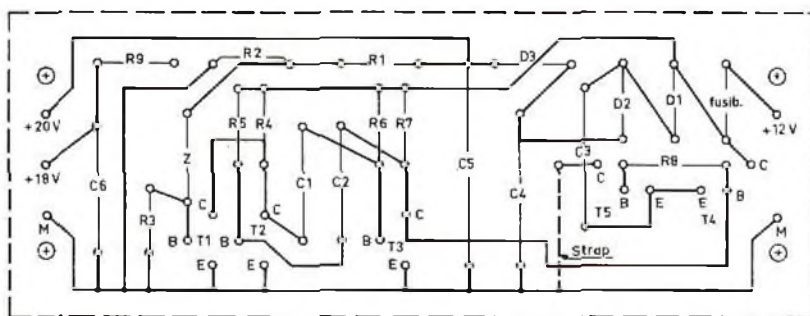


Fig. 5 - Circuito stampato del convertitore e collegamenti dei vari componenti.

Il rendimento massimo del convertitore si ottiene quando il multivibratore fornisce un segnale simmetrico.

Al fine di utilizzare dei condensatori di basso valore, che consentono anche un filtraggio senza eccessive complicazioni, è stata scelta una frequenza dell'ordine di 6 kHz.

Il valore dei resistori R7 e R8 è stato determinato in modo che i transistori T4 e T5 siano in satura-

zione durante il loro periodo di conduzione (cioè alternativamente).

Gli altri valori del multivibratore sono tali da ottenere una frequenza di 6 kHz.

L'insieme (R8, T4, T5, D1, D2, C3 e C4) forma il duplicatore di tensione propriamente detto.

Il filtraggio assicurato dall'insieme D3, C5 serve per regolare i volt disponibili all'uscita.

La rete R9, C6 viene utilizzata, nel circuito, per alimentare lo stadio pilota del trasmettitore VHF.

Al fine di ottenere una tensione costante, malgrado le fluttuazioni del carico o della tensione di ingresso, è stato inserito anche un circuito di regolazione, che funziona come segue.

Il divisore R1, R2 è collegato sulla tensione di uscita, quando la tensione al punto di giunzione di R1 e R2 oltrepassa la tensione di soglia del diodo Zener Z, quest'ultimo entra in conduzione ed invia una corrente base in T1.

A questo punto il transistor T1 diviene conduttore e cortocircuita T2 bloccando il multivibratore; quest'ultimo riparte solo quando il diodo Zener cessa di condurre.

Con i valori del divisore R1, R2 (4,7 kΩ) e Z = 10 V la tensione di uscita si mantiene a 20 V circa con 0,2 V di differenza quando il carico passa da 0 a 250 mA (carico massimo).

In realtà ci si accorge che il multivibratore non si arresta mai, il suo funzionamento diviene asimmetrico. In marcia a vuoto il transistor T2 è sbloccato solo durante i brevi impulsi.

La frequenza di funzionamento diverrà di 10 kHz.

Il montaggio realizzato utilizza dei componenti abbastanza comuni le cui caratteristiche non sono critiche.

Il circuito stampato del convertitore è riportato in figura 5.

È stato previsto un fusibile da 1 A; questa precauzione è sicuramente inutile per i transistori ma il collegamento su una batteria la impone.

ALCUNE VARIANTI

Utilizzando per T4 e T5 dei transistori di potenza più alta è possibile ottenere una potenza superiore, a condizione logicamente di adattare anche il resto dei componenti.

Collegando il convertitore al circuito della figura 6 è possibile ottenere delle tensioni negative, cosa che può certamente rivelarsi utile in molte occasioni.

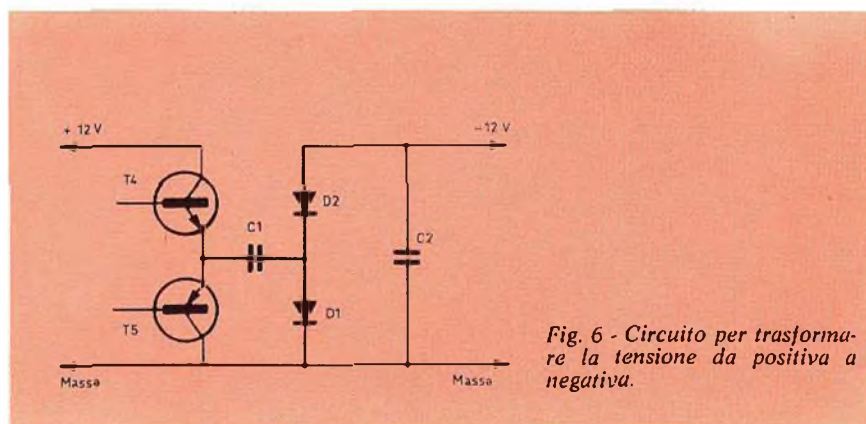


Fig. 6 - Circuito per trasformare la tensione da positiva a negativa.

NUOVI SISTEMI ELETTRONICI DI SICUREZZA

a cura di L. BIANCOLI

Oltre alla realizzazione di numerosi tipi di impianti antifurto, di cui abbiamo descritto già in passato numerose versioni, alle quali si aggiunge il primo circuito che viene descritto in questo articolo, il rettificatore controllato al silicio permette anche l'allestimento di diversi sistemi di protezione contro gli incendi ed il gelo, facilmente traducibili in pratica secondo i concetti che stiamo per esprimere. Il Lettore avrà così un'ulteriore possibilità di scelta, per soddisfare sue particolari esigenze.

I moderni dispositivi di sicurezza, che svolgono una azione di controllo sia nei confronti di chi intende abusivamente entrare in un locale o in un appartamento che non gli appartiene, sia nei confronti dell'eventuale pericolo derivante dall'intenso calore dovuto ad un incendio, o da eccessiva pressione, o da saturazione dell'atmosfera ad opera di gas nocivi, ecc., presentano tutti una caratteristica comune, consistente nel fatto che il dispositivo è munito di un elemento sensibile all'effetto da controllare, il cui intervento provoca il funzionamento di un segnale di allarme.

L'elemento sensibile può appartenere a diverse categorie, a seconda della funzione specifica che esso deve svolgere.

In base a questo concetto fondamentale, il Lettore non farà fatica a comprendere che il circuito di un impianto antifurto potrà essere

spesso adattato all'impiego per la protezione contro gli incendi — ad esempio — e che, per contro, il circuito di un dispositivo che si presta alla protezione contro gli incendi o contro il gelo potrà a sua volta essere adattato all'impiego come dispositivo antifurto. Ciò che conta, è che l'elemento sensibile risponda alla funzione particolare che deve essere svolta.

In questa occasione, come abbiamo premesso, descriveremo in primo luogo un semplice sistema di protezione contro l'intrusione di ladri in un appartamento o in un locale qualsiasi (fabbrica, ufficio, automobile, ecc.), per passare poi alla descrizione di quattro versioni di sistemi antincendio ed antigelo, assai simili tra loro, ma che si differenziano per particolari di una certa importanza.

UN CIRCUITO ANTIFURTO

La maggior parte dei sistemi elettrici o elettronici di protezione contro il furto rientrano in due categorie principali: la prima comprende gli impianti che vengono messi in funzione quando il relativo circuito rivelatore viene interrotto; la seconda comprende invece i dispositivi che vengono messi in funzione soltanto quando il circuito rivelatore viene messo in cortocircuito.

Orbene, la disattivazione di un sistema di controllo appartenente ad una sola delle due categorie appare spesso relativamente semplice, a patto che l'intruso abbia la possibilità di stabilire quale tipo di circuito

viene usato. Combinando invece entrambi i metodi di rivelazione in un unico dispositivo, si elimina per il ladro qualsiasi possibilità di stabilire quale trucco debba essere adottato per evitare che l'impianto entri in funzione. E' infatti assai difficile che egli preveda la doppia possibilità, per cui — anche se identifica uno dei sistemi di protezione, e lo neutralizza — non può probabilmente supporre che ve ne sia un secondo.

Il circuito che stiamo per descrivere provoca un segnale di allarme quando il circuito rivelatore viene alterato, sia con un cortocircuito, sia con un'interruzione. Di conseguenza, una finestra ed una porta possono essere protette in più modi, attraverso uno stesso impianto di allarme.

Alcuni dispositivi antifurto fanno uso di un relè che — dopo diversi mesi di inattività — può presentare un funzionamento difettoso (a causa di ossidazione, ruggine, polvere, mancanza di lubrificazione, ecc.), rendendo precario e quindi non sicuro l'effetto di protezione. Anche sotto questo aspetto, il circuito che proponiamo elimina il relè, e le possibili manchevolezze che derivano dalla sua eventuale presenza.

Infine, l'intero circuito è di tipo solido, per cui assorbe una minima quantità di corrente, tanto che una comune batteria per lampade portatili da 6 o da 12 V è sufficiente per consentire l'alimentazione per diversi mesi.

Grazie all'impiego di questo si-

stema di alimentazione, il circuito risulta indipendente anche dall'eventuale mancanza della tensione di rete, naturale o artificiale, a tutto vantaggio della sicurezza e dell'efficacia dell'impianto.

Il principio di funzionamento

Il circuito elettrico del dispositivo è illustrato alla **figura 1**, nei confronti della quale il funzionamento può essere così sintetizzato: premendo una volta il pulsante dell'interruttore a scatto S1 (del tipo usato per le lampade da comodino), collegato in serie all'anodo del rettificatore controllato al silicio SCR1, quest'ultimo viene messo sotto tensione. La batteria che fornisce la tensione di 1,5 V (B1) — tuttavia — impedisce il passaggio di una corrente attraverso il circuito, in quanto mantiene il transistor Q1 allo stato di interdizione.

Il circuito tratteggiato costituito da sei interruttori, racchiuso in un rettangolo e presente in serie alla base di Q1, e facente capo anche al catodo del diodo D1, rappresenta le **linee di protezione**, collegate tra loro nel modo illustrato, ossia in combinazione serie-parallelo, che uniscono tra loro in modo opportuno di diversi sistemi di interruzione e di cortocircuito applicati alle porte ed alle finestre, qualunque sia il loro numero. Ciò premesso, se le suddette linee di protezione vengono cortocircuitate provocando la chiusura di uno degli interruttori in parallelo, il transi-

store Q1 passa allo stato di conduzione, a causa della tensione che si sviluppa ai capi di R2. In quello stesso istante, il rettificatore controllato al silicio entra anch'esso in funzione, provocando il funzionamento del dispositivo di allarme collegato in parallelo alla resistenza R4.

Se invece le linee di protezione vengono interrotte, oppure se viene aperto uno qualsiasi degli interruttori in serie, si ottiene del pari il passaggio allo stato di conduzione di Q1, con la conseguenza diretta che ormai conosciamo.

R3 si comporta alla stessa stregua di una resistenza di «tenuta», ossia di limitazione, per i casi in cui si fa uso come dispositivo di allarme un campanello di tipo convenzionale.

Per l'esattezza, occorre precisare che i due (o più) interruttori disposti in parallelo rispetto al circuito della batteria B1 e della resistenza R1 sono del tipo N.A. (normalmente aperto), mentre i quattro (o più) interruttori disposti in serie allo stesso circuito (due dal lato di R1, e due dal lato del polo negativo di B1), si intendono del tipo N.C. (normalmente chiuso).

Una volta che sia entrato in funzione, il segnale di allarme persiste fino alla scarica totale della batteria di alimentazione, oppure fino al momento in cui il circuito di allarme viene disattivato e ripristinato per funzionare di nuo-

vo. Per ottenere ciò, è necessario premere due volte l'interruttore a pulsante S1, e precisamente una volta per interrompere il circuito della batteria B2 di alimentazione del campanello attraverso il rettificatore controllato (il che blocca anche lo stato di conduzione di quest'ultimo anche se la tensione viene applicata di nuovo), ed una seconda volta per richiudere il circuito, predisponendolo per produrre un nuovo allarme alla prima occasione.

Naturalmente, una volta che il circuito viene richiuso, è necessario un nuovo fenomeno di cortocircuito o di interruzione delle linee di protezione, affinché il segnale di allarme possa essere prodotto nuovamente.

L'ideatore di questo circuito ha montato tutti i componenti, ad eccezione di S1 e di R1 (secondo quanto riportato su Electronics World) su di una basetta di materiale isolante avente le dimensioni di circa mm 75 x 40. L'intera basetta può poi essere fissata all'interno di una scatoletta di plastica o di metallo. I normali spinotti per il collegamento ad una presa «fono» si prestano adeguatamente per collegare le parti esterne del circuito.

Criteri di installazione

Per quanto riguarda la posizione in cui è opportuno montare l'involucro contenente il circuito elettronico e la batteria di alimentazione principale, è consigliabile ovviamente scegliere un punto nascosto, che potrebbe essere all'interno di un mobile, uno sgabuzzino, un sottoscala, ecc. L'interruttore S1 — invece — potrà essere installato convenientemente in una posizione altrettanto nascosta, ma all'esterno del o dei locali protetti, oppure in un'automobile annessa. Con questa sistemazione, è possibile mettere in funzione l'impianto prima di abbandonare il luogo sottoposto al controllo elettronico, e disattivarlo prima di entrare alla prima occasione.

Per maggior segretezza, S1 potrebbe consistere in un interruttore magnetico normalmente chiuso, nascosto nello stipite di legno di una porta, ed attivato per l'apertura da

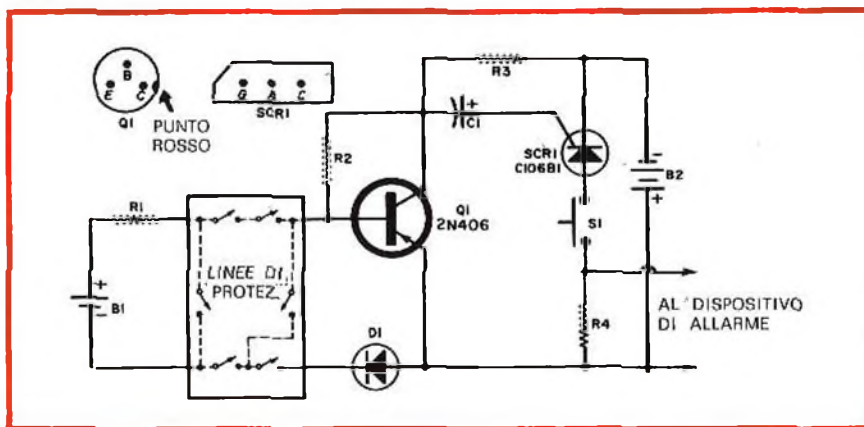


Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo di allarme antifurto, costituito da un circuito di linee di protezione, da un transistor, da un rettificatore controllato e da un campanello di allarme, nonché da pochi altri componenti. In alto a sinistra sono rappresentate le connessioni allo zoccolo di Q1 e del rettificatore controllato.

una calamita che viene appoggiata sulla superficie esterna di legno che lo nasconde, per rendere l'impianto inattivo. Per metterlo in funzione, il proprietario non dovrebbe fare altro che togliere quella calamita, e tenerla in tasca fino al rientro.

Per far funzionare il dispositivo di allarme, vale a dire per determinare le condizioni che provocano il passaggio di corrente innanzitutto attraverso il transistor Q1, ed in secondo luogo attraverso il rettificatore controllato al silicio, è possibile usare una grande varietà di tipi di interruttori, come risulta dallo schema a blocchi di **figura 2**, che raffigura un tipico esempio pratico.

In essa si nota l'impiego di strisce di alluminio sui vetri, di interruttori magnetici, e di interruttori a mercurio per le tapparelle, del tipo che — inclinandosi quando la tapparella viene sollevata — chiude il circuito controllato.

Naturalmente, i suddetti interruttori dovranno essere semplici ed economici nel medesimo tempo.

Ciascuna porta e ciascuna finestra del locale o dei locali protetti deve essere controllata almeno con due diversi tipi di interruttori. Uno di essi deve avere lo scopo di interrompere una delle linee di protezione **in serie**, e deve quindi essere del tipo normalmente chiuso, mentre lo altro deve provocare il cortocircuito dell'altra linea di protezione, non appena la finestra o la porta viene aperta, e deve quindi essere del tipo normalmente aperto.

Il nastro di alluminio, ricavato da uno di quei rotoli di «stagnola» facilmente reperibili sul mercato, e destinati ad avvolgere cibi da riporre in frigorifero o comunque da confezionare, può essere usato convenientemente per costituire uno degli interruttori normalmente chiusi, tagliandone delle strisce che possono essere incollate o fissate con nastro adesivo sui vetri delle porte e delle finestre, eventualmente in modo da costituire delle decorazioni. E' ovvio che, se il vetro viene rotto, il nastro di alluminio si interrompe, provocando l'apertura della linea di protezione di cui fa parte.

E' però preferibile acquistare del

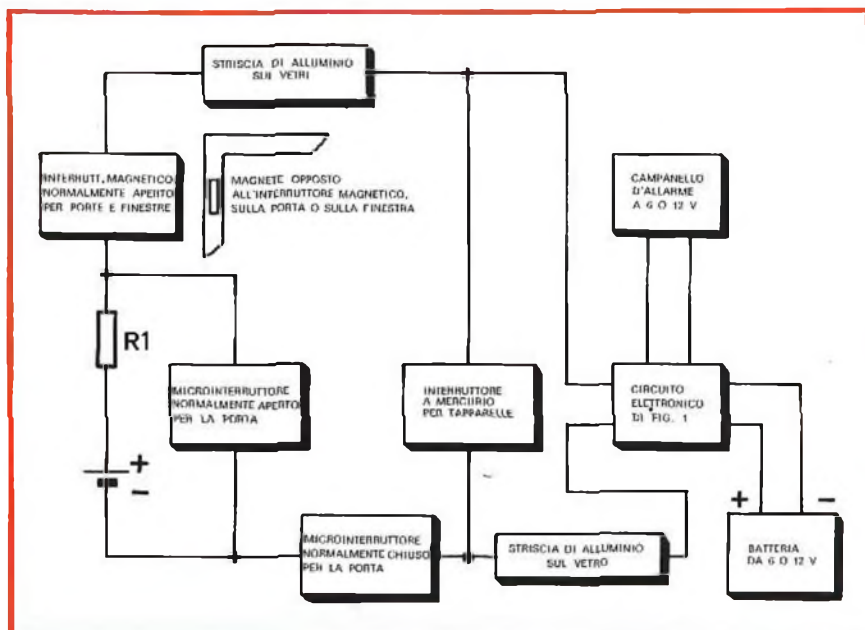


Fig. 2 - Schema a blocchi illustrante a titolo di esempio la disposizione e le connessioni reciproche tra la sorgente di alimentazione, il dispositivo elettronico propriamente detto, il campanello di allarme, ed i vari tipi interruttori che possono essere usati nelle diverse posizioni per svolgere l'azione di controllo.

nastro di alluminio, che può essere comodamente fissato con nastro adesivo.

Il dispositivo di allarme propriamente detto può essere un campanello o una cicala, funzionante sia a 6 V, sia a 12 V (a seconda della tensione fornita dalla batteria), effettuandone l'installazione sulla sommità del tetto, o in qualsiasi altra posizione conveniente. In tal caso, l'allarme potrà richiamare l'attenzione dei vicini, dei passanti, dello stesso proprietario (se si trova a breve distanza) o di una eventuale guardia di passaggio, permettendo così di ricorrere tempestivamente alla forza pubblica, prima che gli intrusi possano perpetrare il furto eventuale.

DISPOSITIVI ELETTRONICI SENSIBILI ALLA TEMPERATURA

I dispositivi elettronici sensibili alla temperatura possono essere usati per ottenere la segnalazione automatica di incendio o di surriscaldamento, come pure per l'avviso di congelamento o di temperatura inferiore ad un valore prestabilito. Il loro intervento può provocare il funzionamento di un segnale acustico o luminoso di allarme, quan-

do la temperatura presente nel locale controllato supera il valore critico o scende al di sotto dello stesso.

I quattro circuiti che vengono qui descritti fanno uso di termistori di tipo economico, a variazione **negativa**, nel senso che il valore resistivo si riduce con l'aumentare della temperatura. Questi dispositivi si comportano perciò come resistenze, il cui valore intrinseco dipende dalla temperatura cui esse sono esposte; esso risulta elevato con basse temperature, e progressivamente inferiore, mano a mano che la temperatura aumenta.

Va da sé, come abbiamo premesso, che sostituendo questo elemento sensibile con un conduttore che può interrompersi (in serie ad una resistenza adeguata), oppure con una fotocellula, o ancora con una sorgente di tensione costituita dallo stadio rivelatore di un oscillatore a battimenti a frequenza variabile ad opera della presenza di un corpo conduttore in prossimità della bobina o dell'antenna, il dispositivo può essere usato come sistema antifurto.

In particolare, i circuiti che vengono qui illustrati sono stati progettati e descritti su Radio Electronics per funzionare con elementi aven-

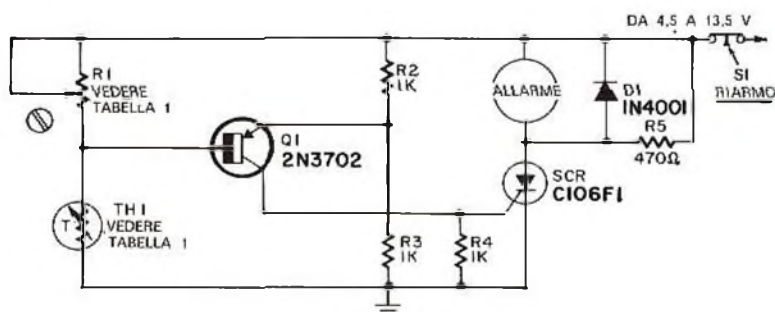
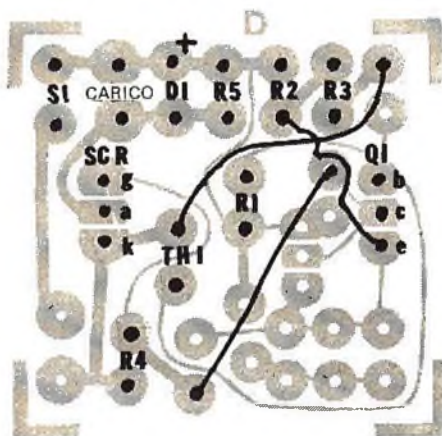


Fig. 3 - A destra, schema elettrico del circuito sensibile all'aumento di temperatura, ed a sinistra riproduzione del circuito stampato dal lato componenti, con l'aggiunta di alcune connessioni supplementari di tipo convenzionale, evidenziate in nero.

ti una resistenza pari approssimativamente a 5.000Ω in corrispondenza della temperatura ambiente considerata normale. Tutti i circuiti sono però suscettibili di modifiche e quindi notevolmente versatili, e possono quindi funzionare perfettamente bene con qualsiasi altro trasduttore a coefficiente negativo di temperatura, che abbia una resistenza di valore compreso tra 1.000 e 20.000Ω alla normale temperatura ambiente.

La **tabella 1** che segue elenca alcuni tra i numerosi termistori disponibili in commercio, che possono essere usati nei circuiti citati

con diversi livelli di temperatura ambiente considerata normale.

La **figura 3** rappresenta lo schema elettrico del primo dei dispositivi che intendiamo descrivere: in esso, TH1 (il termistore) risulta collegato in modo da costituire un braccio di un ponte, completato dalle resistenze R1, R2 ed R3. Q1 svolge il ruolo di rivelatore di bilanciamento del suddetto ponte, e di stadio di eccitazione del rettificatore controllato al silicio contrassegnato SCR.

La resistenza variabile R1 viene regolata in modo tale che il ponte risulti leggermente sbilanciato,

quando la tensione presente nel punto in comune tra R1 e TH1 è leggermente inferiore a quella presente nel punto di unione tra R2 ed R3, con una temperatura immediatamente al di sotto di quella prestabilita per provocare il funzionamento del segnale di allarme.

In tali condizioni, il transistor Q1 si trova allo stato di interdizione, e permette perciò il passaggio di una corrente trascurabile attraverso l'elettrodo «gate» del rettificatore controllato, per cui il dispositivo di allarme è inattivo.

Non appena la temperatura aumenta fino a raggiungere il livello di innesco, la resistenza intrinseca di TH1 diminuisce leggermente, e provoca una riduzione proporzionale della tensione presente nel punto in comune tra R1 e TH1. In tali condizioni, lo stadio Q1 entra in conduzione con intensità sufficiente a provocare lo stato di conduzione nel rettificatore controllato, per cui l'allarme entra in funzione.

R1 può quindi essere regolata in modo tale che il dispositivo di allarme funzioni non appena la temperatura raggiunge qualsiasi valore prestabilito, entro la gamma di funzionamento del termistore.

Questo circuito può però essere modificato in modo da comportarsi come sistema di allarme per il gelo, o comunque per l'abbassamento di temperatura, entrando cioè in funzione non appena la temperatura ambiente si abbassa oltre un valore prestabilito, cosa che può essere ottenuta semplicemente invertendo tra loro le posizioni del termistore TH1 e della resistenza R1.

A sinistra dello schema elettrico di questo dispositivo è stato rap-

TABELLA 1		
GAMMA TEMPERATURE DI FUNZIONAMENTO	TIPI ADATTI DI TERMISTORI	VALORE DI R1
Da -40°C a -12°C	KD2107 (RCA)	10.000Ω
Da -15°C a $+10^{\circ}\text{C}$	KD2108 (RCA) oppure VA1066S (Mullard)	25.000Ω
Da $+5^{\circ}\text{C}$ a $+25^{\circ}\text{C}$	KD2108 (RCA) oppure VA1066S (Mullard)	10.000Ω
Da $+20^{\circ}\text{C}$ a $+50^{\circ}\text{C}$	KD2108 (RCA) oppure VA1066S (Mullard)	5.000Ω
Da $+40^{\circ}\text{C}$ a $+70^{\circ}\text{C}$	VA1055S (Mullard)	10.000Ω
Da $+60^{\circ}\text{C}$ a $+105^{\circ}\text{C}$	VA1055S (Mullard)	5.000Ω
Da $+60^{\circ}\text{C}$ a $+85^{\circ}\text{C}$	VA1056S (Mullard)	25.000Ω
Da $+80^{\circ}\text{C}$ a $+100^{\circ}\text{C}$	VA1056S (Mullard)	10.000Ω
Da $+95^{\circ}\text{C}$ a $+130^{\circ}\text{C}$	VA1056S (Mullard)	25.000Ω
Da $+90^{\circ}\text{C}$ a $+110^{\circ}\text{C}$	VA1067S (Mullard)	10.000Ω
Da $+100^{\circ}\text{C}$ a $+140^{\circ}\text{C}$	VA1067S (Mullard)	25.000Ω
Da $+100^{\circ}\text{C}$ a $+140^{\circ}\text{C}$	KD2109 (RCA)	5.000Ω

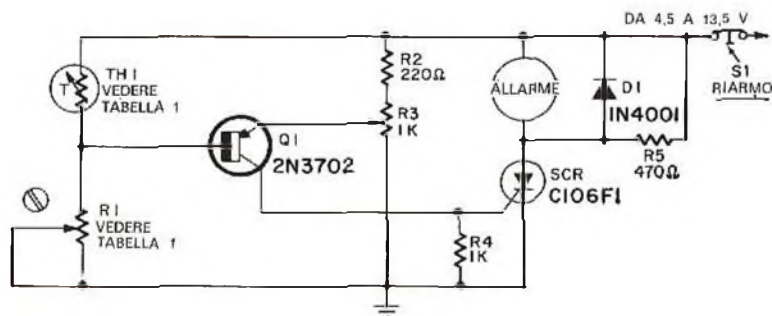
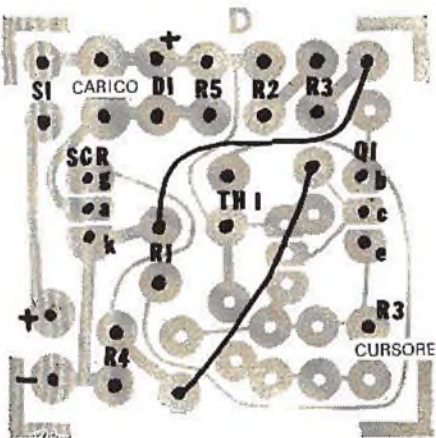


Fig. 4 - A destra, schema elettrico del dispositivo sensibile alla riduzione di temperatura, ed a sinistra riproduzione del lato rame del circuito stampato, con l'aggiunta di due connessioni supplementari, come nel caso di figura 3.

presentato il circuito stampato, visto dal lato dei collegamenti in rame, identificando contemporaneamente le posizioni dei diversi componenti, in modo inequivocabile. Per quanto riguarda l'interruttore S1, i suoi terminali faranno capo ai primi due ancoraggi visibili in alto a sinistra, seguiti verso destra dai terminali del carico, costituito dal dispositivo di allarme propriamente detto (campanello, cicala, sirena, o altro).

Seguendo le connessioni illustrate, è facile identificare la posizione di tutti gli altri componenti. Nei confronti della basetta a circuiti stampati, occorre precisare che i collegamenti rappresentati in grigio sono costituiti dalle connessioni stampate in rame, mentre quelle visibili nettamente in nero devono essere eseguite mediante ponti applicati direttamente sulla basetta, dal lato opposto a quello dei componenti, costituiti da tratti di filo di rame isolato in plastica.

La figura 4 illustra una versione alternativa del dispositivo di allarme per la segnalazione dell'abbassamento di temperatura. Questo circuito, illustrato a destra nella figura, è assai simile a quello di figura 3, nel senso che anche in questo caso TH1 risulta collegato in modo da far parte di un ponte, nel quale Q1 funziona come rivelatore di bilanciamento.

In questo caso il circuito viene regolato predisponendo R1 in modo che in corrispondenza della temperatura di innesco prestabilita, la tensione applicata alla base di Q1 sia pari approssimativamente alla metà di quella fornita dalla sorgente di alimentazione. Successivamente, il potenziometro R3 viene regolato in modo tale che il dispositivo di allarme funzioni non appena la temperatura scende al di sotto del valore critico prestabilito.

Anche nei confronti della figura 4, a sinistra è riprodotta la basetta a circuiti stampati dal lato del ra-

me, ed anche qui i collegamenti evidenziati in nero devono essere applicati sotto forma di connessioni convenzionali, dal lato opposto a quello recante i componenti.

In entrambe le versioni dei circuiti stampati citati come in quelle che seguono, le lettere minuscole «g», «a» e «k» identificano rispettivamente il «gate», l'anodo ed il catodo del rettificatore controllato al silicio, mentre le lettere minuscole «b», «c» ed «e» identificano rispettivamente la base, il collettore e l'emettitore dell'unico stadio presente nel circuito.

La figura 5 costituisce un'altra versione del dispositivo di allarme contro il surriscaldamento. Anche questo circuito è sostanzialmente simile a quello di figura 4, in quanto il termistore costituisce sempre un ramo del ponte, mentre Q1 rappresenta lo stadio rivelatore del bilanciamento.

In questo circuito — tuttavia — il segnale di uscita fornito da Q1

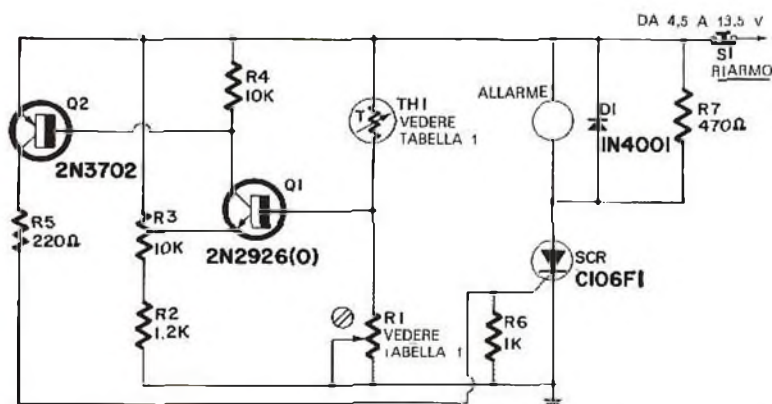
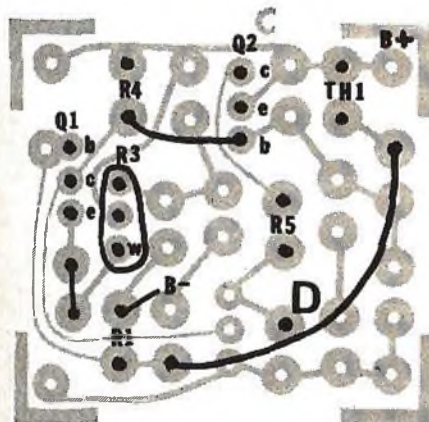


Fig. 5 - A destra, altro circuito di un dispositivo sensibile all'aumento della temperatura ambiente, con riproduzione a sinistra del circuito stampato, visto dal lato delle connessioni, sempre con l'aggiunta di alcune connessioni convenzionali.

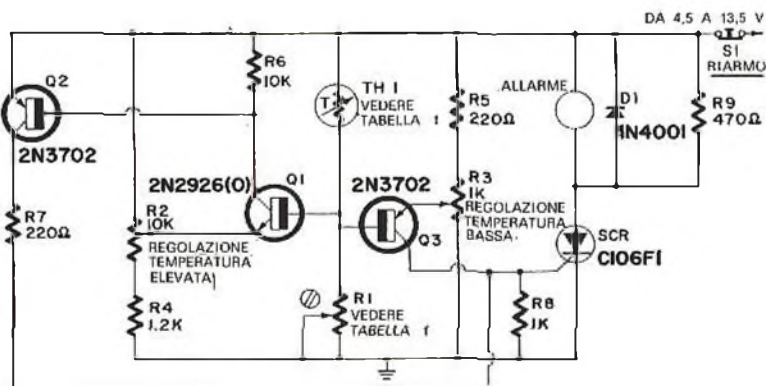
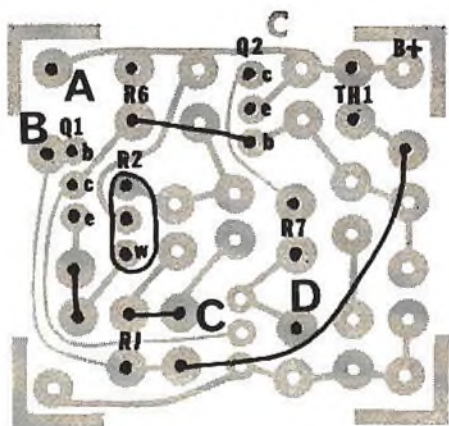


Fig. 6 - A destra — come di consueto — il circuito elettrico del dispositivo costituito dai due sistemi abbinati sensibili all'aumento ed alla diminuzione della temperatura. Anche in questo caso, a sinistra è riprodotto il circuito stampato.

viene amplificato ed invertito di polarità ad opera di Q2, prima di essere applicato all'elettrodo «gate» del rettificatore controllato al silicio. Di conseguenza, il segnale di allarme entra in funzione soltanto quando la temperatura sale al di sopra del livello prestabilito.

A sinistra di questo circuito — come nei due casi precedenti — è rappresentata la basetta a circuiti stampati con l'aggiunta di alcuni collegamenti da eseguire nel modo convenzionale, e l'intero dispositivo può essere allestito procedendo in modo analogo a quanto si è detto a proposito del circuito di figura 4.

Una caratteristica interessante dei circuiti di cui alle figure 4 e 5 consiste nel fatto che entrambi fanno uso dello stesso partitore di ten-

sione costituito dal termistore e dalla resistenza R1, sebbene uno dei due circuiti entri in funzione quando la temperatura scende al di sotto di un valore prestabilito, mentre l'altro entra in funzione soltanto quando la temperatura aumenta al di sopra dello stesso. Questi due circuiti possono quindi essere combinati tra loro, in modo da costituire un complesso dispositivo di segnalazione di aumento e di diminuzione della temperatura.

A tale riguardo, la figura 6 rappresenta appunto la combinazione pratica che abbina i due sistemi di allarme. In questo caso, Q1, e Q2 costituiscono il lato sensibile allo aumento di temperatura del circuito, mentre Q3 costituisce la parte sensibile alla riduzione di temperatura. Durante il funzionamento, il

circuito viene regolato come segue: in primo luogo, si predispone il cursore di R2 verso il lato positivo della linea di alimentazione, ed il cursore di R3 dal lato facente capo alla massa. Ciò fatto, si regola R1 in modo da determinare la presenza sulla base di Q1 di una tensione pari approssimativamente alla metà della tensione di alimentazione fornita dalla batteria, in corrispondenza di una temperatura ambiente considerata normale.

L'operazione successiva consiste nel regolare R2 in modo che l'allarme entri in funzione non appena la temperatura ambiente aumenta al di sopra del valore critico prestabilito. Infine, si regola R3 in modo che il segnale di allarme entri in funzione quando la temperatura scende al di sotto del valore prestabilito. Al termine di questa semplice operazione di messa a punto, che potrà essere eseguita con l'aiuto di una sorgente di calore e di un frigorifero, il dispositivo è pronto per essere installato.

In sostanza, le due diverse unità funzionano rispettivamente a seguito dell'aumento o della diminuzione di un valore resistivo, per cui è intuitivo che — con una leggera modifica, ed eliminando il termistore — si può adattare il circuito all'impiego come antifurto bivalente, vale a dire funzionante come quello di cui alla figura 1.

I quattro circuiti termo-sensibili descritti possono essere di notevole utilità, ma presentano un lieve inconveniente che è bene citare. Esso consiste nel fatto che — se il

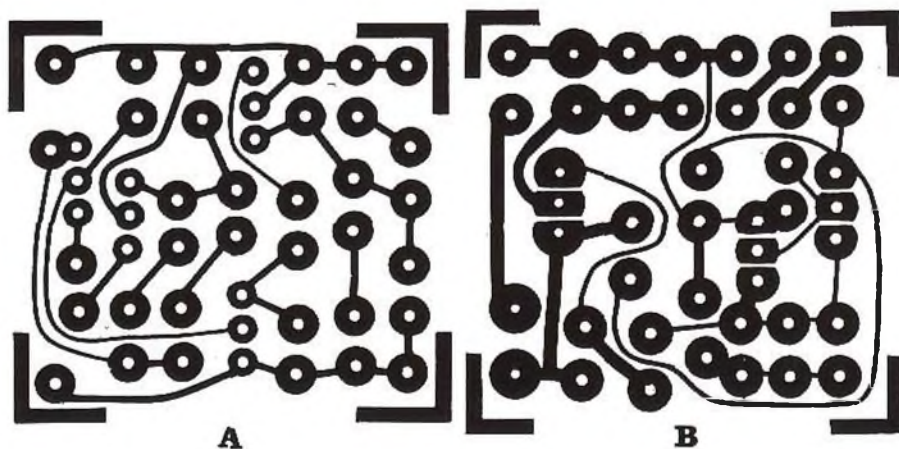


Fig. 7 - Riproduzione a grandezza naturale dei due tipi di circuiti stampati adatti alla realizzazione dei dispositivi di cui alle figure 5 e 6 (A) e 3 e 4 (B). I suddetti circuiti stampati possono essere allestiti ricalcando o fotografando le due basette, così come sono, con la sola aggiunta delle connessioni supplementari citate.

termistore viene sistemato ad una certa distanza dal circuito elettronico propriamente detto (in modo tale che il termistore ed il circuito vero e proprio funzionino con diversi livelli di temperatura ambiente) — il valore esatto della temperatura in corrispondenza della quale il circuito entra in funzione subisce l'influenza della temperatura ambiente alla quale viene esposto il circuito elettronico. Ciò accade in quanto la caratteristica V_{be} dello stadio Q1 (come pure dello stadio Q3), che agiscono da rivelatori dell'equilibrio del ponte, dipende appunto dalla temperatura ambiente.

In pratica, ciò può dare adito ad un innesco del funzionamento con una variazione di alcuni gradi centigradi di errore, quando il circuito viene fatto funzionare nella gamma compresa tra 0 °C e + 30 °C.

Questi circuiti non sono quindi adatti all'impiego nelle installazioni che impongono una precisione rigorosa, a meno che il circuito elettronico e gli elementi termosensibili (termistori) non vengano fatti funzionare alla stessa temperatura ambiente.

Per chi intendesse realizzare uno qualsiasi dei quattro circuiti termosensibili descritti, riproduciamo alla **figura 7** i due circuiti stampati a grandezza naturale. Tali circuiti potranno essere riprodotti su carta trasparente, ricoprendo con inchiostro di china le parti nere, ottenendo in tal modo delle diapositive da usare per l'esposizione fotografica del materiale fotosensibile: diversamente, potranno essere fotografati con rapporto 1 : 1, ricavando poi una diapositiva allo stesso scopo.

Si precisa che il circuito di sinistra, contrassegnato **A**, si presta per la realizzazione pratica dei circuiti di cui alle figure 5 e 6, mentre quello di destra, contrassegnato **B**, si presta per la realizzazione dei circuiti di cui alle figure 3 e 4, a patto — beninteso — che vengano aggiunte nel modo convenzionale le connessioni supplementari evidenziate in nero nelle riproduzioni dello stesso circuito stampato riportate a sinistra di ciascuno schema.

ELENCO MATERIALI	
COMPONENTE	TIPO O VALORE
Circuito di Fig. 1	
R1	100 Ω - 0,5 W
R2	180 k Ω - 0,5 W
R3	10 k Ω - 0,5 W
R4	120 Ω - 2,0 W
C1	1 μ F - 50 V elettrolitico
S1	Interruttore a pulsante a scatto
B1	Batteria da 1,5 V
B2	Batteria da 6 o 12 V
D1	Diodo GE 1N5059
SCR1	Rett. contr. al silicio GE C106B1
Q1	Transistore RCA 2N406
Circuito di Fig. 3	
R1	Vedere tabella 1
R2	1.000 Ω - 0,5 W
R3	1.000 Ω - 0,5 W
R4	1.000 Ω - 0,5 W
R5	470 Ω - 0,5 W
D1	Diodo 1N4001
Q1	Transistore 2N3702
SCR	Rett. Contr. al silicio C106F1
S1	Interruttore normalmente chiuso
TH1	Vedere tabella 1
Circuito di Fig. 4	
R1	Vedere tabella 1
R2	220 Ω - 0,5 W
R3	Potenz. a filo da 1.000 Ω
R4	1.000 Ω - 0,5 W
D1	Diodo 1N4001
Q1	Transistore 2N3702
SCR	Rett. Contr. al silicio C106 F1
S1	Interruttore normalmente chiuso
Circuito di Fig. 5	
R1	Vedere tabella 1
R2	1.200 Ω - 0,5 W
R3	Potenz. a filo da 10.000 Ω
R4	10.000 Ω - 0,5 W
R5	220 Ω - 0,5 W
R6	1.000 Ω - 0,5 W
R7	470 Ω - 0,5 W
D1	Diodo 1N4001
Q1	Transistore 2N2926 (O)
Q2	Transistore 2N3702
SCR	Rett. Contr. al silicio C106 F1
S1	Interruttore normalmente chiuso
TH1	Vedere tabella 1
Circuito di Fig. 6	
R1	Vedere tabella 1
R2	Potenz. a filo da 10.000 Ω
R3	Potenz. a filo da 1.000 Ω
R4	1.200 Ω - 0,5 W
R5	220 Ω - 0,5 W
R6	10.000 Ω - 0,5 W
R7	220 Ω - 0,5 W
R8	1.000 Ω - 0,5 W
R9	470 Ω - 0,5 W
D1	Diodo 1N4001
Q1	Transistore 2N2926 (O)
Q2	Transistore 2N3702
Q3	Transistore 2N3702
SCR	Rett. Contr. al silicio C106F1
S1	Interruttore normalmente chiuso
TH1	Vedere tabella 1

REALIZZAZIONE DI UNA RETE TELEFONICA IN MINIATURA

a cura dell'Ing. L. SANTAMBROGIO

Nonostante l'esperienza e la competenza acquisita dalla maggior parte dei tecnici elettronici professionisti ed autodidatti in fatto di circuiti di vario tipo, la rete telefonica ha sempre esercitato un certo fascino, ed ha sempre presentato un certo «mistero» per quanto riguarda i sistemi di commutazione, di segnalazione, di chiamata, ecc. Forse questo è il motivo principale per il quale — nelle applicazioni a carattere privato — si ricorre sovente all'installazione di impianti interfonici, che presentano i loro vantaggi ed i loro inconvenienti. Siamo quindi certi che molti dei nostri Lettori leggeranno con interesse l'articolo che segue, che descrive il principio realizzativo di una rete telefonica a carattere privato.

La rete telefonica di cui segue la descrizione dettagliata può essere installata in un appartamento, in un'azienda o anche in uno stabile, senza incorrere in sanzioni penali, a patto — beninteso — che non venga allacciata in alcuna circostanza alla rete telefonica urbana.

Per soddisfare particolari esigenze di carattere personale, può verificarsi la necessità di disporre di un impianto telefonico privato, attraverso il quale risulti cioè possibile effettuare comunicazioni telefoni-

che tra un locale ed un altro, indipendentemente dalla reciproca posizione, con l'aggiunta della possibilità di chiamata mediante la composizione di un numero attraverso l'apposito disco numerato del selettore. Naturalmente, occorre considerare le difficoltà relative alle connessioni tra i vari apparecchi ed il centralino di commutazione, le quali difficoltà sono in stretta relazione con la topografia delle posizioni in cui i vari apparecchi devono essere installati.

Gli impianti di questo tipo possono essere semplici o complessi, a seconda del numero degli apparecchi telefonici che si desidera installare, ciascuno dei quali deve essere in grado di chiamare qualsiasi altro apparecchio collegato all'impianto.

Per comprendere a fondo i principi di funzionamento è quindi logico cominciare ad esporre la possibilità di realizzare l'impianto citato a partire da un minimo di due apparecchi telefonici, nel qual caso ovviamente i circuiti sono ridotti alla loro versione più semplice, fino ad un certo numero di apparecchi, che possono essere installati nelle più svariate posizioni, a seconda delle esigenze.

Per l'esattezza, come potremo constatare in seguito, l'impianto che stiamo per descrivere prevede un massimo di venti unità.

Prima di passare alla descrizione vera e propria di questa ridotta rete telefonica, la cui idea è stata rica-

vata da un articolo pubblicato da *Wireless World*, è bene precisare che gli apparecchi telefonici conformi alle esigenze standard degli impianti urbani possono essere acquistati ad un prezzo molto basso come materiale «surplus»: essi hanno però un prezzo accessibile anche se vengono acquistati «ex novo» presso una delle numerose fabbriche del ramo, e presentano una struttura circuitale interna come quella che è stata rappresentata in una versione semplificata alla figura 1.

Il circuito funzionante sulle frequenze acustiche consiste in un microfono a carbone ed in un trasduttore elettromagnetico (ai quali si aggiungono la bobina di induzione, ed altri pochi componenti), ed il percorso del segnale viene chiuso mediante la semplice operazione che consiste nel sollevare la cornetta dal relativo supporto.

Il microfono funziona in modo assai semplice, peraltro certamente noto al Lettore, vale a dire modulando l'intensità della corrente continua che lo percorre, in modo tale da conferire a quest'ultima un andamento conforme alle onde sonore che ne eccitano e ne fanno vibrare la membrana, con la conseguenza diretta che la corrente di linea subisce la suddetta modulazione agli effetti dell'intensità.

Il campanello di chiamata, normalmente definito col termine di

suoneria, viene realizzato in modo da funzionare soltanto con una tensione di eccitazione a corrente alternata, ed è a tale scopo isolato rispetto alla corrente continua che scorre attraverso il circuito della linea, mediante l'interposizione di una capacità di valore adatto.

Come molti Lettori certamente sanno, il selettore munito di quadrante numerato funziona semplicemente interrompendo il circuito della linea per un numero di volte corrispondente al numero che viene formulato attraverso l'apposito quadrante. Il numero 1 provoca una sola interruzione, il numero 2 ne provoca due, e così via. Di conseguenza, tutto ciò che è necessario procurare per allestire un impianto telefonico consiste semplicemente in:

- a) Una linea a corrente continua;
- b) Un sistema di conteggio, che sia in grado di contare gli impulsi introdotti dal quadrante del selettore;
- c) Un impianto di collegamento per unire tra loro i due o più apparecchi telefonici che si desidera rendere comunicanti tra loro;
- d) Una sorgente di tensione alternata, attraverso la quale vengono fatte funzionare le diverse suonerie per effettuare le chiamate.

Come abbiamo premesso — tuttavia — quando si desidera realizzare un sistema di comunicazione telefonica tra due soli apparecchi, le suddette esigenze si riducono notevolmente, come vedremo tra breve.

IMPIANTO COSTITUITO DA DUE SOLI APPARECCHI

Nel caso più semplice, i due apparecchi telefonici vengono collegati tra loro in parallelo, ed alimentati con una sorgente di tensione che fornisca una differenza di potenziale in corrente continua di 50 V, la quale tensione di alimentazione viene applicata in serie ad una resistenza del valore di circa 1.000 Ω , contrassegnata col simbolo R nel circuito di **figura 2**.

Quando entrambe le cornette sono regolarmente appoggiate sui relativi supporti, il che provoca la apertura dei due interruttori in serie rappresentati nello schema semplificato di **figura 1**, il circuito non assorbe alcuna corrente. Se invece una delle due cornette telefoniche viene sollevata, e se il quadrante del selettore viene fatto ruotare con la massima angolazione possibile (ossia componendo il numero «0», che corrisponde a dieci aperture e chiusure dell'interruttore comandato dal dispositivo), gli impulsi prodotti vengono inviati al campanello dell'altro apparecchio telefonico attraverso il relativo condensatore, e ne provocano il funzionamento, che si risolve in uno squillo di chiamata. Successivamente, non appena viene sollevata la seconda cornetta, entrambi i circuiti alimentati in corrente continua risultano chiusi, per cui la modulazione fonica dovuta ai suoni che vengono prodotti davanti al microfono a carbone di uno dei due apparecchi telefonici viene trasmessa al ricevitore facente parte dell'altro apparecchio.

La resistenza ha il compito di provocare una caduta di tensione di circa 45 V, facendo in modo che essa si riduca al valore di circa 5 V durante la comunicazione telefonica, ma permette al condensatore di caricarsi fino al valore massimo della tensione disponibile ai capi della sezione di alimentazione, per ottenere un adeguato segnale di chiamata.

Alcuni apparecchi telefonici di tipo particolare possono avere tre o quattro terminali di collegamento. Ove tale eventualità venga riscontrata, è necessario togliere la base dell'apparecchio e riferirsi allo schema elettrico ed alle note incorporate all'interno.

Attraverso questa semplice indagine sarà facile stabilire quali sono i due terminali che devono essere usati, e quali devono essere invece semplicemente collegati tra loro.

IL SISTEMA DI COMMUTAZIONE AUTOMATICA

La sequenza delle operazioni di commutazione è la seguente:

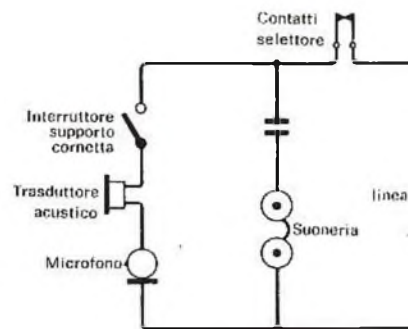


Fig. 1 - Schema semplificato illustrante il circuito interno di un apparecchio telefonico di tipo normale: esso consiste in un microfono a carbone, un trasduttore acustico di tipo elettromagnetico, un interruttore in serie azionato dalla forcilla di supporto della cornetta, nonché in una suoneria in serie ad un condensatore, ed in una coppia di contatti che si aprono e chiudono ritmicamente, per effetto di una camma facente parte del meccanismo del selettore, attraverso il quale vengono formati i numeri di chiamata.

- 1) La cornetta viene sollevata dal relativo supporto dell'apparecchio attraverso il quale viene effettuata la chiamata, ed a causa di ciò si provoca il passaggio di una corrente continua attraverso il microfono ed il trasduttore acustico in essa contenuti, a causa della chiusura dell'interruttore azionato dal sollevamento della forcilla di supporto. Questa corrente continua eccita un relé.
- 2) A seguito di questo passaggio di corrente, un dispositivo detto Uniselettore si blocca su quella particolare linea, e rende inattive tutte le altre linee facenti parte dello stesso impianto.

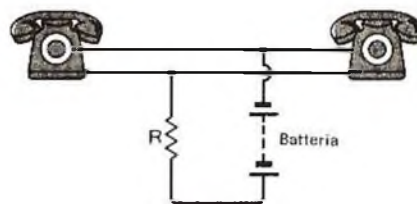


Fig. 2 - Metodo semplificato per collegare tra loro due apparecchi telefonici. Il valore di R deve essere scelto in base alla tensione fornita dalla batteria, e deve essere di 1.000 Ω per una tensione di 50 V, di 1.500 Ω per una tensione di 67,5 V, e di 1.800 Ω per una tensione di 90 V.

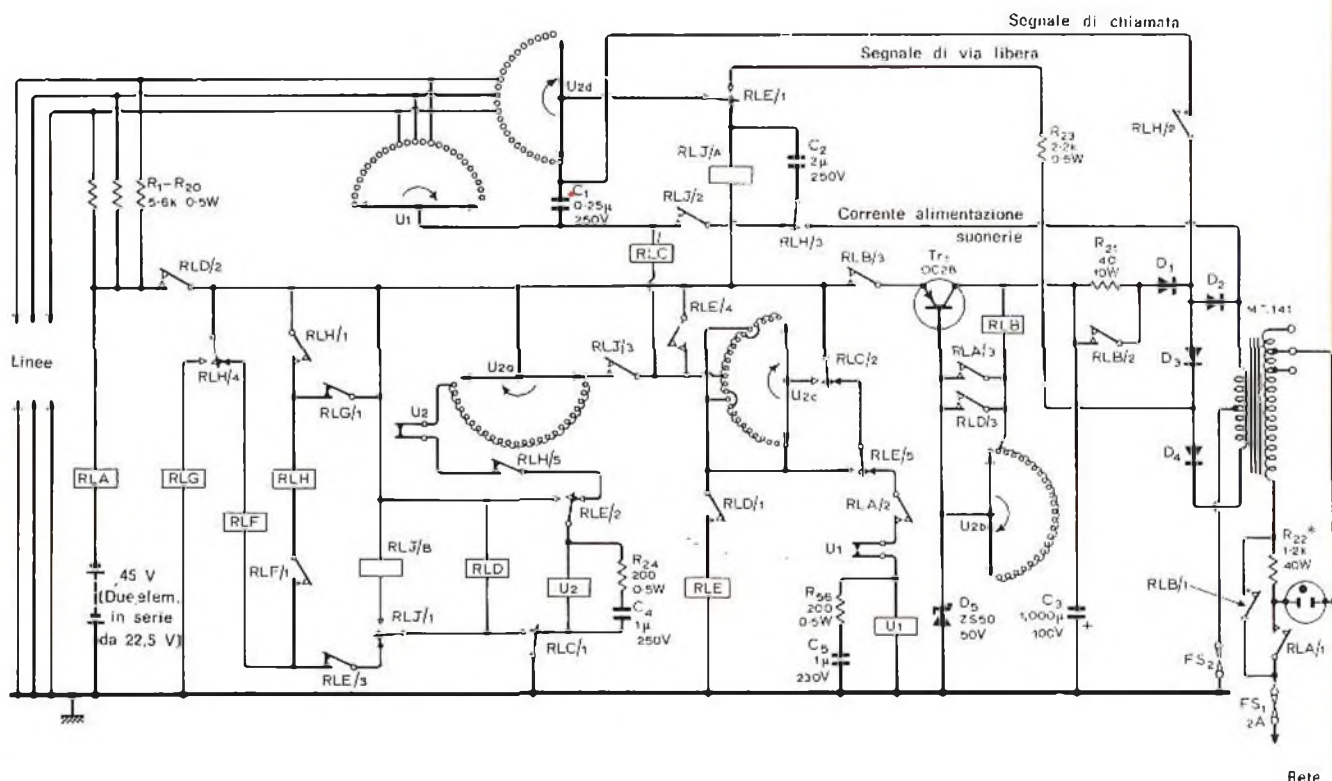


Fig. 3 - Schema elettrico completo dell'intero sistema di commutazione: tutti gli avvolgimenti dei relè sono contrassegnati con il simbolo RL seguito da una lettera maiuscola dell'alfabeto, in ordine progressivo. I medesimi simboli seguiti da una barra e da un numero identificano il relativo contatto, con un ordine progressivo logico. Di conseguenza, ad esempio, RLF/1 rappresenta il primo contatto del relè la cui bobina di eccitazione è contrassegnata col simbolo RLF. I diodi D1 - D4 devono avere tutti una portata di 2 A. e devono essere del tipo al silicio, adatti ad una tensione inversa di picco di almeno 100 V.

3) Non appena quanto sopra si è verificato, un particolare segnale viene applicato alla linea di chiamata, per indicare che essa è libera, e che quindi è possibile comporre il numero di chiamata.

Se invece il relè precedentemente citato (e che provvede a bloccare la linea) è già in funzione a seguito di una chiamata che viene effettuata attraverso un altro apparecchio telefonico, il segnale di linea libera non appare, finché il suddetto relè non viene sbloccato.

4) La persona che ha sollevato la cornetta dell'apparecchio di chiamata compone il numero dell'apparecchio che intende chiamare, e gli impulsi provenienti dall'apposito selettore vengono contati ad opera di un secondo Uniselettore.

5) Non appena completato il numero di chiamata, un segnale a corrente alternata viene inviato all'apparecchio chiamato — e

nel contempo — un apposito suono di chiamata viene inviato all'apparecchio che l'ha effettuata. Si tratta in pratica di un segnale che avverte chi chiama che la suoneria dell'apparecchio chiamato è in funzione.

6) Non appena l'apparecchio chiamato risponde, si ottiene anche attraverso il relativo microfono ed il relativo trasduttore acustico il passaggio di una corrente continua, che provvede anche ad eccitare un relè che stacca la corrente di chiamata, e collega direttamente l'apparecchio chiamato a quello che ha effettuato la chiamata.

7) Quando entrambe le cornette vengono riappoggiate sui relativi supporti, il secondo Uniselettore ritorna a zero, e la commutazione viene disinserita automaticamente.

Come avremo occasione di chiarire meglio in seguito, i contatti di commutazione dell'Uniselettore, costituito da un grosso commutatore

rotante azionato tramite un meccanismo elettromeccanico, sono montati su supporti a struttura semicircolare. Ciascun impulso che arriva all'elettromagnete sposta i contatti dell'equipaggio mobile lungo un percorso periferico, di una posizione.

Ogni cursore è munito di due contatti; non appena uno di essi raggiunge l'estremità della rispettiva serie di contatti, l'altro entra in collegamento col principio dell'altra serie. Ciò significa che i cursori continuano a girare lungo le file di contatti, senza alcuna discontinuità.

E' inoltre previsto un particolare tipo di interruttore, detto «contact breaker», solidale con un elettromagnete, che — se collegato in serie a quest'ultimo — fa sì che il cursore ruoti in continuità non appena viene applicata la tensione di alimentazione.

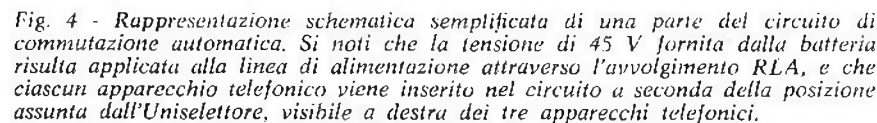
IL CIRCUITO

La figura 3 rappresenta il circuito completo di un impianto di com-

Con riferimento ora alla **figura 4**, è facile intuire che — quando nes-

Di conseguenza, tutti gli altri apparecchi telefonici vengono resi inattivi, nel senso che non possono inserirsi nella linea neppure se la relativa cornetta viene sollevata; nessuno di essi potrà perciò permettere di udire il segnale di linea libera.

L'Uniselettore U2 si sposta quindi di una posizione per ogni impul-



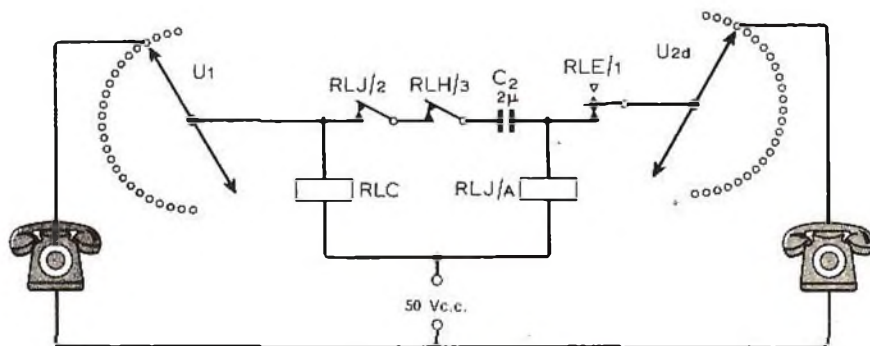


Fig. 5 - Schema del circuito che viene chiuso tra l'apparecchio telefonico chiamante e quello chiamato, agli effetti delle correnti foniche di modulazione.

so di chiamata in arrivo al relativo avvolgimento di eccitazione. Esso prevede venticinque posizioni, il che permette di prestabilire i numeri di chiamata tra 3 e 9, tra 01 e 09 e tra 001 e 004.

All'inizio, RLE riceve la tensione di alimentazione attraverso il banco di contatti «c» di U2, ma — non appena gli impulsi provocano lo spostamento del cursore dell'Uniselettore rispetto alla posizione di riposo — il relè risulta eccitato soltanto ad opera degli impulsi provenienti da RLC/2. Quando gli impulsi cessano di essere inviati, RLE si diseccita, a meno che non vengano composti i numeri «0» oppure «00», nel qual caso si ottiene ancora il passaggio di corrente attraverso l'avvolgimento di U2c, prima che RLE abbia subito la commutazione di interruzione.

Quando RLE viene disattivato, il contatto RLE/3 provoca l'eccitazione di RLH tramite RLG/1, RLF/1 ed RLC/1. RLH/3 permette quindi di inviare la corrente di chiamata all'apparecchio telefonico di cui è stato composto il numero, mentre RLH/2 manda il tono di chiamata all'apparecchio telefonico attraverso il quale la chiamata stessa viene effettuata.

RLF ed RLG sono entrambi relè a funzionamento molto lento, e — unitamente ad RLH — essi interrompono la corrente che alimenta la suoneria, facendo sì che questa ultima funzioni per brevi periodi di tempo, e quindi ad intermittenza.

Naturalmente, questo sistema di funzionamento dei campanelli di chiamata non è identico a quello adottato negli impianti telefonici urbani, per cui risulta facile distin-

guere una chiamata dell'impianto interno da una dell'impianto esterno. La frequenza dei periodi di chiamata può essere regolata semplicemente modificando nel modo più opportuno la tensione meccanica delle molle di contatto di RLF e di RLG.

Nel momento in cui la cornetta dell'apparecchio telefonico chiamato viene sollevata, la corrente continua a passare attraverso entrambi i trasduttori in essa contenuti, ed eccita il relè RLJ attraverso l'avvolgimento A (visibile in alto nello schema di figura 3, a destra dell'Uniselettore U2d), e continua a scorrere eccitando l'avvolgimento B tramite il contatto RLJ/1. L'effetto che ne deriva consiste nell'arresto dei segnali di chiamata, e nel collegamento dell'apparecchio telefonico chiamato all'apparecchio che effettua la chiamata, tramite RLJ/2.

Il compito dell'avvolgimento B di RLJ consiste invece nell'arrestare la rotazione del relè non appena la cornetta del telefono chiamato viene riposta sul relativo supporto, poiché — in determinate circostanze — la corrente che eccita la suoneria di chiamata tornerebbe a scorrere, e si otterrebbe quindi una ulteriore scampanellata non voluta.

La figura 5 è uno schema assai semplificato, che illustra il percorso definitivo delle correnti foniche, tra l'apparecchio chiamante e quello chiamato, attraverso il doppio selettore (U1 ed U2d), ed anche attraverso i contatti RLJ/1, RLH/3 ed RLE/1, nonché attraverso la capacità C2, del valore di 2 μF.

Come già si è detto dianzi, la tensione di alimentazione ha un valore di 50 V in corrente continua,

il quale valore viene stabilizzato mediante l'impiego di un diodo zener: abbiamo anche precisato che il circuito del primario del trasformatore di alimentazione viene chiuso all'inizio attraverso il primo contatto del relè RLA (RLA/1), tramite un resistore avente il compito di limitare gli impulsi di sovratensione, contrassegnato R22 nello schema di figura 3, ed avente un valore di 1.200 Ω, con una dissipazione di 40 W.

La tensione rettificata di uscita viene livellata attraverso una cellula di filtraggio costituita dalla capacità C3 (del valore di 1.000 μF, e caratterizzata da una tensione di lavoro di 100 V), e da R21, avente un valore di 40 Ω ed una dissipazione di 10 W. Inoltre, il diodo zener D5 ed il transistor Tr1 (del tipo OC28) costituiscono la sezione di stabilizzazione di questa tensione.

L'avvolgimento di eccitazione di RLB costituisce la resistenza di polarizzazione di Tr1, per cui questo relè funziona soltanto quando la carica elettrostatica presente tra le armature di C3 ha raggiunto il valore di 50 V, ossia quando la corrente di polarizzazione comincia ad aumentare di intensità.

Quando il relè RLB si eccita, i resistori R21 ed R22 vengono cortocircuitati tramite i contatti RLB/1 ed RLB/2, mentre RLB/3 collega la tensione di alimentazione alla parte restante del circuito.

Il contatto RLD/2 scavalca — per così dire — la batteria da 45 V, applicando ai suoi capi la tensione di alimentazione di 50 V, con direzione invertita rispetto alla sezione di alimentazione. Ne deriva che la batteria funziona soltanto durante pochissimi secondi all'inizio di ciascuna chiamata.

Il suono di linea libera che viene riprodotto dal trasduttore dell'apparecchio dal quale la chiamata parte viene prelevato dal circuito di rettificazione, e consiste pertanto nella tensione rettificata e pulsante a 50 Hz, la cui forma d'onda è costituita dalle sole semionde rettificate.

Il suono di chiamata — per contro — consiste nella tensione di rete alla frequenza di 50 Hz rettificata con entrambe le semionde, per cui

presenta la frequenza doppia, di 100 Hz. Entrambi questi segnali vengono convogliati verso l'apparecchio telefonico che chiama, tramite la capacità C1 e l'avvolgimento di eccitazione di U1.

Al termine di una chiamata telefonica, il dispositivo di commutazione automatica comincia a disinserirsi da solo non appena la cornetta dell'apparecchio chiamante viene riposta sul relativo supporto. In tali circostanze RLC si diseccita, cosa che accade anche nei confronti di RLD e di RLJ.

A causa di ciò, si ottiene il passaggio di una certa quantità di energia elettrica attraverso U2a e la bobina di eccitazione di U2, il che provoca il ritorno del cursore di U2 alla sua posizione di riposo a causa dell'effetto dell'interruttore («contact breaker»).

Il banco «b» dei contatti di U2 interrompe l'alimentazione della bobina di RLB, che disinserisce la tensione di rete di alimentazione.

RLB è un relè a funzionamento rallentato, per cui il cortocircuito si interrompe non appena il cursore dell'uniselettore passa tra i contatti, oppure il cortocircuito si interrompe tra le chiamate che non ne determinano l'apertura.

L'Uniselettore U1 non ha una posizione di riposo; il cursore si ferma infatti dove è stato lasciato al termine di ciascuna chiamata.

ALTRI PUNTI IMPORTANTI

Nell'impianto non esistono apparecchi telefonici caratterizzati dal numero 1 o dal numero 2 di chiamata, in quanto essi potrebbero subire facilmente chiamate accidentali dovute a rapidi movimenti del commutatore abbinato alla forcina che sostiene la cornetta di ogni apparecchio. Al contrario, formando attraverso l'apposito quadrante il numero 1 o il numero 2 si provoca la ricomparsa del segnale di via libera.

Lo scopo di alcuni dei contatti presenti nel circuito resta però ancora da chiarire; essi sono stati aggiunti per mantenere il razionale funzionamento dell'intero impianto di commutazione, qualunque sia il modo col quale i vari apparecchi telefonici vengono usati.

I COMPONENTI ED I CRITERI REALIZZATIVI

La tabella che qui riportiamo elenca le caratteristiche intrinseche dei relè che vengono impiegati per la realizzazione dell'impianto.

L'unico relè che non viene citato in questa tabella è quello contrassegnato dalle lettere RLC: si tratta di un relè a funzionamento rapido che presenta una resistenza totale di circa 3 k Ω , funzionante con una tensione di eccitazione di circa 24 V. L'effetto del funzionamento rapido può essere ottenuto più facilmente impiegando un relè adatto ad una tensione inferiore e che presenti anche un valore resistivo inferiore, munito però di una resistenza in serie, eventualmente di tipo regolabile per facilitarne la messa a punto.

Se RLC non è abbastanza sensibile, esso non è in grado di arrestare la rotazione di U1: d'altro canto, se la sensibilità è invece eccessiva, non si diseccita in corrispondenza della fine di una conversazione telefonica.

E' perciò vantaggioso prevedere un sistema per la regolazione della tensione meccanica dei contatti del relè, in modo da conferirgli la sensibilità più idonea e conforme alle esigenze.

L'Uniselettore U1 implica un solo arco di contatti, mentre l'Uniselettore U2 ne prevede quattro. Le bobine devono essere tutte da 75 Ω , mentre gli Uniselettori devono funzionare con una tensione di 50 V. I dispositivi di questo tipo — sia detto incidentalmente — possono

essere reperiti abbastanza facilmente presso le ditte specializzate nell'allestimento di centralini telefonici, ma possono anche essere reperibili nei magazzini di materiale «surplus».

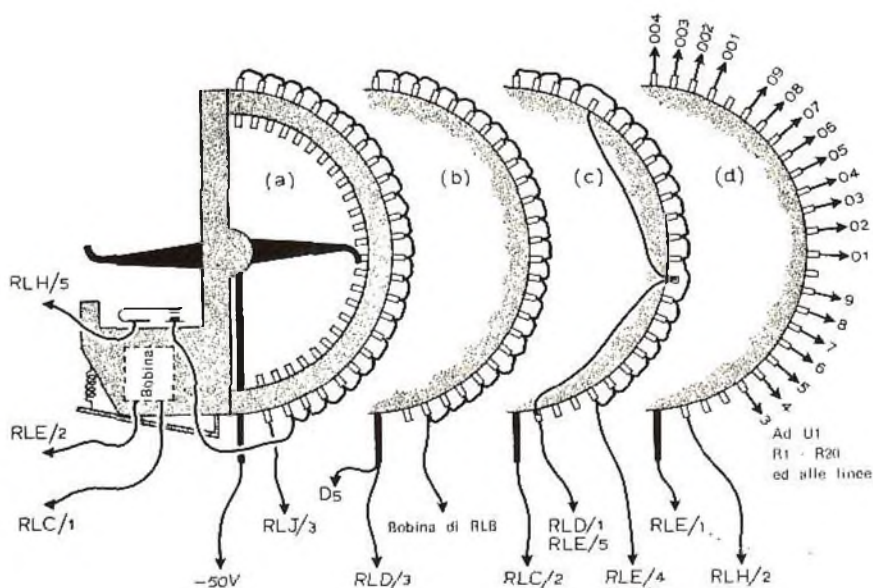
Non ha alcuna importanza l'ordine con cui i collegamenti di linea vengono applicati al banco dei contatti di U1, in quanto l'ordine deve semplicemente corrispondere a quello adottato per U2. Durante la descrizione del funzionamento dell'impianto, abbiamo fatto alcuni riferimenti alla posizione di riposo di U2; per l'esattezza, si tratta di una posizione di riferimento scelta semplicemente per comodità, e corrispondente al primo contatto facente parte del banco.

LA REALIZZAZIONE

La disposizione dei componenti non ha alcuna importanza, sebbene sia opportuno rammentare che i relè e gli Uniselettori sono componenti piuttosto rumorosi, e che quindi l'impianto di commutazione deve essere installato in una posizione in cui il rumore non risulti eccessivamente fastidioso.

E' inoltre opportuno evitare l'impiego di una linea comune di terra per collegare i telefoni al sistema privato di commutazione, in quanto con questo metodo si otterrebbe una debole riproduzione della conversazione da parte di tutti i telefoni. E' quindi più consigliabile usare due collegamenti individuali per ciascun apparecchio telefonico.

CARATTERISTICHE DEI RELE'					
Sigla di riferimento	Resistenza bobina in Ω	Contatti			Lunghezza nucleo mm
		Chiusura	Apertura	Scambio	
RLA	5.000	3	—	—	—
RLB	800	3	—	—	25 o 27
RLD	400 — 5.000	3	—	—	25
RLE	400 — 5.000	1	1	3	25
RLF	400 — 5.000	1	—	—	37
RLG	400 — 5.000	—	1	—	37
RLH	400 — 5.000	2	1	2	—
RLJ/A	3.000	1	1	1	25
RLJ/B	400 — 5.000	1	1	1	25



MISURATORE DI CAMPO RELATIVO

a cura di R. MARINI

Tratto da un'analoga nota apparsa su «Le Haut Parleur» lo strumento che descriviamo in questo articolo sarà certamente accolto con molti consensi da tutti i radioamatori che, dovendo accordare un trasmettitore, abbisognano di un misuratore di campo.

Il misuratore di campo che proponiamo, il cui schema elettrico è visibile in figura 1, è stato studiato per funzionare nelle gamme: 3,5 MHz, 7 MHz, 21 MHz, 27-28-30 MHz, 72 MHz, 144 MHz.

Il suo impiego, quindi, è estremamente vasto tanto da renderlo adatto a qualsiasi campo.

Con ciò non pensi l'onesto lavoratore della terra di poter usare questo strumento per misurare i suoi ettari di terra, magari coltivati a patate!! Certamente no, il nostro

strumento misura ben altro campo, un campo elettromagnetico e sotto questo aspetto è particolarmente adatto per gli OM, i CB e gli appassionati del radiocomando.

Abbiamo detto che il nostro misuratore di campo, può funzionare su diverse gamme; come? Semplice, dato che la bobina «L» è intercambiabile, si tratta di usare quella corrispondente alla gamma desiderata.

LO SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico, come il lettore noterà, è molto semplice; esso comporta un circuito accordato L-CV, che deve essere regolato in base alla frequenza di emissione del trasmettitore da accordare, un diodo rivelatore, tipo AA119, ed un amplificatore di corrente continua equipaggiato da un transistor ASY15.

OPERAZIONI DI MONTAGGIO

Per l'impiego, si deve inserire, nel suo zoccolo, la bobina L scelta, come abbiamo già detto, a seconda della gamma usata per trasmettere. Ciò fatto dopo aver chiuso l'interruttore d'alimentazione Int., agendo sul potenziometro lineare da 50 k Ω , si ricerca lo zero del milliamperometro (deviazione totale 1 mA).

Si collega, in seguito, un'antenna (asta verticale o filo molto corto) alla relativa presa; quindi per ottenere poi la deviazione massimale del milliamperometro, si accorderà il circuito regolando il condensatore variabile CV. Durante queste operazioni è bene tenere sempre sotto controllo il trasmettitore che deve essere sempre in funzione.

L'energia AF captata, viene rivelata e raddrizzata dal diodo AA119 e la tensione positiva che

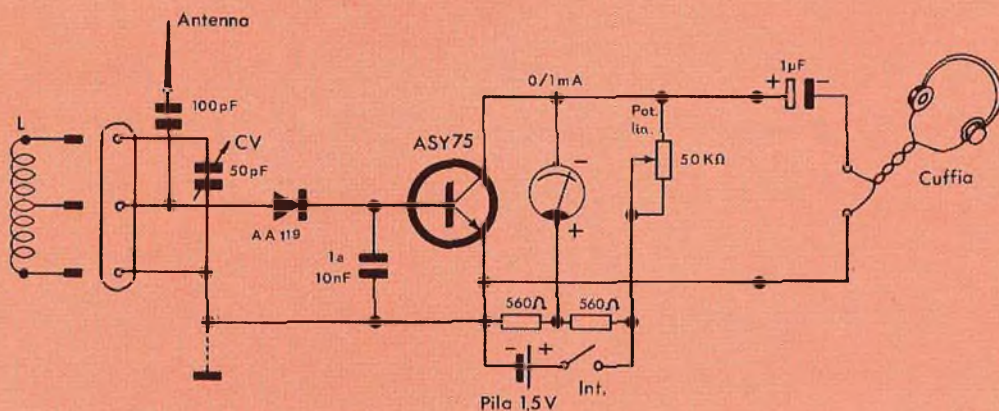


Fig. 1 - Schema elettrico del misuratore di campo relativo.

ne risulta, è applicata alla base del transistor.

La corrente di base che ne deriva, essendo amplificata da questo transistor, darà origine ad una deviazione dell'indice del milliamperometro, montato a ponte nel circuito di collettore.

La lunghezza dell'antenna da utilizzare, per ottenere una lettura sufficiente sul milliamperometro, dipende dalla frequenza di funzionamento e dalla potenza del trasmettitore da tarare. Precisiamo, inoltre, che la migliore utilizzazione del misuratore di campo proposto, essendo lo stesso molto sensibile, si ottiene in unione a trasmettitori di bassa potenza tipo walkies-talkies oppure con gli apparecchi normalmente usati per il radiocomando.

Un possibile circuito ausiliario, facoltativo, è quello costituito da un condensatore da 1 μ F e una cuffia che può essere utilizzata per il controllo della modulazione o come monitor d'ascolto.

Se questa aggiunta non interessa si potrà fare a meno del condensatore da 1 μ F e della cuffia e, in questo caso si potrà anche aumentare la capacità del condensatore di fuga connesso alla base del transistor.

DATI COSTRUTTIVI DELLE BOBINE

Gamma 3,5 MHz: 80 spire accostate di filo di rame smaltato da 2/10 mm, avvolte su un supporto di 10 mm di diametro con nucleo in ferrite.

Gamma 7 MHz: 30 spire accostate di filo di rame smaltato da 5/10 mm, avvolte su un supporto di 10 mm di diametro con nucleo in ferrite.

Gamma 14 MHz: 17 spire accostate di filo di rame smaltato da 5/10 mm, avvolte su un supporto di 10 mm di diametro con nucleo in ferrite.

Gamma 21 MHz: 10 spire spaziate di 0,5 mm in filo di rame smaltato da 5/10 mm, avvolte su un supporto di 10 mm di diametro con nucleo in ferrite.

Gamme 27 a 30 MHz: 8 spire di filo di rame smaltato da 12/10 mm, ripartite su una lunghezza di 25 mm avvolte su un supporto uguale a quelli usati per le altre gamme ma senza nucleo.

Gamma 72 MHz: 5 spire di filo di rame smaltato da 12/10 mm avvolte in aria, diametro interno 10 mm, ripartite su una lunghezza di 20 mm.

Gamma 144 MHz: 3 spire di filo di rame smaltato da 12/10 mm avvolte in aria, diametro interno 5 mm, ripartite su una lunghezza di 12 mm.

ULTERIORI CONSIDERAZIONI

In ogni caso, la presa intermedia (antenna e diodo) è centrale (cioè a metà del numero delle spire).

E' opportuno munire i supporti, o direttamente le uscite delle bobine (caso delle ultime 2 gamme) di prese, al fine di potere inserire le bobine stesse nello zoccolo appositamente montato, in modo semplice.

Per chi avesse qualche problema diciamo che si può facilmente utilizzare qualche zoccolo di valvole octal recuperato da qualche vecchia radio.

Dal punto di vista realizzativo bisogna fare molta attenzione che le connessioni AF (CV, supporto delle bobine, diodi) siano le più corte possibili.

Se l'insieme è montato in una scatola metallica (il che non è obbligatorio), si potrà collegare la scatola al polo negativo come è indicato nello schema di figura 1.

Misaccolosa!

BUSICOM

LA PIU' PICCOLA
CALCOLATRICE ELETTRONICA DEL MONDO
SI CHIAMA.

HANDY
65 x 123 x 22

FATE
LA PROVA.....
TASCHINO

RICHIEDETE
OPUSCOLO
ILLUSTRATIVO
ALLA G.B.C. ITALIA

TERMOMETRO A STATO SOLIDO CON SONDA A DIODI

Questo articolo offre un esempio pratico di come i diodi al silicio, grazie alle loro speciali caratteristiche, possono essere impiegati per la realizzazione di dispositivi adatti al controllo della temperatura.

I diodi al silicio consentono di realizzare ottimi dispositivi per il controllo della temperatura. Impiegati come sonda su di un cavo, essi permettono la facile costruzione di un preciso termometro, le cui misure possono essere lette a distanza grazie ad uno strumento indicatore posto su un pannello. In questa applicazione, possono essere impiegati praticamente tutti i tipi di diodi a giunzione al silicio. Lo strumento può essere impiegato per controllare temperature all'esterno o all'interno di un'abitazione, dei bagni fotografici, delle celle frigorifere, dei forni (al di sotto di circa 100°C) e delle apparecchiature elettroniche di potenza.

L'effetto sfruttato è la caduta di tensione diretta di una giunzione p-n a corrente costante. La corrente, generalmente 1 mA, è di un valore superiore al gomito della curva E-I. La curva di caduta di tensione diretta in dipendenza della temperatura è una caratteristica dello stesso materiale semiconduttore piuttosto che della costruzione meccanica del diodo ed il tipo di semiconduttore al silicio è un materiale molto puro ed uniforme.

La figura 1 mostra un circuito basilare privato di ogni fronzolo,

mentre i dati di tensione in funzione della temperatura sono illustrati nella tabella I. Tra -18 e +38°C la tensione varia di 182 mV.

L'alimentazione non ha bisogno di essere regolata in modo preciso perché la caduta di tensione, in percentuale, varia più lentamente della corrente. Un normale Zener ed un resistore fisso in serie R, sono più che sufficienti per un impiego

normale. Se viene usata una alimentazione a batteria, sono raccomandati degli elementi al mercurio.

IL CIRCUITO COMPLETO

La figura 2 illustra il circuito completo di un pratico termometro a diodi. Nella sonda sono impiegati quattro diodi in serie. Il circuito comprende essenzialmente un sem-

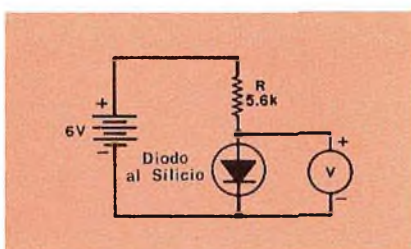


Fig. 1 - Schema elettrico del circuito basilare di un termometro a diodi al silicio.

