

radio kit

10

L. 1.000

ANNO II
Sped. in Abb. Post. - Bologna
gr. III - 70
Esce il
1 di ogni mese

novembre 78

elettronica

* MENSILE DI TECNICA E COSTRUZIONI *
* radiantismo • strumentazione • hobby *



i minikit

AMPLIFICATORE
MIXER
DEMODULATORE

accessori

FILTRO A LINEE
PER 88 ÷ 108

il laboratorio

CAPACIMETRO
ANALOGICO

l'hobby

GLI AMPLIFICATORI
AD ALTA FEDELTA'

collaudi

Ricetrasmittitore
ICOM IC 701

...e inoltre: LE ANTENNE GROUND PLANE

TS 700/S

la qualità Kenwood nei 2 metri



TRIO KENWOOD

Questo ricetrasmittitore per i 2 metri digitale funziona in tutti i modi (AM, LSB, USB, CW, FM) con una potenza in trasmissione di 10 W in LSB, USB, CW e FM, quest'ultima abbassabile 1 W, in AM 3 W. L'alimentazione è sia a 12 V.d.c. che a 220 V.ac. La sensibilità del ricevitore è di 0,25 uV per 10 dB S/N, e la selettività in SSB/CW è di 2,4 kHz a -6 dB ed in FM 12 kHz a -6 dB. Copre la banda da 144 a 146 MHz in due semigamme da 1 MHz ciascuna. Altoparlante incorporato, FM-center, Noise Blanking, R.I.T., e microfono in dotazione.

Inoltre Vi ricordiamo gli altri ricetrasmittitori Kenwood per i 2 metri:

- | | |
|-------------------|--|
| TS 700 G | "ALL MODE" 10 W a VFO da 144 a 146 MHz |
| TR 2200 GX | portatile 12 canali (di cui 10 quarzati con i ponti +2 isofrequenze)
potenza 500 W e 2 W completo di accessori, microfono, borsa in simil-pelle, antennino telescopico, carica batterie e batterie Ni.
Cad. ricaricabili |
| TR 7400 | 800 canali digitali sintetizzati, potenza 25 W |
| TR 7500 | 40 canali digitali potenza 10 ed 1 W |

Accessori per i suddetti apparati a richiesta.

Catalogo Kenwood e listino prezzi allegando L. 1.000 in francobolli.



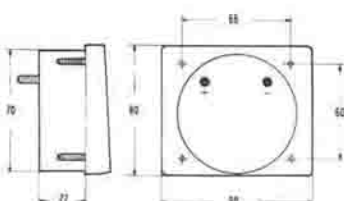
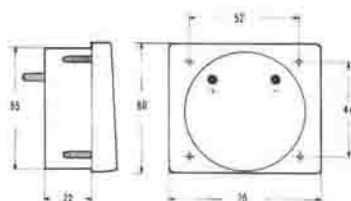
NOVA elettronica

20071 Casalpusterlengo (Mi) - tel. (0377) 84520 - 830358

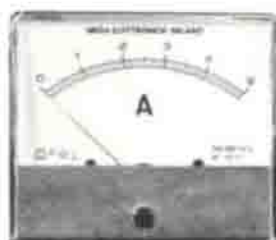
Via Marsala 7/a - Casella Postale 040

STRUMENTI DA PANNELLO

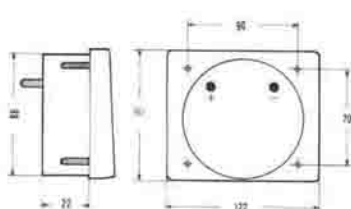
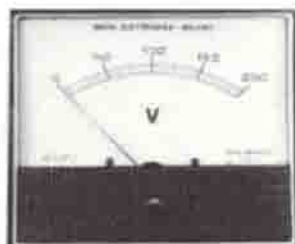
BM 55/TL EM 55/TL



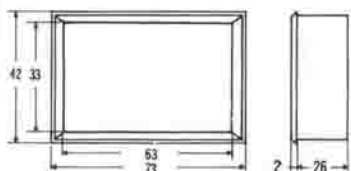
BM 70/TL EM 70/TL



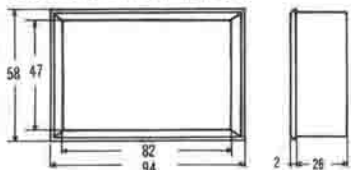
BM 90/TL



BM 55/RQ EM 55/RQ



BM 70/RQ EM 70/RQ



MODELLI A BOBINA MOBILE PER MISURE C.C.

BM 55/TL	BM 70/TL	BM 90/TL
----------	----------	----------

BM 55/RQ	BM 70/RQ
----------	----------

microamperometri

10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 μ A

milliamperometri

1 - 5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 mA

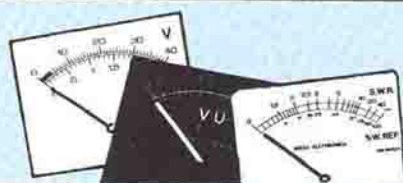
amperometri

1 - 2,5 - 3 - 5 - 10 - 15 - 25 - 50 A

voltmetri

60 mV - 1 - 5 - 10 V

15 - 30 - 50 - 100 - 150 - 300 - 500 V



MODELLI ELETTROMAGNETICI PER C.A.

EM 55/TL	EM 70/TL
----------	----------

EM 55/RQ	EM 70/RQ
----------	----------

amperometri

1 - 2,5 - 3 - 5 - 10 - 15 - 25 - 50 A

voltmetri

15 - 30 - 50 - 100 - 150 - 300 - 500 V

Altre portate disponibili

BM 55/TL	BM 55/RQ
----------	----------

100 μ A-scala VU-100 μ A-scala W/SWR
50-0-50 μ A - 100-0-100 μ A - 1-0-1 mA

doppie portate: 15 V/3 A - 15 V/5 A -
25 V/3 A - 25 V/5 A - 30 V/5 A -
30 V/10 A.

Altra produzione

- analizzatori portatili
- analizzatori da laboratorio
- voltmetri elettronici

IN VENDITA ESCLUSIVAMENTE PRESSO I NEGOZI DI COMPONENTI ELETTRONICI ED ACCESSORI RADIO-TV

20128 milano - via a. meucci n. 67 - telefono 2566650

MAS. CAR.

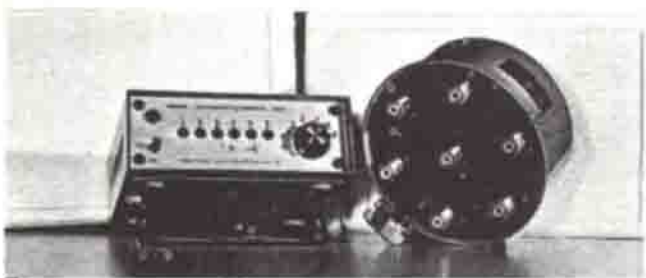


Qualsiasi riparazione Apparato AM

Qualsiasi riparazione Apparato Ricetrans. Decametriche

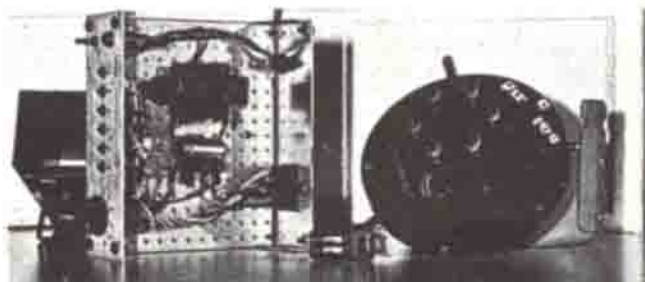


Qualsiasi riparazione Apparato /LSB/USB



4 Vie L. 120.000
6 Vie L. 140.000

**Commutatore
multiplo
d'antenna**



Potenza massima applicabile:
— 2000 Watts PEP per frequenze
HF-UHF o - 600 MHz.

PAOLETTI FERRERO S.D.F.

ELETRONICA - SURPLUS - MATERIALI PER RADIOAMATORI

50123 FIRENZE - VIA IL PRATO 40/R-421R - TEL. (055) 294.974-296.169 - C.C.P. 519755 - TELEX 590427 PAOLETTI

ESCLUSIVISTI PER L'ITALIA CUFFIE STEREOFONICHE MAEDEN SOUND



CUFFIA MD 80 B

Impedance 80 ohm
Frequency Response 20-20,000 Hz
Maximum Power (RMS) 0.5 W
DYNAMIC MONOSTEREO

Model MD 80 A

Impedance 80 ohm
Frequency Response 20-20,000 Hz
Maximum Power (RMS) 0.5 W

Model MD 80 A

Impedance 80 ohm
Frequency Response 20-20,000 Hz
Maximum Power (RMS) 0.5 W



MD 200 VR

With Plastic Case SP
Impedance 80-100 ohm
Frequency Range 20-20,000 Hz
Maximum Output 0.5 W
Connector 3.5 mm stereo
Cord with 1 connector plug



MD 150 BV

Impedance 8 ohm
Frequency Range 20-20,000 Hz
Max. output 0.5 W
Sensitivity 85 dB
Transducer moving coil type
Connector cord 3 m coil cord
Weight 250 g



MD 200 VTR

With Plastic Case SP
Impedance 8 ohm
Frequency Range 20-20,000 Hz
Maximum Output 0.5 W
Connector Cord 3 m cord with 1 connector plug



MD 150 B

Impedance 100 ohm (plastic case SP)
Frequency Range 20-20,000 Hz
Max. Output 0.5 W
Sensitivity 85 dB
Transducer moving coil type
Connector cord 3 m coil cord
Weight 230 g



MD 200 VR

With Plastic Case SP
Impedance 8 ohm
Frequency Range 20-20,000 Hz
Maximum Output 0.5 W
Connector Cord 3 m cord with 1 connector plug



SI CERCANO DISTRIBUTORI PER ZONE LIBERE

**DISTRIBUTORI
AUTORIZZATI**

Palermo: ELSITEL - Viale Michelangelo 92 - PALERMO - Tel. 091/521803
Genova: ELETTRONICA LIGURE - Via Odero 30R - GENOVA - Tel. 010/581254
Trieste: RADIOTUTTO - Galleria Fenice 10 - TRIESTE - Tel. 040/732897

nasce SuperEnergia

una "nuova energia" Superpila.



l'energia sicura che viene dal pensiero tecnologico

SuperEnergia, una novità importante nel settore delle pile elettriche. SuperEnergia è lunghissima durata, che arriva dove altre pile non erano mai arrivate. Le sue caratteristiche di resa e di affidabilità fanno di SuperEnergia la pila ideale anche per i più sofisticati e complessi apparecchi elettronici.

SuperEnergia nasce dalla ricerca, dalla tecnologia avanzata, e da una lunga sperimentazione nelle condizioni di utilizzo più dure e difficili per una pila. È la migliore delle garanzie che Superpila offre per le sue « nuove energie ».

SUPERPILA



la potente che dura nel tempo

MENSILE DI TECNICA E COSTRUZIONI

direttore responsabile
NERIO NERI I4NE

direzione e redazione
VIA NICOLÒ DALL'ARCA 58/B
40129 BOLOGNA - TEL. 359303

grafica
MANFREDI VINASSA DE REGNY
NERIO NERI

disegnatori
PARESCHI e LORIA

a questo numero hanno collaborato:
MAURIZIO PAGANELLI
ANACLETO REALINI I2RCD
PIETRO CREMONINI

Autorizzazione del Tribunale di Ravenna n° 649

Distribuzione per l'Italia: MESSAGGERIE PERIODICI S.p.A. - aderente A.D.N. - Via Giulio Carcano, 32 - Milano - telefono 84.38.141/2/3/4

Distribuzione all'estero: A.I.E. AGENZIA ITALIANA DI ESPORTAZIONE S.p.A. - Corso Italia 13 - 20122 Milano (Italy) - tel. 80.94.26 - telex 35011 AID press.

rk è distribuita nei seguenti paesi:
Argentina, Australia, Austria, Belgio, Brasile, Canada, Cile, Cipro, Colombia, Egitto, Finlandia, Francia, Gran Bretagna, Grecia, Israele, Libano, Malta, Messico, Nuova Zelanda, Portogallo, Rep. Federale Tedesca, Siria, Spagna, Stati Uniti, Sud Africa, Svezia, Tunisia, Turchia, Uruguay, Venezuela, Yugoslavia.

Una copia L. 1.000 - Arretrati L. 1.500 - Abbonamenti Italia L. 10.000 - Estero L. 15.000.
Fotografie e disegni anche se non pubblicati non verranno restituiti. La collaborazione è aperta a tutti i lettori.

STAMPA:
Grafiche Consolini & Figli - Bologna

AMMINISTRAZIONE

ABBONAMENTI

PUBBLICITÀ

C&C

edizioni
radioelettroniche

Via Naviglio 37/2 - 48018 Faenza -
Tel. 0546/22112

6 parliamone

La voce dei lettori

7 i miniKit

AMR:
amplificatore / mixer /
rivelatore

12 ACCESSORI:

Filtro a linee
portato a 88 + 108 MHz

13 la stazione

APPARATI
Antenne ground-plane

18 il laboratorio

Capacimetro KC30

23 l'hobby

Gli amplificatori
ad alta fedeltà

31 nuovi prodotti

Oscilloscopio di prezzo
alla portata di tutti

Sistema di protezione
antifurto

Nuovi registratori
galvanometrici ottici

Decodificatori di toni

35 biblioteca

37 corso microprocessori

I numeri e la logica

53 analisi e collaudi

Ricetrasmittitore
ICOM IC-701

IN COPERTINA:
(a proposito di ground plane):
l'antenna verticale usata dalla
spedizione in Groenlandia nel
1976 da I4CDH (autore della foto)

Indice degli Inserzionisti

ADES	62	MAGNUM	82
ARX Elett.	10	MARCUCCI	68-69-70-71
BASE Elett.	79	MAS-CAR	2
B & S Elett. PROF.	78	MEGA ELETTRONICA	1
BREMI	65	MENNIX ITALIANA	63
CEIT	86	MFE	64
COREL	75	MORETTI	72
CTE	59-88	MOSTRA GENOVA	72
DE CAROLIS	66	MOSTRA VICENZA	81
DOLEATTO	70	NENCIONI	68
ELCOM	26	NOVA	Il cop - IV cop. 74-87
Elett. PROFESSIONALE	17	PAOLETTI	3
ERE	84	RADIOPRODOTTI	74
FEI ELETTRONICA	81	SAVING Elett.	83
FERRACCIOLI	67-72	SUPERPILA	4
FIRENZE 2	9	TODARO E KOWALSKY	76
HAM CENTER	64	VECCHIETTI	73
HENTRON	30	VI-EL	76-80
INTERTEKNO	21	ZACCARONI	58
IST. TEC. G. MARCONI	36	ZETA-GI	85
LANZONI	37	ZODIAC	60
LORA	62	ZODIAC	85

La voce dei lettori

Già più di una volta abbiamo preannunciato che avremmo dedicato questa pagina a pubblicare gli scritti (tutti o in parte) dei lettori, ed eventualmente a discuterne le proposte.

Finalmente, nell'attesa di ricevere risposte e commenti a quanto scritto sullo scorso numero da chi di competenza, mettiamo in pratica per la prima volta la promessa.

Abbiamo spulciato nel "mare magnum" della corrispondenza (la cosa, sinceramente, ci è anche servita per rinfrescarci le idee sulle segnalazioni ricevute), e abbiamo scelto solo alcune lettere, per evidenti motivi di ingombro; ma... c'è ancora tempo per tornarci sopra!

I lettori ci perdoneranno un briciolo di vanità, ma iniziamo col pubblicare una delle prime e più simpatiche lettere giunteci; assicuriamo comunque chi ci legge che in una prossima occasione ne pubblicheremo anche una brutta e antipatica, tanto per fare il paio.

Pubblichiamo questa lettera più che altro perché ci sembra costituire una specie di impegno e di programma dal quale noi stessi non possiamo derogare, e rispetto al quale i lettori stessi potranno effettuare verifiche e, se del caso, proteste.

Dopo questa lettera completa, esaminiamo e discutiamo ora alcuni stralci interessanti.

Minturno, 6 aprile 1978

Carissimo Nerio,

senza frapporte indugi: complimenti per la tua "creatura". Parlo, naturalmente di "rke". Ho letto con attenzione il n. 3, trovandola come me la immaginavo: una rivista per chi ama l'elettronica e non ama i ghirigori, i vaniloqui o la scacchiera. Una rivista seria che dà la possibilità di studiare i vari problemi tra teoria e pratica abbinate. E questo è un bene. Si sentiva, in tutta, sincera, verità, il bisogno di una rivista di elettronica, tra le tante che insegnasse l'elettronica e null'altro.

Finalmente possiamo leggere una rivista che si occupa - con serietà - dei vari settori di quella scienza "magica" che tante notti insonni ci ha fatto passare inseguendo formule o circuiti che non riuscivano a partire.

Caro Nerio, l'inizio è buono, le premesse ci sono tutte affinché la tua

"creatura" (al sud d'Italia "creatura" sta per figlio) possa crescere forte e vigorosa e raccogliere i consensi di quanti fanno, dell'elettronica in generale e del radiantismo in particolare (come chi ti scrive, e come tu che leggi), forma di hobby o di lavoro sia pure a vari livelli di difficoltà ed importanza. Penso che senz'altro avrai intenzione di pubblicare, sia pure in "succinta sintesi", le opinioni di quanti, come me, hanno aderito "toto corde" alla tua iniziativa, e di quanti ti hanno criticato, nel bene e nel male, in modo da dare a chi legge il "termometro" del gradimento sugli argomenti che di volta in volta, sia pure in "caselle" stabilite andrai a presentare.

La voce dei lettori, non è come qualcuno potrebbe obiettare una sorta di vetrina delle vanità che l'Editore o il Direttore di una Rivista cita con una punta di malcelata soddisfazione (quando le lettere sono buone, o nel peggiore dei casi, pubblicando solo le lodi e cestinando le critiche e le rampogne). La voce dei lettori, ad un direttore attento, intelligente, aperto al dialogo scevro da ogni pregiudizio, serve per migliorare il prodotto che va ogni mese a consegnare ad un pubblico variegato, dalle esigenze e dai desideri multiformi. Quindi, come ben hai fatto ad invitare a scriverti per esprimere critiche e giudizi, il lettore va tenuto in gran conto.

Sul piano dei contenuti tecnici: ottima l'impostazione. Nuova, completamente nuova e discorsiva la tecnica di far teoria senza assumere quel tono cattedratico e saccente che irrita, proprio di certe riviste che tutti conosciamo, o di contro come certe riviste "terra-terra" che ti trattano i lettori come dei perfetti imbecilli ai quali sebra sempre un'impresa insegnare come si ottiene l'interruzione di una linea di alimentazione per accendere una semplice lampadina a 6 volt!!!

Sul piano delle "critiche", ecco il mio giudizio. So che la pubblicità è la vita delle riviste: comunque cerca di fare in modo che questa non tolga spazio al resto, ne soffrirebbe la formula indovinata della tua rivista.

Manca, ma forse è in programma (non è vero?), un settore che parli di antenne (HF, VHF, UHF, SHF) di linee di trasmissione, di come adattare perfettamente i cavi alle antenne (parecchi OM ti sarebbero grati se questi problemi venissero affrontati). Per ora mi fermo qui. Ripeto: la formula di impostazione di "rke" è buona. Perfezionala, sviluppalà, e il successo sarà assicurato.

Luigi Capuano - Minturno

Scrivo Angelo Titi di Brindisi: "ho trovato interessante il programma, specialmente quello di voler pubblicare (era solo un desiderio espresso: N.d.R.) le prove sui più interessanti apparati, man mano che vengono immessi sul mercato".

Come si può immaginare, l'argomento, oltre ad essere estremamente impegnativo su un piano tecnico/economico, è anche estremamente delicato, e si rischia sempre di far la fine del coccio di argilla fra fasi di ferro; nonostante questo, abbiamo instaurato una forma di collaborazione con un attrezzato e qualificato laboratorio che già ci permette (anche se, a volte, non in esclusiva) di pubblicare "analisi e collaudi" di apparecchiature nuove e interessanti.

Inoltre, stiamo preparando uno "schedario" sintetico di tutte le apparecchiature, e pensando ad una specie di listino prezzi usato (tipo Quattroruote).

Gianluigi Piacentini (Piacenza) scrive: "si potrebbe istituire una banca dei data sheet, accessibile da parte dei lettori tramite un servizio di fotocopie con spedizione a pagamento?".

Un primo tentativo lo abbiamo già avviato, permettendo la richiesta di dati completi su alcuni nuovi prodotti da noi annunciati e pubblicati; e poiché richieste analoghe ci sono state avanzate da altri, stiamo esaminando se e come effettuare l'amplificazione del servizio (che ci sommergerebbe, con ogni probabilità, sotto un mare di carta che arriva e che parte!).

Ci scrive Franco Valli da Monfalcone: "Vorrei l'indicazione di un testo, o meglio dizionario, dove siano riportati tutti i termini ed abbreviazioni usate in radioelettronica".

Possiamo anticipare che, non trovandosi nulla di decoroso sul mercato italiano (salvo qualcosa di ponderoso e inavvicinabile) stiamo preparando qualcosa noi di radioKitelettronica/C&C; e questo "qualcosa" sarà pronto il mese prossimo, con opportuno annuncio dalle pagine della rivista.