TABELLA I - Caduta di tensione in funzione della temperatura

Temperatura	Tensione mV
-18	688
0	650
10	629
21	606
38	506
66	411
100	270

Variazione della tensione in funzione della temperatura = $2,11 \pm 0,06$ mV/°C

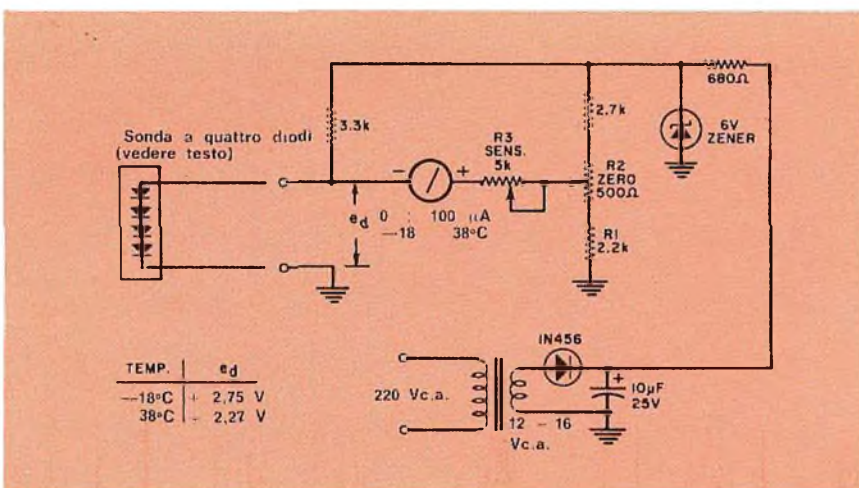


Fig. 2 - Schema elettrico di un completo e pratico termometro a stato solido impiegante una sonda a quattro diodi in serie.

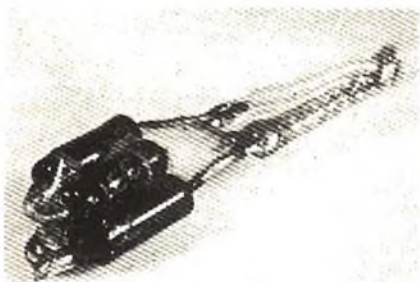


Fig. 3 - La sonda a diodi impiegata con il termometro a stato solido. I diodi sensori, come si vede, sono saldati in serie ad un cavo coassiale isolato di Teflon.

plice raddrizzatore e un trasformatore di alimentazione con regolatore Zener.

Per l'alimentazione possono essere impiegati degli elementi al mercurio; così facendo si può eliminare lo Zener ma bisogna includere un interruttore «premere per leggere». L'assorbimento di corrente con l'alimentazione a batteria (non contando lo Zener) è di 2,3 mA. Lo strumento indicatore è collegato in un circuito a ponte in modo che lo «zero» possa essere posizionato a piacere e la gamma di temperatura desiderata possa coprire l'intera scala. Il potenziometro di «zero», R2, regola la posizione delle varie temperature sulla scala dello strumento indicatore. Queste regolazioni vengono effettuate con il cacciavite una sola volta. Per quanto concerne i componenti è necessario impiegare dei potenziometri a filo di buona qualità e dei resistori a strato o a filo di alta precisione. Con il regolatore Zener, come mostrato nella

figura 2, una variazione del 10% nella tensione di rete comporta un errore di lettura dello strumento di circa 1°C.

I diodi sensori— fig. 3 — sono del tipo 1N916 con contenitore in vetro; essi sono saldati in serie in un fascio, ed i terminali liberi sono saldati alla fine del cavo. L'intero fascio deve essere immerso in una vernice per bobine o altro materiale isolante per proteggere la sonda quando viene immersa in un bagno d'acqua. Oltre al tipo 1N916 possono essere adatti anche i modelli OA202, OA200 e quelli della serie: 1N456 - 1N464, 1N482 - 1N488 ed 1N4383 - 1N4385.

Per il cavo, è utile un filo d'altoparlante a due conduttori. Il cavo mostrato nella figura 3 è del tipo coassiale subminiaturizzato con isolamento in Teflon.

La lunghezza del cavo non riveste grande importanza e potrebbe essere, ad esempio, di 30 m.

L'intero circuito, come illustrano le fotografie, può essere sistemato nell'interno di una custodia delle dimensioni di 150x50x90 mm.

TARATURA

Il solo apparecchio necessario per tarare lo strumento è un termometro convenzionale, da impiegarsi come campione, e due sorgenti di temperatura. La sorgente fredda può essere costituita da un bicchiere d'acqua ghiacciata che rimarrà tra 1 ÷ 5°C fino a quando è presente un poco di ghiaccio. La sorgente a temperatura più alta, per

la gamma da —18 a 38°C, può essere costituita da un bicchiere di acqua tiepida a circa 38°C. Per prima cosa, per effettuare la taratura, è necessario collocare il termometro e la sonda (assicurandosi che il rivestimento isolante della sonda a diodi sia asciugato) nell'acqua ghiacciata. Agitare l'acqua e poi regolare il potenziometro «zero» R2 fino a che entrambi gli strumenti (termometro campione e termometro sonda) indichino lo stesso valore. In seguito, mettere il termometro e la sonda nell'acqua tiepida e regolare il potenziometro «sensibilità» R3 fino a quando entrambi gli strumenti non indichino lo stesso valore. Dal momento che la sorgente fredda non è a —18°C, questa procedura dovrebbe essere ripetuta quattro o cinque volte per una migliore precisione. Ciò fatto, il termometro a stato solido è pronto per l'uso.

ALCUNE VARIANTI

Per estendere la gamma di temperature da —18 ÷ 38°C a —18 ÷ 100°C è sufficiente aggiungere un resistore da 5 kΩ in serie al potenziometro «sensibilità» R3, e poi effettuare le necessarie varianti sulla scala dello strumento indicatore.

I dati riportati nella tabella I sono stati calcolati dal Consiglio Nazionale delle Ricerche del Canada, dove sono stati provati un centinaio di diodi.

Le sonde a diodi per il controllo della temperatura sono particolarmente utili nei laboratori di fisica

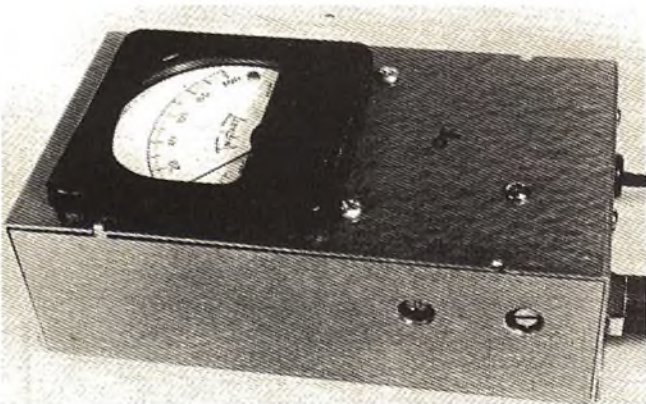


Fig. 4 - Vista esterna del termometro a stato solido descritto nell'articolo.



Fig. 5 - Vista interna del termometro a stato solido illustrato in figura 4.



UNO STRUMENTO GIOVANE PER I GIOVANI

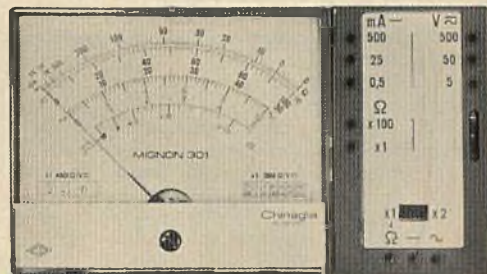
MIGNONTESTER 301 - 32 portate 2 K Ω /V cc 1 K Ω /V ca

Analizzatore universale tascabile con dispositivo di protezione.

Risultato di oltre 40 anni di esperienza, al servizio della Clientela più esigente in Italia e nel mondo, il MIGNONTESTER 301 è uno strumento moderno, robusto e di grande affidabilità. Nel campo degli analizzatori il nome CHINAGLIA è sinonimo di garanzia.

PRESTAZIONI - A cc: 0,5 ÷ 1000 mA - V cc: 5 ÷ 1000 V - V ca: 5 ÷ 1000 V - VBF: 5 ÷ 1000 V - dB: -10 ÷ +46 dB - Ohm: 10 K Ω ÷ 1 M Ω .

CHINAGLIA



Richiedere catalogo a: CHINAGLIA DINO ELETTROCOSTRUZIONI sas.
Via Tiziano Vecellio, 32 - 32100 BELLUNO - Tel. 25.102

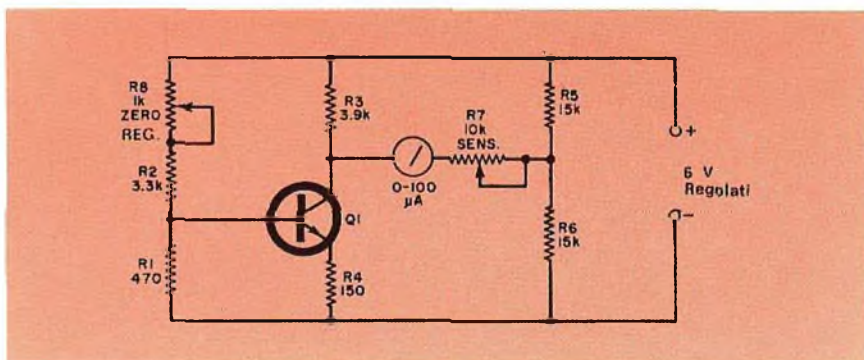


Fig. 6 - Circuito elettrico di un termometro a stato solido impiegante come sensore al posto del diodo, un transistor amplificatore. Questo circuito richiede dei resistori di precisione e un'alimentazione più stabile rispetto al circuito di figura 2.

o chimica, equipaggiati con registratori grafici di tipo potenziometrico. Con tali tipi di registratori è sufficiente utilizzare il circuito elementare di figura 1.

I controlli dello «zero» e dello «span» sul registratore hanno cura del rimanente. Una tensione di $0 \div 120$ mVc.c. costituisce una gamma di entrata particolarmente adatta per questi strumenti.

Per una lettura sullo strumento disposto sul pannello, tuttavia, 120 mV sono veramente troppo pochi. Un tipico strumento da pannello da $100 \mu\text{A}$ ha una resistenza interna di circa 800Ω e per questa ragione necessita di 80 mV fondo scala.

Questa resistenza interna è dovuta interamente alla bobina dello strumento e varia di circa il 4% per 100°C . Ciò non è molto, ma tuttavia è sempre un inconveniente.

Nella pratica normale, l'effetto della bobina dello strumento viene eliminato impiegando un resistore moltiplicatore esterno a basso coefficiente di temperatura, il cui valore è parecchie volte più alto di quello

della resistenza dello strumento. Tutto ciò è realizzato nel nostro circuito, ottenendo più volt di segnale di fondo scala, impiegando più diodi nella sonda. L'impiego di uno strumento più sensibile, come ad esempio uno $0 \div 50 \mu\text{A}$, non offre alcun vantaggio perché in questi strumenti la resistenza interna sale un pochino più rapidamente di quanto scenda la corrente di fondo scala. Al posto dei diodi al silicio, possono essere impiegati dei diodi a giunzione di germanio, ma non offrono dei particolari vantaggi. La caduta di corrente diretta è più piccola ed il coefficiente di temperatura un pochino più basso. A 0°C la caduta è di circa 340 mV ed il coefficiente è $-1,83 \pm 0,07 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ (rispetto ai $2,11 \pm 0,06 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ del silicio).

L'impiego del circuito di figura 2 con diodi di sonda al germanio richiede semplicemente la variazione del valore di R1 da 2,2 k Ω ad 1 k Ω .

Come sensore è possibile impiegare anche un transistor, in modo

da ottenere una certa azione amplificatrice. In quest'ultimo caso, però, la stabilità generale del circuito non risulta buona come con i diodi.

La figura 6 illustra un circuito impiegante un transistor come sensore.

La caduta della corrente diretta della giunzione base-emettitore del transistor Q1 varia con la temperatura, come in qualsiasi giunzione al silicio.

Il transistor è collegato in una configurazione a base comune, in relazione alla bassa impedenza di R1 nel circuito base-emettitore, la corrente dispersa del collettore non è amplificata.

La corrente del collettore, che è quasi la stessa della corrente dell'emettitore, produce una caduta di tensione relativamente ampia attraverso il resistore di carico del collettore R3, fornendo un segnale abbastanza adeguato, nell'ordine di 2 V, per far funzionare lo strumento indicatore.

Quest'ultimo è sistemato in un circuito a ponte, generalmente come quello della figura 2, che impiega R5 ed R6 per fornire un punto di ritorno.

La sensibilità è regolata da R7 e lo zero da R8. Quasi tutti i transistori al silicio, come per esempio i 2N697, 2N708 o 2N929 possono essere impiegati in questo circuito. Il punto di lavoro, tuttavia, dipende molto dalla tensione di alimentazione, che deve essere fornita o da pile al mercurio o da una alimentazione a Zener a doppia regolazione e con compensazione di temperatura.

RIVELATORE PORTATILE CAPACE DI AUTOGUIDARSI SU FONTI DI RADIODISTURBO

Un dispositivo portatile ad altissima frequenza per la misurazione di radiodisturbi, realizzato da una ditta inglese è capace di rivelare e autoguidarsi su fonti di radiodisturbo nell'ambito di 31-250 MHz, permettendo di adottare misure correttive.

L'apparecchio è stato realizzato a causa dell'uso sempre maggiore da parte dell'industria, di apparecchiature a microonde ed a radio-frequenza, che aumenta la possibilità che frequenze armoniche vaganti influenzino segnali radiodiffusori e altri segnali di comunicazione. Il rivelatore funziona in base ad un principio simile a quello di un amplificatore a radiofrequenza tarato o di un voltmetro selettivo in quanto il guadagno può essere normalizzato su qualsiasi frequenza sintonizzata, di modo che il disturbo di circuito a quella frequenza produca una deflessione di riferimento sul misuratore di uscita.

Quando un segnale alla frequenza sintonizzata viene applicato all'entrata e gli attenuatori vengono regolati per ripristinare l'indicazione di uscita al livello della deflessione di riferimento, l'ampiezza del segnale relativa ad un microvolt è equivalente alla somma delle letture sugli attenuatori. Occorre tuttavia applicare un fattore di correzione appropriato a quel particolare strumento.

DUE SISTEMI PER PRELEVARE IL SEGNALE AUDIO DA UN TELEVISORE

a cura di L. WILSON

Non è affatto raro il caso che l'utente di un apparecchio televisivo desideri prelevare dal circuito del ricevitore il solo segnale audio, per amplificarlo e riprodurlo separatamente, oppure per eseguirne la registrazione. Ebbene, se in molti casi questo prelevamento può essere eseguito mediante una semplice connessione al circuito nel punto opportuno, vengono qui suggeriti due metodi assai interessanti in quanto non prevedono alcun collegamento diretto col ricevitore TV.

Tra i vari sistemi che permettono di prelevare il segnale audio da un ricevitore televisivo, senza manometterne il circuito, vale la pena di citare in primo luogo il semplice accoppiamento induttivo col trasformatore di uscita del canale audio (sempre che sia presente), mediante un accessorio che è facile reperire presso i rivenditori di materiale radio-elettronico, e soprattutto di accessori per registratori.

Si tratta — in sostanza — di un avvolgimento di molte spire di filo assai sottile, munito di nucleo ferromagnetico a circuito aperto, che — quando viene appoggiato contro il nucleo del suddetto trasformatore di uscita — capta una parte del flusso magnetico disperso a corrente alternata, il che provoca l'induzione di una tensione di segnale nell'avvolgimento. Questa tensione di segnale è ovviamente suscettibile di amplificazione, per uno degli scopi

citati nella premessa.

Occorre però precisare che questo sistema, se da un canto soddisfa le esigenze dell'audiofilo con poche pretese, dall'altro presenta alcuni inconvenienti che vanno tenuti nella dovuta considerazione, e precisamente:

A) La curva di responso è spesso tutt'altro che lineare entro la gamma utile delle frequenze acustiche, per cui provoca inevitabilmente una grave mutilazione nei confronti delle frequenze più gravi e più acute, con conseguente apprezzabile peggioramento della qualità di riproduzione.

B) Oltre a captare il vero e proprio segnale acustico, è sensibile anche agli eventuali campi magnetici dispersi a corrente alternata ed alla frequenza di rete, specie se si tratta di un apparecchio televisivo funzionante appunto in corrente alternata agli effetti dell'alimentazione. Di conseguenza, spesso introduce unitamente al segnale un certo rumore di fondo, che alla fine deturpa la riproduzione.

C) Può essere usato esclusivamente con gli apparecchi televisivi muniti di trasformatore di uscita audio, e quindi non può essere impiegato con un moderno televisore nel quale la sezione di Bassa Frequenza sia a transistori, e quando lo stadio finale è privo del suddetto trasformatore.

D) Impone la manomissione dello apparecchio televisivo, in quanto è necessario accedere all'interno per applicare il dispositivo nel punto in cui il segnale è più intenso.

E) Impone esigenze di varia natura agli effetti dell'orientamento, che spesso appare problematico, ed anche un sistema di fissaggio che non sempre risulta facile.

Per i motivi citati, e per altri ancora di minore importanza, sui quali è inutile soffermarsi, sono spesso preferibili i metodi che non implicano alcun collegamento diretto o indiretto al ricevitore televisivo.

I motivi per i quali questi sistemi sono preferibili a quelli che consistono nel collegare un cavo schermato all'uscita del rivelatore, oppure al controllo di volume, o ancora in qualsiasi altro punto nel quale sia presente il segnale a Bassa Frequenza, e persino a quello testé descritto, possono essere sintetizzati come segue:

A) Innanzitutto, i sistemi senza collegamento diretto eliminano i problemi che si manifestano nei casi in cui il ricevitore televisivo è munito di una sezione di alimentazione sprovvista di trasformatore. In questo caso — infatti — il telaio metallico è generalmente in contatto diretto con un polo della tensione di rete, il che comporta pericoli di varia natura sia agli effetti della sicurezza per l'utente (spesso inesperto), sia agli ef-

fetti dell'integrità dell'apparecchiatura alla quale il segnale prelevato viene applicato.

- B) La curva di responso risulta assai più estesa, e quindi conforme alle rigorose esigenze dello audiofilo che desidera sfruttare il segnale con tutte le sue caratteristiche acustiche, senza sacrificio dei timbri e dei suoni più delicati.
- C) In terzo luogo, si evita di compromettere le condizioni imposte dal Fabbricante, secondo le quali la garanzia scade se l'apparecchio viene manomesso da persone non autorizzate, quando il collegamento deve essere effettuato nei confronti di un televisore che sia ancora coperto da garanzia, e che quindi non può essere aperto.
- D) Infine, il metodo può essere adottato anche nei confronti dei ricevitori televisivi a noleggio, senza infrangere le condizioni contrattuali che vietano qualsiasi tipo di manomissione.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

I metodi che stiamo per descrivere possono essere tradotti in pra-

tica quando il ricevitore televisivo irradia una certa quantità di energia elettromagnetica proveniente dal canale suono «intercarrier», costituita dal segnale di Media Frequenza suono avente la frequenza caratteristica di 5,5 MHz.

La componente magnetica di questa eventuale radiazione può essere captata per via induttiva anche dall'esterno del mobile — a patto che abbia come si è accennato un'intensità sufficiente — ed il segnale che risulta in tal modo disponibile, e che contiene l'informazione sonora sotto forma di modulazione di frequenza, può essere amplificato e rivelato a seconda delle necessità.

In pratica, si tratta di sfruttare la presenza di una certa quantità di energia dispersa, che — per quanto debole — è spesso sufficiente ad indurre un segnale apprezzabile nella bobina captatrice, il quale segnale viene poi applicato ad un dispositivo elettronico che lo amplifica, per poi convertirlo in un canale a modulazione di frequenza nel primo caso, o rivelarlo nel secondo, rendendolo poi disponibile sotto forma di correnti foniche, a loro volta suscettibili di amplificazione e di riproduzione.

Naturalmente, occorre precisare

che questo segnale disperso è di solito presente soltanto in quei televisori che non prevedono un forte schermaggio della sezione «intercarrier». Di conseguenza, prima di procedere alla realizzazione di uno dei due dispositivi che stiamo per descrivere, è sempre opportuno allestire la sola bobina captatrice, collegarla all'ingresso di un voltmetro elettronico per Alta Frequenza assai sensibile o di un buon oscilloscopio, e spostarla intorno al mobile del ricevitore, mentre esso è in funzione e riceve un canale televisivo, fino a riscontrare la disponibilità ai suoi capi di un segnale, sia pur minimo. Queste sono le condizioni indispensabili che permetteranno di ottenere il risultato più soddisfacente, dopo la realizzazione dell'apparecchio.

Il primo metodo è illustrato dal circuito elettrico di figura 1. In questo caso, la bobina captatrice consiste in un certo numero di spire di conduttore di rame della sezione di 0,3 mm, avvolte intorno ad un supporto con nucleo ferromagnetico, che — grazie alla presenza della capacità in parallelo del valore di 30 pF — costituisce un circuito accordato che può essere tarato sulla frequenza di 5,5 MHz.

In linea di massima, se il sup-

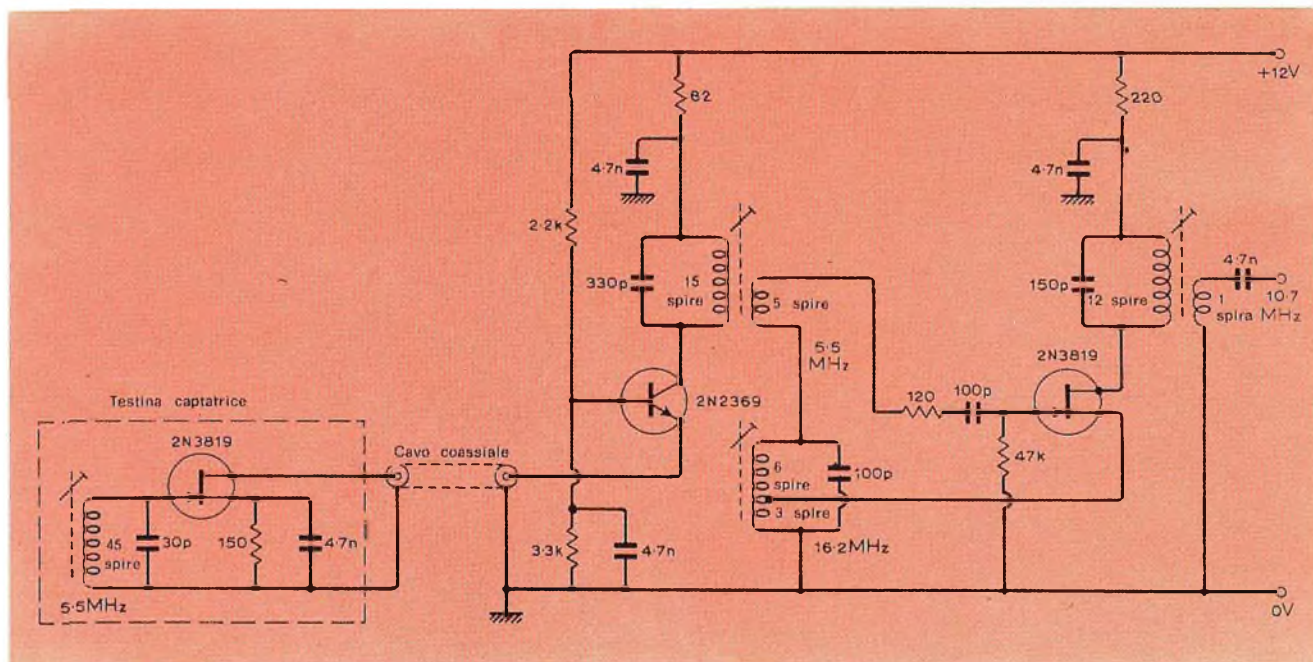


Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore che permette di trasformare il segnale di Media Frequenza suono di un ricevitore televisivo in un segnale a modulazione di frequenza, avente la frequenza centrale di 10.7 MHz, riproducibile attraverso un sintonizzatore FM.

porto della bobina presenta un diametro esterno di 6 mm, sono sufficienti 45 spire, come è appunto indicato nello schema, per ottenere un valore induttivo appropriato. In ogni caso, si rammenti che è sempre possibile variare il numero delle spire rispetto a quello indicato, aumentandolo o diminuendolo a seconda delle esigenze, e che è sempre opportuno — dopo la relativa realizzazione — controllarne il valore della frequenza di risonanza con l'aiuto di un «grid-dip».

Variando poi opportunamente la posizione del nucleo ferromagnetico rispetto all'avvolgimento, oppure variando il valore della capacità collegata in parallelo, è possibile ottenere la sintonia esatta sulla frequenza fissa di 5,5 MHz.

Il segnale disponibile ai capi di questo circuito risonante viene applicato all'ingresso di uno stadio costituito da un transistor ad effetto di campo del tipo 2N3819, che unitamente agli altri due componenti associati, e precisamente al resistore da 150 Ω ed al condensatore da 4,7 nF in parallelo tra loro, costituisce a sua volta la sezione inferiore di uno stadio di ingresso del tipo «cascode».

La parte superiore di questo stadio è invece costituita da un transistor bipolare del tipo 2N2369, presente nell'unità principale dell'adattatore.

E' così possibile fare in modo che il segnale captato per via induttiva moduli la corrente di emettitore dello stadio 2N2369, provocando modulazioni corrispondenti nella corrente di collettore. Quest'ultima passa attraverso un circuito accordato costituito dal primario del trasformatore di accoppiamento e dalla capacità di 330 pF ad esso in parallelo. Questo trasformatore, avvolto del pari su di un supporto del diametro di 6 mm con nucleo ferromagnetico regolabile, consiste in 15 spire di rame smaltato della sezione di 0,4 mm, ed è accoppiato induttivamente con un secondario avvolto al di sopra delle spire primarie, con lo stesso tipo di conduttore, ma costituito semplicemente da 5 spire.

L'estremità inferiore del secondario è in serie ad un altro circuito

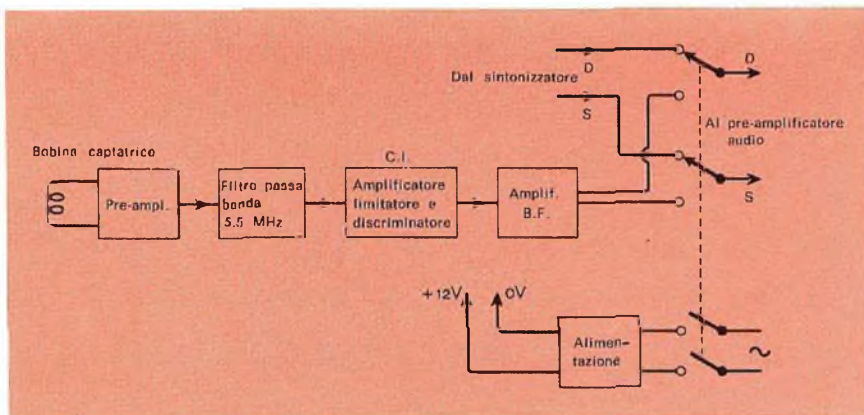


Fig. 2 - Schema a blocchi illustrante un altro sistema, e precisamente la struttura interna del dispositivo Telefi, prodotto dalla Dinosaur Electronics Limited, in Inghilterra. Questo dispositivo — a differenza del precedente — rende disponibile direttamente un segnale a Bassa Frequenza, che può essere applicato all'ingresso di una catena ad alta fedeltà.

accordato, costituito da una bobina di 9 spire avvolta sempre su di un supporto dello stesso tipo, e sempre con conduttore di rame smaltato da 0,4 mm di diametro, munito di una presa intermedia che divide l'intero avvolgimento in due sezioni, di cui una di 6 spire, e l'altra di 3 spire.

La capacità del valore di 100 pF collegata in parallelo a questa bobina, e la possibilità di regolarne l'induttanza tramite lo spostamento del nucleo ferromagnetico, permettono di sintonizzare questo circuito accordato sulla frequenza di 16,2 MHz.

Il transistor finale, al cui ingresso viene applicato il circuito accordato sulla frequenza di 16,2 MHz descritto, è anch'esso del tipo ad effetto di campo, e costituisce uno stadio oscillatore-miscelatore. Attraverso questo stadio, le oscillazioni locali vengono fatte battere col segnale originale avente la frequenza di 5,5 MHz proveniente dallo stadio «cascode», in modo da fornire una frequenza-differenza pari a 16,2 MHz - 5,5 MHz = 10,7 MHz che viene scelta tra le frequenze somma e differenza tramite il circuito accordato di uscita, presente nel circuito dell'elettrodo «drain» del transistor ad effetto di campo che costituisce lo stadio finale.

Quest'ultimo avvolgimento, sempre su di un supporto dello stesso tipo con nucleo per la regolazione dell'induttanza, consta di 12 spire di rame smaltato del diametro di 0,4 mm, ed è munito di una capaci-

tà in parallelo del valore di 150 pF. Esso forma inoltre il primario di un trasformatore di accoppiamento, il cui secondario consta di una sola spira del medesimo tipo di conduttore, in serie alla quale si trova una capacità del valore di 4,7 nF.

L'intero dispositivo rende quindi disponibile un segnale a modulazione di frequenza, caratterizzato dal valore centrale di 10,7 MHz, che può essere applicato all'ingresso d'antenna di un normale sintonizzatore a modulazione di frequenza, per consentire la regolare riproduzione del segnale audio che accompagna le trasmissioni televisive ricevute.

Ciò che è più interessante — naturalmente — è il fatto che il segnale prelevato dal televisore, avente la frequenza portante di 5,5 MHz, è il medesimo, qualunque sia il canale televisivo che viene ricevuto, e ciò indipendentemente dal fatto che il televisore funzioni su di un canale VHF o su di un canale UHF.

La figura 2 illustra invece mediante un semplice schema a blocchi un adattatore in veste commerciale, che viene prodotto in Inghilterra sotto il nome Telefi, e che viene fabbricato dalla Dinosaur Electronics Limited, secondo quanto viene dichiarato in un articolo pubblicato sullo stesso argomento da Wireless World.

Questo dispositivo fornisce un segnale audio di uscita (del valore tipico di 1 V eff.), che può essere applicato direttamente all'ingresso

di un amplificatore ad alta fedeltà.

Anche in questo caso — come si può rilevare dallo schema a blocchi — viene usata una bobina captatrice per induzione, collegata all'ingresso di un preamplificatore. Il segnale di uscita di quest'ultimo viene fatto passare attraverso un filtro passa-banda funzionante nello standard inglese sulla frequenza di 6 MHz, mentre dovrebbe funzionare nel nostro caso su 5,5 MHz, dopo di che passa attraverso un circuito integrato (C.I.) che costituisce una sezione amplificatrice-limitatrice, provvista anche di uno stadio rivelatore del tipo a discriminatore.

Il segnale di uscita di Bassa Frequenza viene infine amplificato attraverso un'apposita sezione a Bassa Frequenza, dopo di che può essere prelevato direttamente per il collegamento all'ingresso di una catena di amplificazione ad alta fedeltà.

Il sistema di commutazione visibile sul lato destro dello schema a blocchi serve semplicemente per permettere all'utente di scegliere il segnale di uscita fornito dall'adattatore oppure il segnale di uscita fornito dal sintonizzatore a modulazione di ampiezza o di frequenza facendo parte dell'impianto.

In questo caso specifico, la bobina captatrice è un semplice avvolgimento incapsulato, applicato all'estremità di un tratto di cavo schermato, che viene collegato all'unità principale contenente tutti i componenti elettronici ed i commutatori. In primo luogo la frequenza «intercarrier» del canale suono viene amplificata in un unico stadio, e le successive elaborazioni elettroniche hanno il compito di stabiliz-

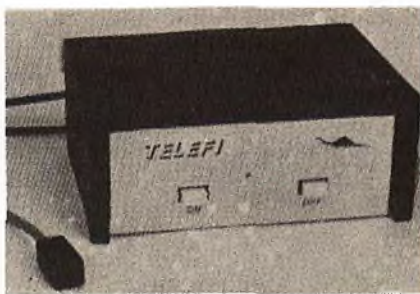


Fig. 3 - Aspetto dell'apparecchiatura Telefi, di cui alla figura 2, così come può essere attualmente acquistata in Inghilterra. La foto illustra l'apparecchio e la bobina captatrice, ad esso collegata tramite un breve tratto di cavo schermato.

zare sia la frequenza di funzionamento, sia le caratteristiche dinamiche del segnale, a tutto vantaggio della qualità della riproduzione.

L'intera apparecchiatura è contenuta in un mobiletto in legno, che può essere installato al di sopra del ricevitore televisivo, o in qualsiasi altra posizione, purché nelle immediate vicinanze di quest'ultimo. La bobina incapsulata può essere fissata sul ferro del ricevitore, dopo aver individuato la posizione e l'orientamento che consentono la massima sensibilità, possibilmente in prossimità della sezione di Media Frequenza suono, oppure può essere semplicemente appesa sul pannello posteriore di chiusura del ricevitore televisivo. La sua posizione ed il relativo orientamento non presentano gravi difficoltà, ed i Fabbricanti del dispositivo sostengono che con uno dei cinque ricevitori con i quali l'apparecchiatura è stata sperimentata, la suddetta bobina poteva essere sistemata persino ad una distanza di circa un metro dal ricevitore.

La figura 3 è una fotografia che illustra l'aspetto tipico dell'apparecchiatura, mettendone in evidenza il pannello frontale, sul quale sono disponibili due pulsanti, e la bobina captatrice, contenuta in un involucro a parallelepipedo, e collegata al dispositivo tramite un tratto di cavo schermato.

Naturalmente, se l'impianto di amplificazione ad alta fedeltà di cui si dispone è del tipo stereofonico, sono disponibili due ingressi separati, di cui uno per il canale destro (D) ed uno per il canale sinistro (S). E' quindi logico che — se il segnale viene prelevato dal sintonizzatore e se l'emittente ricevuta è del tipo stereo, la commutazione prevede la possibilità di disporre di due canali separati, con la necessaria doppia amplificazione. Quando invece il segnale viene prelevato attraverso il dispositivo descritto, trattandosi di un segnale monofonico, i due canali risultano collegati direttamente tra loro, per cui entrambi gli altoparlanti riproducono il medesimo segnale complesso, senza possibilità di effetto stereofonico.

I due sistemi suggeriti, praticamente simili tra loro, sebbene differiscano soltanto in riferimento alla utilizzazione del segnale disponibile all'uscita, che nel primo caso viene applicato all'ingresso del sintonizzatore, mentre nel secondo viene applicato direttamente all'ingresso dell'amplificatore di Bassa Frequenza, possono rivelarsi di notevole utilità in tutti i casi in cui si desidera riprodurre il segnale suono di un programma televisivo, senza minimamente manomettere il ricevitore.

APPARECCHIO DI MISURA DI CIRCUITI INTEGRATI

Diverse centinaia di dispositivi a circuito integrato logico possono essere misurati in un'ora da un operatore non specializzato adoperando un gruppo d'ispezione automatico autonomo «passa non passa» programmato in precedenza con una serie esauriente di prove, che è stato realizzato da una ditta britannica.

Lo strumento, capace di controllare praticamente qualsiasi tipo di modulo logico, possiede un sistema di reperimento guasti che sottopone il dispositivo sotto prova ad ogni possibile combinazione di condizioni logiche in una gamma di livelli di tensione e di carichi indicati dal costruttore. L'indicazione di un guasto compare quando la prestazione non è soddisfacente: funziona in base ad un confronto tra il gruppo sotto prova e un equivalente logico ideale.

Il confronto di base viene eseguito sia nel terminale di entrata che in quello di uscita del provino e del suo equivalente ideale, in modo che gli effetti dei margini del disturbo di entrata e della corrente di dispersione vengano presi in considerazione. Altre verifiche garantiscono che il circuito integrato sia capace di funzionare correttamente con un carico minimo o con una apertura a ventaglio massima.

ricetrasmittitore portatile VHF - 5W

prima parte a cura di FRANTOS

radioamatori

Per soddisfare le richieste sempre crescenti degli appassionati di ricetrasmissioni in VHF (nella gamma 144-146 MHz), riportiamo la descrizione di un ricetrasmittitore portatile. Desideriamo precisare che l'articolo costituisce la traduzione integrale di quanto pubblicato da una nota rivista francese e quindi non abbiamo altri elementi utili da poter pubblicare.

l'impugnatura di cui è munito il contenitore, serve anche da appoggio per il microtelefono facilitando il trasporto dell'apparecchio.

Il microtelefono contiene sia l'auricolare per l'ascolto che il microfono per la trasmissione. L'antenna viene collegata tramite una spina coassiale di buona qualità a una presa isolata posta sul lato anteriore del contenitore.

L'interruttore generale, il potenziometro di volume, l'altoparlante, il deviatore trasmettitore-ricevitore

e la presa d'alimentazione si trovano tutti sulla faccia opposta a quella dove si trova l'antenna. Sulla parte superiore del contenitore, infine, vi sono due lampadine spia che indicano rispettivamente la trasmissione o la ricezione.

Il condensatore variabile impiegato per la calibrazione della gamma VHF in ricezione viene posto sul lato sinistro del contenitore, mentre sul lato opposto vi sono le manopole di comando e di regolazione del trasmettitore.

Il ricetrasmittitore che stiamo per descrivere permette di effettuare dei collegamenti a media distanza, o anche a grande distanza se, naturalmente, viene dotato di una antenna di caratteristiche adeguate. Questo ricetrasmittitore può essere impiegato nei modi più diversi, e cioè, su una macchina, a tracolla, grazie alla sua maneggevolezza, oppure può essere fissato in un locale come stazione fissa e in questo caso deve essere collegato a una buona antenna esterna.

L'alimentazione per l'apparecchiatura può essere effettuata a pile, in tal modo il ricetrasmittitore risulta completamente indipendente e autonomo, con la batteria dell'automobile oppure attraverso la tensione di rete, naturalmente raddrizzata e portata al valore opportuno.

In fig. 1 è stato riportato un esempio di contenitore che, come si può constatare, ha delle dimensioni contenute (200 x 120 x 70 mm):

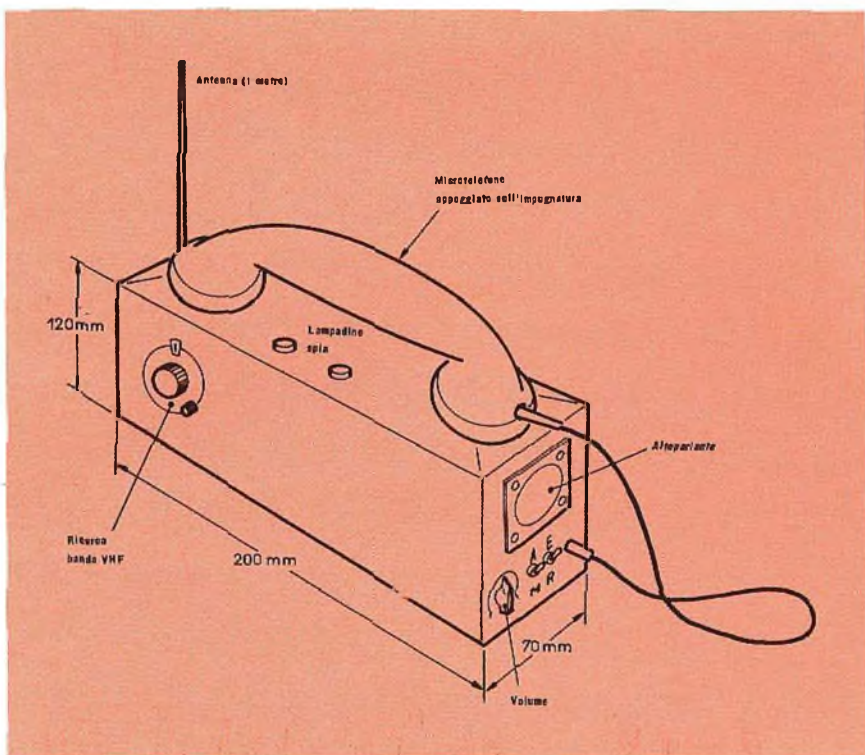


Fig. 1 - Vista d'insieme del ricetrasmittitore per i 144 - 146 MHz descritto in questo articolo.

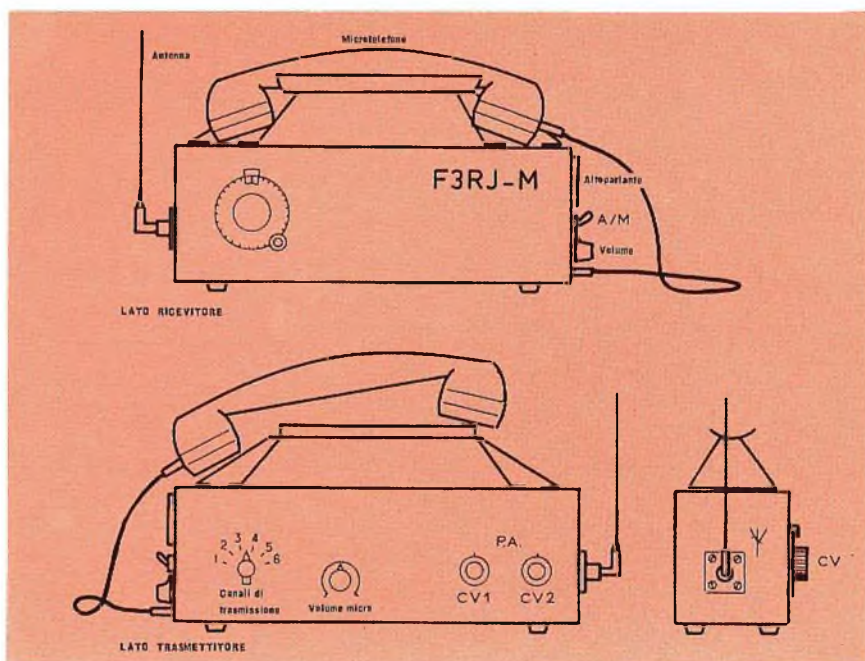


Fig. 2 - Vista dei vari lati del contenitore con i relativi comandi e prese di collegamento.

La tensione necessaria a far funzionare il dispositivo viene fornita da tre pile da 4,5 V collegate in serie e poste nella parte inferiore del contenitore. Nel caso l'apparecchio fosse installato in un posto fisso e venisse alimentato a rete si è previsto un commutatore per passare dall'alimentazione a pile a quella di rete.

Come si può vedere dai disegni riportati in fig. 2 e fig. 3, la disposizione meccanica dell'insieme e la posizione dei circuiti stampati

all'interno del contenitore sono tali da rendere il montaggio il più semplice possibile.

L'alloggiamento delle pile è abbastanza grande da permettere l'impiego di pile ed elevata capacità.

In fig. 4 è riportato lo schema a blocchi completo della catena di ricezione e di trasmissione.

- 1) preamplificatore a larga banda per la gamma da 144 a 146 MHz;
- 2) sintonizzatore da 144 - 146 MHz con uscita da 10,8 MHz;

- 3) amplificatore a frequenza intermedia a tre stadi da 10,8 MHz;
- 4) rivelatore seguito dal comando di volume;
- 5) amplificatore di bassa frequenza del ricevitore.

Un circuito stampato di 80 x 170 mm servirà al montaggio di tutti questi stadi.

La catena di trasmissione comprende:

- 1) stadio pilota equipaggiato di sei quarzi corrispondenti ciascuno ad un canale di trasmissione;
- 2) stadio moltiplicatore di frequenza;
- 3) stadio pilota;
- 4) stadio di potenza - circuito di sintonia;
- 5) preamplificatore microfonico con relativo controllo di volume;
- 6) amplificatore modulatore;
- 7) circuiti di commutazione: passaggio da trasmissione a ricezione e passaggio da alimentazione incorporata ad alimentazione esterna.

In questo articolo ci occuperemo della parte ricevente dell'apparecchio.

PREAMPLIFICATORE A LARGA BANDA - 144 - 146 MHz

Il preamplificatore ha l'effetto di aumentare il rapporto segnale rumore nell'intera gamma che va dai 144 ai 146 MHz. In fig. 5 è riportato lo schema elettrico, come si può vedere viene usato un transistor a effetto di campo tipo 2N 3823 che ha il contenitore collegato a massa. Il circuito è di tipo classico: il segnale d'ingresso, proveniente dall'antenna e sintonizzato da un circuito composto da una bobina L_1 e da un condensatore variabile ($3 \div 2$ pF) di buona qualità regolato sui 144 MHz, viene applicato all'elettrodo «porta»; l'elettrodo «sorgente» del transistor 2N 3823 è polarizzato da un circuito RC, in cui il resistore è di 330 Ω e il condensatore di 1 nF; l'elettrodo «drain» è caricato da un circuito accordato sui 146 MHz.

In questo modo la banda passante da 144 a 146 MHz è presso-

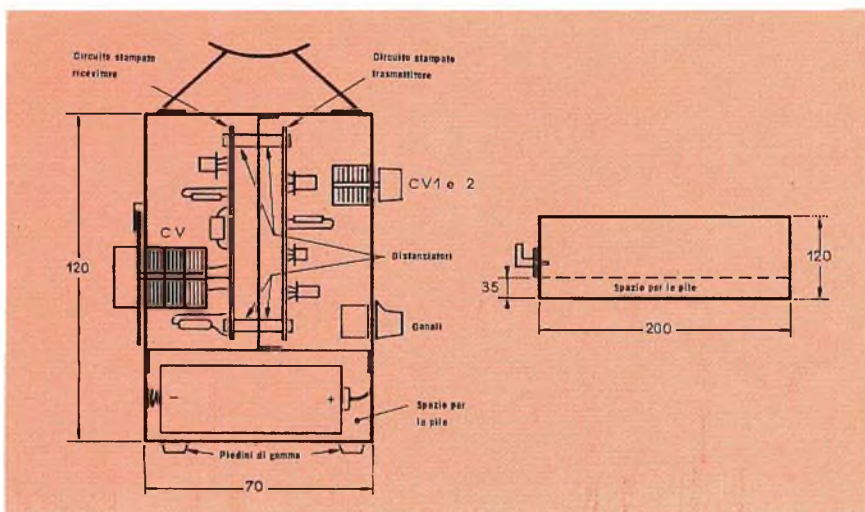


Fig. 3 - Esempio di cablaggio dei circuiti stampati all'interno del ricetrasmittitore per i 144 - 146 MHz.

ché rispettata, il guadagno risulta sensibilmente costante all'interno di questi 2 MHz di banda. Nella didascalia di fig. 5 abbiamo riportato le caratteristiche costruttive delle bobine L_1 e L_2 ; la rete RC formata da un resistore da 330 Ω disaccoppiato da un condensatore di 1 nF aumenta il carico del «drain». Il circuito è alimentato da una tensione a + 12 V con il meno a massa.

Il collegamento con lo stadio successivo si effettua tramite due spire di accoppiamento poste sul lato freddo della bobina L_2 . Per compensare le perdite di capacità all'interno del transistor si impiega un circuito di neutralizzazione, realizzato con una bobina a nucleo regolabile L_n e un condensatore da 47 pF. Questa bobina è composta da 5 o 6 spire di filo di rame smaltato da 6/10 di mm avvolte su un mandrino di 4 mm di diametro; il nucleo nell'interno della bobina dovrà essere ruotato in modo da ottenere il guadagno massimo dello stadio senza avere delle interruzioni, quindi si dovrà fermare questo nucleo subito prima del punto in cui appare l'interruzione. La disposizione dei componenti sul circuito stampato verrà trattata in seguito.

SINTONIZZATORE

144 - 146 MHz
CON USCITA A 10,8 MHz

Compito di questo stadio è quello di effettuare la variazione di frequenza e allo stesso tempo di apportare un aumento di guadagno.

Come si può vedere nel circuito di fig. 6, vengono impiegati tre transistori di tipo PNP e precisamente un 2N 2905 e due 2N 2907, particolarmente adatti a funzionare nella banda VHF.

Il segnale da applicare all'ingresso proviene dal preamplificatore descritto in precedenza e viene applicato alla bobina L_e accordata sui 145 MHz. Questo segnale viene applicato all'emettitore del transistor 2N 2905 che funziona da amplificatore di tensione. La base di questo transistor è polarizzata per mezzo di un ponte divisore e disaccoppiata per mezzo di un con-

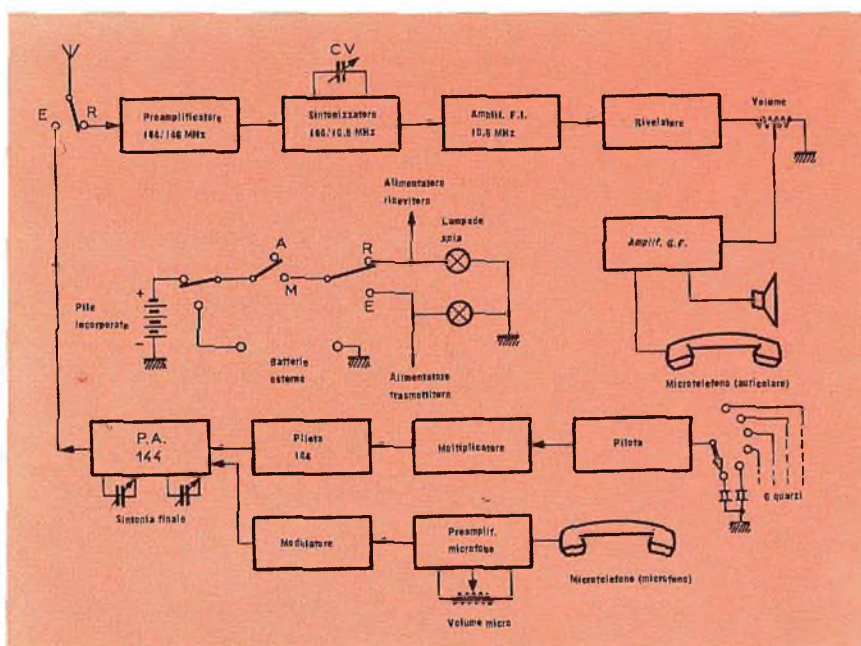


Fig. 4 - Schema a blocchi del ricetrasmittitore completo (in alto catena di ricezione e in basso catena di trasmissione).

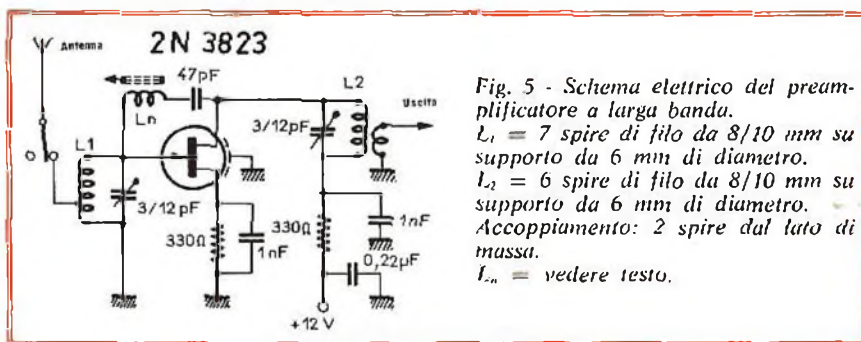


Fig. 5 - Schema elettrico del preamplificatore a larga banda.
 L_1 = 7 spire di filo da 8/10 mm su supporto da 6 mm di diametro.
 L_2 = 6 spire di filo da 8/10 mm su supporto da 6 mm di diametro.
Accoppiamento: 2 spire dal lato di massa.
 L_n = vedere testo.

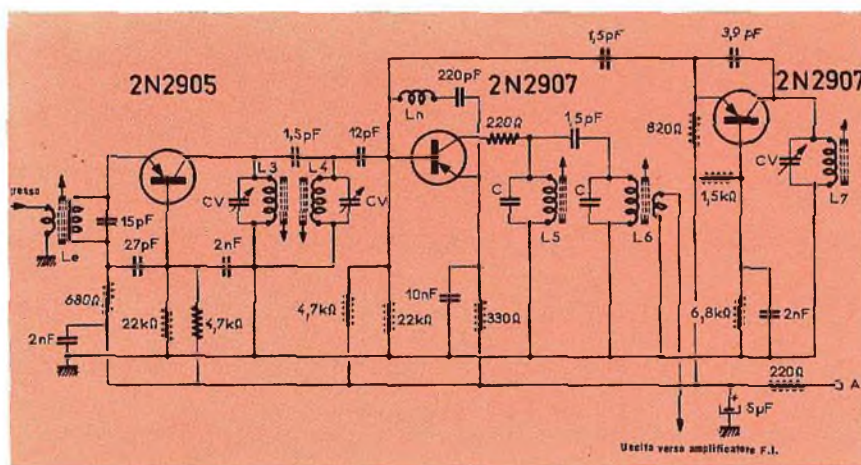


Fig. 6 - Schema elettrico del sintonizzatore 144 - 146 MHz con uscita da 10,8 MHz.
 L_e = 5 spire di filo da 8/10 mm su supporto da 4 mm di diametro. Accoppiamento a 4 spire.
 L_1 = 2 spire di filo da 8/10 mm su supporto da 6 mm di diametro.
 L_2 = L_1 .
 L_3 = bobina schermata accordata su 10,8 MHz.
 L_4 = L_3 con uscita accoppiata.
 L_5 = 2 spire di filo da 8/10 mm su supporto da 6 mm di diametro.

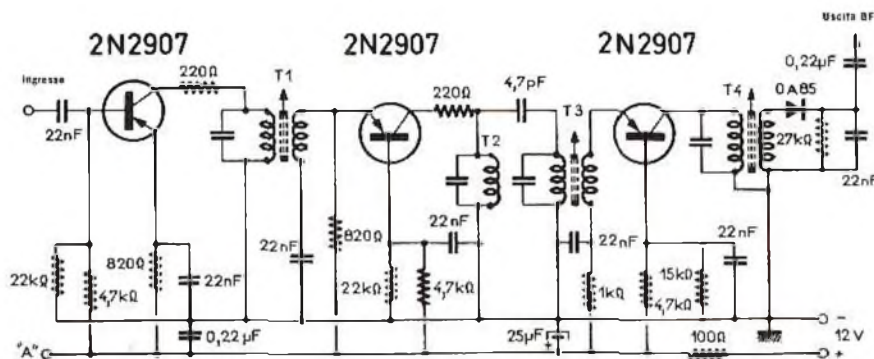


Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore F.I. a 10,8 MHz costituito da tre stadi collegati in serie.

condensatore da 2 nF. Il carico del collettore è dato da un circuito accordato formato dalla bobina L_3 e dal relativo condensatore variabile; un secondo circuito accordato, formato dalla bobina L_4 e da un secondo condensatore variabile, è collegato in cascata con un condensatore da 1,5 pF.

Il segnale di uscita di questo stadio è applicato per mezzo di un condensatore da 12 nF allo stadio miscelatore che impiega un transistor 2N 2907. L'emettitore di questo transistor è polarizzato per mezzo della rete RC (330 Ω - 10 nF) e disaccoppiato dalla base per mezzo della bobina L_1 e dal condensatore da 220 nF. La bobina L_1 è quasi uguale a quella impiegata nello stadio preamplificatore. La base è polarizzata da un ponte divisore (4,7 k Ω - 22 k Ω); il carico di collettore è formato da due circuiti accordati sui 10,8 MHz, costituiti rispettivamente dalla bobina L_5 e dal condensatore C, dalla bobina L_6 e dal condensatore C, collegati in cascata fra di loro.

Questi due circuiti si possono trovare in commercio, sotto forma di media frequenza, già accordati sui 10,8 MHz; la capacità C posta in parallelo è incorporata nel contenitore per cui non è necessario aggiungerne una esterna. Il segnale di uscita da questo stadio viene prelevato per accoppiamento dal secondo circuito accordato e viene inviato alla catena di amplificazione FI di cui ci occuperemo in un secondo tempo.

L'ultimo stadio di questo sintonizzatore è formato dall'oscillatore locale che utilizza un transistor 2N 2907; l'emettitore è polarizzato da un resistore da 820 Ω , la base viene alimentata attraverso un ponte divisore, mentre il carico di collettore è formato da un circuito accordato, costituito dalla bobina L_7 e dal condensatore variabile Cv. L'oscillazione di questo stadio è provocata, grazie al condensatore da 3,9 pF, da una reazione di fase che si attua fra l'emettitore e il collettore ed il segnale dell'oscillatore locale prelevato sull'emettitore con un condensatore da 1,5 pF viene inviato sulla base del transistor miscelatore, realizzando così la variazione di frequenza voluta.

Il condensatore variabile impiegato a tre sezioni, avente un valore di 50 pF, deve essere di buona qualità; la prima sezione è collegata in parallelo alla bobina L_1 , la seconda sezione è connessa in parallelo alla bobina L_4 e la terza sezione è collegata in parallelo alla bobina L_7 .

Durante il collaudo si ruoterà il condensatore variabile fino a trova-

re una stazione. Ciò fatto, lasciando fermo il condensatore variabile, si cercherà di ottenere il segnale massimo ruotando i nuclei delle bobine L_1 , L_3 , L_4 e L_7 . A questo punto si potrà agire sulle bobine L_5 e L_6 in modo da ottenere il massimo segnale di uscita. Al termine di queste operazioni si potranno fissare tutti i nuclei con una goccia di vernice.

Nella didascalia della fig. 6 abbiamo riportato i dati costruttivi delle bobine impiegate nel sintonizzatore.

La tensione di alimentazione, positiva rispetto alla massa, di circa 8 V sarà ottenuta partendo dal punto A della piastra amplificatrice FI.

Della disposizione dei componenti sul circuito stampato ci occuperemo più avanti.

AMPLIFICATORE F.I. A 10,8 MHz

Lo stadio amplificatore F.I. è formato da tre stadi collegati in serie; i tre transistori di tipo PNP amplificano il segnale a 10,8 MHz e il circuito rivelatore seguente sviluppa una tensione che è in grado di alimentare direttamente l'amplificatore di bassa frequenza. In fig. 7 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore F.I. e come si può vedere è molto semplice. I tre stadi sono quasi uguali fra loro, l'emettitore riceve il segnale (tranne il primo stadio), la base è polarizzata, mentre il carico di collettore è costituito da un trasformatore F.I. schermato da 10,8 MHz, reperibile in commercio. Tanto dicasi per i trasformatori T_1 , T_2 , T_3 e T_4 che sono reperibili già accordati alla giusta frequenza e completi dalle relative capacità.

Il circuito di amplificazione deve essere completato da diversi altri condensatori, a mica o al mylar, che non presentano alcuna difficoltà. La rivelazione viene ottenuta per mezzo di un diodo OA 85, o un tipo simile, seguito da un circuito di disaccoppiamento RF formato da un resistore da 27 k Ω e da un condensatore da 22 nF.

La tensione in uscita viene inviata al potenziometro di volume. La tensione di alimentazione a

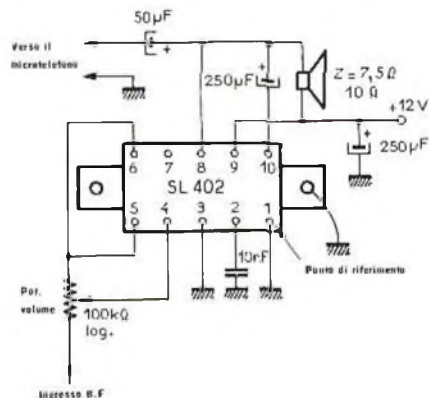


Fig. 8 - Schema elettrico dell'amplificatore B.F.

12 V viene direttamente prelevata dalla batteria e l'uscita A permetterà di alimentare il circuito del sintonizzatore già visto in precedenza.

AMPLIFICATORE BF

In fig. 8 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza che come si può vedere è equipaggiato di un solo circuito integrato e di pochi altri componenti ausiliari.

Il segnale d'ingresso proveniente dallo stadio rivelatore viene applicato a un terminale del potenziometro di volume, che ha un valore di 100 k Ω ed è di tipo logaritmico, mentre l'altra estremità va ai terminali 5 e 6 del circuito integrato. Il terminale corrispondente al cursore del potenziometro viene collegato al terminale 4 del circuito integrato. I terminali 1 e 3 del circuito integrato ed il dissipatore di calore devono essere collegati a massa; il terminale 2 è disaccoppiato da un condensatore da 10 nF, il terminale 7 non è collegato. La tensione di alimentazione di + 12 V viene applicata al terminale 9 mentre dal terminale 8 si preleva il segnale di uscita che andrà a pilotare l'altoparlante e l'auricolare del microtelefono.

L'altoparlante è collegato direttamente fra il terminale 8 del circuito integrato e il positivo dell'alimentazione; per quanto riguarda invece l'auricolare del microtelefono per la sua alimentazione si dovrà usare un condensatore elettrolitico da 50 μ F.

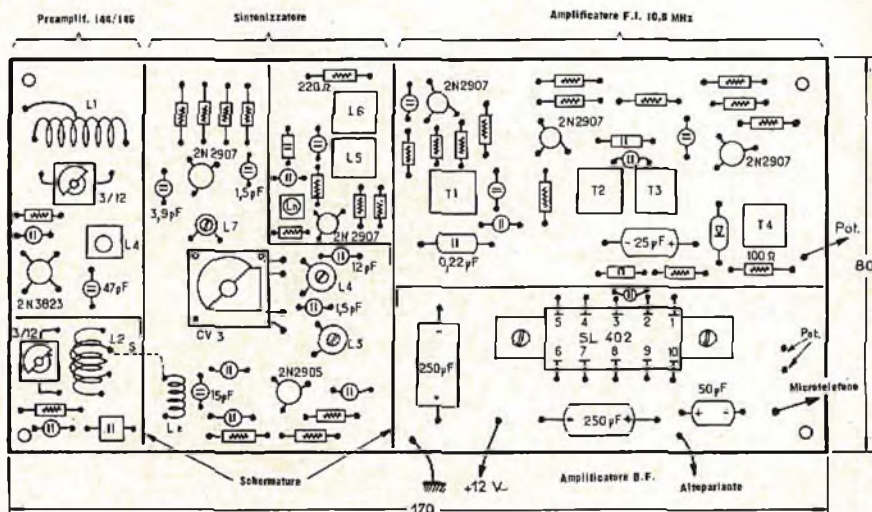


Fig. 9 - Esempio di cablaggio dei vari circuiti che formano la parte ricevente.

Nel montaggio dei vari stadi che compongono la parte ricevente, grande importanza hanno gli schemi che dovranno separare il circuito preamplificatore da quello sintonizzatore, il circuito sintonizzatore da quello amplificatore F.I., il circuito amplificatore F.I. da quello amplificatore di bassa frequenza. Inoltre si dovrà anche schermare l'ingresso del preamplificatore dal circuito di uscita e per finire l'oscillatore locale dal sintonizzatore. Questi schermi potranno essere fatti con lamierini piegati e saldati da una parte sul circuito stampato e dall'altra tra di loro.

Ricordiamo che questo sistema di schermatura da buoni risultati e viene impiegato anche dai costruttori di apparecchi per la banda VHF.

Il condensatore variabile a tre

stadi è messo al centro del sintonizzatore ed è montato in modo tale che il suo asse sia perpendicolare al piano del circuito. In questo modo può essere facilmente manovrato per mezzo della manopola munita di demoltiplica che, come si può vedere dalla fig. 1, si trova sul lato sinistro del contenitore.

In fig. 9 sono riportati tutti i componenti che formano la catena di ricezione dall'ingresso d'antenna all'altoparlante e all'auricolare del microtelefono.

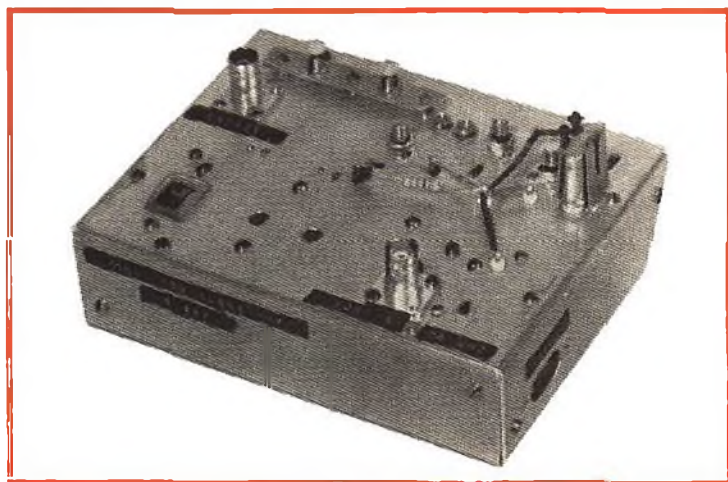
In fig. 3 si può vedere la disposizione interna dove è stato fissato il circuito stampato.

In un prossimo articolo ci occuperemo della catena di trasmissione, del processo di regolazione sia dei circuiti accordati che dell'allineamento generale del ricevitore e del trasmettitore.

questi gli articoli più interessanti

- Zona di sicurezza dei transistori di potenza
- Nuovi sistemi di metallizzazione e di doratura per impieghi elettronici
- Lo sviluppo dell'elettronica in Inghilterra
- Il metodo «Dolby» per l'attenuazione del rumore - parte I
- Televisione a colori - parte V
- Compositrice elettronica rapidissima
- Sistema modulare di regolazione della temperatura fino a 800°
- Linee di ritardo ad ultrasuoni - parte III
- L'organo elettronico - parte VI





La foto illustra l'aspetto esterno del prototipo del convertitore per i 1296/28 MHz. Sono visibili le prese d'ingresso e uscita.

CONVERTITORE 1296

Presentiamo in questo articolo un convertitore a transistori per i 1296/28 MHz. Precisiamo che questo apparato, ideato da un radioamatore francese, richiede una buona esperienza in fatto di realizzazioni elettroniche, dato che la migliore stabilità di funzionamento dipende essenzialmente dalla precisione del montaggio.

Ciò lo diciamo non tanto per scoraggiare i principianti, ma solo per dovere di obiettività.

Per prima cosa vogliamo sottolineare che è pressoché tassativo, se si vuole ottenere una buona stabilità di funzionamento, adottare in questo convertitore il sistema a linee UHF, in ottone argentato.

La regolazione di queste linee si effettua facendo variare la distanza esistente tra linee e chassis.

Il montaggio di tutto il convertitore si effettua su di una piastra avente le dimensioni di 1 mm di spessore, 140 mm di base e 110 mm di altezza.

Le pareti laterali e quelle interne di separazione tra le parti AF, MF e filtraggio di ingresso, possono essere costruite con del duralluminio da 5/10 di mm alte circa 40 mm.

Al fine di facilitare il montaggio dei componenti in figura 1 pubblichiamo lo schema di cablaggio del convertitore in scala 1 ÷ 1.

Ciò risulterà di grande utilità poiché, come abbiamo già accennato, la migliore funzionalità dell'apparato dipende in modo particolare dalla precisione meccanica e dalla razionale disposizione dei componenti.

La figura 2 mostra dettagliatamente il montaggio e il sistema di

regolazione delle linee a 1268 e 1296 MHz.

Le dimensioni delle linee e le loro disposizioni dovranno essere rispettate rigorosamente (l'errore massimo permesso è di 1/4 o 1/5 di mm).

E' indispensabile ricordare che le viti utilizzate per accordare le linee non devono essere di metallo ma in nylon.

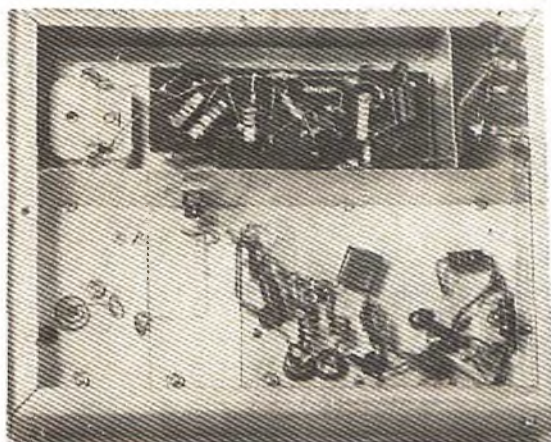
In figura 2/A è visibile la realizzazione del condensatore di disaccoppiamento UHF che fa parte del circuito del diodo miscelatore.

Il telaio, inoltre, sarà munito di un coperchio al fine di ottenere una chiusura completa del montaggio; così facendo si eviterà che i segnali in banda 28/30 MHz entrino nel ricevitore.

LO SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico è mostrato in figura 3 e come si può notare,

Vista interna del prototipo a realizzazione ultimata, la foto mostra la razionale disposizione dei componenti.



A TRANSISTORI 28 MHz

a cura di I2BPP

non esiste lo stadio amplificatore a 1296 MHz.

Il perché è spiegabile dal fatto che fino ad oggi non esiste in commercio un transistor che lavori a queste frequenze e presenti un guadagno accettabile e, quel che più conta, un prezzo accessibile a tutti.

Le linee a 1296 MHz e 1268 MHz sono abbastanza semplici dal punto di vista costruttivo e non comportano l'uso di alcun condensatore di accordo in senso materiale. Per queste frequenze, infatti, è difficile trovare un condensatore adeguato; forse in campo professionale qualcosa ci sarebbe, ma dato il costo, abbiamo preferito risolvere il caso facendo variare lo spazio esistente tra la linea e lo chassis, creando così la capacità.

Di solito si è abituati a vedere impiegati come diodi miscelatori sulle bande dei 1200-1300 MHz, gli 1N21 o 1N23 ma, essendo tali diodi di dimensioni esagerate, di

fissaggio alquanto complesso e per di più molto fragili e, scartando a priori la scelta di componenti surplus, abbiamo optato per un diodo Schottky.

Questo componente presenta a 1296 MHz, le stesse caratteristiche di un 1N21 o 1N23, pur essendo meno fragile e più piccolo.

La catena dell'oscillatore locale è costituita da tre transistori abbastanza comuni, e un quarzo Over-tone tarato sugli 84,533 MHz.

Il circuito dell'oscillatore, che tutti conosciamo, offre una eccellente stabilità ed il transistor BF 173 permette di ottenere un'ottima potenza adatta ad eccitare gli stadi seguenti.

Per evitare l'insorgere di frequenze spurie indesiderate, si rende però necessario scegliere un conveniente rapporto LC del circuito di collettore; i valori indicati per questi due elementi sono dunque da rispettare rigorosamente.

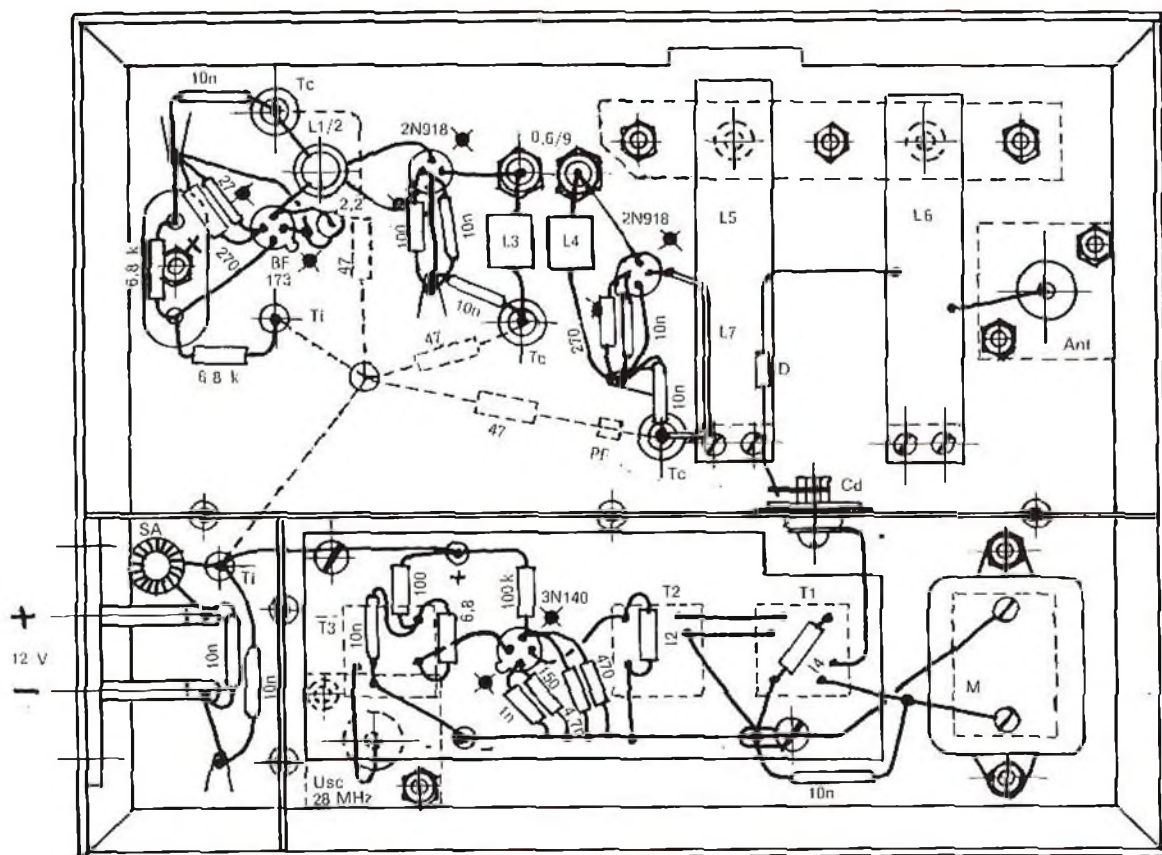
Lo stadio successivo, equipaggiato da un transistor 2N918, funziona da triplicatore e il circuito di collettore è accordato a 253,6 MHz.

Un resistore da 100 Ω , ben disaccoppiato, fa lavorare questo transistor in classe C.

L'accoppiamento con lo stadio seguente viene effettuato a mezzo di un filtro di banda al fine di evitare l'introduzione di frequenze armoniche nello stadio finale.

Quest'ultimo stadio equipaggiato di un transistor 2N918, funzionante in classe C, per mezzo del resistore di emettitore da 270 Ω , lavora in quinta armonica.

Per realizzare un circuito risonante a 1268 MHz, dato il valore della capacità di uscita del transistor 2N918, è sconsigliato aggiungere altre capacità di accordo, quindi la risonanza, nonché l'accoppiamento a L5, sono ottenuti attraverso i collegamenti e le capa-



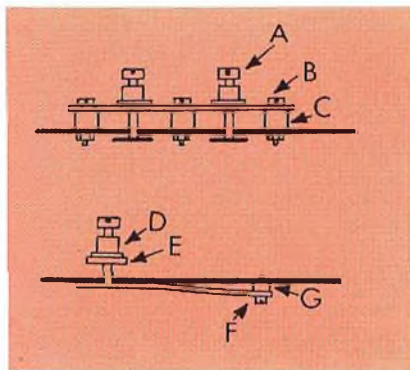


Fig. 2 - Dettaglio del montaggio delle linee (scala 1 ÷ 2); A = vite in nylon 3x20, B = vite 2,5x10, C = distanziatore Ø 6 mm lunghezza 4 o 5 mm, D = dado da 3 mm, E = duralluminio da 2 mm, F = 2 viti da 2x5, G = distanziatore 5x10 spessore 2 mm.

L'alimentazione a 12 V è filtrata da un π che, nonostante sia di realizzazione molto semplice, evita ritorni di AF e l'entrata di segnali a 28/30 MHz presenti in aria. Lo schema di questo filtro comprende anche un diodo di protezione in modo da evitare che eventuali errori di alimentazione portino alla distruzione dei transistori.

Usando delle prese irreversibili, si potrà fare a meno del diodo, viceversa, per compensare la caduta di tensione nel diodo che è di 1 V, si dovrà aumentare la tensione di alimentazione a 13 V circa.

MESSA A PUNTO

Dopo aver verificato, punto per punto, il cablaggio di tutto l'apparecchio, si regolerà la catena dell'oscillatore locale scollegando, nel caso fosse già montato, il diodo miscelatore.

L'oscillatore e il triplicatore andranno tarati aiutandosi con un grid-dip (ondametro) in modo da essere certi che la frequenza sia esatta.

La messa a punto dei circuiti a 253,6 MHz non presenta difficoltà poiché l'ampiezza di questa frequenza è abbastanza forte.

Per contro, per la messa a punto della linea 1268 MHz, sarà utile disporre di un ondometro molto sensibile, nel caso lo strumento non sia disponibile, sarà necessario ric collegare il diodo miscelatore in mo-

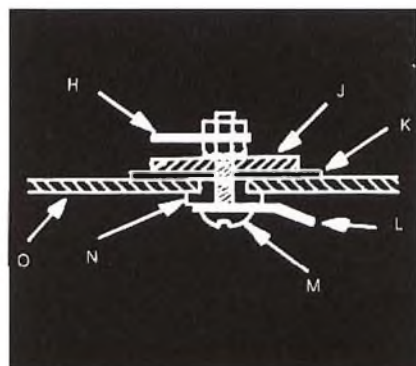


Fig. 2A - Dettaglio del condensatore di disaccoppiamento (scala ingrandita); H = capocorda, J = disco di ottone da 10/10/12, K = disco in teflon 5 ÷ 10/100 Ø 16, L = capocorda, M = vite 3x10 in ottone, N = rondella isolante, O = divisorio.

do che venga a trovarsi a 4 o 5 mm, con i terminali come da disegno, sopra L5. Si avvieranno quindi, le viti di regolazione delle linee L5 e L6 in modo che le linee stesse tocchino lo chassis. Con la catena dell'oscillatore locale, alimentata, si sverrà molto lentamente la regolazione di L5 tenendo sempre sottocchio il microamperometro.

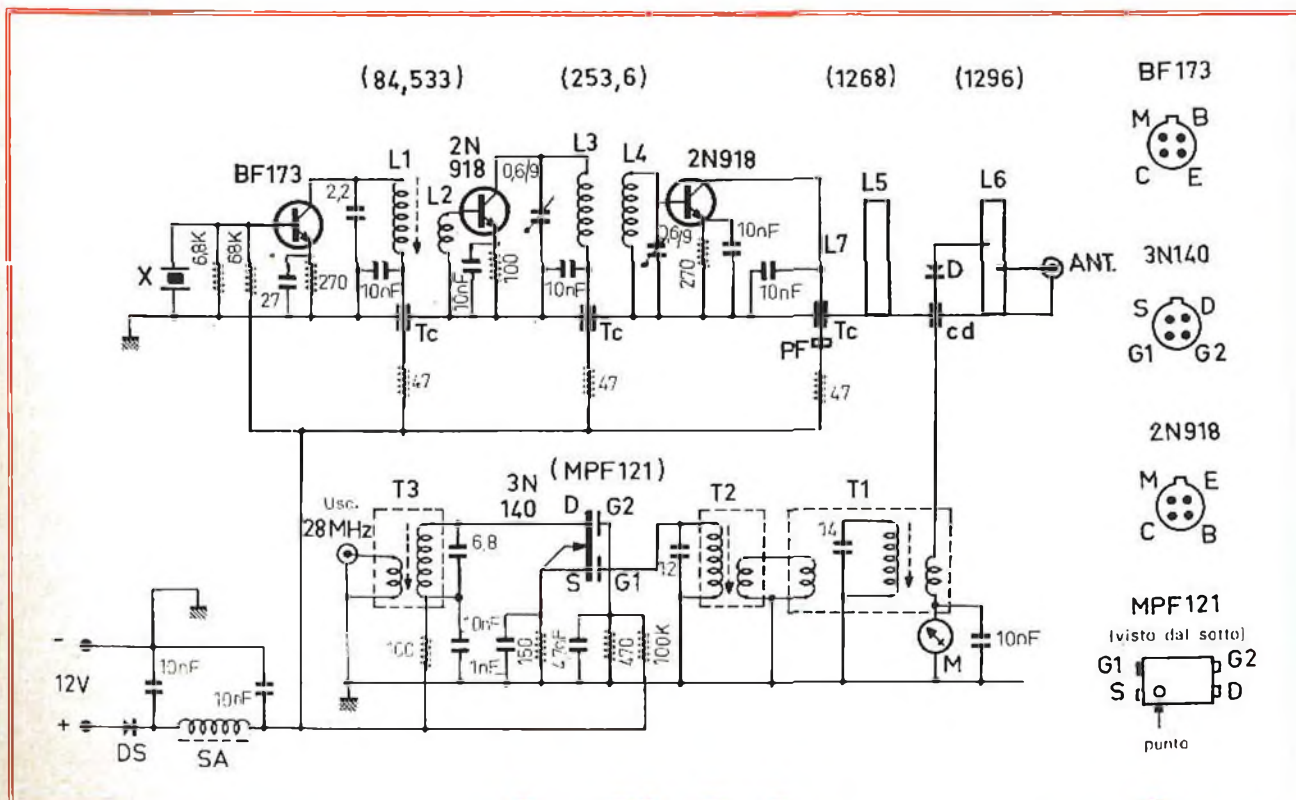


Fig. 3 - Schema elettrico del convertitore a transistori, a lato è visibile la disposizione dei terminali dei transistori usati.

Subito dopo il distacco della linea dallo chassis si noterà una deviazione a fondo scala dell'indice. (Attenzione: questo non significa che è l'esatta regolazione, bensì la quarta armonica). Si continuerà quindi a svitare molto lentamente e quando l'indice del microamperometro sarà prossimo a zero, si noterà una nuova deviazione, meno forte della prima (un terzo o metà scala), che corrisponde al giusto accordo di 1268 MHz.

Il distacco della linea dallo chassis dovrebbe essere, in queste condizioni, di circa 1/2 mm, si vede quindi la necessità di una regolazione accurata e di rispettare, nel modo più rigoroso, le dimensioni meccaniche della linea stessa.

Prima di passare all'accordo della linea a 1296 MHz è opportuno regolare la MF 28/30 MHz.

Per non inviare forti segnali al diodo miscelatore si dovrà cortocircuitare il microamperometro e scollegare il filo di ingresso di T1 dal condensatore di disaccoppiamento Cd.

Con un generatore AF si inietterà un segnale a 29 MHz all'ingresso di T1 e diminuendo il segnale d'ingresso, si effettuerà la regolazione fine della MF; è logico che per questa operazione il convertitore andrà collegato al ricevitore 28/30 MHz.

Nel caso non si possedesse il generatore AF si potrà usare un grid-dip accoppiandolo a T1 e diminuendo l'accoppiamento man mano che procede la regolazione fine della MF.

Se invece non si disponesse di un generatore e di un grid-dip si potrà tarare il tutto, purtroppo in modo molto meno soddisfacente, osservando il soffio sul ricevitore a 29 MHz ma, si noti bene, che esso dovrà corrispondere al soffio di un convertitore, cioè dell'ordine di S1 S2.