Arnaldo Marsiletti (Borgoforte) ci propone "di pubblicare recensioni e bibliografia libraria sia per quanto riguarda libri di testo sia per edizioni divulgative italiane ed estere".

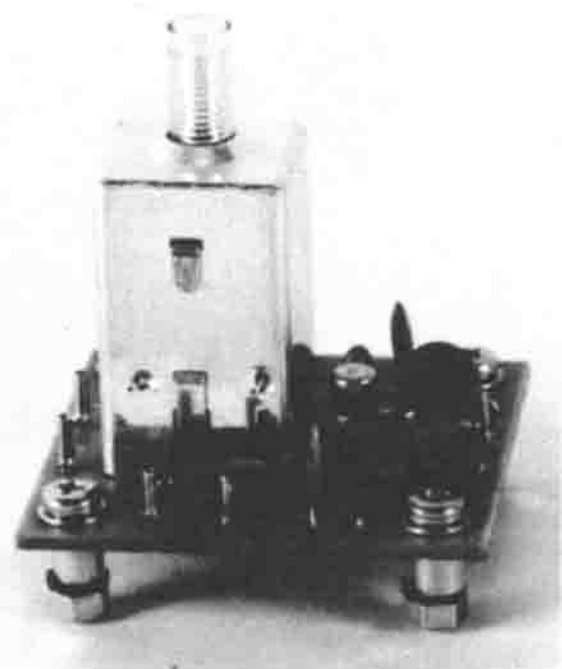
Abbiamo iniziato, sul numero 8, una bibliografia tematica che, ad argomenti successivi, verrà via via ripresa, appunto con lo scopo di costituire una "biblioteca base" in singoli settori; oltretutto stiamo sollecitando alcuni editori a farci visionare i (non molti, del resto) testi veramente validi esistenti sul mercato, per poterli a nostra volta recensire e consigliare.

Per ora è tutto; a presto, con un altro lotto di segnalazioni.

Nerio Neri

kit • i minikit • i minikit • i mini

...cosa
sono
sti
MINIKIT?



Era un'idea che da parecchio ronzava in testa, e quando si è finalmente deciso di metterla in pratica, la reazione quasi entusiastica dei collaboratori, e di quegli amici che ne sono venuti a conoscenza, ci fa ben sperare sull'interesse che questa iniziativa potrà incontrare fra i lettori.

Si tratta, in pratica, di una serie di tanti piccoli circuiti modulari, tutti con le stesse dimensioni e identica di una foratura, che possono essere raccolti e collegati fra di loro a costituire delle apparecchiature complete, o che possono, presi singolarmente, essere inseriti o accoppiati in altre apparecchiature preesistenti. Inoltre, non appena possibile, metteremo a disposizione anche uno chassis a foratura modulare, accessorizzato in modo da rendere comoda la sistemazione contemporanea di diversi moduli miniKit.

La prima serie di miniKit che stiamo preparando è qui sotto elencata:

- ★ amplificatore RF a MOSFET
- ★ versione mixer/rivelatore dello stesso
- ★ oscillatore a XTAL accordato
- ★ oscillatore a XTAL a banda larga
- ★ oscillatore BF a modulo RC intercambiabile
- ★ amplificatore larga banda 1 + 50 MHz (di segnale)
- ★ amplificatore larga banda 3 + 30 MHz (piccola potenza)
- ★ filtro attivo per CW
- ★ amplificatore BF 1 W
- ★ raddrizzatore/stabilizzatore 12 V/200 mA
- ★ rivelatore FM
- ★ preamplificatore microfonico
- ★ amplificatore di misura in c.c.

Tanto per cominciare, pensiamo che basti; ma saremo grati ai lettori se ci suggeriranno altri circuiti che potrebbe essere utile realizzare.

L'impostazione è questa: un miniKit al mese, con ampia descrizione teorica/pratica.

In tal modo intendiamo sfruttare l'occasione per dare, del singolo circuito, tutte le spiegazioni di funzionamento, progettazione e realizzazione.

COS'È UN FET?

Un F.E.T. (Field Effect Transistor = transistor ad effetto di campo) è un dispositivo nel quale il flusso di corrente è controllato da un campo elettrico (da cui il nome).

In pratica questo controllo, e quindi variazione, di corrente avviene facendo variare la resistenza di un canale semiconduttore inserito fra due elettrodi fra i quali scorre corrente; e ciò, facendo variare la tensione di una zona di controllo.

In fig. 1A è rappresentata, nella sua forma più semplice, la struttura di un FET a giunzione, così chiamato in quanto realizzato mediante giunzioni PN; essa consiste di una barra di silicio drogata di tipo N, sulla quale sono ricavate per diffusione due regioni di tipo P.

La barra, o meglio il canale centrale, presenta una ben precisa resistenza, definita dal tipo di materiale e dalla percentuale di impurità di drogaggio; il suo valore è normalmente compreso fra alcune centinaia e diverse migliaia di ohm.

Gli elettrodi posti agli estremi della barra sono indicati rispettivamente come SOURCE e DRAIN; per convenzione, è chiamato source il terminale nel quale viene iniettata, o dal quale si origina, la corrente che poi circola nel canale.

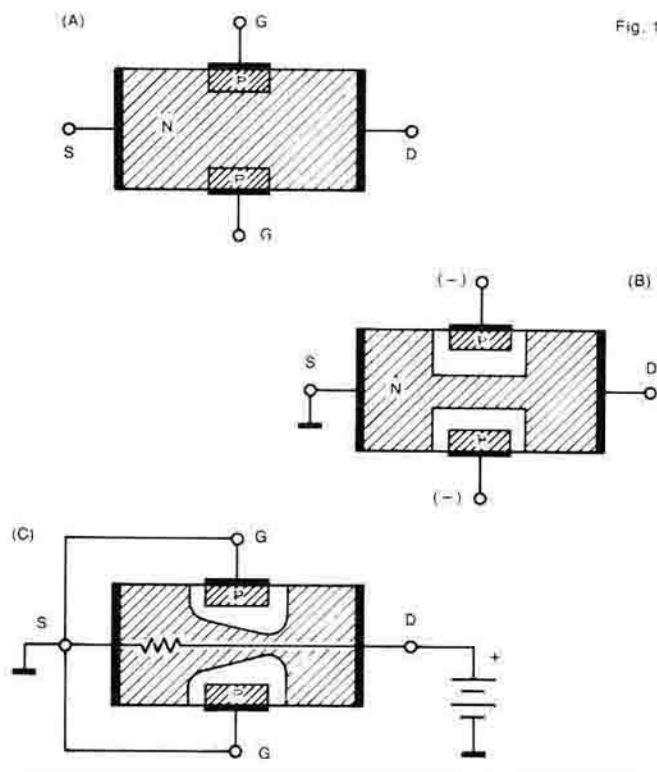


Fig. 1

Le due regioni di tipo P vengono usate come elemento per controllare la corrente fra source e drain, e sono chiamate GATE.

Come avviene per ogni giunzione, l'applicazione di una tensione (inversa) fra gate e source provoca una zona di svuotamento di cariche (depletion area), cioè un'area vuota di portatori di corrente, attorno a ciascuna delle zone P (fig. 1B).

Aumentando la tensione, le aree di svuotamento si allargano attorno a P, facendo sensibilmente aumentare la resistenza di canale fra D e S; ciò fino a che le due aree si toccano, col che la resistenza di canale raggiunge valore quasi infinito.

Se applichiamo una tensione fra S e D (fig. 1D) (mantenendo a zero, per riferimento, la tensione di G), il flusso di corrente che si verifica lungo il canale provoca una polarizzazione inversa lungo la superficie del gate, parallelamente al canale, per evidenti motivi di caduta. Aumentando la tensione S-D, le zone di svuotamento si allargano nuovamente nel canale, fino ad incontrarsi; dopo di che, ogni ulteriore aumento di tensione, produce ulteriore aumento di resistenza, e viene così bloccato qualsiasi altro aumento di corrente.

La tensione drain-source (V_{DS}) in corrispondenza della quale la corrente di drain raggiunge un valore limite, dopo il quale ulteriori aumenti di tensione non provocano apprezzabili aumenti di corrente, è chiamata tensione di "pinch-off".

Importante conseguenza è che, una volta raggiunta per V_{DS} la tensione di pinch-off, la corrente di drain (I_D) dipende solamente dalla tensione di gate (caratteristica ottimale per un dispositivo amplificatore), come in fig. 2.

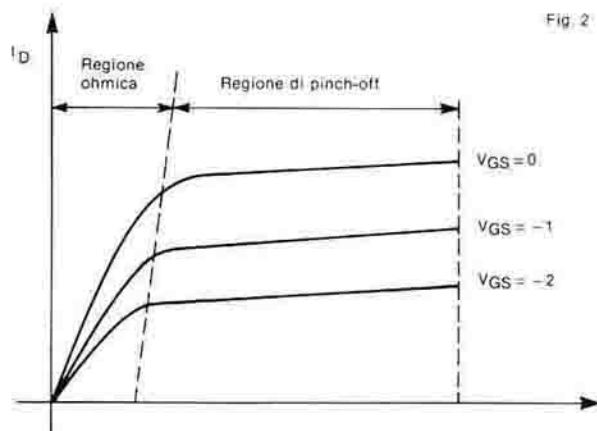


Fig. 2

La barra di supporto (o di canale) nel nostro caso si è indicata di tipo N, in quanto è la soluzione di gran lunga più comunemente adottata nella costruzione di questi dispositivi; in tal caso, cioè con un FET a canale N, è richiesta una tensione di alimentazione positiva al drain, con una polarizzazione leggermente negativa al gate (naturalmente, il tutto con riferimento al source); in fig. 3 è riportato il simbolo di tale FET, con schematica indicazione delle polarità.

Fig. 3

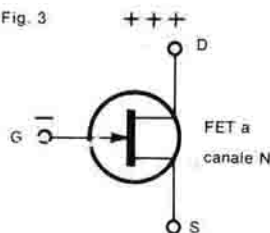


Fig. 4

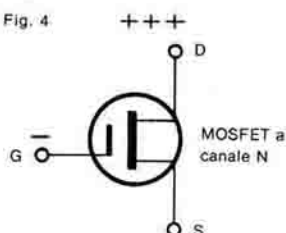
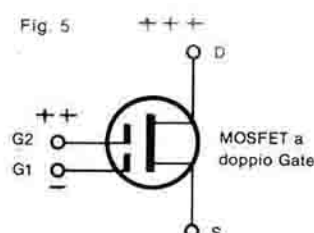


Fig. 5



In caso differisce il MOSFET?

Il MOSFET (Metal Oxide Silicon FET = FET a ossido di silicio e metallo) presenta le sue caratteristiche più rilevanti nella costruzione del gate, che è un film metallico depositato su uno strato di ossido di silicio, il quale lo isola completamente da drain e source.

Quindi, nonostante che FET e MOSFET operino sullo stesso principio di una corrente di canale controllata da un campo elettrico, il meccanismo di controllo risulta diverso.

Infatti, l'ingresso del FET a giunzione si comporta come un diodo polarizzato inverso, mentre l'ingresso di un MOSFET equivale ad una piccola capacità.

Quindi, qualunque sia il segno della tensione di polarizzazione, entro il gate di un MOSFET non passa alcuna corrente.

In ogni caso, a parità di tipo di semiconduttore, anche

la tensione di polarizzazione di un MOSFET segue gli stessi principi già visti per il FET (vedi fig. 4).

La tecnologia costruttiva del MOSFET si presta a realizzare anche una struttura tipo tetrodo, vale a dire che rende possibile la creazione sulla stessa barra di supporto, di un secondo dispositivo di controllo, cioè un secondo gate.

Questo secondo gate però, strutturalmente diverso dal primo, richiede una tensione di polarizzazione dello stesso segno del drain, cioè (nell'esempio di canale N, che rimane valido per il suo forte impiego) positiva, e anche di valore nettamente superiore alla negativa del primo gate (fig. 5).

Comunque, il gate 1 risulta più adatto del 2 come elettrodo di ingresso segnali; il G2, a parte la suaccennata polarizzazione, va by-passato a massa con opportuna capacità; in questo modo di operare, il dispositivo è equivalente al ben noto amplificatore cascode, con le relative caratteristiche di stabilità.

In ogni caso, la separazione fisica fra gate 1 e drain, costituita dal gate 2, permette di ottenere un grado estremamente elevato di separazione fra ingresso e uscita.

Riepiloghiamo le caratteristiche

Nella tabella qui riportata tentiamo di sintetizzare le differenze di comportamento dei tre dispositivi amplificatori quali sono i tubi a vuoto (insomma, le "vecchie" valvole), i transistori classici bipolari ed i FET/MOSFET; da questi dati discendono i pregi ed i difetti a seconda delle singole applicazioni.

Caratteristiche	Tubi a vuoto	FET	MOSFET	Transistori
Impedenza d'ingresso	alta	alta	molto alta	bassa
Rumore	basso	basso	vario	basso
Invecchiamento	notevole	trascurabile	trascurabile	non trascurabile
Corrente tipica d'ingresso	1 nA	0,1 nA	10 pA	varia
Sensibilità al sovraccarico	ottima	buona	buona	scarsa

Pre rendere un po' meno scheletrica la conclusione di queste brevi note, soffermiamoci su quelle che sono le differenze veramente fondamentali fra i dispositivi ad effetto di campo ed i transistori bipolari.

TRALICCI F2 di tutte le MISURE

FIRENZE 2

CASELLA POSTALE N. 1 - 00040 POMEZIA

ANTENNE PER OGNI USO

L'inrentemente elevata impedenza (sarebbe più corretto dire: resistenza) d'ingresso deriva dal fatto che l'elettrodo d'ingresso, il gate, non assorbe corrente, e comunque risulta sempre a polarizzazione inversa.

Ciò significa che a bassa frequenza, l'impedenza d'ingresso risulta finanche di megaohm, mentre, per esempio in VHF/UHF, essa viene fortemente shuntata dalla inevitabile capacità d'ingresso, che è quindi determinante; comunque, anche a queste frequenze elevate, il valore di impedenza risulta mediamente superiore a quella dei transistori.

Ma una caratteristica ancora più importante nel sovraffollato campo delle radiocomunicazioni di oggi è l'assolutamente minore sensibilità al sovraccarico, da parte dei FET e MOSFET, cosa che sposta a livelli di segnale più alti l'inizio dei fenomeni di intermodulazione e modulazione incrociata, che invece con i transistori si verificano molto facilmente, ciò anche in presenza di segnali modesti. E questo risulta particolarmente importante nel campo delle VHF/UHF, dove sono necessarie amplificazioni abbastanza elevate prima che il segnale passi a circuiti fortemente selettivi.

Caratteristiche positive meno fondamentali sono la maggior semplicità di polarizzazione (con semplice resistenza di caduta) e la possibilità di variare fortemente il guadagno (sotto il pinch-off).

Se vogliamo trovare un lato negativo, possiamo identificarlo nel più limitato prodotto guadagno-larghezza di banda, che non ne permette l'uso molto in alto nella zona UHF, cui consegue anche una peggior figura di rumore sempre nella stessa gamma.

L'aspetto fisico

Dal punto di vista della fisica atomica (e non da lato estetico!), in un FET i portatori di carica non attraversano la giunzione; viaggiano solo le cariche maggioritarie, che sono poi controllate dal campo elettrico applicato.

È per questo unico tipo di cariche che lo attraversano, che il FET viene chiamato anche transistor unipolare.

Un transistor convenzionale lavora invece sfruttando il movimento sia delle cariche maggioritarie che di quelle minoritarie, e quindi viene chiamato transistor bipolare.

Il materiale costituente la stragrande maggioranza dei FET e MOSFET è il silicio.

I tipi "protetti"

Il fatto che i gate dei MOSFET siano assolutamente isolati (e quindi, dei condensatori) rende estremamente facile l'accumulo di cariche sugli stessi (in quanto tali cariche non hanno alcun percorso nel quale disperdersi); di conseguenza, date le microscopiche dimensioni di queste strutture, esse possono venirne facilmente danneggiate per scarica o perforazione, non appena la tensione accumulata si alzi un po'. Il problema viene risolto creando, in parallelo ai due gate, una coppia di zener con polarità opposte e tensione di conduzione sui 10-15 V; tale valore non interferisce minimamente coi livelli dei segnali applicati, ma permette di shuntare i gate (salvandoli) non appena tensioni o cariche indesiderate lo superino.



ELETTRONICA

RICETRASMETTITORI VHF

Via G. Carducci 28 - Tel. (055) 2578713
50018 SCANDICCI - (FI)

TRANSISTOR DA TRASMISSIONE

Tipo	MHz	V. allm.	P. out W
BLX 13	3 + 30	28	25
BLX 14	3 + 30	28	50
BLX 15	3 + 108	50	150
BFS 22 A	175	12	4
BLY 87 A	175	12	8
BLY 88 A	175	12	15
BLY 89 A	175	12	25
BLY 90 A	175	12	50
BFS 23 A	175	28	4
BLY 91 A	175	28	8
BLY 92 A	175	28	15
BLY 93 A	175	28	25
BLY 94 A	175	28	50
BLX 65	470	12	2
BLX 67	470	12	4
BLX 68	470	12	8
BLX 69	470	12	18
BLX 91 A	470	28	1
BLX 92 A	470	28	2,5
BLX 93 A	470	28	7
BLX 94 A	470	28	25
BLX 95 A	470	28	40

TRANSISTOR PER TRASMETTITORI TV

BFR 94	BFR 65	BLX 96	BLX 97	BLX 98
--------	--------	--------	--------	--------

MODULI DI POTENZA

Tipo	MHz	Ing.	OUT
BGY 22	470	50 mW	2,5 W
BGY 23	470	2,5 W	7 W
BGY 35	88 + 108	150 mW	20 W
BGY 36	144 + 174	150 mW	20 W

AMPLIFICATORI LARGA BANDA

OM 320	40 + 890 MHz	Gun 15 dB
OM 321	40 + 890 MHz	Gun 15 dB
OM 322	40 + 890 MHz	Gun 15 dB
OM 323	40 + 890 MHz	Gun 15 dB
OM 335	40 + 890 MHz	Gun 26 dB
OM 337	40 + 890 MHz	Gun 26 dB

FET - MOSFET - DIODI - INTEGRATI -

2N 4416	U 310	MC 4044	SL 610
2N 5248	E 431 DUALE	MC 4046	SL 612
MPF 102	E 420 DUALE	MC 1454	SL 620
BF 245	MEM 571c	MC 1458	SL 621
BF 256	MEM 564c	MC 1350	SL 622
J 308	BF 905	MC 1590	SL 623
E 300	40673	MC 1648	SL 624
95H90	PRESALER 300 MHz		SL 630
IIC90	PRESALER 600 MHz		SL 640
SP8667	PRESALER 1.200 MHz		
HP. 5082-2800	DIODI HOT CARRIER		
BA 379	DIODI PIN		

RELAY COASSIALI-CONNETTORI COASSIALI-UHF-BNC-TNC-TRANSISTOR CIP-CONDENSATORI CIP-TOROIDI AMIDON-BEADS-FILTRI CERAMICI-FILTRI A CRISTALLO-FILTRI MECCANICI-VXCO.

QUESTO È SOLO UNA PARTE DEL MATERIALE CHE ABBIAMO A VS. DISPOSIZIONE - PER TUTTO IL VS. FABBISOGNO SCRIVETE O TELEFONATE - NON ABBIAMO CATALOGO.

il minikit n° 1:

Amplificatore RF Mixer/convertitore Rivelatore a prodotto

La scelta del circuito

Mettiamo subito in chiaro quali sono i dati di partenza, e quindi i risultati che vogliamo ottenere; evoluzioni circuitali potranno nascere una volta che sia stabilita la base su cui lavorare.

L'idea base è quella di realizzare un preamplificatore per radiofrequenze in HF, che possa lavorare in tutto il campo di frequenze basandosi su due bobine ed alcune combinazioni di capacità. Si deve subito decidere quale dispositivo scegliere come amplificatore.

Conoscendo la scarsa dinamica dei transistori a giunzione (cioè la facilità con cui si sovraccaricano in presenza di segnali forti fuori canale), abbiamo subito scartato la loro adozione, anche stante la facile ed economica disponibilità dei dispositivi ad effetto di campo; quindi, FET o MOSFET.

D'altra parte, i normali FET o MOSFET, da bravi triodi quali sono, possono presentare problemi di stabilità a seguito della capacità di reazione esistente fra elettrodo d'uscita ed elettrodo d'entrata (capacità drain/gate).

Naturalmente, l'inconveniente sarebbe di non difficile soluzione, almeno in due modi: il primo consiste nel montare il dispositivo col gate a massa, il che elimina intrinsecamente il percorso di ritorno, ma abbassa anche il guadagno ottenibile dallo stadio; il secondo consiste nel neutralizzare il circuito con source a massa, ma la messa a punto e taratura circuitale risultano decisamente più critiche. Esistono però i MOSFET a doppio gate, nei quali la presenza del secondo gate (a massa per il segnale) costituisce elemento di schermatura analogo alla seconda griglia dei tetrodi e rende le prestazioni del dispositivo analoghe a quelle di un vero e proprio cascode; il sacrificio consiste in due resistenze ed un condensatore in più.

Senza altro adotteremo quindi un MOSFET a doppio gate; e poiché l'unico serio inconveniente di carattere pratico che potrebbe derivare da questa scelta risiede nella ben nota delicatezza dei gate nei confronti di sovratensioni e cariche statiche (e cioè, in fase di

manipolazione e saldatura), risolveremo anche questo problema adottando uno dei tanti modelli (ormai, la maggioranza) protetti.