Se il livello di tale soffio è maggiore significherà, purtroppo, che c'è un'autoscillazione dell'amplificatore MF e bisognerà ricercare la causa per porvi rimedio.

Non dovrebbe, tuttavia, insorgere alcun problema se lo schema proposto sarà seguito anche nel più piccolo dettaglio.

Riguardo la taratura della parte

UHF, cioè la linea 1296 MHz, la cosa migliore sarebbe farsi un'oscillatore a quarzo con un'armonica che arrivi tra 1296 e 1298 MHz; più semplicemente si può provare ad usare il segnale degli stadi di un trasmettitore per i 144 MHz tra 144 e 144,2 non usando però lo stadio finale che darebbe un segnale troppo forte.

Si collegherà dunque nella presa coassiale d'antenna uno spezzone di filo di qualche centimetro che servirà approssimativamente da antenna a quarto d'onda.

Dopo aver regolato la linea a 1268 MHz, l'amplificatore MF, e disposto la linea a 1296 MHz a circa 1/2 mm dallo chassis, si ricercherà il segnale sul ricevitore.

Trovato il segnale si ritoccheranno in questo ordine: la linea a 1296 MHz, l'amplificatore MF, la linea a 1268 MHz, il circuito a

253,6 MHz ed infine l'oscillatore, allo scopo di ottenere il massimo segnale sull'S-Meter del ricevitore.

Nel caso non si udisse alcun segnale provare ad allontanare la linea dallo chassis e ricercare di nuovo il segnale.

Si potrà tentare di migliorare il segnale ricevuto variando l'accoppiamento dei fili del diodo alla L5 modificandone la distanza anche se questo accoppiamento non ci è parso molto critico.

CONCLUSIONE

Questo convertitore senza molte pretese non costituisce certamente il meglio che si possa realizzare, in compenso non è eccessivamente difficile, anche se richiede molta cura, e (cosa molto importante) ha un costo non elevato in relazione alle prestazioni che offre.

ELENCO MATERIALI

L1 = 9,5 spire accostate di filo da 3/10 con doppia copertura avvolte su di un supporto $\varnothing$ 4 mm con nucleo violetto.

L2 = 2 spire di filo da 4/10 avvolte sul punto freddo di L1

L3 = 3 spire di filo argentato da 10/10 $\varnothing$ 4 mm ripartite su di una lung. di 10 mm.

L4 = come L3.

L5 = linea strap in ottone argentato da 5/10, larghezza 10 mm, lunghezza totale 51 mm.

L6 = linea strap in ottone argentato da 5/10, larghezza 10 mm, lunghezza totale 49 mm.

L7 = linea di accoppiamento in ottone argentato da 5/10 larghezza 4 mm, lunghezza 22 mm, disposta a 1 mm massimo da L5.

T1 = trasformatore a schermatura individuale, carcassa a 2 gole nucleo arancio.

Ingresso = 5 spire di filo da 3/10

con doppia copertura gola 1

Accordo = 2x10 spire 25/100 gola 1 e 2

Uscita = 3 spire di filo da 3/10 con doppia copertura gola 2

T2-T3 = come T1 escluso l'ingresso che è soppresso

M = galvanometro da 300 μ A - 1000 Ω .

Tc = condensatore ceramico passante da 2,2 nF

Cd = condensatori di disaccoppiamento da 10 pF (vedere testo)

PF = perle di ferrite $\varnothing$ 2÷4 - lunghezza 3 mm (circa)

SA = filtro d'alimentazione 25 spire 25/100 avvolte su toroide in ferrite (o equivalente)

X = quarzo Overtone 84,533 MHz (contenitore HC6)

DS = diodo di protezione opzionale 1N914 o analogo.

D = diodo Schottky T1XV 305 Texas Ins.

Intensità rilevate sul prototipo (alimentazione 12 V)

I_c oscill. BF 173 = 1,5 mA - I_c triplicatore 2N218 = 8,5 mA - I_c quintuplicatore 2N918 = 5,8 mA - I_a amplificatore MF = 1,1 mA - I totale = circa 17/18 mA. Il diodo miscelatore = circa 100/150 μ A.

LE ANTENNE FM IN BANDA ULTRACORTA PER RADIOAMATORI

di I2JJK

Si stanno delineando le novità da parte del Ministero PT per i radioamatori.

La prima disposizione riguarda l'impiego delle stazioni di radioamatore nel territorio nazionale. Prossimamente, secondo fonti ben informate, non sarà più necessario per spostare la stazione, richiedere ed ottenere per iscritto la preventiva autorizzazione, il cosiddetto «barra P». Non solo, ma sarà ammesso il trasporto della stazione sulla propria automobile da un punto all'altro e, se il caso, l'impiego di essa dal mezzo stesso, purché questo non sia in movimento.

In pratica, il Ministero PT, non prevede l'accezione del termine «mobile», almeno terrestre, mentre è allo studio una licenza per il cosiddetto «marittimo mobile» per il personale impiegato a bordo.

La seconda disposizione riguarda l'impiego delle onde ultracorte (banda $144 \div 146$ MHz). I principianti verrebbero abilitati ad operare solo su questa delle cinque bande a disposizione del radioamatore (3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 - 144 MHz) con il solo esame teorico finora previsto.

Non verrebbe richiesto il superamento dell'esame di radiotelegrafia con una velocità minima di 40 caratteri.

Una circolare emessa dal Presidente dell'ARI ha fatto inoltre presente che esiste una legge dello Stato Italiano regolarmente pubblicata sulla Gazzetta Ufficiale nel '67 che autorizza i radioamatori Italiani ad operare su tutte le bande previste

dagli accordi internazionali sull'etere di Ginevra.

Le conseguenze di queste novità che aprirebbero la strada alla cosiddetta «reciprocità» di trattamento tra radioamatori di diversi paesi, possono essere molto importanti per il Radiantismo Italiano.

Vediamo come, in modo il più possibile sintetico ed efficace:

a) la possibilità di muovere a piacimento le stazioni comporterà immediatamente di fatto la possibilità di sfruttare il week-end settimanale per fare prove in portata ottica ed altre, per propagazione troposferica su onda ultracorta o sfruttando, con le normali direttive Yagi a 6×11 o 2×11 elementi addirittura, le opportune riflessioni da parte delle catene montuose. Niente di nuovo in ciò. Recentemente ho collegato un «om» di Como, I2 SXZ, che, per stabilire comunicazioni con Milano, punta l'antenna sul Monte Bisbino.

E' facile capire come l'interesse alla comunicazione radio in questo nuovo modo resterà enormemente accresciuto specie se si pensa ai $420 \div 430$ MHz ed ai 1290 MHz ecc.; tanto più che su queste frequenze sono sufficienti potenze di $0,5 \div 2$ W con buone antenne direttive (che eliminano i disturbi provenienti da altre direzioni) per realizzare collegamenti di varie centinaia di chilometri come ha dimostrato, ad esempio, il «Contest Romagna» effettuato il 6 gennaio su onda ultracorta dai 144 ai 146 MHz.

b) La possibilità pure di operare nelle bande «decametriche», cioè

in onda corta dagli 80 ai 10 m dai punti più svariati della penisola. Bastano antenne di limitate dimensioni (tipo Hurstley ad esempio) sulle quali ritorneremo in queste pagine.

Con 2,5 m di altezza circa di asta metallica, fissata ad un paraurti, è possibile realizzare distanze di collegamento del tutto paragonabili a quelle di emissione, diciamo così do-

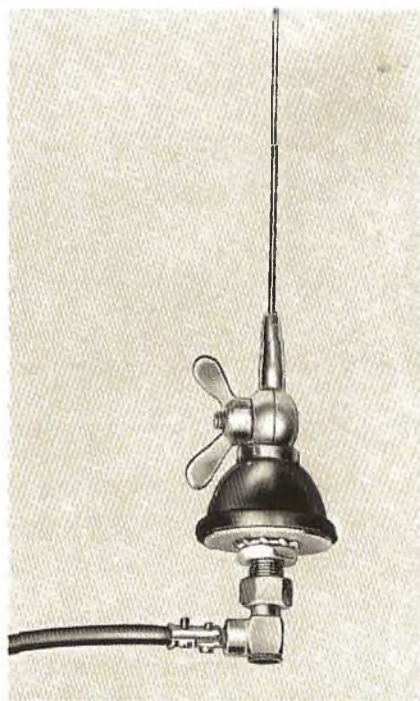


Fig. 1 - Antenna tipo Kathrein Mod. K50492 prevista per installazione sul tetto in lamiera come «piano di terra». Il fermo a galletto permette il corretto orientamento dello stilo irradiante e, se necessario, il suo ripiegamento. Inoltre, consente l'intercambiabilità tra vari tipi di antenne Kathrein che possono operare su diverse frequenze.

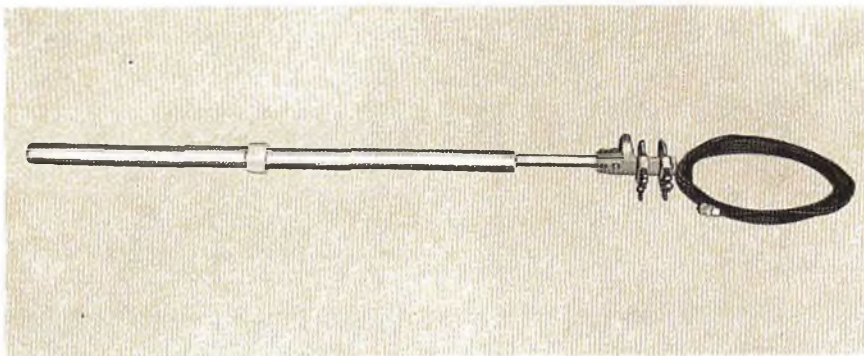


Fig. 2 - Antenna Kathrein Modello K 55262/165 per installazioni fisse operate con buon andamento di ROS sulla banda 162 ÷ 168 MHz.

mestica, fin qui sperimentata in pratica dagli «om» italiani.

E' consigliabile in tal caso operare ovviamente ad auto ben ferma e magari con un picchetto di massa piantato in terra (dato che si opera evidentemente con antenne in quarto d'onda). In ogni caso guidare e trasmettere, oltre che costituire una infrazione a quanto verrà stabilito, non potrebbe che fare aumentare notevolmente i pericoli derivati dalla guida che, già ora di per sé, è sensibilmente irta di difficoltà e di pericoli.

CONSIDERAZIONI SULL'IMPIEGO DELLA FM

Il problema della trasmissione, non diciamo quindi «in mobile», ma con libera dislocazione della stazione, porta con sé un altro problema: quello dell'autonomia delle fonti di energia. Occorre cioè operare per quanto possibile con apparati transistorizzati, al massimo con una finale a tubo termoionico, e con apparati operanti a «Modulazione

di Frequenza» (FM) e cioè senza tutta la complicazione e il consumo d'un modulatore di ampiezza e con gli amplificatori finali al massimo del «rating» cioè delle possibilità ammesse dalla casa costruttrice di transistori o tubi trasmettenti.

L'FM d'altra parte comporta un altro vantaggio: difende in modo efficace dai disturbi (che prevalentemente sono polarizzati verticalmente) e permette così l'impiego di antenne verticali di facile installazione a bordo di mezzi mobili (efficacissima la $5/8$ lambda a base magnetica della Kathrein illustrata in fig. 5) e soprattutto omnidirezionali.

Se si effettuano rapidi spostamenti, ad esempio, per studiare il punto sopraelevato di maggiore rendimento, spostando via via il mezzo, diviene infatti impossibile utilizzare un'antenna direzionale ed è invece indispensabile ricorrere all'impiego di una «verticale».

Sull'impiego della FM abbiamo già discusso in un precedente arti-

colo intervistando I2BFO di ritorno dagli USA.

In effetti non sono mancati in questi ultimi tempi sui 144 - 146 MHz gli «splatter» cioè le spurie di un numero di stazioni che, comprese a scatola chiusa, e con emissione a ± 15 kHz di deviazione, hanno dato dei fastidi alle stazioni tradizionali in AM che si trovavano nelle vicinanze come frequenza; ma è oltretutto vero che sono bastati alcuni chiarimenti perché queste stazioni si limitassero a pochi canali e riducessero drasticamente l'emissione in chilocicli di deviazione fino ai ± 5 o 6 kHz.

In futuro è probabile che si scenda ancora più sotto a questi limiti come ΔF tenendo conto di quanto già fanno i ponti radio privati che operano con $\pm 3,8$ kHz e mantengono tutti i vantaggi della FM quanto a difesa dai disturbi e sicurezza quindi di collegamento. Ciò premesso, esaminiamo qui ora alcune esecuzioni di antenne verticali per apparati dislocabili a bordo di auto ed anche per impianti fissi a larga banda per la gamma dei 144 ÷ 146 MHz e quelle dei 430-440 1290 MHz, ecc.

LE ANTENNE PER FM IN ONDA ULTRACORTA

Da tempo i ponti radio di pubblico servizio in banda 136 ÷ 174 MHz impiegano un'antenna a $1/4$ d'onda come quella illustrata in figura 1 per equipaggiare i mezzi mobili. Come si può notare, si tratta di un'antenna che viene montata con ottimo rendimento sul tetto dell'automobile utilizzando ovviamente un foro per il passaggio di uno speciale connettore a snodo che permette di fare entrare agevolmente il cavetto coassiale sotto la tappezzeria interna della macchina.

Questa esecuzione è ovviamente di tipo strettamente professionale ed utilizzata nelle bande di frequenze, in onda ultracorta, alle frequenze destinate ai ponti radio per servizio mobile.

L'adattamento alle varie frequenze può venire facilmente realizzato ritoccando la lunghezza dello stilo che costituisce l'antenna che al punto terminale è ricoperto da una adatta guaina in gomma.

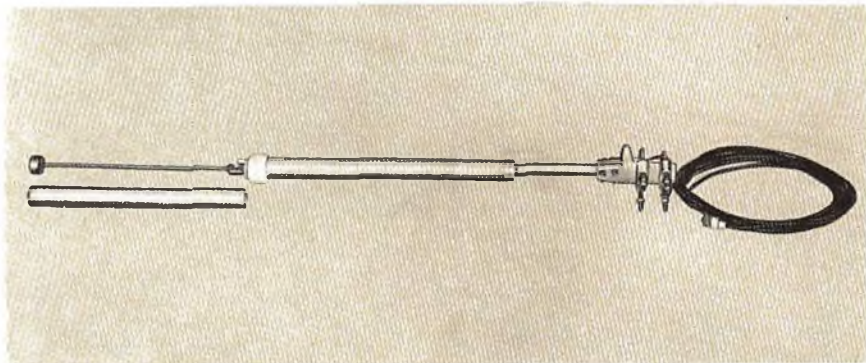


Fig. 3 - Vista interna del dipolo Kathrein Modello di fig. 2; è questa una delle tante esecuzioni di questa casa specializzata in antenne per trasmissioni di tipo professionale.

Un'altra antenna estremamente comoda ed utilizzabile sia per servizio professionale «in mobile» che per servizio radiantistico è l'antenna Kathrein mod. K51132 a base magnetica (vedi fig. 5) operante in $5/8$ di lunghezza d'onda con un guadagno effettivo di 2 o 3 dB sulla normale disposizione «ground-plane».

Si tratta di uno stilo di acciaio, snodabile alla base e bloccabile a galletto (così come nel tipo precedentemente esaminato) ancorato ad un blocco magnetico di notevole «forza coercitiva» ricoperto in gomma e recante di lato l'attacco per un normale connettore Amphenol di 52 Ω di impedenza.

La base aderisce magneticamente in modo efficacissimo al tetto metallico della macchina e resiste, senza minimamente spostarsi, a qualsiasi sollecitazione (dovuta a brusche accelerazioni o frenate).

Di più, la capacità della base sul tetto metallico equivale, a tutti gli effetti, in pratica ad un collegamento elettrico di base.

Questa antenna viene fornita dalla Casa Kathrein (specializzata in una vasta gamma di costruzione di antenne di notevole professionalità), con un'altezza di stilo che corrisponde alla frequenza di lavoro dei 145 MHz. Se si desidera una diversa frequenza di lavoro (più elevata nella banda dei mobili professionali) è sufficiente ridurre la altezza secondo precise indicazioni fornite dalla Casa costruttrice.

Questo modello è in vendita presso tutte le sedi della G.B.C.; ci permettiamo di consigliarlo per la sua praticità. In altre parole:

— l'installazione non richiede nessuna alterazione nella carrozzeria della macchina ed il cavetto coassiale può venire facilmente fatto entrare all'interno della vettura tramite il deflettore del finestrino.

— l'antenna può venire rimossa in qualsiasi momento (ad esempio se si desidera installare un portapacchi).

— l'antenna che è di sensibile guadagno sulle disposizioni convenzionali, come abbiamo accennato, può venire ripiegata se necessario, operando sul galletto di base in modo da ridurre l'ingombro.

— Se si desidera poi, arrivati con la macchina fino ad un certo punto lungo la strada carrozzabile, proseguire a piedi fino a raggiungere il punto più adatto ad una emissione in mobile, è sempre possibile staccare l'antenna dal tetto della macchina, portarla con sé nel punto desiderato; qui giunti si potrà poi applicarla ad una piastra metallica con dei radiali in cavo flessibile distesi a contrappeso e disporre di un'antenna omnidirezionale di buon rendimento, ma soprattutto di facilissima, rapida e pratica installazione in ogni punto: una vera antenna cioè, adatta ad esperimenti «in mobile».

Naturalmente la stazione fissa che operi in FM in connessione radio con stazioni in prova, dislocate a varie distanze, deve essere omnidirezionale e quindi costituita nel-

sità di saldature alla parte terminale di connessione protetta all'interno dell'antenna.

— passaggio del cavo coassiale all'interno del tubo elementare di supporto dell'antenna e quindi eventualmente anche all'interno del tubo metallico di supporto vero e proprio. Disposizione questa che offre una notevole protezione dagli agenti atmosferici e dal tormento del vento per il cavo coassiale di alimentazione a radiofrequenza.

— ancoraggio elettrico dell'antenna alla massa del palo di sostegno, ecc. in modo che vengono evitati gli inconvenienti dovuti a scariche statiche all'ingresso degli apparati.

Ci soffermiamo volentieri su questa realizzazione in quanto vengono in luce tutte le caratteristiche che debbono contrassegnare un'antenna di buon rendimento realizza-



Fig. 4 - Antenna Kathrein Modello K 55272 per l'impiego nella banda $156 \div 162$ MHz per la banda VHF adibita alle comunicazioni FM in mare. L'attacco terminale consente di «mettere a massa» in un punto opportuno il dipolo che permette un buon adattamento di impedenza nella banda considerata.

la sua forma più essenziale da un dipolo verticale, possibilmente del tipo «folded», per un buon rendimento in tutta la banda di lavoro prevista.

In fig. 2 e 3 abbiamo riportato due viste di un tipico dipolo ripiegato della Kathrein, previsto per la banda $162 \div 168$ MHz. La disposizione adottata comporta vari vantaggi:

— buona larghezza di banda con ROS (rapporto di onda stazionaria) al massimo di 1,3 in ben 6 MHz di banda.

— facilità di montaggio solido ed agevole alla sommità di un tubo metallico di supporto.

— alimentazione diretta con cavo coassiale a 75 o 52 Ω senza neces-

sa con un progetto accurato e funzionale.

Aggiungeremo che la compattezza e l'ermeticità unita alla semplicità dell'assieme hanno fatto sì che questo dipolo sia divenuto famoso.

Installato ad esempio in alta montagna presso ripetitori non presidiati, esso ha continuato a funzionare perfettamente anche con condizioni atmosferiche proibitive con bufere di vento e neve che lo riducevano ad un manicotto di ghiaccio.

Particolare attenzione meritano, d'altra parte, anche lo smog atmosferico ed il salino del mare. In tali condizioni comunque sono i rivestimenti plastici che danno i migliori risultati.

Ad esempio per la banda VHF dai 156 ai 162 MHz la Kathrein ha recentemente realizzato una antenna (vedi fig. 4) interamente coperta in tubo plastico, con ROS da 1,1 a 1,2 nei 6 MHz di banda e con fissaggio di base a bocchettone speciale tipo N. Essa offre tutti i vantaggi del modello precedente nella banda VHF considerata, ed in più si presenta più leggera e offre minor resistenza al vento, adatta cioè per venire montata con sicurezza in testa d'albero delle imbarcazioni in modo da non permettere la captazione di scariche statiche.

Non è escluso che la Kathrein

realizzi un modello appositamente studiato (ovviamente diversificato solo nella lunghezza) per la banda dei radioamatori dai 144 ai 146 MHz.

Essa sarebbe l'ideale per installazioni fisse verticali con grafico di propagazione omnidirezionale nel piano orizzontale, specie per il servizio FM, come abbiamo accennato.

UN'ANTENNA FOLDED PER ULTRACORTE

In attesa che si renda possibile questa soluzione che speriamo ven-

ga presa in considerazione, ci permettiamo di dare qualche consiglio per la realizzazione di antenne verticali di buona larghezza di banda che abbiamo personalmente sperimentato.

In fig. 6 forniamo infatti lo schema elettrico e le indicazioni di realizzazione di un'antenna «folded» per la banda dei 144-146 MHz.

E' sufficiente uno spezzone di piattina a 300 Ω di impedenza caratteristica per dar luogo ad un dipolo operante in qualche per cento della frequenza fondamentale di risonanza. Questo lo sanno tutti. Più difficile è adattare un cavetto coassiale da 52 Ω di impedenza di lavoro ai 300 Ω dell'antenna.

Il metodo più moderno e pratico consiste nell'impiegare una ferrite toroidale speciale per alta frequenza in modo da realizzare un adattatore tipo «Balun» (denominazione che deriva dall'espressione inglese «Balanced to unbalanced»).

In pratica, con un avvolgimento bifilare, si realizza un autotrasformatore bilanciato. Il cavetto coassiale viene collegato, come si vede, tra la presa centrale di detto autotrasformatore ed uno dei capi estremi (la calza ovviamente al lato «freddo» ed il conduttore interno ad uno dei lati «caldi» dell'autotrasformatore).

Poiché questo opera in rapporto 1 a 2 di trasformazione i 52 od anche 75 Ω del cavetto coassiale vengono così trasformati rispettivamente in 200 e 300 Ω circa ma «in bilanciato» in modo da realizzare un buon accoppiamento al centro del dipolo «folded».

La lunghezza della piattina cortocircuitata agli estremi, verrà calcolata come il 94-95% del valore teorico della semilunghezza d'onda relativa alla frequenza di centrobanda (nel nostro caso 145 MHz).

Naturalmente per tutta una serie di piccoli fattori (tipo della piattina, perdite del dielettrico, vicinanza di corpi estranei, ecc.) è necessario effettuare, nel corso della messa a punto, qualche piccolo ritocco nella lunghezza dell'elemento radiante.

Nel nostro caso poi ha influito anche la protezione alla piattina che abbiamo introdotto in un tubo



Fig. 5 - Antenna a base magnetica Kathrein Modello K 51132 operante con un tratto irradiante di lunghezza pari a $5/8$ lambda e quindi di rendimento sensibilmente superiore alla normale antenna un quarto d'onda. E' possibile utilizzare anche l'Antenna Kathrein Modello K 50522, essa pure per i 144 ÷ 146 MHz.

In questo caso, l'antenna viene montata con un foro passante al centro del tetto dell'autovettura, come nel caso delle antenne di fig. 1.

Consigliamo anche l'antenna Kathrein K 50532, da fissare pure al tetto dell'autovettura e realizzata con lo stilo radiante coperto in fibra di vetro; è fissata con un galletto che consente l'intercambiabilità, tra l'altro, anche con altri tipi di antenna.

in vetroresina (vedi fig. 9).

La sua presenza ha influito nel senso di rendere necessario un ulteriore accorciamento di circa 2 cm dell'elemento radiante a piattina.

Il tubo in vetroresina è stato chiuso alle estremità con leggero riempimento di trucioli e paraffina. Al centro è stata praticata una feritoia dalla quale si sono ricavati i terminali di collegamento al Balun. Il tubo in vetroresina una volta effettuate le saldature ha potuto inglobare quasi completamente la ferrite toroidale del Balun in modo che una nastratura ben eseguita ha permesso di chiudere ermeticamente la apertura nel tubo fissando nello stesso tempo stabilmente il cavetto coassiale.

Fino a questo punto l'adattamento di impedenza ha dato buoni risultati con un ROS di circa 1,2 in tutta la banda.

Era però necessario mantenere ortogonale il cavetto al tubo che conteneva il dipolino almeno per una distanza pari ad una lunghezza d'onda. Si è potuto così constatare di fatto il vantaggio delle disposizioni dei dipoli Kathrein qui presentati che senza richiedere Balun di adattamento comportano tra l'altro il vantaggio di permettere l'uscita del cavetto coassiale direttamente tramite il tubo metallico di sostegno.

Il dipolino da noi realizzato invece non tollera la posizione ravvicinata di elementi metallici, pena l'improvvisa risalita del Rapporto di Onda Stazionaria.

E' stato infatti utilizzato sulla mezzera di una crocetta in legno di un albero esso pure in legno, di una barca a vela.

Siamo lieti di discutere presentando tra le varie soluzioni il «dipolo per onda ultracorta». Solo così è possibile farsi un'idea precisa della validità delle varie soluzioni e fornire degli elementi di valutazione per una scelta appropriata.

Una considerazione generale si può fare. Più si sale di frequenza e meglio occorre che sia curata dal punto di vista professionale l'antenna. Terminiamo con una considerazione. Il Balun da noi considerato in fig. 6 permette la messa a terra dell'antenna.

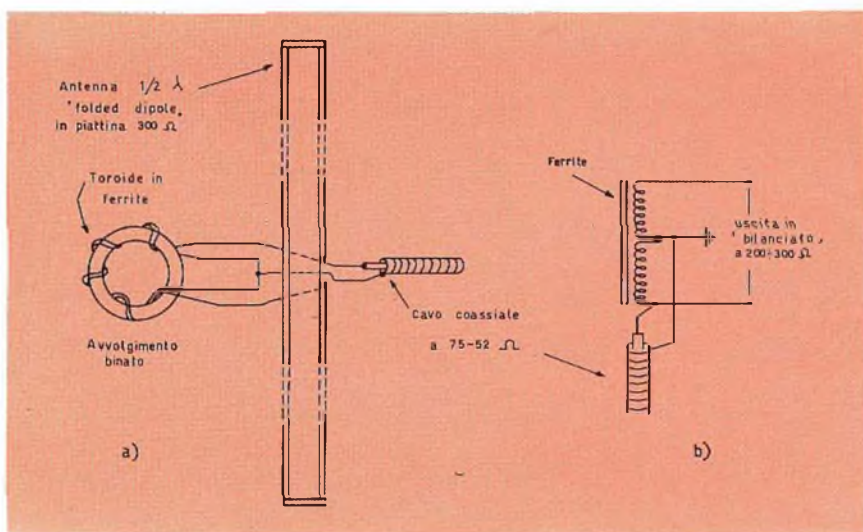


Fig. 6 - Schema pratico e circuito elettrico di un adattamento a Balun tra un cavetto coassiale da 52 a 75 Ω ed un dipolo «folded» da 300 Ω di resistenza di radiazione (vedi testo).

La presa centrale dell'autotrasformatore è infatti un elemento sbilanciato e può venire collegato a massa senza alcuna difficoltà, eliminando così l'influenza di eventuali scariche statiche sempre pericolose anche per ingressi di ricevitore protetti dalla classica coppia di diodi in disposizione antishock. Nel nostro caso infatti, con un conduttore sempre condotto orizzontalmente lungo la «crocetta» il capo centrale del Balun è stato collegato ad una sartia laterale, quella appunto che faceva capo alla «crocetta» dell'albero dell'imbarcazione, sartia metallica che era stata collegata già a massa, cioè alla chiglia in piombo, immersa nello specchio d'acqua di navigazione.

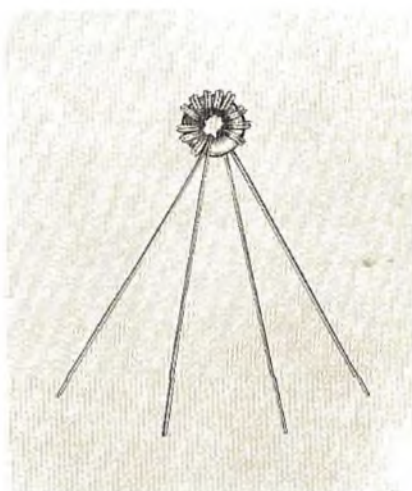


Fig. 7 - Illustrazione della ferrite e degli avvolgimenti su di essa realizzati per ottenere il Balun di fig. 6.

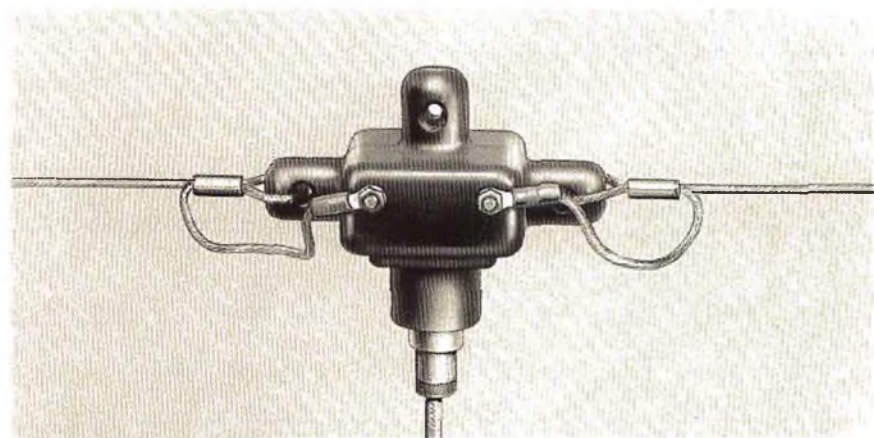


Fig. 8 - Disposizione di un adattatore a Balun tra il tratto centrale di un dipolo pluribanda W3RDZZ ed un cavetto coassiale a 75 Ω .

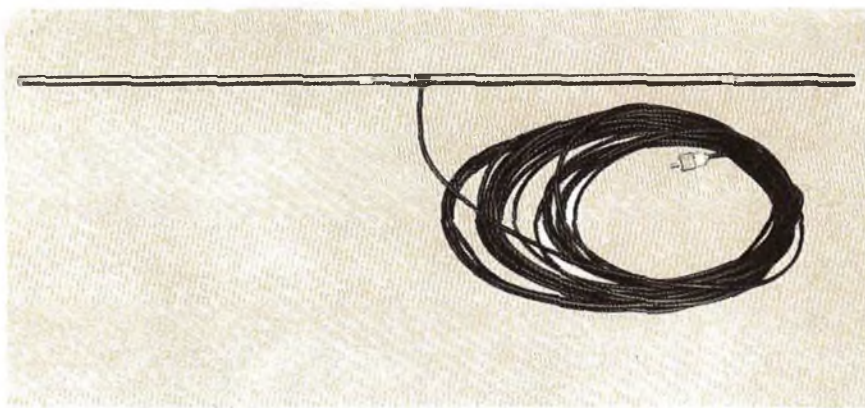


Fig. 9 - Antenna tipo folded sistemata in tubo di vetroresina e adattata ad un cavetto coassiale da 52 Ω con una disposizione a Balun come indicato in fig. 6. La ferrite è stata infilata con i relativi collegamenti nel tubo di vetroresina e convenientemente nastrata in modo da ottenere un solido ancoraggio.

CONSIDERAZIONI CIRCA IL BALUN,

Il Balun a ferrite toroidale non viene utilizzato solo per adattare differenti impedenze come nel caso considerato.

Il rapporto di trasformazione può essere eseguito con quale altro artificio per il mantenimento della simmetria e permettere anche semplicemente il collegamento tra un cavo a 75 Ω ed il centro «in simmetrico» di un qualsiasi dipolo.

In fig. 8 abbiamo riportato la disposizione pratica dell'involucro plastico di un «Balun» in ferrite per il collegamento appunto tra un cavetto coassiale a 75 Ω (che viene collegato con il suo connettore alla scatoletta nella parte terminale inferiore) ed i due fili in bronzo sfoderato plastificato che costituiscono il conduttore del dipolo.

Nel nostro caso si trattava del Balun di un'antenna multibanda (la famosa W 3 DZZ) che con due sole «trappole» ed una lunghezza complessiva di 33 m permette la risonanza ottimale in banda 3,5 e 7 MHz e un ROS accettabile (1,5 ÷ 2) in banda 14-21-28 MHz.

Qualcuno potrebbe chiedersi che vantaggio comporti la simmetrizzazione del collegamento di un dipolo alla discesa in cavo coassiale, specie quando è pratica comune alimentare i dipoli direttamente con un cavetto coassiale a 75 Ω connettendo uno dei capi centrali del dipolo alla calza e l'altro al conduttore centrale.

Rispondiamo subito! La simmetrizzazione sgancia soprattutto il dipolo da qualsiasi riferimento alla massa della calza del cavetto coassiale che non interferisce quindi che in minima parte sull'andamento della caratteristica di radiazione del dipolo.

Anche gli oggetti circostanti (difficilmente il dipolo infatti può venire disposto nella posizione più opportuna come dicono gli om. americani «on free space», cioè nello spazio libero da ostacoli naturali) avranno così, grazie al Balun simmetrizzante, minor influenza sui lobi di radiazione; la discesa resterà poi isolata elettricamente dal dipolo con tutte le favorevoli conseguenze relative.

Dobbiamo poi dire qualcosa anche al riguardo del ROS proprio perché ci siamo battuti da queste pagine perché il radioamatore od il neofita capisse l'importanza di questa misura.

Su onda ultracorta è difficile realizzare una misura di ROS veramente valida per buoni motivi:

— I connettori convenzionali normalmente adottati per onda corta (le HF) introducono sempre un disadattamento in onda ultracorta. Nelle soluzioni professionali si adottano infatti i connettori tipo N specialmente curati allo scopo.

— I misuratori di ROS se si desidera che diano buoni risultati su onda ultracorta debbono venire veramente curati meccanicamente in modo da realizzare il massimo di

bilanciamento e di adattamento di impedenza.

— Il cavo coassiale stesso diviene ben più critico e se è di forte perdita attenua non solo l'onda diretta, ma pure l'onda riflessa di modo che la vera misura di ROS diviene possibile, naturalmente con varie difficoltà, solo tra linea ed elemento radiante prima che le onde riflesse vengano attenuate dal cavo.

Insomma, come già detto, più sale di frequenza, più le cose si complicano ma anche dal punto di vista tecnico divengono più interessanti.

Se poi si arriverà alla utilizzazione dei 430 ÷ 440 MHz le cose diventeranno veramente ancora più difficili e la necessità di un ottimo cavo coassiale e relativi connettori ad esempio si renderà veramente indispensabile.

Per fortuna sui 430 MHz ci sono pure dei compensi; così le antenne divengono di dimensioni molto più ridotte, sono più direttive, risultano di guadagno superiore; non solo, ma i disturbi in banda si fanno sentire di meno.

A questo livello il lavoro comunque, i trucchi non si contano più ed i ragionamenti spesso divengono totalmente diversi dai tradizionali.

Cominciamo ad annunciarli: se, come si spera, le cose si chiariranno «in alto loco», saremo i primi a prendere per mano l'om ed a portarlo «più in su, come frequenza di lavoro».

Facciamo presente comunque che già fin d'ora sempre tramite i numerosi punti di vendita della GBC i radioamatori potranno avere a loro disposizione le antenne tipo K70022 (analoghe a quelle di fig. 1) e K 71132, esse pure a base magnetica, che la Casa Kathrein realizza per la banda dei 400-470 MHz. D'altra parte I2BFO nella sua intervista pubblicata a suo tempo, su «Sperimentare», ci ha ricordato che con un diodo «varactor» è facile passare in trasmissione dai 144 ai 432 MHz senza alcuna alimentazione e con un rendimento del 35 ÷ 45%.

Quindi il primo salto in su di frequenza si presenta abbastanza agevole come antenne ed apparati!

STADIO D'INGRESSO DI UN RICEVITORE CON TRANSISTORE FET O BIPOLARE

a cura di M. ROBINSON

Per amplificare il segnale captato da un collettore d'onda in ferrite, si può utilizzare sia un transistor a effetto di campo (FET) figura 1; che un transistor bipolare (figura 2).

Nel primo caso, l'impedenza di entrata è molto alta, ma il guadagno in tensione è relativamente basso. Nel secondo caso, per contro, non si può approfittare interamente del guadagno in tensione elevato, poiché, data la debole resistenza di ingresso, si è obbligati a prevedere una presa sulla bobina.

La migliore soluzione, per quanto riguarda la corrente d'uscita (i_d o i_c) che si ottiene in presenza di una tensione e ai capi del circuito LC, può essere determinata mediante un calcolo comparativo tra i due circuiti.

Nel caso del transistor a effetto di campo, il lavoro è molto semplificato, si tratta di conoscere la pendenza (o transconduttanza), s_f , e di determinare $i_d = e \cdot s_f$.

Nella disposizione circuitale di figura 2, il transistor bipolare può essere come lo schema equivalente della figura 3.

In essa n rappresenta il rapporto di trasformazione, ossia $n = n_2 / (n_1 + n_2)$.

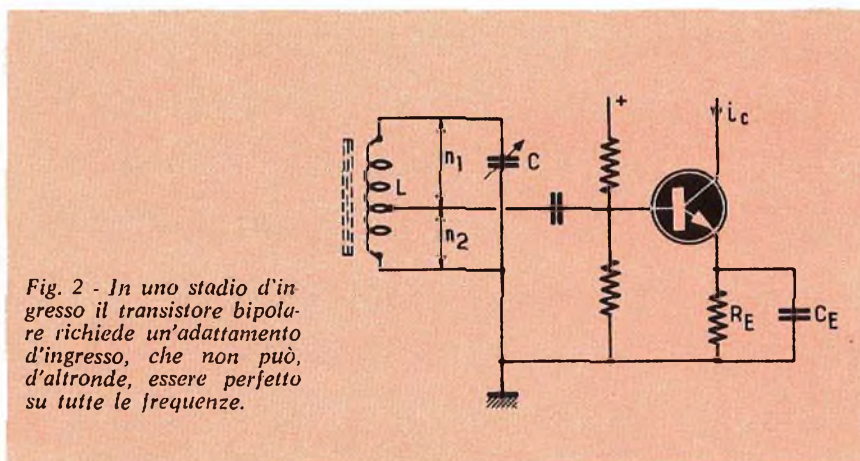
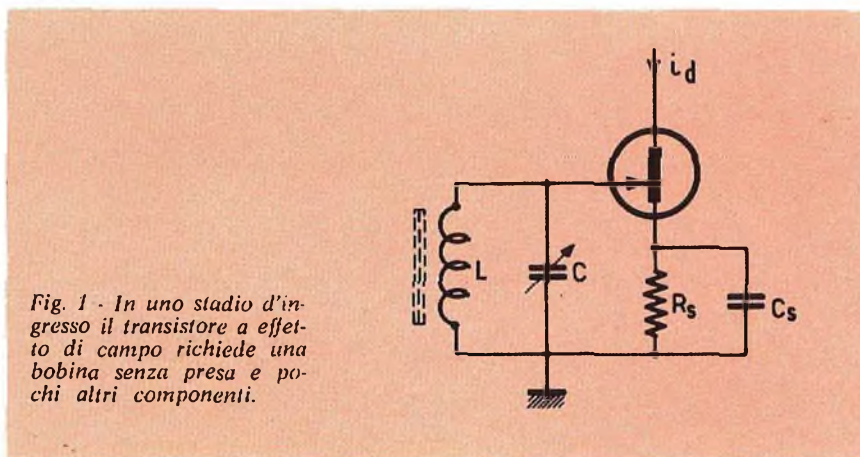
Sulla presa dell'avvolgimento L., si ottiene solo una frazione ($n \cdot e$) della tensione totale, e ciò con una impedenza interna uguale a $R \cdot n^2$, in cui R è la resistenza alla risonanza del circuito LC, $R = Q/C\omega$.

Nel caso del miglior adattamento, il prodotto Rn^2 deve essere uguale alla resistenza r d'entrata del transistor.

La corrente d'uscita, poiché nel caso del miglior adattamento $V_I =$

$\approx e/2$, è dunque $i_c = s_b \cdot v_I = s_b \cdot n \cdot e/2$.

Sapendo che $n^2 = r/R$, che $r = \beta/s_b$ (β = guadagno in corrente) e che, in un transistor bipolare, la pendenza è sempre pros-



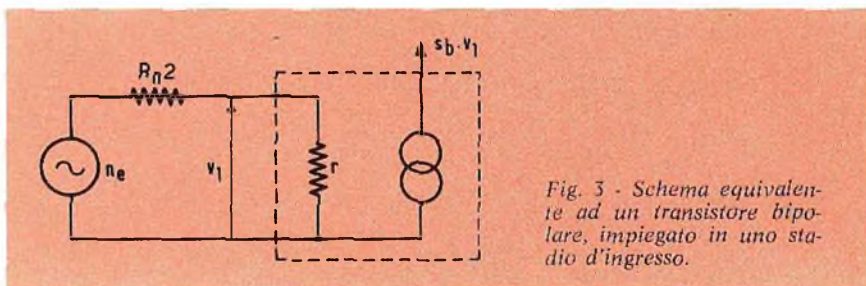


Fig. 3 - Schema equivalente ad un transistor bipolare, impiegato in uno stadio d'ingresso.

sima a $s_b = 35 I_c$ (I_c = corrente continua di collettore), si arriva finalmente a:

$$I_c = \frac{e}{2} \sqrt{\frac{35 I_c \beta}{R}}$$

Questa espressione dimostra che l'impiego del transistor bipolare è vantaggioso solo nel caso in cui lavori con un circuito LC avente una resistenza di risonanza (R) relativamente bassa e con una corrente di collettore notevole.

In questo ultimo caso, tuttavia, si

hanno delle limitazioni per delle ragioni di consumo, di comportamento A.F. e di rumore.

Con i valori $I_c = 0,3 \text{ mA}$, $\beta = 100$ e $R = 1 \text{ M}\Omega$, l'espressione precedente conduce a $i_c = 0,5 \times 10^{-3}$ e, si arriva a $1,5 \times 10^{-3}$ e quando si adotta $I_c = 3 \text{ mA}$ e.

In queste condizioni il transistor a effetto di campo sembrerebbe preferibile a quello bipolare poiché conduce a $i_d = 3 \times 10^{-3}$ e, con $s_i = 3 \text{ mA/V}$.

Sovente è conveniente avere dei valori di R più bassi. Una barretta

in ferrite $Q = 150$ a 200 kHz , e accordata con un condensatore da 200 pF , conduce a $R = 600 \text{ k}\Omega$, e si ha un valore di $R = 300 \text{ k}\Omega$ per $f = 1,5 \text{ MHz}$, $C = 50 \text{ pF}$ e $Q = 150$.

Dopo il calcolo, i due tipi di transistori, in queste condizioni, si equivalgono.

Quello a effetto di campo risulta, tuttavia, più vantaggioso poiché richiede un minore numero di componenti annessi al circuito e, dato che la bobina non comporta delle prese, la commutazione delle gamme risulta semplificata.

Esso inoltre lavora con un rumore, minore dato che la tensione propria del rumore si aggiunge alla tensione del segnale d'ingresso, che è nettamente più elevata rispetto a quella del transistor bipolare.

Quest'ultimo, data la sua resistenza d'ingresso, ammortizza anche il circuito LC, producendo una diminuzione della selettività.

LUNA 2000



MOD. TMB 30-5

La «Isophon», la notissima fabbrica germanica di altoparlanti, ha recentemente lanciato sul mercato mondiale due nuovi modelli di diffusori destinati a incontrare il più largo consenso degli amatori di Hi-Fi. Questi due diffusori, distribuiti in Italia dall'organizzazione G.B.C., funzionano, accoppiati. In tal modo le qualità dell'uno, sommate a quelle dell'altro, garantiscono la riproduzione di tutta la banda audio con alta fedeltà. Il tipo denominato «LUNA 2000» presenta, inoltre, una singolare linea futuristica.

Diffusore «ISOPHON» Mod. «LUNA 2000»

Contenente 6 altoparlanti ● 65° disposti su 360° ● Potenza nominale: 20 W ● Campo di frequenza: 2000 - 20.000 Hz ● Impedenza: 6 Ω ● Dimensioni: 165 x 148 ● AA/5870-00 in colore arancio
AA/5872-00 in colore bianco

Diffusore «ISOPHON» Mod. TMB 30 - 5

Potenza nominale: 30 W ● Campo di frequenza: 35 - 3.000 Hz ● Impedenza: 5 Ω ● Dimensioni: 475 x 335 x 225 ● AA/5865-00 in colore arancio
AA/5868-00 in colore bianco



MOD. LUNA 2000

In distribuzione presso tutti i punti di vendita G.B.C.

LA METEOROLOGIA NELLE TRASMISSIONI TELEVISIVE

a cura di A. RECLA

La meteorologia, una scienza dell'atmosfera, esercita una particolare influenza su tutte le attività umane.

Ognuno di noi ha un certo corredo di nozioni pratiche sulla meteorologia; relativamente scarso è invece il corredo delle conoscenze scientifiche per quanto riguarda le previsioni del tempo, perché i fenomeni meteorologici si susseguono in modo statistico, senza cioè nesso logico, per cui riesce difficile studiare le leggi che li regolano.

Le influenze sulle trasmissioni radio di provenienza meteorologica non sono notevoli; l'unica manifestazione che tutti conosciamo è quella delle scariche atmosferiche che disturbano la ricezione, specialmente delle onde lunghe e medie.

Il fatto che la propagazione delle onde radio risulti «capricciosa» non è dovuto a ragioni meteorologiche, bensì alla variabilità degli strati ionizzati, grazie ai quali è possibile superare, per le onde corte e medie, la curvatura della terra, mentre le onde impiegate in televisione e in FM non vanno oltre lo orizzonte ottico.

Tuttavia in talune condizioni speciali la propagazione delle onde VHF e UHF va molto oltre al limite della visibilità, tale da rendere possibile cioè la ricezione di programmi televisivi anche a distanze 1000/2000 km. E' così possibile ricevere dalla Russia, dalla Norvegia, dalla Finlandia, dalla Spagna, ecc.

Dalle normali leggi che regolano

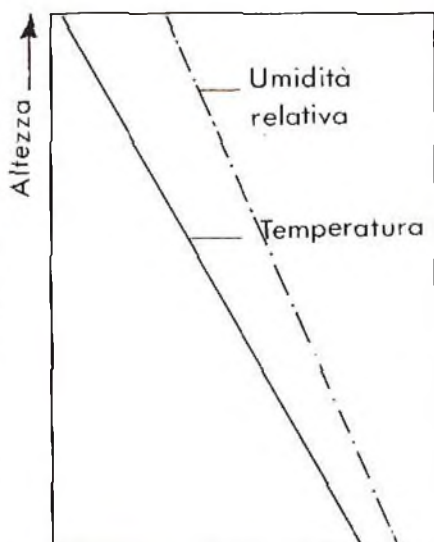


Fig. 1 - Andamento della temperatura e dell'umidità nell'atmosfera normale.

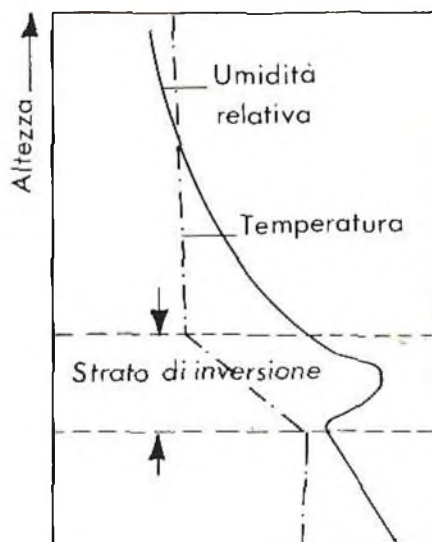


Fig. 2 - Andamento delle stesse grandezze con l'inversione termica.

la propagazione delle onde VHF UHF, non risulta però la possibilità di una trasmissione a grande distanza, ossia a parecchie volte la portata ottica.

In questo articolo la suddetta portata anomala viene spiegata in base ad un fenomeno di natura meteorologica.

Le onde impiegate in televisione e in modulazione di frequenza, interessano il campo delle onde metriche e decimetriche. Esse vengono chiamate anche «onde quasi ottiche» perché nella propagazione si comportano pressoché come le onde luminose.

Nella propagazione a distanza il loro comportamento è molto diver-

so da quello delle onde corte; queste infatti sono in grado di seguire la curvatura della terra grazie alla successione di riflessioni fra gli strati ionizzati e la terra; e così pure, in misura minore, anche le onde medie.

Le onde metriche invece, arrivate agli strati ionizzati, li perforano e proseguono nello spazio. Per tale ragione non esistendo la riflessione, la loro ricezione è possibile solo nella zona di visione diretta.

L'ONDA DIRETTA

Il raggio di azione dell'onda diretta è alquanto superiore a quello ottico. Ecco è calcolabile con la

semplice formula:

$$d = 4,13 \sqrt{h}$$

in cui d è la distanza in km, h è l'altezza in m dell'antenna sul livello terrestre. Il numero 4,13 è una costante relativa alle onde metriche che si comportano «quasi» come la luce, con la differenza cioè che esse arrivano alquanto più in là, circa il 15%.

E' come se la curvatura della terra fosse minore, ossia il raggio ter-

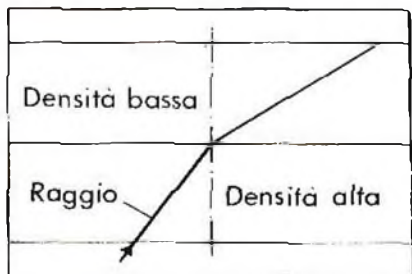


Fig. 3 - Piegamento (rifrazione) del raggio elettromagnetico nel passaggio da un mezzo più denso ad uno meno denso.

restre maggiore. Proprio per questa ragione, agli effetti dei calcoli relativi alla propagazione, il raggio terrestre fu convenzionalmente modificato, portandolo al valore fittizio di 8500 km.

Per fissare le idee, una stazione in pianura con un'antenna alta 100 m ha una portata di:

$$d = 4,13 \sqrt{100} = 41,3 \text{ km}$$

Per un'antenna, posta in cima ad una montagna, alta sul livello terrestre per es. 900 m, la portata è:

$$d = 4,13 \sqrt{900} = 120 \text{ km circa}$$

Qualora, sia l'antenna trasmittente che quella ricevente fossero alte ambedue 900 m, la portata sarebbe:

$$d = 4,13 \sqrt{(h_1 + h_2)} = 4,13 \sqrt{(900 + 900)} = 250 \text{ km}$$

LA PROPAGAZIONE OLTRE L'ORIZZONTE OTTICO

Quando una trasmissione radio arriva molto oltre al limite della propagazione diretta, ciò è dovuto principalmente al raggio riflesso.

In genere le riflessioni possono essere causate da parte degli **strati ionizzati**; come si disse, le onde metriche e decimetriche perforano detti strati e non ritornano più sulla terra.

I corpi conduttori (**montagne, edifici**) arrestano le onde elettromagnetiche, mentre una parte di esse viene riflessa. Talvolta il fenomeno viene sfruttato in pratica nei cosiddetti ripetitori passivi; essi si comportano come trasmettitori per cui il raggio di azione può raddoppiarsi o al massimo triplicarsi.

Una riflessione è pure dovuta agli strati corpuscolari che sono prodotti dalle macchie solari e che generano l'**aurora boreale**; tali masse conduttrici si addensano in prossimità del polo attratte dall'azione magnetica di questo. Le onde ricevute però sono caratterizzate da notevolissima incostanza, specialmente a breve e brevissimo periodo, tale da non permettere la sincronizzazione di una immagine televisiva.

Il passaggio di una **meteora** provoca una coda di gas ionizzati che può generare riflessione. Naturalmente il fenomeno è legato al passaggio di una meteora e non può quindi determinare una ricezione regolare seppure periodica.

Anche la **luna** può comportarsi da riflettore, tuttavia il segnale da essa riflesso, data la distanza (384. mila km) è debolissimo e richiederebbe speciali antenne seguite da speciali amplificatori per poter por-

tare il livello del segnale a quello necessario per il funzionamento del televisore che come è noto deve essere superiore al centinaio di μV .

INFLUENZA DELLE CONDIZIONI METEOROLOGICHE SULLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE METRICHE

Scartate così le varie cause che possono dar luogo ad una ricezione proveniente da riflessione, l'ipotesi più logica per spiegare la propagazione anomala delle onde metriche va riferita a cause meteorologiche. A ciò porta la constatazione che detta ricezione si verifica sempre in condizioni di bel tempo esteso su una larga zona con pressione alta e livellata e preferibilmente nei mesi estivi. La ragione va perciò ricercata nell'atmosfera e più precisamente nella parte inferiore denominata troposfera che arriva fino a 10-11 km dalla crosta terrestre.

E' nella troposfera che si verificano i fenomeni meteorologici, mentre nella regione superiore, la stratosfera che va da 11 a 60 km, regna la quiete meteorologica.

L'INVERSIONE TERMICA

La ragione più plausibile per spiegare la propagazione anomala si ha nella inversione termica. Questo fenomeno può aver luogo sia al livello terrestre che in quota. La inversione al suolo si verifica molto frequentemente in inverno. Ad esempio nello scorso mese di dicembre sulla pianura padana, la temperatura per uno strato di 150 m di altezza si mantenne varie volte attorno allo zero, mentre nello strato superiore nelle ore soleggiate la temperatura raggiungeva anche 15°. Ciò avveniva perché il sole, non potendo riscaldare lo strato di aria prossimo alla terra, per la presenza della nebbia, riscaldava invece l'aria sovrastante, date le giornate serene.

Le inversioni termiche in quota possono avvenire anche d'estate e raggiungere estensioni di 1000, 2000 km. Al mattino l'aria che sovrasta la superficie terrestre, che durante la notte, specialmente col cielo sereno si è raffreddata, è rela-

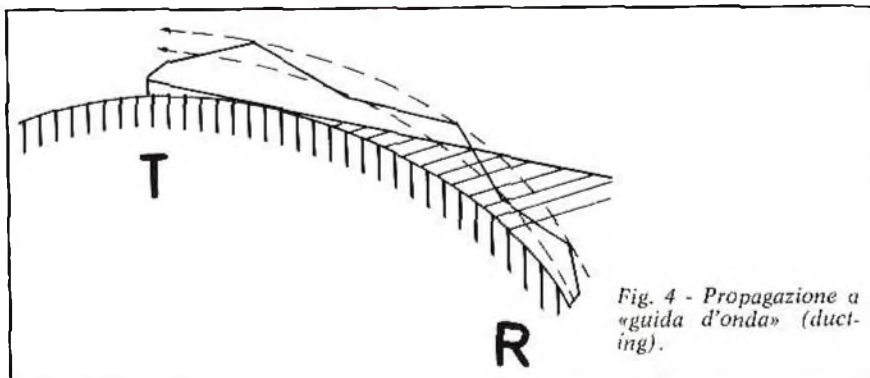


Fig. 4 - Propagazione a «guida d'onda» (ducting).

tivamente fredda; se al di sopra di questo strato si adagia un altro strato di aria più calda per riscaldamento solare o perché in arrivo dal mare, ha luogo un'inversione termica. In condizioni normali, la temperatura al di sopra della terra diminuisce con l'altezza con legge lineare (figura 1). La diminuzione è all'incirca 5° ogni 1000 m, arrivando così all'inizio della stratosfera con -50° circa. Pure con una legge lineare diminuisce l'umidità relativa contenuta nell'atmosfera. Nel verificarsi di un'inversione termica, si ha un brusco salto di densità e di umidità relativa dell'aria (fig. 2), ciò che determina un cambiamento dell'indice di rifrazione, dato che lo strato di aria calda e con minore umidità, ha una densità inferiore allo strato sottostante. Si verifica perciò una deviazione nella propagazione del raggio elettromagnetico, con un leggero incurvamento verso il basso (fig. 3); a questo può seguire un incurvamento verso l'alto e così via. Le onde si propagano così attraverso uno strato conduttivo come in una guida d'onda, ciò che rende possibile la propagazione a distanze eccezionalmente grandi (fig. 4).

IL DILETTANTISMO D X TELEVISIVO

Il suddetto tipo di propagazione dipende come si vede dalla temperatura dell'aria, dall'umidità relativa, dalla pressione, tutte grandezze che vanno soggette a continue oscillazioni e che conferiscono alla ricezione un andamento bensì altuario però con un certo senso misterioso che può generare, in chi si appassiona, il dilettantismo D X televisivo (ricordiamo: D = distante X = stazione incognita).

Dopo alcune prove, il dilettante D X - TV non tarderà a scoprire le condizioni meteorologiche che favoriscono la ricezione a grande distanza. Occorre però che egli si appassioni anche al succedersi dei fenomeni meteorologici che egli potrà seguire sul suo posto di osservazione utilizzando gli strumenti più elementari, il barometro, l'igrometro e il termometro. Inoltre risulta utile anche un indicatore della direzione e della velocità del vento.

LA CARTA DEL TEMPO

Per lo scopo di cui sopra, risulta di aiuto consultare le carte del tempo che vengono emesse giornalmente dagli uffici meteorologici specialmente ad uso della navigazione aerea. Una carta del tempo semplificata viene pure trasmessa giornalmente dalla RAI accompagnata da breve commento del Colonnello Bernacca.

Da una carta del tempo (vedi fig. 5) si può rilevare il valore della pressione atmosferica nei vari luoghi. Essa, espressa in millibar, è riportata vicino alle isobare che sono le linee curve che collegano i punti aventi la stessa pressione. Il centro dell'alta pressione è indicato con A, quello a bassa pressione con B.

Le condizioni del cielo sono contrassegnate da cerchietti che corrispondono alle città dove risiede lo ufficio meteorologico. I simboli sono riportati in fig. 6 assieme a quelli del vento, contraddistinti dalla sua direzione e dalla forza.

Le zone tratteggiate indicate sulla carta corrispondono alle perturbazioni, mentre le temperature e le precipitazioni sono indicate a parte.

La condizione favorevole al verificarsi di una propagazione a lunga distanza si può desumere anche dalla stessa carta del tempo, ed è:

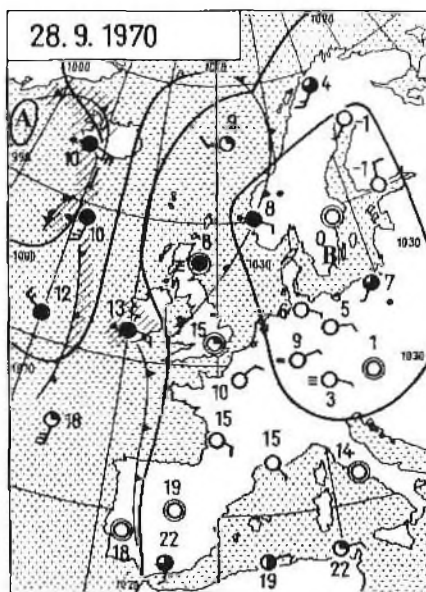


Fig. 5 - Esempio di carta del tempo.

una pressione piuttosto alta superiore a 1000 mbar distribuita uniformemente su una larga zona come quella nella carta riprodotta che abbraccia la Norvegia, la Finlandia e che arriva fino all'Italia con distribuzione livellata. Come regola generale, risulta probabile il collegamento fra due stazioni poste sulla stessa isobara.



Fig. 6 - Simboli per la nuvolosità e per il vento.

Il cielo sarà limpido di notte, grigio chiaro all'alba; le nuvole assenti oppure consistenti in cirri scorrenti lentamente da ovest verso est e che alla sera si dissolvono. I venti assenti oppure deboli seguiti da relativa calma.

BIBLIOGRAFIA

Senghusch: UKW-Uberreichweiten und Wetterverlauf - Funkschau 21/1971.

Bernacca: Che tempo farà - Mondadori.

Recla: Note sulla propagazione delle onde VHF/UHF - (Elettronica Oggi N. 2/1972)

The Radio amateurs hand book

FUNZIONAMENTO DEI DISPOSITIVI DI INDICAZIONE NUMERICA

a cura di A. VERNIERI

Dal momento che i sistemi di valutazione dell'entità delle grandezze elettriche espressa direttamente in valori numerici hanno preso un netto sopravvento sui sistemi di valutazione di tipo analogico, si impone un aggiornamento sulla teoria di funzionamento dei relativi dispositivi, disponibili ormai in numerose versioni su tutti i mercati mondiali. La nota che segue, riportata da Radio Electronics, chiarisce con sufficiente ricchezza di dettagli i principi di funzionamento dei cosiddetti tubi «Nixie», di produzione della Burroughs Corporation.

Chiunque abbia visto un voltmetro digitale o un contatore di frequenza ha visto probabilmente anche uno dei cosiddetti tubi «Nixie», in quanto questi componenti degli strumenti ad indicazione numerica di tutti i generi è oggi assai diffuso.

Occorre premettere, sotto questo profilo, che sono disponibili in commercio numerosi altri tipi di tubi ad indicazione «digitale», ma che stando a quanto sostiene l'articolo originale — gli esemplari Nixie e quelli analoghi sono assai più numerosi. Inoltre, indipendentemente dalle caratteristiche e dalle prestazioni, si tratta di sistemi di rappresentazione numerica che hanno un costo assai minore.

Dal momento che non si preve-

dono in questo campo innovazioni di tipo rivoluzionario, almeno per un certo periodo di tempo, vale indubbiamente la pena di approfondire l'argomento, e di comprendere a fondo come essi funzionino.

Il compito principale di qualsiasi tubo per rappresentazione numerica diretta consiste nel riprodurre dei numeri, delle lettere, o altri simboli. I numeri — tuttavia — sono assai più significativi delle lettere nella maggior parte delle applicazioni, e questo è il motivo per il quale molte delle apparecchiature elettroniche che ne fanno uso vengono appunto impiegate per ottenere indicazioni numeriche dirette, con l'aggiunta di pochi simboli.

In particolare, i dispositivi del tipo Nixie sono stati creati per riprodurre numeri anziché lettere.

L'aspetto fondamentale di un dispositivo Nixie è quello di un tubo a gas a catodo freddo, provvisto di un anodo e di dieci catodi, come quello rappresentato in forma schematica alla figura 1. Prima di procedere, è bene precisare, a questo punto, che esistono varianti del tipo fondamentale, come ad esempio alcuni modelli che comprendono sistemi di rappresentazione dei simboli «+» e «-».

Ciascun catodo è munito di una superficie attiva, che gli consente di emettere rapidamente degli elettroni. Basta quindi collegare una sorgente di tensione all'anodo comune,

ed il polo opposto della stessa ad uno qualsiasi dei catodi, lasciando gli altri catodi aperti, ed aumentare lentamente il valore della tensione applicata. In corrispondenza di un valore di tensione relativamente basso, il catodo inizierà ad emettere elettroni, che provocheranno la produzione di una leggera luminescenza in prossimità di una piccola parte della sua superficie.

Continuando ad aumentare il valore della tensione applicata, è facile notare che la luminescenza si espande sull'intera superficie del catodo, con la conseguenza diretta della produzione visibile di un numero, compreso tra 0 e 9, a seconda di quale è il catodo al quale la tensione è stata applicata. La luminosità del numero rappresentato è tale da consentirne la visibilità anche da una distanza di alcuni metri.

Una volta ottenuto questo risultato, se la tensione viene ulteriormente aumentata, il fenomeno della luminescenza si propaga lungo il collegamento a partire dalla superficie attiva del catodo, fino al piedino dello zoccolo. Se ciò accade, è evidente che il valore della tensione applicata agli elettrodi è eccessivo. Occorre perciò diminuirlo, fino ad ottenere la luminescenza della sola zona del catodo. In tali condizioni, il valore della tensione è quello necessario nei confronti di quel determinato tipo di tubo.

Le prove eseguite con molta cura

rispetto alle caratteristiche di corrente e di tensione dei tubi Nixie hanno permesso di identificare la regione di normale funzionamento, illustrata nel grafico A di figura 2.

In esso sono rappresentate tutte le variabili, tra cui la distanza tra gli elementi, l'efficienza del catodo, la pressione del gas, ecc., che provocano leggere differenze delle prestazioni da parte dei diversi esemplari di tubi e dei catodi individuali appartenenti ad uno stesso tubo.

L'intensità minima della corrente necessaria per provocare l'accensione completa di un catodo in un tubo Nixie tipo B5991 (una delle varietà di impiego più diffuso) ammonta ad 1,5 mA. Per contro, l'intensità massima della corrente necessaria per provocare l'accensione completa, ma senza che la luminosità si propaghi al di fuori della zona interessata, ammonta a 3 mA.

Quando un catodo assorbe una corrente di intensità, pari ad 1,5 mA, la tensione applicata tra i due elettrodi di polarità opposta, indicata col simbolo E_i alla figura 1, è una funzione specifica, sia del tipo di tubo, sia del catodo al quale il valore si riferisce, e può essere del valore minimo di 135 V, ma non deve superare il valore massimo di 159 V.

Quando, invece, un catodo assorbe una corrente di intensità pari a 3 mA, il valore di E_i dipende ancora dal tipo di tubo e dalla struttura del catodo al quale la tensione suddetta viene applicata, e può variare tra un minimo di 144 V ed un massimo di 168 V.

A prescindere da ciò, esistono altre due caratteristiche elettriche che vale la pena di prendere in considerazione: se il dispositivo viene fatto funzionare con una tensione leggermente superiore a quella necessaria, non si avrà la produzione di fumo, ma sarà assai facile notare una eccessiva propagazione della luminosità. Per contro, se il dispositivo viene fatto funzionare con una tensione leggermente inferiore a quella normale, sarà facile riscontrare che l'illuminazione del catodo è solo parziale, e quindi risulta incompleta la forma del simbolo.

Entrambi i fenomeni sono quindi da evitare, sebbene non siano

del tutto compromettenti.

Una volta che questi concetti siano chiari, sarà altrettanto chiaro il fatto che un tecnico che debba fare uso degli indicatori Nixie desidera sempre fare in modo che gli elettrodi vengano polarizzati esattamente con un valore di tensione compreso tra il minimo ed il massimo considerati come estremi della gamma utile. Di conseguenza, si cerca sempre di ottenere il funzionamento con una corrente media di 2,25 mA, con una tensione pari approssimativamente a 155 V. Ne deriva che, se la tensione applicata subisce delle variazioni non eccessive, il tubo risulta in grado di funzionare in modo soddisfacente.

Il grafico B della figura 2 rappresenta le relazioni che intercorrono tra la tensione E_i , espressa in V,

ed applicata tra i due elettrodi, e la corrente catodica I_K , espressa in milliampère. Le rette inclinate che esprimono la variazione della funzione sono riferite al limite superiore ed al limite inferiore di E_i , con alcuni valori intermedi, identificati dalle rette X ed Y.

In questo secondo grafico si può notare che le curve di funzionamento sono in realtà delle rette, ed anche il fatto che la caduta di tensione che si manifesta ai capi di ciascun elemento del tubo aumenta con l'aumentare dell'intensità della corrente catodica. Qualsiasi tubo specifico, come ad esempio quello identificato dalla retta X o dalla retta Y, presenterà quindi una curva parallela ai limiti superiore ed inferiore, come si nota in A. In B — invece — è facile riscontrare

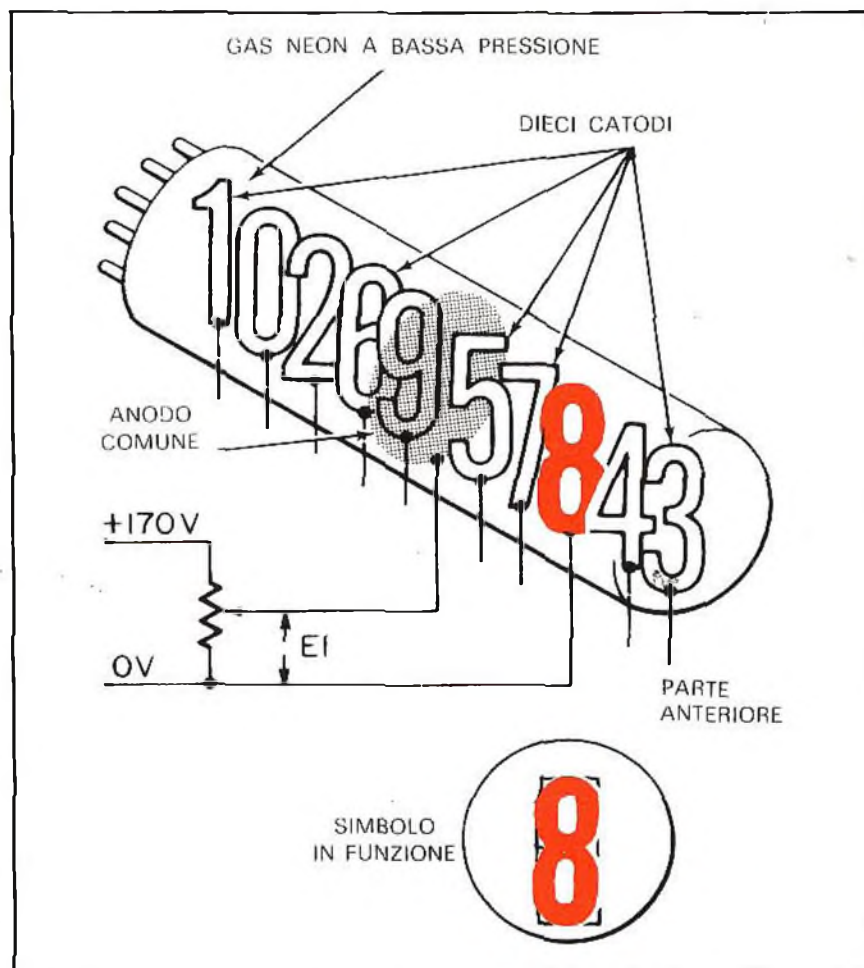


Fig. 1 - Il tubo a gas rarefatto ed a catodo freddo è munito di tanti catodi quanti sono i simboli che devono essere rappresentati alternativamente, e di un unico anodo comune a tutti gli elementi. I simboli sono allineati in modo che l'accensione di uno di essi (anche l'ultimo, corrispondente nel caso illustrato al numero 1) risulti visibile, a patto che gli altri non presentino una luminescenza non voluta.

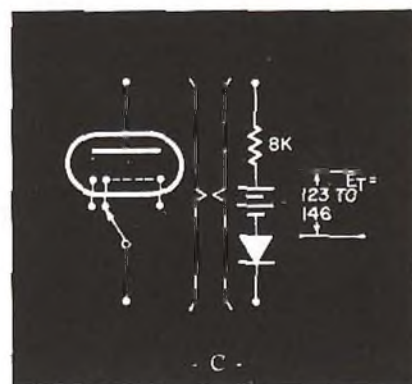
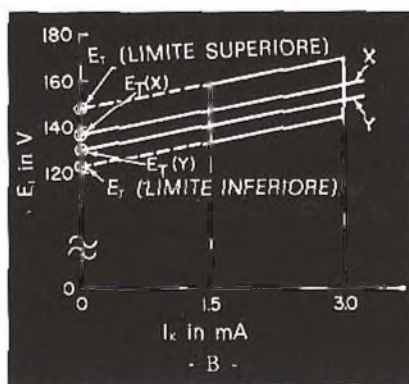
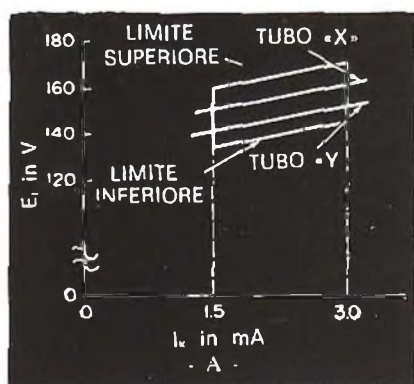


Fig. 2 - Il grafico A illustra la normale regione di funzionamento: il grafico B chiarisce la dinamica del valore della tensione equivalente, e C illustra l'analogia che sussiste tra un tubo per indicazione numerica, ed un circuito contenente una resistenza pura, agli effetti dei rapporti tra tensione e corrente.

che, se si estende la curva di funzionamento verso sinistra, finché la corrente catodica si riduce a zero, si raggiunge un punto di intersezione con l'asse della tensione corrispondente a circa 123 V per la linea relativa al limite inferiore, ed a circa 146 V per la linea relativa al limite superiore.

I tubi individuali variano appunto tra questi limiti. Di conseguenza, la tensione applicata può avere qualsiasi valore compreso tra 123 e 146 V, affinché la corrente che passa attraverso i due elettrodi polarizzati assuma un valore sufficiente.

Il fatto che la curva di funzionamento relativa ad un determinato tipo di tubo sia costituita da una linea dritta permette di stabilire che il dispositivo si comporta alla stessa stregua di una resistenza, a patto, beninteso, che abbia avuto

inizio la conduzione elettrica. Questa analogia viene rappresentata schematicamente nel circuito equivalente della sezione C di figura 2: in essa si ha a sinistra la rappresentazione schematica del tubo Nixie, nel quale solo tre catodi sono rappresentati per brevità, con l'aggiunta di un simbolico commutatore attraverso il quale la tensione viene applicata ad uno solo di essi, e a destra il circuito equivalente, costituito da una resistenza da 8 k Ω , in serie ad una sorgente di tensione continua e ad un diodo, che permette il passaggio della corrente in una sola direzione.

Le caratteristiche intrinseche del circuito equivalente sussistono soltanto nei confronti della regione normale di funzionamento del tubo, ossia delle condizioni in cui l'intensità della corrente catodica ha un

valore compreso tra 1,5 e 3 mA. Quando il tubo funziona con una corrente catodica inferiore da 1,5 mA, la resistenza equivalente in serie comincia ad aumentare, per cui la caratteristica del circuito non è più lineare.

Oltre a ciò, le curve che rappresentano il valore effettivo della funzione $V - I$ presentano anche una resistenza **negativa**, nell'istante in cui ha inizio il fenomeno di conduzione elettrica attraverso il gas ionizzato.

Una volta prestabiliti i valori corretti di funzionamento della corrente e della tensione, è possibile provvedere all'allestimento del circuito vero e proprio, come ad esempio quello illustrato in A alla figura 3, consistente in una sorgente di tensione, in una resistenza che ha il compito di limitare la corrente ca-

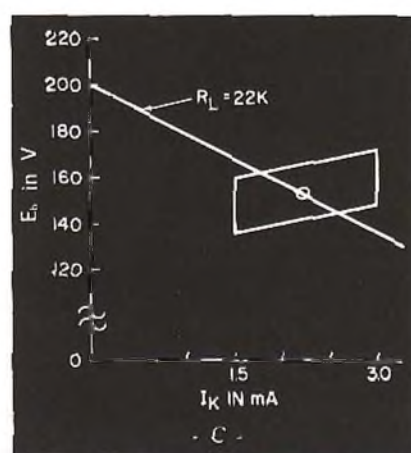
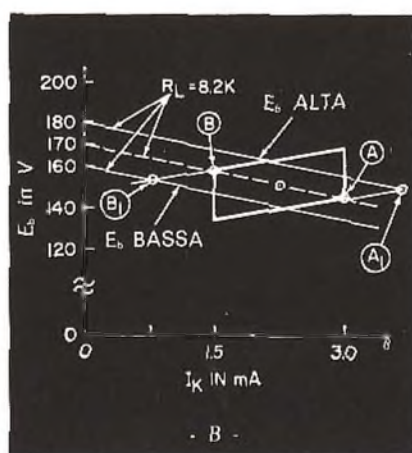
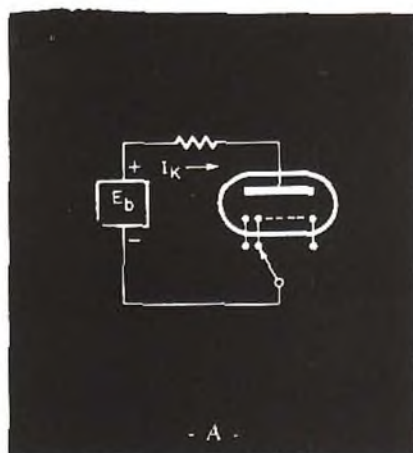


Fig. 3 - In A è rappresentato il circuito di principio necessario per il regolare funzionamento di un tubo Nixie, provvisto di resistenza di carico in serie alla sorgente. Il grafico B illustra le relazioni tra la tensione e la corrente catodica, e C ciò che accade variando l'inclinazione della retta di carico.

todica, ed in un tubo nel quale l'anodo comune a tutti gli elementi fa capo al polo positivo, mentre uno dei catodi fa capo al polo negativo della sorgente E_b , attraverso l'apposito commutatore.

La sezione B della figura 3 è un grafico che rappresenta la caratteristica di funzionamento del circuito illustrato in A, nel quale il punto A chiarisce le condizioni di funzionamento di un catodo polarizzato con una tensione bassa, attraverso il cui circuito scorre una corrente di forte intensità, mentre il punto B chiarisce le condizioni in cui viene a trovarsi un catodo funzionante con una tensione elevata, e con una corrente esigua.

Se si traccia la linea o retta di carico che passa tra i punti citati A e B, e la si prolunga fino ad intersecare l'asse della tensione, si ottengono il valore minimo E_b , ed il valore associato del carico, rappresentato da R_L : il valore minimo di E_b ammonta a 170 V, mentre il valore di R_L — in funzione dell'inclinazione della retta di carico — ammonta ad 8.200 Ω .

Con questi valori, e dal momento che il punto di funzionamento nei confronti di qualsiasi catodo si manifesta in corrispondenza del punto di incrocio tra la curva di funzionamento e la retta di carico, la maggior parte dei catodi potrà funzionare in condizioni prossime alla corrente ideale, che ammonta notoriamente a 2,5 mA, e solo occasionalmente un catodo potrà funzionare in prossimità dei punti A o B.

Occorre però considerare che, se il valore di E_b raggiungesse i 160 V come illustrato, un catodo che può funzionare normalmente in corrispondenza del punto B verrebbe a funzionare in corrispondenza del punto B₁, vale a dire con una corrente di soli 0,75 mA, con la conseguenza diretta di un'illuminazione parziale, e quindi insufficiente.

D'altro canto, se E_b venisse aumentata fino a farle raggiungere il valore di 180 V, un catodo che potesse normalmente funzionare in corrispondenza del punto A verrebbe a trovarsi nelle condizioni illustrate dal punto A₁, ossia con una corrente di circa 3,6 mA, e quindi

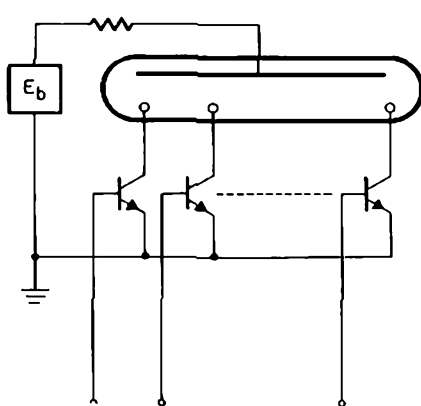


Fig. 4 - Per alimentare alternativamente i catodi degli elementi riprodotti, vengono usati dei transistori in sostituzione di un commutatore rotante, ciascuno dei quali può passare allo stato di interdizione (spegnimento) o di conduzione (accensione del simbolo relativo).

con una illuminazione eccessiva, che darebbe adito alla propagazione anormale della luminescenza, con conseguente deformazione della forma del simbolo.

Per evitare questa elevata sensibilità nei confronti delle eventuali variazioni del valore della tensione E_b , molti tubi Nixie vengono fatti funzionare con un valore di E_b prossimo a 200 V anziché a 170 V. In tal caso, se si traccia la retta di carico come si osserva nella sezione C della figura 3, a partire dal valore effettivo di E_b , passando attraverso il centro delle curve di funzionamento (2,25 mA), l'inclinazione della retta dà un valore di R_L pari a 22.000 Ω . Con questi valori, il circuito è in grado di tollerare variazioni di E_b pari a circa $\pm 5\%$ (10 V), senza che la retta di carico esca dalla regione che delimita le condizioni di funzionamento normale.

Il valore di R_L deve però essere assai prossimo a quello calcolato. Se, infatti, il suo valore viene fatto variare per un qualsiasi motivo, varia anche l'inclinazione della retta di carico, ed anche questo fenomeno può dare adito ad alterazioni più o meno pronunciate della luminescenza, come ad esempio, nel caso di illuminazione parziale, o di propagazione della luce al di fuori della regione interessata. Il flusso della corrente per qualsiasi coppia di condizioni può essere calcolato me-

dante l'espressione che segue:

$$I_k = \frac{E_b - E_T}{R_L + R_K}$$

LUMINESCENZA PARZIALE

Da quanto detto sin qui, il Lettore avrà certamente compreso che un tubo Nixie non è altro che un indicatore al neon, leggermente più complesso che non una comune lampada a gas rarefatto. Quanto sopra — tuttavia — è esatto solo in parte, e ciò in quanto fino ad ora non si è parlato che di eccitare un catodo alla volta, lasciando aperti i circuiti facenti capo agli altri catodi. Dal momento che il circuito aperto di uno degli altri catodi non può assorbire corrente, è chiaro che il numero, la lettera o il simbolo relativo rimane inattivo.

Supponiamo ora di inserire un tubo Nixie in un circuito, e di pilotarlo con un transistor, anziché con un commutatore rotante, del tipo rappresentato negli schemi semplificati di cui alle figure 2 e 3. Ad esempio, il circuito illustrato alla figura 4 viene suggerito dai fabbricanti di indicatori, ed impiega transistori «n-p-n» per ciascun catodo.

Non appena uno dei suddetti transistori viene portato allo stato di conduzione, si comporta alla stessa stregua di una resistenza di valore basso, per cui collega a massa il catodo al quale fa capo attraverso il circuito di collettore, mettendolo in funzione. Per contro, i transistori facenti capo agli altri catodi sono allo stato di interdizione, e presentano un'impedenza elevata al passaggio di una corrente dallo anodo al catodo.

Supponiamo ora che il transistor facente capo al catodo corrispondente al numero 1 sia in stato di conduzione, e che quindi questo stesso numero venga rappresentato dal tubo, a causa della luminosità che si produce. In tali condizioni, quale valore avrà la tensione presente sui collettori degli altri transistori, come ad esempio quello facente capo al catodo del numero 0?