Il primo punto è, quindi, definito.

Ma la scelta che abbiamo fatto... ci fa venire in mente altre cose.

Il MOSFET a doppio gate è uno dei dispositivi più adatti che si conoscano a funzionare come mixer, o convertitore di segnali; basta, per questo, iniettare sul gate 2 un opportuna tensione da un oscillatore locale, e il gioco è fatto.

Decidiamo quindi di inserire anche questa prestazione nel nostro circuito; oltretutto, bastano pochissime varianti.

Dal mixer classico al demodulatore, o rivelatore a prodotto, il passo è breve; anche per questa prestazione bastano varianti modestissime, e quindi pretendiamo che il nostro circuito possa funzionare pure in questo modo.

Tutto ciò conferma ulteriormente l'opportunità di aver scelto un MOSFET a doppio gate.

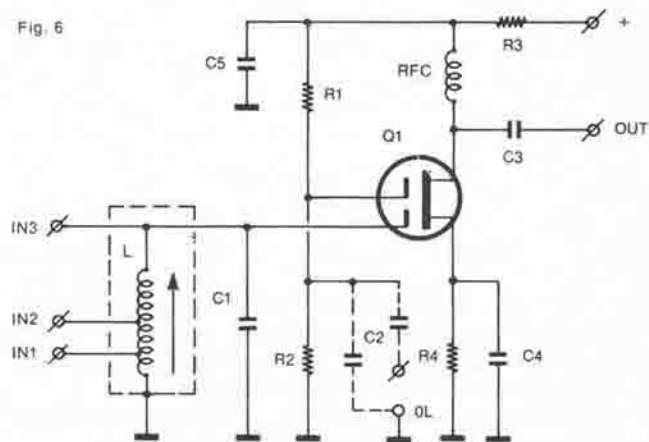
Ora, possiamo "avvicinarci" un po' di più al circuito, per esempio vedendo come realizzarne l'accordo. Naturalmente, vien subito da pensare al doppio circuito risonante, all'entrata ed all'uscita; ma ci sono alcuni motivi che ci fanno scartare questa versione, e decidere per l'inserimento di un solo circuito risonante, all'entrata.

Infatti, in primo luogo, per la versione mixer il circuito accordato potrebbe non servire, e senz'altro è inutile per la versione demodulatore; inoltre, considerando di collegare in catena vari circuitini di questo tipo (ognuno realizzato secondo la sua specifica mansione), l'uscita di ciascuno ha eventualmente a disposizione il circuito LC all'ingresso di quello che segue, e quindi si può ottenere sempre la necessaria selettività.

Se poi fosse necessario usare un singolo circuito, in un'apparecchiatura autonoma, si potrà realizzare il secondo circuito accordato (e adattatore di impedenza) a parte.

Sistematizzate queste premesse, siamo in grado di passare alla stesura del circuito vero e proprio (fig. 6), e di dedicarci al suo...

Fig. 6



Progetto

Ancora una volta, partiamo dal MOSFET, per il quale scegliamo l'onnipresente 40673, oltre che per le sue notevoli caratteristiche (ottimo anche per VHF, come guadagno e rumore) anche per la facile reperibilità.

Al gate n. 1 (quello preposto all'ingresso del segnale) è direttamente collegato il circuito accordato LC, talché il gate risulta (per la polarizzazione) a potenziale di massa e possiamo realizzare la normale polarizzazione automatica per caduta sulla resistenza di source.

Per l'ingresso segnale abbiamo previsto 3 possibilità, e quindi 3 terminali: IN1 equivale mediamente ai normali 50 ohm; IN2 viaggia sui $200 \div 300$ ohm; IN3 presenta mediamente 1000 ohm.

Questa soluzione ha lo scopo di poter eventualmente interallacciare fra di loro i circuiti; per esempio, l'uscita di un minikit AMR montato come amplificatore, andrà collegata, ad un altro AMR usato come mixer, al terminale IN3, e la normale antenna a dipolo andrà collegata all'AMR amplificatore sull'ingresso IN1, mentre un'antenna filare darà migliori risultati se collegata a IN2, e così via.

L'uscita dell'amplificatore è invece aperiodica, come già si è accennato, talché il segnale viene prelevato dal drain su una opportuna impedenza a radiofrequenza (RFC), attraverso un condensatore "passante".

Vediamo ora il dimensionamento delle varie resistenze del circuito, che definiscono le polarizzazioni richieste in funzione delle condizioni di lavoro. Quindi, per prima cosa, fissiamo i vari valori di tensione e corrente suggeriti; come mediamente ottimali, dalle caratteristiche tecniche fornite dal costruttore.

Per il 40673 usato come *amplificatore*, l'optimum del guadagno si ottiene con una tensione al G2 compresa fra 3 e 4 volt; pure per la corrente scegliamo un valore compreso fra i 3 e 4 mA; la tensione negativa di G1 dovrà allora essere di circa $0,5 \div 0,6$ V.

Fissiamo la tensione di alimentazione a 13 V; accettiamo circa 1 V di caduta sulla resistenza di filtraggio/disaccoppiamento R3, che quindi mettiamo da 270 ohm; la tensione di drain (e di riferimento per tutto il resto del calcolo) è quindi di circa 12 V.

Il negativo di polarizzazione per G1 si ottiene, come detto, per caduta su R4; tale resistenza quindi ($0,5 \div 0,6$ volt diviso $3 \div 4$ mA) la fissiamo a 150 ohm.

Per quanto concerne il partitore R1/R2, poiché già abbiamo fissato VG2 sui $3 \div 4$ V, ed essendo la tensione di alimentazione disponibile sui 12, le due resistenze dovranno stare nello stesso rapporto delle tensioni, e cioè $1:2 \div 2,5$.

Teniamo un po' alto il valore complessivo delle resistenze perché è inutile assorbire troppa corrente, e fissiamo quindi circa 40 k per R2 e circa 100 k per R1.

In tal modo il circuito è completamente dimensionato, salvo ricordare che G2 ed S devono essere "by-passati" verso massa, affinché Q1 funzioni nelle sue condizioni ottimali di amplificazione.

Alcune varianti vanno prese in considerazione quando il minikit AMR deve funzionare come *mixer*.

Prima di tutto, il G2 dovrà essere collegato, anzi-

ché, attraverso un condensatore, a massa, attraverso lo stesso condensatore al segnale di iniezione proveniente da un qualsiasi oscillatore locale. È inoltre opportuno, per ottenere migliori risultati in questa nuova prestazione, abbassare la conduzione del MOSFET; ciò si ottiene alzando leggermente il negativo di gate 1 (cioè alzando R2) ed abbassando la tensione di G2 (cioè alzando R1).

Qualcosa va anche modificato nel funzionamento come *rivelatore a prodotto*; ferme restando le varianti annunciate nel caso di mixer, RFC dovrà venire sostituita da una resistenza da 1 k (in bassa frequenza, l'impedenza dovrebbe essere troppo grossa) e lo stesso dicasi per C4 e C5, che saranno elettrolitici, dovendo costituire ora elemento di fuga per basse frequenze.

Data l'ampiezza di trattazione richiesta dalla triplice versione di questo "miniKit", ed il contemporaneo approfondimento teorico necessario, questo primo articolo sui miniKit viene spezzato in due parti, rimanando quindi la descrizione pratica ed i dati realizzati vi al prossimo numero.

Il "vecchio" WF12 A (filtro a linee per VHF) portato a $88 \div 108$ MHz

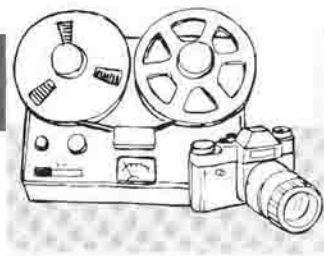
Aderendo alle richieste dei lettori interessati ad avere un filtro meno ingombrante e meno selettivo (diciamo pure, meno critico) del WF21 (la "pentola" per RF), che potesse ripulire sufficientemente le emissioni FM dalle spurie che possano cadere su altri canali e in altri servizi, abbiamo riesumato il filtro a linee che descrivemmo sul primo numero di *rke*, e ci siamo divertiti a manipolarlo un po', ottenendone risultati positivi e interessanti.

Le modifiche si sono limitate ad inserire un condensatore da 27 pF (alta tensione) in parallelo ad ognuno dei due compensatori, e ad inserire un opportuno schermo fra le due linee allo scopo di dosare all'optimum l'accoppiamento fra le stesse.

I risultati così ottenuti, riferiti ad una frequenza centrale sui 100 MHz ma che si modificano di ben poco entro tutta la banda $88 \div 108$, sono qui riportati:
— attenuazione in banda (entro 2 MHz) ≤ 1 dB
— banda a 3 dB ≤ 4 MHz
— attenuazione a 170 MHz ≥ 40 dB.

È consigliabile non applicare al filtro potenze superiori ad alcune decine di watt; per potenze più alte, l'inserimento ideale del filtro è fra stadio pilota e stadio finale, ove una buona ripulita alle spurie di tutta la circuiteria del trasmettitore è pur sempre molto utile, e quasi sempre determinante.

La nuova versione (in banda) ha la sigla WF12/F ed è disponibile presso la C&C al prezzo di L. 48.000.



La "GROUND PLANE" antenna verticale a $\frac{1}{4}$ o $\frac{1}{8}$ d'onda con piano di terra

L'argomento «antenne» è sempre di viva attualità fra radioamatori e radiodilettanti (e l'interesse suscitato dall'articolo «le antenne a dipolo» del n. 5 lo ha confermato). Ritorniamo quindi sull'argomento, dedicando l'articolo ad un tipo molto diffuso sia per impiego mobile che fisso, e come al solito non solo per chiarirne il funzionamento, ma anche per fornire dei dati pratici e, in particolare, per sfatare alcune leggende!

Come nasce la "ground plane"

Un'antenna a monopolo montata perpendicolarmente ad un piano di terra perfettamente efficiente può considerarsi equivalente ad un dipolo verticale che abbia ciascuno dei bracci uguale alla lunghezza del monopolo.

Il braccio più basso del dipolo corrisponde all'immagine del monopolo riflessa dal piano di terra (che, ricordiamolo, abbiamo supposto perfetto); in altre parole, il piano di terra si comporta come uno specchio che simula (e sostituisce), nel caso del monopolo, il braccio mancante (quasi come questo fosse completamente conficcato nel terreno).

In fig. 1 è illustrata questa equivalenza, ed in fig. 2 sono riportati i diagrammi d'irradiazione per i due casi; per il monopolo a quarto d'onda verticale, tutto vale se il piano di terra ha dimensioni infinite ed è ottimo conduttore.

In tali condizioni (quindi, del tutto teoriche) c'è ancora una differenza, e molto importante, fra dipolo orizzontale a mezz'onda in spazio libero e monopolo verticale con piano di terra perfetto: tale piano di terra, oltre a tagliare a metà l'antenna di partenza (il dipolo) ed il diagramma d'irradiazione relativo, taglia a metà (come ci sembra ovvio) anche la resistenza d'irradiazione (e le reattanze eventualmente connesse). Facciamo qui il punto della situazione: il monopolo

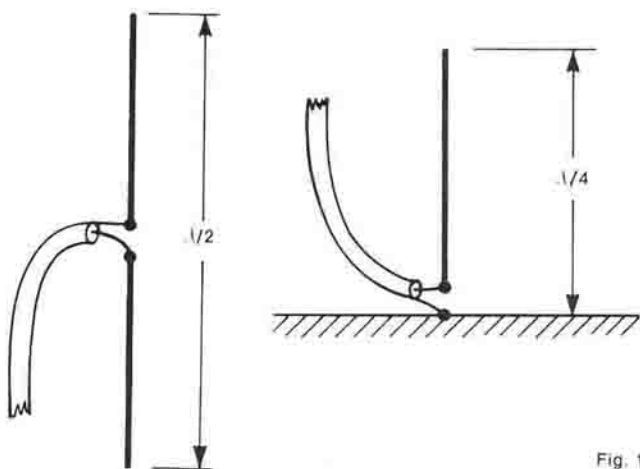


Fig. 1

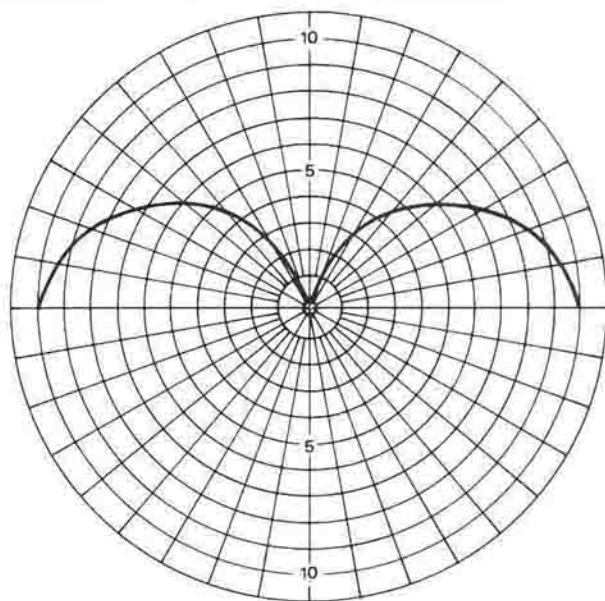
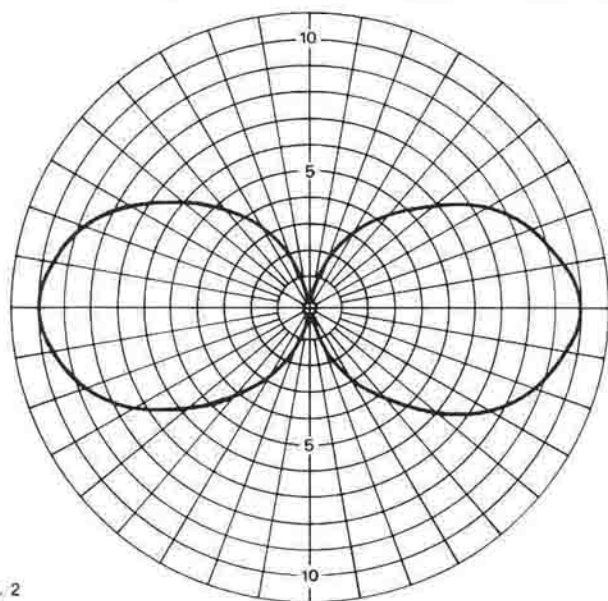


Fig. 2

verticale a quarto d'onda con piano di terra, che più semplicemente (ed esoticamente!) è chiamato *ground plane*, di comporta esattamente come un mezzo dipolo, presentando quindi, nel caso teorico di piano di terra perfetto, una resistenza d'irradiazione di $35 \div 38$ ohm (pari cioè a quella teorica del dipolo divisa a metà).

E in pratica?

In pratica invece, la resistenza d'irradiazione... è ancora più bassa, e non di poco.

Un primo motivo, e non certo il più importante, è alla base dell'assunto teorico: un dipolo a mezz'onda presenta, in risonanza e in spazio libero, circa 73 ohm di resistenza d'irradiazione se il conduttore con cui è costruito ha sezione tanto sottile da essere trascurabile. In pratica, un dipolo è fatto con filo mai troppo sottile; ma, ancor di più, un'antenna verticale è fatta con tubo o tondino sufficientemente grosso da autosostenersi.

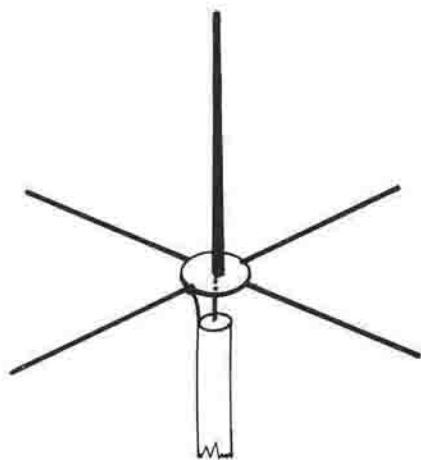


Fig. 3

In tali condizioni, un dipolo avrebbe circa $68 \div 70$ ohm di resistenza d'irradiazione e, di conseguenza, una ground plane ne avrebbe $34 \div 35$.

Ma non basta. Il piano di terra vero di una ground plane è tutt'altro che di dimensioni infinite e (spesso anche) che ottimo conduttore. Le due più normali "versioni" di piano di terra sono: alcuni *radiali* (tondini o tubetti essi pure lunghi $\lambda/4$) posti alla base, perpendicolarmente all'antenna, come in fig. 3, oppure una qualche parte dell'automobile (nel migliore dei casi il tetto), come in fig. 4.

Ed è piuttosto facile a credere che esista una differenza fondamentale fra quattro tondini incrociati, lunghi $\lambda/4$, ed un piano conduttore infinito!

Non molto diversa è la situazione per l'auto, che presenta una massa piuttosto grande ma variamente isolata fra molte delle sue parti, piena di dielettrici (plastica) ed isolata dal terreno col quale si richiude solo per capacità.

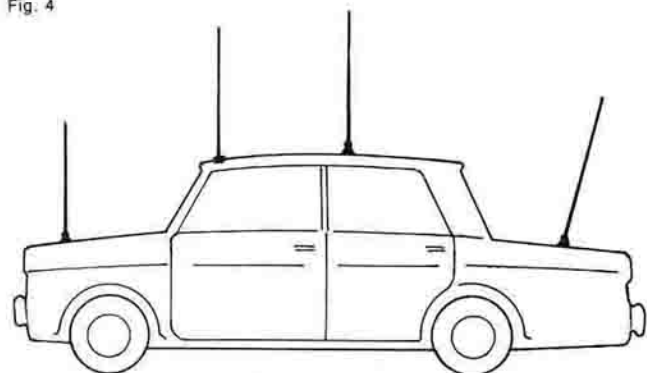
In conseguenza di questo (e la cosa è dimostrabile sia con formule e calcoli complessi, sia con misure dirette neanche troppo difficili, su cui torneremo altra volta), un'antenna verticale a quarto d'onda presenta una resistenza d'irradiazione sensibilmente più bassa di quella generalmente adottata nel caso teorico di piano conduttore infinito.

Passando a dati più precisi, le varie misure effettuate da ricercatori e ditte costruttrici hanno fornito, per ground plane con 4 radiali a quarto d'onda, resistenze d'irradiazione comprese fra i 20 e i 25 ohm; non possediamo dati rilevati con automobili, anche perché da tipo a tipo potrebbero essere variabili, ma è ragionevole pensare che la situazione sia sostanzialmente identica (o di ben poco migliore).

Ma, allora, l'alimentazione...!?

Allora, se (come si fa abitualmente) alimentiamo la nostra ground plane con il solito cavo a 50 ohm (RG5 o RG8 che sia) non possiamo che aspettarci un ROS di 1:2!

Fig. 4



Certo un ROS di questo tipo non è la fine del mondo, specie se consideriamo che questi tipi di antenna sono spesso usati in installazioni ove la linea di alimentazione è piuttosto corta; però vuol già dire che il carico riflette indietro una discreta parte della potenza di trasmissione, che quindi non viene tutta irradiata.

Fortunatamente, il fatto di aver fin qui parlato di resistenza d'irradiazione, e non di impedenza, corrisponde ad un dato concreto: e cioè che le componenti reattive dell'impedenza di alimentazione sono trascurabili, in quanto l'antenna resta lunga esattamente un quarto d'onda e le variazioni del piano di terra poco influiscono su tali componenti.

Non essendoci quindi componenti reattive (almeno, in entità preoccupante), il problema si può risolvere inserendo, alla base dell'antenna, uno spezzone di linea a quarto d'onda, di impedenza opportuna per effettuare l'adattamento; dopo di che, si può nuovamente collegare la normale discesa in cavo a 50 ohm.

L'adattatore a quarto d'onda

La definizione non deve spaventare: in fondo, si tratta di un pezzo di linea coassiale lungo quanto dice il suo nome, e la cui impedenza è data dalla formula

$$Z_A = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

dove Z_A è l'impedenza caratteristica che deve avere la linea coassiale costituente l'adattatore, Z_1 e Z_2 sono le impedenze da adattare, nel nostro caso la resistenza d'irradiazione dell'antenna (che fissiamo a 25 ohm) e l'impedenza del cavo di alimentazione (che fissiamo a 50 ohm).

Così possiamo subito trovare il valore di

$$Z_A = \sqrt{25 \times 50} = 35 \text{ ohm.}$$

Ci sono diversi sistemi per risolvere il problema di questo adattatore.

Il più semplice sarebbe quello di trovare del cavo coassiale a 35 ohm (ed esiste, nei tipi RG83 ed RG100), tagliarne uno spezzone lungo un quarto di λ elettrico, e collegarlo stabilmente alla base dell'antenna. A proposito, ricordiamo che la *lunghezza d'onda elettrica* (cioè quella effettivamente posseduta dall'onda elettromagnetica che percorre un dato cavo) è uguale alla *lunghezza d'onda fisica moltiplicata per*

il coefficiente di velocità del cavo stesso, che, per i cavi tipo RG normalmente usati (quelli in politene compatto e trasparente) è uguale a 0,66.

Nel caso quindi che stiamo lavorando su una ground plane per i 2 m, lo spezzone dovrà essere lungo:

$$l = \frac{30 \times 0,66}{145 \times 4} = 34 \text{ cm}$$

Purtroppo, questo tipo di cavo non è facile da trovare, e quindi, per sicurezza, dobbiamo esaminare anche le altre possibili soluzioni.

Un sistema ancora abbastanza semplice, anche se si tratta di un compromesso che potrà far storcere il naso a qualche purista, è quello di... collegare in parallelo due cavi da 70 ohm.

Sì, proprio: la legge che governa il comportamento dei componenti collegati in serie e in parallelo vale anche per le impedenze caratteristiche. Quindi, due spezzoni di cavo RG590, anche meglio, di RG11 (è più facile da lavorare), lunghi i soliti 34 cm, con le calze e le anime centrali rispettivamente saldate fra di loro alle due estremità, costituiscono una buona linea a 35 ohm di impedenza caratteristica (oltretutto, economica).

Infine, resta la soluzione più classica, quella cioè di realizzare una vera e propria linea coassiale con due tubi concentrici di diametri opportuni.

Però, ancor prima di pensare ai diametri, è opportuno precisare che, in questo caso, la lunghezza dello spezzone di linea non potrà più essere di 34 cm come nei casi precedenti; ciò in quanto, salvo per alcuni punti di fissaggio opportunamente isolati, il dielettrico della linea coassiale è aria, e quindi la velocità di propagazione dell'onda elettromagnetica resta, pressoché immutata, quella nota di 300.000 km/sec.

Quindi anche la lunghezza elettrica sarà sostanzialmente uguale a quella fisica e cioè (sempre nel caso dell'esempio precedente):

$$l = \lambda/4 = \frac{300}{115 \times 4} = 51 \text{ cm}$$

Per i tubi si potranno scegliere diametri qualsiasi, purché il loro rapporto sia di 1,8 (s'intende, fra il diametro interno del tubo esterno ed il diametro esterno del tubo esterno); per esempio, un'accoppiata di misure abbastanza pratiche è costituita da due tubi rispettivamente di 20 e 10 mm: infatti, il diametro interno di un tubo di 20 mm è 18 mm.

Il materiale potrà essere alluminio, ottone o rame (questi ultimi due hanno il vantaggio di potersi saldare).

In una nota in appendice daremo alcuni consigli pratici sulla eventuale costruzione di questi adattatori in quarto d'onda.

ED ORA PARLIAMO DELLA 5/8 (fig. 5)

Per giustificare l'esistenza della quale possiamo, semplicisticamente, dire che: un'antenna un po' più lunga va un po' meglio.

Ma vediamo di esaminare un po' più a fondo e un po' più seriamente le motivazioni e le caratteristiche

di questa ground plane essa pure molto usata, anche perché le vengono attribuite caratteristiche nettamente superiori.

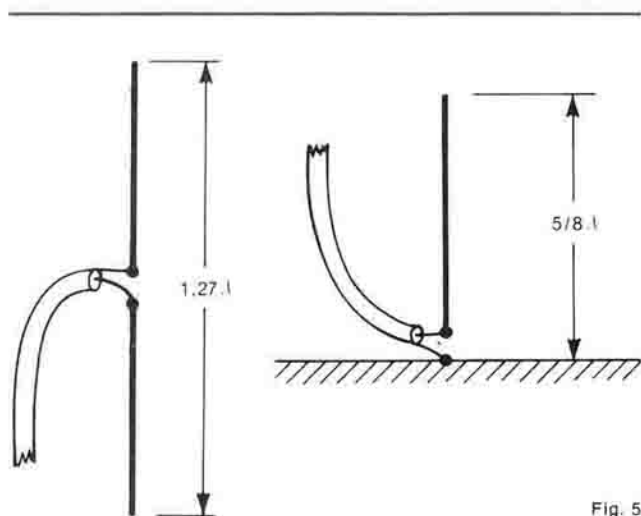


Fig. 5

Un po' di teoria

Avendo una predisposizione alla matematica migliore della nostra (e, forse, di quella di molti lettori) potremmo soffermarci ad esaminare con precisione la cosiddetta "formula delle antenne", quella formula cioè che esprime l'intensità di campo di un dipolo in funzione dei parametri costruttivi di un'antenna; sulla base di questa formula si può dimostrare che la massima intensità del campo irradiato da un'antenna a dipolo si ottiene quando la lunghezza del dipolo è un po' superiore ad una lunghezza d'onda.

E sempre da questa formula potremmo ricavare: - e invece prendiamo per buoni i dati disponibili - *che un dipolo raggiunge il suo massimo guadagno quando è lungo 1,27 lunghezze d'onda; che tale guadagno è di 3 dB superiore a quello del classico dipolo a mezz'onda.*

Applicando a questo "dipolo allungato" le stesse considerazioni applicate all'inizio di questo articolo al dipolo classico, otteniamo che le stesse modalità di comportamento, già note per l'antenna verticale a $1/4$ d'onda con piano di terra, sono perfettamente applicabili al "mezzo dipolo allungato", che corrisponde infatti al $5/8 \lambda$.

La differenza sostanziale resta in quei 3 dB che costituiscono, in conclusione, il vantaggio concreto della ground plane a $5/8$ d'onda su quella ad $1/4$ d'onda; tale vantaggio però, ancora una volta, si manifesta integralmente solo se la $5/8 \lambda$ può usufruire di un piano di terra perfetto, cioè infinito, cioè teorico.

Si è infatti constatato che le prestazioni della $5/8$ sono molto più influenzate che non la $1/4$ dalle caratteristiche del piano di terra; in altre parole, la simulazione della metà antenna mancante da parte del piano di terra è evidentemente molto più critica nel caso della $5/8 \lambda$; a conferma di ciò, dai risultati di prove riportati su diverse pubblicazioni, si può anche notare che il diagramma d'irradiazione di una $5/8 \lambda$, pur con

piano di terra di diverse lunghezze d'onda, risulta nettamente modificato rispetto ai ben noti diagrammi delle varie antenne.

Approfittiamo dell'occasione per una breve digressione sul diagramma d'irradiazione.

Ricordiamo innanzitutto quanto già visto all'inizio, e cioè che se un'antenna verticale è montata su un piano di terra perfettamente conduttore, il diagramma d'irradiazione presenta un solo massimo (ed il suo simmetrico), a zero gradi rispetto al piano orizzontale, finché la lunghezza non supera $\lambda/2$.

Come la lunghezza diventa leggermente superiore a mezz'onda, il lobo diventa via via più acuto, appunto in corrispondenza ad un maggior guadagno in direzione orizzontale. Quando la lunghezza supera i $5/8$ d'onda, il lobo principale non aumenta più in angolazione; quindi, la lunghezza di $5/8$ d'onda corrisponderebbe effettivamente all'optimum sotto l'aspetto del maggior guadagno ottenibile a bassi angoli d'irradiazione.

In ogni caso, l'unica conclusione possibile è che il normale funzionamento del piano di terra quale simulatore dell'immagine del semidipolo mancante nelle antenne "ground plane" è valido solo per piani conduttori e infiniti, nel caso della $\lambda/4$ limitatamente al valore della sua resistenza d'irradiazione, ma nel caso della $5/8 \lambda$, anche in riferimento al suo funzionamento reale, e cioè al guadagno ed al diagramma d'irradiazione.

In pratica quindi, *sarà ben difficile ottenere, dalla ground plane a $5/8 \lambda$ dei veri e tangibili vantaggi (si potrebbe dire: in dB sonanti!) rispetto ad un normale quarto d'onda, specie poi nel caso che il piano di terra sia costituito dal ben noto compromesso dei quattro radiali a $\lambda/4$.*

APPENDICE

Altri metodi di adattamento di impedenza (leciti e illeciti)

Per adattare le basse resistenze d'irradiazione delle antenne ground plane ai valori standard delle impedenze caratteristiche dei cavi (e quindi degli apparati) esistono naturalmente altri sistemi, diversi dal quarto d'onda coassiale già descritto.

Per la ground plane a $\lambda/4$ una soluzione elegante e rigorosa, anche se un po' critica per la taratura, consiste nell'accorciare lo stilo di circa $1/6$ di lunghezza d'onda, (col che l'antenna diventa leggermente capacitiva) e di collegare in parallelo al cavo che alimenta direttamente l'antenna, uno stub coassiale che realizzi una reattanza induttiva tale che, con quella capacitiva che ha in parallelo, trasformi l'impedenza complessiva al valore di quella caratteristica del cavo di alimentazione; naturalmente lo stesso risultato potrebbe ottenersi, anziché con uno stub coassiale nettamente più corto di $\lambda/4$, con una robusta induttanza.

La fig. 6 illustra il sistema; da notare che i radiali rimangono di un quarto d'onda, in quanto la loro lunghezza non è troppo critica.

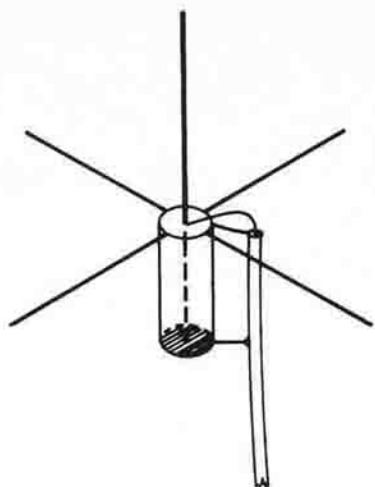
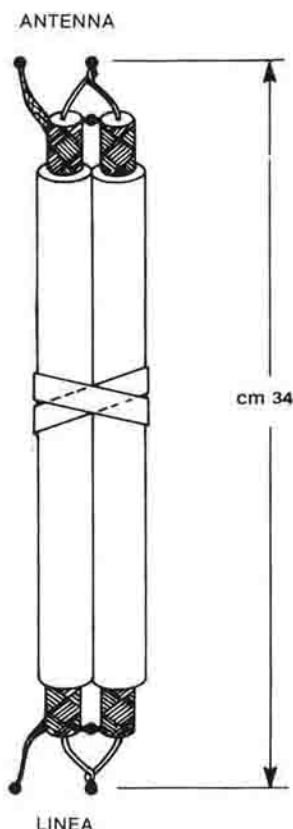


Fig. 6

Nel caso dell'antenna a $5/8\lambda$, una soluzione analoga, anche se opposta, consiste nell'allungare artificialmente lo stilo per portarlo esattamente $3/4$ di lunghezza d'onda, nel qual caso l'antenna viene riportata nella stessa situazione di un $\lambda/4$, di cui sappiamo tutto; questo allungamento artificiale si ottiene naturalmente con una bobina di carico inserita alla base dello stilo.

Onestamente però, non ci sentiamo troppo di con-



sigliare questi sistemi, che richiedono, per dare risultati veramente buoni, una messa a punto (anche strumentale) piuttosto accurata. Non c'è dubbio comunque che i sistemi di adattamento cui ora abbiamo accennato cadono fra quelli rigorosamente *leciti*.

Suggerimenti costruttivi per gli adattatori

Per quanto concerne la pratica realizzazione dell'adattatore coassiale a quarto d'onda realizzato con due spezzoni in parallelo di RG11, riteniamo che buona parte di quanto si potrebbe consigliare e raccontare sia già evidente dall'illustrazione di fig. 7.

Possiamo sottolineare la cura necessaria nel saldare le due calze fra di loro, da ambo le parti (per evitare di squagliare l'isolante interno), e la possibilità di effettuare il collegamento fra adattatore e linea con una coppia di bocchettoni (presa sull'adattatore, spina sul cavo di discesa) anziché con una saldatura cavo cavo. In ambedue i casi consigliamo comunque di proteggere le zone esposte con adesivo plastico e nastratura con nastro di buona qualità.

Per la costruzione dell'adattatore classico a due tubi concentrici, possiamo dare alcune rapide indicazioni sul come realizzare i punti di ancoraggio/isolamento ai due estremi.

Il metodo più "scientifico" sarebbe quello di far tornire due anellini a misura, in plexiglass o nylon, da inserire nell'intercapedine previa una goccia di collante.

Un metodo più pratico consiste nell'usare viti e dadi di nylon: le viti passano ambedue i tubi, i dadi fanno anche da isolatori, interponendoli (quanti ne basta) fra gli stessi.

L'importante comunque, dato che l'adattatore va montato e mantenuto all'aperto, che la realizzazione sia solida; l'inventiva personale risolverà tutto il resto.

(continua nel prossimo numero)



Bibliografia

- ARRL Antenna Book
- Ham Radio - gennaio 77
- QST - agosto 70
- 73 - settembre 77
- Ham Radio - maggio 74
- Ham Radio - luglio 74

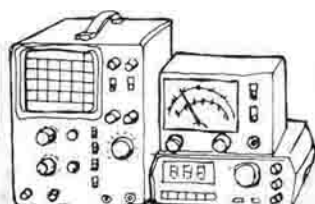


**ELETTRONICA
PROFESSIONALE**

ANCONA

Via 29 Settembre 8/b-c
Tel. (071) 28312

*Apparati radioelettronici
Componenti elettronici
per radioamatori*



KC 30 IL CAPACIMETRO semplice affidabile preciso economico

6 valori di fondo scala:
10-100-1000 pF - 10-100 nF - 1 μ F
precisione di misura: 1%
alimentazione da rete stabilizzata

A quante cose serve?

Beh, la risposta esatta sarebbe che un capacimetro, ovviamente, serve ad una cosa sola: a misurare la capacità.

Allora, modifichiamo la domanda: in quali campi serve più spesso misurare la capacità?

Possiamo senz'altro dire che il massimo uso di un capacimetro si fa sulle portate basse, e sempre meno serve via via che aumentano le capacità; al limite, non avrebbe neanche senso stare a provare dei condensatori elettrolitici, salvo il raro caso che ne sia incognito il valore (ma allora anche la tensione di lavoro e la qualità restano incognite, e in tal caso è fortemente meglio lasciar perdere), data la loro assoluta instabilità col tempo, con la temperatura nonché (anche se in misura modesta) con la tensione.

Ed allora, con un capacimetro che misuri dai pochi pF al microfarad, le occasioni d'impiego si sprecano; e tali occasioni di impiego si possono sostanzialmente dividere in due categorie: condensatori a capacità incognita, o condensatori di cui si desidera conoscere il valore di capacità con buona precisione, per particolari motivi di selezione e accoppiamento.

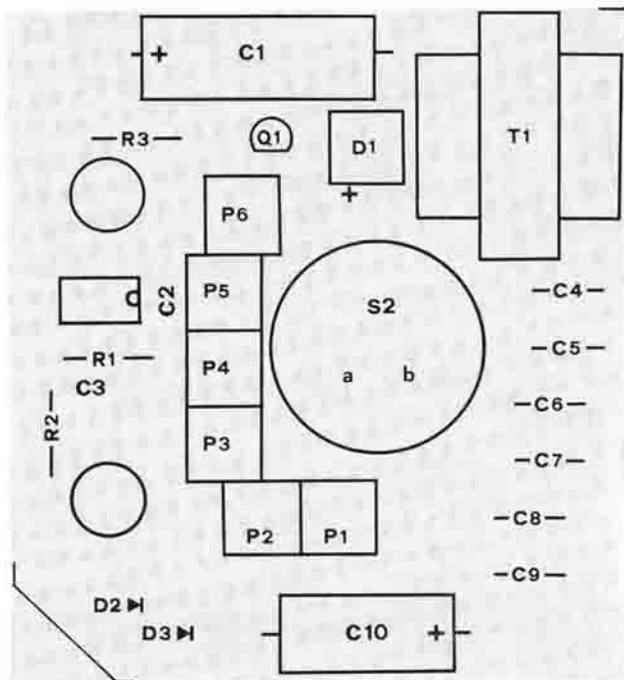
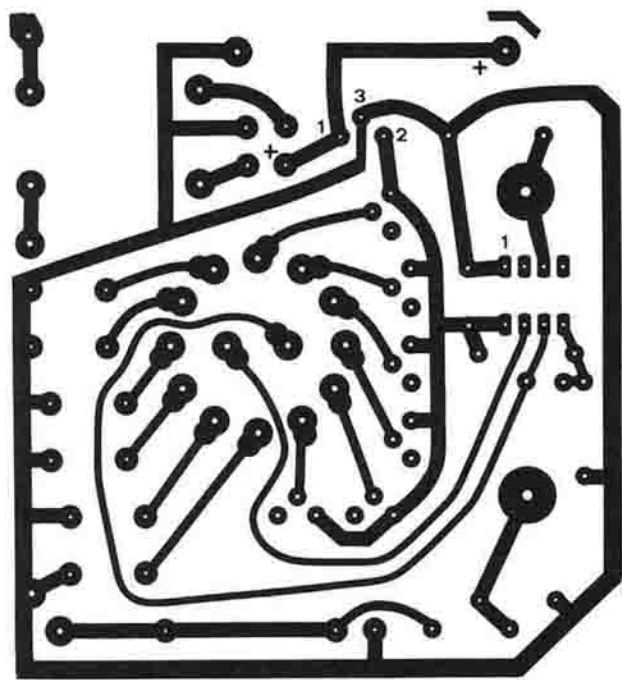
Alla prima categoria (capacità incognite) possiamo prevedere, senza troppo scervellarci, molti impieghi: condensatori surplus, ceramici o a mica in particolare (spesso di qualità superiore a quanto normalmente troviamo in negozio), marcati con codici strani che non riusciamo a decifrare; compensatori regolarmente smarcati, di cui non conosciamo né la capacità residua, né l'escursione massima, né il particolare valore cui li abbiamo predisposti per quella tal prova; capacità realizzate con fili attorcigliati, circuiti stampati di cui misurare la capacità faccia-faccia, diodi di cui desideriamo conoscere la capacità della giunzione; ecc.

Nella seconda categoria (selezione) i casi di utilità sono ancora più ovvii: citiamo solo l'esempio più lampante che è quello di circuiti accordati fissi (in alta o in bassa frequenza) e di filtri (attivi o passivi che siano).

Partendo da questi presupposti, siamo giunti alla definizione (potremmo anche dire, alla filosofia) del nostro strumento.

E perché non digitale?

La premessa che abbiamo fatto porterà ad una serie di conseguenze concatenate l'un l'altra; e il punto



di arrivo di quanto sopra detto, che è anche il punto di partenza per quanto seguirà, è il seguente: il capacimetro è uno strumento quasi indispensabile per chi fa della elettronica in generale, e della radio in particolare, a titolo sperimentale.

Però, non è uno strumento primario, e quindi non deve gravare troppo sul bilancio del laboratorio personale; e dato che i casi ora citati ne prevedono un impiego tanto utile ed interessante, quanto non critico e di non altissima precisione, è senz'altro altro possibile farne una versione al tempo affidabile ed economica.

Di qui il motivo base per non adottare la versione digitale, tanto di moda bensì un normale strumento analogico, cioè un microamperometro.

Se poi qualcuno storcesse il naso perché... non c'è neanche l'oscillatore a quarzo, possiamo precisare una cosa: quasi tutti i capacimetri che abbiamo visto in giro (almeno di media classe) affidano la loro taratura a dei condensatori campioni appositamente forniti.

Orbene, nella migliore delle ipotesi, tali condensatori sono all'1%, cosa che vanifica ampiamente le caratteristiche di stabilità e precisione di un quarzo; infatti, l'1% tradotto in eventuale imprecisione o instabilità di un oscillatore, per esempio ad 1 MHz, corrisponde a 10 kHz: e al giorno d'oggi realizzare oscillatori variabili che abbiano stabilità ben migliori (ad 1 MHz si fanno facilmente VFO stabili entro 50-100 Hz) è piuttosto facile e normale.

Tutto ciò, se non si fosse capito, vuol semplicemente indicare che, per strumenti della classe e delle prestazioni necessarie per gli impieghi che abbiamo previsto, la stabilità (ma purtroppo anche il costo e la complessità circuitale) di un oscillatore a quarzo (e relativi divisori) non viene sostanzialmente

sfruttata, quindi è pressoché inutile, specie se, nel circuito adottato in alternativa, si sono prese le precauzioni atte ad assicurare le necessarie prestazioni.

Questo non significa che anche noi, un po' più avanti, non metteremo in cantiere una versione digitale più sofisticata dell'attuale; faremo però in modo che le prestazioni ne giustifichino complessità e costo maggiori.