Se tutti i transistori fossero perfetti, assumerebbero il ruolo di resistenza di valore infinito, per cui non si avrebbe il passaggio di al-

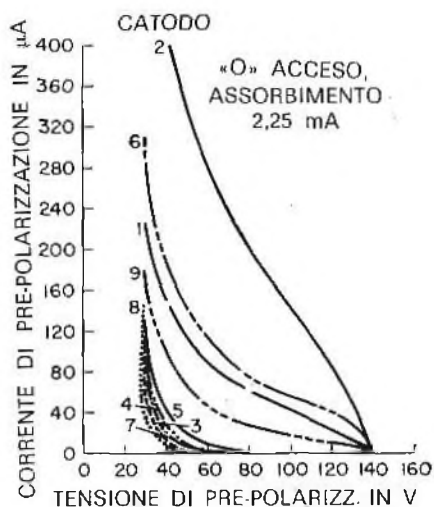


Fig. 5 - Grafico che chiarisce la reciproca influenza tra un catodo ed un altro, a seconda della distanza che sussiste tra i due elementi, e della forma dei simboli rappresentati.

cuna corrente catodica, a meno che il relativo transistor non passi allo stato di conduzione. Sappiamo però che i transistori non sono componenti perfetti, e che esiste sempre una certa corrente di dispersione che passa attraverso i catodi non attivi, ed i transistori interdetti.

L'entità di questa corrente di dispersione è una funzione che dipende soprattutto dalle caratteristiche della corrente di dispersione del transistor stesso, mentre la tensione presente sui catodi dei numeri che non vengono attivati viene

determinata dalla tensione di rottura di collettore del semiconduttore in serie. Ciò premesso, ciò che il circuito impone di usare è un transistor caratterizzato da una minima corrente di dispersione, e da una tensione di rottura di collettore di valore elevato.

Gli esperimenti compiuti in numerose occasioni hanno permesso di stabilire quali sono i livelli della corrente di dispersione e della tensione di rottura che possono essere tollerati, prima che si produca una luminescenza apprezzabile da parte di quei numeri che devono essere completamente spenti.

A tale riguardo, la figura 5 è un grafico che illustra i valori tipici della corrente di dispersione che si manifestano attraverso catodi non in conduzione, in funzione della tensione applicata ad essi, che prende il nome di **tensione di pre-polarizzazione**.

Il grafico precisa che il numero «zero» è in funzione, il che significa che il relativo catodo è collegato a massa (oppure presenta una tensione di pre-polarizzazione equivalente pari a zero), e che la corrente che scorre attraverso il relativo catodo presenta un'intensità di 2,25 mA.

A questo punto, osserviamo la curva relativa al catodo attraverso il quale viene rappresentato il numero 2. Quando la sua tensione di pre-polarizzazione ammonta a 140 V, e se E_b ammonta invece a 170 V, in tal caso la tensione disponibile al catodo del numero 2 ammonta a $170 - 140 = 30$ V per cui l'intensità della corrente che scorre attraverso quel catodo presenta un valore prossimo a zero.

Se ora permettessimo alla tensione applicata al catodo del numero 2 di ridursi al valore di 100 V, e permettessimo anche all'intensità della corrente di aumentare fino a raggiungere un valore notevolmente superiore a quello di 100 μ A, dal momento che si otterrebbe una ulteriore riduzione della tensione di pre-polarizzazione, la corrente di dispersione continuerebbe ad aumentare, fino a provocare eventualmente l'accensione del numero 2.

Eseguito la medesima prova sul catodo corrispondente al numero 6

(mantenendo acceso il numero 0), si otterrebbe una corrente di dispersione di intensità minore, ma la forma della curva risulterebbe approssimativamente la medesima.

Ciò pone un quesito al quale occorre rispondere adeguatamente: per quale motivo occorre prestabilire una diversa intensità di corrente per il numero 6 che non per il numero 2? Per comprendere la causa di questo fenomeno, occorre osservare con maggiore attenzione la illustrazione schematica di figura 1. In essa, il catodo del numero 2 è fisicamente vicino al catodo relativo allo 0. Oltre a ciò, la sommità del catodo del numero 2 presenta la medesima forma della sommità del catodo relativo al numero 0 (entrambe sono infatti arrotondate).

Ne deriva che — a causa della vicinanza e dell'analogia della forma — la corrente di dispersione relativa al numero 2 è elevata quando il numero 0 è in funzione, nel senso che il funzionamento dello 0 rende in certo qual modo **supersensibile** il catodo del numero 2, e ciò anche per fenomeni elettrostatici.

Ciò premesso, osserviamo ora la curva relativa al numero 3, che sussiste quando lo 0 è acceso: praticamente, non si ha alcuna influenza, in quanto — nonostante l'analogia di forma si verifichi sia nella parte alta che nella parte bassa dei due numeri, la distanza è tale da impedire qualsiasi reciproca influenza.

Se ora si considera proprio la distanza che sussiste tra i due numeri citati, che è quasi la massima possibile, appare evidente che l'influenza massima si verifica tra due numeri tra loro adiacenti, e che viene avvalorata dall'eventuale analogia di forma, con una logica attenuazione del fenomeno con l'aumentare della distanza, e col variare della reciproca forma del simbolo.

Eseguito la medesima prova con i catodi restanti, si possono ottenere curve analoghe. Quando il numero 8 è in funzione — ad esempio — è chiaro che esso esercita una maggiore influenza sul 4 e sul 7, che non sullo 0 e sull'1.

Tutto ciò che è possibile dedurre da quanto sopra è che si manifesta una certa corrente di dispersione: quale importanza può avere questa

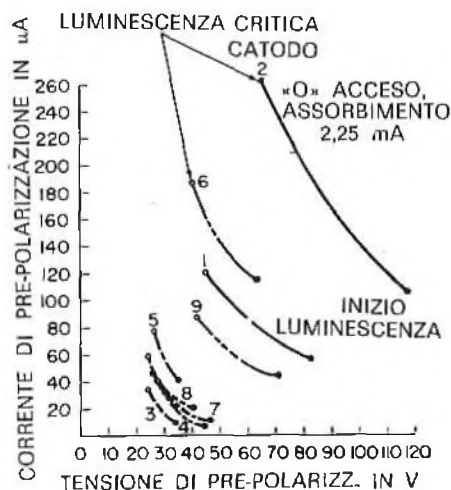


Fig. 6 - Il punto inferiore relativo a ciascun catodo indica la prima comparsa di una certa luminescenza. Il punto superiore denota invece le condizioni in corrispondenza delle quali la luminescenza diventa eccessiva.

corrente? Per formarsi un'idea esatta, è necessario procedere con la seconda serie di prove, attraverso la quale è possibile chiarire quale sia l'intensità della corrente di dispersione che provoca una luminosità non voluta per interazione tra i catodi, che dovrebbero invece essere completamente inattivi.

La figura 6 è un altro grafico che illustra come da taluni è stato giudicato l'effetto della corrente di dispersione. Anche in questo caso si considera acceso il catodo relativo al numero 0, mentre gli altri sono disattivati. Basandosi sulle caratteristiche di dispersione relative al numero citato a proposito della figura 5, sappiamo che il catodo del numero 2 è suscettibile di accendersi per primo se se ne presenta l'occasione. I tecnici riferiscono sotto questo aspetto che il numero 2 presenta qualche accenno di luminosità quando la corrente di dispersione raggiunge il valore approssimativo di 110 μA , mentre la relativa tensione di pre-polarizzazione è pari a 120 V.

Quando invece questa tensione si riduce al valore di 70 V, la corrente di dispersione raggiunge il valore di 250 μA , per cui la luminosità del numero 2 è ovvia, ed è probabilmente di intensità critica.

Consideriamo ora il catodo relativo al numero 3: per ottenere una luminosità apprezzabile, la tensione di pre-polarizzazione deve ridursi a 35 V, ed in tali condizioni il numero risulta quasi completamente acceso. Tuttavia, non appena si manifesta la corrente di dispersione del catodo relativo al numero 3, esso entra effettivamente in funzione, e necessita di una corrente di soli 35 μA per diventare intermittente.

Ciò considerato, proviamo a mettere in funzione i dieci catodi uno alla volta, e misuriamo le caratteristiche di tensione e di corrente relative a tutti gli altri catodi per identificare i limiti di luminosità critica, il che ci permetterà di stabilire le posizioni di ben 90 punti, come risulta evidente alla figura 7.

Secondo questo grafico, sarà difficile riscontrare una luminosità inadeguata se la corrente di dispersione viene contenuta entro un valore inferiore a 20 μA , oppure se

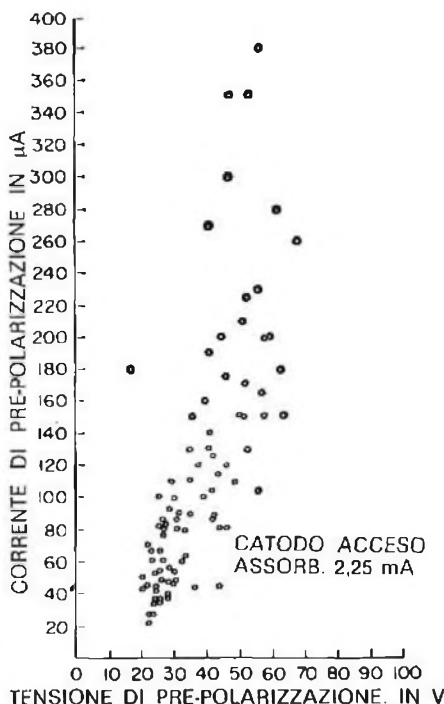


Fig. 7 - La luminescenza critica si verifica per novanta differenti combinazioni tra un catodo in funzione e gli altri presumibilmente inattivi.

si mantiene la tensione di pre-polarizzazione al valore di 70 V o superiore.

Inoltre, se è possibile mantenere la corrente di dispersione al di sotto dei 2 μA (in corrispondenza di qualsiasi temperatura di funzionamento), secondo quanto sostengono i tecnici della Burroughs, non si otterrà mai una luminescenza apprezzabile, anche per combinazioni piuttosto sensibili, come ad esempio lo 0 acceso ed il 3 con pre-polarizzazione di 35 V. Ecco dunque chiarito il motivo per il quale — per la maggior parte dei tubi — una tensione di pre-polarizzazione di 60 V anziché di 70 V risulta abbastanza soddisfacente.

Una delle situazioni che si presentano più problematiche da analizzare è la seguente: cosa accade quando uno dei catodi è in funzione, mentre due o più dei catodi restanti cominciano a presentare una certa luminosità? A tale riguardo, si può presupporre che due accenni di luminescenza (o anche tre o più di tre) possono essere peggiori che non un solo accenno di luminescenza ridotta, ma probabilmente migliori che non un forte accenno

di luminosità da parte di un catodo inattivo. Occorre quindi procedere con prudenza, e contenere le luminosità parassite entro il minimo possibile.

PARTICOLARITA' RELATIVE ALLA IONIZZAZIONE

I tubi indicatori al neon devono essere trattati col dovuto rispetto per quanto riguarda le limitazioni imposte dai dispositivi a catodo freddo. Molte di queste limitazioni non sono gravi, vale a dire che possono essere facilmente superate, sebbene possano provocare un certo numero di problemi e di difficoltà, se non si comprende bene la natura dei fenomeni inerenti.

Una delle variabili di maggiore importanza riscontrate nei tubi indicatori al neon è il tempo di accensione, che equivale al tempo durante il quale si manifesta la ionizzazione del gas rarefatto. Il funzionamento dei dispositivi a catodo freddo — infatti — dipende agli effetti della ionizzazione iniziale, dalle radiazioni esterne.

E' possibile ad esempio applicare la tensione nominale tra anodo e catodo, ed attendere, senza che nulla accada finché una certa quantità di raggi cosmici o di particelle energetiche provenienti da un atomo sottoposto ad energia radioattiva non colpisce il catodo, dando così inizio al passaggio degli elettroni tra questo e l'anodo, attraverso il gas. Una volta che ciò abbia avuto inizio, la ionizzazione si autoeccita attraverso l'influenza esercitata dagli elettroni che si spostano intorno al catodo.

L'incidente di innesco non deve essere necessariamente dovuto ad una particella energetica. La luce normale, sia essa naturale o artificiale, purché abbastanza intensa da consentire una facile visibilità, costituisce del pari una quantità di energia sufficiente alla superficie del catodo per predisporre le condizioni che assicurano la ionizzazione nella maggior parte dei casi.

La ionizzazione può essere resa ancora più sicura applicando una maggiore tensione agli elettrodi del tubo (senza però superare il valore nominale), oppure applicando una

tensione a variazione rapida anziché lenta. Oltre a ciò, il tempo di ionizzazione subisce una certa influenza ad opera del periodo di tempo durante il quale il tubo è rimasto inattivo. In pratica, più lungo è questo periodo, più il tubo stesso diventa inizialmente pigro.

I tecnici della Burroughs sostengono che il tempo di ionizzazione è quasi sempre inferiore a 100 μ s nelle normali applicazioni, ed in riferimento ai normali livelli di intensità della luce ambiente. Tuttavia, le variazioni che si manifestano nelle caratteristiche dei tubi a catodo freddo, sommate alle variazioni inevitabili della luminosità ambientale e della radiazione presente, sono tali che il tempo di ionizzazione può ridursi fino ad un minimo di 1 μ s, oppure aumentare fino a raggiungere un valore di diversi secondi.

Cosa accade quando si desidera usare un tubo Nixie, ad esempio in una miniera di carbone, nel buio totale? In questo caso, vale più la pena di considerare che cosa non accade, nel senso che il tubo indicatore può addirittura rifiutarsi di entrare in funzione.

E' però assai improbabile che questi problemi si presentino, se si sa a priori che il tubo deve essere usato nel buio assoluto. I fabbricanti hanno infatti potuto produrre un tubo di tipo speciale, che contiene una piccola quantità di gas radioattivo del tipo Krypton 85, che è relativamente inattivo, ma che emette una quantità di particelle spesso sufficienti a consentire il funzionamento del tubo entro un periodo di tempo minimo di 50 ms, e praticamente sempre entro un massimo di 1 s.

SISTEMI DI ATTENUAZIONE DELLA LUMINESCENZA

I tubi indicatori a catodo freddo sono abbastanza luminosi per consentire l'impiego in ambienti a forte illuminazione. A volte — tuttavia — questi tubi risultano troppo luminosi, come ad esempio nelle sale radar e nelle sale di controllo dei voli, per cui si presenta la necessità di attenuare la luce prodotta.

Riducendo la tensione applicata tra gli elettrodi di eccitazione si può produrre una leggera diminuzione della luminescenza, ma si provocano anche problemi collaterali come ad esempio la mancata completa accensione di alcuni catodi.

Ciò premesso, il modo più semplice per ridurre la luminosità consiste nell'adottare dei filtri ottici anteposti al tubo. Se non occorre disporre di un sistema di controllo della luminescenza a variazione continua (vale a dire con possibilità di regolare l'attenuazione a valori intermedi tra il massimo ed il minimo) i filtri ottici possono infatti risolvere adeguatamente questo problema.

Sono a tale scopo disponibili in commercio i cosiddetti filtri «Polaroid», che riducono contemporaneamente sia la luminescenza, sia le riflessioni eventuali.

Nelle occasioni in cui è invece necessario disporre di un sistema di controllo elettrico della luminescenza, sono disponibili due diversi sistemi: nel primo di essi, il catodo che mette in funzione un determinato numero viene acceso e spento alternativamente, con una frequenza prestabilita. Se la frequenza fissa è di 50 Hz o maggiore, a causa dell'inerzia della retina dell'occhio umano il numero appare continuamente acceso, mentre la luminescenza costante apparente è funzione del rapporto che sussiste tra la durata dei periodi di accensione e quella dei periodi in cui il numero è invece spento.

Il ciclo massimo è pari a 1.000, nel qual caso il numero sembra costantemente acceso. Il valore minimo dipende invece essenzialmente dal tempo di ionizzazione necessario, che ammonta a 100 μ sec affinché il funzionamento sia soddisfacente e sicuro, con un rapporto tra la lunghezza dei periodi di accensione e quella dei periodi di spegnimento pari a 1 : 200, con un ciclo pari a 0,005 (ossia allo 0,5%).

Il secondo metodo per controllare elettricamente la luminescenza, si basa anch'esso sul concetto del ciclo di accensione, ma in questo caso la durata dei periodi di accensione è fissa, e deve essere pari ancora a 100 μ s per motivi di sicu-

rezza, mentre varia la durata dei periodi di spegnimento, inseriti tra un'accensione e quella successiva. Se gli impulsi d'accensione pervengono al tubo una volta ogni 100 μ s (o una volta ogni qualsiasi periodo di tempo che prestabilisca l'accensione), il tubo risulta continuamente acceso, il ciclo è pari ad 1, e la luminescenza è massima. Se invece gli impulsi di accensione sono soltanto 50 al secondo (frequenza minima per evitare il fenomeno di sfarfallio rispetto all'occhio umano), il ciclo ammonta a 0,005 (con periodi di accensione sempre di 100 μ s), e la luminosità risulta proporzionalmente ridotta.

Entrambi i metodi descritti forniscono risultati analoghi, sebbene il metodo a frequenza fissa provochi una minore dissipazione di energia, a causa del minor numero di commutazioni necessarie, da parte del circuito di pilotaggio.

Di solito, gli impulsi di accensione vengono applicati attraverso lo anodo. I tubi vengono spesso pilotati con una sorgente di alimentazione di 200 V, e la tensione anodica deve semplicemente essere ridotta ad un valore inferiore a 110 V, per far sì che il tubo sia spento.

Il controllo anodico facilita anche il problema relativo alle esigenze che riguardano la tensione di rottura del transistor pilota, presente nei circuiti di catodo.

ALTRI METODI DI RAPPRESENTAZIONE NUMERICA

Sebbene i tubi a catodo freddo costituiscano attualmente i componenti più diffusi per ottenere la rappresentazione numerica, essi hanno però d'altro canto numerosi concorrenti.

Sotto questo aspetto, una delle limitazioni del sistema basato sui catodi sagomati è costituito dal numero ridotto dei simboli che è possibile inserire in un unico involucro. Teoricamente, sarebbe auspicabile poter inserire in un solo componente l'intero alfabeto — costituito da lettere maiuscole e minuscole — oltre ai numeri compresi tra 0 e 9, ai contrassegni di pun-

OSCILLOSCOPIO PER TVC G470

10 MHz - 10 mV/cm

TRIGGER AUTOMATICO

SICUREZZA DI FUNZIONAMENTO

PRATICITÀ DI TRASPORTO

COSTO ULTRACOMPRESSO

TUTTO ALLO STATO SOLIDO



PRINCIPALI CARATTERISTICHE

CANALE VERTICALE

Larghezza di banda: lineare dalla corrente continua a 10 MHz

Impedenza di ingresso: 1 M Ω con 50 pF in parallelo

Sensibilità: 10 mV/cm; attenuatore compensato a 9 portate, da 10 mV/cm a 5 V/cm

Polarità: valori positivi verso l'alto

Calibratore: una tensione di 10 V $\pm$ 3% permette di verificare la sensibilità verticale.

CANALE ORIZZONTALE

Deflessioni: deflessione interna a denti di sega o mediante segnali sinusoidali a frequenza di rete; deflessione di ogni tipo mediante segnale esterno.

Larghezza di banda: lineare dalla corrente continua a 500 kHz

Sensibilità: 300 mV/cm; attenuatore a copertura continua fino a 20 V/cm.

ASSE DEI TEMPI

Tipo di funzionamento: comandato; un dispositivo automatico trasforma l'asse dei tempi in ricorrente in assenza di segnale di ingresso

Tempi di scansione: da 100 ms/cm ad 1 μ s/cm in 5 scatti decimali. Due posizioni speciali permettono la scansione a $\sim$ 3 ms/cm ed a $\sim$ 10 μ s/cm per l'analisi di segnali TV rispettivamente a frequenza di quadro o di riga.

Sincronismo: sincronizzazione dell'asse dei tempi mediante segnali esterni od interni, su livelli positivi o negativi.

ASSE Z

Sensibilità: una tensione positiva di 10 V spegne la traccia

Tubo a RC.: 5" a schermo piatto, traccia color verde a media persistenza. Reticolo dello schermo centimetrato.

U N A O H M



STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI ☐ **ELETTRONICA PROFESSIONALE**

☐ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) ☐ Telefono: 9150424/425/426 ☐

teggiatura, ed ai simboli matematici. Con questa possibilità, sarebbe attuabile un vero e proprio mezzo di comunicazione tra la macchina e l'uomo.

E' però facile prevedere quanti catodi sarebbe necessario applicare in un unico involucro, considerando che sedici catodi è probabilmente il numero massimo che consente di ottenere una buona visibilità.

Un secondo sistema di approccio per il problema consiste nel frazionare la forma dei numeri e delle lettere in piccoli segmenti, e nel costruire quindi un carattere, sia esso una lettera o un numero, alimentando semplicemente i segmenti necessari. A tale riguardo, la figura 8 illustra due diversi sistemi.

A sinistra, il simbolo, qualunque esso sia, viene costruito tramite un totale di sette segmenti, disposti in modo tale che accendendone contemporaneamente due o più di due, fino al numero totale disponibile, è praticamente possibile rappresentare qualsiasi numero o simbolo dell'alfabeto: il tipo illustrato a destra è invece costituito da una disposizione di trentacinque punti luminosi, disposti in sette file orizzontali di cinque punti ciascuna, che consente un'analogia applicazione.

Per l'esattezza, nel caso illustrato, i tre segmenti accesi a sinistra, identificano il numero 7, mentre i diciassette punti in funzione a destra identificano il numero 5.

Col sistema dei sette segmenti luminosi, ciascuno di essi può essere costituito da un tubo al neon di forma cilindrica o da altra sorgente analoga in grado di emettere luce, funzionante nel modo precedentemente chiarito: questo sistema presenta però delle inevitabili deficienze agli effetti della sequenza dei simboli, che risulta evidente se si suppongono tre elementi affiancati, ciascuno costituito da sette unità, e se si suppone di dover rappresentare ad esempio il simbolo 8B8 (con tre unità affiancate) oppure il simbolo B88. Tale rappresentazione risulterebbe impossibile, in quanto la lettera B ed il numero 8 dovrebbero essere riprodotti in modo analogo, attraverso l'accensione dei sette elementi. Analogamente accadrebbe per il numero 2 e la let-

tera Z, che impegnerebbero i medesimi segmenti, e per la D, la O e lo zero.

A causa di ciò, un'attenta analisi compiuta da parte del Lettore permetterà di stabilire che il sistema consente soltanto la rappresentazione di 9 lettere, e precisamente A, C, E, F, H, J, L, P ed U, che non possono essere confuse con i numeri.

Per quanto riguarda invece il sistema illustrato a destra alla figura 8, impiegante trentacinque punti luminosi, vengono di solito usati a tale scopo trentacinque diodi foto-emittenti raggruppati in una matrice disposta appunto nel modo illustrato (7 x 5). Con la disponibilità di trentacinque punti luminosi è possibile rappresentare tutti i 64 caratteri del codice ASCII. In futuro è prevedibile un ulteriore sviluppo, che consente di estendere la matrice a 7 x 9 elementi, ed anche più, con la conseguenza di una riproduzione più fedele e precisa di ogni simbolo.

Un ultimo approccio consiste nell'impiego di un tubo a raggi catodici in miniatura, e nello scrivere i simboli facendo muovere il raggio in modo da ottenere la rappresentazione di un oscillogramma avente la forma desiderata. Uno dei vantaggi di questa tecnica consiste nel fatto che è possibile allincare un certo numero di tubi, e scrivere quindi più di un simbolo, disponendoli uno a fianco dell'altro. Tuttavia, se il messaggio prodotto da una macchina funzionante con questo principio diventasse piuttosto complicato, è possibile usare tubi a raggi catodici di maggiori dimensioni, oppure ricorrere all'impiego di una telescrivente per stampare i messaggi.

Il sistema di rappresentazione

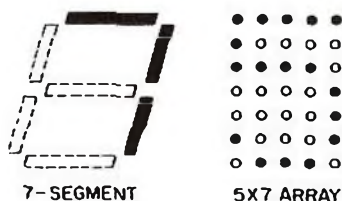


Fig. 8 - Altri due metodi di rappresentazione di simboli e lettere: a sinistra, il sistema a sette segmenti, e a destra il sistema impiegante trentacinque sorgenti luminose (diodi ad emissione di luce) disposti secondo lo schema detto.

numerica di grandi dimensioni di questo tipo — tuttavia — costituiscono un argomento completamente estraneo a quello al quale questo articolo è dedicato.

CONCLUSIONE

Tutti conosciamo la storiella di quella ragazzina che aveva letto un libro sui coccodrilli, e che — quando il maestro le chiese se le era piaciuto — rispose «questo libro mi ha detto sui coccodrilli più di quanto io volevo sapere». Analogamente, il Lettore potrebbe pensare che l'argomento relativo ai tubi ad indicazione numerica sia stato qui esaurito, mentre in realtà sarebbe possibile dire molto di più, se non esistessero esigenze di carattere redazionale, che impongono una certa limitazione alla lunghezza degli articoli.

Per concludere, è perciò bene citare uno dei più recenti sviluppi ottenuti in questo campo specifico: i tubi vengono solitamente pilotati mediante una combinazione di circuiti di pilotaggio e di decodificazione, che stabiliscono quale catodo di un determinato tubo debba essere messo in funzione provocando la rappresentazione di un simbolo.

Ora, dal momento che i circuiti di decodificazione e di pilotaggio possono influenzare per il 50% o più il costo del sistema di rappresentazione numerica, sono stati compiuti numerosi sforzi per usare un decodificatore-pilota per più di un tubo, impiegando cioè un sistema basato sul principio «multiplex».

Questa idea ha determinato la necessità di creare tubi funzionanti con forte intensità di corrente, compresa ad esempio tra un minimo di 5 ed un massimo di 15 mA, e con una tensione leggermente maggiore di quella precedentemente considerata. I tubi di questo tipo, in grado di funzionare col sistema «multiplex» non sono però intercambiabili con i modelli normali.

Non appena sarà possibile descrivere adeguatamente questi ulteriori sviluppi, non mancheremo di aggiornare i nostri Lettori sull'argomento.

IL QUART

NUOVO SISTEMA DI TRASMISSIONI FM A TRE E QUATTRO CANALI

**alta
fedeltà**

Poiché la stereofonia multicanale va acquistando sempre più vasta popolarità in Italia e in Europa, appare di grande interesse studiare le soluzioni attualmente proposte al di là dell'Atlantico per la trasmissione e la ricezione dei programmi FM in stereofonia multicanale. Il sistema adottato in alcuni Paesi europei per la trasmissione di programmi stereofonici FM è in realtà assai simile al sistema americano Zenith-GE. Prima di pensare alla stereofonia multicanale, sarebbe tuttavia opportuno servire tutto il territorio italiano con trasmettitori stereofonici FM, cosa attualmente non ancora fattibile.

Il presente articolo descrive un nuovo sistema multiplex a tre o quattro canali, definito «QUART» (Quadrature Ambience with Reference Tone system). Il QUART è disponibile in versione a tre o a quattro canali, ma ci occuperemo qui più dettagliatamente della versione a tre canali, che è quella di base.

Questo sistema presenta dei vantaggi rispetto a tutti quelli finora proposti. Trattasi, beninteso, di un sistema che consente la ricezione con ricevitori FM sia mono che stereofonici.

La trasformazione di questi ricevitori per la «quadristerieofonia» non sarebbe molto costosa. I programmi SCA diffusi oltre Atlantico potrebbero inoltre venire trasmessi con il QUART a tre canali e con quello in versione a quattro canali.

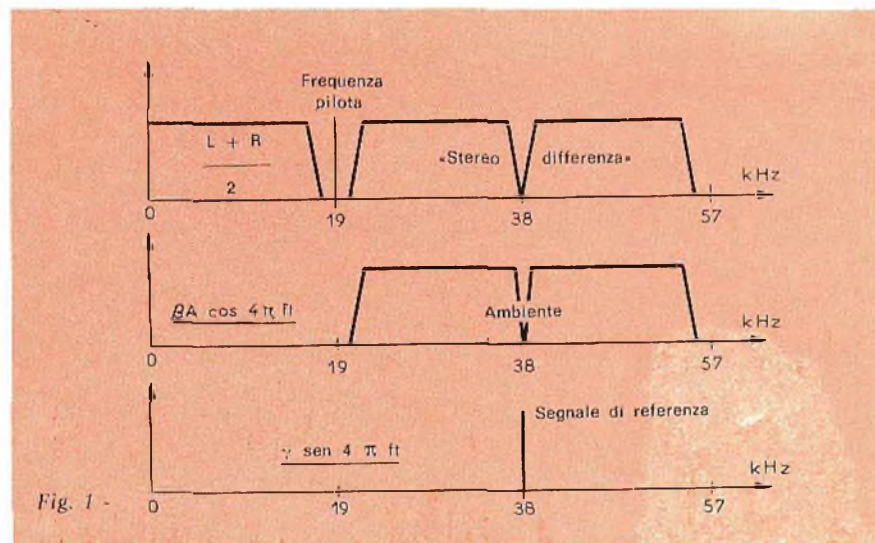
Questo sistema sarebbe meno sensibile al rumore rispetto a quelli la cui frequenza della sottoportante è superiore a 57 kHz, in quanto il terzo canale viene trasmesso sulla frequenza alquanto bassa di 38 kHz. Mediante appositi dispositivi è possibile l'adattamento automatico dei ricevitori alla ricezione di uno, due o più canali, a seconda della trasmissione.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Analogamente al sistema della televisione a colori americana NTSC, il sistema QUART utilizza una modulazione in quadratura per la trasmissione di un segnale supplementare all'interno della medesima banda. Il QUART differisce

dal sistema classico Zenith-GE per il fatto che il segnale che modula in frequenza la portante comprende un segnale supplementare di 38 kHz con soppressione della portante, modulato per il terzo canale, in quadratura (sfasato di 90°) con il segnale di stereo differenza, e contiene altresì un segnale supplementare con livello costante a 38 kHz, (definito segnale di riferimento oppure «reference tone») in fase con il segnale di stereo differenza.

Supponiamo che i tre segnali da trasmettere siano R (canale di destra), L (canale di sinistra) e A (ambiente oppure canale posteriore). Con il sistema stereofonico classico multiplex a due canali, la portante viene modulata dai seguenti segnali: un segnale monofonico comprendente il valore medio di



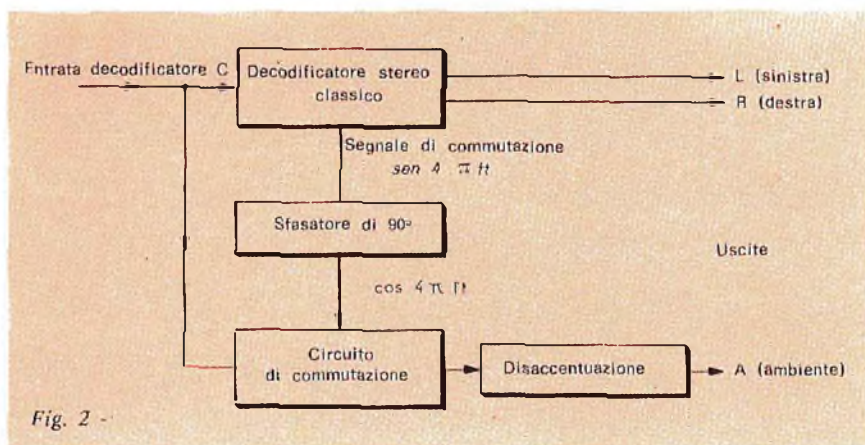


Fig. 2 -

$L + R$, un segnale pilota costante di 19 kHz, una portante di 38 kHz modulata in ampiezza dalla differenza $L - R$, essendo soppressa la portante di 38 kHz.

Il canale A di ambiente viene trasmesso con il QUART aggiungendo al segnale di modulazione dello Zenith-GE una seconda portante di 38 kHz, in quadratura con la portante modulata da $L - R$, e modulata in ampiezza da A, con portante soppressa. Si aggiunga a questo segnale composto di modulazione un segnale costante di riferimento di debole livello, a 38 kHz, in fase con la sottoportante $L - R$. Questo segnale di riferimento evita la diafonia tra canali nei ricevitori, dovuta agli errori di fase, e consente la commutazione automatica dei ricevitori per la ricezione di due o tre canali, a seconda della trasmissione.

Il segnale multiplex composto QUART, utilizzato per modulare in frequenza la portante, ha la forma che segue:

$$C = \frac{L+R}{2} + \alpha \sin 2\pi ft + \frac{L-R}{2} \sin 4\pi ft + \beta A \cos 4\pi ft + \gamma \sin 4\pi ft \dots \quad (1)$$

dove C è il segnale di modulazione composta a tre canali del QUART, R, L e A sono i tre segnali BF equalizzati secondo le caratteristiche classiche 50 oppure 75 μs , t è il tempo in secondi, $f = 19.000$ Hz (frequenza pilota), α , β e γ corrispondono a costanti standardizzate. Noi consideriamo qui di seguito le

versioni o il QUART, dove α , β e γ sono numerosi positivi.

Come nel sistema stereofonico Zenith-GE, α è uguale al 9% del valore di cresta di C. La figura 1 illustra le bande di frequenza corrispondenti al QUART.

PRINCIPIO DEL RICEVITORE PER LA STEREOFONIA A TRE CANALI

Un ricevitore stereofonico classico che riceve un segnale QUART esplora i canali di destra e di sinistra e resta insensibile al segnale di ambiente in quadratura. Pertanto, un ricevitore a tre canali comprende essenzialmente un decodificatore stereofonico classico, completato da un rivelatore del canale di ambiente.

Su di un classico decodificatore stereofonico un circuito sintonizzato consente di prelevare il segnale pilota a 19 kHz $\alpha \sin 2\pi ft$ e un circuito duplicatore di frequenza lo trasforma in un segnale di 38 kHz, definito segnale di commutazione, $\sin 4\pi ft$.

L'entrata viene moltiplicata per

$$1 + \frac{4}{\pi} \sin 4\pi ft$$

e per:

$$1 - \frac{4}{\pi} \sin 4\pi ft$$

Le uscite che ne risultano comprendono i canali di destra e di sinistra, che vengono successivamente disaccentuati.

Un decodificatore fondamentale a tre canali (vedi figura 2) com-

prende un decodificatore stereofonico, un circuito sfasatore di 90° del segnale di commutazione al fine di ottenere $\cos 4\pi ft$ ed un circuito che commuta o moltiplica l'entrata del decodificatore per $\cos 4\pi ft$. Se un ricevitore stereofonico a tre canali viene utilizzato per la ricezione di un programma classico a due canali, si può concepire un commutatore elettronico che tagli il terzo canale.

La banda del ricevitore a tre canali, tenendo conto delle bande laterali, deve essere abbastanza larga e corrispondere a quella del sistema QUART. In caso contrario al momento della trasmissione di segnali musicali di grande ampiezza, si verificherebbero una distorsione e una diafonia tra il canale anteriore e quello posteriore.

Il problema più delicato da risolvere con il QUART è la diafonia tra il canale A ed i segnali $1/2 (L - R)$, a motivo della filtrazione davanti al decodificatore. La maggior parte dei circuiti di commutazione dei decodificatori tende a rispondere alle armoniche della frequenza di commutazione di 38 kHz, il che provoca dei segnali parassiti di uscita in prossimità di 76 kHz o di 114 kHz. A tutto ciò si può rimediare mediante l'impiego di circuiti moltiplicatori di debole distorsione di segnali sinusoidali puri di 38 kHz, oppure di filtri destinati ad eliminare, all'entrata del decodificatore, le tensioni di frequenza superiori a 57 kHz, utilizzando i circuiti di commutazione nel decodificatore.

Questi filtri, purtroppo, al di sotto di 57 kHz, comportano delle irregolarità di risposta in ampiezza e in frequenza, il che si riflette sulla uscita del decodificatore con una diafonia tra il canale A e la componente $1/2 (L - R)$ dei canali stereofonici. La percentuale di diafonia provocata dal filtro disposto davanti al decodificatore varia a seconda della frequenza BF ed è di regola più elevata per le alte frequenze. Vi si può rimediare in vari modi:

— Utilizzando un filtro molto perfezionato che abbia una risposta in frequenza piatta ed una risposta in fase lineare fino a

53 kHz.

- Utilizzando alla uscita del decodificatore delle reti compensatrici di diafonia, a seconda della frequenza.
- Compensando gli effetti del filtro alla emissione con un filtro speciale nel codificatore, che introduca esattamente le distorsioni di frequenza e di fase opposte a quelle dovute al filtro del ricevitore, disposto davanti al decodificatore.

Se viene adottato quest'ultimo metodo, si dovrà disporre un filtro di caratteristiche standardizzate alla entrata dei decodificatori di tutti i ricevitori stereofonici a tre canali.

Se i segnali di commutazione a 38 kHz, utilizzati nel decodificatore, non hanno una fase corretta, si verifica una diafonia tra i canali L, R ed A. Tali errori di fase possono essere dovuti ad un disallineamento del decodificatore oppure ad una cattiva risposta di fase in un punto qualsiasi dell'impianto di trasmissione. Questa diafonia è più grave con il sistema QUART che non con il sistema classico a due canali.

DECODIFICATORE CON CORRETTORE DELL'ERRORE DI FASE

Quando i segnali multiplex sono viziati da errori di fase, il decodificatore semplificato di cui alla figura 2 produce dei segnali di uscita con diafonia. La figura 3 illustra uno schema funzionale di decodificatore più completo, nel quale la componente continua di uscita del canale A assicura la correzione automatica degli errori di fase. Lo schema è paragonabile con quello della figura 2, con un circuito sfasatore variabile di fase, che può modificare la fase del segnale pilota, prima che la sua frequenza sia duplicata, oppure del segnale di commutazione a frequenza duplicata.

Lo sfasamento prodotto da questo circuito dipende dalla polarizzazione continua che gli viene applicata. Si ha in tal modo la possibilità di adattare la fase del segnale di commutazione alla fase del segnale di riferimento. La componente continua del circuito sfasatore viene

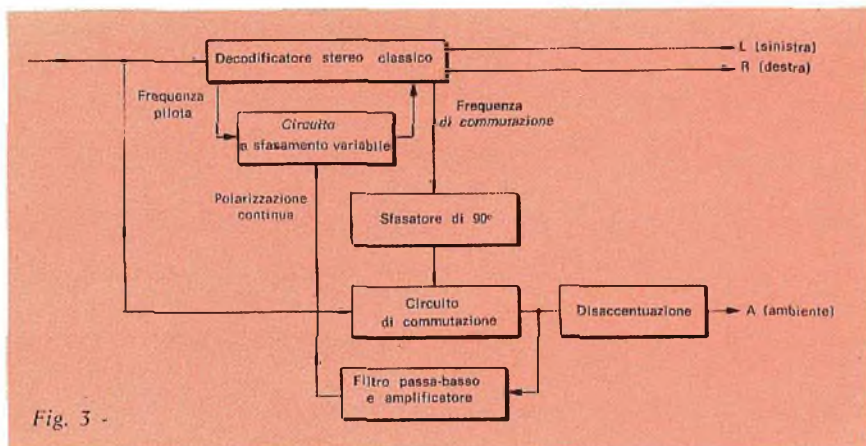


Fig. 3 -

ottenuta applicando l'uscita A del decodificatore attraverso un filtro passa-basso che sopprime la componente BF. Allo scopo di ridurre l'errore di fase, deve essere regolata la polarità di questa tensione di polarizzazione continua.

Il circuito del codificatore all'emissione deve fornire un segnale la cui forma corrisponda al rapporto (1). Questo codificatore deve essere concepito in modo che la modulazione stereo differenza di 38 kHz sia esattamente in fase con il segnale di riferimento di 38 kHz e che questi due segnali siano in quadratura con il segnale di modulazione Ambiente di 38 kHz. Gli errori di fase dei segnali di 38 kHz non devono essere superiori a 1° per il codificatore. Con taluni decodificatori il segnale di riferimento di 38 kHz si ottiene aggiungendo una componente continua al segnale stereo differenza che modula la sottoportante di 38 kHz. E' auspicabile filtrare le frequenze inferiori a 20 kHz provenienti dal segnale ambiente applicato al codificatore; in caso contrario, le basse frequenze del segnale ambiente contribuiscono alla polarizzazione continua del decodificatore di cui alla figura 3, il che determina la diafonia.

In condizioni normali di ricezione gli errori di fase sono rari. Ecco perché il decodificatore più semplice è sufficiente per la ricezione del QUART. E' naturalmente sempre necessario regolare con precisione la fase dei segnali di commutazione nel decodificatore. Il segnale di riferimento consente la commutazione automatica per la ricezione di due

o tre canali e la verifica della precisione della fase del segnale di commutazione del decodificatore.

Il rumore del sistema QUART è necessariamente più importante rispetto a quello del sistema Zenith GE. Supponendo che γ sia pari al 5% e che i tre canali comprendano dei segnali di eguale energia BF, il volume del suono captato da un ricevitore monofonico o stereofonico sintonizzato su di un emettitore FM che trasmetta il QUART, è di 2,3 dB inferiore allo stesso volume il ricevitore riceve un emettitore che trasmetta il sistema Zenith-GE.

Il rapporto segnale disturbo ottenuto con un ricevitore a tre canali sintonizzato su di un emettitore QUART è di 3,5 dB peggiore rispetto a quello ottenuto con un ricevitore a due canali sintonizzato nelle medesime condizioni su un trasmettitore Zenith-GE.

TRASMISSIONI A QUATTRO CANALI

In caso di trasmissione di un programma a quattro canali, è necessario trasmettere un quarto canale con una modulazione di ampiezza di una portante soppressa di una frequenza superiore a 57 kHz.

Per ricostituire la portante soppressa alla ricezione, la modulazione del quarto canale deve essere di 76 o 95 kHz. Tenuto conto del rumore, della facilità di realizzazione del ricevitore e della necessaria larghezza di banda MF, sarà più opportuno scegliere la frequenza di 76 kHz. Il principale vantaggio che si ottiene utilizzando la frequenza di 95 kHz è che sono sem-

pre possibili le trasmissioni SCA (utilizzate oltre Atlantico, ma non in Italia).

Per la trasmissione di programmi a quattro canali vengono proposte le due forme seguenti di sistema QUART:

— Il QUART II, che utilizza una sottoportante di 76 kHz, con un segnale multiplex della forma che segue:

$$C = 1/2 (L + R) + \alpha \sin 2\pi ft + [1/2 (L - R) + \gamma] \sin 4\pi ft + 31/3 (U + V) \frac{U - V}{\sqrt{2}} \sin 8\pi ft.$$

— Il QUART III, che utilizza una sottoportante di 95 kHz, con un segnale multiplex della forma che segue:

$$C = 1/2 (L + R) + \alpha \sin 2\pi ft + [1/2 (L - R) + \gamma] \sin 4\pi ft + 1/2 (U + V) \frac{U - V}{\sqrt{2}} \sin 8\pi ft.$$

In queste formule tutti i simboli sono identici a quelli della formula (1), fatta eccezione per U e V che sono rispettivamente i segnali dei canali posteriori di sinistra e di destra, con una ampiezza ed una polarità indicate dalle notazioni convenzionali di R, L e A.

Nei sistemi QUART II e III viene utilizzata, per i canali posteriori, una tecnica costituita da una somma e da una differenza, ciò allo scopo di evitare che un canale posteriore abbia un rumore esagerato e affinché l'ascoltatore, in cattive condizioni di ricezione, possa eliminare il segnale differenza posteriore $U - V$

$\frac{U - V}{\sqrt{2}}$ e migliorare così il livello

di rumore di circa 2,5 dB per il QUART II oppure di circa 3,5 dB per il QUART III, pur ricevendo un programma multicanale accettabile. E' altresì assicurata la compatibilità con i ricevitori a sistema QUART a tre canali.

I coefficienti numerici delle modulazioni dei canali posteriori vengono scelti con cura, allo scopo di avere minore rumore. Si ritiene che sarebbe difficile concepire un sistema multiplex a quattro canali con prestazioni inferiori, soprattutto per ciò che riguarda il rumore. Supponendo che γ sia = 5% e che i quattro canali corrispondano a energie BF eguali, i ricevitori monofonici o stereofonici sintonizzati su di un trasmettitore QUART II o III ricevono un segnale di 4.5 dB più debole rispetto a quando sono sintonizzati su di un trasmettitore Zenith GE stereofonico classico, e ciò a motivo della energia utilizzata per i due canali supplementari.

Il QUART II dunque, sarebbe tecnicamente superiore al sistema QUART III e consigliabile per la utilizzazione in Europa, dove i trasmettitori stereofonici FM non trasmettono sottoportanti SCA come negli Stati Uniti.

RICEVITORE PER RADIOCOMANDO



UK 345

Il ricevitore supereterodina UK 345 è stato progettato per rispondere alle esigenze di tutti coloro che abbisognano di un radiocomando e che desiderano realizzare un apparecchio ricevente di classe elevata. In unione ai gruppi canali UK 325 e UK 330 ed al trasmettitore UK 300, l'UK 345 consente di realizzare un complesso di radiocomando veramente efficiente.

Caratteristiche tecniche Tensione di alimentazione: 6 Vc.c.

Corrente assorbita: ~ 5 mA - Frequenza del quarzo:

26,670 MHz - Media frequenza: 455 kHz - Transistori

impiegati: 4x BF233/3

Prezzo netto imposto L. 5.300





informazioni commerciali

si consolidano le strutture del mercato discografico

Italia mecca del disco? Il primo sguardo superficiale alle statistiche riflettenti le strutture del mercato parrebbe confermare questa tesi: ogni giorno entrano in circolazione nel nostro paese circa 100 dischi diversi — fra 33 e 45 giri di ogni genere musicale — alla ricerca di un pubblico il cui potere d'acquisto ne consenta l'assorbimento; contiamo quasi 200 case fonografiche, di cui un quarto di media e grande importanza, per un totale di oltre 600 etichette differenti. Ma, a un esame più approfondito, quante copie sono effettivamente vendute di quelle realizzazioni discografiche, che nell'arco del '71 sono state appunto 3500, di cui 2200 LP's e 1300 singoli? E quante fra le case citate possono in realtà figurare sotto la categoria di industria, anzi che quella di artigianato?

Non è un discorso nuovo, certo; tuttavia proprio attraverso le cifre di vendita, che rappresentano l'altra faccia della medaglia, esso acquista particolare attualità. La crisi che ha investito — da un anno e mezzo a questa parte — il mercato del 45 giri, dimezzandone quasi la area commerciale, è valsa comunque a operare una drastica selezione all'interno del settore fonografico, separandone le componenti più qualificate (identificabili nelle case disponenti di un valido catalogo a 33 giri) da tutte le altre.

80 studi di registrazione, 30 stabilimenti di pressaggio, oltre 800 case editrici musicali: sono dati di oggi, che rispecchiano però il «boom» degli scorsi anni piuttosto che la nuova immagine del mercato attuale, e quindi probabilmente destinate a una più o meno lieve decurtazione nel prossimo futuro. Un mercato dove si vendono ufficialmente meno di trenta milioni di dischi all'anno (meno della metà di quanto si vendeva in Francia e circa un quarto di quanto si vendeva in Gran Bretagna, paesi en-

trambi di popolazione pari alla nostra, o quasi) ha, ovviamente, delle possibilità limitate, a breve scadenza.

In una visione proiettata a maggiore distanza il quadro è diverso, e prospetta per il disco — o quanto meno per il mercato della riproduzione sonora — orizzonti ben più vasti. Solo da un potenziamento delle sue strutture industriali, ottenuto mediante una trasformazione selettiva in antitesi alla sovrapproduzione, all'improvvisazione, alla dispersione tipica dell'ultimo decennio si potranno però conseguire questi obiettivi; si tratta, del resto, di un'esigenza già avvertita dagli operatori del mondo musicale e fonografico, e da qualche tempo concretizzata in vari modi a livello di organizzazione.

Anche i punti di vendita — ed è proprio questa, forse, la nota più positiva — si sono fatti consapevoli di tale mutamento, creando con i distributori un nuovo tipo di rapporto, fondato su un dialogo prudente anzi che sull'indiscriminata subordinazione, allo scopo non più di «immagazzinare» bensì di realmente vendere. E' anche questa una selezione, dalla quale sono irrimediabilmente esclusi dal gioco i non professionisti, gli avventurieri e gli illusi.

La tendenza a conferire maggior peso agli LP's, e in genere a tutta la produzione «di fondo», piuttosto che agli sporadici successi del momento, si è pure accentuata da parte dei rivenditori, sottolineando la necessità di una sempre maggiore specializzazione e sensibilizzazione nei confronti di un pubblico più qualificato. L'eventuale nascita e sviluppo di canali di vendita non tradizionali, che coprano aree del mercato mai battute in precedenza, non possono in questo senso essere viste come un ostacolo alla vita del rivenditore, ma quasi, addirittura, come un efficace mezzo di pro-

mozione per l'attività del medesimo, in vista di potenziali acquirenti per l'avvenire.

Da parte del pubblico, infine, la selezione è già in atto: mentre quelli che fino a ieri erano considerati dischi «commerciali» non trovano più facile sbocco, le vendite sempre maggiormente rendono merito ai prodotti di qualità. E' probabile che tale tendenza si accentui nel corso degli anni, eliminando molte di quelle incognite che rendono ardua la operazione degli uffici artistici.

Avremo così un più giusto (e sano) equilibrio fra le cifre concernenti le forze produttive e le cifre relative alle vendite, ciò che senza dubbio recherà un benefico ordinamento all'intero mercato, consentendo programmi di stampa più prettamente «industriale»: con soddisfazione di tutti coloro che lavorano con serietà e impegno in questo nostro difficile settore.

«borsa 70»

«Borsa 70», un progetto di ristrutturazione dell'attività della Borsa Valori di Milano che prevede la creazione di un sistema informativo in tempo reale tra i più avanzati non solo in Italia ma anche in Europa, è stato illustrato oggi nel corso di una conferenza stampa dal Presidente del Comitato Direttivo degli Agenti di Cambio di Milano. Il progetto ha lo scopo di sviluppare l'attività della Borsa mettendo a disposizione degli operatori, attuali e potenziali, informazioni complete e tempestivamente aggiornate sullo svolgersi delle trattative. Si faciliterà in tal modo l'avvicinamento del pubblico alla Borsa, esigenza, questa, comune a tutte le Borse d'Europa.

Il progetto, che prevede l'installazione di due potenti Sistemi elettronici e di una rete di terminali video e scriventi, permetterà inoltre di snellire gli adempimenti contabili cui sono tenuti gli agenti di cambio.

Gli elementi sui quali si basa la nuova organizzazione sono essenzialmente due: la rivelazione delle operazioni di borsa, al momento stesso della loro effettuazione e l'immediata segnalazione dei prezzi fissati su apposite apparecchiature di diffusione all'interno ed all'esterno della Borsa.

Con l'attuale organizzazione è strettamente difficile per i clienti rendersi esattamente conto dell'andamento delle contrattazioni, dato che normalmente si conoscono solo i dati relativi all'apertura e alla chiusura. Disponendo di un sistema di rilevazione e di diffusione in tempo reale, i prezzi fissati saranno immediatamente evidenziati sia all'interno della Borsa, tramite tabelloni di segnalazione, sia all'esterno tramite una rete di terminali. In tal modo sia gli agenti di borsa sia tutti gli operatori esterni (clienti, banche, enti finanziari) potranno disporre di un valido strumento decisionale che li metterà in grado di operare sfruttando in modo tempestivo le opportunità offerte dal mercato. Il sistema prevede inoltre la possibilità di estendere a tutti i titoli quotati la forma di trattazione delle operazioni («in continuo») attualmente in fase di sperimento.

La gestione di questa serie di operazioni implica l'esistenza di un sistema elettronico per la rilevazione delle operazioni al momento stesso della loro effettuazione; a tal fine saranno installati terminali video in prossimità delle «corbeilles» poste nel Salone di Borsa. Sui terminali saranno impostate le singole operazioni e i messaggi in tal modo inviati all'elaboratore saranno da questo controllati per accertarne l'esattezza ed immediatamente trasmessi al tabellone luminoso in sala di contrattazione e ai sistemi di diffusione esterna. Le informazioni trasmesse, consistenti non solo nel prezzo, come avviene attualmente, ma in altri elementi, quali le quantità parziali e globali trattate nella seduta e i prezzi minimo e massimo, forniranno un valido aiuto per la corretta interpretazione delle tendenze dei singoli titoli.

Questa complessa struttura operante in tempo reale permetterà un ulteriore perfezionamento dell'attuale sistema di elaborazione dei dati relativi alle incombenze contabili degli agenti di cambio, dei Commissionari di Borsa e degli Istituti Bancari, che si avvale di un Sistema/360 IBM Modello 40; gli utenti avranno a disposizione nei loro uffici terminali video e scriventi mediante i quali sarà possibile semplificare e razionalizzare l'immissione dei dati contabili ed ottenere i risultati relativi in un tempo molto breve.

Sarà, infine, possibile costituire e mettere a disposizione degli utenti collegati (agenti di cambio, istituti di credito, ecc.) una «banca dei dati» particolarmente indirizzata al mercato finanziario e comprendente informazioni di carattere storico e statistico su tutti i titoli quotati nelle Borse Italiane e sulle società emittenti.

Il Progetto «Borsa 70», la cui realizzazione è prevista per l'inizio del 1974, costituisce la base per ulteriori impor-

tanti sviluppi che già fin d'ora è possibile ipotizzare, quali il collegamento della Borsa Valori di Milano con le altre borse nazionali e con le più importanti borse europee.

nastro magnetico con diossido di cromo

Un altro gradino verso la perfezione nell'alta fedeltà con le Compact Cassettes?

Cosa si nasconde dietro il diossido di cromo, che si è affiancato al tradizionale ossido di ferro nella produzione dei nastri magnetici?

Prescindendo dalla differenza di prezzo, un nastro al diossido di cromo presenta soprattutto due vantaggi tecnici: si presta ad una migliore modulazione, e grazie alle particelle più fini ed uniformi, dotate di particolari proprietà magnetiche, presenta una maggiore sensibilità nella gamma dei toni acuti.

Questi due vantaggi si manifestano soprattutto a basse velocità di scorrimento del nastro. Date le sue migliori proprietà magnetiche, il nastro al diossido di cromo viene utilizzato nell'allestimento delle Compact Cassettes, che scorrono alla velocità relativamente bassa di 4,75 cm/s.

Un alto rumore di fondo, dovuto alle esigue larghezze di pista ed una limitata gamma di frequenze, dovuta alla bassissima velocità del nastro, sono ostacoli sulla via della perfezione nell'alta fedeltà, ostacoli facilmente superabili con il nastro al diossido di cromo.

L'impiego del diossido di cromo esige alcune particolari caratteristiche tecniche, in quanto richiede — rispetto all'ossido di ferro — una più elevata corrente di pre-magnetizzazione per le registrazioni ed una maggiore capacità di cancellazione. Tuttavia ciò non significa che le cassette al diossido di cromo debbano venire impiegate esclusivamente su apparecchi approntati per il diossido di cromo.

Prima che la BASF mettesse in commercio le cassette al diossido di cromo, furono eseguite molte prove nei laboratori di Ludwigshafen, su svariati apparecchi di diverso tipo. Si è così accertato che in molti apparecchi la corrente di pre-magnetizzazione è già relativamente elevata, tanto da essere sufficiente anche per il diossido di cromo.

Si è nel contempo rilevato che la maggior parte degli apparecchi cancella perfettamente registrazioni su nastro al diossido di cromo (soprattutto con funzionamento dalla rete o con batterie nuove).

La norma Hi-Fi stabilisce determinati valori tecnici, che non sempre finora si

sono potuti raggiungere. Ciò diventa tuttavia possibile con il nastro al diossido di cromo, nonostante la bassa velocità di scorrimento del nastro.

Una domanda resta ancora aperta: se cioè il diossido di cromo offre gli stessi vantaggi anche per i normali nastri in bobine: gli apparecchi in bobina hanno tutti velocità di scorrimento più elevate rispetto agli apparecchi a cassette. A 19 cm/s è tecnicamente molto più semplice raggiungere livelli Hi-Fi.

Ma anche a 9,5 cm/s le differenze tra un nastro al diossido di cromo ed un altro nastro di qualità non rivestono praticamente alcuna importanza, se si prescinde dal prezzo. Ma se con i registratori a bobine la bassa velocità di 4,75 cm/s dovesse acquistare anch'essa importanza per registrazioni di gran pregio, allora un nastro al diossido di cromo diventerebbe enormemente interessante anche per questi apparecchi.

una svolta decisiva per i circuiti integrati

Se esaminiamo il mercato dei semiconduttori vediamo affiorare numerosi quesiti: come mai in Europa c'è la crisi? Quanto durerà? Quali saranno le nuove tendenze del mercato?

Rispondere con dati sicuri è impossibile. E' invece possibile stabilire alcuni punti ben definiti sui quali impostare le ipotesi di lavoro per il prossimo futuro. Per fare ciò occorre prima esaminare attentamente le reazioni dei principali costruttori che operano in questo campo, studiando i loro progetti a breve scadenza e tutti i loro obiettivi. Con questo scopo prendiamo in considerazione tre ditte americane — Texas, Motorola, ITT.

La scelta non è arbitraria, ma è stata fatta per un motivo ben preciso, in quanto in queste tre ditte troviamo gli aspetti più svariati dell'industria dei semiconduttori. Inoltre esse hanno una grande importanza economica, poiché, se valutiamo 500 milioni di dollari il mercato europeo globale, sempre nello ambito dei dispositivi semiconduttori, vediamo che almeno 1/3 della cifra totale spetta alle tre ditte su menzionate. Infatti, erroneamente, si crede che la Philips sia il gruppo industriale che realizza la più grossa cifra nell'ambito dei semiconduttori, per un ammontare che si aggira sui 100 milioni di dollari, ma questa cifra non è poi così significativa. Malgrado gli studi e i laboratori, la Philips non appare in concorrenza diretta col mercato della Texas o della Motorola.



DIFENDITI CON ANTIFURTO PHILIPS

Semplice e completo,
ad un prezzo ridotto.
È adatto per abitazioni,
negozi, uffici, magazzini,
laboratori. Antifurto Philips:
la Guardia Elettronica.

PHILIPS



Divisione Sicurezza Philips. Tanti apparecchi per proteggervi.



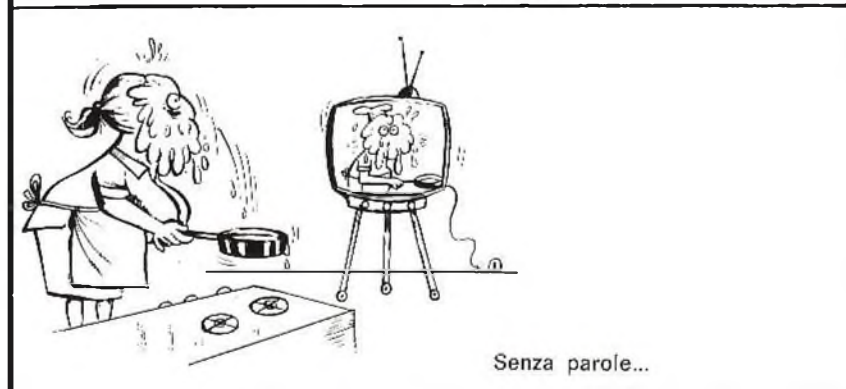
VIDEO RISATE



Senza parole...



«...pare che il corridore numero dodici, che vedete ora inquadrato sul video sia sospettato di doping...».



Senza parole...

Le tre ditte intervistate ci hanno dimostrato di avere vedute simili per quanto riguarda le previsioni sull'andamento del mercato nel prossimo futuro.

Possiamo così sintetizzare i loro «prognostici».

- 1) Il mercato europeo riprenderà quota soprattutto verso la fine dell'anno in corso.
- 2) Il ribasso dei prezzi continuerà per molti dei componenti discreti, ma non avrà che una debole estensione.
- 3) Una novità sarà costituita dalla forte domanda dei circuiti su richiesta.

Generalmente nell'industria dei semiconduttori si verifica un ribasso dei prezzi di anno in anno, fenomeno dovuto alle migliorie del processo di fabbricazione.

Nel '70-'71 questo ribasso è stato dell'ordine del 40-50% per i circuiti integrati standard e del 30% per i componenti discreti.

Sembra escluso che questa percentuale venga riveduta nel prossimo futuro sia perché le condizioni economiche dei mesi passati non si possono rovesciare, sia perché per determinati dispositivi, il debole margine di regressione era già compromesso.

E' difficile poi che i prezzi precedentemente in ribasso riescano a stabilizzarsi.

In un anno solo alcuni costruttori hanno potuto migliorare alcuni costi di fabbricazione e ristabilire così i loro margini. Quanto alle quantità globali richieste si prevede che esse seguano, per i circuiti discreti, la stessa progressione media dell'anno scorso. Le cifre dunque dovrebbero mantenersi su un certo livello e, forse, progredire. Per i circuiti integrati classici la tendenza dovrebbe essere la stessa che per i circuiti discreti.

In compenso pensiamo che la situazione sarà buona per i circuiti integrati MSI e LSI qualunque sia la loro tecnologia, anzi la crescita delle cifre per questi prodotti dovrebbe essere abbastanza forte. Ci sarà, in definitiva, uno scarto tra mercato dei circuiti discreti e mercato dei circuiti integrati. L'equilibrio tra i due, previsto per il '74, rischia di essere realizzato prima di questa data.

Sul piano tecnico non c'è alcun dubbio sullo sviluppo molto rapido dei circuiti integrati MOS. Questa rimonta è prevista per quei prodotti di grande diffusione.

Quello che è meno prevedibile, invece, è la probabile forte domanda di circuiti su misura.

I nostri interlocutori della Motorola, Texas e ITT sono stati unanimi su questo punto, e giustificano le loro previsioni sui loro numerosi contatti o sulle realizzazioni in corso.

E' per questa eventualità che le tre ditte intervistate hanno rinforzato, durante l'anno, le loro strutture in modo da essere in grado di soddisfare una clientela nuova, oltre a quella tradizionale.

CRONISTORIA DEL REGISTRATORE VIDEO

prima parte di Domenico SERAFINI

Con questo articolo ci proponiamo di fare una carrellata descrivendo tutto quello che sappiamo sui registratori video magnetici e sulle videocassette a nastro magnetico. Il servizio, non essendovi libri sull'argomento, si basa su ricerche compiute negli Stati Uniti, dal nostro corrispondente Domenico Serafini in collaborazione con l'Ampex, Sony, NBC (ing. Miguel Negri), Hewlett - Packard, Akai ed il tecnico John Brumage.

Il notevole entusiasmo suscitato dalle videocassette ha spesso causato l'uso di forme improprie specie da parte di corrispondenti non competenti per giornali non tecnici.

Ad esempio «tecnico RVM» vuol dire esperto di Registratori-Video-Magnetici ed è la traduzione logica dell'americano «VTR technician» Video-Tape-Recording.

Dobbiamo tener presente, inoltre, che «Videocassetta», parola universalmente usata dalla stampa per indicare le bobine compatte, per il registratore video è un «marchio di fabbrica» della Sony.

Prima di inoltrarci nella descrizione dell'RVM, daremo alcuni cenni storici sullo sviluppo dell'apparato.

NASCITA E SVILUPPO DEL MAGNETOFONO

L'idea di poter immagazzinare segnali elettrici sfruttando le proprietà magnetiche di un materiale omogeneo, quale il ferro, venne chiaramente espressa dal fisico Oberlin Smith nel 1888 in un'articolo sulla rivista «The Electrical World».

Il 1 Dicembre 1898 un ingegnere elettrotecnico danese, Valdemar Poulsen brevettò un espediente atto a mettere in pratica la teoria dello Smith. L'apparecchio, definito dall'inventore come il «Telegrafono», suscitò un vivo interesse all'esposizione di Parigi del 1900; purtroppo però la curiosità, anche se briosa, non apportò alcun finanziamento.

Nel 1903 Poulsen con l'amico americano Pedersen fondò l'American Telegraphone Co. con lo scopo di costruire e vendere tali apparecchi.

Il Telegrafono registrava per un periodo di 30 minuti su di un filo di ferro del diametro di 2,5 mm il quale si muoveva ad una velocità di circa 2,2 m/sec.

L'apparecchio per quanto perfezionato in confronto ai primi prototipi, non ebbe successo commerciale. L'inventore nel 1907 lo arricchì della pre-magnetizzazione apportando alla riproduzione un notevole miglioramento.

Devono trascorrere comunque 14 anni, prima che la registrazione magnetica possa rendere una discreta riproduzione sonora.

Nel 1921 W.L. Carlson e G.W.



Fig. 1 - La prima versione del «Telegrafono».



Fig. 2 - Il Magnetophono o «Tonschreiber» come si presentò al tecnico statunitense J. Mullin in quel Luglio del 1945.

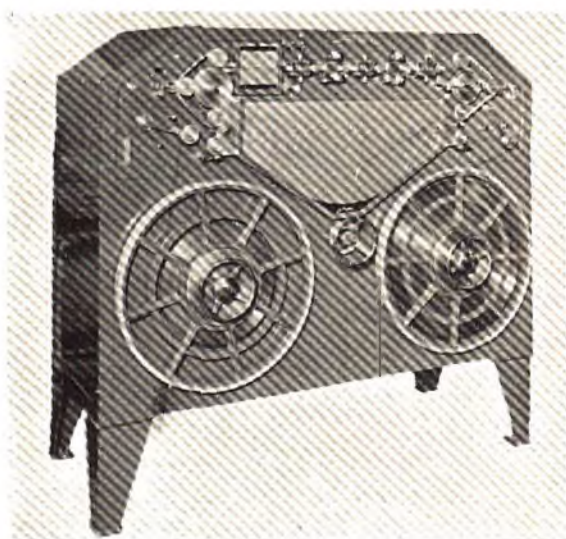


Fig. 3 - Vista frontale del registratore «Marconi-Stille».

Carpenter, nei laboratori di ricerche della marina statunitense, danno le basi alla moderna polarizzazione alternata. Nel 1927 J. A. O'Neill brevetta il primo tipo di nastro magnetico. Si trattava di una striscia di carta su cui veniva fatto asciugare un liquido contenente particelle magnetiche.

Nel frattempo un tedesco, un certo Kurt Stille, compera i brevetti che riguardano gli apparecchi registratori. Con le licenze dello Stille ed alcuni consigli dell'ingegnere tedesco Von Heusing, la BBC inglese sviluppa il «Blattnerphone» (dal nome del progettista Louis Blattner), che impiega nastri di ferro della larghezza di 6 mm.

L'apparecchio viene acquistato in seguito dalla Marconi Co., ed adattato per la registrazione di colonne sonore nelle pellicole cinematografiche, assume quindi la denomi-

nazione di registratore «Marconi-Stille».

Quest'ultimo poteva accomodare ben 3 Km di nastro di ferro di 3 mm ad una velocità di 90 m/min per un periodo di 30 minuti.

A Dresden (Germania Est) nel 1928 il fisico Fritz Pfelemer brevettò una versione perfezionata del nastro O'Neill. Nel 1931 il metodo Pfelemer diede l'incentivo a nuove ricerche da parte di alcune compagnie come la AEG Co., la IG Farben e la BASF tedesche ed a due studiosi come Kato e Takei dell'Institute of Electrical Engineer, giapponese.

Nel 1935 all'annuale fiera della radio tedesca, la AEG introdusse il primo «Magnetofono» commerciale ad un prezzo relativamente basso. Il nuovo apparecchio seppur notevolmente migliorato rispetto ai precedenti, conservava la caratteristica

«Lo-Fi» sino al 1939, cioè fino a quando i tecnici tedeschi non produssero nastri di plastica sui quali venivano depositati strati uniformi di ossido di ferro.

Gli americani e gli inglesi, frattanto, pur registrando marcati successi, stavano ancora lavorando sul tipo a «filo», e non erano al corrente dei progressi tedeschi in tal campo.

Gli anni 30 si chiudono con un brevetto ottenuto dalla Braunmühl-Weber sull'applicazione della polarizzazione alternata sul nastro ad ossido di ferro.

Nel caldo Luglio del 1945 (due mesi dalla fine della seconda guerra mondiale) un ingegnere militare della propaganda americana, John T. Mullin ispeziona gli studi di «Radio Frankfurt» precedentemente trasferita a Bad Nauheim (Germania Ovest).

«La prima ispezione non presentava nulla di particolare, verso il pomeriggio, però, un tecnico tedesco, Ernst Haas lo conduceva verso una grossa scatola nera, l'apriva vi sistemava una bobina... e premeva un pulsante».

Appena premuto, un nuovo mondo si aprì per Mullin, il nastro selezionato era uno di quelli che i tedeschi usavano per la propaganda che, a sua volta, aveva fatto impazzire i tecnici americani, della contro-propaganda di Londra, che si chiedevano come il «Der Fuehrer» potesse, ad esempio, trovarsi a Nuremberg quando Radio Frankfurt ci portava un suo discorso alle truppe in Hamburg, o come potessero trasmettere fedele musica sinfonica alle tre del mattino.

All'epoca esistevano dischi microsolco di acetato da 33 e 1/3 giri al minuto, chiunque avrebbe potuto capire che i programmi trasmessi da Radio Frankfurt non erano incisi, la qualità dei dischi era molto scadente allora e gli americani, in questo campo, erano all'avanguardia.

Per il mondo il 1945 segna quindi la nascita del registratore magnetico.

Ritornato in patria Mullin inizia un'accurato esame delle parti del «Tonschreiber», così veniva chiamato, che aveva spedito a casa e, verso la fine del 1946, è in grado



Fig. 4 - L'ingegnere statunitense John T. Mullin in una recente foto.

di presentare una sua versione del magnetofono ad una riunione dell'IRE (adesso IEEE) a San Francisco.

Nel 1947 vi erano quattro compagnie che costruivano registratori magnetici: la Rangertone, la Brush Soundmirror, la Amplifier Corporation of America e il Sound Recorder and Reproducer.

I primi apparecchi per uso domestico costavano in media 155 mila lire. Verso il 1950 erano reperibili sul mercato mondiale oltre due dozzine di marche di registratori audio-magnetici.

Nei primi mesi del 1951 Emory Cook e Ched Smiley cominciarono ad effettuare le prime registrazioni stereofoniche.

Il 1954 è l'anno in cui le «otto tracce» fecero la loro prima comparsa, grazie a George Eash, ma si affermarono solo nel 1964 quando cioè Earl Muntz, allora definito «l'uomo pazzo» cominciò a vendere «tape deck» per quattro tracce a sole 25 mila lire.

Nel 1957 fece la sua apparizione il primo registratore «made in Japan», si trattava del Sony Stereocorder.

Facciamo un passo indietro. Nel 1956 l'Ampex introduce il primo «videoregistratore» veramente funzionale, a cui si sono ispirate, in seguito, tutte le case produttrici di tali apparecchi.

Nel 1958 l'RCA sviluppa un particolare tipo di cartuccia, si trattava, in pratica, di due piccole bobine racchiuse in un contenitore di plastica.

La cartuccia non ottenne successo in quanto la compagnia non riusciva ad offrire un buon registratore per tali cartucce. Nel 1964 l'RCA abbandona l'idea delle cartucce, che però viene ripresa dagli ingegneri della Philips Electric Co. in Olanda i quali, nell'anno seguente, fieramente presentano un registratore miniatura adatto alle cassette: il Norelco Continental 150.

Nel 1969 la TDK introduce sul mercato audioregistratori equipaggiati con enfasizzatori-de-enfasizzatori Dolby, è questo un altro importantissimo passo verso la vera alta fedeltà.

Il resto è cronaca.

Tokai

LA VASTISSIMA GAMMA DI RICETRASMETTITORI UNITA' MOBILI - FISSE E PORTATILI

◀ PW - 5024



23 canali CB completamente quarzati - 18 transistori, 2 FET, 11 diodi, Ricevitore supereterodina a doppia conversione - Squelch Control - MF 3 W - Gamma di frequenza a sintonia variabile: 26.950/27.300 Mc/s - Stadio amplificatore R.F. - Potenza R.F. 5 W - Commutatore "P.A."

Dimensioni: 166 x 62 x 208

TC - 5008 ▶



23 canali CB completamente quarzati - 17 transistori, 1 FET, 9 diodi, Ricevitore supereterodina a doppia conversione - Squelch variabile e limitatore di disturbi - MF 3 W - Gamma di frequenza a sintonia variabile: 26.950/27.300 Mc/s - Stadio amplificatore R.F. - Potenza R.F. 5 W - Commutatore "P.A." - Alimentazione 12 V neg. a massa

Dimensioni: 150 x 38 x 203

TC - 506 ▶



6 canali CB (canale 7 - 27.035 Mc funzionante) - 17 transistori, 3 diodi - Ricevitore supereterodina con amplificatore R.F. MF 455 kc - R.F. 5 W - Commutatore «P.A.» - Alimentazione: 12 V (8 pile stilo 1,5 V)

Dimensioni: mm 248 x 82 x 55

Agente Generale per l'Italia:

elektromarket INNOVAZIONE

Corso Italia, 13 - 20122 MILANO - Via Rugabella, 21

Tel. 873.540 - 873.541 - 861.478 - 861.648

Succursale: Via Tommaso Grossi, 10 - 20121 MILANO - Tel. 879.859

**scatole
di
montaggio**



Il circuito elettronico per cercametalli AMTRON UK 780 è stato progettato per consentire la localizzazione di oggetti e di masse metalliche nel sottosuolo.

La sensibilità di questo apparecchio non è per nulla inferiore a quella di altri dispositivi dello stesso genere molto più costosi. Notevole è pure il suo grado di stabilità in relazione alla bassa frequenza di funzionamento dei due oscillatori.

CIRCUITO ELETTRONICO PER CERCAMETALLI

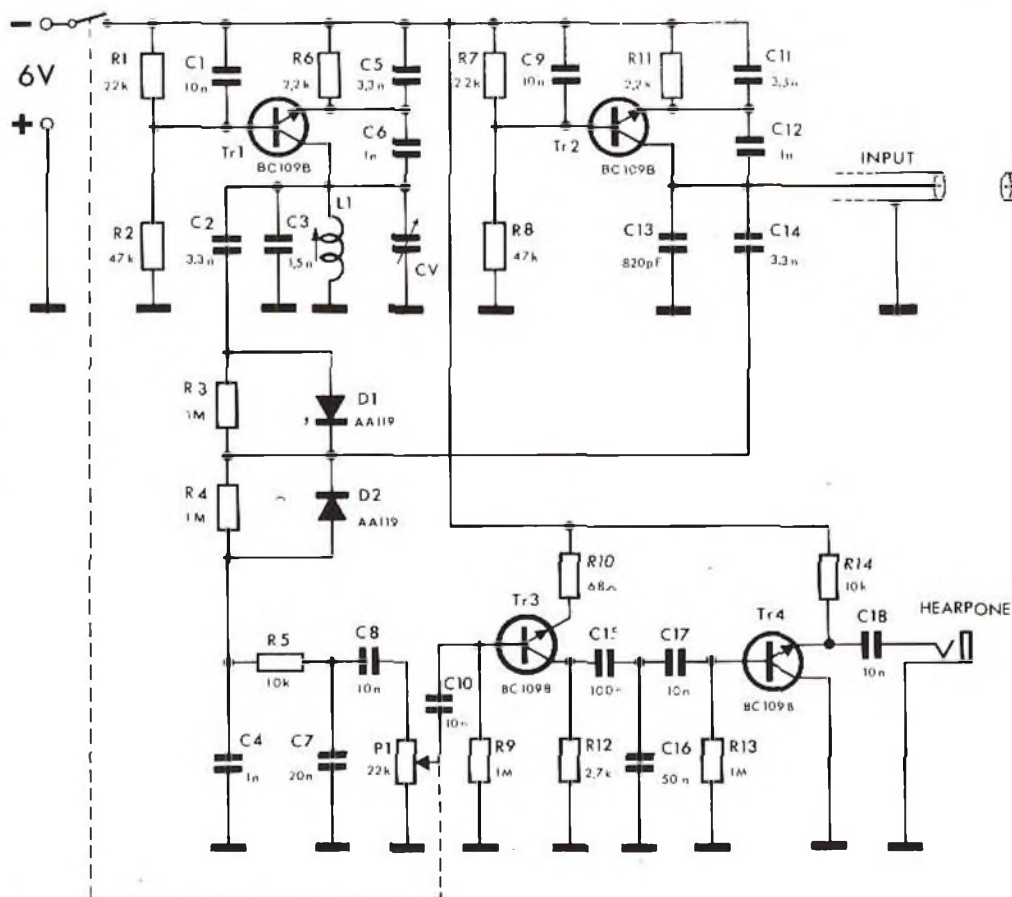


Fig. 1 - Schema elettrico.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Tensione di alimentazione:	6 Vc.c.
Corrente assorbita:	~ 3 mA
Frequenza di lavoro:	~ 300 kHz
Profondità massima di localizzazione di masse metalliche aventi discrete dimensioni	~ 60 cm
Transistori impiegati:	4xBC109B
Diodi impiegati:	2xAA119

Il circuito elettronico per cercametri UK 780, pur essendo della massima semplicità, ha delle caratteristiche di sensibilità e di stabilità molto elevate.

A questo proposito è indispensabile precisare che tutte le apparecchiature di questo tipo permettono di individuare delle masse metalliche ad una profondità massima dell'ordine di 50-60 cm. Questo limite frequentemente può essere in una certa misura superato dopo che è stata acquisita una buona pratica nell'impiego dell'apparecchio. Desiderando invece avere dei limiti molto più ampi è indispensabile ricorrere all'utilizzazione di apparecchiature professionali molto più complesse e soprattutto molto costose.

E' evidente pertanto che l'UK 780 è destinato a soddisfare le esigenze di coloro che desiderano realizzare un buon cercametri per impieghi prevalentemente dilettantistici.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del circuito elettronico per cercametri UK 780, illustrato in figura 1, è composto essenzialmente dai seguenti stadi:

- 1) Oscillatore a frequenza fissa, di cui fa parte il transistor TR1 del tipo BC109B, che oscilla su una frequenza prossima ai 300 kHz. Una volta eseguita la taratura i piccoli ritocchi di frequenza si effettuano mediante il condensatore variabile CV.
- 2) Oscillatore a frequenza variabile il cui circuito è costituito, oltre che dal transistor TR2 anch'esso del tipo BC109B, dalla bobina esploratrice e dai condensatori fissi C13, da 820 pF, e C14, da 3,3 nF.
Questo oscillatore subisce degli spostamenti in frequenza soltanto quando la bobina esploratrice è soggetta a delle variazioni di flusso dovute alla presenza di masse metalliche che provocano una variazione dell'induttanza.
- 3) Sistema integratore, costituito dal diodo D1, del tipo AA119, e dal resistore R3, da 1 MΩ, il cui compito è di miscelare i segnali provenienti dai due oscillatori.
- 4) Circuito rivelatore, comprendente il diodo D2, del tipo AA119, e il resistore R4, da 1 MΩ, che provvede a rivelare la risultante delle due frequenze

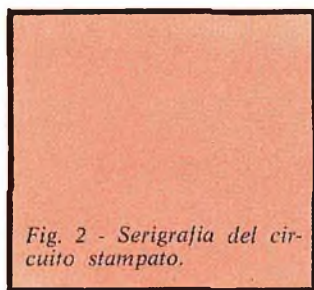
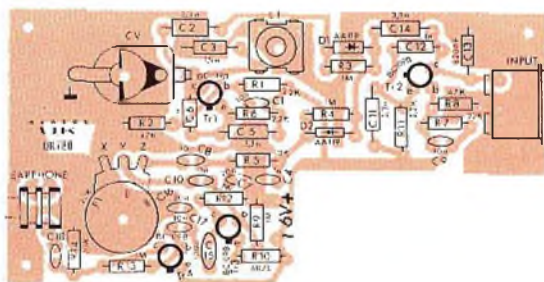


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.



che gli arrivano dal circuito integratore e che si manifesta sotto forma di battimento udibile.

- 5) Due stadi di bassa frequenza, comprendenti i transistori TR3 e TR4, entrambi del tipo BC109B, che provvedono ad amplificare il battimento portandolo ad un livello tale da consentirne l'ascolto in cuffia.

Circa il funzionamento dei due circuiti oscillanti è opportuno precisare che l'oscillatore fisso, di cui fa parte come abbiamo detto il transistor TR1, non risente dell'influenza dei fattori esterni, per cui il suo slittamento massimo in frequenza è dell'ordine di una o due decine di periodi nel giro di qualche minuto. Il segnale dell'oscillatore variabile, comprendente il transistor TR2, invece, in presenza di masse metalliche subisce uno spostamento di sintonia piuttosto rilevante, per cui il battimento che si verifica è chiaramente udibile in cuffia.

Infatti, più l'anello esploratore si avvicina alla massa metallica e più il segnale udibile aumenta come valore di frequenza.

Entrambi gli oscillatori sono del tipo Colpitts. Il partitore di resistenze R2, da 47 kΩ, R1, da 22 kΩ, e R6, da 2,2 kΩ, hanno il compito di fornire l'esatta polarizzazione di base e di collettore al transistor TR1, mentre la bobina L1, il condensatore variabile CV ed il condensatore C3, da 1,5 nF, costituiscono il circuito oscillante vero e proprio.

Il partitore di resistori R8, da 47 kΩ, R7, da 22 kΩ, e R11, da 2,2 kΩ, forniscono la tensione di polarizzazione di base e di collettore al transistor TR2, mentre il circuito oscillante è costituito dalla bobina esploratrice e dal condensatore C13, da 820 pF.

Gli altri condensatori presenti hanno il compito di disaccoppiare i vari circuiti fra loro.

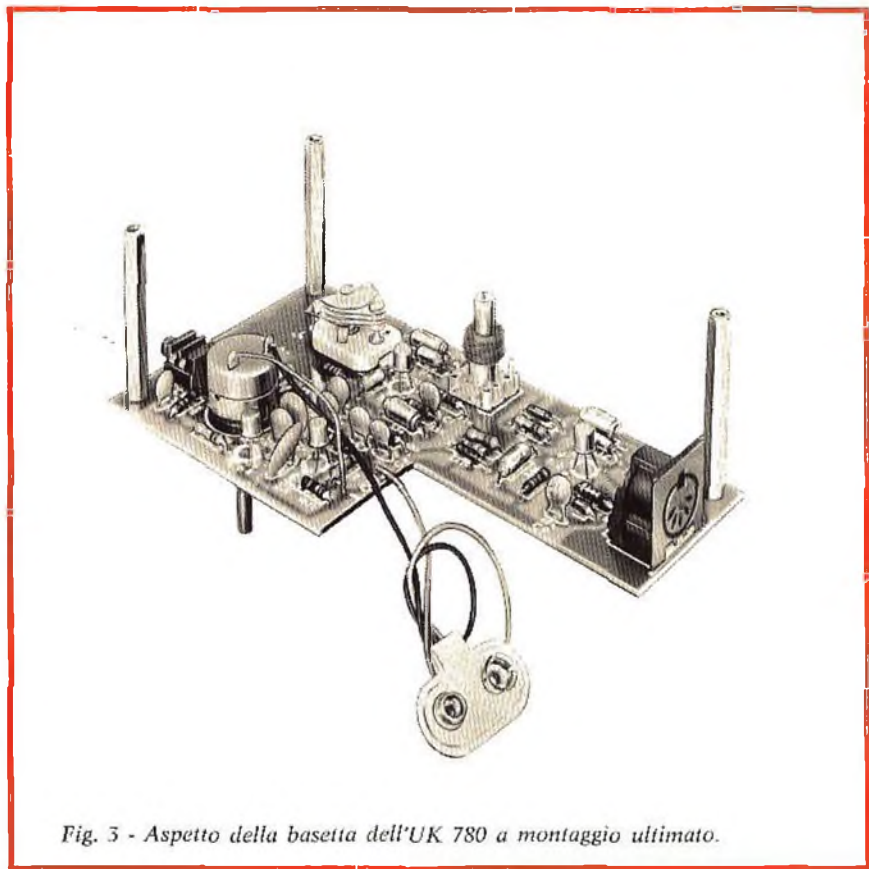


Fig. 3 - Aspetto della basetta dell'UK 780 a montaggio ultimato.

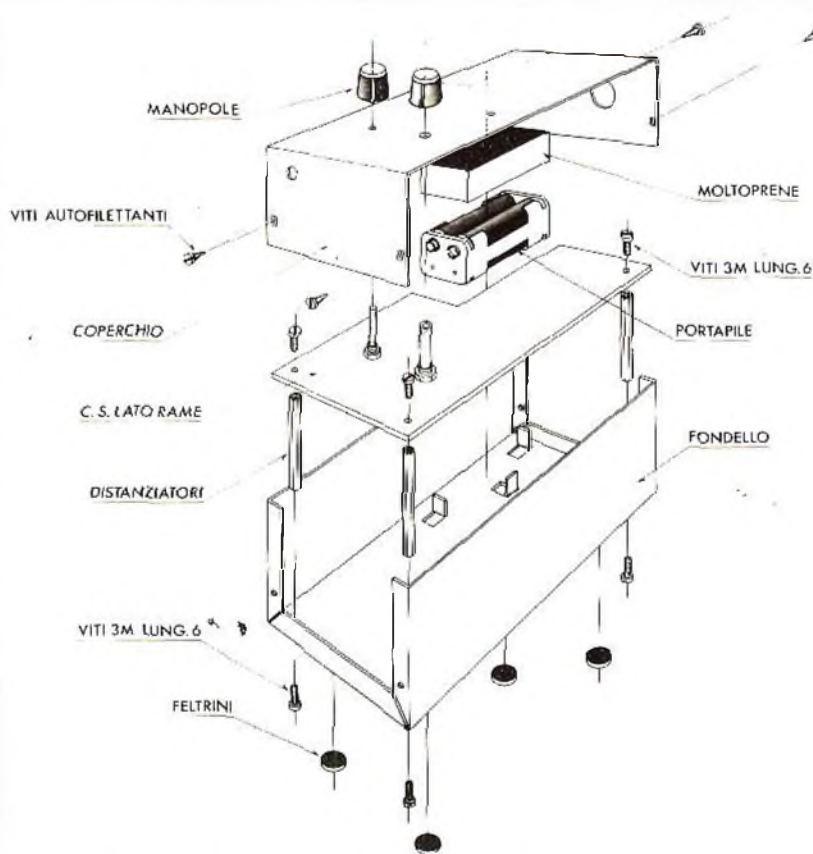


Fig. 4 - Esploso di montaggio fra contenitore, basetta C.S. e parti staccate dell'UK 780.

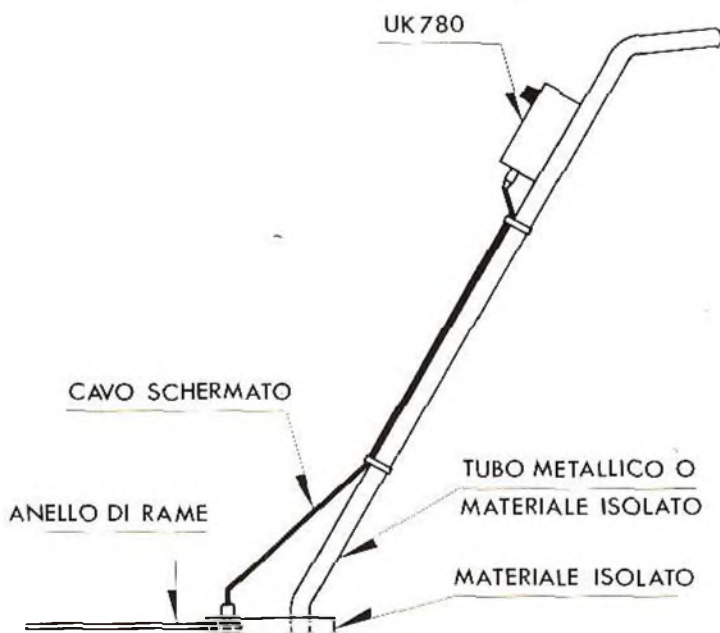


Fig. 5 - Disegno illustrante come deve essere impiegato l'UK 780 per realizzare un completo e pratico cercametri.

I segnali provenienti dai circuiti integratore e rivelatore, di cui abbiamo già parlato, sono avviati alla base del primo transistor amplificatore di bassa frequenza TR3, mediante il resistore R5, da 10 k Ω , il condensatore C8, da 10 nF ed il potenziometro P1, da 22 k Ω , che consente di dosare opportunamente il livello di uscita. Il condensatore C10, da 10 nF, serve ad accoppiare il segnale proveniente dal potenziometro P1 alla base di TR3.

L'accoppiamento fra il collettore di TR3 e la base del secondo transistor amplificatore di bassa frequenza TR4 viene effettuato mediante i condensatori C15, da 100 nF e C17, da 10 nF.

I resistori R9, da 1 M Ω , R12, da 2,7 k Ω e R10, da 68 Ω , assicurano la tensione di polarizzazione di base, emettitore e collettore al transistor TR3, mentre i resistori R13, da 1 M Ω e R14, da 10 k Ω , provvedono a polarizzare la base e l'emettitore di TR4 il cui collettore è collegato direttamente a massa. Il condensatore C18, da 10 nF, permette il passaggio del segnale verso la cuffia bloccando la componente continua.

MONTAGGIO

Il montaggio relativo al circuito elettronico per cercametri UK 780 non presenta eccessive difficoltà purché ci si attenga strettamente alle presenti istruzioni, alle riproduzioni serigrafica e fotografica del circuito stampato ed ai disegni di montaggio.

I reofori dei componenti dovranno essere infilati negli appositi fori della piastrina del circuito stampato e tagliati dal lato rame, per una lunghezza non superiore ai 3 mm dopo di che si salderanno allo strato conduttore.

I terminali dei transistori dovranno distare dal circuito stampato ~ 4 mm, in modo da evitare possibili corti circuiti fra i terminali di base, collettore ed emettitore.

Tutti i componenti relativi al circuito stampato devono essere montati come indicato in figura 2. L'aspetto della basetta a circuito stampato a montaggio ultimato è illustrato in figura 3.

Effettuato il montaggio del c.s. occorre procedere al montaggio del contenitore attenendosi all'esploso di montaggio illustrato in figura 4.

Ciò fatto, il montaggio dell'UK 780 è da ritenersi ultimato e per realizzare un cercametri completo, come illustra la figura 5, occorre procedere alla costruzione della bobina esploratrice.

Questa realizzazione può essere fatta in diversi modi alcuni dei quali sono ampiamente descritti e illustrati nello opuscolo allegato alla confezione dello UK 780.

Prezzo netto imposto L. 7.900



**scatole
di
montaggio**

AMPLIFICATORE TELEFONICO

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: 6 V.c.c.

Corrente di riposo: 18 mA

**Corrente assorbita alla massima
potenza di uscita:** 80 mA

Potenza di uscita:
con distorsione 1% a 1000 Hz: 150 mW

con distorsione 10% a 1000 Hz: 200 mW

**Impedenza del captatore
elettromagnetico:** 2000 Ω

Impedenza di uscita: 8 Ω

Risposta in frequenza:
100 ÷ 15000 Hz - $\pm$ 3 dB

Sensibilità: 75 μ V

Transistori impiegati:
BC179A - 2xAC127 - 2xAC128

L'amplificatore AMTRON UK 92,
permette di ascoltare le normali comunicazioni telefoniche, estendendo l'ascolto a più persone contemporaneamente, senza che sia necessario modificare l'apparecchio telefonico o il relativo impianto.

Nell'amplificatore telefonico UK 92 è impiegato un circuito a cinque transistori la cui principale caratteristica è quella di avere un rumore di fondo molto basso e ciò consente di amplificare notevolmente i segnali che provengono dal captatore elettromagnetico.

Poiché l'alimentazione dell'amplificatore viene effettuata mediante una batteria incorporata, esso può essere facilmente trasportato da un apparecchio telefonico ad un altro.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico dell'amplificatore telefonico UK 92 è costituito da due stadi preamplificatori, di cui fanno parte i transistori TR1, del tipo BC179A e TR2, del tipo AC127, da uno stadio pilota, con il transistor TR3, AC128, ed, infine, dallo stadio di uscita costituito da due transistori a simmetria complementare TR4 e TR5, del tipo AC128 e AC127.

Ad eccezione del primo stadio preamplificatore, il cui accoppiamento al secondo viene effettuato capacitivamente tramite il condensatore elettrolitico C3, da 5 μ F, tutti gli altri stadi sono accoppiati fra loro in corrente continua.

La principale caratteristica di un circuito di questo genere è di consentire una stabilità di funzionamento fino alla temperatura ambiente di oltre 45°C, e di avere la minima dispersione di guadagno. Tutto ciò, logicamente, a patto che i relativi componenti siano scelti con particolari criteri di selezione.

I segnali provenienti dal captatore elettromagnetico, sono applicati direttamente alla base del transistor TR1. Il circuito di base di questo transistor è stabilizzato in continua mediante il resistore R3 da 100 k Ω , collegato direttamente al collettore.

Il ripartitore, di cui fanno parte i resistori R1, da 47 k Ω , R2, da 3,3 k Ω ed il condensatore elettrolitico C1, da 10 μ F, oltre a disaccoppiare il circuito di base e di collettore del transistor TR1, provoca nel circuito stesso una certa componente di controreazione in corrente alternata nel campo delle frequenze più basse. Un comportamento del tutto identico è caratteristico del ripartitore costituito dai resistori R4, da 2,2 k Ω , R5, da 18 k Ω ed il condensatore C4, da 100 μ F, per quanto concerne il circuito di base del transistor TR2.

I segnali amplificati dal primo transistor sono inviati alla base del secondo transistor, TR2, mediante il potenziometro P1, da 10 k Ω , che consente di dosare il guadagno di bassa frequenza.

Il condensatore C5 ha il compito di lasciare passare la componente di bassa frequenza e di bloccare la tensione continua che è presente ai capi del potenziometro.

I resistori R6, da 15 k Ω , e R7, da 1,5 k Ω , forniscono la giusta polarizzazione alla base ed al collettore del transistor TR2.

Dall'emettitore del transistor TR2 i segnali passano alla base del transistor pilota TR3 il cui circuito di emettitore è stabilizzato tramite il resistore R10, che nello stesso tempo gli fornisce la

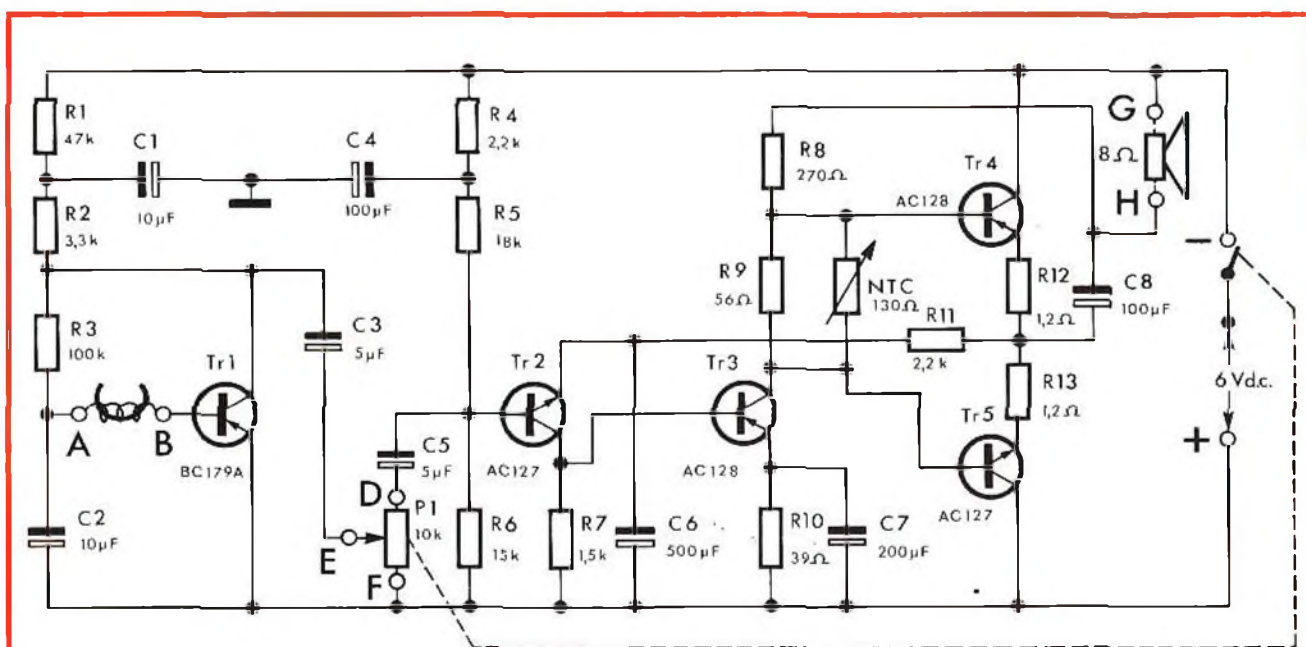


Fig. 1 - Schema elettrico.

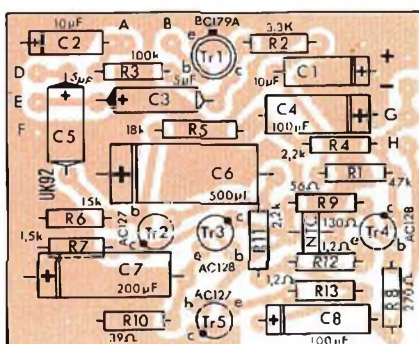


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

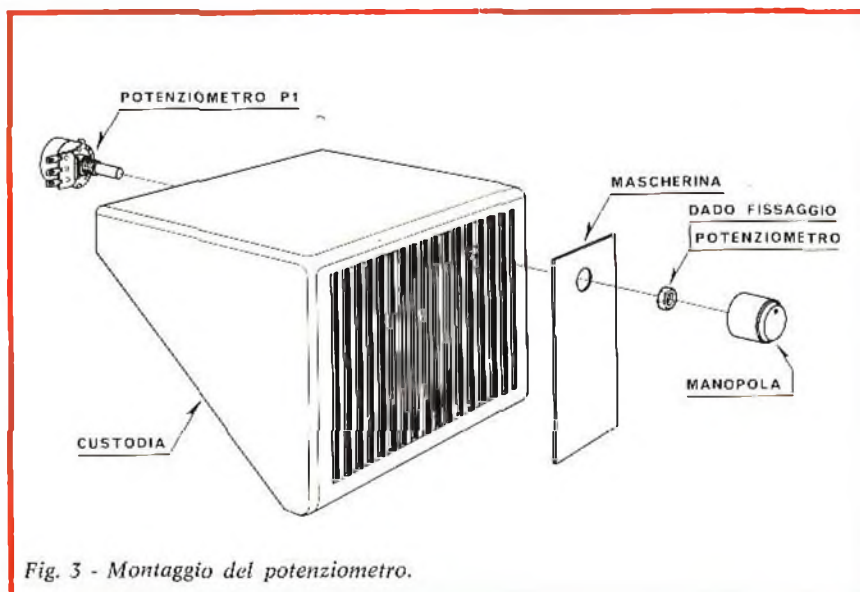


Fig. 3 - Montaggio del potenziometro.

tensione di polarizzazione, ed il condensatore C7, da 200 μ F. L'uscita dello stadio è applicata direttamente al circuito finale che comprende i transistori TR4 e TR5.

La stabilità termica di questo stadio è assicurata dal resistore NTC da 130 Ω , che provvede a ridurre la tensione esistente fra le basi dei transistori finali quando aumenta la temperatura ambiente, in modo da limitare, entro un intervallo relativamente ristretto, la corrente di riposo dei due transistori stessi.

Il valore di 1,2 Ω dei due resistori R12 e R13, è stato scelto in modo da

stabilire un giusto compromesso fra la suddetta necessità di ottenere un ottimo grado di stabilità termica dei transistori e un grado di sensibilità accettabile.

Il circuito interessato a fornire la giusta polarizzazione di base ai due transistori finali è costituito invece dai resistori R8, da 270 Ω , R9, da 56 Ω , e dal resistore NTC da 130 Ω .

Il circuito di cui fanno parte il resistore R11, da 2,2 k Ω ed il condensatore C6, da 500 μ F, costituisce la rete di controreazione.

L'impiego di transistori complementari del tipo PNP e NPN permette di alimentare l'amplificatore con soli 6 V. Come è noto, se si fossero impiegati dei transistori dello stesso tipo, sarebbe stato necessario impiegare una tensione di alimentazione compresa fra 9 e 15 V.

L'altoparlante, che è accoppiato ai transistori finali mediante il condensatore elettrolitico C8, da 100 μ F, ha una impedenza di uscita di 8 Ω .

L'impedenza del captatore elettromagnetico è invece di 2000 Ω .

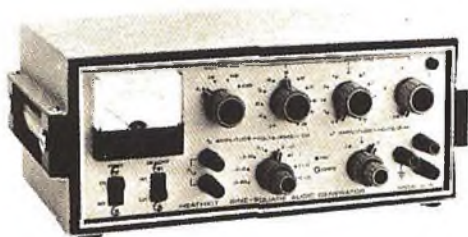
MONTAGGIO

Il montaggio dell'amplificatore telefonico UK 92, deve essere effettuato attenendosi strettamente alle figure 2, 3 e 4.

I reofori dei componenti dovranno essere piegati di circa 90° ed infilati negli appositi fori in modo che il corpo dei componenti stessi sfiori la piastrina del circuito stampato. I terminali dovranno essere tagliati dal lato rame del circuito

**PER IL PIACERE DI COSTRUIRE
ED AVERE UNO STRUMENTO DI MISURA**

HEATHKIT
Schlumberger



Generatore di segnali BF IG 18.
Segnali quadri e sinusoidali da 1 Hz a 100 kHz.
Bassa distorsione
Livello di uscita regolabile.
Completamente transistorizzato.

Prezzo in Kit L. 80.0000

Montato L. 106.000



Frequenzimetro digitale a circuiti integrati IB 101.
Gamma di frequenza da 1 Hz a 15 MHz.
Sensibilità 100 mV rms.
Presentazione in Hz o kHz con 5 cifre.
Stabilità 1 ppm/mese.

Prezzo in Kit L. 214.000

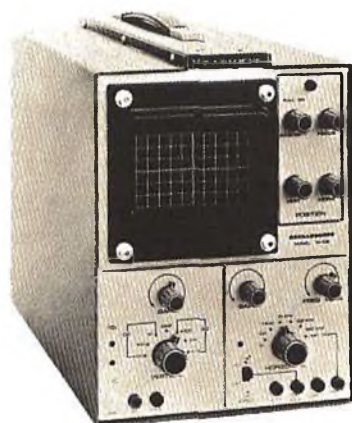
Montato L. 283.000



Divisore di frequenza IB 102.
Divide x1 x10 x100.
Frequenza da 2 MHz a 175 MHz.
Sensibilità 50 mV rms.

Prezzo in Kit L. 100.000

Montato L. 130.000



NUOVO. Oscilloscopio transistorizzato IO 102.
Banda passante 5 MHz.
Sensibilità 30 mV/cm.
Velocità di sweep da 10 Hz a 500 kHz.
TRC 6x10 cm media persistenza.
Impedenza di ingresso 1 Mohm/35 p.F.
Alimentazione 125/220 V - 50 Hz.

Prezzo in Kit L. 139.000

Montato L. 181.000

Questi strumenti sono disponibili normalmente in stock. Scriveteci e Vi invieremo tutte le informazioni che desiderate.

HEATHKIT
Schlumberger

C.P. 6130
C.A.P. 00195 ROMA

Nome e Cognome

Indirizzo

Desidero ricevere

SS 1-4

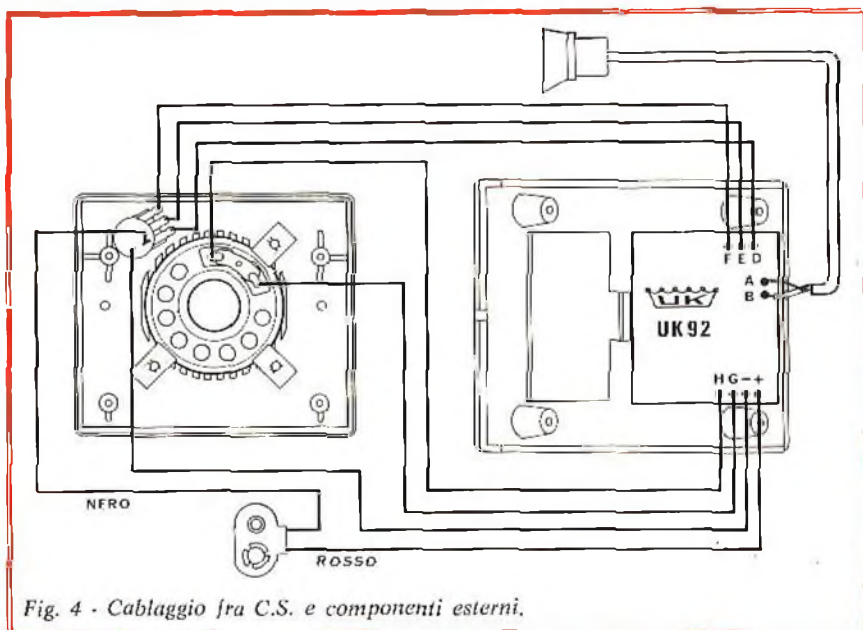


Fig. 4 - Cablaggio fra C.S. e componenti esterni.

stampato per una lunghezza non superiore ai 3 mm e saldati allo strato conduttore dopo averli fatti appoggiare allo stesso.

IMPIEGO DELL'UK 92

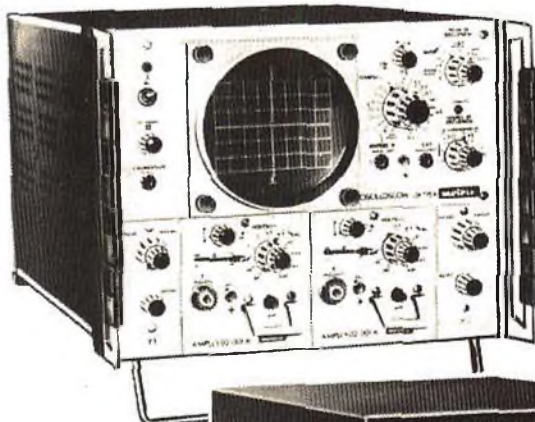
L'amplificatore telefonico UK 92 non necessita di alcuna operazione di messa

a punto. E' buona norma che ogni fase di montaggio sia seguita da un accurato controllo allo scopo di individuare eventuali errori. L'accoppiamento dell'apparecchio telefonico dovrà essere fatto mediante il captatore telefonico a ventosa che sarà collocato nel punto in cui si nota la massima intensità dei segnali. Per effettuare questa semplice operazione si può sfruttare tanto il segnale telefonico d'intervallo quanto il segnale orario. Successivamente, dopo aver chiamato qualche conoscente al telefono, si regolerà l'uscita dell'amplificatore, agendo sulla manopola del potenziometro P1, in modo da ottenere un buon compromesso fra la intensità dei segnali in partenza e quelli in arrivo.

L'amplificatore UK 92 può anche essere usato vantaggiosamente quale ripetitore delle emissioni radio-televisive; in questo caso il captatore dovrà essere fissato nelle vicinanze della bobina mobile dell'altoparlante.

L'UK 92, che in genere è molto utile alle persone deboli di udito, può anche essere utilizzato per controllare l'efficienza di alcuni dispositivi schermati e per individuare fonti di ronzio.

Prezzo netto imposto L. 5.200



OX 715

OX 318



oscilloscopi automatici

Questo oscilloscopio a cassette doppio cannone è utilizzato per lo studio simultaneo di due fenomeni periodici oppure aleatori a fronti ripidi. E' stato concepito per impieghi generali e per lo studio dei segnali di televisione.

- Sensibilità: 10 mV/cm
- Banda passante: 0-20 MHz
- Stabilità automatica
- Cassetto differenziale a larga banda

Automatico, compatto ed economico questo oscilloscopio trova applicazione nell'industria, nella scuola professionale, nei servizi di manutenzione per telecomunicazioni, radio, TV. ecc.

- Sensibilità: 10mV/div.
- Banda passante: 0-15 MHz
- Sincronismo completamente automatico
- Trasportabile

nozza

Per ulteriori dettagli richiedete il catalogo generale o telefonate a:

ITT Metrix divisione della ITT Standard
Cologno Monzese (Milano)
Corso Europa, 51
Tel. 91.27.491 (5 linee) - 91.27.184 (5 linee)

Ufficio commerciale
Via Flaminia Nuova, 213
00191 Roma
Tel. 32.36.71



IMPARIAMO AD USARE L'OSCILLOSCOPIO

seconda parte



In questa seconda parte saranno illustrate una serie di misure che è possibile effettuare mediante l'impiego di un oscilloscopio. Saranno trattate in modo particolare le misure di grandezze semplici in corrente continua ed in corrente alternata.

L' amplificatore verticale dell'oscilloscopio, se accoppiato in maniera diretta, può essere considerato un voltmetro per tensioni continue estremamente sensibile e ad alta impedenza. Questa particolare proprietà rende lo strumento adatto ad essere usato nei seguenti quattro esperimenti.

MISURE DI GRANDEZZE SEMPLICI IN c.c.

1) Misura della tensione continua

(a) Preparare un circuito come quello di fig. 9

(b) Applicare all'oscilloscopio una serie di tensioni conosciute e misurare in centimetri le corrisponden-

ti deflessioni verticali usando il retino del tubo.

(c) Tracciare una curva di riferimento con le deflessioni rilevate, come valori d'ascissa e le tensioni come valori d'ordinata (fig. 10).

(d) Sostituire la batteria con una tensione sconosciuta e misurare la deflessione verticale.

(e) Ricavare la corrispondente tensione dalla curva di riferimento.

Con un amplificatore Y molto sensibile, possono essere misurate tensioni anche di 4 mV.

2) Misura della corrente continua

(a) Preparare un circuito come quello di fig. 11. Il valore e la po-

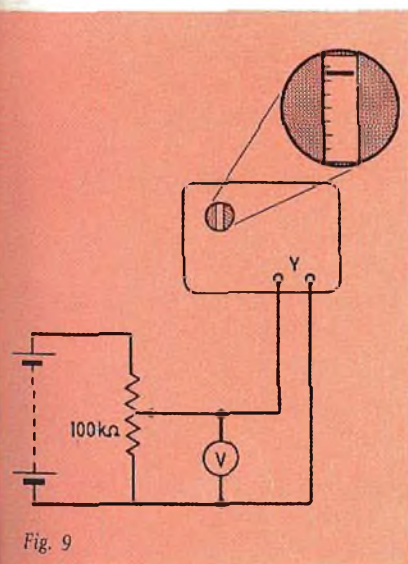


Fig. 9

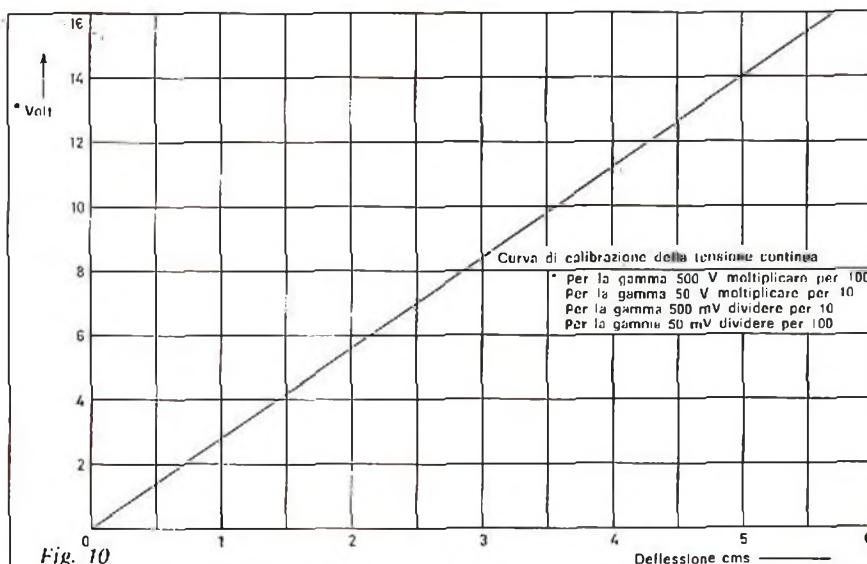


Fig. 10

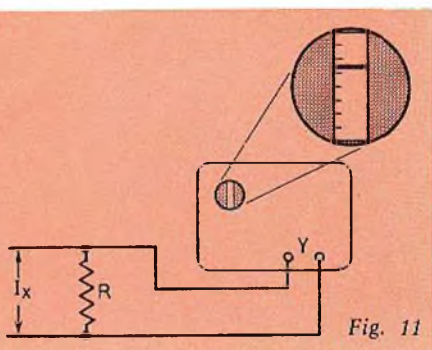


Fig. 11

tenza della resistenza R dipendono dalla corrente che deve essere misurata.

(b) Collegare la corrente sconosciuta in maniera tale che percorra la resistenza R e determinare la differenza di potenziale attraverso R usando la curva di riferimento tracciata nell'esperimento di cui al paragrafo 1.

(c) Calcolare il valore della corrente I_x mediante la legge di Ohm.

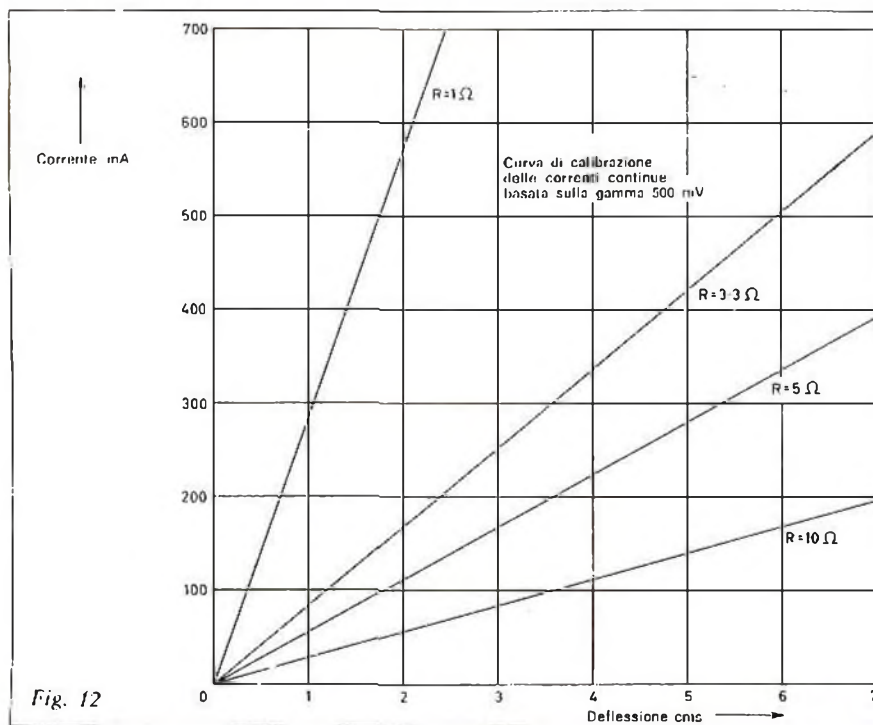


Fig. 12

(d) Tracciare una famiglia di curve di calibrazione in termini di corrente e deflessione per i vari valori di R (vedi, come esempio, la fig. 12).

3) Misura della resistenza (metodo diretto)

(a) Preparare un circuito come quello di fig. 13.

(b) Misurare la differenza di potenziale attraverso la resistenza R , usando la curva di riferimento tracciata nell'esperimento di cui al paragrafo 1.

(c) Calcolare il valore della resistenza usando la formula

$$R_x = \frac{R}{V_y} (E - V_y)$$

I valori di E e R dipendono dalla resistenza di R_x .

La Tabella I dà alcuni suggerimenti per quanto riguarda i valori più appropriati.

(d) Tracciare una curva di calibrazione in termini di R_x e di deflessione per vari valori di E ed R .

TABELLA I

R_x	E	R
1 Ω - 2 kΩ	1,5 V	10 Ω
10 Ω - 20 kΩ	1,5 V	100 Ω
90 Ω - 140 kΩ	9 V	100 Ω

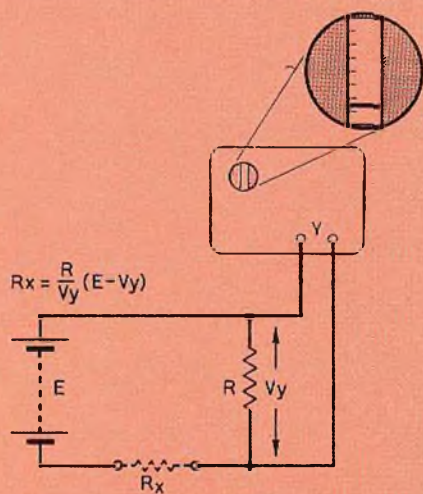


Fig. 13

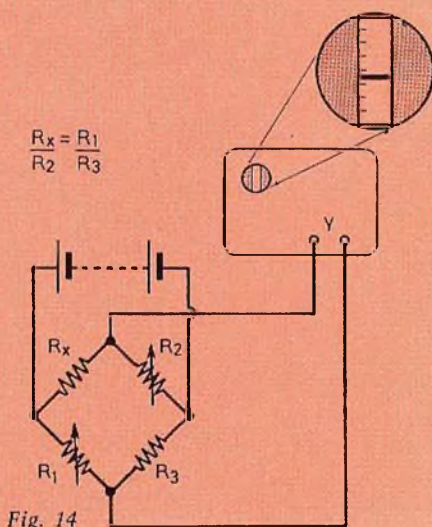


Fig. 14

4) Misura della resistenza (metodo a ponte)

(a) Regolare con cura i comandi di controllo dell'oscilloscopio in maniera tale che con nessuna entrata all'amplificatore Y , il punto si trovi al centro del retino.

(b) Preparare un circuito come quello della fig. 14.

(c) Regolare R_1 ed R_2 finché il punto si trovi al centro dello schermo.

(d) Aumentare il guadagno dell'amplificatore verticale e regolare R_1 ed R_2 come necessario.

(e) Calcolare il valore di R_x per mezzo della formula $\frac{R_x}{R_2} = \frac{R_1}{R_3}$.

Come tutte le normali misure a ponte, valori di R_1 , R_2 ed R_3 dipendono dall'ordine di grandezza di R_x .

MISURA DI GRANDEZZE SEMPLICI IN c.a.

A prescindere dalle sue applicazioni come voltmetro per tensioni alternate ad alta impedenza, l'oscilloscopio può essere utilizzato per eseguire misure dell'angolo di fase e della frequenza per mezzo del confronto con forme d'onda di parametri conosciuti.

I sette seguenti esperimenti sfruttano queste proprietà.

5) Misura delle tensioni alternate

(a) Preparare un circuito come quello di fig. 15.

(b) Applicare un certo numero di tensioni alternate conosciute e, usando il retino, leggere il valore picco a picco della traccia ottenuta.

(c) Tracciare una curva di riferimento recante sull'asse delle ascisse i valori delle deflessioni picco a picco e sull'asse delle ordinate i valori delle tensioni applicate.

(d) Sostituire le tensioni conosciute con la forza elettromotrice sconosciuta e misurare la relativa deflessione.

(e) Ricavare i corrispondenti valori di tensione usando la curva di riferimento.

6) Misura della corrente alternata

(a) Preparare un circuito come quello della fig. 16.

Il valore della resistenza R e la potenza assorbita dipenderanno dalla corrente che deve essere misurata.

(b) Collegare la sorgente di corrente sconosciuta in maniera tale che percorra la resistenza R . Determinare la differenza di potenziale attraverso R usando la curva di riferimento tracciata nell'esperimento 5).

(c) Calcolare il valore della corrente I_x applicando la legge di Ohm.

(d) Tracciare una famiglia di curve di calibrazione in termini di corrente e deflessione per differenti valori di R .

7) Misura della capacità (metodo a ponte per capacità)

(a) Regolare l'oscilloscopio co-

me per l'esperimento di cui al paragrafo 4.

(b) Preparare un circuito come quello illustrato nella fig. 17

(c) Regolare C_1 ed R_2 affinché la traccia verticale abbia un'ampiezza minima.

(d) Aumentare il guadagno dell'amplificatore verticale e regolare nuovamente C_1 ed R_2 come necessario.

(e) Calcolare il valore di C_x per

mezzo della formula $\frac{C_x}{R_2} = \frac{C_1}{R_1}$.

8) Misura della capacità o dell'induttanza (metodo a ponte per impedenza a corrente alternata)

(a) Centrare la traccia dell'oscilloscopio.

(b) Preparare un circuito come quello della fig. 18.

(c) Regolare C_1 e Z_2 per ottene-

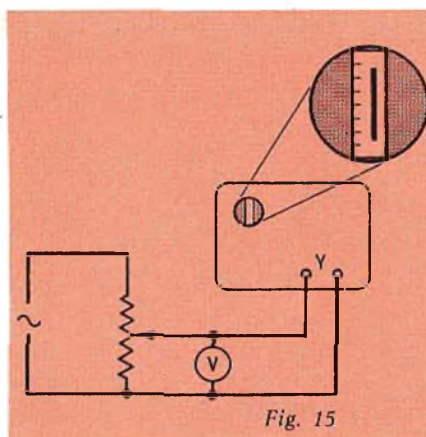


Fig. 15

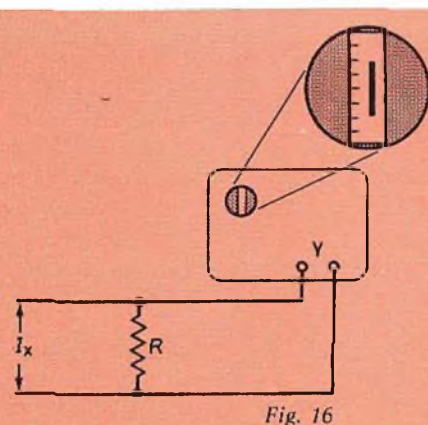


Fig. 16

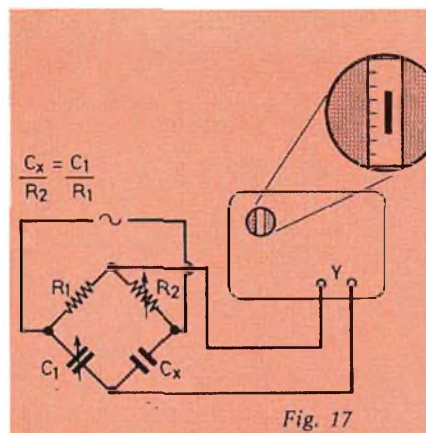


Fig. 17

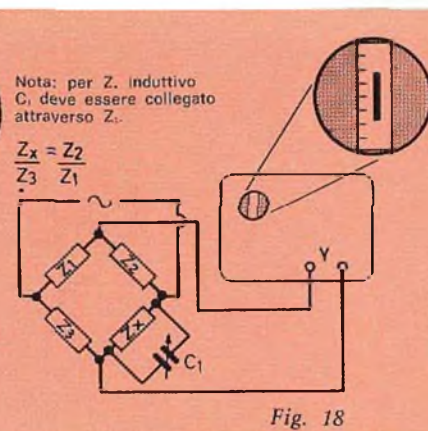


Fig. 18

Nota: per Z_x induttivo C_1 deve essere collegato attraverso Z_1 .

$$\frac{C_x}{R_2} = \frac{C_1}{R_1}$$

$$\frac{Z_x}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_1}$$

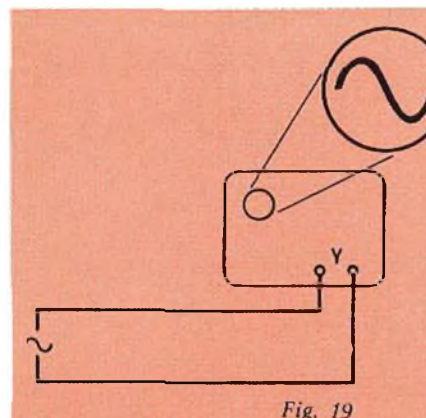


Fig. 19

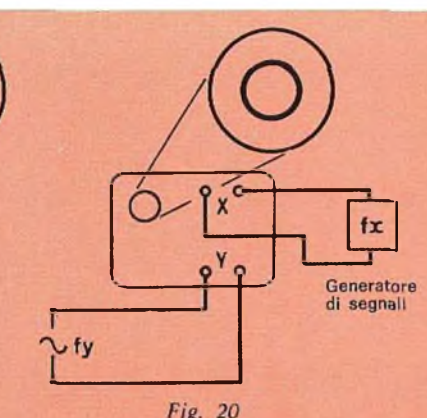


Fig. 20

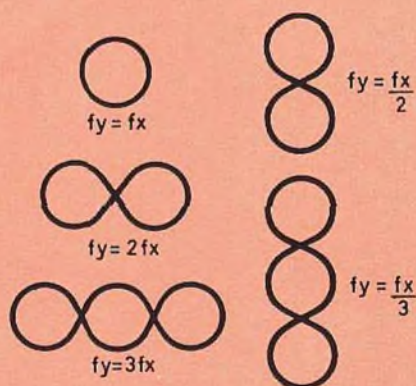


Fig. 21

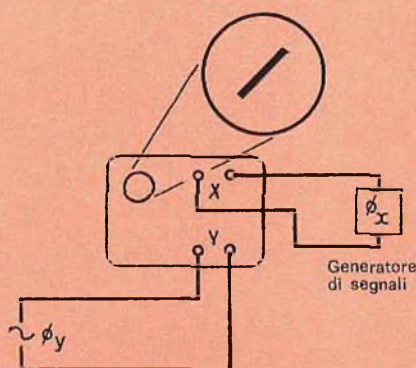


Fig. 22

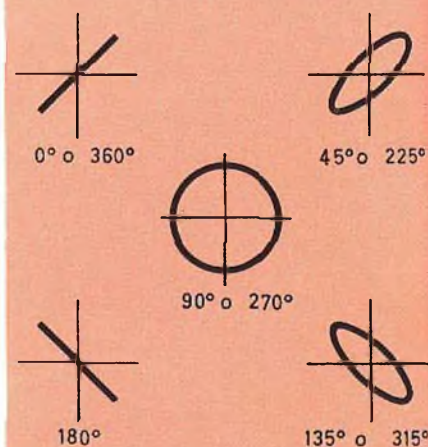


Fig. 23

re una minima ampiezza verticale.

(d) Aumentare il guadagno e regolare nuovamente C_1 e Z_2 come necessario.

(e) Calcolare il valore dell'induttanza o della capacità per mezzo

$$\text{dell'espressione } \frac{Z_x}{Z_1} = \frac{Z_2}{Z_1}$$

9) Misura della frequenza (con lo uso dell'asse dei tempi tarato)

(a) Preparare un circuito come quello della fig. 19.

(b) Regolare la frequenza del generatore di base dei tempi finché non appare sullo schermo un ciclo completo.

(c) Leggere la frequenza dell'asse dei tempi.

10) Misura della frequenza dell'onda sinusoidale (con l'uso delle figure di Lissajous)

(a) Preparare un circuito come quello della fig. 20 con il generatore di base dei tempi spento.

(b) Regolare il generatore di segnali affinché dia un'uscita sinusoidale.

(c) Variare la frequenza del generatore di segnali finché sullo schermo non appare una delle figure illustrate nella fig. 21.

(d) Calcolare la frequenza sconosciuta usando l'apposita formula.

Nota: in mancanza di un generatore di segnali, si possono determinare le frequenze sconosciute multiple o sottomultiple di una di cinquanta Hertz confrontandole con la onda sinusoidale da 50 Hz ottenuta dalla rete della corrente alternata.

11) Misura della differenza di fase

(a) Collegare l'uscita dell'asse dei tempi all'amplificatore verticale e determinare così la differenza di fase (se esiste) fra i terminali d'entrata X ed Y.

(b) Preparare un circuito come quello di fig. 22 con l'asse dei tempi spento.

(c) Determinare la differenza di fase delle due entrate per mezzo della fig. 23 ricordando di considerare ogni sfasamento inerente allo strumento.

(continua)

un solo alimentatore con 4 uscite stabilizzate

TENSIONE
D'USCITA

6 Vc.c.

7,5 Vc.c.

9 Vc.c.

12 Vc.c.



ALIMENTATORE



Completo di lampadina spia al neon • Elegante mobiletto in materiale plastico antiurto • Fusibile interno di protezione • Dimensioni: 107 x 58 x 88

HT/4300-00

REALIZZAZIONE DI INDUTTANZE VHF E UHF

a cura di E. WEBER

Se anche vi sono alcuni lettori molto pratici delle onde metriche e centimetriche, dotati di un sesto senso che permette loro di realizzare con una precisione che lascia stupiti la bobina che hanno scelto senza l'aiuto di alcun abaco, noi pensiamo che vi siano numerosissimi altri lettori che troveranno molto utili le indicazioni contenute in questo articolo tratto da *Le Haute Parleur*.

Come ben si sa, per calcolare un determinato valore di induttanza, in queste particolari lunghezze d'onda, si può procedere in due modi distinti: realizzando una bobina in aria o una linea.

LE BOBINE

In questo articolo forniamo una serie di tabelle che consentono di realizzare delle bobine la cui induttanza è compresa fra 2 e 1000 nH (0,002 e 1 mH), e una seconda serie di tabelle che offrono valori di induttanze compresi fra 2 e 100 nH per le linee.

I diversi elementi che consentono di far variare un'induttanza sono: il diametro delle spire, il diametro del filo e la spaziatura tra le spire per le bobine e il diametro del filo, la lunghezza della linea è la distanza rispetto al piano di massa per le linee.

Nel caso delle bobine le condizioni più ricercate sono essenzialmente il valore di Q, che deve essere il più elevato possibile, la capacità parassita, che deve essere bassissima, e le dimensioni, per le qua-

li è sempre desiderabile che siano le più ridotte possibile.

Ottenere la migliore condizione di tutti questi tre elementi è spesso arduo; per questa ragione si preferisce tendere verso un soddisfacente compromesso. La soluzione più favorevole consiste nel realizzare l'avvolgimento su un solo strato, nello spaziare le spire di una distanza uguale al diametro del filo impiegato e nel rispettare un rapporto fra la lunghezza della bobina e il diametro delle spire uguale a circa 1,5.

Nelle tabelle 1-2-3 e 4 i valori indicati in neretto corrispondono a delle bobine nelle quali il rapporto lunghezza/diametro è compreso fra 1 e 2 ed è quindi, più favorevole.

Per semplicità, i valori d'induttanza sono stati arrotondati a una decina di nano henry; ciò non riveste grande importanza, soprattutto pensando agli elementi parassiti che compaiono nei montaggi.

Da quanto sopra, risulta evidente che per dei valori di induttanze inferiori a 10 nH, al fine di ottenere una maggiore precisione, è consigliabile l'impiego delle linee.

IMPIEGO DELLE TABELLE

Con l'aiuto delle tabelle, conoscendo il valore dell'induttanza, è possibile determinare i diversi elementi caratteristici di un avvolgimento: numero delle spire e diametro del filo. Ciascuna tabella, inoltre, è riferita ad un ben determinato diametro interno delle spire. Le diverse dimensioni che caratterizzano una bobina ad aria sono indicate in figura 1.

Ad un determinato numero di spire e ad un determinato diametro del filo corrispondono due valori: il valore dell'induttanza (indicato per primo) e la lunghezza della bobina (indicato per secondo).

Al fine di comprendere meglio come consultare queste tabelle, conviene esaminare qualche esempio pratico.

1) Vediamo ad esempio il caso di una bobina di diametro 6,3 mm, con otto spire di filo di rame del $\varnothing$ di 8/10 mm. Consultando la tabella 2, che si riferisce a bobine con diametro interno 6,3 mm, è possibile stabilire che l'induttanza della bobina è di 190 nH e che la sua

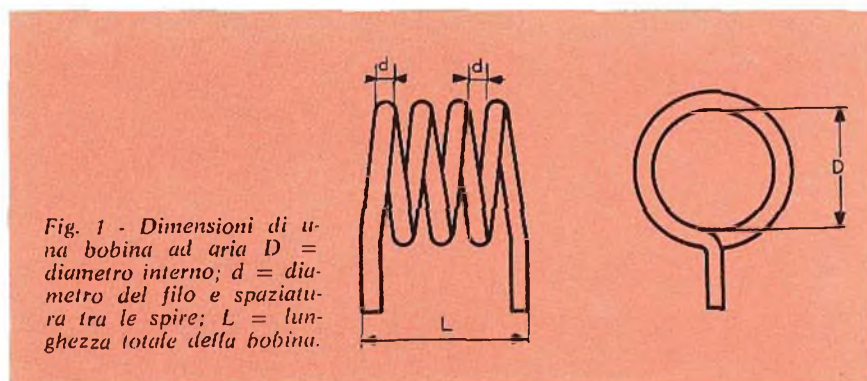


TABELLA 1

Valore dell'induttanza e lunghezza dell'avvolgimento per bobine di diametro interno di 3 mm

Numero di spire Diametro del filo (mm)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
10/10	5 nH 3 mm	10 nH 5 mm	20 nH 7 mm	30 nH 9 mm	30 nH 11 mm	40 nH 13 mm	50 nH 15 mm	60 nH 17,5 mm	70 nH 19,5 mm	70 nH 21,5 mm
80/100	5 nH 2,5 mm	10 nH 4 mm	20 nH 5,5 mm	30 nH 7,5 mm	40 nH 9 mm	50 nH 10,5 mm	50 nH 12 mm	60 nH 13,5 mm	70 nH 15,5 mm	80 nH 17 mm
65/100	5 nH 2 mm	10 nH 3,2 mm	20 nH 4,5 mm	30 nH 6 mm	40 nH 7 mm	50 nH 8,5 mm	60 nH 9,5 mm	70 nH 11 mm	80 nH 12 mm	90 nH 13,5 mm
50/100	5 nH 1,5 mm	10 nH 2,5 mm	20 nH 3,5 mm	30 nH 4,5 mm	50 nH 5,5 mm	60 nH 6,5 mm	70 nH 7,5 mm	80 nH 8,5 mm	100 nH 9,5 mm	110 nH 10,5 mm

TABELLA 2

Valore dell'induttanza e lunghezza dell'avvolgimento per bobine di diametro interno 6,3 mm

Numero di spire Diametro del filo (mm)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
20/10	10 nH 6 mm	20 nH 10 mm	30 nH 14,5 mm	50 nH 18,5 mm	70 nH 22,5 mm	80 nH 26,5 mm	100 nH 30,5 mm	120 nH 35 mm	130 nH 39 mm	150 nH 43 mm
16/10	10 nH 5 mm	20 nH 8 mm	40 nH 11,5 mm	50 nH 14,5 mm	70 nH 18 mm	90 nH 21 mm	110 nH 24,5 mm	130 nH 28 mm	150 nH 31 mm	170 nH 34 mm
13/10	10 nH 4 mm	20 nH 6,5 mm	40 nH 9 mm	60 nH 11,5 mm	80 nH 14 mm	100 nH 16,5 mm	120 nH 19,5 mm	140 nH 22 mm	170 nH 24,5 mm	190 nH 27 mm
10/10	10 nH 3 mm	30 nH 5 mm	50 nH 7 mm	70 nH 9 mm	90 nH 11 mm	120 nH 13 mm	140 nH 15 mm	170 nH 17,5 mm	190 nH 19,5 mm	220 nH 21,5 mm
80/100	10 nH 2,5 mm	30 nH 4 mm	50 nH 5,5 mm	80 nH 7,5 mm	100 nH 9 mm	130 nH 10,5 mm	160 nH 12 mm	190 nH 13,5 mm	220 nH 15,5 mm	250 nH 17 mm
65/100	10 nH 2 mm	30 nH 3 mm	60 nH 4,5 mm	90 nH 6 mm	120 nH 7 mm	150 nH 8,5 mm	180 nH 9,5 mm	220 nH 11 mm	250 nH 12 mm	290 nH 13,5 mm
50/100	10 nH 1,5 mm	30 nH 2,5 mm	60 nH 3,5 mm	100 nH 4,5 mm	130 nH 5,5 mm	170 nH 6,5 mm	210 nH 7,5 mm	250 nH 8,5 mm	290 nH 9,5 mm	340 nH 10,5 mm

TABELLA 3

Valore dell'induttanza e lunghezza dell'avvolgimento per bobine di diametro interno 9,5 mm

Numero di spire Diametro del filo (mm)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
25/10	10 nH 8 mm	30 nH 13 mm	60 nH 18 mm	80 nH 23 mm	110 nH 28,5 mm	130 nH 33,5 mm	160 nH 39 mm	190 nH 44 mm	210 nH 49 mm	240 nH 54,5 mm
20/10	10 nH 6 mm	30 nH 10 mm	60 nH 14,5 mm	90 nH 18,5 mm	120 nH 22,5 mm	150 nH 26,5 mm	180 nH 30,5 mm	210 nH 35 mm	240 nH 39 mm	270 nH 43 mm
16/10	10 nH 5 mm	40 nH 8 mm	70 nH 11,5 mm	100 nH 14,5 mm	130 nH 18 mm	170 nH 21 mm	200 nH 24,5 mm	240 nH 28 mm	280 nH 31 mm	310 nH 34 mm
13/10	10 nH 4 mm	40 nH 6,5 mm	70 nH 9 mm	110 nH 11,5 mm	150 nH 14 mm	190 nH 16,5 mm	230 nH 19,5 mm	270 nH 22 mm	320 nH 24,5 mm	360 nH 27 mm
10/10	10 nH 3 mm	40 nH 5 mm	80 nH 7 mm	130 nH 9 mm	170 nH 11 mm	220 nH 13 mm	270 nH 15 mm	320 nH 17,5 mm	370 nH 19,5 mm	420 nH 21,5 mm
80/100	10 nH 2,5 mm	50 nH 4 mm	90 nH 5,5 mm	140 nH 7,5 mm	190 nH 9 mm	250 nH 10,5 mm	310 nH 12 mm	360 nH 13,5 mm	420 nH 15,5 mm	480 nH 17 mm
65/100	20 nH 2 mm	50 nH 3 mm	100 nH 4,5 mm	160 nH 6 mm	220 nH 7 mm	280 nH 8,5 mm	350 nH 9,5 mm	420 nH 11 mm	490 nH 12 mm	560 nH 13,5 mm
50/100	20 nH 1,5 mm	60 nH 2,5 mm	110 nH 3,5 mm	170 nH 4,5 mm	240 nH 5,5 mm	320 nH 6,5 mm	400 nH 7,5 mm	480 nH 8,5 mm	560 nH 9,5 mm	650 nH 10,5 mm

TABELLA 4

Valore dell'induttanza e lunghezza dell'avvolgimento per bobine di diametro interno 12,5 mm

Numero di spire ↗ Diametro del filo (mm) ↘	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
25/10	20 nH 8 mm	50 nH 13 mm	80 nH 18 mm	120 nH 23 mm	160 nH 28,5 mm	200 nH 33,5 mm	250 nH 39 mm	290 nH 44 mm	330 nH 49 mm	380 nH 54,5 mm
20/10	20 nH 6 mm	50 nH 10 mm	90 nH 14,5 mm	140 nH 18,5 mm	180 nH 22,5 mm	230 nH 26,5 mm	280 nH 30,5 mm	330 nH 35 mm	380 nH 39 mm	430 nH 43 mm
16/10	20 nH 5 mm	60 nH 8 mm	100 nH 11,5 mm	150 nH 14,5 mm	210 nH 18 mm	260 nH 21 mm	320 nH 24,5 mm	380 nH 28 mm	440 nH 31 mm	500 nH 34 mm
13/10	20 nH 4 mm	60 nH 6,5 mm	110 nH 9 mm	170 nH 11,5 mm	240 nH 14 mm	300 nH 16,5 mm	370 nH 19,5 mm	440 nH 22 mm	510 nH 24,5 mm	580 nH 27 mm
10/10	20 nH 3 mm	70 nH 5 mm	130 nH 7 mm	190 nH 9 mm	270 nH 11 mm	340 nH 13 mm	420 nH 15 mm	500 nH 17,5 mm	590 nH 19,5 mm	670 nH 21,5 mm
80/100	20 nH 2,5 mm	70 nH 4 mm	140 nH 5,5 mm	210 nH 7,5 mm	300 nH 9 mm	390 nH 10,5 mm	480 nH 12 mm	580 nH 13,5 mm	680 nH 15,5 mm	780 nH 17 mm
65/100	20 nH 2 mm	80 nH 3 mm	150 nH 4,5 mm	240 nH 6 mm	340 nH 7 mm	440 nH 8,5 mm	550 nH 9,5 mm	660 nH 11 mm	780 nH 12 mm	900 nH 13,5 mm
50/100	20 nH 1,5 mm	80 nH 2,5 mm	160 nH 3,5 mm	260 nH 4,5 mm	370 nH 5,5 mm	490 nH 6,5 mm	620 nH 7,5 mm	750 nH 8,5 mm	890 nH 9,5 mm	1030 nH 10,5 mm

TABELLA 5

Induttanza di una linea posta a 6,5 mm dal piano di massa

Lunghezza (cm) ↗ Diametro del filo (mm) ↘	1,25	2,55	3,8	5,1	6,35	7,6	8,9	10,2	11,5	12,7
6,5	2 nH 0,4 pF 5,3 GHz	5 nH 0,7 pF 2,4 GHz	9 nH 1,1 pF 1,5 GHz	12 nH 1,5 pF 1,1 GHz	15 nH 1,8 pF 0,9 GHz	19 nH 2,2 pF 0,7 GHz	22 nH 2,5 pF 0,6 GHz	26 nH 2,9 pF 0,5 GHz	29 nH 3,3 pF 0,5 GHz	33 nH 3,6 pF 0,4 GHz
5,2	3 nH 0,3 pF 5,4 GHz	6 nH 0,6 pF 2,4 GHz	10 nH 0,8 pF 1,6 GHz	14 nH 1,1 pF 1,2 GHz	18 nH 1,4 pF 0,9 GHz	22 nH 1,7 pF 0,8 GHz	26 nH 2 pF 0,6 GHz	30 nH 2,3 pF 0,6 GHz	34 nH 2,5 pF 0,5 GHz	38 nH 2,8 pF 0,4 GHz
4,1	3 nH 0,2 pF 5,5 GHz	7 nH 0,5 pF 2,5 GHz	12 nH 0,7 pF 1,6 GHz	17 nH 0,9 pF 1,2 GHz	21 nH 1,2 pF 0,9 GHz	26 nH 1,4 pF 0,8 GHz	30 nH 1,6 pF 0,7 GHz	35 nH 1,9 pF 0,6 GHz	40 nH 2,1 pF 0,5 GHz	44 nH 2,3 pF 0,5 GHz
3,2	4 nH 0,2 pF 5,5 GHz	9 nH 0,4 pF 2,5 GHz	14 nH 0,6 pF 1,6 GHz	19 nH 0,8 pF 1,2 GHz	24 nH 1 pF 0,9 GHz	29 nH 1,2 pF 0,8 GHz	34 nH 1,4 pF 0,7 GHz	40 nH 1,6 pF 0,6 GHz	45 nH 1,8 pF 0,5 GHz	50 nH 2 pF 0,5 GHz
2,6	4 nH 0,2 pF 5,4 GHz	10 nH 0,4 pF 2,5 GHz	15 nH 0,5 pF 1,6 GHz	21 nH 0,7 pF 1,2 GHz	27 nH 0,9 pF 1 GHz	33 nH 1,1 pF 0,8 GHz	38 nH 1,2 pF 0,7 GHz	44 nH 1,4 pF 0,6 GHz	50 nH 1,6 pF 0,5 GHz	56 nH 1,8 pF 0,5 GHz
2	5 nH 0,2 pF 5,4 GHz	11 nH 0,3 pF 2,5 GHz	17 nH 0,5 pF 1,6 GHz	23 nH 0,6 pF 1,2 GHz	30 nH 0,8 pF 1 GHz	36 nH 0,9 pF 0,8 GHz	42 nH 1,1 pF 0,7 GHz	49 nH 1,3 pF 0,6 GHz	55 nH 1,4 pF 0,5 GHz	62 nH 1,6 pF 0,5 GHz
1,6	5 nH 0,1 pF 5,4 GHz	12 nH 0,3 pF 2,5 GHz	19 nH 0,4 pF 1,6 GHz	26 nH 0,6 pF 1,2 GHz	33 nH 0,7 pF 1 GHz	40 nH 0,9 pF 0,8 GHz	47 nH 1 pF 0,7 GHz	54 nH 1,1 pF 0,6 GHz	61 nH 1,3 pF 0,5 GHz	67 nH 1,4 pF 0,5 GHz
1,3	6 nH 0,1 pF 5,3 GHz	13 nH 0,3 pF 2,5 GHz	21 nH 0,4 pF 1,6 GHz	28 nH 0,5 pF 1,2 GHz	36 nH 0,7 pF 1 GHz	43 nH 0,8 pF 0,8 GHz	51 nH 0,9 pF 0,7 GHz	58 nH 1 pF 0,6 GHz	66 nH 1,2 pF 0,5 GHz	73 nH 1,3 pF 0,5 GHz
1	6 nH 0,1 pF 5,3 GHz	14 nH 0,2 pF 2,5 GHz	22 nH 0,4 pF 1,6 GHz	30 nH 0,5 pF 1,2 GHz	38 nH 0,6 pF 1 GHz	47 nH 0,7 pF 0,8 GHz	55 nH 0,8 pF 0,7 GHz	63 nH 1 pF 0,6 GHz	71 nH 1,1 pF 0,5 GHz	79 nH 1,2 pF 0,5 GHz
0,8	7 nH 0,1 pF 5,3 GHz	15 nH 0,2 pF 2,5 GHz	24 nH 0,3 pF 1,6 GHz	33 nH 0,5 pF 1,2 GHz	41 nH 0,6 pF 1 GHz	50 nH 0,7 pF 0,8 GHz	59 nH 0,8 pF 0,7 GHz	68 nH 0,9 pF 0,6 GHz	76 nH 1 pF 0,5 GHz	85 nH 1,1 pF 0,5 GHz
0,65	7 nH 0,1 pF 5,2 GHz	17 nH 0,2 pF 2,5 GHz	26 nH 0,3 pF 1,6 GHz	35 nH 0,4 pF 1,2 GHz	44 nH 0,5 pF 1 GHz	54 nH 0,6 pF 0,8 GHz	63 nH 0,7 pF 0,7 GHz	72 nH 0,8 pF 0,6 GHz	82 nH 0,9 pF 0,5 GHz	91 nH 1,1 pF 0,5 GHz

TABELLA 6
Induttanza di una linea posta a 13 mm dal piano di massa

Lunghezza (cm) Diametro del filo (mm)	1,25	2,55	3,8	5,1	6,35	7,6	8,9	10,2	11,5	12,7
6,5	3 nH 0,2 pF 6,3 GHz	7 nH 0,4 pF 2,7 GHz	12 nH 0,6 pF 1,7 GHz	17 nH 0,8 pF 1,3 GHz	22 nH 1 pF 1 GHz	27 nH 1,2 pF 0,8 GHz	32 nH 1,4 pF 0,7 GHz	38 nH 1,6 pF 0,6 GHz	45 nH 1,8 pF 0,5 GHz	48 nH 2 pF 0,5 GHz
5,2	3 nH 0,2 pF 6,2 GHz	8 nH 0,4 pF 2,7 GHz	14 nH 0,5 pF 1,7 GHz	19 nH 0,7 pF 1,3 GHz	25 nH 0,9 pF 1 GHz	31 nH 1,1 pF 0,8 GHz	36 nH 1,2 pF 0,7 GHz	42 nH 1,4 pF 0,6 GHz	48 nH 1,6 pF 0,5 GHz	54 nH 1,8 pF 0,5 GHz
4,1	4 nH 0,2 pF 6,1 GHz	9 nH 0,3 pF 2,7 GHz	15 nH 0,5 pF 1,7 GHz	21 nH 0,6 pF 1,3 GHz	28 nH 0,8 pF 1 GHz	34 nH 0,9 pF 0,8 GHz	40 nH 1,1 pF 0,7 GHz	47 nH 1,3 pF 0,6 GHz	53 nH 1,4 pF 0,5 GHz	59 nH 1,6 pF 0,5 GHz
3,2	4 nH 0,1 pF 6 GHz	10 nH 0,3 pF 2,7 GHz	17 nH 0,4 pF 1,7 GHz	24 nH 0,6 pF 1,3 GHz	31 nH 0,7 pF 1 GHz	37 nH 0,9 pF 0,8 GHz	44 nH 1 pF 0,7 GHz	51 nH 1,1 pF 0,6 GHz	58 nH 1,3 pF 0,5 GHz	65 nH 1,4 pF 0,5 GHz
2,6	5 nH 0,1 pF 5,9 GHz	11 nH 0,3 pF 2,7 GHz	19 nH 0,4 pF 1,7 GHz	26 nH 0,5 pF 1,3 GHz	33 nH 0,7 pF 1 GHz	41 nH 0,8 pF 0,8 GHz	48 nH 0,9 pF 0,7 GHz	56 nH 1,1 pF 0,6 GHz	64 nH 1,2 pF 0,5 GHz	71 nH 1,3 pF 0,5 GHz
2	5 nH 0,1 pF 5,8 GHz	13 nH 0,2 pF 2,7 GHz	20 nH 0,4 pF 1,7 GHz	28 nH 0,5 pF 1,2 GHz	36 nH 0,6 pF 1 GHz	44 nH 0,7 pF 0,8 GHz	53 nH 0,8 pF 0,7 GHz	61 nH 1 pF 0,6 GHz	69 nH 1,1 pF 0,5 GHz	77 nH 1,2 pF 0,5 GHz
1,6	6 nH 0,1 pF 5,8 GHz	14 nH 0,2 pF 2,6 GHz	22 nH 0,3 pF 1,7 GHz	31 nH 0,5 pF 1,2 GHz	39 nH 0,6 pF 1 GHz	48 nH 0,7 pF 0,8 GHz	57 nH 0,8 pF 0,7 GHz	65 nH 0,9 pF 0,6 GHz	74 nH 1 pF 0,5 GHz	83 nH 1,1 pF 0,5 GHz
1,3	6 nH 0,1 pF 5,7 GHz	15 nH 0,2 pF 2,6 GHz	24 nH 0,3 pF 1,7 GHz	33 nH 0,4 pF 1,2 GHz	42 nH 0,5 pF 1 GHz	51 nH 0,6 pF 0,8 GHz	61 nH 0,7 pF 0,7 GHz	70 nH 0,8 pF 0,6 GHz	79 nH 0,9 pF 0,5 GHz	89 nH 1,1 pF 0,5 GHz
1	7 nH 0,1 pF 5,6 GHz	16 nH 0,2 pF 2,6 GHz	26 nH 0,3 pF 1,7 GHz	35 nH 0,4 pF 1,2 GHz	45 nH 0,5 pF 1 GHz	55 nH 0,6 pF 0,8 GHz	65 nH 0,7 pF 0,7 GHz	75 nH 0,8 pF 0,6 GHz	85 nH 0,9 pF 0,5 GHz	94 nH 1 pF 0,5 GHz
0,8	7 nH 0,1 pF 5,6 GHz	17 nH 0,2 pF 2,6 GHz	27 nH 0,3 pF 1,7 GHz	38 nH 0,4 pF 1,2 GHz	48 nH 0,5 pF 1 GHz	58 nH 0,6 pF 0,8 GHz	69 nH 0,7 pF 0,7 GHz	79 nH 0,7 pF 0,6 GHz	90 nH 0,8 pF 0,5 GHz	100 nH 0,9 pF 0,5 GHz
0,65	8 nH 0,1 pF 5,5 GHz	18 nH 0,2 pF 2,6 GHz	29 nH 0,3 pF 1,7 GHz	40 nH 0,4 pF 1,2 GHz	51 nH 0,5 pF 1 GHz	62 nH 0,6 pF 0,8 GHz	73 nH 0,6 pF 0,7 GHz	84 nH 0,7 pF 0,6 GHz	95 nH 0,8 pF 0,5 GHz	106 nH 0,9 pF 0,5 GHz

lunghezza deve essere di 13,5 mm.
2) Poniamo che si debba avvolgere una bobina di 50 nH per un circuito ricevitore.

In questo caso si hanno diverse possibilità:

— 5 spire da 3 mm di diametro interno con filo da 5/10 mm, lunghezza della bobina 5,5 mm.

— 3,5 spire da 6,3 mm di diametro interno con filo da 13/10 mm, lunghezza della bobina 10 mm.

— 3 spire da 6,3 mm di diametro interno con filo da 1 mm, lunghezza della bobina 7 mm.

— 2,5 spire da 9,5 mm di diametro interno con filo da 25/10 mm, lunghezza della bobina 15 mm.

Delle quattro possibilità, logicamente, è preferibile la prima che consente di meglio soddisfare le condizioni per la realizzazione di bobine di buona qualità indicate in precedenza.

Le altre tre possibilità sono ugualmente adatte allo scopo, ma il rapporto lunghezza/diametro è troppo lontano da quello ricercato e le dimensioni sono esagerate rispetto alla prima bobina.

LE LINEE

Come si è già detto, e come è facilmente deducibile dalle tabelle 1-2-3 e 4, è poco pensabile la realizzazione delle bobine ad aria in cui la induttanza sia inferiore a 10 nH. Allo scopo, infatti, è molto meglio far ricorso alle linee. Nei montaggi ad onde centimetriche sono ampiamente utilizzate linee risonanti in

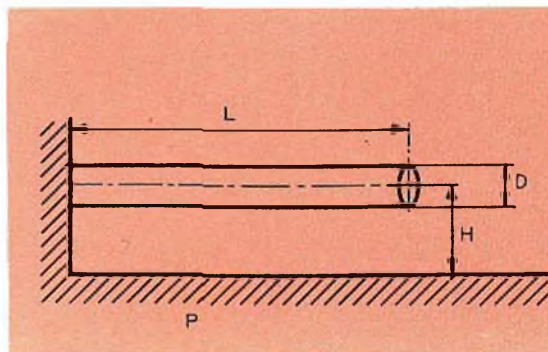


Fig. 2 - Dimensioni di una linea L = lunghezza; D = diametro; H = distanza fra il piano di massa e l'asse della linea; P = piano di massa.

TABELLA 7
Induttanza di una linea posta 25 mm dal piano di massa

Lunghezza (cm) $\rightarrow$ Diametro del filo (mm) $\leftarrow$	1,25	2,55	3,8	5,1	6,35	7,6	8,9	10,2	11,5	12,7
6,5	3 nH 0,1 pF 7,1 GHz	8 nH 0,3 pF 3 GHz	14 nH 0,4 pF 1,9 GHz	21 nH 0,6 pF 1,3 GHz	27 nH 0,7 pF 1 GHz	34 nH 0,9 pF 0,9 GHz	41 nH 1 pF 0,7 GHz	47 nH 1,1 pF 0,6 GHz	54 nH 1,3 pF 0,6 GHz	61 nH 1,4 pF 0,5 GHz
5,2	3 nH 0,1 pF 6,9 GHz	9 nH 0,3 pF 3 GHz	16 nH 0,4 pF 1,8 GHz	23 nH 0,5 pF 1,3 GHz	30 nH 0,7 pF 1 GHz	37 nH 0,8 pF 0,9 GHz	45 nH 0,9 pF 0,7 GHz	52 nH 1,1 pF 0,6 GHz	59 nH 1,2 pF 0,6 GHz	67 nH 1,3 pF 0,5 GHz
4,1	4 nH 0,1 pF 6,7 GHz	10 nH 0,2 pF 2,9 MHz	18 nH 0,4 pF 1,8 GHz	25 nH 0,5 pF 1,3 GHz	33 nH 0,6 pF 1 GHz	41 nH 0,7 pF 0,8 GHz	49 nH 0,8 pF 0,7 GHz	57 nH 1 pF 0,6 GHz	65 nH 1,1 pF 0,6 GHz	73 nH 1,2 pF 0,5 GHz
3,2	4 nH 0,1 pF 6,5 GHz	11 nH 0,2 pF 2,9 GHz	19 nH 0,3 pF 1,8 GHz	27 nH 0,5 pF 1,3 GHz	36 nH 0,6 pF 1 GHz	44 nH 0,7 pF 0,8 GHz	53 nH 0,8 pF 0,7 GHz	61 nH 0,9 pF 0,6 GHz	70 nH 1 pF 0,5 GHz	78 nH 1,1 pF 0,5 GHz
2,6	5 nH 0,1 pF 6,4 GHz	13 nH 0,2 pF 2,8 GHz	21 nH 0,3 pF 1,8 GHz	30 nH 0,4 pF 1,3 GHz	39 nH 0,5 pF 1 GHz	48 nH 0,6 pF 0,8 GHz	57 nH 0,7 pF 0,7 GHz	66 nH 0,8 pF 0,6 GHz	75 nH 0,9 pF 0,5 GHz	84 nH 1,1 pF 0,5 GHz
2	5 nH 0,1 pF 6,3 GHz	14 nH 0,2 pF 2,8 GHz	23 nH 0,3 pF 1,8 GHz	32 nH 0,4 pF 1,3 GHz	41 nH 0,5 pF 1 GHz	51 nH 0,6 pF 0,8 GHz	61 nH 0,7 pF 0,7 GHz	71 nH 0,8 pF 0,6 GHz	80 nH 0,9 pF 0,5 GHz	90 nH 1 pF 0,5 GHz
1,6	6 nH 0,1 pF 6,2 GHz	15 nH 0,2 pF 2,8 GHz	24 nH 0,3 pF 1,8 GHz	34 nH 0,4 pF 1,3 GHz	44 nH 0,5 pF 1 GHz	55 nH 0,6 pF 0,8 GHz	65 nH 0,7 pF 0,7 GHz	75 nH 0,8 pF 0,6 GHz	86 nH 0,9 pF 0,5 GHz	96 nH 1 pF 0,5 GHz
1,3	7 nH 0,1 pF 6,1 GHz	16 nH 0,2 pF 2,8 GHz	26 nH 0,3 pF 1,8 GHz	37 nH 0,4 pF 1,3 GHz	47 nH 0,5 pF 1 GHz	58 nH 0,6 pF 0,8 GHz	69 nH 0,7 pF 0,7 GHz	80 nH 0,8 pF 0,6 GHz	91 nH 0,9 pF 0,5 GHz	102 nH 1,1 pF 0,5 GHz
1	7 nH 0,1 pF 6 GHz	17 nH 0,2 pF 2,7 GHz	28 nH 0,3 pF 1,7 GHz	39 nH 0,4 pF 1,3 GHz	50 nH 0,5 pF 1 GHz	62 nH 0,6 pF 0,8 GHz	73 nH 0,7 pF 0,7 GHz	85 nH 0,8 pF 0,6 GHz	96 pF 0,9 pF 0,5 GHz	108 nH 1,1 pF 0,5 GHz
0,8	8 nH 0,1 pF 5,9 GHz	18 nH 0,2 pF 2,7 GHz	30 nH 0,3 pF 1,7 GHz	41 nH 0,4 pF 1,3 GHz	53 nH 0,5 pF 1 GHz	65 nH 0,6 pF 0,8 GHz	77 nH 0,7 pF 0,7 GHz	89 nH 0,8 pF 0,6 GHz	101 nH 1,1 pF 0,5 GHz	114 nH 1,4 pF 0,5 GHz
0,65	8 nH 0,1 pF 5,8 GHz	19 nH 0,2 pF 2,7 GHz	31 nH 0,3 pF 1,7 GHz	44 nH 0,4 pF 1,3 GHz	56 nH 0,5 pF 1 GHz	69 nH 0,6 pF 0,8 GHz	81 nH 0,7 pF 0,7 GHz	94 nH 0,8 pF 0,6 GHz	107 nH 1,1 pF 0,5 GHz	119 nH 1,4 pF 0,5 GHz

quarto d'onda, che possono essere considerate come un'induttanza in parallelo con una capacità.

Per frequenze superiori a 1000 o 2000 MHz questi tipi di linee, grazie alle loro dimensioni ragionevoli e al loro elevato valore di Q, convengono perfettamente.

Per le frequenze dei radioamatori 432 MHz e al limite fino ai 1296 MHz è invece conveniente realizzare una linea risonante più compatta.

Ciò può essere ottenuto diminuendo la lunghezza della linea corrispondente al quarto d'onda e compensando la diminuzione del valore dell'induttanza aggiungendo una capacità esterna. L'inconveniente di una soluzione di questo tipo è una certa diminuzione del Q, dato che quest'ultimo è direttamente proporzionale al valore dell'induttanza.

Ad ogni modo, con questo siste-

ma, è possibile ridurre la dimensione del quarto d'onda normale in un rapporto, non certo trascurabile, di 3 a 6.

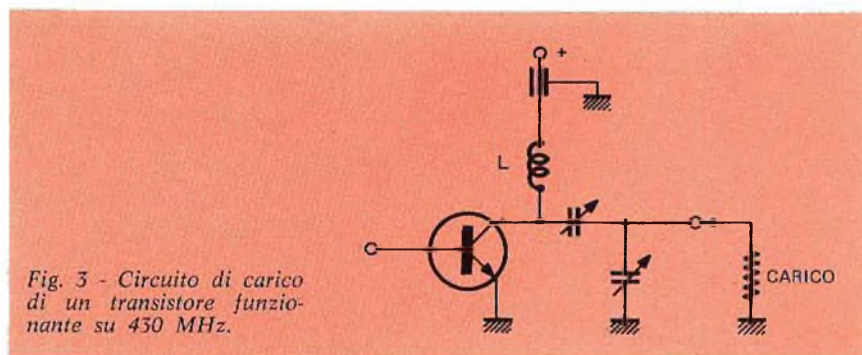
Questa soluzione, essendo i circuiti di collegamento abitualmente capacitivi, consente di semplificare i problemi di adattamento.

In tal modo, nel circuito di carico di un transistor, la capacità di

collettore del transistor, il condensatore variabile di accordo e la capacità propria della linea si aggiungono.

IMPIEGO DELLE TABELLE

Nelle tabelle 5-6 e 7 sono riportati i valori di induttanza di linee le cui caratteristiche meccaniche sono illustrate in figura 2.



TUBI ELETTRONICI



COSTRUZIONE
VALVOLE
TERMOJONICHE
RICEVENTI
PER
RADIO
TELEVISIONE
E
TIPI
SPECIALI



**SOCIETÀ ITALIANA
COSTRUZIONI TERMoeLETTICHE**

Richiedete Listino a:
SICTE - C.P. 52 - Pavia

Per ogni linea, oltre al suo valore d'induttanza, è indicata la capacità parassita e la frequenza di risonanza propria in gigahertz ($1 \text{ GHz} \approx 1000 \text{ MHz}$).

Prendendo, ad esempio, una linea realizzata in filo di $2,6 \text{ mm}$ di diametro, di lunghezza $5,1 \text{ cm}$ e il cui asse è posto a $6,5 \text{ mm}$ dal piano di massa, con l'aiuto della tabella 5, è possibile stabilire che la sua induttanza è di 21 nH in parallelo con $0,7 \text{ pF}$ e che la sua frequenza di risonanza propria è di $1,2 \text{ GHz}$ (1200 MHz).

Inversamente, se si desidera realizzare il circuito di carica di un transistor funzionante su 430 MHz , conformemente alla figura 3, con una capacità di uscita del transistor di 3 pF e due condensatori variabili il cui valore medio è di 4 pF , la capacità totale è di 7 pF più la capacità parassita della linea.

Utilizzando un abaco LC o la formula che serve per realizzare questo abaco

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

si può stabilire che una linea di 20 nH risuonerà con 7 pF su 425 MHz . Nella tabella 5 si può trovare una linea di $3,8 \text{ cm}$ realizzata in filo da $1,6 \text{ mm}$ in cui l'induttanza è di 19 nH e la capacità parassita di $0,4 \text{ pF}$. Il circuito, in definitiva, sarà composto da un'induttanza di 19 nH , in parallelo con una capacità di $7,4 \text{ pF}$, essendo la frequenza media d'accordo, calcolata con la formula precedente, di 424 MHz .

Per quanto concerne le linee, si possono aggiungere alcune considerazioni pratiche come ad esempio che avvicinando una linea al piano di massa la sua capacità parassita aumenta e la sua induttanza diminuisce, così come la frequenza di risonanza propria.

Quando più piani di massa vengono posti perpendicolarmente al fine di realizzare una cavità coassiale attorno alla linea, la frequenza di risonanza propria è di circa un 10% inferiore a quella che sarebbe con un solo piano di massa.

E' necessario infine ricordare una regola che non deve mai venire meno: utilizzare dei fili di grosso diametro.

ALCUNI INTERESSANTI CIRCUITI

**circuiti
per
hobbisti**

DOPPIO TEMPORIZZATORE PERIODICO

Con il circuito visibile in figura 1 è possibile regolare il tempo durante il quale il relè è attratto ed il tempo durante il quale il relè è diseccitato, nel campo da 1 a 100 s, indipendentemente uno dall'altro. I due tempi vengono stabiliti tramite la carica e la scarica di due condensatori. La tensione di carica comanda, tramite un prestatadio, uno Schmitt-Trigger la cui resistenza di lavoro è rappresentata dal relè. Il condensatore da 2 μF elimina le vibrazioni del relè durante la caduta. Il resistore di 2,2 k Ω in parallelo al relè, limita la tensione induttiva senza prolungare sensibilmente la caduta del relè.