Il nostro circuito

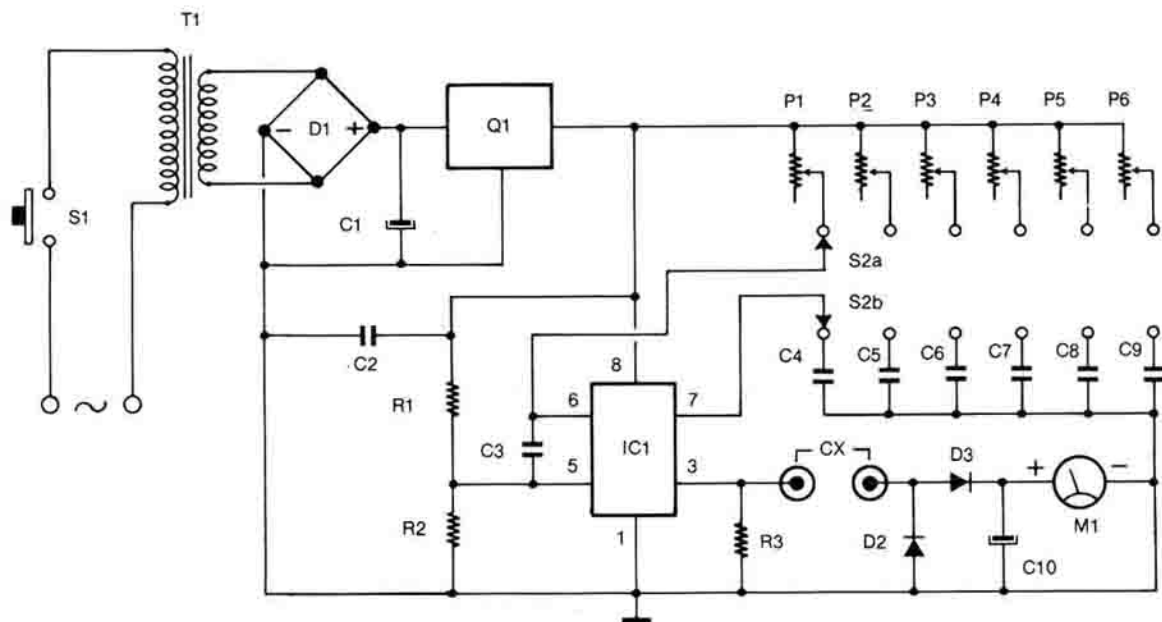
Il funzionamento dei frequenzimetri di questo tipo si basa sul fondamentale principio che la corrente alternata che attraversa un condensatore dipende dalla tensione applicata, dalla frequenza del segnale applicato e dalla capacità del condensatore stesso.

Talché, se teniamo costante tensione e frequenza del segnale, la corrente attraverso il condensatore sarà solo funzione, ed anche lineare, della sua reattanza, e cioè della sua capacità.

Partendo da questo principio, esistono diverse soluzioni ai vari problemi della generazione del segnale, della sua variazione, della misura della corrente entro il condensatore, ecc.

Un'idea che ci ha colpito sfogliando una rivista USA qualche tempo fa, e che abbiamo ripreso e sviluppato esaminando il manuale delle caratteristiche degli integrati lineari National, si è dimostrata, nonostante la sua semplicità (o forse, proprio per questa?) di prestazioni superiori alle nostre stesse previsioni, ed è quindi diventata realtà.

Il circuito si basa tutto sul VCO per PLL LM 566 (per i meno esperti in strane sigle, diremo che si tratta di un oscillatore a frequenza variabile con la tensione per sistemi ad aggancio di fase); tale inte-



grato quindi, a parità di tensione di comando, oscilla a frequenze determinate dalla scelta dei vari gruppetti RC (sei, nel nostro caso, avendo realizzato sei portate).

Il segnale d'uscita, a forma d'onda pressoché quadrata (e quindi di ampiezza costante con il valore della tensione di alimentazione), è direttamente applicato al condensatore in prova; il suo valore o meglio, la sua rettanza, determina la corrente che lo attraversa per andare, opportunamente rettificata, a far muovere lo strumento di misura.

Più bassa è la capacità da misurare, più alta dovrà essere la frequenza del segnale applicato, in modo tale da mantenere sostanzialmente costante la gamma di reattanze nel campo di misura, e quindi utilizzabile il microamperometro con le correnti disponibili.

Diamo ora un'occhiata un po' più in dettaglio al nostro circuito.

Il segnale di prova ottenuto dall'integrato sul suo piedino numero 3, dopo aver attraversato la capacità sotto misura, viene raddrizzato da due diodi D2 e D3, dopo di che l'elettrolitico C10 provvede al suo filtraggio, compatibilmente con la costante di tempo che si ottiene con la resistenza interna del microamperometro. Allo scopo di mantenere la calibrazione del capacimetro assolutamente stabile con le variazioni della tensione di rete, la tensione di alimentazione viene stabilizzata (a 15 V) mediante l'uso di un piccolo regolatore plastico; infatti la modesta corrente assorbita dall'integrato non richiede niente di più

La realizzazione

Trattandosi di un (seppur modesto) strumento di misura, le caratteristiche di qualità dei componenti usati vanno ben tenute in conto. Nel nostro caso, quello che maggiormente determina la bontà delle prestazioni è: la stabilità nel tempo dei vari R e C; la

linearità dello strumento; la precisione dei condensatori campione di taratura.

Per quanto riguarda i vari gruppi RC, nella nostra versione abbiamo scelto, per R, dei potenziometri tipo helitrim monogiro di tipo professionale (Bourn, Helipot, CTS, o simili), e per C, a seconda delle capacità, tipi in mica, al polistirolo o in polycarbonato (tutti quindi di sicura affidabilità).

Poiché ogni singola scala viene tarata con il rispettivo trimmer, sottolineiamo che per i condensatori non è tanto importante la precisione quanto la stabilità delle caratteristiche.

Discorso un po' più difficile è senz'altro quello dello strumento, e per il semplice motivo che si tratta del componente più costoso dell'apparecchio.

Elenco componenti

R1	= 1k5
R2	= 10k
R3	= 10k
C1	= 470 μ /25 V elettrolitico
C2	= 4,7 μ /35 V (elettrol. tantalio)
C3	= 1000 p
C4	= 100 p (polistirolo o mica)
C5	= 1000 p (polistirolo o mica)
C6	= 10 n (Mylar o polycarbonato)
C7	= 100 n (mylar o polycarbonato)
C8	= 1 μ (polycarbonato)
C9	= 10 μ (elettrolitico)
C10	= 47 μ /6V3
P1 + P6	= 10k (helitrim 1 giro)
IC1	= LM566
Q1	= 78 L 15
D1	= WO1
T1	= trasformatore 220 V/17 V - 100 mA
S1	= pulsante (senza aggancio)
S2	= commutatore rotativo 2 V/6 p.

Infatti la precisione e la ripetibilità delle misure dipende dalla linearità di indicazione lungo la scala, caratteristica sempre più difficile da ottenere via via che la scelta cade su strumenti più economici; per essere ancora più chiari, diciamo che uno strumento di caratteristiche normalmente buone può costare facilmente 20.000 lire, e che in giro si trovano modelli (con gli occhi a mandorla!) sulle 2.000 lire.

Abbiamo optato per una soluzione vicina al primo esempio, perché non abbiamo voluto rinunciare alle fondamentali caratteristiche di uno strumento che deve servire per fare misure precise: linearità della scala, affidabilità dell'equipaggio mobile (assenza cioè di attriti che, per la stessa misura, facciamo fermare l'ago una volta in una posizione, un'altra volta un po' più in là), scarsa elettrizzazione del coperchio trasparente (che altrettanto facilmente produce irregolarità di posizione dell'indice).

Ancor più difficile è stata la reperibilità di condensatori di buona precisione (ed altrettanta stabilità). Ma alla fine, siamo riusciti a mettere insieme le varie tessere del mosaico.

Naturalmente, neanche il resto del circuito, anche se si riduce a poca cosa, è da trascurare, a cominciare dagli elettrolitici direttamente interessati alla parte misure, che sono regolarmente al tantalio (a goccia).

Si è cercato di semplificare al massimo la costruzione inserendo tutto quanto possibile sul circuito stampato, comprese le boccole/morsetto di prova, per la posizione delle quali si è trovato il miglior compromesso fra distanza massima compatibile con reofori corti dei condensatori in misura e distanza massima per ottenere la minima capacità residua, quella cioè che nella scala più bassa, costituisce una modesta indicazione residua.

Naturalmente, anche il commutatore di scala (a maggior ragione) è a circuito stampato, per evitare tutto il cablaggio altrimenti necessario per selezionare i 6 gruppi RC.

Sul pannello, oltre alle due boccole-morsetto ed al commutatore di scala, c'è anche il pulsante di misura; infatti, anziché lasciar perennemente inserito sotto tensione il circuito, l'interruttore di rete è appunto

**nuovi
modelli**

rak antenna

RAK ANTENNA

Dipoli per decametriche da 10 a 80 metri



NUOVI MODELLI PROGRAMMA 1978

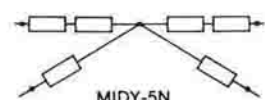
AL-3D	15/20/40 mt.	senza BALUN	lunghezza mt. 20.	netto L 28.000
AL-3DXB	15/20/40 mt.	con BALUN	lunghezza mt. 20.	netto L 38.000
AL-40D	15/40 mt.	senza BALUN	lunghezza mt. 20.	netto L 24.000
AL-40DXB	15/40 mt.	con BALUN	lunghezza mt. 20.	netto L 34.000
AL-80D	80 mt.	senza BALUN	lunghezza mt. 38.	netto L 28.000
AL-80DXB	80 mt.	con BALUN	lunghezza mt. 38.	netto L 38.000
AL-48D	40/80 mt.	senza BALUN	lunghezza mt. 28.	netto L 55.000
AL-48DXN	40/80 mt.	con BALUN	lunghezza mt. 28.	netto L 65.000
MIDY-2	20/40/80 mt.	senza BALUN	lunghezza mt. 23.	netto L 75.000
MIDY-2N	20/40/80 mt.	con BALUN	lunghezza mt. 23.	netto L 85.000
MIDY-5	10/15/20/40/80 mt.	senza BALUN	lunghezza mt. 23.	netto L 88.000
MIDY-5N	10/15/20/40/80 mt.	con BALUN	lunghezza mt. 23.	netto L 98.000
HD-26A	27/28 e 144 MHz.	senza BALUN	lunghezza mt. 3.	netto L 17.500



AL-48DXN



MIDY-2N



MIDY-5N

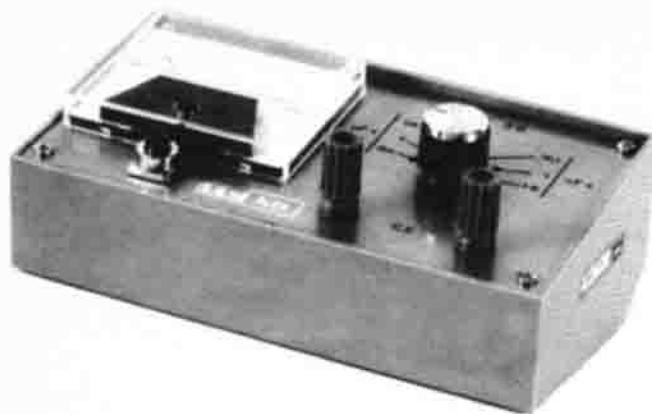


AL40/D
AL80/D



AL3/D

CASALPUSTERLENGO: NOVA
BERGAMO: HENTRON
BOLOGNA: HAM CENTER
BOLOGNA: RADIOCOMMUNICATION
FERRARA: MORETTI
FIRENZE: PAOLETTI
LECCO: REM
MILANO: LANZONI
ROMA: MAS-CAR
ROMA: RADIO PRODOTTI
ROMA: TODARO
SICILIA: FRANCO PAONE
TORINO: TELSTAR
VERONA: MAZZONI



costituito da questo pulsante a pressione, che va azionato solo nel momento in cui si effettua la misura. In conclusione quindi, dal circuito stampato partono unicamente i collegamenti allo strumento indicatore, al pulsante ed alla rete.

La costruzione

Come già altre volte, non ci addentriamo molto nella stessa per non perdere spazio con ripetizioni inutili, rimandando sia alle note che accompagnano il Kit (per coloro che siano interessati a questa possibilità), sia ai primi numeri della rivista, che abbondano di indicazioni dettagliate sulle varie fasi del montaggio/cablaggio elettronico.

Si monterà per prima cosa il circuito stampato, iniziando dalle resistenze, trimmer potenziometrici, zoccolo per l'integrato, condensatori vari, regolatore di tensione.

Teniamo per ultimo il commutatore di scala non solo perché ingombrante, ma anche perché va montato in modo anticonvenzionale; **esso infatti va inserito dalla parte del circuito stampato**, o se preferite, **dal lato rame**.

I fori per i terminali del commutatore sono infatti muniti di rivetto, talché la saldatura può essere comodamente effettuata dal lato componenti (lo stesso avverrà più tardi per le boccole di prova).

Restando ora da montare il trasformatore di alimentazione, ed i vari cavetti di collegamento al resto della scatola (per coloro che monteranno il Kit, allo stesso sarà accluso un opportuno elenco colori e lunghezze).

Si metta da parte il C.S. e si passi al montaggio del pannello frontale, che si riduce a fissare le boccole/morsetto nei due fori in basso a destra, il pulsante nel foro in basso a sinistra ed il microamperometro, infilato dall'esterno.

A questo punto, i due pezzi si mettono assieme, affacciando il circuito lato rame verso l'interno del pannello (trasformatore in alto a destra) e facendo entrare il perno (e boccia filettata) del commutatore nell'apposito foro centrale; con un po' di cura, i terminali delle boccole/morsetto andranno ad inserirsi nei due fori (con rivetto) del circuito stampato. Si blocchi con l'apposito dado il commutatore al pannello, e si pro-

ceda a saldare le estremità delle boccole nei rispettivi fori; si proceda poi a collegare i cavetti dal circuito stampato al pulsante, allo strumento ed alla rete (sempre secondo tabella Kit o schema elettrico).

Il montaggio è pressoché finito; prima però di completarlo fissando il pannello al mobiletto, occorre effettuare la taratura delle singole scale mediante i condensatori campione.

Per far questo, va provvisoriamente collegato il cavo rete, al terminale sul c.s. ed al morsetto libero sul pulsante.

Inserita la spina di rete, e senza alcuna capacità inserita fra le boccole, lo strumento non dovrà dare alcuna indicazione su nessuna delle 6 scale, salvo una modesta lettura nella prima scala, quella $\times 1$.

A questo punto, inserendo per ciascuna scala una capacità opportuna di valore noto con buona precisione, si regola il trimmer relativo a quella scala facendo coincidere l'indicazione dello strumento con il valore del condensatore campione; se questo valore coincide col fondo scala, tanto meglio.

Per questa operazione, nel Kit sono compresi i necessari condensatori di buona qualità e precisione.

Non resta ora che applicare il coperchio (sul quale è montato tutto il circuito) sul suo mobiletto (dopo aver distaccato il cavo rete, averlo fatto passare nell'apposito foro sul retro della scatola ed averlo ricollegato) e lo strumento è completo.

Ricordiamo che, sulla prima scala, ci può essere un'indicazione residua sull'ordine dei 0,5 pF; in tutte le misure fatte su tale scala (e cioè sino a 10 pF), basterà togliere, dal valore indicato dallo strumento, questo residuo (di mezzo picofarad, o quel che risulterà) e la misura avrà sempre la sua precisione ottimale.

A questo punto, non resta che aprire quella vecchia scatola ove tenete tanti condensatori illustri sconosciuti, e cominciare la cernita; comincerete subito ad apprezzare l'utilità di questo semplice strumento.

La lettura dello strumento

Come indicato sotto il titolo, le 6 portate di fondo scala corrispondono a 10 pF - 100 pF - 1000 pF - 10.000 pF - 100.000 pF - 1 uF. Poiché lo strumento porta, come unico valore di fondo scala, 100 (e relative frazioni), per ogni singola scala di lettura va effettuata una semplice moltiplicazione per multipli di 10 (sostanzialmente, vanno aggiunti o tolti gli zeri).

La prima portata ha moltiplicatore 0,1 (in pF), cioè la lettura va divisa per 10; quindi, leggendo 47, il valore reale è di 4,7 pF.

La seconda portata è identica alla scala dello strumento (100 divisioni = 100 pF), quindi il moltiplicatore non esiste, o meglio è $\times 1$.

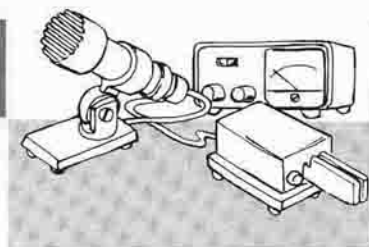
La terza portata ha moltiplicatore 10 (sempre in pF); quindi leggermente 47, il valore reale è 470 pF.

Per le altre portate il discorso dei moltiplicatori è identico, salvo che ora il valore finale è in nanofarad.

Il Kit del capacimetro KC30, completo di tutte le sue parti (circuito, componenti, microamperometro, mobiletto, condensatori campione di taratura, ecc.) è in vendita presso la C&C al prezzo di L. 55.000.

+ spese postali L. 2.000

contrassegno + L. 1.000.



GLI AMPLIFICATORI AD ALTA FEDELITÀ

SECONDA PARTE

Il mese precedente abbiamo preso in considerazione un amplificatore di potenza nella sua configurazione a blocchi (stadio di Ingresso e sommatore Σ , stadio amplificatore di tensione in classe A, stadio finale e controreazione β) (fig. 1) e abbiamo definito il tutto come un **sistema lineare** in cui la grandezza di uscita è in funzione di quella in ingresso: diversamente esso introduce delle distorsioni definite **distorsioni lineari** e **distorsioni non lineari**. Abbiamo poi suddiviso le distorsioni non lineari in **distorsioni non lineari statiche** e **distorsioni non lineari dinamiche**, precisando che le non linearità statiche (causa) producono distorsione armonica e distorsione d'intermodulazione (effetto), le non linearità dinamiche (causa) producono intermodulazione dinamica (effetto). Riferendoci poi alla "distorsione d'incrocio" abbiamo affermato che tale termine è usato impropriamente per definire quella particolare non linearità statica della caratteristica di trasferimento nel punto d'incrocio (passaggio per lo zero della sinusoide) la quale genera, come ogni altra non linearità statica, distorsione armonica e d'intermodulazione, e pertanto la sua esatta denominazione è **non linearità d'incrocio**.

A questo proposito abbiamo distinto due cause che generano non linearità d'incrocio: la prima legata alla caratteristica fisica del transistor espressa dalla funzione $I_C = f(V_{BE})$, la seconda dovuta alla asimmetria dei due rami (positivo e negativo) e a tal proposito abbiamo scartato (per quanto riguarda il suo uso in Hi-Fi) la configurazione a simmetria quasi complementare proprio perché tale asimmetria era eliminabile solo applicando una notevole controreazione. La nostra indagine si è quindi rivolta a quella particolare configurazione chiamata "simmetria completamente complementare", la quale può esibire una caratteri-

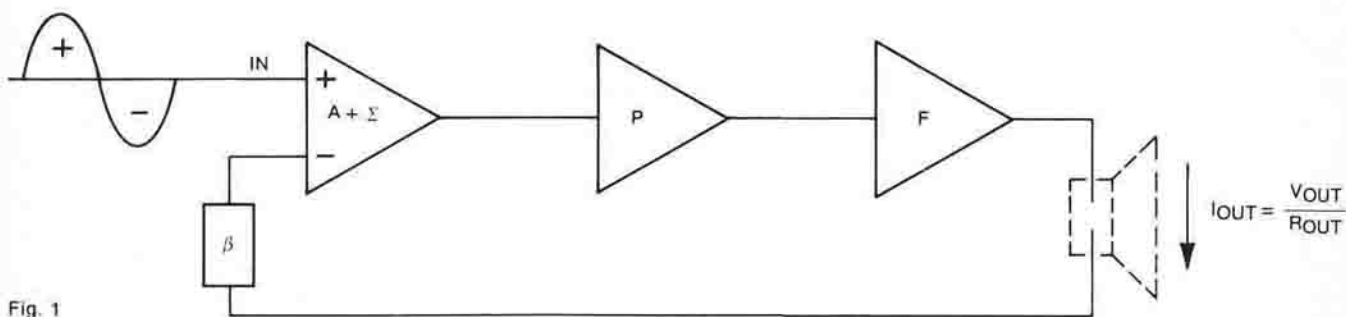


Fig. 1

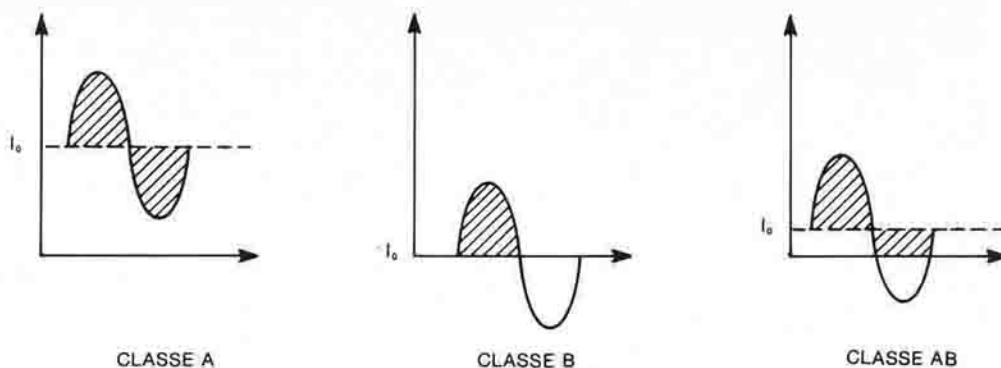


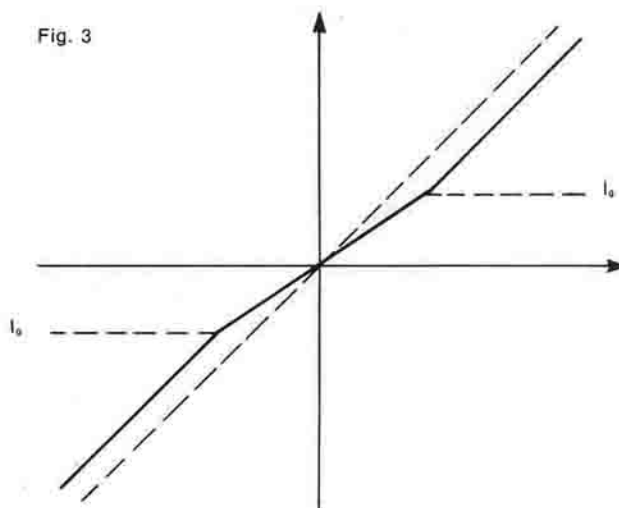
Fig. 2

stica di trasferimento ideale (retta) dopo l'applicazione di un'opportuna corrente di polarizzazione (funzionamento in classe AB) e della controeazione. Precisiamo in questa sede che uno stadio finale funziona in classe AB quando ciascun ramo conduce per un periodo di tempo superiore ad un semiperiodo, ma inferiore ad un intero periodo (v. fig. 2 ove con I_o è indicata la corrente di polarizzazione). La caratteristica di trasferimento è illustrata in fig. 3: essa è caratterizzata da una maggior pendenza della retta (trasconduttanza) durante il funzionamento in classe AB, pendenza facilmente eliminabile scegliendo oculatamente il valore della corrente di polarizzazione e facendo uso di un opportuno tasso di controeazione. Abbiamo poi concluso la prima parte di questo articolo dimostrando che nelle configurazioni completamente complementari prese in esame, nonostante la corrente attraversi nei due rami le stesse giunzioni, è praticamente impossibile in queste due che essa veda impedenze uguali in quanto, in ciascun ramo, i parametri β , V_{BE} , h_{ie} non sono uguali (per la inevitabile dispersione nei parametri dei transistor) e perché tutti questi parametri variano con la temperatura.