Dopo l'inserzione della tensione di esercizio, i transistori OC469 e OC307 III sono interdetti; nel transistor ASY14 III circola la corrente di base e il relè si eccita. Attraverso il potenziometro «an» da 200 k Ω si carica il condensatore elettrolitico sinistro da 500 μF . Quando la sua tensione di carica è sufficientemente elevata per far scorrere una adeguata corrente di base nel transistor OC469 attraverso il contatto, a_2 , il relè si diseccita e nello stesso tempo si carica a 24V il condensatore elettrolitico destro di 500 μF . Esso fornisce, attraverso a_2 , la corrente di base per il transistor OC469 scaricandosi ancora attraverso il potenziometro «ab» di 200 k Ω . Se questo condensatore è ancora sufficientemente caricato, la corrente di base del

transistore OC469 scende sotto un valore specifico, il relè si rieccita e il fenomeno si ripete.

I due tempi dipendono dalla costanza e dalla tolleranza dei due condensatori elettrolitici da 500 μF .

Oscillazioni di temperatura tra 0 e 50 °C e oscillazioni di tensione di alimentazione di $\pm 10\%$ comportano errori di tempo di circa $\pm 10\%$. A causa delle dispersioni caratteristiche dei transistori, i tempi possono oscillare di circa $\pm 10\%$. Se vengono inseriti potenziometri logaritmici è possibile regolare molto bene i tempi piccoli. A

tale scopo i potenziometri devono essere inseriti in modo tale che i tempi diventino maggiori con rotazione in senso orario.

CONTATORE GEIGER-MÜLLER

Lo schema elettrico del contatore Geiger-Müller è visibile in fig. 2.

La tensione di esercizio di 500 V, necessaria per il tubo contatore, viene generata tramite un elevatore di corrente continua a singolo stadio con un transistor OC309. Con tale circuito elevatore, la tensione di uscita è inversamente proporzio-

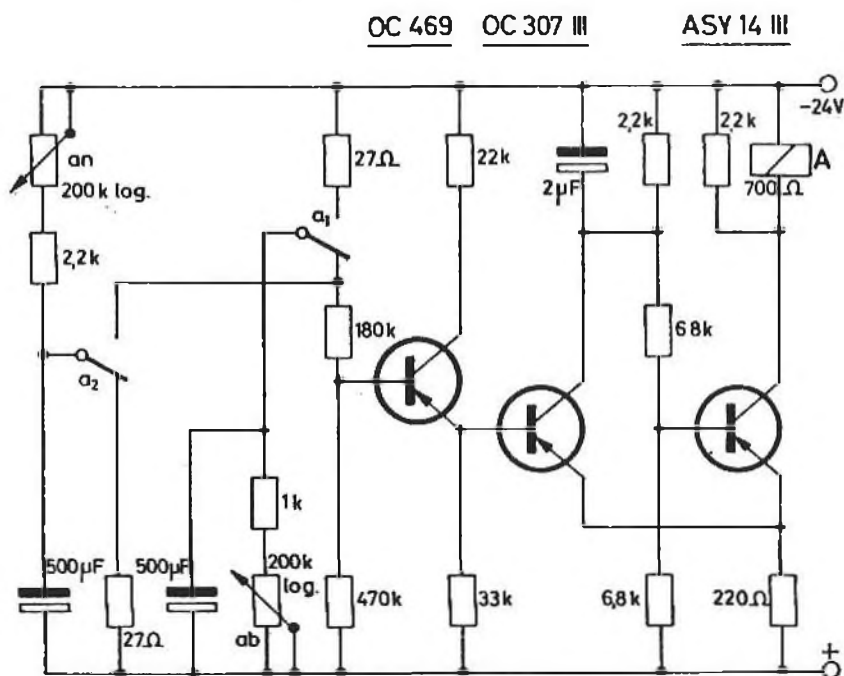


Fig. 1 - Schema di doppio temporizzatore periodico regolabile fra 1 e 100 secondi, alimentato con tensione continua a 24 V.

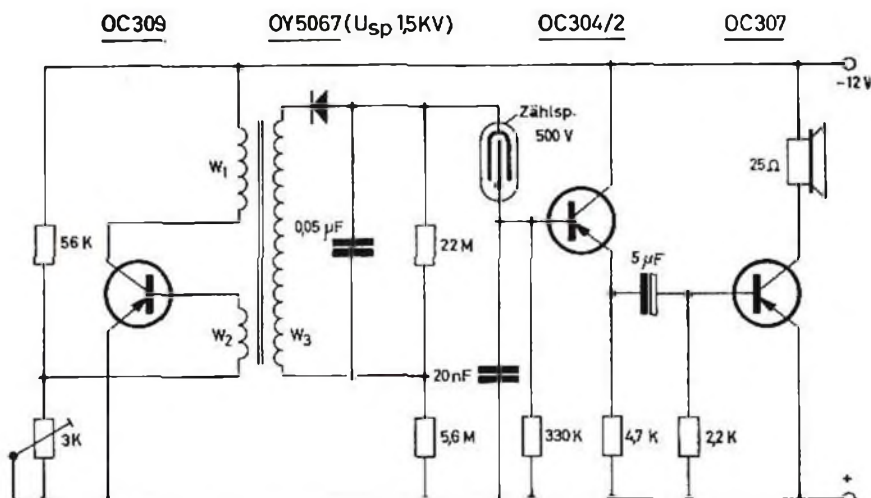


Fig. 2 - Schema di un semplice contatore Geiger-Müller alimentato a 12 Vc.c. con tensione di esercizio di 500 V.

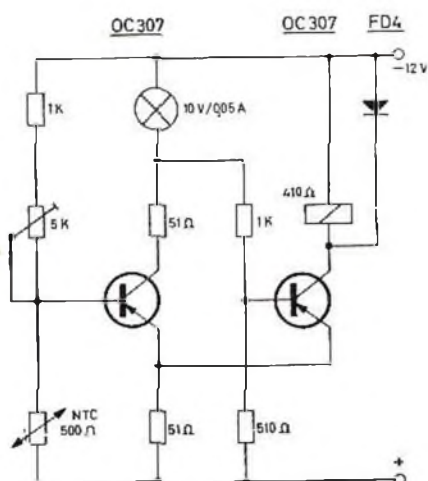


Fig. 3 - Termointerruttore a due transistori adatto per la protezione di transistori finali.

nale alla corrente di carico. Poiché il tubo contatore rappresenta un carico molto piccolo ed, inoltre, inconstante, viene utilizzato un resistore di 22 MΩ per la limitazione della tensione di uscita. Il raddrizzamento in semionda si ha con un diodo OY5067, o similare che ha una tensione inversa di 1,5 kV. Gli impulsi di conteggio, tramite un transistor pilota OC304/2 collegato a collettore comune, vengono riportati al transistor finale OC307 e rivelati acusticamente tramite un altoparlante. L'altoparlante può essere sostituito con uno strumento di misura oppure tramite una resistenza ohmmica di lavoro con una uscita per il dispositivo di conteggio.

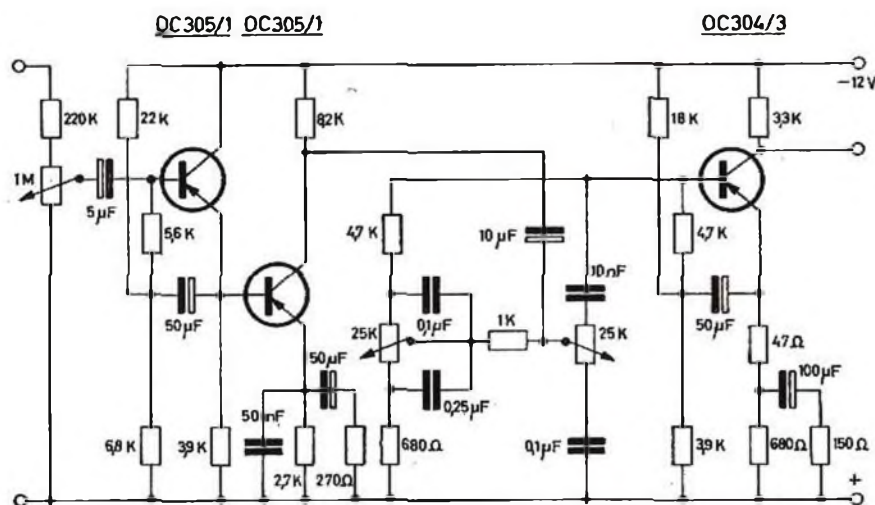


Fig. 4 - Preamplificatore regolatore di toni con campo di regolazione a 30 Hz tra +16 e -10 dB e a 15 kHz tra +12 e -18 dB riferiti ad 1 kHz.

Dati del trasformatore:

1 Nucleo ad olla in ferrite B65581
1100 N22 A 630

1ª Gola $W_1 = 150$ spire, rame laccato,
0,30 mm Ø;
 $W_2 = 30$ spire, rame laccato,
0,20 mm Ø;

2ª Gola $W_3 = 2000$ spire, rame laccato,
0,10 mm Ø.

TERMINTERRUTTORE

In figura 3 è visibile il termointerruttore in questione.

Ad un partitore di tensione, formato da un resistore e da un termistore, viene collegato un circuito «Schmitt-Trigge» le cui resistenze di carico sono costituite da una lampada ad incandescenza e da un relè. Con basse temperature al termistore, il transistor sinistro, del «Trigge» conduce corrente, la lampada è accesa ed il relè è in riposo. Se viene superata una specifica temperatura, regolabile tramite il potenziometro da 5 kΩ, il «Trigge» commuta.

Con tale dispositivo è possibile, per esempio, proteggere, in un circuito di prova, transistori finali di costo elevato. Il termistore deve essere quindi posto in stretto contatto con il transistor da proteggere e il riporto di corrente deve avvenire attraverso un contatto di riposo. Vi sono tuttavia altre possibilità di impiego di questo circuito quale termostato o segnalatore di temperatura.

PREAMPLIFICATORE CON REGOLATORE DI TONI

Questo amplificatore, il cui circuito è illustrato in fig. 4, è indicato per il collegamento di generatori ad alta impedenza quali testine piezoelettriche o microfoni a cristallo. Per ottenere l'elevata impedenza di ingresso di circa 400 kΩ, viene collegato a collettore comune il primo transistor OC305.

Il secondo stadio è accoppiato direttamente al primo. Il circuito correttore di distorsione comprende due potenziometri da 25 kΩ, tramite i quali può essere variata l'amplificazione alle alte e alle basse frequenze.

Il campo di regolazione di toni

Se si collega questo preamplificatore ad un amplificatore finale da 10 W, si rende necessaria una tensione di ingresso, per il pilotaggio completo, di circa 400 mV.

Il lampeggiatore qui descritto (figura 5) è costituito da un multivibratore asimmetrico. Esso è costituito dai transistori OC303 ed OC307. Variando la resistenza R può essere ampiamente variata la frequenza di successione dei lampi con durata costante degli stessi. La durata di luce delle lampade ad incandescenza è una funzione lineare della capacità C .

Queste proprietà del circuito permettono, nei confronti della durata di luce, di adattare ampiamente alle diverse esigenze la successione dei lampi e quindi l'assorbimento di corrente.

Poiché la maggior parte dei valori caratteristici dei transistori è fortemente dipendente dalla temperatura e presenta notevoli dispersioni esemplari, è difficile costruire amplificatori di tensione continua molto stabili per piccole tensioni di ingresso specialmente se i transistori non vengono particolarmente selezionati. Perciò nel circuito di figura 6 la tensione continua di ingresso viene convertita e amplificata come tensione alternata e quindi raddrizzata con fase esatta.

Un multivibratore, con due transistori OC304/1, fornisce la tensione pilota di circa 1 kHz per il transistor convertitore OC304/1 e per il raddrizzatore, di fase esatta, con 2xOC304/1. In parallelo al resistore da 1 k Ω è collegato il transistor convertitore che funziona inversamente poiché ha una minore tensione di saturazione. Il transistor invertitore cortocircuita periodicamente il resistore da 1 k Ω .

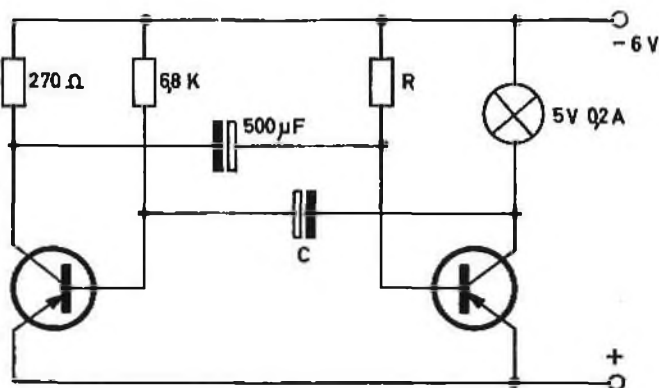


Fig. 5 - Circuito elettrico di un semplice lampeggiatore regolabile a due transistori. Le costanti di tempo possono essere variate sostituendo il resistore R ed il condensatore C.

I primi due stadi di amplificazione sono collegati ad emettitore comune controreazionato. Il condensatore di 5 nF smorza i picchi di tensione, che si creano durante la commutazione del transistor convertitore. Attraverso il potenziometro da 100 k Ω viene fornita una tensione di compensazione per la tensione residua del transistor convertitore. Con il potenziometro da 550 Ω si fissa il fattore di amplificazione.

All'uscita a bassa impedenza di uno stadio di collettore collegato è connesso il circuito raddrizzatore con due transistori OC304/1. Questo circuito ha, nei confronti di un circuito a diodi, il vantaggio di lavorare linearmente fino alla tensione zero. Nella diagonale del ponte

si trova la resistenza di carico di 1 k Ω (per esempio uno strumento a bobina mobile).

Ingresso 1 ... 10 mV su 100 Ω
Uscita 0,1...1 V su 1 Ω
Deriva di punto zero 0,25 mV tra + 20
e + 45 $^{\circ}\text{C}$
Errore di amplificazione 0,5% tra + 20
e + 45 $^{\circ}\text{C}$

Un oscillatore bloccato fornisce brevissimi picchi impulsivi la cui frequenza, determinata da un circuito RC, può essere stabilita tramite un potenziometro. Applicando la tensione di alimentazione scorre.

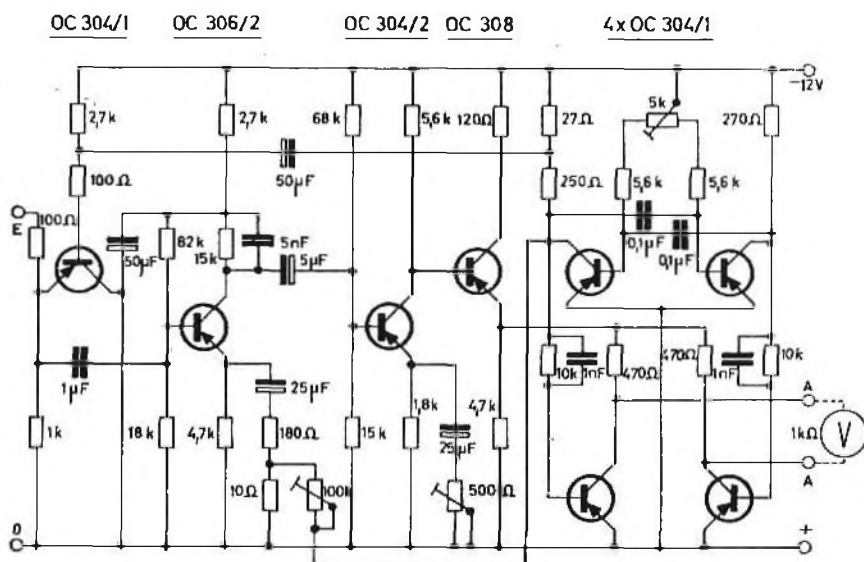


Fig. 6 - Amplificatore Chopper di tensione continua. La tensione continua di ingresso è convertita in tensione alternata e quindi raddrizzata con la giusta fase.

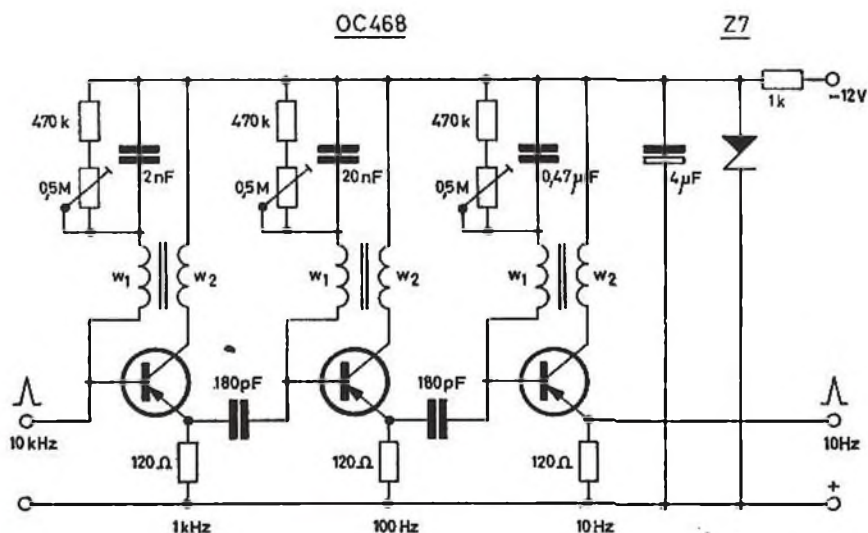


Fig. 7 - Partitore di frequenza ad oscillatore bloccato adatto per generare dei brevissimi picchi impulsivi la cui frequenza è stabilita da un circuito RC.

attraverso il resistore di polarizzazione di base, una piccola corrente nella base di ogni transistor. A questa si aggiunge la corrente di carica del condensatore collegato in parallelo al resistore.

La corrente di collettore, genera-

ta dalla corrente di base, circola nell'avvolgimento primario di un trasformatore il cui avvolgimento secondario è collegato alla base. L'avvolgimento secondario è polarizzato in modo tale che la tensione in esso indotta amplifica la corrente di ba-

se. In relazione a questa controreazione aumenta la corrente di collettore fino alla saturazione del nucleo del trasformatore. In questo istante si interrompe la tensione del secondario ed il transistor viene interdetto dalla carica del condensatore formatasi durante l'impulso.

Il tempo di interdizione dipende dal valore del resistore collegato in parallelo al condensatore.

La frequenza di impulso di questo oscillatore bloccato è molto stabile se la tensione di alimentazione viene mantenuta costante tramite un diodo Zener.

Dai resistori di emettitore da 1200 Ω dei transistori si prelevano gli impulsi per gli stadi successivi.

Dati dei trasformatori:

M 20/5, lamierino dinamo IV, senza traferro
 $W_1 = 600$ spire, rame laccato 0,12 mm $\varnothing$
 $W_2 = 200$ spire, rame laccato 0,12 mm $\varnothing$



AMPLIFICATORE STEREO 7 + 7 W

SINTONIZZATORE OL-OM-FM

UK 540



UK 535

Questi due apparecchi studiati sulla scorta delle tecniche più moderne, costituiscono un abbinamento particolarmente valido sotto il profilo tecnico ed estetico.

Caratteristiche tecniche:

Amplificatore stereo UK 535

Potenza d'uscita: 7+7 W

Distorsione: 0,5%

Risposta di frequenza:

20 ÷ 20.000 Hz $\pm$ 1dB

Alimentazione:

110 - 125 - 140 - 160 - 220 Vc.a.

Sintonizzatore

OL - OM - FM UK 540

Gamme di sintonia:

OL 150 ÷ 260 kHz; OM 520 ÷

÷ 1640 kHz; FM 87 ÷ 104 MHz

Sensibilità: OL ~ 200 μ V/m;

OM ~ 200 μ V/m; FM ~ 5 μ V

Alimentazione:

117/125 - 220/240 Vc.a.

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA DELLA G.B.C. ITALIANA



LE MICRO ONDE

All'impiego delle valvole termoioniche nel campo delle iperfrequenze, cioè delle microonde si oppongono due fattori distinti: il primo è dovuto alla capacità, relativamente elevata, che esiste fra gli elettrodi delle valvole ed ai fenomeni di autoinduzione dipendenti dalle connessioni che fanno capo ad essi, il secondo è dovuto invece al tempo che impiegano gli elettrodi per spostarsi da un elettrodo all'altro.

Infatti un elettrone che parte dal catodo per raggiungere la placca, cioè l'anodo, nell'istante in cui la griglia controllo ha un potenziale positivo subisce una notevole azione acceleratrice, ma se a causa dell'altissima frequenza che è in gioco l'elettrone arriva all'altezza della griglia quando essa ha assunto un potenziale negativo subirà invece una azione ritardatrice. Quanto abbiamo detto può essere messo in evidenza con un semplicissimo esempio: se ammettiamo che il tempo di transito degli elettroni che partono dal catodo per arrivare alla griglia sia di $0,001 \mu s$, è palese che alla frequenza di 1000 kHz durante il suddetto tempo passerà soltanto $1/1000$ di Hz mentre alla frequenza di 1000 MHz transiterà un periodo completo.

E' evidente pertanto che l'impie-

go delle normali valvole termoioniche sia da escludere nel campo delle microonde poiché in questo caso la griglia viene a perdere la caratteristica di elemento di controllo che esercita invece nel campo delle frequenze più basse quando cioè la polarizzazione varia molto più lentamente.

Tutti i suddetti effetti indesiderati sono stati ridotti adottando delle speciali tecniche costruttive che hanno consentito di ridurre le distanze fra i vari elettrodi e di rimpicciolirli in modo da diminuire notevolmente le capacità interelettrodiche e l'autoinduzione. Questo tipo di tubi è noto con il nome di tubi a modulazione di velocità.

TUBI A DISCHI SALDATI

I tubi a dischi (saldati), usati in modo particolare nei circuiti con griglia a terra, sono l'applicazione dei triodi alla tecnica delle microonde.

In questo tipo di tubo le capacità interelettrodiche e l'autoinduzione fra i collegamenti sono state ridotte al minimo in virtù di una particolare disposizione degli elettrodi, che insieme ad altri elementi, costituiscono una cavità risonante. Grosso modo si può dire che gli elettrodi di questo tipo di tubo siano parte integrale degli stessi cir-

cuiti accordati. Nei limiti delle possibilità costruttive il tempo di transito degli elettroni è stato ridotto avvicinando il più possibile fra loro i vari elettrodi.

La figura 1 si riferisce alla riproduzione schematica di uno di questi tubi: tanto il catodo K quanto la griglia G in questo caso sono stati

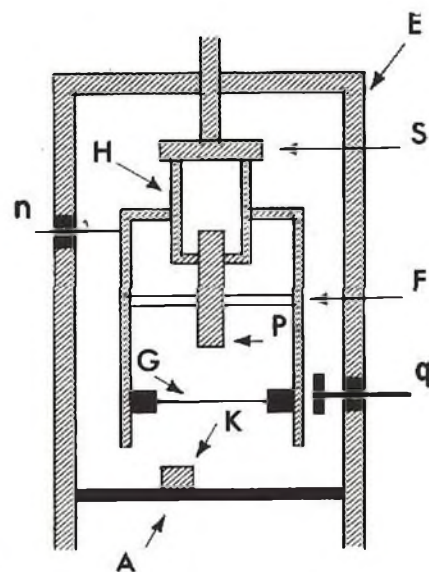


Fig. 1 - Vista schematica di un tubo (triolo) a dischi saldati. k = catodo (A = disco di collegamento), G = griglia (S = disco di collegamento) P = placca o anodo. Lo stantuffo S è regolabile in modo da consentire la regolazione dell'accordo.

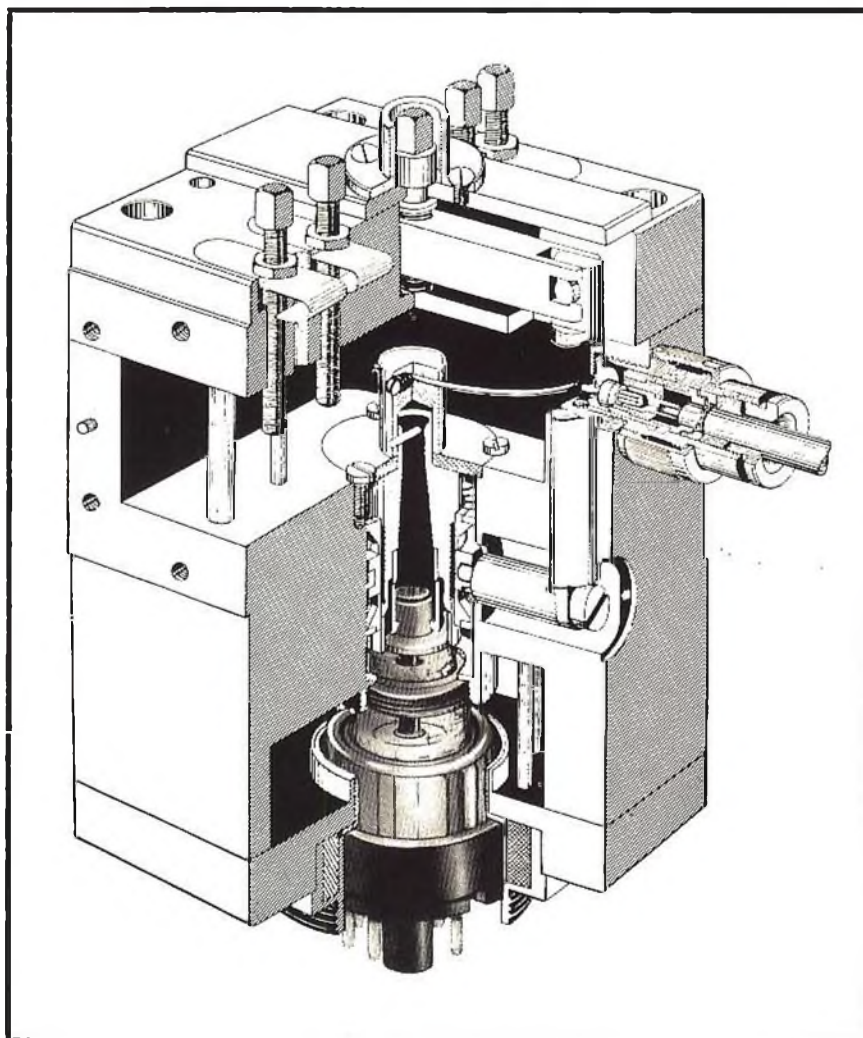


Fig. 2 - Tipico esempio di amplificatore per microonde (lunghezza d'onda di 7,5 cm) in cui è impiegato il triodo a dischi EC157 montato in un circuito con griglia a massa. Questo circuito è caratteristico dei triodi a dischi.

realizzati in forma pianeggiante in modo da separarli con uno spazio esiguo. L'anodo è invece costituito dal piano di un cilindro di rame P il cui diametro relativamente grande e che frequentemente è munito anche di alette di raffreddamento.

Le connessioni del catodo e della griglia sono eseguite mediante dei dischi, che nella figura sono indicati rispettivamente con le lettere «A» ed «S» e che a loro volta fanno capo ai due cilindri «E» ed «F». Anche l'anodo fa capo, per sfregamento al cilindro «E».

Nell'interno di questi tubi si hanno degli spazi anulari liberi che si comportano esattamente come delle «cavità risonanti» e che pertanto sono in grado di funzionare come dei circuiti sintonizzati.

In questo caso il circuito risonante di griglia è costituito dalla cavità formata dalla superficie «E» e «F» mentre il circuito risonante di placca è compreso fra le superfici di «E» ed «H».

I due risonatori sono accoppiati fra loro elettronicamente.

Una connessione, naturalmente isolata con cura, «n», passa attraverso il cilindro catodico «E» in modo da consentire di dare alla griglia il potenziale richiesto.

Il risonatore di placca si può sintonizzare spostando per mezzo di una vite di comando, lo stantuffo «S» dal quale dipendono le dimensioni della cavità interessata e di conseguenza la frequenza di oscillazione.

Una linea coassiale avente il con-

duttore centrale «q», collegato alla placca «P» che agisce capacitivamente, permette di raccogliere la energia a radio frequenza, che si forma nell'interno della cavità, e avviarla verso l'esterno.

La figura 2 si riferisce ad un tipico amplificatore per microonde accordato sulla frequenza di 7,5 cm.

Esso è dotato di un tubo a dischi della Philips del tipo EC157 montato in circuito con griglia a massa.

Il tubo viene avvitato nel blocco amplificatore e la filettatura è stata praticata nel disco che serve a collegare la griglia.

Il circuito risonante sono costituiti da delle cavità praticate nel blocco supporto del tubo e possono essere accoppiati a delle normali guide d'onda, (sulle guide d'onda parleremo in seguito).

L'adattamento e la sintonia di queste cavità risonanti viene effettuata mediante delle viti (chiaramente visibili nella parte superiore della figura), che possono penetrare più o meno nell'interno della cavità stessa.

La parte inferiore del blocco amplificatore costituisce il circuito catodo — griglia, mentre la parte superiore forma il circuito anodico che è accoppiato al tubo mediante un cavo coassiale.

Le caratteristiche del tubo EC157 sono le seguenti:

Triodo a dischi, oscillatore ed amplificatore fino alla frequenza di 4000 MHz (cioè 4 GHz). Tensione di accensione: 6,3 V. Tensione anodica: 180 V. Corrente anodica: 30 mA. Larghezza di banda: 50 MHz. Amplificazione di potenza: 16. Potenza di uscita: 0,5 W se il tubo è messo in circuito con griglia a massa e fino alla frequenza massima di 4000 MHz.

TUBI A MODULAZIONE DI VELOCITA'

Quando si deve lavorare su un campo di frequenza notevolmente alto (SHF), e siano richiesti dei brevissimi impulsi di corrente di notevole intensità, generalmente si ricorre all'impiego dei tubi a modulazione di velocità, ai quali abbiamo accennato sopra.

In questo genere di tubi, a differenza dei tubi normali a controllo di intensità nei quali è la quantità di elettroni emessi dal catodo che varia nel tempo (cioè il numero di elettroni che sono diretti dal catodo verso l'anodo), si fa variare la velocità con la quale gli elettroni percorrono lo spazio catodo-anodo.

Questi tubi, molto impiegati nella tecnica moderna delle iperfrequenze, si suddividono in: klystron, magnetron, resnatron e tubi ad onde progressive.

KLYSTRON

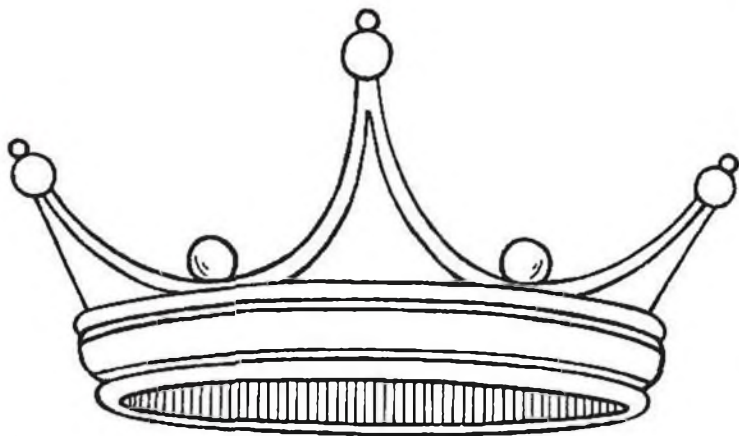
Il principio di accelerare degli elettroni e di ritardarne altri, in modo da poter assorbire o fornire energia in un circuito oscillante, viene sfruttato in alcuni tipi di tubi noti con il nome di Klystron.

In un tubo Klystron un fascio di elettroni che parte come al solito dal catodo, si muove lungo l'asse del tubo e viene raccolto alla estremità opposta dove si trova il collettore di elettroni polarizzato positivamente.

Gli elettroni nell'effettuare questo percorso sono costretti ad attraversare due griglie formate da piastre metalliche che sono forate al centro. Queste griglie devono considerarsi la parte capacitiva del risonatore a cavità, di modo che nello spazio compreso fra esse si formerà un campo elettrico oscillante. Le figure 4, 5 e 6 indicano con una certa approssimazione la disposizione dei vari elettrodi di un Klystron elementare.

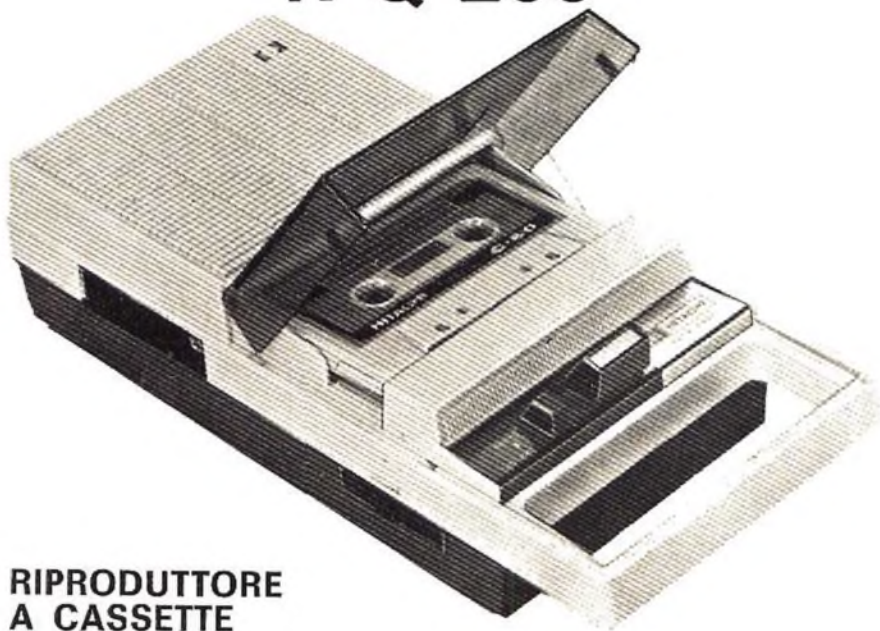
Il fascio di elettroni emessi dal catodo «C», come abbiamo detto si sposta verso l'anodo «P». Durante il suo percorso attraversa la parte centrale delle due cavità risonanti «A» e «B», le quali hanno una forma toroidale e che internamente terminano con due sporgenze cilindriche attraverso le quali passa, per lo appunto, il fascio di elettroni. Queste sporgenze in figura sono indicate con le lettere «r», «s», «v» e «z».

Le suddette cavità comunicano fra di loro mediante la linea coassiale «L» che è accoppiata induttivamente (come vedremo nel capitolo dedicato ai risonatori a cavità) e che si può osservare in figura 6.



Sua Maestà il Riproduttore Hitachi

TPQ-200



RIPRODUTTORE A CASSETTE

Circuito a 5 transistori, 2 termistori - Ottima riproduzione - Risposta 100-7000 Hz. - Potenza d'uscita: 500 mW. - Ritorno del nastro - Alimentazione: 6 V (4 pile mezza torcia 1,5 V) - Presa per adattatore alimentazione a rete - Dimensioni: mm. 121 x 63 x 262.

PER LA VOSTRA SICUREZZA ESIGETE HITACHI DAL VOSTRO FORNITORE



HITACHI

Agente Generale per l'Italia:

elektromarket

INNOVAZIONE

Corso Italia, 13 - 20122 MILANO - Via Rugabella, 21

Tel. 873.540 - 873.541 - 861.478 - 861.648

Succursale: Via Tommaso Grossi, 10 - 20121 MILANO - Tel. 879.859

Registered as amended in accordance with the Decision of the Superintending Examiner, acting for the Comptroller-General, dated the sixth day of September, 1949, under Section 21 of the Patents and Designs Act, 1927 as 1948.

PATENT SPECIFICATION

588.185

Application Date: Aug. 22, 1940. No. 12314/40.

Complete Specification Left: Aug. 15, 1942.

Complete Specification Accepted: May 16, 1947.

PROVISIONAL SPECIFICATION

Improvements in High Frequency Electrical Oscillators

We, JOHN T. RANDALL, J. R. BOOT, and HARRY ALBERT THOMAS, of the Physics Dept., The University, Birmingham, Birmingham, 15, and CHRISTOPHER WATSON, C. P. O. B. E. 12, N. A. Director of Scientific Research, Admiralty, London, W. 8, all of British nationality, do hereby declare the nature of this invention to be as follows:—
1. This invention relates to high frequency electrical oscillators of the magnetron type. Such magnetrons depend for their operation upon the conversion of kinetic energy imparted to a moving electron by a magnetic field, electrons emitted by the cathode are then caused to follow substantially circular or spiral paths, and various arrangements exist whereby such electrons are caused to give up their energy in external circuits in which oscillatory currents of very high frequency may thereby be induced.
2. It is known that an electron moving freely under the action of a uniform magnetic field and subjected to no other influence, will theoretically traverse a circular path, the period of motion being independent of its velocity and the radius of the circular path but a function of the field strength. Having regard to this it has been proposed, for the generation of ultra-short waves, to employ magnetrons wherein having a uniform magnetic field based on the natural period of motion of an electron in the magnetic field, so far as we are aware, however, there has hitherto been considerable difficulty in obtaining large powers from magnetrons of this or other types, particularly at wavelengths below about 60 cm.
3. The primary object of the present invention is to provide a magnetron device capable of generating short or ultra-short waves of considerable power, and adaptable to either C.W. or P.C.W. working. A further object is the provision of a magnetron capable of acting as a rectifier in the direction of such waves.
4. A magnetron according to the invention is characterized by the provision of a plurality of electromagnetically-coupled resonators of the same natural frequency within the body of the device, each such resonator approximating in form to a Helmholtz coil having a relatively small gap facing in the direction of the axial-magnetic axis. The resonators are preferably symmetrically disposed about the central magnetic axis from the direct-current point of view, an electrically continuous surface constituting the anode.
5. A preferred construction according to the invention will now be described by way of example.
6. The body of the magnetron comprises a rotary block having a cylindrical hole drilled therein to form the main anode-cathode space, the space being formed by the rotary block and the cylinder by a diversity-limited tungsten filament being along the axis of the cylindrical hole. The magnetron is formed by six further cylindrical holes arranged symmetrically about the aforementioned hole and having the same diameter, the axis of these holes being parallel to and equidistant

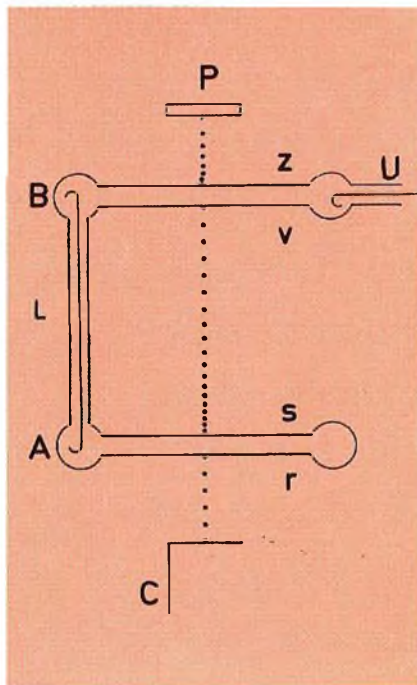


Fig. 5 - Vista in sezione di un Klystron. Le lettere sono identiche a quelle di figura 4. Sono visibili le sporgenze delle due cavità attraverso le quali passa il fascio elettronico e che sono indicate con le lettere «r», «s» e «v», «z».

impiega un elettrone a passare da «r» ad «s», gli elettroni che entrano nello spazio compreso fra questi due punti nell'istante in cui «s» è positivo rispetto ad «r», subiscono una accelerazione, dato che essi sono sottoposti ad un potenziale

le acceleratore. Naturalmente gli elettroni saranno invece ritardati quando si troveranno ad attraversare lo stesso spazio nel momento in cui «s» è negativo rispetto ad «r».

Gli altri elettroni che si trovano nelle posizioni intermedie sono soggetti ad accelerazioni o ritardi di valore intermedio oppure mantengono inalterata la loro velocità a seconda delle posizioni in cui si trovano.

Il fenomeno può essere compreso più facilmente seguendo attentamente la figura 6, in cui si mette in evidenza l'effetto accelerante e ritardante prodotto sugli elettroni dalla tensione alternata applicata ai bordi «s» e «r» della cavità A.

A causa di tale differenza di velocità-gli elettroni che si trovano allo stesso livello sono raggruppati fra loro. Quindi, in relazione al rapidissimo invertirsi della polarità ai bordi «r» e «s», il fascio elettronico risulta formato da raggruppamenti di elettroni successivi (raggruppamenti che sono noti anche il termine inglese di bunching), di modo che la sua densità varia periodicamente lungo il percorso.

Quando il fascio elettronico attraversa la cavità B, a causa delle suddette variazioni di densità dovute ai vari raggruppamenti, ecciterà le sporgenze della cavità stessa inducendo prima una carica positiva in «v» e successivamente in «z».

Se il tempo di passaggio del «raggruppamento» coincide con un semi-periodo della oscillazione naturale della cavità, questa entrerà in oscillazione.

Da quanto si è detto risulta evidente che la cavità «A» funge da organo di controllo, e si può paragonare alla griglia di un triodo normale, mentre la cavità «B» può considerarsi la placca.

L'energia a radio frequenza, la cui frequenza dipende naturalmente dalle dimensioni della cavità, si raccoglie a mezzo di una semi-spira, che nelle figure è indicata con la lettera «U».

Con i Klystron si possono raggiungere delle frequenze dell'ordine di 10 GHz.

Nel prossimo numero accenniamo ai principali tipi di Klystron in uso attualmente.

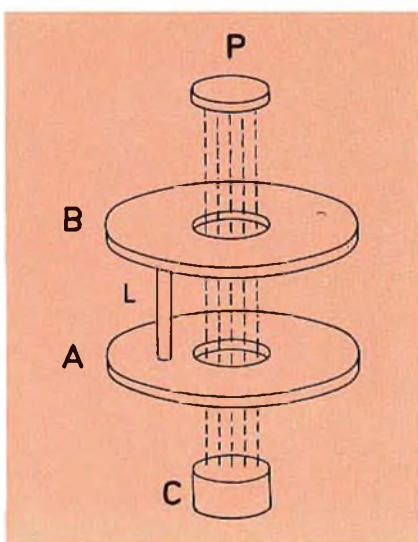


Fig. 4 - Vista schematica di un Klystron. P = anodo o placca, B = 2ª cavità, L = linea di accoppiamento, A = 1ª cavità, C = catodo.

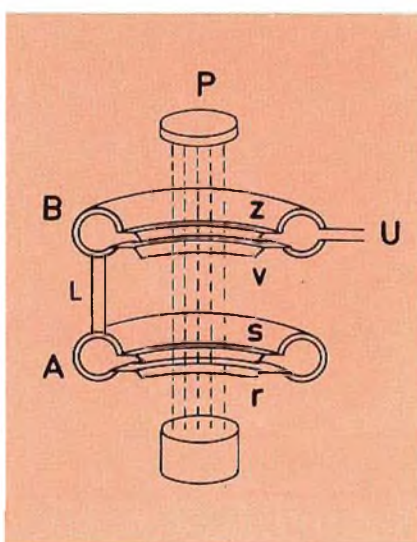
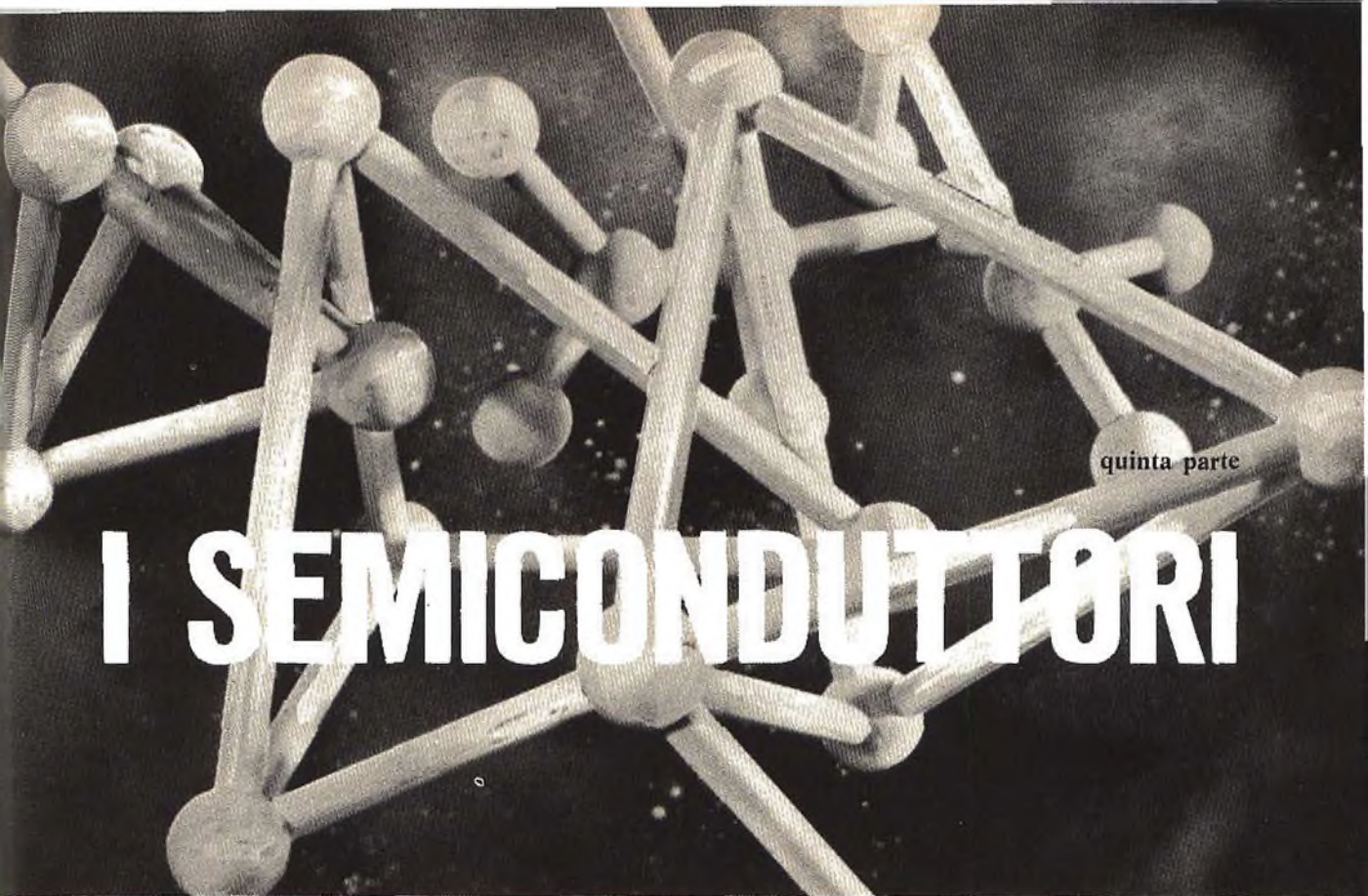


Fig. 6 - Schema semplificato di un Klystron per mettere in evidenza la diversa distribuzione degli elettroni lungo il fascio. Tale differenza di densità eccita la cavità B.



quinta parte

I SEMICONDUTTORI

In questa quinta parte viene esaminata la possibilità di combinare due giunzioni p-n per formare un transistor a giunzione. Dopo aver definito i principi di base del transistor viene inoltre descritto come inserire questo componente in un circuito elettronico per formare un amplificatore di tensione o di corrente.

Per capire il funzionamento del transistor a giunzione, è necessario rifarsi alla giunzione p-n descritta nell'articolo precedente.

La fig. 4, relativa alla quarta parte, offre una rappresentazione schematica della ripartizione di corrente in una giunzione simmetrica (vale a dire dove la concentrazione dei portatori è la medesima in ciascuna parte della giunzione).

LA GIUNZIONE «P-N» ASIMMETRICA

Si consideri momentaneamente il caso dove le concentrazioni di

portatori sono differenti dal lato «p» e dal lato «n».

La concentrazione di cavità (lato p) è, per esempio, molto più elevata di quella degli elettroni (lato n). Ciò è rappresentato in fig. 1a.

Sotto l'effetto di una differenza di potenziale nel senso diretto, le cavità del lato «p», attraversando la giunzione e arrivando al lato «n», non incontrano che un piccolo numero di elettroni e si ricombinano solamente dopo un certo tragitto. Per contro, gli elettroni provenienti dalla regione «n», attraversando la giunzione, incontrano una concentrazione di cavità molto elevata e si ricombinano molto rapidamente, dopo un tragitto estremamente corto. Ne risulta dunque una distribuzione di elettroni e di cavità, come da fig. 1b: in essa si nota che alla giunzione, la quasi totalità della corrente è costituita da una corrente di cavità proveniente dalla regione «p» a concentrazione elevata, in quanto la corrente di elettroni proveniente dal lato «n» è molto piccola.

Si dice allora che «l'iniezione» di cavità nella zona «n» è elevata.

Il rapporto della corrente di ca-

vità e della corrente totale attraverso la giunzione rappresenta il rendimento di iniezione della giunzione; esso può raggiungere valori molto elevati: es. 0,99.

Nella regione «n», vicino alla giunzione, si è in una situazione tale che la quasi totalità della corrente è dovuta allo spostamento delle cavità che sono, tuttavia, dei portatori minoritari.

Il percorso medio di un portatore minoritario prima di ricombinarsi, viene denominato «lunghezza di diffusione».

Il suo valore dipende dalla mobilità e dalla durata di vita dei portatori minoritari, e varia in generale con l'inverso della concentrazione dei portatori maggioritari nel materiale considerato.

Come si può vedere in fig. 1, la lunghezza di diffusione delle cavità della regione «n», a debole concentrazione, è superiore a quella degli elettroni nella zona «p» a forte concentrazione.

L'importanza di questa considerazione circa la durata di diffusione per quanto concerne il funzionamento del transistor verrà analizzata quanto prima.

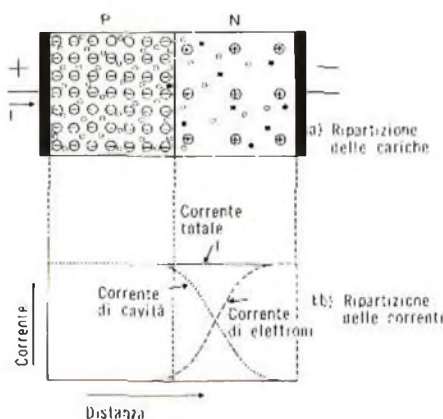


Fig. 1 - Ripartizione delle cariche in a) e delle correnti in b) in una giunzione p-n asimmetrica polarizzata in senso diretto.

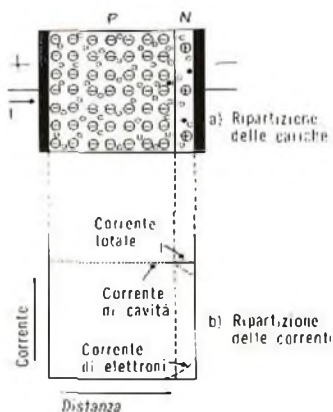


Fig. 2 - Ripartizione delle cariche in a) e delle correnti in b) quando la regione «n» di fig. 1 è molto piccola.

Riducendo momentaneamente e considerevolmente lo spessore della regione «n» in modo che risulti molto inferiore alla durata di diffusione delle cariche si ha quanto illustrato in fig. 2a.

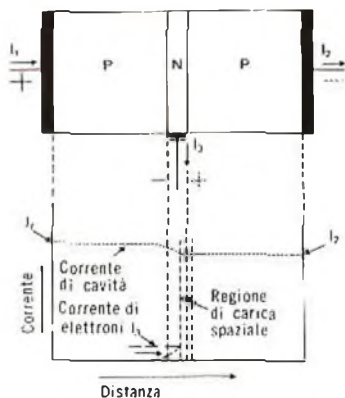


Fig. 3 - Ripartizione delle correnti in una struttura «p-n-p».

In essa si nota che pressoché tutte le cariche provenienti dalla regione «n» giungono senza ricombinazione alla connessione metallica di uscita, dove si ricombinano con gli elettroni provenienti dal circuito esterno.

La ripartizione delle correnti, delle cariche e degli elettroni, nello insieme della giunzione è indicata nella fig. 2b. E' dunque importante vedere che la corrente nella regione «n» è pressoché interamente una corrente di cavità, le quali, tuttavia, sono portatori minoritari in questa zona.

L'EFFETTO TRANSISTORE

Si formi ora una seconda giunzione «p-n» ponendo un'altra regione «p» alla destra della zona di spessore piccolo «a» (fig. 3a) e si polarizzi questa giunzione in senso inverso, continuando a polarizzare la prima giunzione in senso diretto. La corrente che attraversa la prima giunzione è sempre una corrente di cavità e queste cariche vanno diffondendosi attraverso la regione centrale di tipo «n» dove esse sono portatori minoritari. Qualcuna di loro si ricombina con degli elettroni, ma, siccome lo spessore della zona centrale è piccolo, il loro numero sarà piccolo, e la quasi totalità delle cariche raggiungerà la regione di carica spaziale della seconda giunzione «p-n».

Siccome questa giunzione è polarizzata in senso inverso, il campo elettrico è elevato a facilitare il passaggio delle cariche (portatori minoritari) nella seconda zona «p» (la corrente delle cariche, essendo dovuta a un campo elettrico, sarà una corrente di deriva). Una volta nella seconda zona «p», le cariche diventano dei portatori maggioritari e scompaiono per ricombinazione nella connessione di uscita.

La figura 3b schematizza la ripartizione delle correnti nell'insieme delle tre zone. Questo trasferimento di cariche positive da una regione all'altra, attraverso una stretta zona «n» e una giunzione contro-polarizzata, costituisce «l'effetto transistor». La corrente di cavità che penetra nella seconda regione «p» è appena inferiore alla corrente

iniziale uscente dalla prima regione «p».

Se una piccola tensione viene applicata ai capi di un circuito a bassa impedenza (la prima giunzione «p-n», polarizzata in senso diretto), si crea dunque una corrente che attraversa un circuito ad alta impedenza (la seconda giunzione «p-n», polarizzata in senso inverso); ottenendo così un guadagno in tensione.

IL TRANSISTORE «P-N-P» A GIUNZIONE

Il transistor a giunzione opera secondo i principi descritti; esso si compone di due giunzioni «p-n», formate l'una vicina all'altra su una placchetta di silicio, la cui separazione è sovente inferiore a un micron.

Il transistor può essere realizzato in due versioni: «p-n-p» oppure «n-p-n».

Si è visto come esempio il transistor «p-n-p» e per comodità viene mantenuto questo tipo, mentre il caso del transistor «n-p-n» sarà analizzato più avanti.

La fig. 4 rappresenta un modo pratico, impiegato frequentemente, di realizzazione dei transistori: si tratta della struttura «planare».

Nel transistor «p-n-p» la prima regione «p», polarizzata positivamente, è chiamata «emettitore»: questi emette delle cariche che vengono iniettate nella regione centrale di tipo «n» attraverso la giunzione polarizzata in senso diretto. La regione centrale molto stretta, di tipo «n», costituisce la «base», e la seconda zona di tipo «p» è detta «collettore», in quanto è polarizzata in modo da raccogliere le cariche provenienti dalla regione centrale, che attraversano la seconda regione, polarizzata in senso inverso.

La prima giunzione, tra l'emettitore e la base, è la «giunzione di emettitore», e la seconda giunzione è la «giunzione di collettore».

Si è visto come sia necessario che la concentrazione di cariche nell'emettitore sia grande rispetto alla concentrazione di elettroni nella base.

Per questa ragione si può affermare che la zona dell'emettitore è

molto più drogata della regione di base. E' preferibile, inoltre, che la zona di collettore sia meno drogata della regione di base.

LE CORRENTI NEL TRANSISTORE «P-N-P»

a) Solo il collettore è polarizzato.

Si consideri prima di tutto il caso in cui la tensione collettore-base è negativa, vale a dire che la giunzione di collettore è polarizzata in senso inverso mentre l'emettitore rimane «aperto».

Queste condizioni sono illustrate in fig. 5a. Nessuna corrente circola nell'emettitore e la sola corrente che attraversa la giunzione di collettore è una corrente di portatori minoritari che nasce nella regione di carica spaziale.

Si tratta dunque della corrente inversa di saturazione della giunzione di collettore che viene chiamata con I_{CBO} ; la sigla indica che questa è la corrente collettore-base con l'emettitore in circuito «aperto». Siccome la I_{CBO} è di origine termica, essa cresce rapidamente con la temperatura.

Al contrario, ad una data temperatura, è praticamente indipendente dalla tensione collettore-base, tanto da non superare la tensione di rottura della giunzione (come si è visto nell'articolo dedicato alla giunzione «p-n»).

b) Solo l'emettitore è polarizzato

Si consideri il caso in cui la giunzione di emettitore è polarizzata in senso diretto, mentre il collettore rimane «aperto» - fig. 5b.

Si è visto precedentemente che una tensione diretta relativamente debole, inferiore a 1 V, è sufficiente a far passare una corrente considerevole nella giunzione. Siccome la regione di emettitore è molto più drogata della regione di base, questa corrente è costituita principalmente da una corrente di cavità che attraversa la giunzione di emettitore nel senso emettitore-base (dato che viene considerato il caso del transistor «p-n-p»). Una volta nella regione di base, le cavità diventano dei portatori minoritari e si allontanano dalla giunzione.

Siccome il collettore è «aperto», esse non possono attraversare la giunzione di collettore e usciranno dall'elettrodo di base che è portato a un potenziale negativo.

c) Emittitore e collettore sono polarizzati simultaneamente.

Ci si ponga nelle condizioni normali di funzionamento del transistor - fig. 5c, in cui la giunzione di emettitore è polarizzata in senso diretto e la giunzione di collettore in senso inverso. In questo caso, una corrente di cavità attraversa la giunzione di emettitore e penetra nella regione di base: le cavità diventano dei portatori minoritari e si allontanano dalla giunzione.

Dopo un percorso molto breve, esse si trovano nella regione di carica spaziale prodotta dalla polarizzazione inversa della giunzione di collettore; una volta arrivate in questa regione le cavità vengono attratte dal campo elettrico di carica spaziale che le obbliga ad attraversare la giunzione di collettore.

Nella regione di collettore di tipo «p» esse ridiventano dei portatori maggioritari e si ricombinano con la corrente di elettroni proveniente dalla connessione metallica di uscita.

Un piccolo numero di cavità si ricombinano con degli elettroni nella regione di base. Questi elettroni scompaiono dunque nella regione di base e dovranno essere rimpiazzati da un numero uguale di elettroni provenienti dal circuito esterno. Una piccolissima parte di corrente che attraversa la giunzione di emettitore, inoltre, è dovuta a degli elettroni passanti dalla base all'emettitore. Questi elettroni dovranno essere ugualmente forniti dal circuito esterno di base.

La somma di queste due correnti relativamente deboli è chiamata corrente di base I_B .

La corrente che attraversa la connessione dell'emettitore è la corrente di emettitore I_E , mentre quella che attraversa la connessione di collettore è la corrente di collettore I_C . Siccome queste connessioni sono fatte per mezzo di conduttori metallici, esse possono lasciare passare solamente una corrente di elettroni liberi.

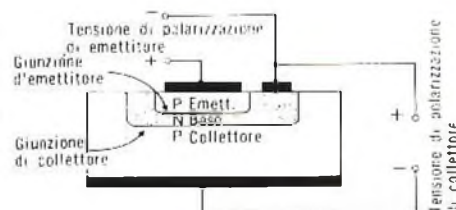


Fig. 4 - Come è costituito un normale transistor planare.

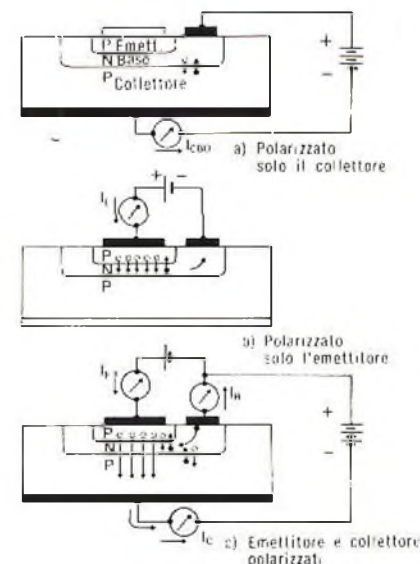


Fig. 5 - Ripartizione delle correnti in un transistor.

La fig. 5c indica la direzione di queste correnti esterne, nel caso del transistor «p-n-p».

Dato che gli elettroni non possono accumularsi nel transistor, è necessario che il numero totale di elettroni che escono sia uguale al numero totale di elettroni che entrano. In tal modo si ha che la somma delle correnti di collettore e di base deve essere uguale alla corrente di emettitore e perciò si può scrivere la relazione $I_E = I_C + I_B$.

LA GIUNZIONE DI COLLETTORE

Prima di continuare, è necessario passare in rassegna alcune delle caratteristiche della giunzione di collettore.

Come ben si sa in una giunzione «p-n-p» a drogaggio simmetrico, la regione di carica spaziale è essa stessa simmetrica in rapporto al piano della giunzione. Si consideri ora il caso della giunzione asimmetrica non polarizzata - fig. 6a.

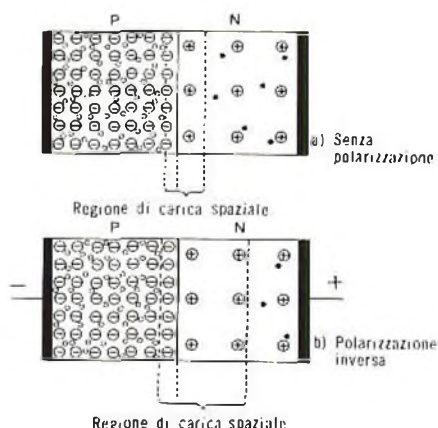


Fig. 6 - Cariche in una giunzione «p-n» asimmetrica non polarizzata in a) e polarizzata in senso inverso in b).

Quando l'equilibrio si è stabilito, la diffusione iniziale delle cavità, provenienti da lato «p» e attraversanti la giunzione, non produce che un sottile strato di ioni negativi (poiché la concentrazione delle cavità è elevata), mentre la diffusione del medesimo numero di elettroni provenienti dalla zona «n» lascia uno strato relativamente spesso di ioni positivi.

La barriera di giunzione è dunque asimmetrica e la regione di carica spaziale è più estesa dal lato a debole concentrazione della giunzione che dal lato a forte concentrazione.

Quando si contropolarizza la giunzione (fig. 6b), per mantenere l'equilibrio ionico di ciascun lato della giunzione, gli elettroni del lato «n» devono allontanarsi maggiormente dalla giunzione rispetto alle cavità del lato «p».

In pratica, quando si aumenta la contropolarizzazione di una giunzione «p-n» asimmetrica, la regione di carica spaziale si dispone principalmente dal lato della zona drogata debolmente.

Questo fenomeno è importante per capire il funzionamento del

transistore a giunzione; si deve in generale fare in modo che la concentrazione nella regione di base sia forte rispetto a quella della regione di collettore, affinché la zona di carica spaziale si trovi nella regione di collettore piuttosto che nella regione di base, al fine di evitare gli effetti secondari nocivi dovuti alle variazioni dell'ampiezza effettiva di base con la tensione di collettore.

Si è visto che la tensione di rottura per effetto valanga di una giunzione «p-n» è inversamente proporzionale alla concentrazione dei portatori: quando si desidera ottenere delle tensioni di collettore elevate, la densità dei portatori della regione di collettore, deve dunque essere sufficientemente debole. Inoltre, la densità dei portatori della regione di base deve essere nettamente superiore, affinché la zona di carica spaziale si sposti soprattutto nella zona del collettore.

La concentrazione dei portatori nella regione di emettitore, infine, per assicurare un rendimento di iniezione elevato alla giunzione di emettitore, deve essere fissata ad un valore relativamente elevato.

GUADAGNO DI CORRENTE

Si è visto che la corrente di collettore rimane pressoché uguale alla corrente di emettitore. Quando si modifica la corrente di emettitore, la corrente di collettore subisce la medesima variazione.

Il rapporto tra la variazione della corrente di collettore e la variazione della corrente di emettitore costituisce il fattore di trasferimento in corrente (guadagno in corrente con base comune) che si esprime con il simbolo α e che è dato dalla relazione:

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}$$

Il valore di α dipende da due fattori: il rendimento d'iniezione della giunzione di emettitore e il rendimento di trasferimento della regione di base, che è il rapporto fra il numero di portatori minoritari provenienti dal collettore e il numero di portatori minoritari iniettati nella regione di base.

In pratica α può raggiungere 0,997 e varia normalmente tra 0,98 e 0,99.

IL TRANSISTORE COME AMPLIFICATORE

Per capire come amplifica il transistore è utile usare un esempio pratico.

Si supponga, prendendo in esame la fig. 7, che la polarizzazione di emettitore (V_{BE}) sia di 0,1 V e che la resistenza della giunzione polarizzata in senso diretto sia di 50 Ω . La corrente di emettitore è di 2 mA.

Se il guadagno α del transistore è uguale a 0,99, la corrente sarà uguale a $2 \times 0,99 = 1,98$ mA. Questa corrente sarà fornita dall'alimentazione del collettore e attraverserà la resistenza di carico di 5 k Ω , ai capi della quale apparirà dunque una tensione di 9,9 V: la tensione inversa ai capi della giunzione di collettore del transistore sarà di 5,1 V.

Si faccia quindi variare di 1 mV la tensione di emettitore. La corrente di emettitore varierà di 20 μ A (1 mV su 50 Ω) e la corrente di collettore varierà di $20 \times 0,99 = 19,8$ μ A.

La variazione ai capi della resistenza di collettore sarà dunque di 99 mV.

Una variazione di tensione base-emettitore di 1 mV provoca una variazione di tensione di collettore di 99 mV: il guadagno di tensione è uguale a 99.

Si vede allora che è possibile, modificando i circuiti esterni, ottenere sia un guadagno in tensione che un guadagno in corrente e, contemporaneamente, i due sistemi.

IL TRANSISTORE A GIUNZIONE «N-P-N»

Un transistore «n-p-n» funziona come un transistore «p-n-p».

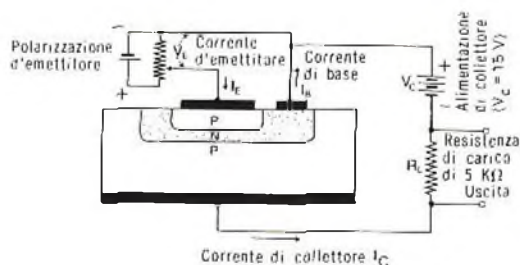


Fig. 7 - Montaggio di un transistore come amplificatore di tensione.

Si hanno ancora due giunzioni «p-n» ma esse, in questo caso, sono separate da una zona p molto sottile.

La giunzione di emettitore è ugualmente polarizzata in senso diretto e la giunzione di collettore in senso inverso. Si hanno tuttavia due differenze fondamentali;

1) Innanzitutto, l'emettitore di tipo «n» deve avere una polarizzazione negativa rispetto alla base, mentre il collettore deve essere polarizzato positivamente rispetto alla base.

2) L'emettitore di tipo «n» inietta degli elettroni (e non delle cavità) nella base di tipo «p», nella quale gli elettroni diventano dei portatori minoritari; essi si diffondono e sono attirati dal potenziale positivo del collettore. Le polarità del transistor «n-p-n» sono indicate nella fig. 8.

REALIZZAZIONE DI UN TRANSISTORE A GIUNZIONE

E' possibile vedere ora quali devono essere le caratteristiche di un transistor:

1) Per assicurare una tensione di rottura elevata, la concentrazione di portatori nella regione di collettore deve essere debole, in altre parole la resistività della regione di collettore deve essere elevata.

2) Affinché la zona di carica spaziale si estenda principalmente dal lato del collettore, la concentrazione di portatori nella base deve essere sufficientemente elevata rispetto a quella della regione di collettore, in altre parole la resistività della base deve essere inferiore a quella del collettore.

3) Per assicurare un buon rendimento d'iniezione, la concentrazione di portatori nell'emettitore deve essere molto elevata rispetto alla regione di base, in altre parole la resistività della zona di emettitore deve essere molto inferiore a quella della base.

4) Affinché il suo rendimento di trasferimento sia elevato, lo spessore della base deve essere molto inferiore alla lunghezza di diffusione dei portatori minoritari.

Fig. 8 - Rappresentazione della struttura di un transistor «p-n-p».

5) Affinché il rendimento di trasferimento sia elevato, la mobilità dei portatori minoritari nella zona di base deve essere elevata.

6) La giunzione di emettitore deve essere normalmente polarizzata in senso diretto.

7) La giunzione di collettore deve essere normalmente polarizzata in senso inverso.

SIMBOLI

Negli schemi elettrici abituali, il transistor viene rappresentato con dei simboli semplificati per comodità. I due simboli della fig. 9 sono usati in tutto il mondo.

I tipi «p-n-p» e i tipi «n-p-n» si distinguono fra loro per la direzione della freccia dell'emettitore la quale determina il senso della corrente.

I DIFFERENTI MONTAGGI AMPLIFICATORI

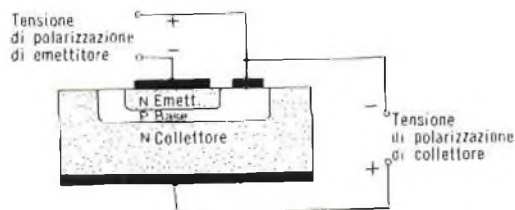
Nei paragrafi precedenti, abbiamo studiato il montaggio nel quale la connessione di base è comune ai circuiti di collettore e di emettitore, vale a dire la base è comune ai circuiti d'ingresso e di uscita.

E' questo un tipico montaggio con base comune. Sono pure possibili altri due montaggi nei quali l'emettitore e il collettore sono comuni ai circuiti d'ingresso e di uscita; questi tre montaggi sono brevemente descritti nei paragrafi che seguono.

MONTAGGIO CON BASE COMUNE

La fig. 10a rappresenta un transistor montato con base comune; il circuito rispecchia quello di fig. 7, con la differenza che il simbolo del transistor è stato sostituito alla sua rappresentazione fisica.

E' necessario ricordare che il guadagno in corrente α in questo tipo di montaggio è pressappoco uguale



a 1, per cui esiste la possibilità di ottenere un guadagno in tensione elevato.

MONTAGGIO CON EMETTITORE COMUNE

In fig. 10b si nota un montaggio con emettitore comune; in essa si vede che l'ingresso è collegato tra la base e l'emettitore, mentre l'uscita si ottiene tra il collettore e l'emettitore.

Il trasferimento di corrente avviene tra base e collettore e questo fattore di trasferimento (guadagno) è designato con la lettera β .

$$\text{Per definizione } \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

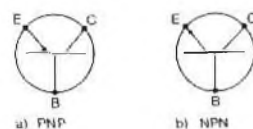


Fig. 9 - Simboli relativi al transistor: «p-n-p» in a) e «n-p-n» in b).

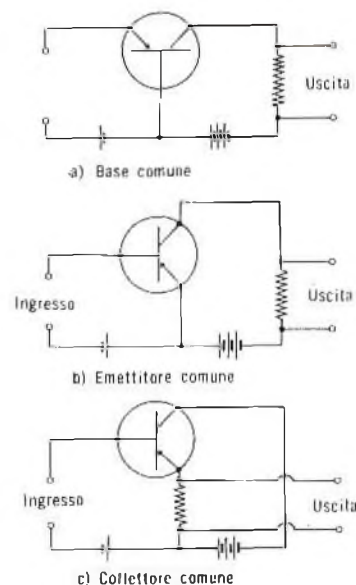


Fig. 10 - I tre possibili montaggi di un transistor amplificatore.

Le equazioni del transistor consentono agevolmente di esprimere β in funzione di α .

Si è visto che $\Delta I_E = \Delta I_B + \Delta I_C$ e che $\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$ sostituendo

si avrà $\frac{\Delta I_C}{\alpha} = \frac{\Delta I_C}{\beta} + \Delta I_C$ ossia

$\frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\beta} + 1$ per cui, per traspo-

sizione avremo $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ siccome

$\alpha \sim 1$, $(1-\alpha)$ è piccolo mentre β è elevato.

Supponendo per esempio $\alpha =$

$= 0,98$ si avrà che $\beta = \frac{0,98}{(1-0,98)}$
ossia $\beta = 49$.

Il montaggio in emettitore comune assicura dunque un guadagno in corrente elevato tra l'ingresso e la uscita; questo è il motivo per cui il guadagno in corrente viene detto solitamente β senza precisare «con emettitore comune».

Il montaggio con emettitore comune è il più importante e quello maggiormente usato fra i tre tipi di montaggi. Oltre ad un guadagno elevato in corrente esso permette di ottenere un'ottima amplificazione in tensione.

MONTAGGIO CON COLLETTORE COMUNE

Il terzo montaggio possibile è rappresentato dalla fig. 10c, il segnale è applicato in base e l'uscita si ha sull'emettitore.

Il fattore di trasferimento in corrente in questo caso sarà: $\frac{\Delta I_E}{\Delta I_B}$ ma

anche in questo caso $\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$

e $\Delta I_E = \Delta I_B + \Delta I_C$.

Dividendo per ΔI_B , si avrà:

$\frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = 1 + \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ dove sostituen-

do si avrà: $\frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = 1 + \beta = \frac{1}{1-\alpha}$.

Se $\alpha = 0,98$ si otterrà $\frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = 50$.

In questo caso, il guadagno in corrente è elevato come in un montaggio con emettitore comune, ma la tensione di uscita sarà sempre leggermente inferiore alla tensione d'ingresso a causa della caduta di tensione ai capi del diodo base-emettitore (fig. 10c).

Nel prossimo articolo verranno esaminati in dettaglio questi diversi circuiti.

(continua)

comunicato A.R.I.

Qui di seguito trascriviamo il testo di una circolare che il Presidente dell'A.R.I. ha scritto per fare il punto sui principali problemi che da anni attendono una risoluzione.

1) BANDE RADIANTISTICHE

Il D.P.R. 25 settembre 1967 n. 1525, pubblicato sulla G.U. n. 190 del 27 luglio 1969 dispone testualmente che «è data piena ed intera esecuzione» al Regolamento delle Radiocomunicazioni con regolamento addizionale adottato a Ginevra il 21 dicembre 1959 dalla Conferenza dei Plenipotenziari.

Ciò vuol dire che il Regolamento Internazionale predetto è legge dello Stato italiano e va quindi applicato integralmente in Italia.

La conseguenza è che il precedente Regolamento approvato con D.P.R. 5 agosto 1966 n. 1214 non è più in vigore per le parti in cui si trova in contrasto con il Regolamento Internazionale.

In particolare, per le bande di frequenza che i radioamatori italiani possono usare vale il Regolamento Internazionale e non quello allegato al D.P.R. 5 agosto 1966 n. 1214, dovendosi applicare sempre la legge successiva che regola la intera materia.

In sostanza sono le seguenti e risultano dall'art. 5 n. 156 del testo ufficiale del Regolamento Internazionale che, come detto, è legge dello Stato italiano.

kHz	3.500 ...	3.800
kHz	7.000 ...	7.100
kHz	14.000 ...	14.350
kHz	21.000 ...	21.450
kHz	28.000 ...	29.700
kHz	144.000 ...	146.000
MHz	430 ...	440
MHz	1.215 ...	1.300
MHz	2.300 ...	2.450
MHz	5.470 ...	5.850
MHz	10.000 ...	10.500
MHz	21.000 ...	22.000 (*)

(*) Come noto, quest'ultima banda sarà portata fra i 24.000 ed i 24.250.

Molti si chiederanno come mai, se esiste il D.P.R. 25 settembre 1967 n. 1525 da diversi anni, la faccenda salta fuori solo adesso. Realtà è che per un certo tempo nessuno se ne era accorto, ed anche dopo, il momento non era propizio per divulgare la notizia.

All'atto pratico, com'è dunque esattamente la situazione?

Noi sosteniamo — e non vediamo come si possa contraddire — che le bande attribuite al Servizio di Radioamatore in Italia sono tutte quelle sopra riportate e non attendiamo alcuna dichiarazione ufficiale di conferma, poiché esiste una legge ben precisa che non ha bisogno di conferma, trattandosi di norme in pieno vigore.

Pertanto, se qualcuno avrà da sostenere qualcosa in contrario, ci troverà ben agguerriti a far valere i nostri legittimi interessi.

Chi ha dei timori in proposito e non è pronto ad affrontare la situazione, rimanga pure nelle fettine previste dal D.P.R. 5 agosto 1966 n. 1214, ma chi mi vuol seguire, mi segua, in quanto io

intendo operare su tutte le bande attribuite al Servizio di Radioamatore dal Regolamento Internazionale, a cui, ripeto, è stata data piena ed intera esecuzione da parte dello Stato italiano con D.P.R. 25 settembre 1967 n. 1525.

Se ci saranno reazioni, occorre informare subito la Segreteria Generale dell'A.R.I. che provvederà alla tutela degli interessi legittimi dei Soci. Bisogna però ricordare bene che, nelle bande promiscue e soprattutto in 80 metri ed in 70 centimetri è assolutamente necessario fare ascolto accurato prima di occupare un canale.

Inoltre va aggiunto che la cosa è stata tirata fuori adesso dopo un accurato studio di tutte le leggi e regolamenti in vigore e dopo contatti ad alto livello con persone qualificate, che non mancheranno di dare tutto l'appoggio possibile alla nostra tesi qualora ciò risultasse necessario.

Possiamo prevedere che se non si verificheranno casi di QRM con i servizi che utilizzano le stesse bande attribuite al Servizio di Radioamatore, non dovrebbero esservi reazioni di alcun genere.

E' perfettamente inutile ed anzi controproducente chiedere informazioni, delucidazioni e notizie direttamente ai pubblici uffici: i Soci si consultino con la Segreteria Generale e non con il Ministero.

Se vogliamo realmente cavare il ragno dal buco, occorre essere compatti nell'occupare le bande che ci spettano ed agire con fermezza e con coraggio e soprattutto agire in tantissimi, tutti insieme!

di P. SOATI



Q T C

RADIOCOMUNICAZIONI

Presso l'Ufficio RADIO P.T. di Messina è stato istituito il servizio radiotelefonico marittimo di corrispondenza pubblica nella gamma VHF. I servizi espletati sono i seguenti:

canali: 16, 25, 26, 27 - CP

canale 25: liste del traffico dalle ore 0815 alle 1915

canale 25: bollettini meteo-mar alle ore 1335 e 1935 (sempre GMT).

In Yugoslavia, a Malunat (42° 27' 00" N; 18° 25' 38" E) è stato installato un radiofaro che funziona in gruppo con i due radiofari italiani di S. Cataldo di Lecce e di Vieste. Le sue caratteristiche sono le seguenti: gruppo YC ripetuto 4 volte, 20", linea lunga, 25", gruppo YC ripetuto 6 volte, 30", linea lunga, 25", gruppo YC ripetuto 2 volte, 10", silenzio 250". Frequenza di lavoro 305,7 kHz, A0 e A2.

GAMMA RADIODIFFUSIONE 11700 ÷ 11975

(seguito)

11870: Wien AUT, Tirana ALB, URSS, Pei Ping CHN, Filippine PHL, R. Liberation D/E/USA, Boston USA, 11875: Bruxelles BEL, URSS, Roma I, Salvador B, R. Liberation D/E/USA, Filippine PHL, Nicaragua NCG, Delhi IND, Yamata J, Montecarlo MCO, Bucaresti ROU, Tunis TUN, Delano USA, **Angola** AGL; 11880: URSS, Buenos Aires ARG, Schwarzenburg SUI, Cairo EGY, Mexico MEX, Shepparton AUS, **Port Moresby** PAP; 11885 Rio de Janeiro B, Europa Radio D/POR/USA, Karachi PAK, Boston USA, Bucaresti ROU; 11890 URSS, Greenville, Boston USA, Addis Ababa ETH, London G, Beyrouth LBN, Manila PHL; 11895: Dakar SEN, Delhi IND, Europa Radio D/POR/USA, Horby S, Filippine PHL; 11900: URSS, Greenville, Bethany USA, Praha TCH, Warszawa POL, Tunis TUN, Johannesburg AFS, Kuala Lumpur MLA; 11905: Bangkok THA, URSS, Green-

ville USA, Montevideo URG, Kigali RRW, Limassol CYP, Sines D/POR, Julich D/RF, London G, Roma I, Warszawa POL; 11910: URSS, Quito EQA, Limassol CYP, Delhi IND, Addis Ababa ETH, Budapest HNG, Lopik HOL, Horby S, **Bangkok** THA, Horby S; 11915: Porto Alegre B, Cairo EGY, URSS, **Montecarlo** MCO, Quito EQA, Rodes GRC, London G, Monrovia LBR, Tanger MRC, Lima PRU, Tanger MRC; 11920: Manila PHL, Paris F, Abidjan CTI, URSS, **Tirana** ALB; 11925: URSS, Pei Ping CHN, Kigali RRW, Lisboa POR, Wien AUT, Sao Paulo B, Madrid E, Teheran IRN, Beyrouth LBN, London G, Julich D/RF; 11930: Brazzaville COG, La Habana CUB, Paris F, Shepparton AUS, URSS, Filippine PHL, Tanger MRC, Sao Paulo B, **Horby** S; 11935: Sackville CAN, Bucaresti ROU, Tanger MRC, **Johannesburg** AFS, Thessaloniki GRC, R. Liberation D/E/USA; 11940: Monrovia LBR, Pei Ping CHN, URSS, Cairo EGY, Teheran IRN, Yamata J, Kuwait KWT, Bucaresti ROU, Hanoi VTN; **Singapore** SNG; 11945: URSS, Sackville CAN, Bucaresti ROU, Pei Ping CHN,

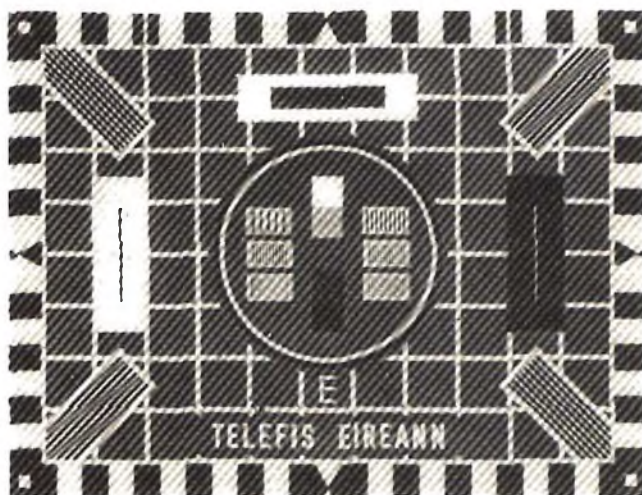


Fig. 1 - Monoscopio della stazione televisiva di Telefis. Irlanda (Eire).

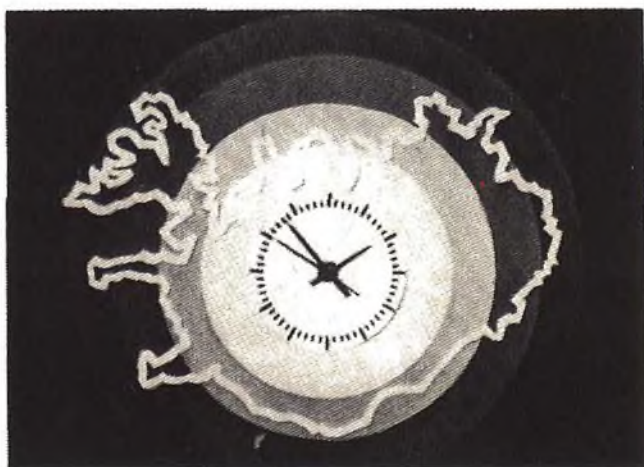
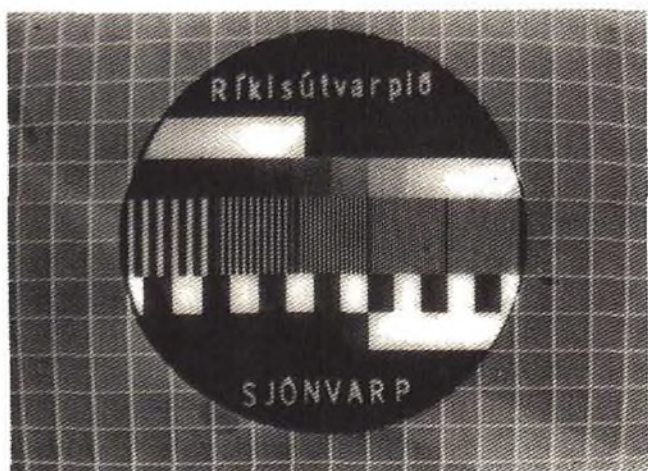


Fig. 2 - Monoscopia (a sinistra) e segnale orario (a destra) della stazione TV di Reykjavik, Islanda (Ríkisútvarpið Sjónvarp).

Julich D/RF, London G, Rhodes GRC, Delhi IND; 11950: Seychelle SEY, URSS, Djeddah ARS, Rio de Janeiro B, Yamata J, Saigon VTN, S. Paulo B; 11955: URSS, Bonaire ATN, Limassol CYP, London G, Tebrau MLA, Rodos GRC, Monrovia LBR, Cairo EGY, Warszawa POL, Greenville USA; 11960: URSS, Tanger MRC, Addis Ababa ETH, Monrovia LBR, Delhi IND; 11965: Roma I, URSS, Julich D/RF, Paris F, Praha TCH, Kigali RRW, Filippine PHL, Kaduna NIG; 11970: Beirut LBN, Minhsiung TWN, Sofia BUL, Berlin D/RD, Limassol CYP, Monrovia LBR, London G, R. Liberation D/E/USA, Tubis MRC, Nepal NPL, Greenville USA; 11975: URSS, Saint Georges IOB, Pei Ping CHN, Monrovia LBR.

Per soddisfare la richiesta di alcuni nostri lettori, studenti RT, pubblichiamo l'elenco delle vie di radio-comunicazioni fisse fra l'Italia ed i paesi esteri, esistenti attualmente:

(Ministero PT) Roma - Tirana. (Italcable): Roma -

Kabul, Roma - Djeddah, Roma - Buenos Aires, Roma - Rio de Janeiro, Roma - Sofia, Roma - Montreal, Roma - Santiago de Chile, Roma - Taipei, Roma - Shanghai - Roma - Pechino, Roma - Bogotà, - Roma - New York (due vie, Roma - Addis Ababa, Roma - Amsara, Roma - Helsinki, Roma - Athinai, Roma - Budapest, Roma - Bombay, Roma - Teheran, Roma - Tel Aviv, Roma - Tokyo, Roma - Amman, Roma - Kuwait, Roma - Beyrouth, Roma - Monrovia, Roma - Malta, Roma - Mexico, Roma - Oslo, Roma - Karachi, Roma - Amsterdam, Roma - Lima, Roma - Manila, Roma - Warszawa, Roma - Cairo, Roma - Frankfurt/main, Roma - Bucaresti, Roma - London, Roma - Mogadiscio, Roma - Johannesburg, Roma - Damas. Roma - Praha, Roma - Istanbul, Roma - Moskva, Roma - Montevideo, Roma - Caracas, Roma - Sanaa.

(Radio stampa): Roma - New York.

La via Roma - Malta, serve di emergenza alla linea cablografica.



RICETRASMETTITORE "TENKO"



23 canali equipaggiati di quarzo - Indicatore per controllo S/RF - Controllo volume e squelch - Presa per microfono, antenna esterna, altoparlante esterno e altoparlante per P.A. - Completo di microfono parla-ascolto - Banda di emissione: 27 MHz

Potenza di ingresso stadio finale: **5 W** - Alimentazione: 12 Vc.c. - Dimensioni: 160 x 195 x 62.

REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **GBC** IN ITALIA

A DETROIT IL VIA ALL'AUTO ELETTRONICA

**l'elettronica
e
l'automobile**

Da anni l'industria elettronica sta guardando con grande interesse il campo automobilistico, ma fino a qualche tempo fa, non aveva preso profondamente in considerazione l'eventualità di un inserimento deciso.

Questa strada apre infatti le porte ad un ampio giro d'affari, se, poniamo il caso, si dovessero installare su ogni auto apparecchiature elettroniche per un valore di appena un dollaro, si avrebbe già un giro annuale di 10 milioni di dollari.

Oggi le porte si sono spalancate e il momento non poteva essere più opportuno: le spese per l'elettronica spaziale e per quella militare si stanno riducendo e per i prodotti elettronici di vasto consumo si è verificata un'invasione dall'estero.

Ralph Hartz direttore della Solid State Division della RCA a Somerville, N. J., ha detto: «Prevediamo che le nostre vendite dei transistori di potenza saliranno dai 15 milioni di dollari del 1971 ai 40 milioni di dollari nel 1974».

La Texas Instruments di Dallas prevede che le vendite dei semiconduttori saliranno dai 70 milioni di dollari del 1970 ai 500 milioni di dollari nel 1980.

Anche la Bendix è ottimista: «Detroit è la salvezza per le industrie costruttrici di semiconduttori» ha detto Jerry Rivard, direttore dei programmi della Electronic Fuel Injection Division di Southfield, Mich.

Anche i costruttori di auto sono ugualmente entusiasti dei nuovi rapporti.

Il Governo ha già stabilito alcune norme di sicurezza e di prevenzione contro l'inquinamento, norme che i costruttori dovranno rispettare e a cui ne seguiranno ancora altre. Queste sono condizioni che entusiasmano il cliente, il quale rimane impressionato dalla compagna in fa-

vore della sicurezza, condotta da Ralph Nader, vede finalmente realizzate quelle maggiori prestazioni che egli richiede alla sua auto, anche se di basso costo, ottiene quella affidabilità per le riparazioni che sono troppo costose e fanno perdere tempo.

Fortunatamente oggi l'elettronica rende possibile tutto ciò abbastanza a buon mercato, permettendo di

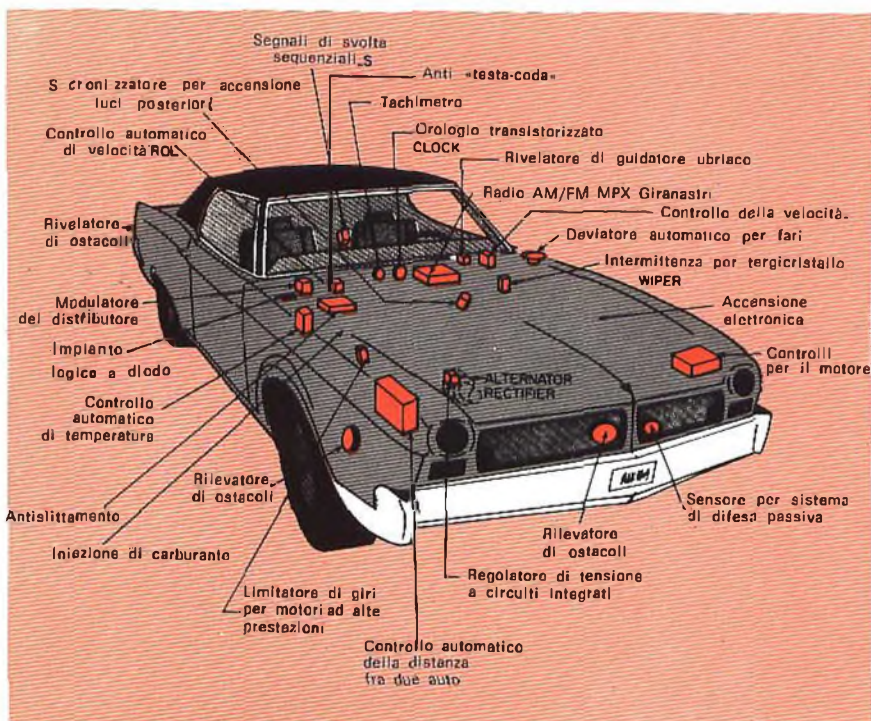


Fig. 1 - Molte società elettroniche, insieme ai costruttori d'auto, stanno lavorando alla realizzazione di dispositivi elettronici per auto come quelli illustrati nella figura.

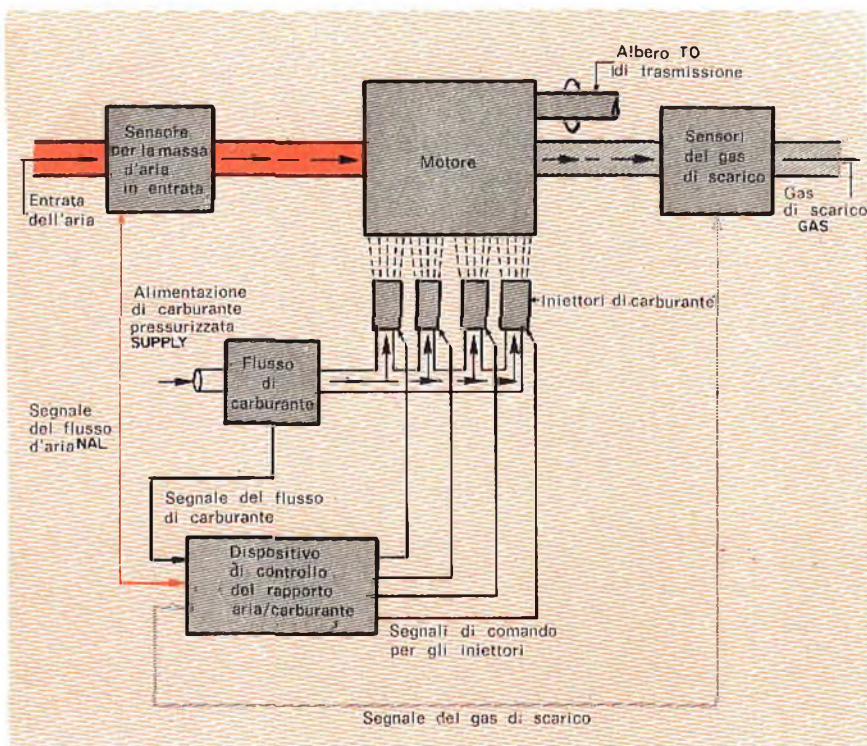


Fig. 2 - Progetto Ford per ridurre i gas nocivi per mezzo di un sistema che controlla il rapporto della miscela aria-carburante immessa nel motore.

vincere questa battaglia.

Già un gran numero di società è impegnato a fornire componenti ed a progettare apparecchi destinati ad essere installati sulle auto (figura 1).

Alcune di queste società sono la Texas Instruments, la Fairchild Semiconductor, la Motorola, la General Electric, la RCA, la Delco Electronics, la Philco-Ford, la Bendix e la Essex International.

Parlando a nome della General Motors, Trevor O. Jones, direttore dell'Electronics Control System Group a Detroit, ha detto: «la caduta dei prezzi IC, MSI, LSI e MOS è stata tanto sensibile che la industria automobilistica può guardare tranquillamente all'elettronica per la realizzazione di vari apparecchi controllati, attraverso un sistema logico centralizzato».

CIO' CHE PROBABILMENTE ACCADRÀ

I costruttori di semiconduttori e trasduttori sono la categoria più indicata per collaborare con l'industria automobilistica.

Vi è infatti un pressante bisogno di trasduttori buoni a basso costo

per misurazioni di pressione, temperatura e per misurazioni riguardanti l'iniezione di carburante.

La maggior parte dei trasduttori oggi disponibili sono analogici, ed è necessario usare un convertitore. Per evitare questo ostacolo si realizzeranno dei trasduttori digitali».

La maggior parte dei costruttori di semiconduttori già entrati nella industria automobilistica ha stabilito di agire cautamente, concentrando gli sforzi nella produzione di semiconduttori al più basso costo possibile e avviandosi gradualmente verso la produzione di apparecchiature complete. Queste comprendono dispositivi antislittamento (figura 4); rivelatori radar, sistemi elettronici per l'iniezione di carburante (Fig. 5), dosatori di carburante, regolatori di accensione e di tensione. Essi progetteranno anche temporizzatori per i tergicristalli, lampeggiatori intermittenti, commutatori automatici per fari ecc.

La vendita di questi prodotti sarà diretta per la maggior parte alle società consociate delle ditte automobilistiche operanti nel campo dell'elettronica, come la Philco-

Ford di Lansdale, Pa. che lavora per la Ford; le AC Electronics di Milwaukee e Delco Electronics di Kokomo, Ind. che lavora per la General Motors.

«La prima cosa che si deve imparare affrontando questo mercato, — ha detto Hartz della RCA — è che i componenti elettronici destinati a funzionare nelle vicinanze di un motore si trovano in un ambiente estremamente avverso. Gli estremi di temperatura che si devono affrontare sono piuttosto elevati, per cui i componenti devono essere costruiti in maniera tale da poter sopportare temperature che vanno da -40°C a $+120^{\circ}\text{C}$. La temperatura di giunzione di un dispositivo può raggiungere i 150°C , ed in casi estremi si può spingere fino a 200°C . I componenti devono inoltre sopportare bene vibrazioni, urti, polvere, sabbia, sale ed umidità».

CONTROLLO DEL MOTORE

Il problema più urgente per Detroit riguarda la realizzazione di dispositivi che permettano di adeguarsi, entro il 1975, alle norme che il Governo ha emanato riguardo al contenuto di agenti inquinanti nei gas di scarico.

Lo scopo ultimo che si prefiggono tutti i costruttori di auto è la realizzazione di un sistema di controllo (tipo calcolatore) di tutto il motore, con una sezione che rilevi identifi-chi ed elimini gli agenti tossici dei gas di scarico, variando le entrate.

La Ford Motor Co. ha realizzato questo controllo su base sperimentale, ottenendo un apparecchio che essa definisce molto semplice e che occupa soltanto lo spazio di uno yard cubo.

«Noi saremmo in grado di far variare il rapporto aria-carburante (Fig. 2) per controllare la quantità di monossido di carbonio espulsa con i gas di scarico», ha detto William L. Ronci, direttore del Ford Controls Research Dept.

«Tuttavia non so se Detroit possa fare ciò per 10 milioni di auto all'anno».

Un controllo completo del motore riguarda l'accensione; l'iniezione di carburante, i sensori, gli aziona-

tori, gli interruttori, i gas di scarico (Fig. 3); la ricircolazione e il controllo di questi ultimi per proteggere alcuni degli strati catalitici delle sostanze chimiche inserite nella marmitta per assorbire i gas.

Uno dei maggiori problemi è la realizzazione di sensori robusti ed a buon mercato.

Forse potrebbe essere usato un semiconduttore sensibile ad ogni agente inquinante, il quale potrebbe misurare il pollente, o, semplicemente, ogni variazione di quantitativo del pollente.

La Ford non prevede la realizzazione di un sistema di regolazione continua delle entrate, in base agli agenti emessi, perché vi sono troppe partenze e fermate, accelerazioni e decelerazioni, per cui l'apparecchio è studiato per eseguire delle regolazioni periodiche.

La chiave per porre sotto controllo i tre componenti dei gas di scarico — monossido di carbonio, ossido nitrico ed idrocarburi incomposti — è quella di controllare con estrema accuratezza il rapporto aria-carburante della miscela immessa nel motore.

Ciò comporta la necessità di realizzare mezzi più accurati di misurazione del flusso d'aria e di dosaggio del carburante immesso nel motore.

«Potremmo raggiungere questa accuratezza con sistemi meccanici», ha detto Ronci «ma pensiamo sia migliore l'uso di sistemi elettronici». La Ford sta appunto studiando le varie tecniche per arrivare a questi risultati.

Un sistema per misurare il flusso d'aria sarebbe quello di usare un anemometro a filo caldo, ma è troppo costoso.

Un'altra tecnica potrebbe essere un equivalente analogico del ponte di Wheatstone, in cui i quattro elementi, invece di essere delle resistenze o componenti elettrici, sono dei fori accoppiati.

Ciò, per ora, viene fatto in laboratorio, il problema è quello di introdurlo nelle auto prodotte a catena».

La Bendix sta lavorando ad un sistema di controllo del motore che comprende: un sistema elettronico di iniezione del carburante in modo

che i gas di scarico siano rinviati al motore, ed un sistema di accensione elettronica.

Mentre i convenzionali sistemi non controllano né l'ampiezza né la durata della scintilla, il sistema elettronico esegue tutti questi controlli. Ciò è di grande importanza per ridurre i polluenti e per prolungare la vita del motore.

Questo sistema può avvertire tutte le variazioni che si verificano nel motore ed eseguire delle correzioni sulle funzioni più importanti, come l'accensione ed il quantitativo di carburante immesso in rapporto al flusso d'aria.

Devono essere inoltre controllati anche i reagenti catalitici incorporati nello scappamento del motore, o, cosa più importante, la temperatura al fine di prevenire il surriscaldamento e la distruzione dei reagenti. Per fare ciò, devono essere installati dei sensori che inviano i segnali al computer, che all'occorrenza cambia le condizioni di funzionamento del motore, come il quantitativo aria-carburante ed altri parametri.

Earl Meyer del Chrysler's Engine Electrical Group, ha fatto notare che in tutte le auto Chrysler vendute in California quest'anno, ed in qualche auto venduta altrove, era installato un nuovo sistema per ridurre l'emissione degli ossidi nitrosi. Il controllo del pollente viene

praticato abbassando la temperatura durante la combustione.

Ciò richiede il concorso di molti fattori, come variazioni nella sincronizzazione delle valvole, ritardi dell'anticipo a basse velocità e l'uso di termostati.

L'uso di uno speciale albero a camme fa sì che sia la valvola di scarico che quella di aspirazione restino contemporaneamente aperte per un tempo più lungo. Durante questo intervallo, la miscela immessa nei cilindri viene diluita dai gas di scarico.

RADAR E LASER

Se potessero essere costruiti dei radar economici, potrebbero trovare numerose applicazioni sulle auto. La Bendix ha realizzato un sistema di controllo della velocità che impiega un radar doppler ad onda persistente, ed un computer che comunica la distanza fra un'auto e quella che direttamente la precede.

Se collegato ai comandi dell'auto esso potrebbe automaticamente rallentare la velocità di un veicolo quando si avvicina troppo all'auto che la precede, e se questa effettuasse una repentina decelerazione potrebbe direttamente azionare i freni.

Il primo modello di radar doppler, realizzato dalla Bendix funzionava a 16642 MHz. Per ridurre il formato dell'antenna trasmittente

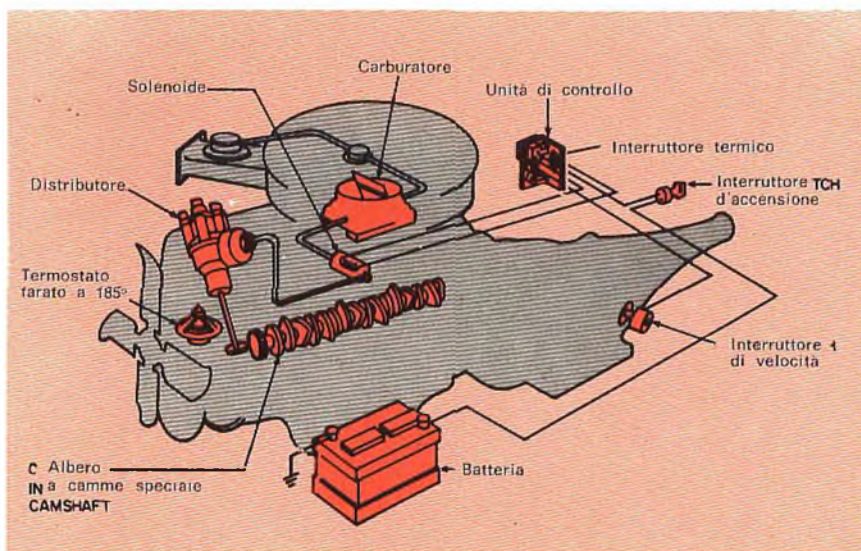


Fig. 5 - Un sistema di controllo dell'ossido nitrico è già stato installato nelle auto vendute in California ed è disponibile anche per i modelli venduti altrove.

da un piede a mezzo piede, la Bendix ne sta costruendo una nuova versione funzionante a 36647 MHz. Anche esso sarà un radar doppler ad onda persistente, un fascio abbastanza stretto (circa 4 gradi), che diventa largo come l'intera corsia ad una distanza di 200-250 piedi.

Il sistema di rivelazione potrebbe essere costituito da un segnale acustico o sonoro, perché quello visivo non soltanto sarebbe troppo costoso, ma sarebbe anche indesiderabile: se il guidatore dovesse presentare un'eccessiva attenzione a ciò che sta accadendo dietro di lui, dovrebbe trascurare necessariamente ciò che sta accadendo davanti.

Un radar potrebbe essere utile anche per la retromarcia. In questo caso si dovrebbe usare un fascio piuttosto largo (ad esempio di 180 gradi).

La Bendix afferma che i radar potrebbero essere usati in numerosi casi: per realizzare dei buoni tachimetri, per costruire un sistema atto ad evitare il bloccaggio delle ruote durante le frenate, per rivelare la reale velocità quando le ruote sono bloccate ed il tachimetro segna una velocità nulla.

La General Motors sta guardando al radar e al laser anche per la realizzazione di dispositivi rivelatori di ostacoli.

I sensori installati sulle auto fanno, però, sorgere il problema di mantenerli costantemente puliti, poiché la sporcizia metterebbe fuori uso tanto un sistema basato su raggi laser, quanto basato sull'impiego del radar.

UN PO' DI ORDINE NEL GROVIGLIO

Tutti i costruttori di auto stanno studiando un sistema per ridurre il quantitativo di fili che oggi si trovano in un'auto: circa 1300 piedi.

Inutile dire quanto questa quantità complicherebbe l'individuazione dei conduttori quando qualcosa non funziona.

Il piano forse più ambizioso è quello della Essex International, Inc. di Detroit che sta studiando di ridurre tutto quanto addirittura a due soli cavi: uno per l'alimentazione ed uno per i segnali.

Tale sistema della Essex è composto da controlli elettro-fluidici, da un computer centrale e da un solo complesso cavo di distribuzione dell'energia e di controllo per tutta l'auto. L'unità logica centrale invia e riceve informazioni in codice che provengono dai sensori o sono destinate agli attivatori.

Un'unico cavo porta i segnali con le informazioni a tutta l'auto.

In determinati punti dell'auto sono installati degli elementi riceventi a circuiti integrati. Quando un elemento ricevente capta l'opportuno segnale, viene azionato l'apparecchio che, nel caso specifico, è collegato al ricevitore.

Ogni ricevitore contiene un IC ed un transistor di potenza, oppure un IC fluidico, oppure entrambi. L'IC fornisce un segnale di comando per l'energia elettrica o pneumatica.

La centrale logica provvede ad ogni funzione: dal sistema anti slittamento, al rilevamento di guasti nell'impianto di illuminazione.

Secondo Robert E. Valk, vice presidente della Wire Assembly Div. della Essex a Detroit, ci sono molte speranze per una vendita abbastanza immediata dei sistemi elettronici di controllo completi, però occorre prima studiare e migliorare le varie parti che lo compongono.

Solo col tempo, potremmo arrivare a vendere dei sistemi completi.

I più recenti prototipi del sistema usano un solo computer che controlla tutte le funzioni dell'auto. Tuttavia Valk prevede che, quando dei sistemi completi verranno introdotti nell'auto, essi useranno un certo numero di computer, e che solo gradualmente si andrà verso sistemi ad un solo computer, la Ford da dieci anni sta studiando il sistema a due cavi ma si sono sempre presentati dei problemi di costo, accompagnati da gravi problemi tecnici.

Un sistema completo come quello realizzato dalla Essex, è ancora troppo costoso, a causa del costo dei transistori di potenza, perciò la Chrysler sta lavorando ad un sistema simile a quello della Essex, ma che mira ad un risultato più pratico e meno costoso.

Un gruppo della Bendix ha studiato per sei mesi dei sistemi multiplexing, con la conclusione che il costo è ancora troppo elevato.

Può darsi che fra 10 o 15 anni ciò sia realizzabile, ma non ora.

I cavi sono poco costosi, le funzioni di accensione-spegnimento sono semplici, ma i problemi cominciano quando si affrontano le funzioni di controllo e di rilevamento.

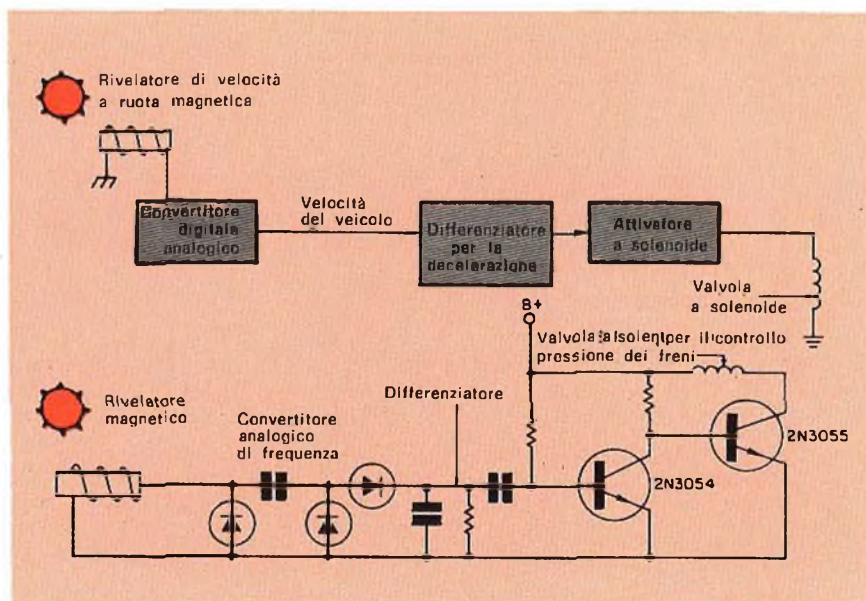


Fig. 4 - Il sistema di frenaggio antislittamento realizzato dalla RCA determina la decelerazione delle ruote ed attiva una valvola a solenoide per ridurre la pressione dei freni idraulici entro i limiti di sicurezza.

Il prossimo passo per la Bendix è quello di prendere alcuni dei dispositivi già realizzati e cercare di metterli insieme.

E' DETROIT CHE COMANDA

A Detroit il mercato è molto vasto, ma potranno trovare tutti una immediata soluzione dei vari problemi? Le società elettroniche troveranno che una stretta collaborazione con il cliente è davvero necessaria quando si progettano apparecchiature per auto.

In taluni casi, per ottenere risultati migliori, la collaborazione dovrà essere ancora più stretta di quanto non siamo stati abituati finora.

La General Motors, la Ford e la Chrysler, progettano già per conto proprio le apparecchiature. Le società elettroniche saranno benvenute, in certi casi anche stimolate, se lavoreranno a dispositivi analoghi a quelli studiati dalle case automobilistiche, cioè in modo che le parti si possano adattare a dispositivi studiati dalla case automobilistiche.

In appoggio a questa tesi, Valk della Essex International, fornitrice da 41 anni dell'industria automobilistica, ha affermato che è difficile realizzare un prodotto, portarlo ad un costruttore di auto e venderglielo. Il prodotto richiede infatti lavori di integrazione, molte prove e una conoscenza delle condizioni ambientali.

Le società di elettronica devono costruire un dispositivo analogo a quello che un costruttore d'auto sta producendo. Questi può decidere che il suo è migliore, ma inviterà gli altri ad andare avanti finché non si potrà realizzare un ibrido.

I costruttori di auto ritengono che questa sia la via giusta da seguire tant'è vero che malgrado la Chrysler costruisca la maggior parte dei suoi sistemi, come pure la General Motors o la Ford, accettano e prendono in considerazione le innovazioni provenienti dall'esterno, sempre pronti a discutere con chiunque proponga un'idea. Se piace viene comperata e installata su qualche auto finché l'anno successivo non verrà installata in tutta la produzione.

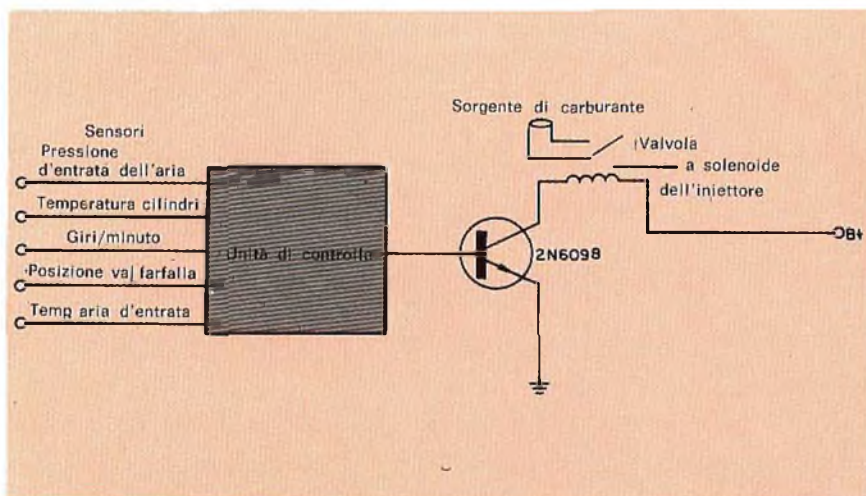


Fig. 5 - Il sistema di iniezione elettronica di carburante, realizzato dalla RCA, invia al motore un quantitativo di carburante adatto alle esigenze del momento. Il dosaggio viene eseguito per mezzo di valvole a solenoide.

Come esempio possiamo proporre la Ford che ha acquistato un certo numero di dispositivi, comprendenti anche un sistema antislittamento, ideato e prodotto dalla Kelsey-Hayes.

La principale riserva che Detroit oppone ad allacciare rapporti d'affari con l'industria elettronica, è data dal fatto che quest'ultima non conosce le automobili.

Jones della GM elenca alcuni adattamenti che saranno necessari se le industrie elettroniche vorranno affermarsi a Detroit.

Un evidente ostacolo è rappresentato dalla quantità: qual'è quella società elettronica che è in grado di produrre cinque milioni di radar all'anno?

Nessuna industria elettronica ha esperienza in produzioni di tale portata.

Inoltre si verrebbe a riscontrare un problema riguardo ai prezzi per dispositivi da commerciare in grande quantità ed a basso costo.

Infatti i costruttori di auto sono abituati a considerare se un pezzo debba costare 8 o 9 centesimi mentre le industrie aereo spaziali parlano in termini di migliaia di dollari, senza preoccuparsi mai delle ultime tre cifre.

Tuttavia, per quanto riguarda gli ex ingegneri aerospaziali che ora progettano dispositivi per automobili, sia la General Motors che la Chrysler affermano che essi si stanno «comportando bene».

REGOLE IMPOSTE DAL GOVERNO NELLA PROGETTAZIONE DI AUTO

Allo scopo di rendere più sicure le auto e per ridurre l'inquinamento, il Governo Federale ed alcuni stati hanno imposto all'industria automobilistica alcune regole: **1973** - Le auto dovranno essere provviste di paraurti anteriori in grado di assorbire un urto alla velocità di 5 miglia orarie. **1974** - Le auto dovranno essere provviste di un sistema di difesa passiva, quale un sensore, che riveli un eventuale incidente ed applichi tutte quelle misure di sicurezza atte a proteggere gli occupanti dei sedili anteriori negli urti di violenza non superiore ad un urto immaginario di un'auto che si abbatte a 30 miglia orarie contro un muro di mattoni. I modelli del 1975 dovranno proteggere tutti gli occupanti dell'auto in ogni tipo di offesa.

1975 - Le auto dovranno ridurre del 90% l'emissione di monossido di carbonio, di idrocarburi e di ossido nitrico.

Inoltre molte altre regole potrebbero venire approvate, comprese queste:

Un dispositivo rivelatore di guidatore ubriaco cui ci si debba sottoporre prima di poter accendere il motore.

Un dispositivo antislittamento
Un limitatore di velocità.



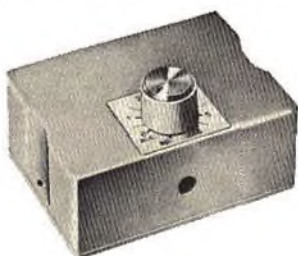
UN MODO NUOVO PER CONOSCERE L'ELETTRONICA CON LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON



UK235

SEGNALATORE PER AUTOMOBILISTI DISTRATTI

Ha lo scopo di avvisare, mediante segnalazione acustica, un qualsiasi assorbimento di corrente, a motore spento, dovuto a autoradio, luci di posizione, ecc. dimenticate accese. - Ingressi 3 - Alimentazione: $12 \div 14$ V.c.c.



UK705

TEMPORIZZATORE PER TERGICRISTALLO $3 \div 20$ s

Consente di regolare la cadenza delle spazzole del tergicristallo delle autovetture. Questo temporizzatore può essere usato anche in unione ad un proiettore per diapositive nel caso necessiti un fotogramma ogni determinati secondi di tempo oppure come parte integrante di segnalatori luminosi a tempo ecc. - Tempo di regolazione: $3 \div 20$ s - Alimentazione: $6 \div 12$ V.c.c.



UK240

ACCENDI LUCI DI POSIZIONE PER AUTO

Questo apparecchio, oltre ad accendere automaticamente le luci di posizione al tramonto e a spegnerle all'alba, entra in funzione durante l'attraversamento di gallerie e quando si verifica una improvvisa diminuzione di luminosità dovuta ad annuvolamenti intensi, pioggia o smog ecc. - Alimentazione: 12 V.c.c.



UK790

ALLARME CAPACITIVO

Può essere impiegato tanto come dispositivo d'allarme (es. anti-furto per auto) quanto per applicazioni di carattere industriale o pubblicitario.

Dotato di una notevole sensibilità reagisce a qualsiasi cosa, persona o oggetto, si avvicini.

Ingressi: alta e bassa impedenza - Uscita: commutazione per allarme momentaneo o persistente - Alimentazione: 12 V.c.c.

**ALIMENTATORI - APPARECCHIATURE B.F. - ACCESSORI PER STRUMENTI MUSICALI
- APPARECCHIATURE PER RADIOAMATORI, C.B. E RADIOCOMANDO - CARICA
BATTERIE - LUCI PSICHEDELICHE - STRUMENTI - TRASMETTITORI FM - SINTONIZ-
ZATORI - RADIO-TV**

LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON SONO DISTRIBUITE IN ITALIA DALLA G.B.C.



**l'angolo
del CB**

CODICI PER CB E RADIOAMATORI

Le prime difficoltà che incontra un aspirante CB nell'inserirsi nel giro dei QSO, stanno nell'usare in modo ortodosso i termini tecnici ed in modo particolare i codici che servono a fornire ai corrispondenti i dati di ricezione con giusto criterio.

A questo proposito è opportuno considerare che i CB, a differenza dei radioamatori più evoluti, acquistano i loro apparecchi già montati e pertanto le principali nozioni che interessano loro, hanno un carattere piuttosto ristretto per cui inizialmente è necessario limitare la nostra esposizione ai fenomeni di propagazione, già trattati in modo succinto nei numeri scorsi, ai codici e alle abbreviazioni ed infine alle antenne: loro accordo ed accoppiamento alle linee di alimentazione.

Parliamo perciò adesso dei codici.

Il codice più conosciuto dai radioamatori, ed anche dai CB, è noto con la sigla RST per il fatto che con esso è possibile indicare tre delle principali caratteristiche dei segnali ricevuti.

Si tratta di un tipo di codice che dovrebbe essere impiegato prevalentemente nelle comunicazioni in CW, cioè in telegrafia, ma il suo

uso si è esteso anche alla fonia.

Le tre caratteristiche considerate sono: la leggibilità (*R* = readability), la forza dei segnali (*S* = signal strength) e la tonalità (*T* = tone). Quest'ultima serve a definire, in telegrafia, la qualità della portante ma è adoperata in fonia per definire la qualità della modulazione.

Ad esempio il gruppo 361 significa che i segnali sono leggibili con difficoltà, pur essendo forti, a causa della portante che è estremamente

cattiva.

Non tutti sanno che al gruppo di cifre relative al codice RST possono essere fatte seguire le seguenti lettere:

C = segnale pigolante

D = slittamento di frequenza

K = ticchettio del tasto (il clock degli inglesi).

X = emissione purissima.

GRUPPI QSA e QRK

Il gruppo QSA, seguito da una cifra compresa fra 1 e 5, significa «la

CODICE RST			
N.	R	S	T
1	incomprensibili	appena percettibili	estremamente rozza, fischiante
2	leggibili saltuariamente	debolissimi	nota pessima con c.a. priva di musicalità.
3	leggibili con difficoltà	deboli	nota rozza, musicalità debolissima.
4	leggibili senza difficoltà	discreti	tonalità rozza, debolmente musicale.
5	perfettamente leggibili	discretamente buoni	tonalità discreta, abbastanza musicale.
6	—	forti	tonalità discreta, comunque musicale.
7	—	molto forti	tonalità quasi c.c.
8	—	fortissimi	tonalità c.c. buona
9	—	estremamente forti	tonalità purissima

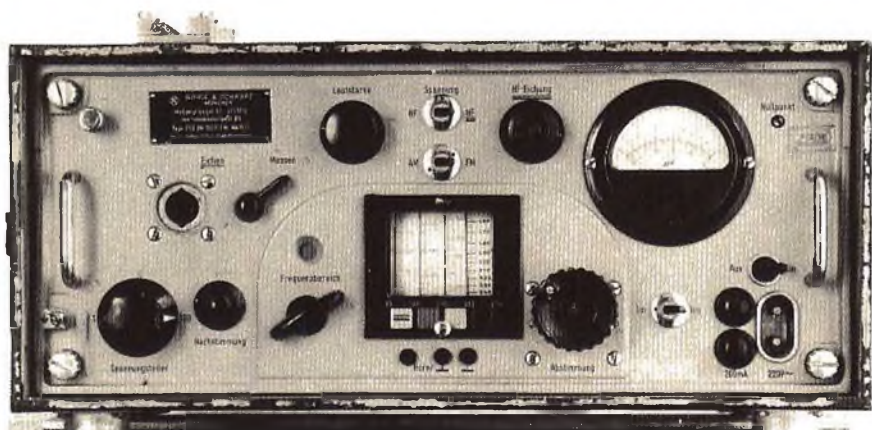


Fig. 1 - Ricevitore professionale della Rhode & Schwarz adatto per la gamma da 90 a 470 MHz. E' chiaramente visibile l'indicatore di intensità dei segnali ricevuti tarato in microvolt.



Fig. 2 - Rice-trasmittitore a due canali Sommerkamp TA101/F per la gamma dei due metri, ad alimentazione completamente indipendente e fornito di due quarzi per le frequenze di 145.00 e 145.15 MHz.

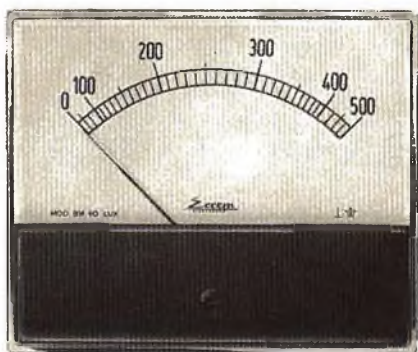


Fig. 3 - Strumento di misura da 500 µA fondo scala usabile per realizzare un semplice S meter.

forza dei vostri segnali» è di:

- 1 = appena percettibile
- 2 = debole
- 3 = discretamente forte
- 4 = forte
- 5 = fortissima.

Il gruppo QRK, seguito anch'esso da una cifra compresa fra 1 e 5, significa:

«La intelligibilità dei vostri segnali» è di:

- 1 = cattiva
- 2 = discreta
- 3 = abbastanza buona
- 4 = buona
- 5 = eccellente.

Questi due gruppi possono essere seguiti anche dal segno interrogativo ed in tal caso acquistano il significato di «quale è la forza dei miei segnali?» e «quale è l'intelligibilità dei miei segnali?».

Altri codici usati, comunemente per lo scambio di informazioni sulla ricezione dei segnali in fonìa, sono il codice SINPO ed il codice SINPFEMO.

Esaminiamo brevemente le singole componenti considerato che ciò sarà della massima utilità per comprendere il significato di certe espressioni.

INTENSITA' DEI SEGNALE (simbolo S)

L'intensità dei segnali in ricezione in genere dovrebbe essere indicata secondo i decibel sopra 1 µV/m (abbreviazione di microvolt/metro), secondo la seguente scala:

- 5 = eccellente, maggiore di +60 dB (+ di 1.000 µV/m)

- 4 = forte, maggiore di +45 dB e minore di +60 dB ($180 \div \div 1.000 \mu V/m$)
- 3 = discreta, maggiore di +30 dB e minore di +45 dB ($30 \div \div 180 \mu V/m$)
- 2 = cattiva, maggiore di +15 dB e minore di +30 dB ($5 \div \div 30 \mu V/m$)
- 1 = appena udibile, minore di +15 dB.

Qualora si dispongano di apparecchiature adatte per effettuare la misura assoluta, il livello dell'intensità del segnale ricevuto può essere indicato con l'intensità di campo elettromagnetico espresso in microvolt, in millivolt od in volt, oppure in watt od in microwatt per metro quadrato.

Queste indicazioni possono essere espresse in decibel riferiti ad un valore prefissato: ad esempio in decibel sopra o sotto 1 µV.

In genere i ricevitori destinati ai radioamatori, e quelli di tipo professionale, sono dotati di uno strumento tarato in unità «S» da 1 a 9 con ulteriori indicazioni fino a +40 dB sopra l'S9. Questi strumenti indicatori sono noti con il nome di «S-meter» che significa, per l'appunto, misuratori dell'intensità del segnale.

Questa indicazione naturalmente deve essere riferita ad un dato livello d'ingresso che ovviamente è differente da ricevitore a ricevitore.

In linea di massima l'intervallo fra una cifra indicativa S1, S2 ... S9, è dell'ordine di 5 o 6 dB, mentre l'S9 dovrebbe essere tarato per un segnale d'ingresso di 50 µV/m.

In questo caso si tratta naturalmente di una indicazione del tutto soggettiva dato che le indicazioni dello strumento sono legate alla frequenza sulla quale è sintonizzato il ricevitore, al tipo di antenna usata e ad altri fattori che non è qui il caso di analizzare. Si tratta comunque di una indicazione che è sufficiente per esprimere l'intensità del segnale ricevuto.

Altri ricevitori, compresi quelli destinati ai CB, frequentemente sono dotati di uno strumento indicatore che è stato tarato secondo una scala arbitraria che in genere va da 0 a 500 o da 0 a 100, e che indica il valore della corrente rivelata. An-

che questo è un dato che permette di valutare, specialmente facendo il confronto con altre stazioni, la intensità dei segnali ricevuti.

INTERFERENZE (simbolo I)

L'interferenza, cioè quel disturbo provocato da una o più stazioni, alla stazione di cui si desiderano ricevere i segnali, dovrebbe essere misurata in decibel riferiti ad un dato livello audio. In pratica il giudizio viene espresso ad orecchio mediante la seguente scala:

- 5 = nullo, minore di -40 dB sotto il segnale di riferimento
- 4 = leggero, fra -30 dB e -40 dB sotto il segnale di riferimento
- 3 = moderate, fra -20 dB e -30 dB sotto il segnale di riferimento
- 2 = forti, fra -10 dB e -20 dB sotto il segnale di riferimento
- 1 = fortissime, maggiore di -10 dB sotto il segnale di riferimento.

Elenchiamo i tipi più comuni di interferenza che possono modificare i segnali ricevuti:

- 1) battimento di frequenza udibile dovuto alla presenza di due stazioni che trasmettono su frequenze prossime alla frequenza che si sta ricevendo e comunque non superiore ai 5 kHz.
- 2) interferenza di modulazione dovuta ad altre stazioni che lavorano sullo stesso canale e sulla stessa frequenza di modo che il battimento in frequenza in pratica non è udibile.
- 3) interferenze dovute agli sprazzi di modulazione provocati da stazioni molto forti che irradiano sui canali adiacenti, le quali, pur non provocando una interferenza per battimento, modulano così profondamente da disturbare una banda più larga di quella consentita.
- 4) interferenze provocate da frequenze armoniche da parte di stazioni radio appartenenti ad altri servizi e che pertanto presentano le stesse caratteristiche

di cui al punto 1). Ad esempio una stazione radiotelegrafica che trasmette su kHz 13560, con la sua seconda armonica può causare disturbo al canale 27120 kHz, mentre una stazione radio che irradia su 9040 kHz può provocare con la terza armonica disturbo allo stesso canale (infatti $13560 \times 2 = 27120$ e $9040 \times 3 = 27120$).

- 5) interferenze di emissioni aventi una banda piuttosto larga, come ad esempio apparecchiature ad alta frequenza per usi medicali o di genere similare.
- 6) disturbi intenzionali, conosciuti con il termine inglese di jamming, creati appositamente da stazioni radio il cui compito è quello di rendere inintelligibile una data emissione. In genere si tratta di emissioni a larga banda che coprono più canali.

Nel prossimo numero esamineremo le altre componenti i codici SINPO e SINPFEMO.

Le Industrie Anglo-Americane in Italia Vi assicurano un avvenire brillante

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI INGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire tramite esami, i titoli di studio validi:

INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione - Computers - Meccanica - Elettrotecnica ecc., ecc.

LAUREATEVI

all'UNIVERSITA' DI LONDRA

seguendo i corsi per gli studenti esterni « University Examination »: **Matematica - Scienze - Economia - Lingue ecc...**

RICONOSCIMENTO LEGALE IN ITALIA in base alla legge n. 1940 Gazz. Uff. n. 49 del 20-3-'63

- una **carriera** splendida
- un **titolo** ambito
- un **futuro** ricco di soddisfazioni

Informazioni e consigli senza impegno - scrivete oggi stesso

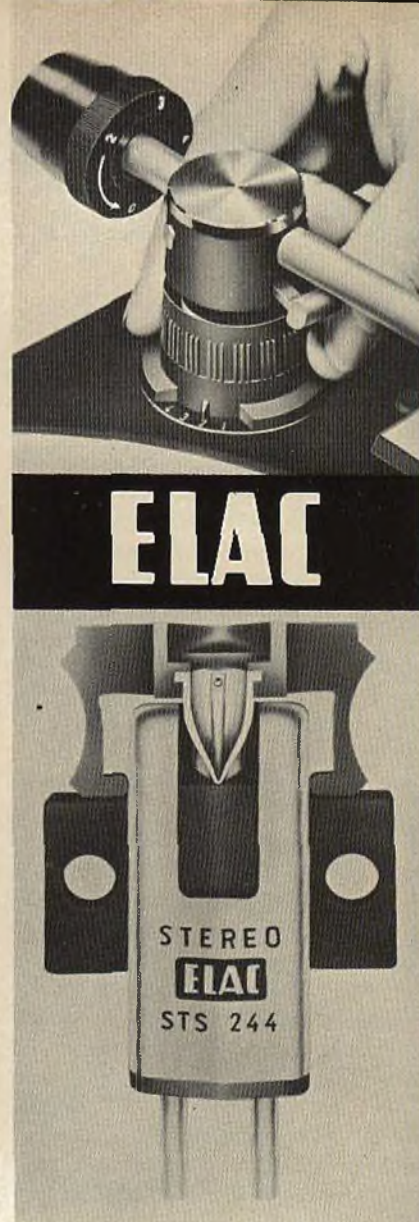
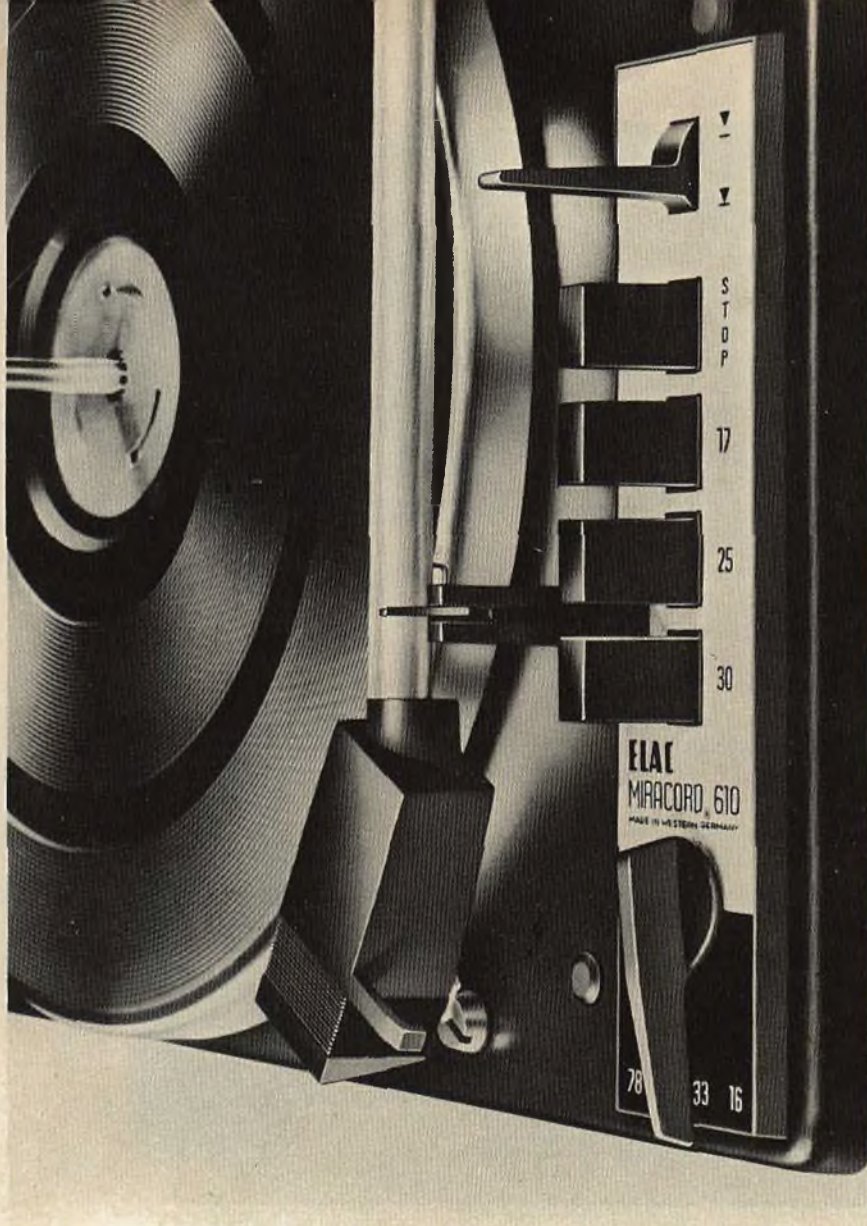


BRITISH INST. OF ENGINEERING
Italian Division

10125 TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo





il cambiadischi stereo più...

CAMBIADISCHI STEREO ELAC MOD. MIRACORD 610

Cambiadischi stereo HI-FI completamente automatico, con possibilità d'impiego come giradischi a funzionamento continuo • 4 velocità • Motore

asincrono a quattro poli • Braccio in lega leggera • Pressione d'appoggio regolabile da 0 a 6 g • Dispositivo di compensazione antiskating • Comandi a tasto • Completo di cartuccia STS 244-17 • Alimentazione 110 ÷ 220 V - 50/60 Hz • Peso del piatto 1,3 kg • Dimensioni 340 x 270 mm.

nuovissimo - pratico - completo



IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE



IN ITALIA.



rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

LE MATERIE PLASTICHE NELL'ELETTROTECNICA E NELL'ELETTRONICA (Da «L'electricité Electronique Moderne»)

Le materie plastiche trovano numerose possibilità di impiego nei campi industriali dell'elettrotecnica e dell'elettronica, sia per quanto riguarda le loro qualità meccaniche, sia per quanto riguarda le loro qualità isolanti, sotto forma di pezzi stampati, di involucri estrusi per condensatori, di copertura di indotti, di guaine flessibili o rigide, spesso realizzate mediante procedimenti termoplastici, nonché sotto forma di dielettrici per condensatori fissi, di semi-prodotti stratificati, e come agenti di impregnazione.

La rigidità dielettrica di questi materiali è spesso eccellente, fatta eccezione per alcuni tipi di resine caricate, sebbene anche le caratteristiche dielettriche di queste ultime siano a volte sufficienti per diverse categorie di applicazioni.

La tangente di perdita riscontrata nei confronti di segnali ad Alta Frequenza può raggiungere valori piuttosto bassi, particolarmente per alcune resine al fluoro, e raggiungere valori inferiori a 0,0003 alla frequenza di 10 MHz.

Per chiarire questa particolare caratteristica nei confronti di nove diversi tipi di materie plastiche, la figura 1 che qui riportiamo è un grafico che ne esprime il valore, in funzione di una gamma di frequenze compresa tra 100 e 10^{10} Hz. Il grafico contiene complessivamente nove curve, numerate in modo da individuare il comportamento delle materie plastiche considerate, elencate al di sopra dello stesso grafico.

L'articolo che recensiamo è in realtà la seconda parte di una serie, che promette di essere piuttosto lunga e dettagliata: dopo il primo paragrafo, dedicato alle caratteristiche elettriche, l'Autore considera le proprietà dielettriche di alcuni di questi materiali, e precisa che le pellicole assai sottili, ossia il cui spessore è dell'ordine di qualche millesimo di millimetro, vengono impiegate come dielettrici per la fabbricazione di con-

densatori avvolti, in sostituzione della carta. Queste pellicole vengono metalizzate sotto vuoto (con un procedimento nei confronti del quale segue in questa stessa rassegna una particolare recensione) su una delle superfici, per cui vengono a costituire contemporaneamente il dielettrico ed il supporto di uno degli elettrodi.

La pellicola dielettrica è quindi costituita da una pellicola assai sottile di materiale poliestere e di policarbonato: le caratteristiche di questi condensatori sono di solito superiori a quelle dei condensatori a carta metallizzata.

A tale particolare riguardo, i tre grafici riportati alla figura 2 illustrano le proprietà di queste pellicole: in A vie-

FACTEURS DE PERTES DE DIFFÉRENTES MATIÈRES PLASTIQUES

- | | |
|------------------------------|--------------------------------|
| 1 Polyméthacrylate de Méthyl | 6 Silicone |
| 2 Résine époxyde | 7 Polyéthylène H.P. |
| 3 Résine mélamine | 8 Polytétrafluorure d'Éthylène |
| 4 Phénolaste non chargé | 9 Polyéthylène B.P. |
| 5 Polyester non chargé | |

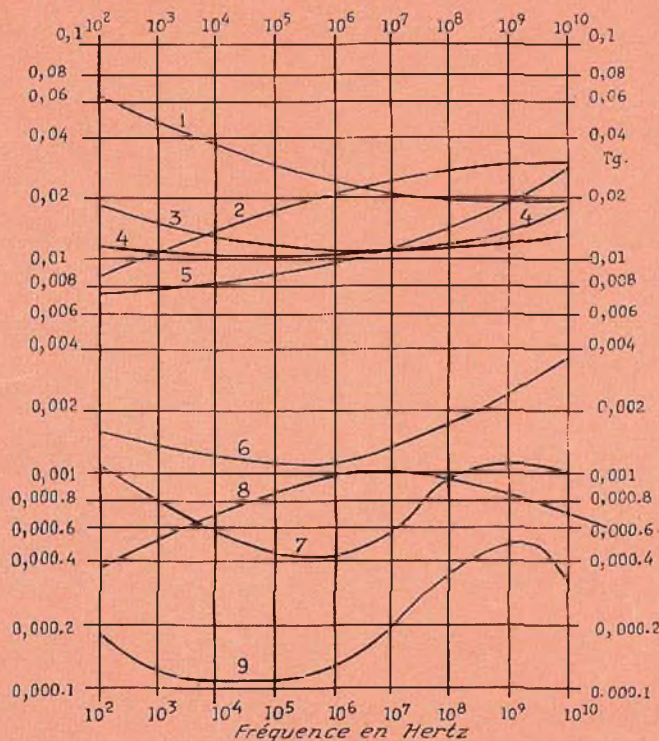


Fig. 1 - Grafico relativo ai diversi fattori di perdita che caratterizzano i materiali plastici elencati in alto, in funzione della frequenza espressa in Hertz.

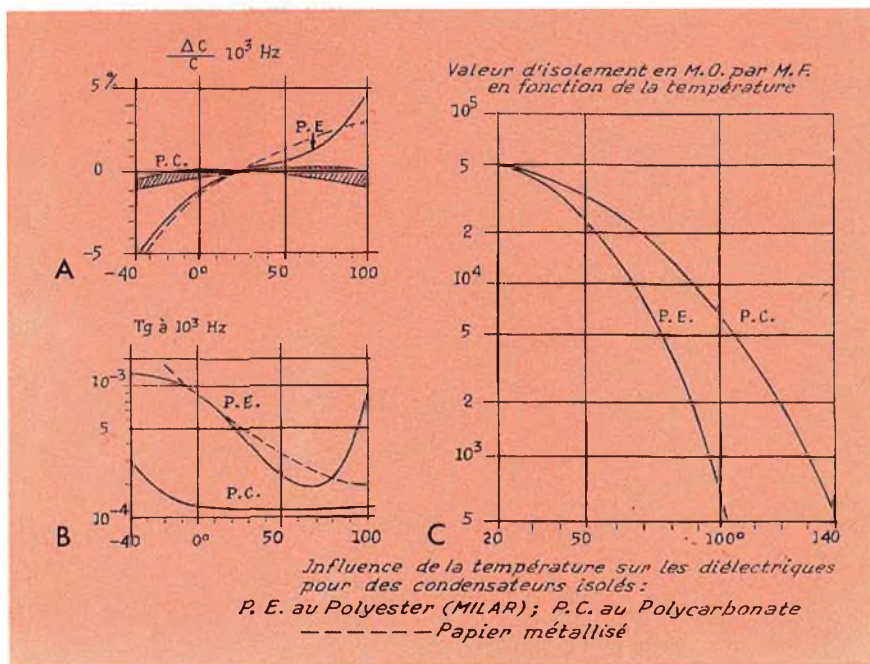


Fig. 2 - Tre grafici illustranti l'influenza che la temperatura esercita sui dielettrici, per l'impiego nei condensatori. I simboli P.E. e P.C. identificano rispettivamente i materiali poliestere (Mylar) e polycarbonato. Le curve tratteggiate rappresentano invece la caratteristica dei condensatori a carta metallizzata.

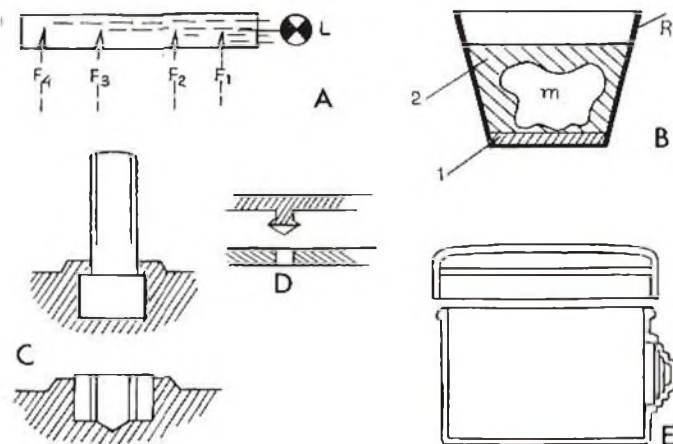


Fig. 3 - Cinque esempi di metodi di formazione di corpi in materiale plastico, corrispondenti ad altrettanti sistemi di lavorazione.

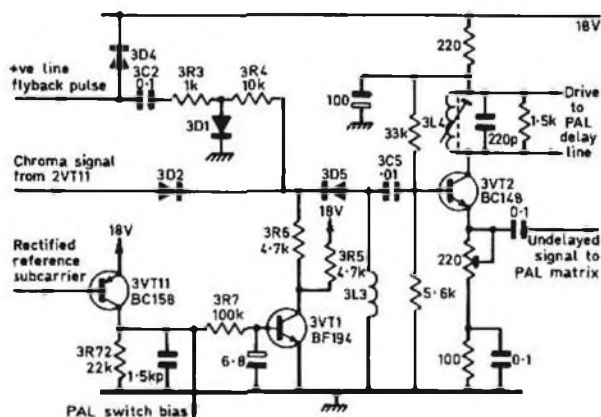


Fig. 4 - Circuito elettrico degli stadi finali del canale di crominanza, adottati in chassis per televisione a colori mono-standard del tipo RBM.

ne rappresentata la variazione della capacità in funzione della temperatura, per condensatori isolati in poliestere (P.E.), ed in polycarbonato (P.C.); la curva tratteggiata riguarda invece i condensatori isolati in carta metallizzata. In questo grafico è facile rilevare la debole percentuale di deriva termica che caratterizza i condensatori aventi un dielettrico in polycarbonato.

La curva illustrata in B denota invece le variazioni delle perdite alla frequenza di 1.000 Hz; si noti la notevole stabilità della tangente di perdita dei polycarbonati, al confronto con quella rilevata con i dielettrici in poliestere ed a carta; infine, il grafico C rappresenta le variazioni di resistenza di isolamento in funzione della temperatura, espressa in $M\Omega/\mu F$.

Dopo questa interessante dissertazione, vengono prese in considerazione le caratteristiche ottiche delle materie plastiche in oggetto: il maggior numero dei materiali appartenenti a questa categoria sono trasparenti o traslucidi allo stato naturale, e sono generalmente incolori oppure caratterizzati da tinte assai tenui, in grado di accogliere numerosi tipi di sostanze coloranti.

Sotto questo aspetto, l'Autore cita numerosi tipi di materiali plastici, e ne precisa le caratteristiche ottiche in funzione del grado di trasparenza, e quindi del grado di assorbimento della luce, il che permette di studiarne le proprietà in funzione di determinate circostanze, che spesso è necessario affrontare nelle applicazioni elettroniche.

Un paragrafo successivo considera le tecniche di termo-stampaggio delle materie plastiche, agli effetti della compressione, dell'estrusione, della soffiatura, e della termo-formazione.

Nei confronti dei diversi procedimenti, la figura 3 illustra complessivamente cinque diversi metodi di elaborazione, e precisamente il metodo per colata in A, il metodo di gelificazione in B, il metodo di compressione in C, il metodo di iniezione in D, ed infine quello di allestimento di corpi solidi in stampi di tipo speciale, in E.

Per concludere, il Redattore dell'articolo descrive i procedimenti di verniciatura, di impregnazione e di sovrapposizione, dopo di che vengono citate le tecniche di lavorazione di rifinitura, ed i principi che governano l'accoppiamento di materie plastiche di diversa natura, per ottenere determinati risultati. Ad esempio, in quest'ultimo paragrafo vengono considerate le tecniche di saldatura, quelle di incollaggio, quelle di serraggio mediante prigionieri, ed il montaggio mediante viti.

Come già abbiamo premesso, l'articolo verrà seguito da altre puntate, attraverso le quali verranno chiarite tutte le tecniche di impiego e di lavorazione delle materie plastiche.

NUOVI CIRCUITI PER TELEVISIONE A COLORI (Da «Television»)

Anche questo secondo articolo che recensiamo fa parte di una serie che pren-

Questa azione si ripercuote sulla parte inferiore del circuito di base di Tr815, tramite l'emettitore di Tr851, e predispone la polarizzazione di base di Tr815 per la continuità del segnale di cromaticanza.

Altri paragrafi esaminano alcuni circuiti tipici adottati dalla Philips, come ad esempio quello che qui riportiamo alla figura 6, che rappresenta la sezione del canale di cromaticanza di un telaio mono-standard: in questo caso, il segnale di cromaticanza proveniente dall'emettitore di Tr2417 viene applicato alla base di Tr7238 tramite C7229, ed il segnale di uscita disponibile in corrispondenza del collettore dipende per le sue caratteristiche dalla polarizzazione.

La polarizzazione del dispositivo di controllo automatico del contrasto viene derivata dai «burst» rettificati, e viene applicata ad un apposito amplificatore con sistema di ritardo, e quindi alla base di Tr7238 come potenziale positivo in grado di aumentare con l'aumentare dell'ampiezza degli stessi segnali «burst».

Come accade nei confronti di altri circuiti analoghi precedentemente considerati, l'effetto consiste nel controllo del guadagno diretto.

Per aumentare questo effetto, il carico di collettore è costituito dall'induttanza L7242 (caratterizzata da un basso valore di resistenza alla corrente continua), che impedisce al potenziale di collettore di subire variazioni notevoli in corrispondenza di ciascuna variazione della polarizzazione di base.

La costante di tempo determinata dai valori dei componenti C7229 ed R7235, presenti nel circuito di base, viene regolata in modo tale da rendere minime le variazioni dei parametri del transistor col variare della corrente di controllo.

I tecnici che intendono aggiornarsi costantemente su ciò che viene fatto in tutto il mondo agli effetti dello sviluppo, della semplificazione e del perfezionamento dei circuiti per televisione a colori, potranno trovare in questo articolo e nelle puntate successive interessanti ragguagli. (7112).

POLVERIZZAZIONE CATODICA E MICRO-ELETTRONICA

(Da «*Electronique Professionnelle*»)

La nascita della micro-elettronica ha — per così dire — aperto la strada ad una nuova industria che si sviluppa rapidamente, ed il cui avvenire è piuttosto promettente.

Tra i materiali correntemente impiegati, è possibile citare le macchine di polverizzazione catodica, le cui prestazioni sono state in pochi anni notevolmente migliorate. Vale quindi la pena di fare il punto su questo argomento, e questo è proprio lo scopo dell'articolo che recensiamo, che è stato suddiviso in due parti: la prima, alla quale ci riferiamo direttamente, descrive i principi teorici, mentre la seconda, che è stata pubblicata sul numero successivo della stessa Rivista, descrive i materiali tipici impiegati in questo campo, e le relative tecniche funzionali.

Le tecniche di deposizione di strati sottili conduttori su materiali isolanti, metallici o non metallici, si basano sul principio della polverizzazione catodica, ossia su di un procedimento largamente sfruttato nelle attività industriali inerenti alla micro-elettronica.

Tra le attuali applicazioni, citiamo:

- La realizzazione di resistenze a strati sottili, mediante deposito di tantalio e di nichel-cromo su substrati di materiale ceramico.
- La realizzazione di condensatori a strati sottili, ottenuta mediante depositi alternati di strati conduttori ed isolanti (in genere silicio o alluminio).
- La realizzazione di elementi attivi semiconduttori, come ad esempio diodi, transistori, circuiti integrati, ecc., col sistema della foto-incisione per attacco ionico.
- La realizzazione di elementi superconduttori, mediante deposito di strati di piombo e di niobio.

Prima di descrivere i diversi procedimenti di polverizzazione catodica, e di analizzare i vantaggi ed i relativi limiti di questo procedimento, la nota considera la teoria dei procedimenti di deposito di strati, partendo da un procedimento di precedente applicazione, ossia dal procedimento cosiddetto a diodo.

La polverizzazione catodica è un fenomeno di espulsione di materiale da parte della superficie di un corpo solido, che si verifica quando quest'ultimo viene bombardato da un flusso di ioni; per chiarire ciò che accade nelle applicazioni, la figura 7 illustra il caso in cui le molecole monoatomiche (M) emesse da ioni di argon (Ar^+) dal catodo si depositano sul substrato che costituisce l'anodo. In questa particolare applicazione, gli ioni di Argon vengono emessi a causa della collisione tra gli elettroni (e) e le molecole gassose (Ar).

Lo studio fisico del fenomeno dimostra che:

- 1) Le particelle emesse sono costituite da molecole monoatomiche, elettricamente neutre. Esse non subiscono una ionizzazione parziale se non durante l'attraversamento del plasma.

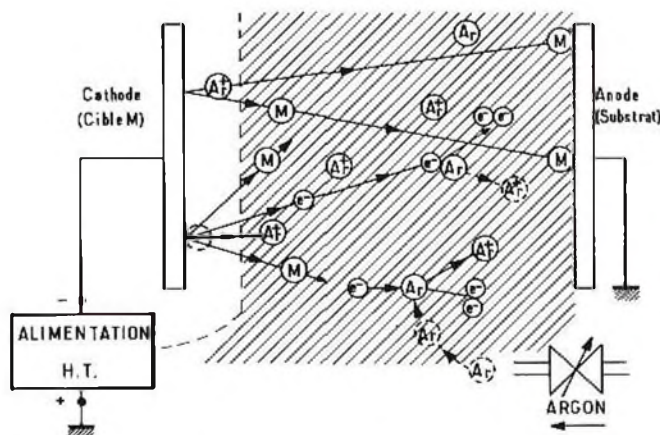


Fig. 7 - Disegno che chiarisce il comportamento delle molecole monoatomiche (M) emesse dagli ioni di argon (Ar) dal catodo, che si depositano sul substrato che costituisce l'anodo.

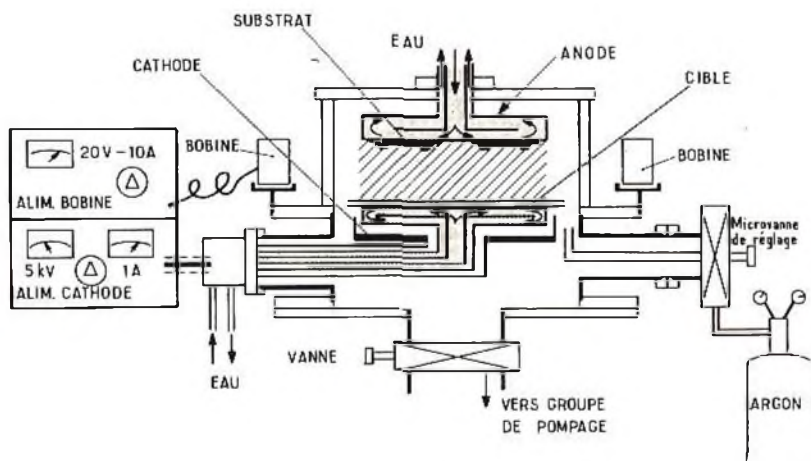


Fig. 8 - Disegno schematico di una macchina per la polverizzazione catodica, funzionante secondo il sistema detto a diodo.

- 2) L'emissione di particelle avviene secondo il principio dell'urto tra sfere dure; non si tratta di un fenomeno a carattere termico, per cui l'anodo resta perfettamente freddo.
- 3) Le particelle vengono emesse con una grande energia. Ne deriva un intenso fenomeno di aderenza al substrato delle pellicole depositate per polverizzazione catodica.

Dopo aver chiarito il principio di funzionamento della polverizzazione catodica, la nota descrive il sistema a diodo, il cui principio è illustrato alla figura 8: essa rappresenta la struttura schematica di una macchina funzionante secondo il cosiddetto procedimento a diodo, nella quale il materiale da polverizzare costituisce il catodo, il cui potenziale di polarizzazione è compreso tra 3 e 5 kV (negativi). Il substrato, se si tratta di un materiale isolante, viene fissato sull'anodo, mentre — se è di materiale metallico — può costituire esso stesso l'anodo propriamente detto.

I due elettrodi vengono raffreddati mediante un sistema di circolazione di acqua. Infine, un campo magnetico avente un'intensità di circa 50 gauss, prodotto da un'apposita bobina, viene sovrapposto al campo elettrico all'interno della camera a vuoto, fino al minimo di 10^{-7} Torr.

Questo procedimento, impiegato frequentemente negli ultimi anni, tende però ad essere sostituito da altri più perfezionati, esso infatti presenta i seguenti inconvenienti:

- 1) La tensione di mantenimento deve essere superiore a 3 kV (il che comporta dei rischi particolari, ed implica una geometria piuttosto rigida (elettrodi piani, e distanza fissa tra gli elettrodi compresa tra 1 e 3 cm).
- 2) Il percorso medio libero degli elettroni è piuttosto ridotto (ossia dell'ordine di 5 mm). Le particelle emesse hanno molte probabilità di incontrare delle molecole gassose. Gli urti che ne derivano tra gli atomi metallici e le molecole di gas hanno l'effetto di ridurre la velocità di deposito (molecole di argon), e di contaminare il deposito stesso (ad opera delle molecole residue di gas attivo).

La figura 9 illustra ciò che accade in una macchina funzionante sul sistema a diodo ad Alta Frequenza, durante l'alternanza negativa e quella positiva: si nota infatti la produzione di un fenomeno di attrazione degli ioni, ed un fenomeno corrispondente di polverizzazione, in corrispondenza dell'alternanza negativa. Durante l'alternanza positiva — per contro — gli elettroni vengono attirati in sostituzione degli ioni, il che neutralizza il funzionamento del sistema.

Un altro paragrafo dell'articolo spiega il funzionamento del sistema a diodo ad Alta Frequenza, dopo di che vengono analizzate le caratteristiche prestazioni del sistema a triodo, illustrate attraverso numerose figure di alto valore didattico.

Il penultimo paragrafo chiarisce il principio della polverizzazione reattiva di tipo catodico. Il procedimento consiste nell'introduzione, durante il pro-

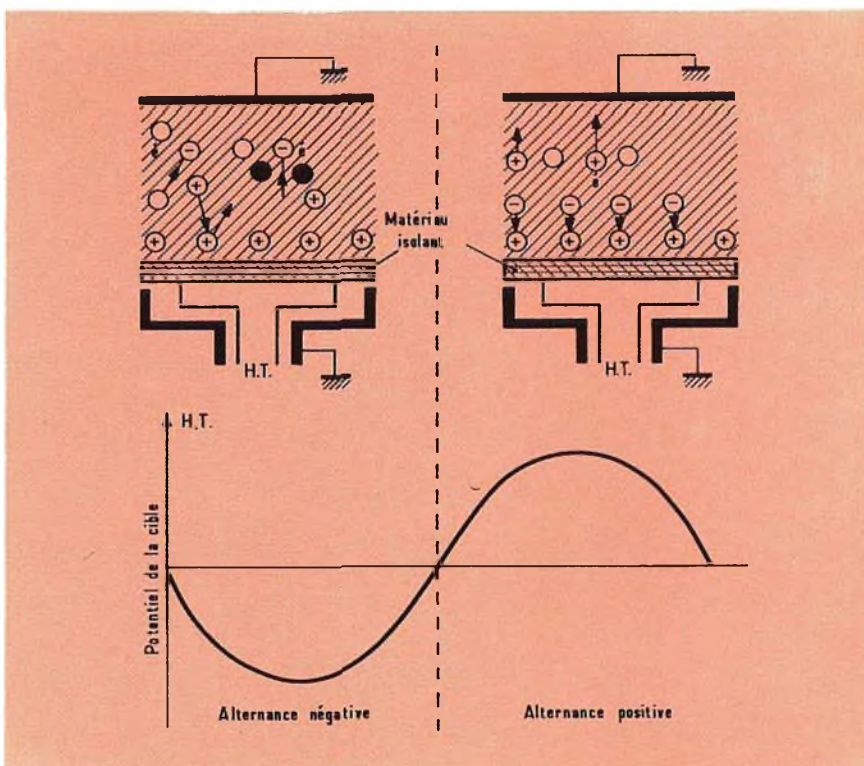


Fig. 9 - In una macchina funzionante col sistema a diodo ad Alta Frequenza, durante l'alternanza negativa si produce l'attrazione degli ioni, e quindi la polverizzazione catodica; durante l'alternanza positiva gli elettroni vengono attirati, il che neutralizza il funzionamento.

cesso di polverizzazione, di un flusso controllato di gas attivo, ossia di ossigeno o di azoto. In tali circostanze, si ottiene sul substrato il deposito contemporaneo di ossido o di nitrato.

Tra le particolari applicazioni di questo sistema vale la pena di citare:

- La realizzazione del canale di silicio (silicio metallico ed ossigeno) e di nitrato di silicio (silicio metallico ed azoto).
- La realizzazione di resistenze al tantalio stabilizzate mediante l'applicazione di uno strato di nitrato di tantalio.

Un ultimo brevissimo paragrafo riguarda il sistema «bias sputtering», ed infine la nota viene conclusa precisando che farà seguito sui numeri successivi della nota Rivista. (7111).

«DESIGNER'S CASEBOOK» (Da «Electronics»)

Già altre volte abbiamo recensito idee di particolare interesse che vengono pubblicate in questa rubrica della Rivista americana. In linea di massima, si tratta di circuiti, principi ed innovazioni presentate dai Lettori della Rivista, che quasi sempre fanno parte della classe dei tecnici che operano nelle diverse Aziende, e che ritengono opportuno esporre e pubblicare i risultati di particolari ricerche.

In questa occasione, la rubrica cita un regolatore a bassa tensione che impiega

un amplificatore di errore invertito, il cui circuito elettrico viene qui riportato alla figura 10.

Si tratta di un circuito regolatore, con amplificatore di errore «capovolto», che può fornire una tensione regolata di valore inferiore a 4 V con un'intensità di corrente di 2 A, pur essendo alimentato attraverso una sezione ad alta tensione non regolata.

Dal momento che i diodi zener ed i regolatori del circuito integrato non possono fornire un'uscita con questa tensione e con questo livello di intensità della corrente, si fa solitamente uso di una tensione ausiliaria di polarità opposta, proprio per ottenere l'effetto di regolazione a bassa tensione. Questa tensione può essere ottenuta ricavandola da un altro circuito di alimentazione, oppure da una tensione pre-esistente.

L'inversione apportata dall'amplificatore di errore facente parte del dispositivo di regolazione, e l'inversione di polarità della tensione fornita in uscita dall'amplificatore, con uno stadio ad assorbimento di corrente, può dare adito alla produzione di tensioni di valore inferiore ad 1 V, con un effetto di regolazione migliore dell'1%.

Il circuito illustrato fornisce una tensione positiva di valore basso, sebbene sia del pari possibile ottenere una tensione negativa di valore altrettanto ridotto, in modo assai semplice, invertendo la polarità di tutti i diodi, e sostituendo i transistori del tipo «n-p-n» con tipi corrispondenti della categoria «p-n-p».

La figura 13 illustra invece le diverse fasi che si verificano all'interno della struttura integrata, agli effetti del procedimento di immagazzinamento dei dati: la prima sezione in alto rappresenta lo stato normale, prima dell'immagazzinamento dell'informazione; la seconda chiarisce il sistema di immagazzinamento dell'informazione registrata, o — come dicono i tecnici della Sony — «scritta» in seno alla memoria. La terza rappresenta un'informazione già immagazzinata, la quarta il sistema di cancellazione della stessa, e la quinta l'aspetto schematico che la struttura integrata assume una volta che sia stata completata la cancellazione.

Per concludere, si può affermare che questo dispositivo rappresenta il risultato dell'applicazione dell'effetto «tunnel» già riscontrato — come si è detto — nel diodo Esaki. In altre parole, l'effetto «tunnel» del diodo è stato usato nel transistor, fornendogli quindi la possibilità di applicazione al dispositivo a memoria. Allo scopo di mantenere gli elettroni di penetrazione all'interno della unità molecolare, è stato escogitato il doppio isolamento del «gate», costituito da pellicole di biossido di silicio e di allumina.

Il dispositivo è stato naturalmente brevettato, e la Sony ha il programma di incorporare questo tipo di memoria MAOS nei suoi prodotti verso la fine dell'anno in corso (7111).

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEI MULTIMETRI AD INDICAZIONE NUMERICA (Da «Le Haut Parleur»)

Nell'epoca attuale, gli ingegneri ed i tecnici di laboratorio si trovano spesso nella necessità di imparare l'impiego corretto di strumenti di misura di tipo sempre più nuovo. In particolare, durante questi ultimi due o tre anni abbiamo potuto assistere all'introduzione di multimetri ad indicazione numerica nei laboratori e nelle fabbriche.

Non esiste alcun dubbio che l'impiego di questi strumenti e di tutte le altre apparecchiature di misura ad indicazione numerica si estenderà ulteriormente in avvenire. Inoltre, chi opera nel campo dell'elettronica ha certamente l'interesse ad acquistare una certa pratica con i nuovi procedimenti di misura, che possono rivelarsi di notevole utilità, se non altro agli effetti della semplificazione del lavoro.

Il primo paragrafo dell'articolo descrive e chiarisce la comodità e la precisione derivanti dall'impiego di questi nuovi tipi di strumenti. Infatti, mentre il voltmetro ed il voltmetro elettronico soddisfano la maggior parte delle necessità dei tecnici di laboratorio e degli sperimentatori, le misure elettroniche a carattere industriale impongono frequentemente la comodità e la precisione che caratterizzano gli strumenti di tipo digitale.