La tripletta

Dopo questo "breve" richiamo alla prima parte dell'articolo, necessario per facilitare chi ci legge per la prima volta, riprendiamo il discorso dalla fig. 4. In essa è raffigurato il "transistor finale ideale" di cui vi

Fig. 3



avevo parlato. Gli effetti linearizzanti di tale circuitazione sono notevoli. I tre transistor in cascata T_1 , T_2 , T_3 costituiscono quella che viene generalmente chiamata "tripletta complementare" (o "super emitter follower complementare") dotata, rispetto alle classiche configurazioni darlington, di un'ottima linearità tanto nelle caratteristiche di trasferimento che in quelle

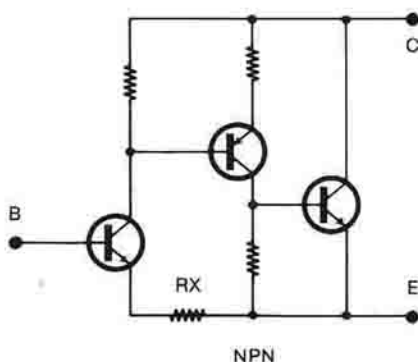
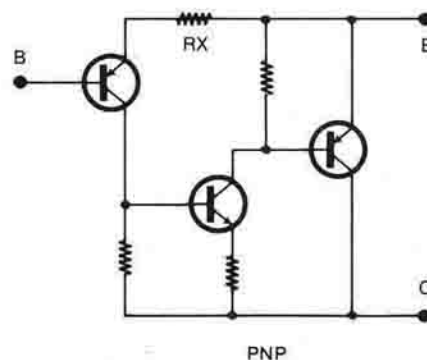


Fig. 4



d'ingresso, in particolare maggior guadagno in corrente (elevata trasconduttanza), maggior prodotto di banda, ottima stabilità in temperatura, elevata impedenza d'ingresso e bassa impedenza d'uscita. La R_{IN} elevata, e praticamente lineare fino al punto d'incrocio, facilita il pilotaggio in tensione (cioè con poca "corrente di comando") e minimizza ogni distorsione nel punto d'incrocio. Il segnale è amplificato due volte in tensione tramite T_1 e T_2 ed in corrente tramite T_3 , mentre la R_X attua una controreazione totale che porta il guadagno in tensione prossimo all'unità: è proprio questa controreazione locale che linearizza le caratteristiche di trasferimento e d'ingresso rendendo la tripletta praticamente un transistor "ideale".

Negli amplificatori che ne sono affetti, la "distorsione d'incrocio" in pratica è sempre presente (basti pensare a quante volte un segnale musicale passa per lo zero) e la struttura, caratterizzata da armoniche dispari di alto ordine (cioè di frequenza elevata), la rende particolarmente fastidiosa in quanto, come sappiamo, in musica le **armoniche pari** sono tra loro asso-

nanti, cioè equivalgono ad accordi di ottava, che non provocano sensibili alterazioni timbriche, mentre le **armoniche dispari** sono **dissonanti**. Inoltre, se non si adottano opportune (e sofisticate) soluzioni circuitali atte a garantire una sufficiente simmetria nei due rami, questa distorsione è eliminabile solo facendo uso di un enorme fattore di controreazione il quale, oltre a pericolose rotazioni di fase, è causa, come vedremo, di intermodulazione dinamica. Altre non linearità statiche, come ad esempio quella detta ad S (fig. 5) hanno, a differenza di quella d'incrocio, una caratteristica di trasferimento che si discosta dalla retta ideale con una certa regolarità e ad alti livelli della potenza d'uscita: esse sono causa principalmente di armoniche pari e sono facilmente eliminabili con un moderato uso della controreazione e/o con particolari soluzioni circuitali.

Il cascode

Estendendo la nostra analisi a tutto l'amplificatore di potenza (fig. 6) troviamo nello stadio di ingresso (T_1) e specialmente nell'amplificatore di tensione in classe A (T_2) i principali responsabili della distorsione d'intermodulazione in regime statico. Una soluzione molto efficace per linearizzare le caratteristiche di trasferimento di T_2 (e T_1) è illustrata in fig. 7. Trattasi di una particolare configurazione chiamata "**cascode**" (v. RKE n. 4, maggio 78, pag. 28) che viene adottata sempre più frequentemente dalle case detentrici dell'attuale "state-of-the-art". T_2 è collegato ad emettitore comune e ha come carico di collettore la giunzione emettitore-base di T_X , collegato a base comune. L'impedenza d'ingresso dell'emettitore di T_X è estremamente bassa, tanto che il collettore di T_2 si può considerare praticamente in corto circuito. In queste condizioni T_2 fornisce il massimo guadagno in corrente, con guadagno in tensione pari circa all'unità. Viceversa T_X , collegato a base comune, fornisce quasi il massimo guadagno in tensione, con guadagno in corrente praticamente nullo. In tal mo-

Fig. 5

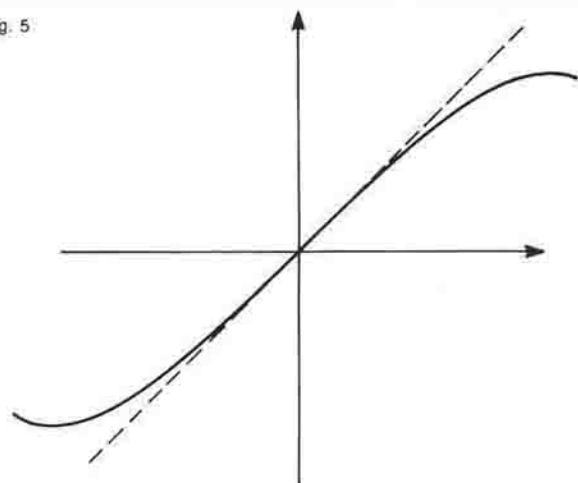
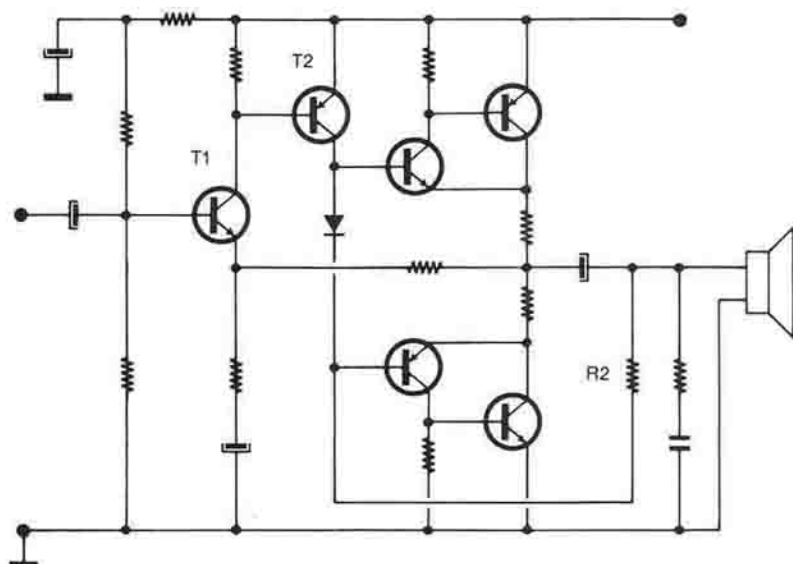


Fig. 6



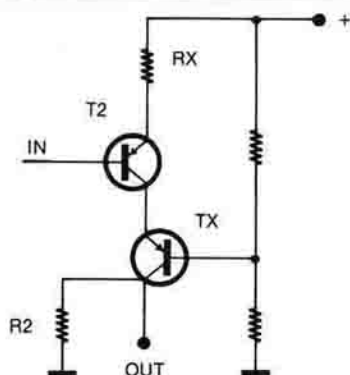


Fig. 7

do abbiamo realizzato un altro transistor "ideale" con elevatissimo guadagno sia in tensione che in corrente, con una forte controreazione in corrente ottenuta tramite R_2 (in quanto la corrente che l'attra-

versa è la stessa che scorre nel carico R_X), e soprattutto con la giunzione di base insensibile alle variazioni della tensione di collettore. È infatti l'effetto Early, cioè la variazione dello spessore della base in relazione alla variazione della tensione di collettore, che rende T_2 (fig. 7), che si trova ad avere sul suo collettore l'intera escursione della tensione d'uscita, il maggior responsabile della distorsione d'intermodulazione in regime statico. L'effetto Early è chiaramente denunciato dalla funzione $I_C = f(V_{CE})$ di fig. 8, dove all'aumentare della tensione le curve $I_C - V_{CE}$ non sono più orizzontali. Puntualizziamo che le frequenze generate dalla distorsione d'intermodulazione sono tutte dissonanti tra loro e quindi particolarmente fastidiose: valori percentuali superiori allo 0,1-0,15% sono infatti facilmente avvertibili, a differenza della distorsione armonica che, se costituita da armoniche pari, può raggiungere valori percentuali più elevati (0,3-0,5%) senza essere particolarmente fastidiosa e/o avvertibile.

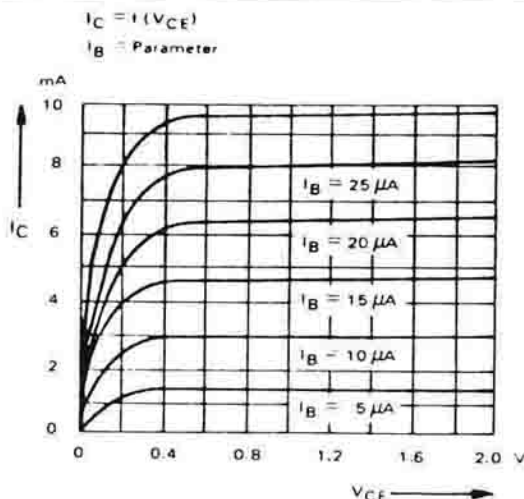
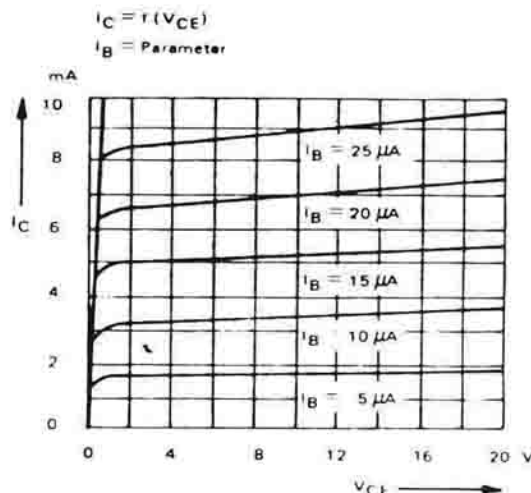


Fig. 8



MULTIMETRO ELETTRONICO DIGITALE 5 FUNZIONI - 28 PORTATE - 3 1/2 CIFRE

LA MIGLIORE OFFERTA SUL MERCATO.

FACILE DA COSTRUIRE GRAZIE AL DETTAGLIATISSIMO
LIBRETTO D'ISTRUZIONI.

COMPONENTI DI ALTA QUALITÀ.
COMPLETAMENTE MADE IN U.S.A.

ORDINATELO SUBITO SCRIVENDO ALLA:

sabtronics

MODELLO 2000

L. 115.000 IVA inclusa + spese postali

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Accuratezza di base 0,1% ± 1 digit per misure in corrente continua.

Misura tensioni continue e alternate in 5 scale da 100 μ V a 1400 VDC e 1000 VAC.

Misura correnti continue e alternate in 6 scale da 10 μ A a 2 A con protezione mediante fusibile.

Misura resistenze in 6 scale da 0,1 ohm a 20 MOhm. Nelle tre portate basse si evitano gli errori dovuti a giunzioni di semiconduttori in parallelo poiché sulla resistenza incognita vengono impressi meno di 200 mV.

Display LED da 0,4" - 4 campionature al secondo.

Quattro pile alcaline danno 25 ore di autonomia.

PESO: 680 grammi. DIMENSIONI: cm 7,6 $\times$ 20,3 $\times$ 16,4

► CERCHIAMO DISTRIBUTORI ◀

elcom

VIA ANGIOLINA, 23 -
34170 GORIZIA - TEL. 0481/30909

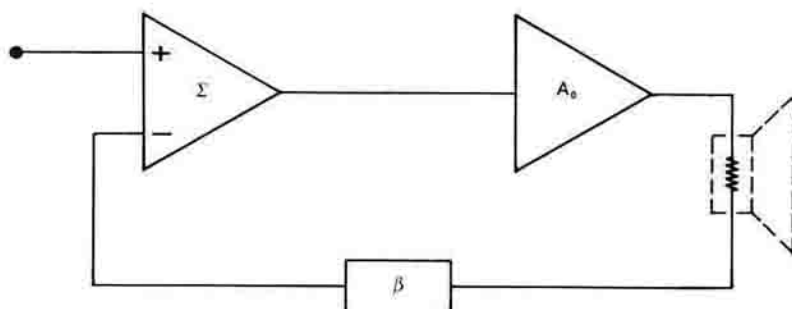


Fig. 9

La controreazione

Per comprenderne il concetto di intermodulazione transitoria è necessario soffermarsi un attimo sul funzionamento della controreazione. Un circuito attivo è controreazionato quando si preleva il segnale (o parte di esso) dalla sua uscita e lo si introduce all'entrata sommandolo algebricamente al segnale d'ingresso. In particolare si ha **reazione positiva** quando il segnale di reazione viene introdotto **in fase** col segnale d'ingresso: i due segnali si sommano e l'amplificazione cresce fino alla saturazione del dispositivo che entra in oscillazione ad una frequenza diversa da quella d'ingresso, legata al valore dei componenti del circuito. Con particolari valori della controreazione è possibile mantenere il dispositivo in oscillazione permanente, anche senza segnale in ingresso (oscillatore). Si ha invece **reazione negativa** quando il segnale di reazione viene introdotto in **opposizione di fase** (-180°) rispetto al segnale d'ingresso: il segnale di reazione si sottrae al segnale d'ingresso e l'amplificazione diminuisce. In particolare, riferendoci all'amplificatore di potenza schematizzato in fig. 9, si definisce fattore di controreazione β il rapporto tra il guadagno senza controreazione A_0 ed il guadagno con controreazione A_r . Congiunta-

mente alla diminuzione del guadagno si ha nell'amplificatore reazionato un aumento della banda passante ed una diminuzione delle distorsioni statiche, oltre ad altri effetti di minore importanza, come ad es. la diminuzione dell'impedenza d'uscita. In particolare la banda passante dell'amplificatore reazionato è data dal prodotto della banda passante ad anello aperto per il fattore di reazione β ; la distorsione è data dal valore della distorsione ad anello aperto divisa per il fattore di reazione β .

Generalmente nella maggior parte degli amplificatori vengono adottati fattori di controreazioni compresi tra 40 e 100 dB (cioè rapporti da 100:1 a 100.000:1). Per chiarire meglio gli effetti della controreazione scendiamo ad un esempio pratico. Supponiamo che il nostro amplificatore di fig. 10 abbia un guadagno ad anello aperto A_0 di 100 dB (cioè un rapporto 100.000:1) ed una potenza di 50 W su 8 ohm. La tensione sul carico è data da $V = \sqrt{W \cdot R} = \sqrt{50 \cdot 8} = 20$ V. La sensibilità d'ingresso è data ovviamente dal rapporto tra la tensione d'uscita ed il guadagno, pertanto $20/100.000 = 0,0002$, cioè 200 μ V. Supponiamo anche che la massima distorsione armonica sia del 10% e vediamo cosa succede applicando la controreazione con fattore β di 80 dB (10.000:1).

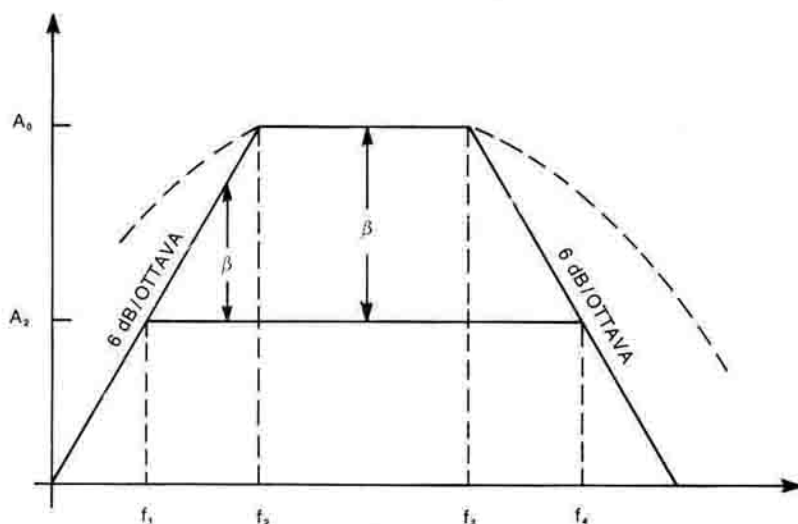


Fig. 10

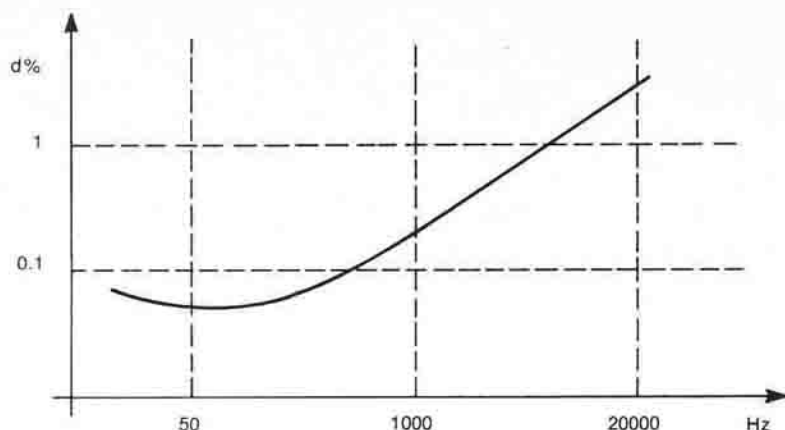


Fig. 11

Il guadagno ad anello chiuso è dato da $A_0/A_F = 100.000/10.000 = 10$ (o anche 100 dB - 80 dB = 20 dB, cioè per l'appunto un rapporto 10:1). La sensibilità d'ingresso diventa pertanto di $20/10 = 2$ V e pure la distorsione armonica diminuisce dello stesso fattore β , pertanto $10 \cdot 100/10.000 = 0,1\%$.

Nel grafico di fig. 10 sull'asse orizzontale abbiamo indicato con $f_2 - f_1$ la banda passante dell'amplificatore senza controreazione e con $f_4 - f_3$ quella dell'amplificatore reazionato. A_0 indica il guadagno senza controreazione e A_F quello con controreazione. β è il nostro solito fattore di controreazione, cioè la differenza tra i due guadagni (espressi in dB). L'attenuazione (tratteggiata) agli estremi della banda è dovuta alle basse frequenze alle costanti di tempo dei condensatori, alle alte frequenze, ai gruppi RC costituiti dalle resistenze e dalle capacità di ingresso dei vari circuiti ed alla diminuzione del guadagno in corrente dei transistor (specialmente i finali). Il segnale d'ingresso impiega dunque un certo tempo per attraversare l'amplificatore e, come sappiamo, ritardo è sinonimo di sfasamento: l'uscita quindi è sfasata di X° rispetto all'ingresso. In un amplificatore ad anello aperto è facile trovare all'uscita alla frequenza f_0 sfasamenti anche di 45° (cioè $1/8$ di ciclo della sinusoide) e più. Questo sfasamento diviene sempre più importante man mano che la frequenza aumenta, e tanto più il fattore β è elevato, fino a diventare un semiperiodo (180°). Sappiamo che una rotazione di fase di 180° rende positivo ciò che è negativo e viceversa, pertanto la controreazione può diventare positiva rendendo l'amplificatore un vero e proprio oscillatore. Questo spiega la presenza in ogni amplificatore, ad anello aperto, del "polo dominante" (un passa basso quasi sempre a 6 dB/ottava) necessario per ridurre il guadagno dell'amplificatore alle alte frequenze, affinché, una volta reazionato, il guadagno sia sufficientemente diminuito quando l'inevitabile rotazione di fase raggiunge i 180° . Da quanto sopra esposto è facile arguire (e salta subito agli occhi osservando la fig. 11) che β , cioè la controreazione, **diminuisce** al crescere della frequenza. Conseguentemente la **distorsione cresce** all'aumentare della frequenza. Ciò spiega la curva di distorsione armonica in funzione della frequenza di fig. 11, tipica della

maggioranza degli amplificatori di potenza proposti in Kit o premontati (ma tipica anche di realizzazioni commerciali), i quali vantano distorsioni di centro banda sufficientemente basse, ma non menzionano per niente i valori agli estremi banda (che come si vede sono particolarmente elevati). La controreazione è quindi poco efficace alle alte frequenze, cioè (unitamente però ad altre cause) sulla non linearità d'incrocio e particolarmente sulla distorsione d'intermodulazione, caratterizzata da armoniche dispari di alto ordine (= frequenza elevata). Ciò spiega perché i valori percentuali di **distorsione d'intermodulazione** in genere sono **difficilmente menzionati** nelle caratteristiche tecniche di molti amplificatori (scadenti). Spiega altresì (ma vi è una giustificazione ancor più valida) perché è necessario che la caratteristica di trasferimento di un amplificatore sia quanto più possibile simile ad una retta (cioè lineare) già ad anello aperto. Abbiamo visto nella prima parte di questo articolo che, se inviamo all'ingresso di un sistema non lineare un **segnale puro**, cioè una **sinusoide**, in uscita oltre al segnale originale otteniamo anche dei segnali di frequenza multipla del segnale d'ingresso: cioè **distorsione armonica**. Inviando **due sinusoidi** otteniamo, oltre alle armoniche, delle frequenze somma e differenza di frequenze multiple del segnale d'ingresso, cioè **distorsione d'intermodulazione**. Bisogna però considerare che difficilmente in natura esistono dei **suoni puri**: certi strumenti, specialmente l'organo, emettono dei segnali semplici quasi perfetti, ma la maggior parte di essi emettono dei **suoni complessi**, cioè più componenti dello stesso suono. Ad es., un La di violino ottenuto sulla corda La comporta ugualmente un gran numero di La di ottave superiori. La qualità e quantità delle armoniche presenti in un suono complesso ne costituiscono il **timbro**. Sulla caratterizzazione del timbro influiscono anche i transistori, in particolare il **transitorio d'attacco**, cioè quell'istante in cui viene superata l'inerzia del mezzo vibrante per portare il suono al suo normale regime di oscillazione. Durante il transitorio d'attacco compaiono delle vibrazioni che sono indispensabili all'orecchio per il riconoscimento del timbro. Anche durante il **transitorio di mantenimento**, quando cioè il mezzo vibrante ha raggiunto

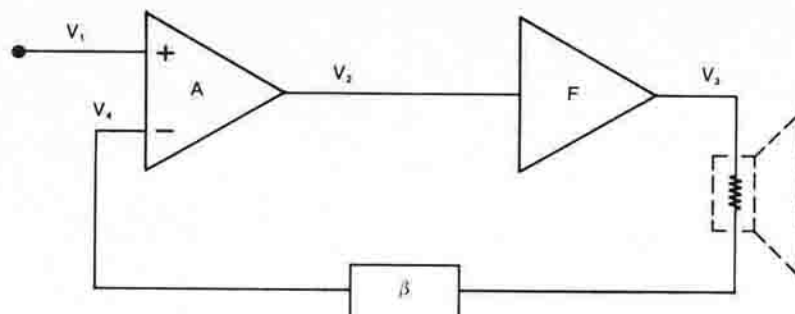


Fig. 12

il suo normale regime di oscillazione, il suono è ancora caratterizzato da fluttuazioni che influiscono anch'esse sul timbro. In natura si può quindi parlare a tutti gli effetti di **suono dinamico**, il quale ha ben poco in comune con la o le sinusoidi inviate all'ingresso del nostro amplificatore. Pertanto **le sole caratteristiche statiche di un amplificatore non sono idonee a rilevarne particolari carenze timbriche**, cioè a stabilire il grado di capacità dell'amplificatore nel restituire un suono fedele all'originale. È necessario pertanto esaminare il suo funzionamento in **regime dinamico**, cioè la sua capacità nel restituire linearmente un segnale non solo relativamente all'ampiezza, ma anche al tempo ed alla frequenza.

NON LINEARITÀ DINAMICHE

Le non linearità dinamiche causano la saturazione temporanea di uno o più stadi dell'amplificatore, generando DIM- Dynamic Intermodulation (distorsione d'intermodulazione dinamica): in particolare, in presenza transienti, TIM - Transient InterModulation (intermodulazione ai/dei transienti o transitoria), in un primo tempo chiamato TID (Transient Intermodulation Distorsion).

TIM - Transient Inter Modulation

La teoria sulla TIM, pubblicata nel marzo 1976, è frutto della collaborazione di due ricercatori finlandesi, EERO Leinone e Matti Ojala (Technical Research Centre of Finland, Electronics Laboratory, sf 90101 Oulu, Finland), anche se nei suoi principi generali era già stata intuita nel '66 da D.G. Daugherty e R.A. Greiner e non manca chi cita sull'argomento un articolo datato addirittura al 1952.

In fig. 12 è raffigurato il solito schema a blocchi di un amplificatore di potenza. Il blocco A rappresenta lo stadio di ingresso, l'amplificatore in classe A e il sommatore Σ , cioè in pratica un amplificatore differenziale con elevatissimo guadagno in tensione ad anello aperto (in questo caso 100 dB) e risposta in frequenza elevata.

F è lo stadio finale, con guadagno in tensione pari a 1 e tutti i difetti che già conosciamo, in particolare banda passante ad anello aperto di poche migliaia di Hz, ad es: 1 kHz. Qualsiasi segnale con frequenza maggiore di 1 kHz presente all'ingresso verrà resti-

tuito da A senza ritardo e da F con un certo ritardo (vedi fig. 13, in cui il segnale d'ingresso è un'onda quadra, detta anche "gradino di tensione" o "funzione indiciale").

Identifichiamo con un'onda quadra un transiente che si presenti all'ingresso del nostro amplificatore e analizziamone il percorso dall'ingresso all'uscita con particolare riferimento al ritardo introdotto da F. All'istante T il transitorio V_1 è presente all'entrata dell'amplificatore. Lo stadio finale ha un suo tempo di ritardo durante il quale V_3 vale circa zero (e pure V_4). Come sappiamo un amplificatore differenziale amplifica la differenza tra le tensioni in ingresso, pertanto per tutto il tempo in cui V_3 e $V_4 \approx 0$, l'amplificazione è massima (100 dB). In altre parole manca la controreazione e quindi l'amplificazione è pari a quella ad anello aperto.

Fig. 13

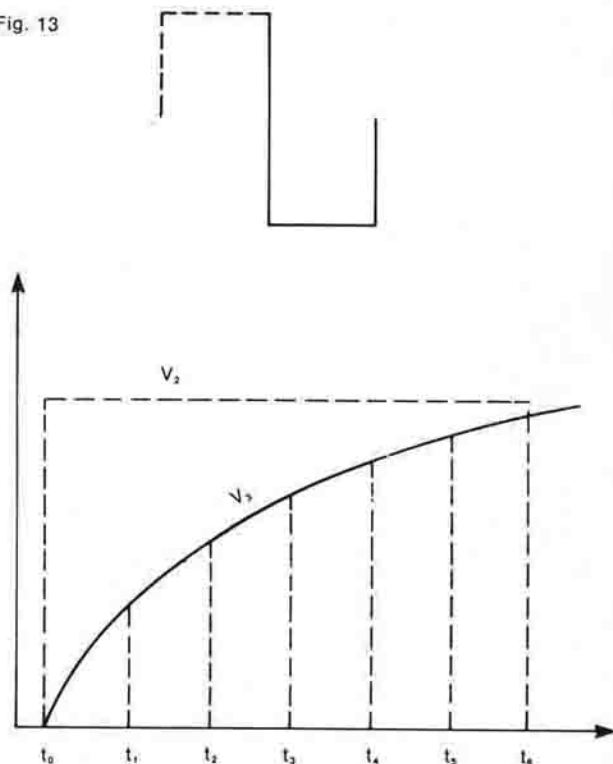
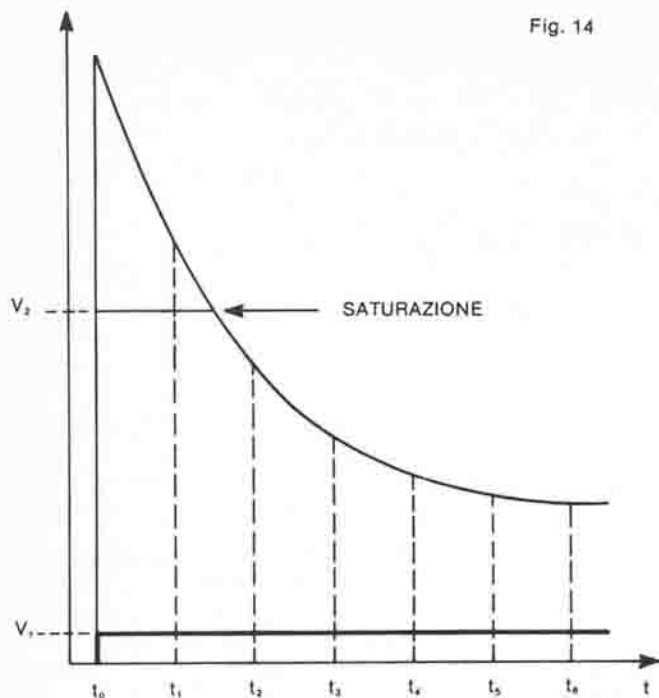


Fig. 14



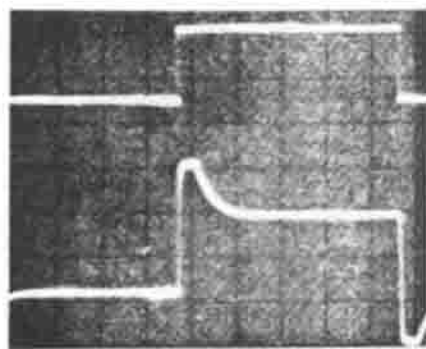
A (fig. 14) dovrebbe trasferire alla sua uscita un transitorio straordinariamente elevato causa la mancanza della controreazione (non dimentichiamo che l'amplificazione è di 100.000 volte). È un compito ovviamente al di fuori delle sue possibilità: uno (o più) dei suoi stadi, ad esempio lo stadio d'ingresso (T₁ di fig. 6), raggiunto il massimo valore della tensione di collettore, va in saturazione e vi rimane per tutto il tempo in cui non interviene la controreazione. Nell'oscillogramma di fig. 15 si vede chiaramente il picco transitorio (overshoot) che si forma in mancanza della controreazione, l'appiattimento del picco

dovuto a saturazione di uno (o più) transistor e il successivo intervento della controreazione.

Un transistor in saturazione è in grado di generare intermodulazione del 100% qualora al suo ingresso siano presenti contemporaneamente due frequenze diverse.

Avendo presente il concetto di suono dinamico espresso poc'anzi, risulta evidente che la TIM, negli amplificatori che ne sono affetti, è sempre presente.

Per evitare l'insorgere della TIM è necessario adottare configurazioni circuitali sofisticate atte a linearizzare le caratteristiche di trasferimento già ad anel-



lo aperto, in particolare in grado di aumentare la dinamica degli stadi che compongono il blocco A (per evitarne la saturazione in presenza del picco transitorio), e soprattutto tendenti ad allargare la banda passante open loop dello stadio finale (e quindi transistor finali con elevato F_t) e (se insufficiente) anche del blocco A.

Infine, poiché l'ampiezza del picco transitorio cresce all'aumentare del fattore di controreazione, è auspicabile che vengano realizzati anelli di controreazione a livello locale (vedi tripletta e cascode) al fine di poter adottare per β fattori più moderati.



MADE EXCLUSIVELY FOR HENRY RADIO
Available at select dealers throughout the U.S.

BIRD

HAM-MATE™

VHF mod. 4362
HF mod. 4360

Caratteristiche

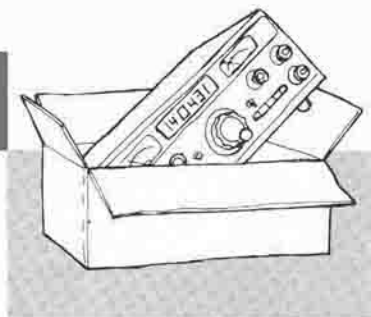
	Mod. HF 4360	Mod. VHF 4362
Gamma di frequenza	1.8-30 MHz-140-148 MHz	
Lettura della potenza diretta	0-200/2000W - 0.25/250W	
Lettura della potenza riflessa	0-200/2000W - 0.25/250W	
Impedenza Z ₀	50 ohms*	
ROS di inserzione	1.1 a 1.0 max.	
Precisione	±8% of Full Scale	
Direttività	20 dB min.	
Dimensioni	100 x 150 x 85 mm	
Peso	g 430	
Connettori ingresso-uscita	UHF (SO 239)	

*I famosi
wattmetri
«bird»*

ora in esecuzione speciale per radioamatori

HENTRON INTERNATIONAL

VIA G. M. SCOTTI, 34
24100 BERGAMO ITALY - TEL. (035) 21.84.41



Un oscilloscopio di prezzo alla portata di tutti e purtuttavia di caratteristiche professionali

La TRIO-KENWOOD (Giappone), rappresentata in Italia dalla VIANELLO S.p.A. - Via Luigi Anelli 13 - Milano - Tel. 544041, presenta un oscilloscopio a doppia traccia da c.c. a 10 MHz, il Modello CS-1562, che unisce alle prestazioni professionali un costo di assoluta convenienza, un assoluto minimo nel campo degli oscilloscopi professionali a doppia traccia. Ciò è dovuto alla produzione in grande quantità (centinaia di migliaia in tutto il mondo) che consente alla TRIO di ridurre sensi-

bilmente la percentuale dei costi fissi che gravano sul prezzo di vendita.

Nonostante il basso costo l'oscilloscopio ha prestazioni di classe, il trigger è automatico e la sincronia è normale o anche da segnale TV; i due canali possono essere utilizzati anche per ottenere un funzionamento XY a pari sensibilità (10 mV/cm). L'asse dei tempi è a 18 portate da 1 μ sec/div a 0,5 sec/div con espansione orizzontale $\times 5$. Lo schermo, molto luminoso, è un ampio 8×10 cm, le dimensioni sono molto compatte ($26 \times 19 \times 37$ cm) e pesa solo 8 Kg. I comandi sono semplici, disposti in modo logico e l'aspetto è decisamente elegante. Viene fornito completo di due sonde (con doppia sensibilità $\times 1$ e $\times 10$) comprese nel prezzo.



Sistema di protezione antifurto con trasmissione allarme via radio

SELECTRON VST-200, prodotto dalla NOV.EL., è il primo antifurto integrato con sistema di trasmissione di allarme via radio che consente la protezione totale di auto, autotreni, roulotte, imbarcazioni e degli oggetti o merci di valore in essi contenuti.

L'efficacia di questo sistema non neutralizzabile sta nel fatto che consente la massima rapidità d'intervento ed impedisce quindi al ladro di mettere in atto le sue intenzioni.

Basta infatti che un malintenzionato tenti di accedere all'interno o ai vani della vettura, perché un allarme trasmesso via radio raggiunga il proprietario dell'auto.

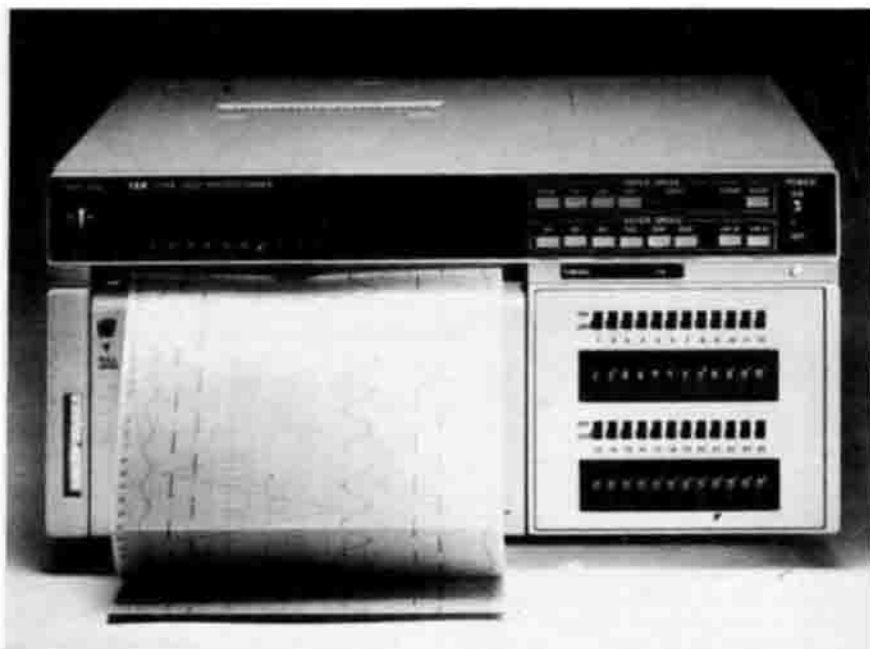
SELECTRON VST-200 si basa sulla protezione di barriere a raggi infrarossi, che assicurano in ogni circostanza la massima affidabilità ed escludono la possibilità di falsi allarmi.

Una chiave elettronica codificata permette lo spegnimento del sistema di allarme. Tutte le parti necessarie per l'installazione sono contenute in un'elegante confezione.

NOV.EL. - V. Cuneo 3 - 20149 Milano.

Nuovi registratori galvanometrici ottici a 9 o 18 o 24 tracce

La YEW (Giappone), rappresentata in Italia dalla VIANELLO S.p.A. - Via L. Anelli 13 - Milano - Tel. 544041, annuncia una nuova serie, denominata 2932, di registratori galvanometrici ottici a 9 o 18 o 24 tracce. Essi si distinguono innanzitutto per la massima compattezza: anche l'unità a 24 tracce ha dimensioni ridotte ($20 \times 43 \times 44$ cm) e basso peso (solo 23 Kg).



Inoltre la traccia, che si sviluppa su una larghezza di 178 mm (ma il registratore è regolabile facilmente per accettare anche larghezze di 152 mm o 203 mm) è nitida e di alta definizione. Altre caratteristiche sono: 12 velocità di trascinamento da 10 cm/min a 400 cm/sec, nessuna regolazione è necessaria per l'allineamento in verticale dei galvanometri, facile identificazione delle posizioni delle tracce sia sul registrato sia nel registratore, basso consumo (300 VA), comando remoto dell'avanzamento carta

e comando programmato a lunghezza predeterminata (da 0,5 a 4 metri).

La costruzione è stata particolarmente curata utilizzando il minimo di parti necessarie per ottenere la massima affidabilità e durata e l'alta qualità di componenti unita alla tecnica avanzata di costruzione sono caratteristiche dello standard delle apparecchiature YEW.

I galvanometri, di costo notevolmente inferiore alla concorrenza, coprono la gamma di frequenza sino 3,5 kHz con sensibilità sino 4,5 uA/mm.

Decodificatori di toni XR 567 e XR 2567

Impiegando l'integrato XR 567 e XR 2567 collegando due decodificatori XR 567 (come in figura 1 A) si possono decodificare toni in modo simultaneo o sequenziale.

Per avere un segnale d'uscita i decodificatori devono essere ambedue "ON" - R_1 , C_1 ed R'_1 , C'_1 sono scelti per i toni 1 e 2 rispettivamente. Se si devono decodificare toni sequenziali (1 seguito da 2) C_2 deve essere abbastanza grande per ritardare lo spegnimento del tono 1 affinché il tono 2 sarà acceso e le porte NOR attivate.

Da notare che la sequenza errata (Tono 2 seguito da tono 1) non fornirà alcun segnale in uscita poiché l'unità 2 si spegnerà prima che l'unità 1 s'inneschi.

La figura 1B mostra una variazione al circuito che consiste nell'eliminazione della porta NOR.

In questo caso l'uscita è derivata dall'unità 2 ma lo stadio di uscita di questa unità è reso nullo da R_2 e CR_1 finché viene attivato dal tono 1.

Un'ulteriore variazione è data in figura 1C. Qui l'unità 2 è accesa dall'uscita dell'unità 1 quando si presenta il tono 1, riducendo a metà la potenza assorbita. Perciò, quando l'unità 2 è attivata il tono 1 è o era presente.

Se il tono 2 è ora presente anche l'unità 2 s'innescia se un consegnante segnale in uscita.

Poiché durante il tempo di accensione dell'unità 1 può apparire in uscita un transiente, anche se il tono 2 non è presente, il carico deve essere basso in modo da evitare una falsa uscita dovuta solo dal tono 1.