I voltmetri a rappresentazione numerica, detti appunto anche di tipo digitale, forniscono la lettura di misure sotto

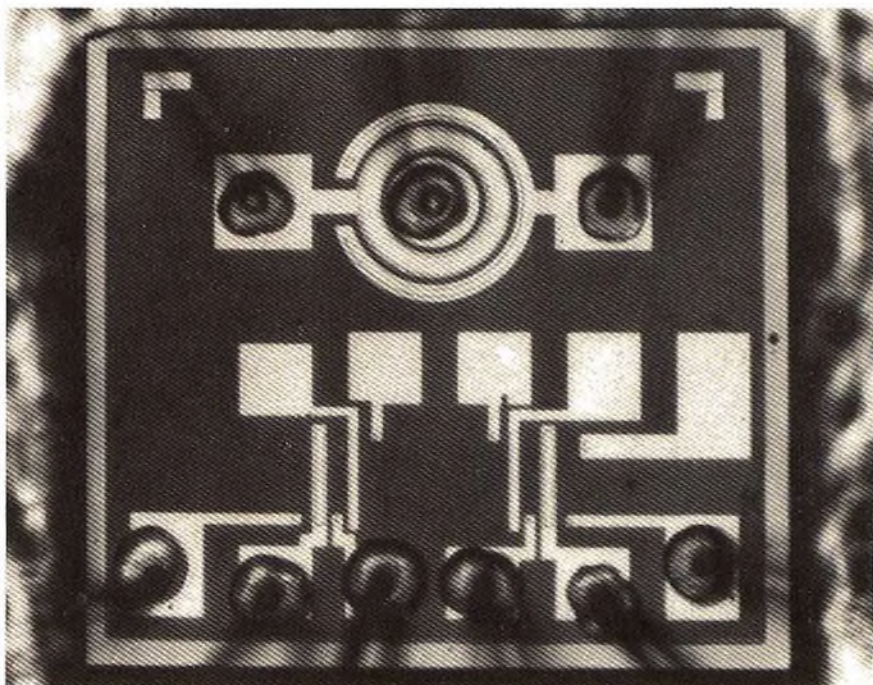


Fig. 12 - Fotografia illustrante una unità di memoria a transistor del tipo MAOS, di produzione Sony.

forma di cifre separate, vale a dire mediante la rappresentazione numerica che sostituisce l'indicazione classica, detta analogica, degli strumenti ad indice.

Quando l'operatore ha bisogno di effettuare numerose misure, oppure di rilevare misure a carattere permanente, è innegabile la superiorità del multimetro numerico rispetto ad uno strumento ana-

logico avente le stesse prestazioni. Incidentalmente, è bene precisare che il termine «digitale» — comunemente adottato anche in lingua italiana, ha il significato di numerico, in quanto la parola «digit» inglese significa appunto «cifra», ossia numero nella sua espressione grafica.

Il secondo paragrafo descrive le ca-

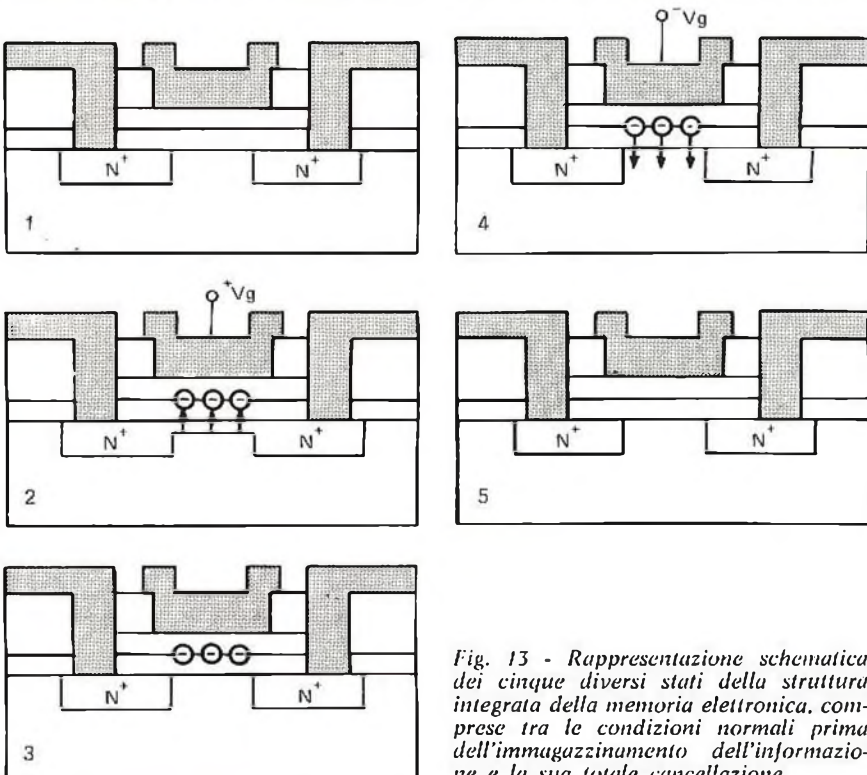


Fig. 13 - Rappresentazione schematica dei cinque diversi stati della struttura integrata della memoria elettronica, comprese tra le condizioni normali prima dell'immagazzinamento dell'informazione e la sua totale cancellazione.

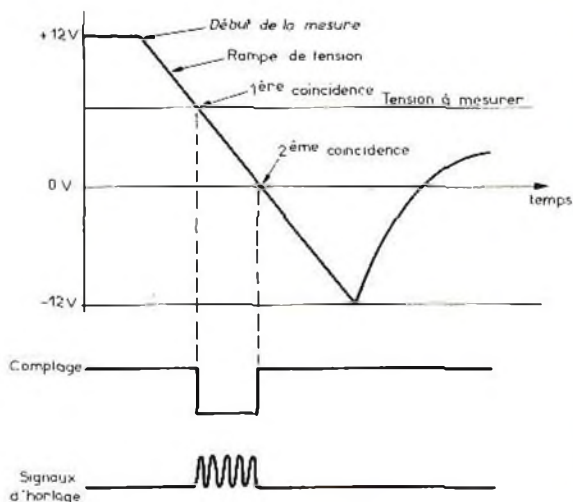


Fig. 14 - Grafico che esprime la funzione che si svolge agli effetti della conversione di una tensione in un intervallo di tempo.

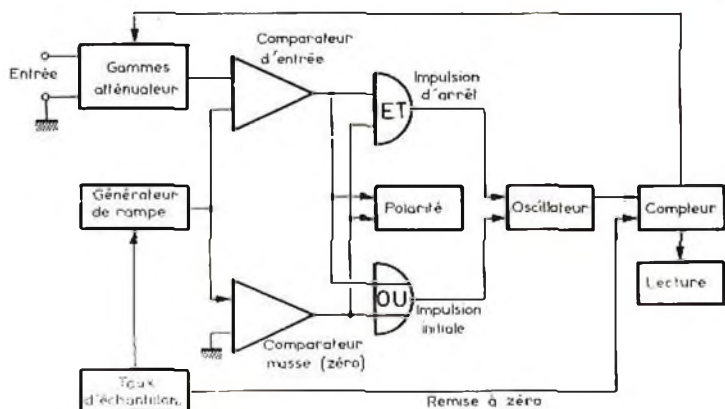


Fig. 15 - Schema a blocchi semplificato di un generatore di tensione a gradini, di comune impiego per la realizzazione di un multimetro a rappresentazione numerica, ossia di tipo digitale.

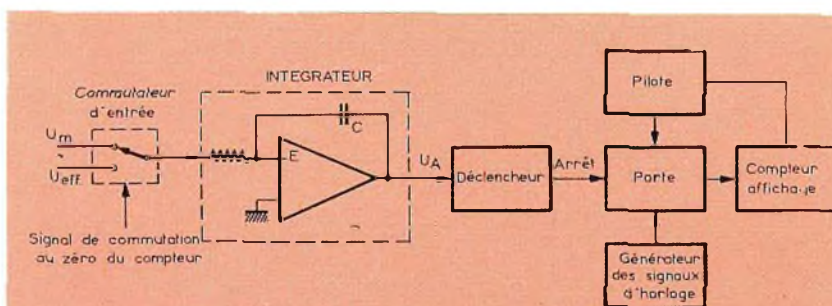
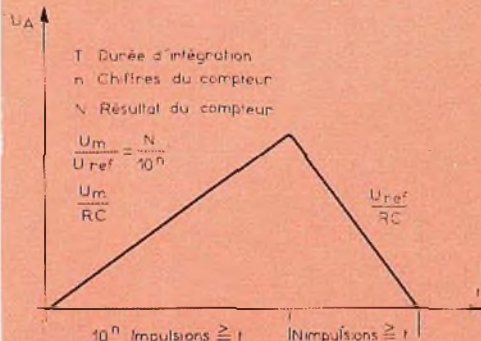


Fig. 16 - In alto, metodo di applicazione della tensione di misura U all'ingresso di un integratore: in basso, il grafico cartesiano chiarisce i motivi per i quali la tensione di uscita dell'integratore, U_a , aumenta con l'aumentare del rapporto tra U_m ed RC .



ratteristiche principali dei nuovi strumenti, con l'aiuto della figura 14 che qui riportiamo. Questa figura rappresenta il diagramma della conversione di una tensione corrispondente ad un determinato intervallo di tempo. All'inizio di un ciclo di misura, si manifesta una tensione del tipo a «rampa». Quest'ultima viene continuamente confrontata con la tensione in fase di misura. Nell'istante in cui le due tensioni assumono il medesimo valore, un circuito detto di coincidenza provoca un impulso che apre una «porta», vale a dire un «gate».

La rampa continua finché il secondo circuito comparatore è in grado di rilevare il fatto che la rampa abbia raggiunto il valore di 0,0 V. In quel preciso istante, l'impulso di uscita del comparatore blocca la porta.

La durata del periodo di tempo che intercorre tra l'apertura e la chiusura della porta è rigorosamente proporzionale al valore della tensione di ingresso.

La figura 15, che del pari riproduce dall'articolo recensito, mette in chiaro come sia possibile evitare di provocare errori sostituendo il generatore di denti di sega (rampa) mediante un generatore di tensione a gradini, che presenta una maggiore precisione agli effetti della velocità di aumento della tensione di confronto alla frequenza degli impulsi.

Gli impulsi vengono riportati, in un circuito di elaborazione della forma di onda, a dei circuiti che li modificano conferendo loro un'ampiezza ed una lunghezza definite, dopo di che vengono trasformati nell'integratore in una tensione a gradini.

Il concetto di questo tipo di voltmetro si adatta bene alla realizzazione artigianale di un voltmetro del tipo a rappresentazione numerica, impiegante dei circuiti di tipo integrato.

L'articolo esamina dettagliatamente il sistema della conversione tensione - tempo, dopo di che analizza il procedimento di integrazione, ed i moderni sistemi di conversione tensione - frequenza. Un paragrafo successivo considera il fenomeno della doppia integrazione, nel quale la tensione di misura viene integrata durante un periodo di tempo di durata fissa, dopo di che l'integratore viene scaricato con l'applicazione di una tensione di valore noto.

Il rapporto tra il tempo di carica e quello di scarica corrisponde al rapporto tra il valore efficace della tensione di misura e quello della tensione di riferimento.

A tale riguardo, la figura 16 rappresenta in alto ciò che avviene all'inizio della misura, quando cioè un determinato segnale di comando regola il contatore sullo zero, ed applica la tensione da misurare U_m all'ingresso di un integratore. Nel contempo, la porta si apre, e gli impulsi arrivano all'ingresso del contatore. A causa di ciò, la tensione disponibile all'uscita dell'integratore, U_a , aumenta con l'aumentare del rapporto U_m/RC , come è facilmente deducibile dal grafico riportato al di sotto dello schema a blocchi di figura 16.

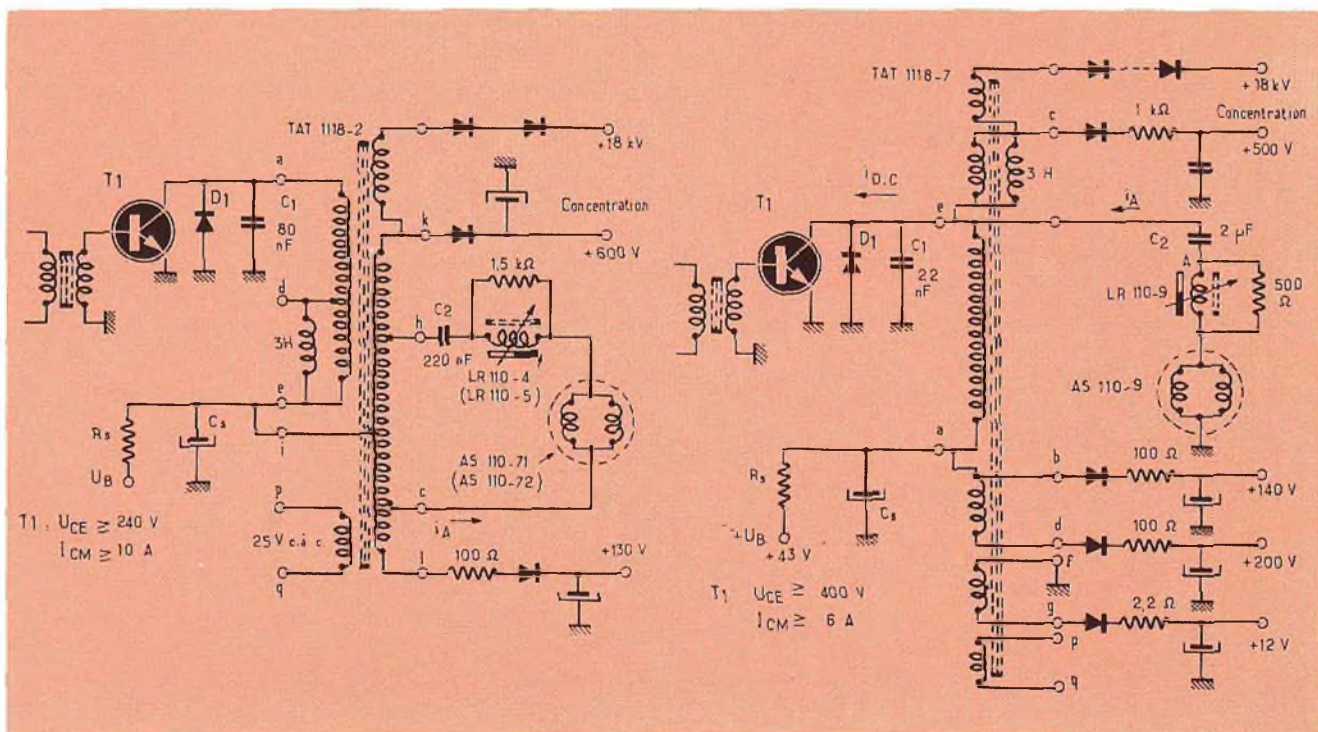


Fig. 18 - A sinistra, schema elettrico di uno stadio di uscita di deflessione orizzontale del tipo a diodo in parallelo con alimentazione a 24 V, e a destra uno stadio con analoghe prestazioni, previsto per un deflettore a bassa impedenza.

di diflessione, sempre del medesimo circuito, e **D** l'andamento della corrente globale del transistor e del diodo, vale a dire i_{bc} , sempre del circuito illustrato a destra alla figura 18.

Occorre precisare che, durante la traccia di ritorno, T1 e D1 sono in stato di interdizione, ma la corrente nella sezio-

ne a-e tende a circolare nel senso che essa presentava precedentemente, il che si traduce — per ciascuna traccia — in un impulso come quello illustrato appunto in A alla figura 19.

Se il valore di C2 fosse molto maggiore di quello indicato nello schema elettrico, gli impulsi di tensione presenti

nel punto A presenterebbero un andamento totalmente diverso, e quindi il funzionamento dell'intero stadio risulterebbe assai irregolare.

Nell'eventualità che si desiderasse impiegare una tensione di alimentazione ancora minore (ad esempio per allestire un piccolo televisore di tipo portatile), sarebbe necessario ricorrere all'impiego di un circuito del tipo a diodo in serie detto anche a recupero, nel quale la tensione rettificata U_r potrebbe essere calcolata mediante l'espressione

$$U_r = U_{II} \frac{N_1 + N_2}{N_1}$$

Da questa espressione appare evidente che la tensione U_a può essere — a seconda del rapporto del numero delle spire degli avvolgimenti N_1 ed N_2 , sensibilmente minore di U_r , in quanto quest'ultima rappresenta la tensione di alimentazione dello stadio di uscita.

Dopo questa dettagliata analisi dei circuiti funzionanti a bassa tensione, lo Autore considera invece i circuiti funzionanti a tensione di alimentazione elevata, ossia con alimentazione mediante una tensione superiore ai 200 V, precisandone le prestazioni, gli inconvenienti e le caratteristiche intrinseche, e concludendo poi con un dettagliato confronto tra i due tipi di circuiti, che permettono al tecnico progettista di trarre le dovute conclusioni, e di effettuare la scelta tra un tipo e l'altro, a seconda delle sue esigenze particolari.

Al termine dell'articolo viene precisato che l'idea redazionale è stata tratta da un analogo articolo pubblicato da Funk-Technik. (719).

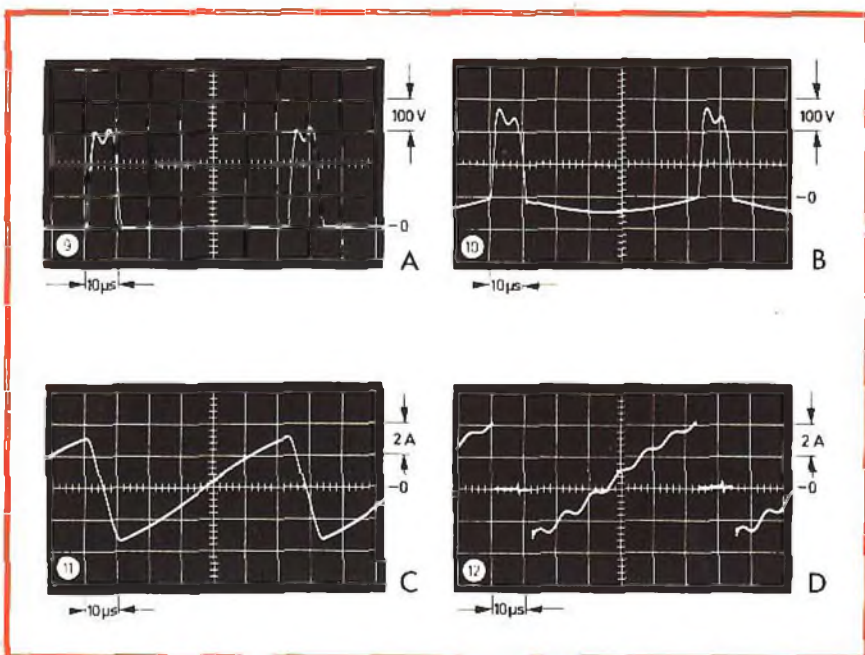


Fig. 19 - Quattro diversi oscillogrammi illustranti alcuni segnali disponibili nel circuito illustrato a destra alla figura 18.



i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è di sole lire 1.000.



Fig. 1 - Miscelatore a quattro canali AMTRON - UK 710 (cod. G.B.C. SM/1710-00).

Sig. SOMMARUGA F. - Napoli
Conversione dei pollici in millimetri

Un pollice non corrisponde a 12,5 mm, bensì a 25,4 mm pertanto è ovvio che tutti i suoi calcoli risultino completamente errati.

Riportiamo di seguito una tabella che

consente di effettuare la conversione dei valori espressi in pollici in millimetri e viceversa.

Nella tabella sono presi in considerazione anche i principali sottomultipli, cioè le frazioni di pollice, che frequentemente sono causa di confusione.

Sig. SURACE A. - Catania
Miscelatore a 4 canali

Le consigliamo la costruzione del miscelatore della AMTRON UK 710 che viene fornito sotto forma di scatola di montaggio, completa di tutti i componenti, dalla G.B.C. e nel quale sono impiegati quattro transistori. (figura 1).

Questo apparecchio permette di effettuare una vasta serie di combinazioni e di effetti sonori.

Mentre l'impedenza di uscita è di 10 kΩ, l'impedenza di ingresso dei canali 1 e 2 è di 200 kΩ e quella dei canali 3 e 4 di 1 MΩ.

La sensibilità dei primi due canali è di 2 mV e quella degli altri due di 500 mV.

L'assorbimento veramente esiguo, 4 mA, permette l'alimentazione mediante una batteria a 9 V.

Pollici	Millim.	Pollici	Millim.
1/16	1.587	3.0	76.2
1/8	3.175	3.5	89.0
3/16	4.763	4.0	101.6
1/4	6.350	4.5	114.0
5/16	7.938	5.0	127.0
3/8	9.525	5.5	140.0
7/16	11.113	6.0	152.4
1/2	12.700	6.5	165.0
9/16	14.288	7.0	177.8
5/8	15.875	7.5	190.0
11/16	17.463	8.0	203.2
3/4	19.05	8.5	216.0
13/16	20.638	9.0	228.6
7/8	22.225	9.5	241.0
15/16	23.813	10.0	254.0
1	25.4	10.5	267.0
1.5	38.1	11.0	279.4
2.0	50.8	11.5	292.0
2.5	63.5	12.0	304.8

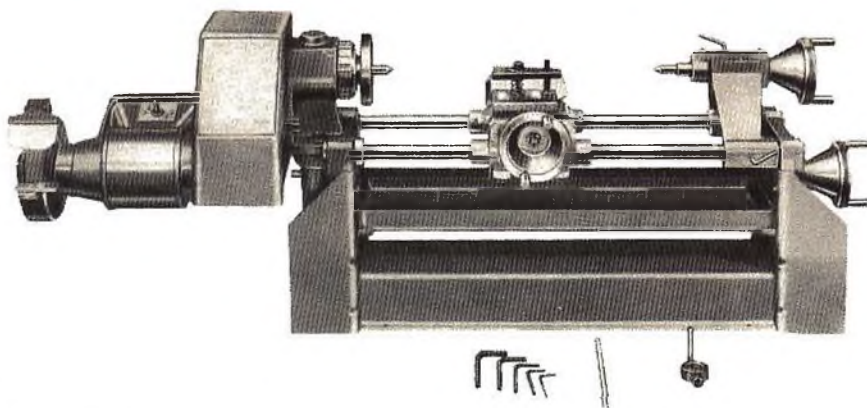


Fig. 2 - Tornietto di piccole dimensioni adatto per laboratorio di radioamatori, hobbisti e dilettanti. Le misure di ingombro bancale sono di 90 x 20 cm.



Fig. 3 - Trasmittitori televisivi relativi al primo canale (819 linee) esistenti attualmente in Corsica.



Fig. 4 - Trasmittitori televisivi relativi al secondo canale (625 linee) esistenti attualmente in Corsica.

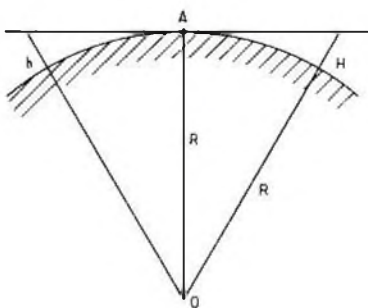


Fig. 5 - Propagazione delle onde VHF-UHF. R = raggio terrestre. H = altezza antenna trasmittente. h = altezza antenna ricevente.

Sig. Valli N. - Firenze
Attrezzatura meccanica
per radiodilettanti.

Mentre per quanto riguarda il banco da lavoro riteniamo sempre valida la proposta a cui Lei fa riferimento e riportata, a suo tempo, in questa stessa rubrica, per quanto concerne il tornio per la lavorazione di piccoli pezzi abbiamo avuta la fortuna di reperire uno che fu veramente al suo caso, e probabilmente a quello di molti altri nostri lettori.

Si tratta di un tornietto che era esposto all'ultimo salone della Nautica di Genova le cui misure di ingombro bancale sono di 90 x 20 cm!

Le altre caratteristiche del tornietto Johnny, visibile in figura 2 sono le seguenti: testa di comando albero con morse n. 1. Passaggio barra mm. 10. Giri albero lavoro al minuto 1500-1200-1000. Diametro di tornitura massimo sul supporto 90 mm. alla mola smeriglio 100 mm. Velocità mola smeriglio 3000 giri. Altezza punte 76 mm. Distanza fra le punte 350 mm. Carri: passo viti avanzamenti carrelli 1,5 mm. Contropunta: canotto con morse n. 1. Corsa canotto 45 mm.

Motore giri 3000, HP 0,25. Alimentato con tensione monofase a 220 V 50 Hz o, a richiesta, 380 V. Peso 28 kg. Accessori in dotazione: disco menabrida, brida, due contropunte fisse, staffa portautensili, perno di estrazione, chiavi di servizio.

Il tornietto può essere dotato di altri utilissimi accessori.

Sig. TOGNINI G. - Livorno
Stazioni TV in Corsica

In Corsica attualmente esistono le seguenti emittenti televisive:

- 1° canale (819 linee), figura 3.
- 1°) Bastia (Serra di Pigno), canale F 2 (vert.), potenza video 3 kW
- 2°) Antisanti, canale F 6 (orizz.), potenza 0,5 kW.
- 3°) Ajaccio, (Coti Chiavari), canale F 4 (orizz.), potenza 0,5 kW.

Esistono due ripetitori di debolissima potenza installati a Corte e Calvi.

Come è visibile dalla figura 3 la stazione più facilmente ricevibile nella zo-

na di Livorno è quella di Bastia e talvolta quella di Antisanti.

Le frequenze del canale F 2 sono le seguenti: immagine 52,40 MHz audio 41,25 MHz quelle del canale F 6: immagine 173,40 MHz audio 162,25 MHz. (canale F 4: rispettivamente 65,55 e 54,40 MHz).

- 2° canale (625 linee), figura 4.
 - 1°) Bastia (Serra di Pigno), canale 47 (orizz.), potenza 20 kW.
 - 2°) Antisanti (Corte), canale 61 (orizz.), potenza 2 kW.
 - 3°) Porto Vecchio (Col de Meta), canale 34 (orizz.), potenza 0,9 kW.
 - 4°) Ajaccio (Coti Chiavari), canale 21 (orizz.), potenza 10 kW.
- con due ripetitori di debolissima potenza a Calvi e Corte.

Sig. PORCHEDDU G. - Cagliari
Propagazione delle onde VHF e UHF

Sulla programmazione delle onde VHF e UHF, è stato pubblicato un interessante articolo nel N. 2 di ELETTRONICA OGGI di quest'anno.

La propagazione delle onde VHF e UHF può essere considerata simile a quelle delle onde luminose essendo soggetta agli stessi fenomeni di rifrazione e di riflessione come abbiamo precisato nell'articolo a cui fa riferimento.

La portata di questo genere di onde in condizioni normali, cioè per raggio diretto può essere calcolata tenendo conto dell'altezza dell'antenna trasmittente e della curvatura terrestre. Ciò è chiaramente visibile osservando la figura 5, in cui la distanza massima è rappresentata dal segmento «A» e «H».

Se indichiamo con «R» il raggio terrestre e con «H» l'altezza dell'antenna trasmittente il lato «A» «H» del triangolo AOH rappresenta per l'appunto la distanza massima.

T Trattandosi di un triangolo rettangolo in cui l'ipotenusa è data dal valore del raggio terrestre più l'altezza «H» della antenna, avremo che il lato AH (che indicheremo con D riferendosi alla distanza), sarà dato, per il teorema di Pitagora, dalla seguente formula:

$$D = \sqrt{(R + H)^2 - R^2}$$

Se prendiamo come misura del raggio terrestre $R = 6370$ km e ammettiamo che l'antenna sia alta 300 m troveremo che D è uguale a 60 km (valore approssimato).

Ovviamente questo calcolo è valido se si considera l'antenna ricevente all'altezza del suolo, condizione questa che si verifica raramente. Infatti se l'antenna ricevente si trovasse anch'essa all'altezza di 300 m la portata sarebbe dello ordine dei 120 km.

Pertanto la suddetta formula in teoria deve essere modificata nel seguente modo:

$$D = 1 + \frac{h}{H} \sqrt{(R + H)^2 - R^2}$$

In pratica, come abbiamo detto, la portata delle onde VHF è possibile oltre l'orizzonte ottico a causa di fenomeni di rifrazione che si verificano nell'atmosfera. Si può affermare, con una certa

approssimazione, che in condizioni di propagazione normale e per terreni più neggiati la portata massima delle onde VLF e UHF possa essere calcolata con la seguente formula:

$$D = 5 (\sqrt{H} + \sqrt{h})$$

in cui il valore di D è dato in chilometri.

Quindi se l'antenna trasmittente è alta 100 m quella ricevente 25 m la distanza sicuramente raggiungibile è la seguente:

$$D = 5 (\sqrt{100} + \sqrt{25}) = 5 (10 + 5) = 75 \text{ km.}$$

Sig. BROCCARDI G. - Genova
Alimentatore stabilizzato per 60 V 3 A

In figura 6 riportiamo lo schema di un alimentatore stabilizzato atto a fornire la tensione di 60 V ed una corrente di 3 A, del quale in figura 7 è mostrata la disposizione dei vari componenti.

Il trasformatore deve essere in grado di fornire una tensione di 50 V a 4,5 A quando al primario è applicata la normale tensione di rete a 220 V.

Il raddrizzatore impiegato è del tipo Siemens B80C3200/2200. Il valore degli altri componenti è il seguente:

$R2 = 680 \Omega$ 0,5 W; $R3 = 820 \Omega$ 0,5 W; $R6 = 3,9 \text{ k}\Omega$ 0,5 W; $R7 = 5,6 \text{ k}\Omega$ 0,5 W; $R8 = 1 \text{ k}\Omega$, potenziometro regolabile.

$C1 = 250 \mu\text{F}$, 70 V elettrolitico; $C2 = 100 \mu\text{F}$, 70 V elettrolitico; $C4 = 1 \text{ nF}$. Condensatori elettrolitici di filtro 2 x 5000 μF , 70 V.

Transistori: $Tr1 = \text{BSY88}$, $Tr2 = 2\text{N3053}$, il quale deve essere munito di un piccolo dissipatore di calore, $Tr3 = 2\text{N3055}$ con dissipatore di calore esterno.

$D1 = \text{ZD27}$ diodo zener; $D2 = \text{BAY18}$; $D3 = \text{ZF30}$.

$S1$ = fusibile da 3 A.

La AMTRON metterà prossimamente in distribuzione un alimentatore stabilizzato per tensioni regolabili fra 0 e 15 V adatto per erogare correnti fino a 10 A.

Sig. PELLEGRINI M. - Torino
Bit e Byte

Rispondiamo alla sua domanda con una comunicazione che abbiamo ricevuto dalla IBM proprio in questi giorni dato che anche noi ignoravamo cosa fosse il byte.

Il byte è una unità di riferimento della memoria dei calcolatori elettronici che è composta da otto bit, cioè otto piccoli impulsi elettrici che costituiscono la minima unità di informazione che si può registrare in un calcolatore. Come è noto, per ricordare una certa informazione, il calcolatore deve codificare la stessa in una serie di numeri «1» o «0», che corrispondono a posizioni magnetizzate o smagnetizzate dei suoi circuiti interni. Questa minuscola unità di informazione è stata chiamata bit perché in inglese vuol dire per l'appunto «pezzettino» e corrisponde anche alla

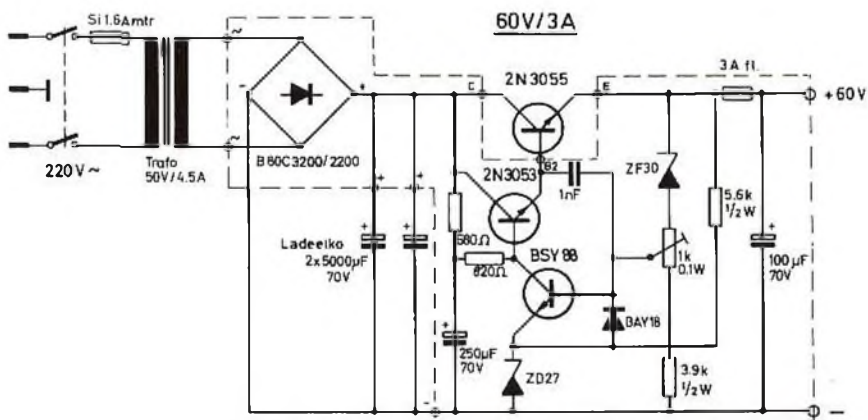


Fig. 6 - Schema elettrico di un alimentatore stabilizzato atto a fornire la tensione di 60 V a 3 A.

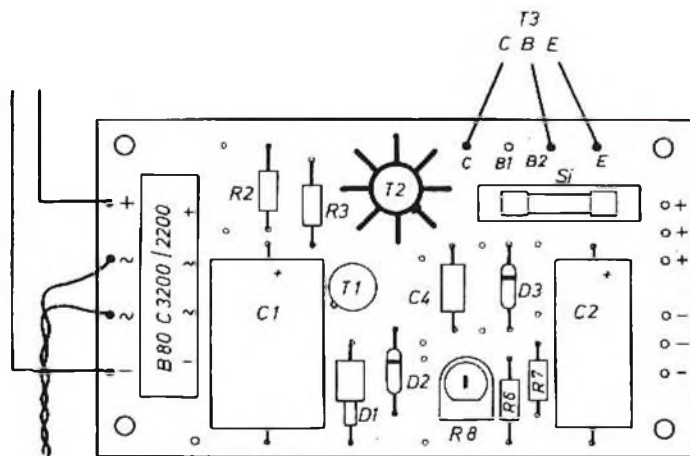


Fig. 7 - Disposizione dei componenti dell'alimentatore stabilizzato di fig. 6.

contrazione di binary digit. I guai sono incominciati quando uno studente curioso ha chiesto al suo insegnante di elettronica il significato della parola byte.

Si dice che l'insegnante sia impallidito vedendo appannarsi il suo fluido carismatico di docente, poi, dopo la inevitabile ammissione di ignoranza, ha consultato vanamente numerose opere. Tutte riportavano la definizione del termine ma non l'etimologia. Il mistero del byte sembrava destinato a morire insieme al suo beffardo creatore quando un ricercatore della IBM, che lavora presso il centro di ricerche di Poughkeepsie, ha rivelato che nel 1963 essendo sorto il problema di trovare il termine adatto per rappresentare la nuova organizzazione della memoria dei sistemi della «terza generazione, dovendo trovare una definizione più grande di un bit, aveva pensato di dare all'unità composta di otto bit il nome di bite che in inglese significa boccone cioè, in un certo senso, un insieme di pezzettini. Infine per evitare che una distratta dattilografa potesse confondere fra loro i due termini cambiò la grafia di bite in quella di byte.

Sono licenze che la lingua inglese si permette senza scandalizzarsi troppo. In Italia purtroppo è un'altra cosa!

Sig. MARGARIA G. - Napoli
Antenna Portatile per OM e RF

Un'ottima antenna portatile che può essere usata sia in ricezione che in trasmissione è il modello 18TD della Hygain, che è visibile in figura 8.

Si tratta di un'antenna a dipolo estraibile e riavvolgibile automaticamente con lo stesso sistema dei metri portatili, la quale può essere accordata sulla gamma compresa fra 3500 kHz e i 30 MHz.

La massima lunghezza, che consente

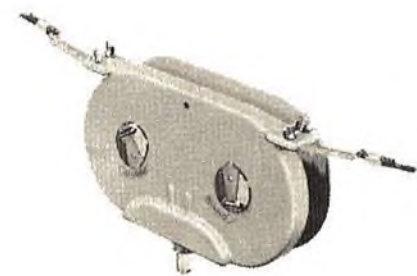


Fig. 8 - Antenna a dipolo portatile sintonizzabile nella gamma compresa fra 3,5 e 30 MHz. Uscita a 52 Ω .

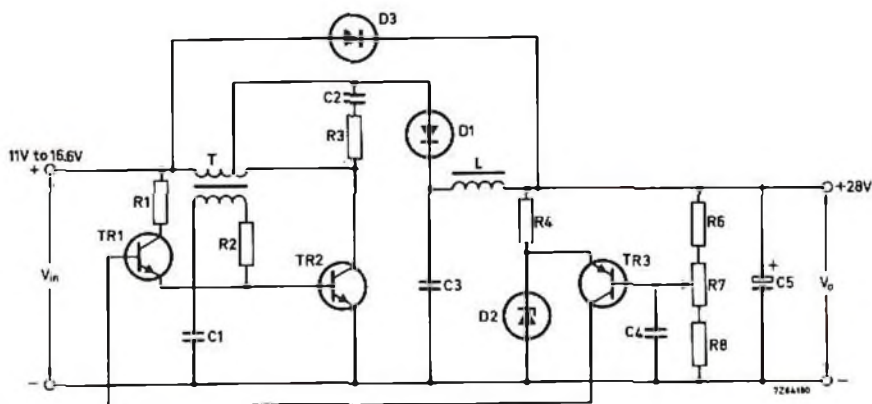


Fig. 9 - Convertitore corrente continua/corrente continua 11/16,6 V - 28 V per usi professionali. Potenza 50 W.

l'accordo della frequenza più bassa, è di circa 43 m.

Alle due estremità dell'antenna sono fissate due corde in polipropilene che permettono di fissare l'antenna stessa a qualsiasi sporgenza, oppure a pali, alberi od altri oggetti. E' prevista un'uscita per cavo coassiale a 52 Ω.

L'antenna è fornita in unione ad una tabella che permette di fissare l'esatta sua lunghezza in funzione della lunghezza d'onda impiegata.

Sig. DELFINO N. - Napoli

Convertitore cc/cc 12/24 V

La figura 9 si riferisce allo schema elettrico di un convertitore corrente continua/corrente continua da 12 (11 - 16,6 V) a 28 V, con una potenza di 50 W.

Il valore dei componenti deve essere il seguente:

$R1 = 47 \Omega$ 2 W; $R2 = 3,3 \Omega$ 0,25

W (non a filo); $R3 = 1,8 \Omega$ 0,5 W (non a filo) $R4 = 1,8 k\Omega$ 0,5 W; $R6 = 4,7 k\Omega$ 0,25 W; $R7 = 2,2 k\Omega$ potenziometro; $R8 = 1,2 k\Omega$ 0,25 W.

$C1 = 270 nF$; $C2 = 180 nF$; $C3 = 2 \times 6,8 \mu F$ 100 V poliestere; $C4 = 1 \mu F$; $C5 = 1 \mu F$, 40 V.

$Tr1 = BFY52$; $Tr2 = BDY92$; $Tr3 = BCY70$;

$D1 = BYX50-200$; $D2 = BZX79-C6V2$; $D3 = BYJ26$.

Trasformatore T: potcore P30/19, ferroxcube 3D3, $a = 89,2 \mu$, = 33 catalogo Philips n. 4322 022 10450. Supporto bobine: catalogo n. 4322 021 30360.

Primario: 40 spire di filo smaltato da 1,1 mm con presa alla 30° spira.

Secondario: 8 spire di filo smaltato da 0,40 mm.

Bobina L: 0,55 mH. 56 spire di filo smaltato da 0,55 mm.

Potcore P22/13, ferroxcube 3H1, $a = 76,2 \mu$ = 6,8, catalogo n. 4322 022

06250 supporto bobina catalogo n. 4322 021 30300.

La costruzione di questo convertitore è riservata soltanto ai laboratori specializzati in tale genere di costruzioni o a coloro che come Lei hanno un'ottima pratica in materia.

Questo schema è stato estratto dal bollettino n. 12 della PHILIPS.

Sig. M. N. - Roma

Suddivisione gamme radioamatori

Secondo il piano della I.A.R.U. le gamme delle onde corte destinate ai radioamatori nella regione 1, sono così suddivise:

3500 ÷ 3600 kHz
esclusivamente telegrafia
3600 ÷ 3800 kHz
telegrafia e telefonia

Le frequenze di 3500 ÷ 3510 e 3790 ÷ 3800 kHz sono riservate ai DX intercontinentali.

7000 ÷ 7040 kHz
esclusivamente telegrafia
7040 ÷ 7100 kHz
telegrafia e telefonia

14000 ÷ 14100 kHz
esclusivamente telegrafia
14100 ÷ 14350 kHz
telegrafia e telefonia

21000 ÷ 21150 kHz
esclusivamente telegrafia
21150 ÷ 21450 kHz
14090 kHz, 28090 kHz.
28000 ÷ 28200 kHz
esclusivamente telefonia
28200 ÷ 29700 kHz
telegrafia e telefonia

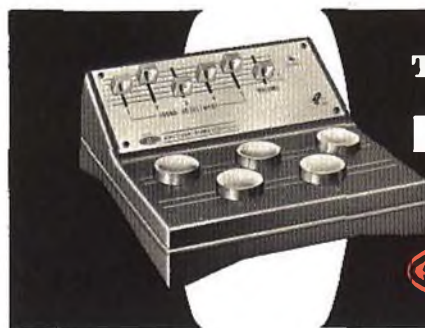
Le emissioni in telescrivente devono essere centrate su 3590 kHz 7040 kHz, 14090 kHz, 21090 kHz, 28090 kHz.

Per le altre informazioni si rivolga direttamente alle Associazioni interessate o al Ministero delle PT.

MISURATORE DI MODULAZIONI PORTATILE

Il misuratore di modulazione, che a quanto asserito dalla ditta costruttrice britannica è uno strumento ideale per i costruttori di apparecchi radio mobili nonché per gli utenti e le società di manutenzione, copre tutte le bande mobili normali e non ha bisogno di taratura preventiva. Per la misurazione della modulazione di frequenza lo strumento indica deviazioni di picco fino ad un massimo di 15 kHz a frequenze portanti fino a 520 MHz; il lato modulazione in ampiezza dello strumento serve a misurare profondità delle modulazioni fino a 95% sull'intervallo di frequenze portanti da 25 a 225 Hz. Il disturbo è inferiore a 50 Hz ad UHF, ed è di conseguenza basso.

Lo strumento pesa meno di 6 kg. e funziona a batteria o con la corrente di rete.



TUM... TUMM... UK 260 NUOVO
BONGO ELETTRONICO

PREZZO NETTO IMPOSTO L. 16.500



REPERIBILE PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA G.B.C.

ricetrasmittitori

Mod. AF 5000 S
Mod. 501 GR

**servizio
schemi**

RICETRASMETTITORE MOD. AF 5000 S

Sezione trasmettitore

Potenza d'ingresso: 5 W (8 W modello esportazione) — Stabilità di frequenza: 0,005% — Modulazione 100% AM di collettore — Microfono: dinamico con tasto — Consumo: 1,2 A.

Sezione ricevitore

Circuito supereterodina a doppia conversione — Media frequenza: 1) 6,5 MHz 2) 455 kHz — Stabilità di frequenza: 0,005% — Sensibilità — 1 μ V/10 dB

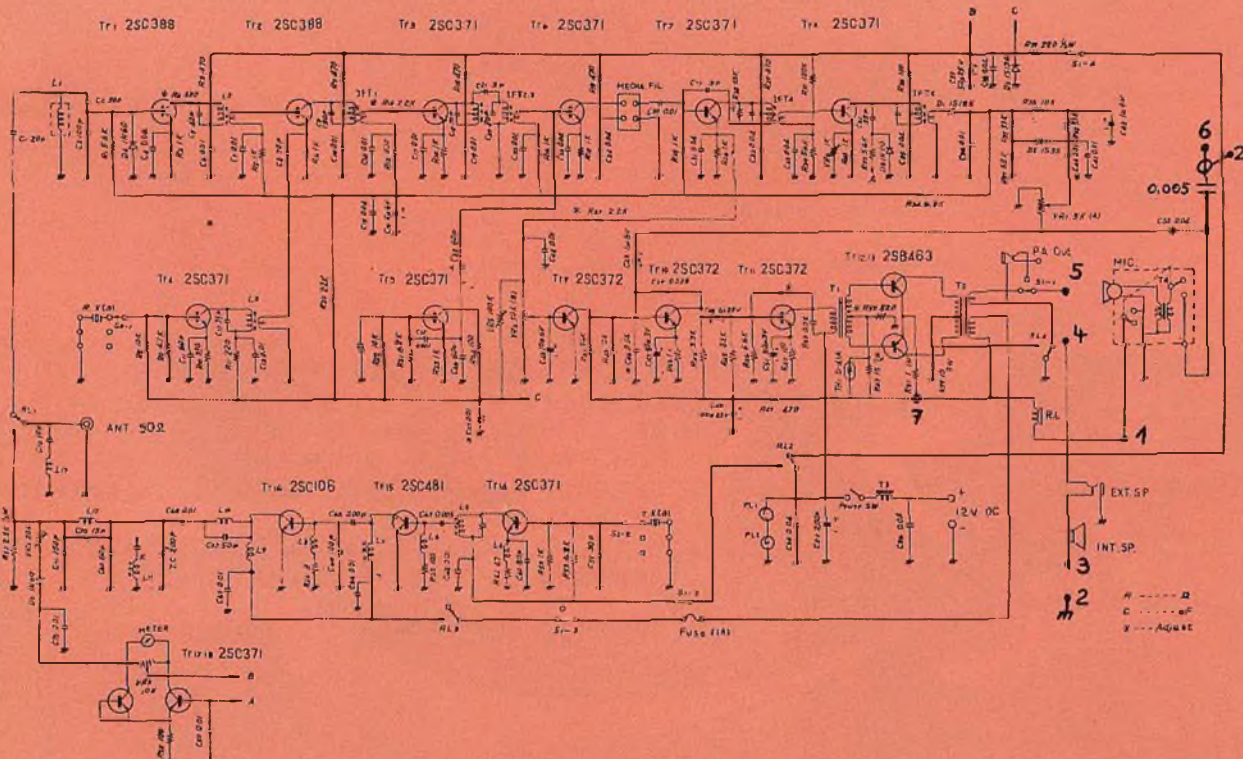
— Potenza B.F.: 1,5 W — Consumo: 120 mA.

Caratteristiche generali

Contenitore metallico — Limitatore di disturbo — Quarzo speciale nel circuito ricevitore — Presa per altoparlante esterno — Strumento indicatore di trasmissione — Commutabile in amplificatore — 6 canali (11 modello esportazione) — 18 transistori — Gamma di emissione: 27 MHz — Presa d'antenna 52 Ω — Alimentazione: 12,6 Vc.c. — Dimensioni : 162 x 63 x 190 — Peso: 2,2 kg.



MOD. AF 5000 S





MOD. 501 GR

RICETRASMETTITORE MOD. 501 GR

Sezione trasmettitore

Potenza d'ingresso: 1 W — Stabilità di frequenza: $\pm 0,005\%$ — Modulazione AM di collettore — Microfono dinamico incorporato.

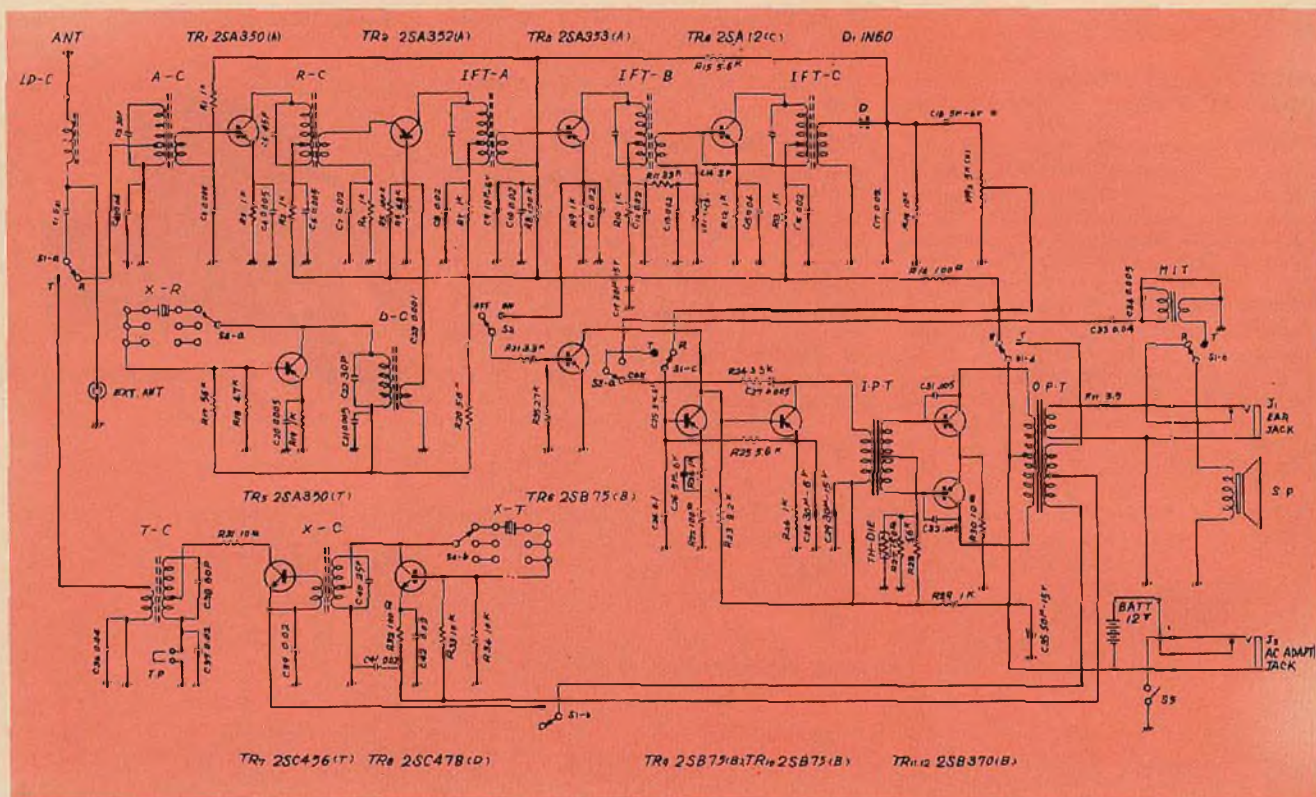
Sezione ricevitore

Circuito supereterodina con preamplifi-

catore AF — Media frequenza: 455 kHz — Stabilità di frequenza: $\pm 0,005\%$.

Caratteristiche generali

Contenitore metallico — Soppressore di rumore — Tono di chiamata — Prese per auricolare, antenna esterna e alimentazione esterna — 3 canali — 12 transistori — Gamma di emissione: 27 MHz — Alimentazione: 12 Vc.c. — Dimensioni: 200 x 100 x 65 — Peso: 500 g.

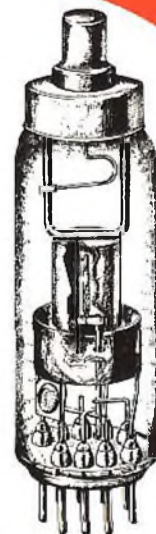


BREAK

ATTENZIONE CB!!! 7351 CORDIALISSIMI PER UN QTC ECCEZIONALE - LA QTH TRABACCO DI CINISELLO HA IDEE SOLO PER VOI: CARTE DI SCONTO RISERVATE AI CB, BARACCHINI, BARACCONI, ACCESSORI, COMPONENTI. TUTTO AD UN PREZZO SPECIALE PER INIZIATI! FINE QTC. MA CI VEDREMO CERTAMENTE IN VERTICALE 7351 ALLA RUOTA CB -

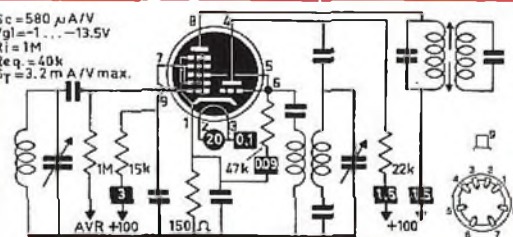
PRONTUARIO DELLE VALVOLE ELETTRONICHE

ventiduesima parte



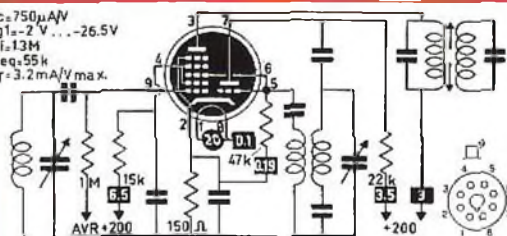
CONVERTITORI DI FREQUENZA

Sc = 580 μ A/V
Vg1 = -1 ... -13.5V
Ri = 1M
Req = 40k
ST = 3.2 mA/V max.



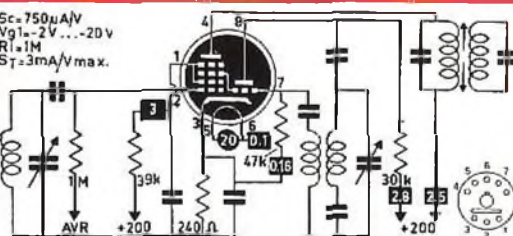
UCH5

Sc = 750 μ A/V
Vg1 = -2V ... -26.5V
Ri = 1.3M
Req = 55k
ST = 3.2 mA/V max.



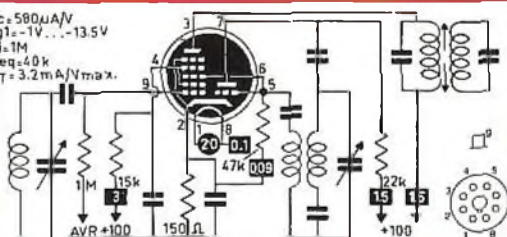
UCH4

Sc = 750 μ A/V
Vg1 = -2V ... -20V
Ri = 1M
ST = 3 mA/V max.



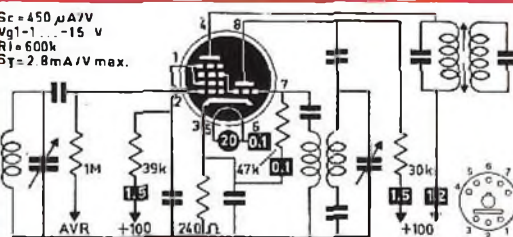
UCH11

Sc = 580 μ A/V
Vg1 = -1V ... -13.5V
Ri = 1M
Req = 40k
ST = 3.2 mA/V max.



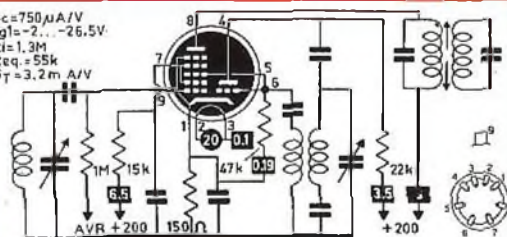
UCH4

Sc = 450 μ A/V
Vg1 = -1 ... -15V
Ri = 600k
ST = 2.8 mA/V max.



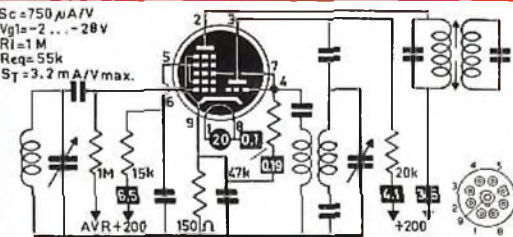
UCH11

Sc = 750 μ A/V
Vg1 = -2 ... -26.5V
Ri = 1.3M
Req = 55k
ST = 3.2 mA/V



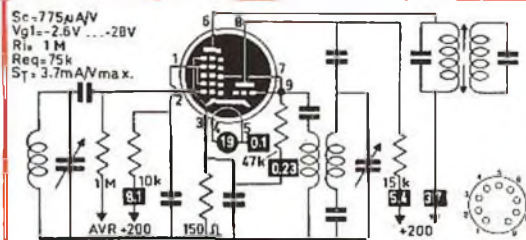
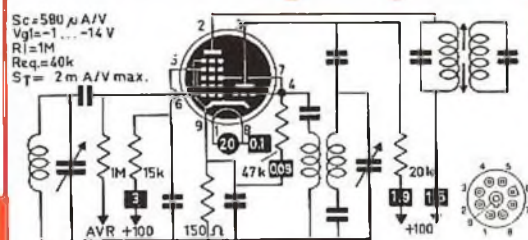
UCH5

Sc = 750 μ A/V
Vg1 = -2 ... -28V
Ri = 1M
Req = 55k
ST = 3.2 mA/V max.



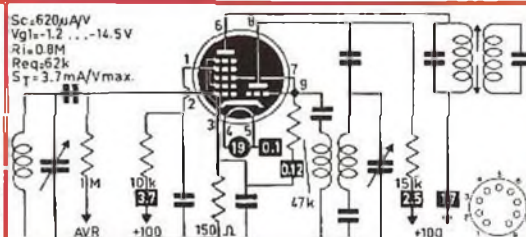
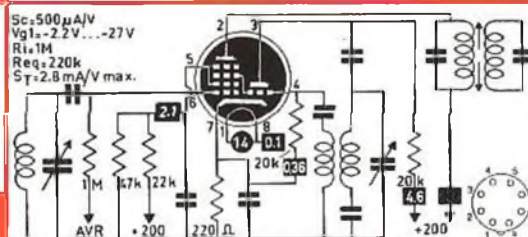
UCH21

UCH21



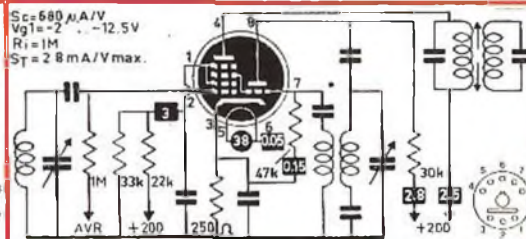
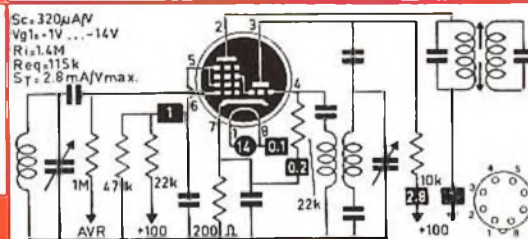
UCH81

UCH41



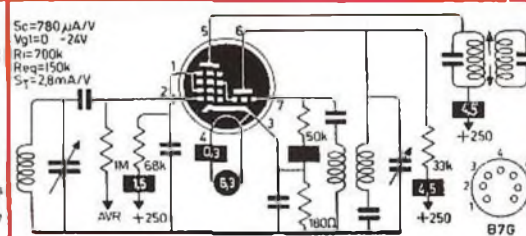
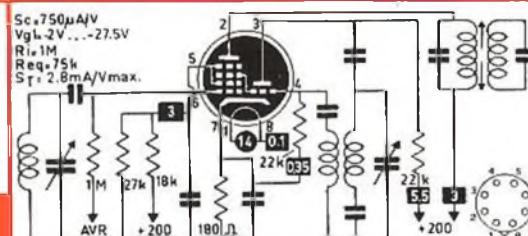
UCH81

UCH41



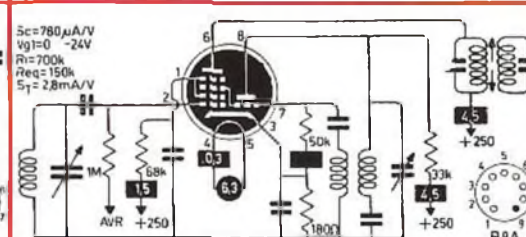
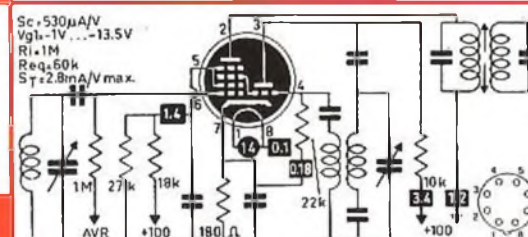
VCH11

UCH42



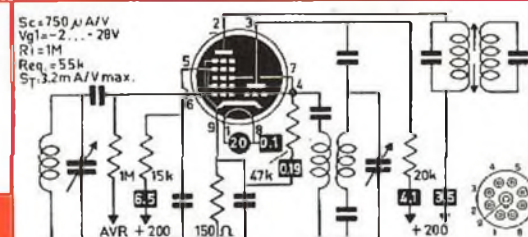
X78

UCH42



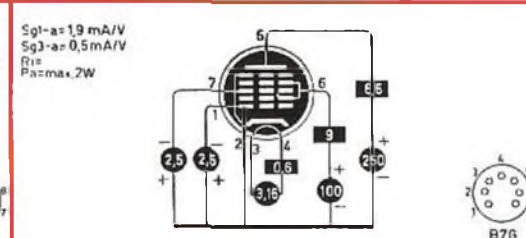
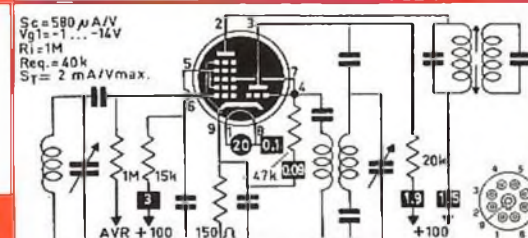
X79

UCH71



VALVULE MULTIPLE

UCH71

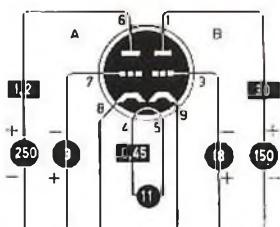


3BY6

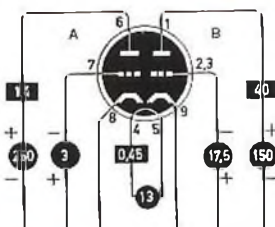
11CY7

A
 $S=1.3\text{mA/V}$
 $\mu=68$
 $R_i=52\text{k}$
 $P_a=\text{max } 1\text{W}$
 $R_{eq}=$

B
 $S=5.4\text{mA/V}$
 $\mu=$
 $R_i=920\Omega$
 $P_a=\text{max } 5.5\text{W}$
 $R_{eq}=$



A
 $S=1.6\text{mA/V}$
 $\mu=64$
 $R_i=40\text{k}$
 $P_a=\text{max } 1.5\text{W}$
 $R_{eq}=$

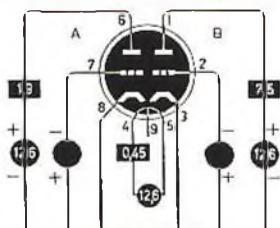


13FD7

12AE7

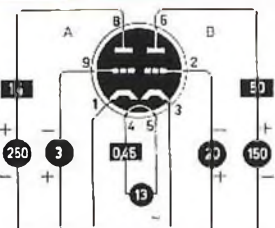
A
 $S=4\text{mA/V}$
 $\mu=13$
 $R_i=1.15\text{k}$
 $P_a=\text{max } 1\text{W}$
 $R_{eq}=$

B
 $S=6.5\text{mA/V}$
 $\mu=6.4$
 $R_i=985\Omega$
 $P_a=\text{max } 1\text{W}$
 $R_{eq}=$



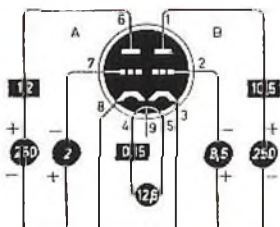
13GF7

A
 $S=1.6\text{mA/V}$
 $\mu=5.4$
 $R_i=40\text{k}$
 $P_a=\text{max } 1.5\text{W}$
 $R_{eq}=$



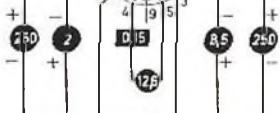
120W7

A
 $S=1.6\text{mA/V}$
 $\mu=100$
 $R_i=62.5\text{k}$
 $P_a=\text{max } 1.2\text{W}$
 $R_{eq}=$

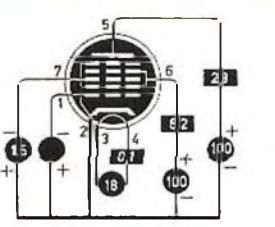


18FX6

B
 $S=2.2\text{mA/V}$
 $\mu=17$
 $R_i=7.7\text{k}$
 $P_a=\text{max } 3.1\text{W}$
 $R_{eq}=$



Sg1-a=
 Sg3-a=
 $R_i=400\text{k}$
 $P_a=\text{max } 1\text{W}$



FET multitest

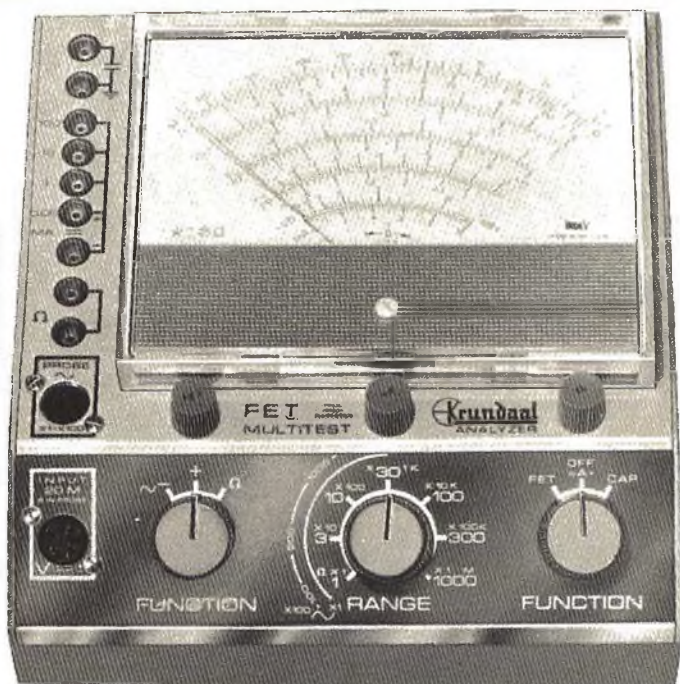
NUOVO

Vantaggi

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete o non ci sono effetti di instabilità dello zero come nei voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistori e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacitometrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 100 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'ohmmetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

- Vc.c.**
- 1... 1000 V impedenza d'ingresso 20 M Ω
 - tolleranza 2% f.s.
- Vc.a.**
- 1 V... 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 M Ω , 15 pF in parallelo
 - tolleranza 5%
 - campo di frequenze: 20 Hz - 20 MHz lineare
 - 20 MHz ... 50 MHz $\pm$ 3 dB
 - misure fino a 250 MHz con unico probe
- Ohm**
- da 0,2 Ω a 1000 M Ω f.s.
 - tolleranza 3% c.s.
- Capacimetro**
- tensione di prova 1,5 V
 - da 2... 2000 pF f.s.
 - tolleranza 3% c.s.
 - tensione di prova $\approx$ 4,5 V 35 kHz
- Milliampere**
- da 0,05 ... 100 mA
 - tolleranza 2% f.s.



ECONOMICO PRATICO

test instruments



TRANSIGNAL AM

Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei guasti.

- Gamma A: 550 - 1600 kHz
- Gamma B: 400 - 525 kHz
- Taratura singola a quarzo.
- Modulazione 400 Hz

Prezzo L. 16.800



TRANSIGNAL FM

Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.

Caratteristiche:

- Gamma A - 10,3...11,1 MHz
- Gamma B - 5,3...5,7 MHz
- Taratura singola a cristallo toll. 0,5%
- Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

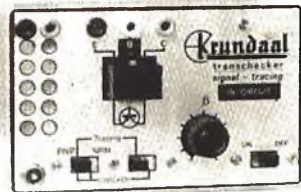
Prezzo L. 19.500



TRANSIGNAL BF (Serie portatile)

- Unica gamma 20 Hz - 20 kHz
- Distorsione inferiore allo 0,5%
- Stabilità in ampiezza migliore dell'1%
- Alimentazione 18 V (2 x 9 V in serie)
- Durata 200 ore
- Uscita 1 V eff.

Prezzo L. 16.800



PROVA TRANSISTORI IN CIRCUIT-OUT-CIRCUIT

Per l'individuazione dei transistori difettosi anche senza dissaldarli dal circuito. Signaltracing. Iniettori di segnali con armoniche fino a 3 MHz uscita a bassa impedenza.

Prezzo L. 14.800



SIGNAL TRACER

Per l'individuazione diretta del guasto fin dai primi stadi di apparecchiature Radio AM, FM, TV, amplificatori audio ecc.

Ottima sensibilità e fedeltà.

Alta impedenza d'ingresso, 2 M Ω

Distorsione inferiore all'1% a 0,25 W

Potenza d'uscita 500 mW

Possibilità di ascolto in cuffia e di disinserzione dell'altoparlante per uso esterno.

Alimentazione 9 V con 2 pile piatte da 4,5 V.

Prezzo L. 39.500



TRANSISTOR DIP-METER

Nuova versione

Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.

campo di frequenza 3...220 MHz in 6 gamme

taratura singola a cristallo tolleranza 2%

presa Jack per l'ascolto in cuffia del battimento

alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500



CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA nuova versione

Misura da 2 pF a 0,1 μ F in quattro gamme: 100 nF - 1 nF - 10 nF - 0,1 μ F f.s.

Tensione di prova a onda quadra 7 V circa

Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50.000 Hz circa

Galvanometro con calotta arancione 70 mm.

Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500



GENERATORE DI BARRE TV

Per il controllo della sensibilità del TV, della taratura approssimativa della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.

- Gamma 35-85 MHz
- In armonica tutti gli altri canali.
- Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 19.800

DAVOLI

GRATIS A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL
DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

VIA F. LOMBARDI, 6/8 PARMA (ITALY)



SUPERSONY...

COMPACT CASSETTE-CORDER FROM SONY OFFERS LOTS OF TAPE RECORDING PLEASURE, EVERYWHERE, EVERYTIME

TC-85:

Alta qualità a basso costo: ecco ciò che vi offre la Sony con questo apparecchio dalla linea nuova ed elegante.

- Dispositivo « SONY-O-MATIC » per il controllo automatico del livello di registrazione
- Eccezionale resa acustica
- Fornito di elegante borsa con cinghia per il trasporto

- Comodo, pratico, leggero
- Presa per registrazioni dirette da radio-TV-giradischi
- Microfono con interruttore per comando a distanza
- Presa per alimentazione esterna in c.c.
- Velocità: 4,8 cm/s
- Potenza d'uscita: 800 mW
- Alimentazione: 6 Vc.c. mediante 4 pile a 1/2 torcia da 1,5 V
- Semiconduttori: 7 transistori, 1 termistore
- Dimensioni: 256 x 68 x 161
- Peso: 1,5 kg

- commutazione per telefonia e telegrafia
- apparecchi telefonici e citofonici di ogni tipo
- sistemi di trasmissione via cavo e via radio, anche tramite satelliti artificiali
- apparecchiature per trasmissione dati
- impianti ad onde convogliate
- trasmissione per teleoperazioni
- elettroacustica
- stazioni di energia per impianti di telecomunicazioni
- componenti e parti staccate per telecomunicazioni

**telecomunicazioni
elettronica**

**un vasto raggio d'azione
che assicura
il progresso**



SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

20149 Milano - p.le Zavattari, 12 - tel. 4388

IL MEGLIO NEI RADIOTELEFONI "CB-VHF"

RADIOTELEFONI MUNITI DI QUARZI
REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA **G.B.G.**

DISTRIBUTRICE ESCLUSIVA PER L'ITALIA DI APPARECCHI SOMMERKAMP



Mod. TA-101/F Mod. TS-510G Mod. F-900

Ricetrasmittitore portatile «SommerKamp» - Mod. TA-101/F

2 canali (1 controllato a quarzo) • Limitatore di disturbo e squelch • 21 transistori 6 diodi, 3 circuiti integrati • Gamma di emissione: VHF/FM • Potenza ingresso: 2 W • Uscita audio: 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «SommerKamp» - Mod. TS-510G

2 canali (1 controllato a quarzo) • Limitatore di disturbo e squelch • 13 transistori • Gamma di emissione: 27 MHz • Potenza di ingresso: 2 W • Uscita audio: 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore portatile «Fieldmaster» - Mod. F-900

2 canali (1 controllato a quarzo) • Limitatore di disturbo e squelch • Completo di carica batterie • 17 transistori, 6 diodi • Gamma di emissione: 27 MHz • Potenza d'ingresso 2 W • Uscita audio: 3 mW. • Alimentazione: 12 V.



Ricetrasmittitore per auto e natanti «Sommerkamp» Mod. CB75

23 canali controllati a quarzo • Controllo di volume e squelch • Gamma di emissione: 27 MHz • 30 transistori • Potenza d'ingresso: 4 W • Uscita audio 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.



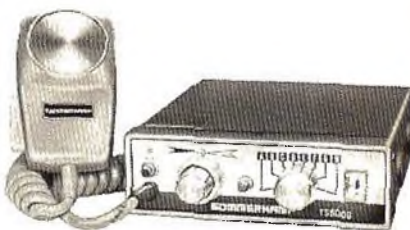
Ricetrasmittitore per auto «Sommerkamp» - Mod. TR-16M

6 canali (1 controllato a quarzo) • Trasmettitore a triplo stadio controllato • Controllo volume e squelch • Indicatore livello batteria ed intensità di campo • Gamma di emissione: 27 MHz • Completo di microfono parla-ascolto • 14 transistori, 16 diodi • Potenza ingresso: 5 W • Uscita audio: 400 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.

Ricetrasmittitore per stazioni fisse e mobili

«Sommerkamp» Mod. TS600G

6 canali • Completo di microfono • Gamma di emissione: 27 MHz • 16 transistori + 13 diodi • Alimentazione: 12 Vc.c.



Ricetrasmittitore per auto «Sommerkamp» - Mod. TS-5025S

23 canali controllati a quarzo • Controllo volume e squelch • 30 transistori • Gamma di emissione: 27 MHz • Potenza ingresso: 5 W • Uscita audio: 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.



Ricetrasmittitore per auto «Sommerkamp» - Mod. IC-20X

12 canali (3 controllati a quarzo) • Limitatore di disturbo e squelch • Completo di microfono parla-ascolto • 30 transistori, 1 FET, 33 diodi, 1 circuito integrato • Gamma di emissione: VHF/FM • Potenza ingresso: 20 W • Uscita audio: 500 mW • Alimentazione: 12 Vc.c.



...nel confronto s'impone...



CARATTERISTICHE TECNICHE

MICROFONO MD 2000

CURVA POLARE	CARDIOIDE
RISPOSTA IN FREQ.	40 ÷ 1500 Hz
IMPEDENZA A 1000 Hz	200 Ω
SENS. A 1000 Hz	0,2 mV/microbar
DIMENSIONI	Ø 42x165 mm
PESO	130 g
PREZZO	L. 13.000



MD 2000

microfoni professionali

RCF

CARATTERISTICHE TECNICHE

MICROFONO MD 2002

CURVA POLARE	CARDIOIDE
RISPOSTA IN FREQ.	50 ÷ 15000 Hz
IMPEDENZA A 1000 Hz	200 Ω
SENS. a 1000 Hz	0,2 mV/microbar
DIMENSIONI	Ø 42x79 mm
PESO	100 g
PREZZO	L. 7.500



MD 2002

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141 - 2 linee
20149 MILANO Via Alberto Mario 28 Tel. (02) 468.909 - 463.281



PIEZO

RADIO MICROFONI



Trasmettitore microfonico PIEZO

WX-127

Microfono dinamico

3 transistor

Sistema di modulazione: FM

Frequenza di emissione:

$88 \div 106 \text{ MHz} \pm 75 \text{ kHz}$

Intensità di campo: $50 \mu\text{V/m}$

Alimentazione: 2,6 Vc.c.

mediante 2 pile da 1,3 V

Corrente assorbita: 4 mA

Dimensioni: $120 \times 20 \times 25$

ZZ/1762-00



Trasmettitore microfonico PIEZO

WX-205

Microfono dinamico

3 transistor

Sistema di modulazione: FM

Frequenza di emissione:

$76 \div 90 \text{ MHz} \pm 75 \text{ kHz}$

Intensità di campo: $15 \mu\text{V/m}$

Alimentazione: 9 Vc.c.

Corrente assorbita: 3,5 mA

Dimensioni: $135 \times 22 \times 35$

ZZ/1763-00



Trasmettitore microfonico PIEZO

WA-186

Microfono dinamico

4 transistor

Sistema di modulazione: OM

Frequenza di emissione:

$1.400 \div 1.600 \text{ kHz}$

Intensità di campo: $15 \mu\text{V/m}$

Alimentazione: 9 Vc.c.

Corrente assorbita: 10 mA

Dimensioni: $100 \times 25 \times 60$

ZZ/1768-00



Trasmettitore microfonico PIEZO

WK-197

Microfono a condensatore

3 transistor

Sistema di modulazione: FM

Frequenza di emissione:

$88 \div 106 \text{ MHz} \pm 40 \text{ kHz}$

Intensità di campo: $50 \mu\text{V/m}$

Alimentazione: 9 Vc.c.

Corrente assorbita: 5 mA

Dimensioni: $134 \times 24 \times 33$

ZZ/1764-00



Trasmettitore microfonico PIEZO

WX-172

Microfono dinamico

3 transistor

Sistema di modulazione: FM

Frequenza di emissione:

$88 \div 106 \text{ MHz} \pm 75 \text{ kHz}$

Intensità di campo: $50 \mu\text{V/m}$

Alimentazione: 9 Vc.c.

Corrente assorbita: 5 mA

Dimensioni: $175 \times 28 \times 41$

ZZ/1766-00

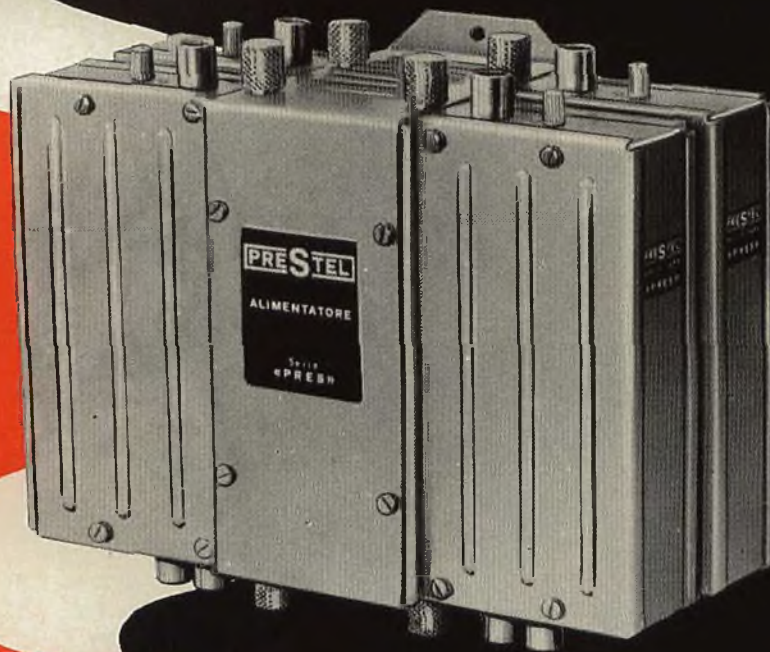
REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA
DELL'ORGANIZZAZIONE **GBC** IN ITALIA

PRESTEL

CENTRALINO

PER IMPIANTI CENTRALIZZATI

SERIE "PRES,"
A MODULI AUTOMISCELANTI



IN VENDITA PRESSO
TUTTE LE SEDI
DELL'ORGANIZZAZIONE
G.B.C.

ALIMENTATORE PORTA MODULI

(Fino a 4 moduli automiscelanti)
Alimentazione rete: 220 V 10 W

MODULO AMPLIFICATORE

Guadagno: 40 dB
Uscite: 2 da 0,4 V max
Massimo segnale d'ingresso: 4 mV
Regolazione di amplificazione: 20 dB

MODULO PREAMPLIFICATORE

Guadagno: 14 dB
(da montare in aggiunta al modulo amplificatore quando i segnali in arrivo sono insufficienti)

PRESTEL

PRESTEL s.r.l. - 20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

NOVO Test

BREVETTATO

ECCEZIONALE!!!

CON CERTIFICATO DI GARANZIA

**puntate
sicuri**

Mod. TS 140 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate: 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate: 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
REATTANZA	1 portata: da 0 a 10 M Ω
FREQUENZA	1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate: da -10 dB a +70 dB
CAPACITÀ	4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) - da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

Mod. TS 160 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.

10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE

VOLT C.C.	8 portate: 150 mV - 1 V - 1,5 V - 5 V - 30 V - 50 V - 250 V - 1000 V
VOLT C.A.	6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
AMP. C.C.	7 portate: 25 μ A - 50 μ A - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate: 250 μ A - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate: $\Omega \times 0,1$ - $\Omega \times 1$ - $\Omega \times 10$ - $\Omega \times 100$ - $\Omega \times 1 K$ - $\Omega \times 10 K$
REATTANZA	1 portata: da 0 a 10 M Ω
FREQUENZA	1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	6 portate: 1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V
DECIBEL	5 portate: da -10 dB a +70 dB
CAPACITÀ	4 portate: da 0 a 0,5 μ F (aliment. rete) - da 0 a 50 μ F - da 0 a 500 μ F - da 0 a 5000 μ F (aliment. batteria)

MISURE DI INGOMBRO

mm. 150 x 110 x 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600



**scale
a 5 colori**

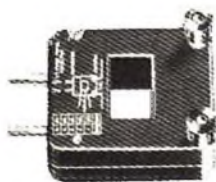


Cassinelli & C.

20151 Milano ■ Via Gradisca, 4 ■ Telefoni 30.5241 / 30.5247 / 30.80.783

una grande scala in un piccolo tester

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



**RIDUTTORE PER
CORRENTE
ALTERNATA**

Mod. TA 6/N
portata 25 A -
50 A - 100 A -
200 A



DERIVATORE PER Mod. SH/150 portata 150 A
CORRENTE CONTINUA Mod. SH/30 portata 30 A



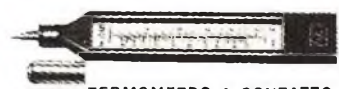
PUNTALE ALTA TENSIONE

Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.



CELLULA FOTOELETTRICA

Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 LUX



TERMOMETRO A CONTATTO

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

DEPOSITI IN ITALIA:

BARI - Biagio Grimaldi
Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio
Via Zanardi, 2/10
CATANIA - RIEM
Via Cadamosto, 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti
Via Frà Bartolomeo, 38

GENOVA - P.I. Conte Luigi
Via P. Salvago, 18
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè
C.so D. degli Abruzzi, 58 bis
ANCONA - Carlo Giongo
Via Milano, 13

PADOVA - Righetti P.I. Pierluigi
Via G. Lazara, 8
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe
Via Tiburtina, trav. 304
ROMA - Tardini di E. Cereda e C.
Via Amatrice, 15

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI
DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV
MOD. TS 140 L. 12.300 franco nostro
MOD. TS 160 L. 14.300 stabilimento

Tema: elettronica per radio TV

coerenti nella qualità



■ per radioricevitori ■ per amplificatori di BF ed HI-FI ■ per TV in bianco e nero ed a colori ■ fornite anche ai rivenditori con le stesse caratteristiche qualitative richieste per la produzione industriale
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

valvole della Siemens



nuova cassetta "Scotch. High Energy" nata con il genio della musica

Possedere l' "Alta Energia" vuol dire, per una cassetta, essere diversa da tutte quelle conosciute fino ad oggi. Vuol dire realizzare finalmente il sogno degli appassionati musicofili: fedeltà assoluta nella comodità delle cassette. Significa riprodurre con una purezza stupefacente suoni di chitarra o di violino, di piano-



forte o di tromba, restituire un certo timbro di voce in ogni sfumatura. Ma il difficile è stato farla migliore dell'altra nuova nata, la B.T. a bassissimo rumore di fondo, che di talento musicale ne ha da vendere. Insomma, è un doppio lieto evento da fare impazzire d'entusiasmo anche Beethoven.

potete usarle con qualsiasi registratore

Divisione
Prodotti
Magnetici **3M**