DETECTION OF TWO SIMULTANEOUS OR SEQUENTIAL TONES

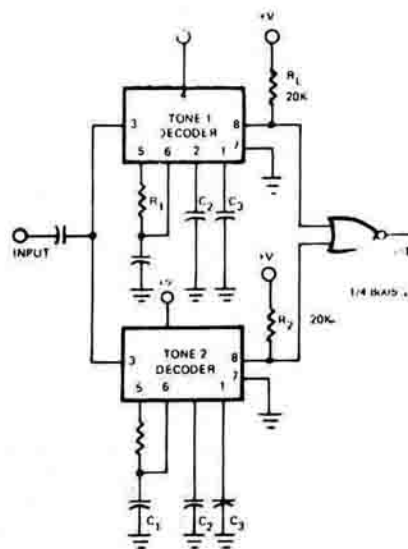


Fig. 1a

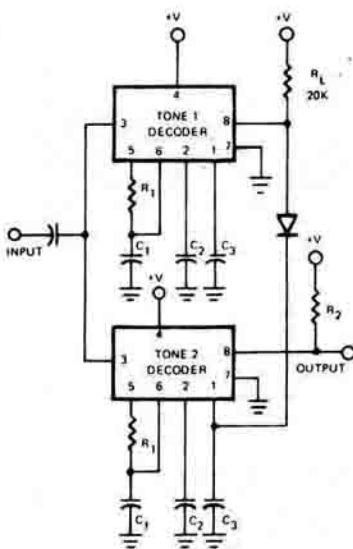


Fig. 1b

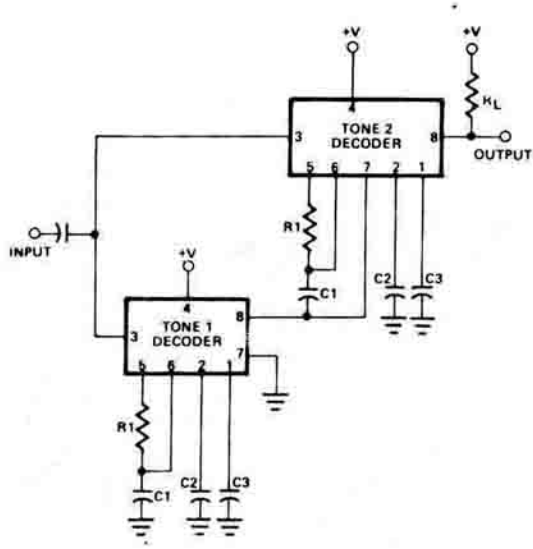


Fig. 1c

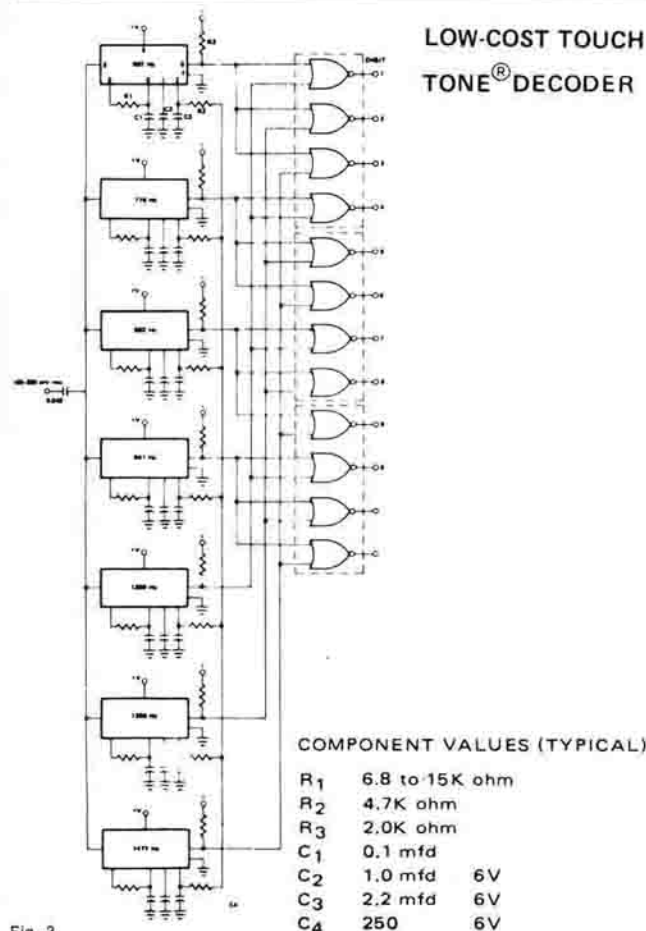


Fig. 3

Decodificatore di tono veloce per bande strette

Il circuito di figura 1 può essere usato per realizzare un decodificatore di tono a bande strette.

La rivelazione della larghezza di banda è raggiunta sovrapponendo le bande da rilevare dei due decodificatori di tono. Perciò in un'uscita ci sarà solo un tono che sta all'interno della parte sovrapposta.

L'ampiezza del segnale d'ingresso dovrebbe in ogni momento essere maggiore di 70 mVrms per prevenire la contrazione della banda da rilevare e C₂ dovrebbe essere tra 130/f₀ e 1300/f₀ mfd dove f₀ è la frequenza nominale di rivelazione.

Con C₂ a valori piccoli è possibile operare alla massima velocità in modo che, nel peggiore dei casi, il ritardo dell'uscita è solo di circa 14 cicli.

Decodificazione di tono a tastiera

La decodificazione di tono mediante tastiera è di grande interesse poiché ogni genere di applicazione di controllo a distanza è possibile mediante l'uso di un codificatore che in definitiva sarà parte di tutti i toni.

La figura n. 2 mostra la realizzazione di decodificazione a basso costo. Sette decodificatori di tono XR 567, i cui ingressi sono collegati in parallelo ad una linea telefonica o accoppiatore acustico, pilotano tre gruppi di parte NOR. Ogni decodificatore di tono è sintonizzato, mediante R₁ e C₁, ad una delle sette note. banda di circa 8% a 100 mV e 5% a 50 mV rms mentre il condensatore C₄ disaccoppia le sette unità.

Se si desidera qualcosa a responso più basso con tensioni d'ingresso tra 50 e 100 mVrms, la larghezza di banda può essere controllata selezionando C₂, eliminando in tal modo i sette resistori R₂ e C₄. In questo caso C₂ dovrebbe essere 4,7 mfd per tre frequenze più basse e 2,2 mfd per le quattro frequenze più alte.

L'unica caratteristica insolita di questo circuito l'uso di R₂ per la riduzione della larghezza di banda.

Dal foglio delle caratteristiche dell'XR 567 si nota che il resistore esterno R_A può essere usato per ridurre il guadagno dell'anello e di conseguenza la larghezza di banda.

La resistenza R₂ compie la stessa funzione di R_A eccetto che invece di andare ad un partitore di tensione, per la polarizzazione in CC, va a un punto comune delle altre sei resistenze R₂.

FREQUENCY METER WITH LOW-COST LAMP READOUT

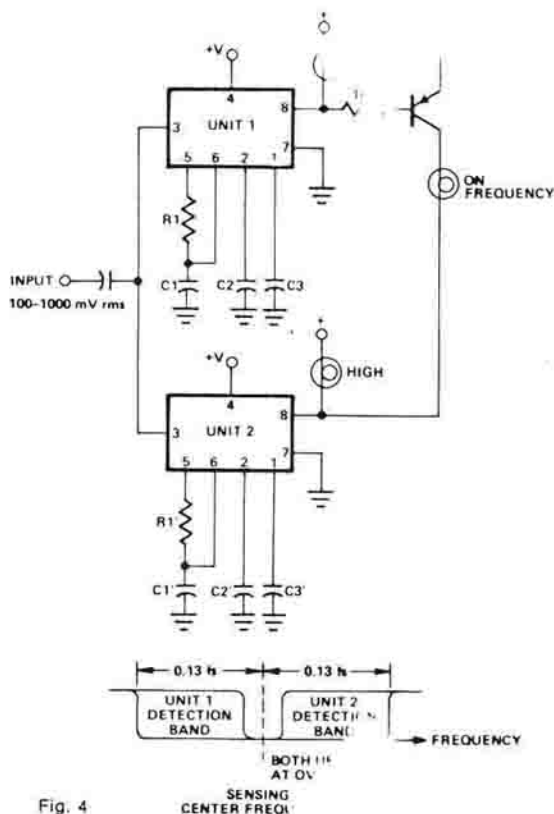


Fig. 4

In effetti i cinque XR 567 che non sono attivati durante il processo di decodificazione servono come polarizzazione per le resistenze R₂ dei due XR 567 che sono attivati.

Il condensatore C₄ (opzionale) disaccoppia le correnti alternate al punto comma.

Indicatore di frequenza a basso costo

La figura 3 mostra come due decodificatori di tono utilizzati nella sovrapposizione di bande da rilevare possono essere usati per un frequenzimetro come "GO/NO/GO".

L'unità 1 è fissata 6% sopra la frequenza da rilevare desiderata e l'unità 2 è fissata 6% sotto la frequenza desiderata. In questo modo, se la frequenza in arrivo è entro il 13% della frequenza desiderata una delle due unità daranno un segnale in uscita.

Se ambedue le unità sono "ON" significa che la frequenza in arrivo è entro 1% della frequenza desiderata.

In pratica si può realizzare un indicatore di frequenza con tre lampadine ed un transistor oltre, ovviamente, a due integrati XR 567.

Per informazioni rivolgersi a:
ISAB - V.A. Bizzoni 2 - 20125 Milano.

Forma d'onda sinusoidale con XR 215 - Circuito PLL monolitico

Introduzione

In molti casi per applicazioni in comunicazioni o condizionamento di segnali è necessario ottenere un segnale d'uscita a forma sinusoidale da sincronizzare ad un desiderato riferimento o clock d'ingresso.

Ciò si può facilmente ottenere con l'uso del circuito integrato XR 215 un PLL monolitico.

Quando un segnale d'ingresso periodico è presente entro il range di cattura dell'XR 215 il sistema blocca l'ingresso e la sezione VCO del PLL si sincronizza con la frequenza d'ingresso.

L'uscita dell'oscillatore del PLL può allora essere convertita in una sinusoide

a bassa distorsione per mezzo di un circuito relativamente semplice.

La figura n. 1 mostra uno schema a blocchi dell'XR 215 formato da un comparatore di fase bilanciato, un VCO ad alta stabilità ed un amplificatore operazionale veloce.

Un sistema PLL si può facilmente realizzare accoppiando l'uscita del VCO ed uno degli ingressi del comparatore di fase ed aggiungendo un filtro passa-basso ai terminali d'uscita del comparatore. L'XR 215 può funzionare entro una estesa gamma di tensione di alimentazione compresa tra 5 e 26 V ed una banda di frequenza da 0,5 Hz e 35 MHz.

Accetta segnali analogici tra 300 mV e 3 V ed è interfacciabile con le convenzionali famiglie logiche.

La figura N. 2 mostra il circuito semplificato dell'XR 215.

Il VCO, nella parte centrale della figura, è un multivibratore la cui frequenza è fissata da un condensatore esterno, C_0 , collegato tra i terminali 13 e 14.

In questo tipo di oscillatore la forma d'onda ai capi del condensatore C_0 è un'onda triangolare con ampiezza di 1,4 Vpp indipendente dalla tensione d'alimentazione.

La forma d'onda triangolare può essere trasformata in un'onda sinusoidale a bassa distorsione tramite il circuito di figura n. 3.

Regolando il potenziometro R_q i transistor T1 e T2 dello stadio differenziale rendono il picco dell'onda triangolare rotondo col risultato di una forma d'onda sinusoidale all'uscita dello stadio differenziale.

Se le caratteristiche dei transistor ed i livelli di corrente dello stadio differen-

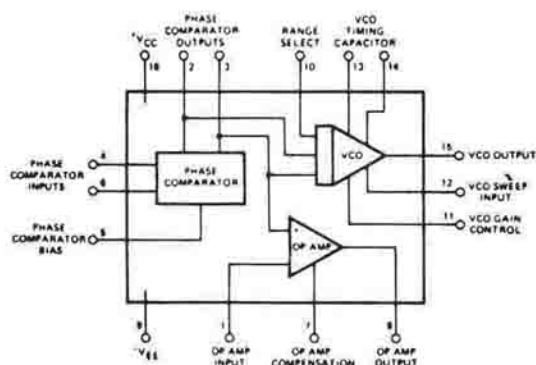


Fig. 1

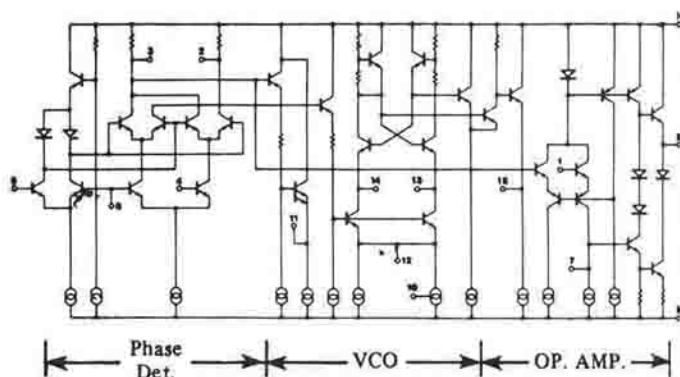
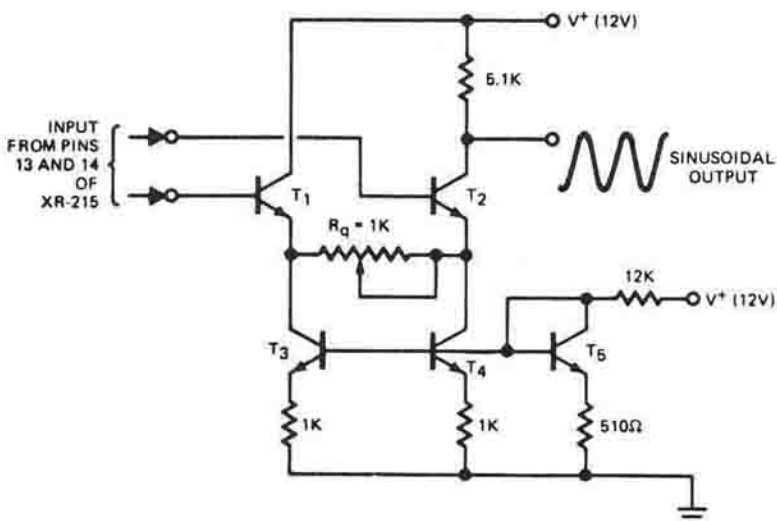
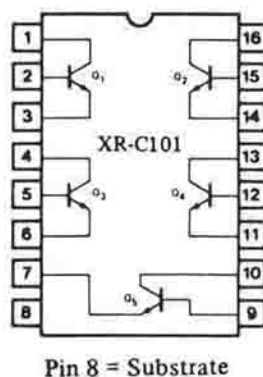


Fig. 2



*Adjust R_q for minimum harmonic distortion

Fig. 3



Pin 8 = Substrate

Fig. 4

L'ENERGIA SOLARE

di Emilio Cometta

Volume in formato 21,5x15,5 cm, di 90 pagg., con 45 illustrazioni e 6 tabelle. Ed. Delfino, Milano - L. 2.500

Oggi che la crisi petrolifera da un lato e le preoccupazioni di carattere ecologico dall'altro hanno suscitato o ridestato l'interesse per lo sfruttamento di fonti di energia cosiddette alternative ed in particolare per l'energia solare, si vede comparire sui banchi dei librai un numero non indifferente di volumi dedicati in tutto o in parte appunto all'energia solare: ma si tratta in genere di volumi di mole tutt'altro che trascurabile, che

spesso si addentrano in particolari teorici e che quindi possono facilmente scoraggiare il lettore che vuole formarsi rapidamente un'idea sulla natura del problema e sulle sue possibili soluzioni, ma che non ha né tempo né voglia, e nemmeno l'interesse, di scendere in particolari dettagliati ed in disquisizioni matematiche.

Alle esigenze di costoro ci pare che venga incontro ottimamente il lavoro apparso per i tipi della Editoriale Delfino, articolato in 13 agili capitoletti, che si fanno leggere senza sforzo ma che nel contempo danno una ricca serie di informazioni sullo stato attuale dell'arte.

Un'altra caratteristica che ci pare differenzi questo lavoro da altri sullo stesso argomento è la mancanza, da un lato di toni trionfalistici, cui tanta letteratura si abbonda nei riguardi dello sfruttamento dell'energia solare, quasi che essa da sola possa sopperire a tutte le necessità dell'uomo moderno, e dall'altro di quel pessimismo negatore di ogni utilizzabilità pratica di tale energia, che talvolta fa sorgere dubbi circa non confessati e non confessabili interessi.

Ci troviamo invece qui di fronte ad un lavoro molto aggiornato, che mette in risalto con imparzialità i lati positivi ed i lati negativi, le possibilità e le limitazioni dello sfruttamento dell'energia solare, i maggiori oneri ed i risparmi rispetto alle fonti tradizionali di energia.

Abbiamo detto che il volume si articola in 13 capitoli: elenchiandoli rapidamente.

Il primo capitolo riporta i dati fondamentali circa la potenza irradiata dal sole ponendo in evidenza le difficoltà, ai fini dell'utilizzazione pratica, connesse col fatto che l'energia solare giunge al suolo con disuniformità e discontinuità. Si fa anche una classificazione dei vari fenomeni fisici che consentono di sfruttare l'energia radiante del sole.

Dopo questa premessa di carattere teorico, ma ravvivata da interessanti raffronti e da constatazioni di fatti che troppo spesso vengono trascurati, seguono i capitoli applicativi: riscaldamento di acqua, schemi di impianti utilizzatori di acqua calda, riscaldamento ad aria, raffreddamento, essiccazione di prodotti agricoli, distillazione dell'acqua, energia meccanica da sistemi solari a bassa temperatura, impianti solari marini, captazione di calore ad alta temperatura, celle fotovoltaiche, processi fotochimici.

Si chiude con un capitolo dedicato alla situazione attuale degli studi sullo sfruttamento dell'energia solare e sulle prospettive future. In complesso, ripetiamo, un'opera di agile informazione, aggiornata e ben documentata, cui non mancherà il successo.

(dalla pag. precedente)

ziale sono buone, la distorsione armonica totale (THD) della sinusoide può essere ridotta a meno del 3%. Per realizzare lo stadio differenziale si può utilizzare l'array di transistor XR-C101 che comprende cinque transistor NPN iden-

tici ed indipendenti come indicati nella figura n. 4.

I cinque transistor dell'XR-C101 possono essere interconnessi come in figura n. 5 per formare lo stadio differenziale riportato in figura n. 3, collegando il suo ingresso ai terminali 13 e 14 dell'XR 215.

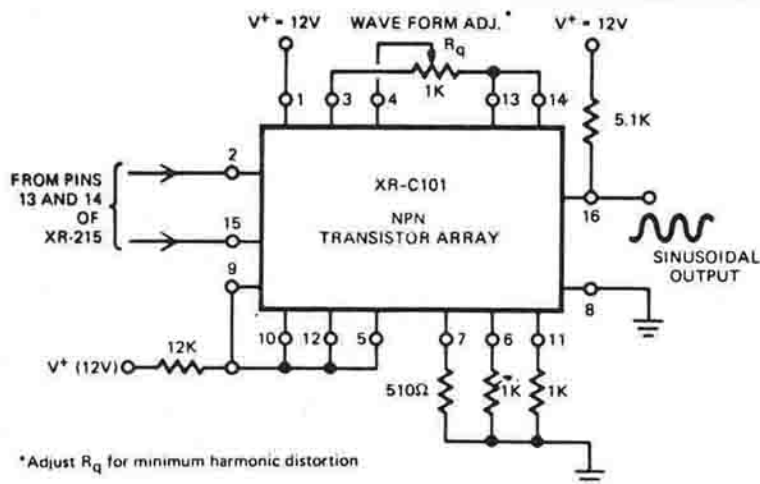


Fig. 5

DA 100 MHz a 10 GHz - Il manuale VHF degli OM italiani di Marino Miceli I4SN
Faenza Editrice - 400 pagg. L. 12.000

In campo internazionale vi sono ottimi MANUALI VHF che però hanno l'inconveniente di essere poco comprensibili alla maggioranza dei nostri OM in quanto scritti in lingue straniere come l'inglese od il tedesco.

Lo sviluppo dell'attività amatoriale nel nostro Paese faceva ormai sentire da tempo, la necessità di un "Manuale VHF" nella nostra lingua.

I4SN ha affrontato di recente, questa fatica, con l'obiettivo di creare un'opera che, per molti versi, è differente dai "Manuali VHF" esistenti, e che comprende non solo le VHF ma anche le tecniche UHF ed SHF.

Si tratta d'un lavoro che qualcuno ha definito "enciclopedico", dedicato in modo particolare ai principianti: e chi invero, anche se ha una profonda esperienza delle HF, non è principiante quando affronta le VHF e le microonde?

In questo MANUALE, teoria e pratica si intrecciano continuamente, secondo lo stile dell'Autore, ormai collaudato dall'esperienza trentennale, negli scritti dedicati ai radioamatori.

Le pratiche realizzazioni riportate in questo Manuale sono tratte specialmente da fonti europee e nazionali, più vicine a noi per quanto concerne la problematica, le soluzioni economiche, il reperimento dei materiali.

Alcune realizzazioni sono già apparse su Radio Rivista ed altri periodici italiani, come "l'Antenna" in anni recenti; un debito particolare l'A. lo deve ad I4BER - Technical Mgr. VHF - al quale si debbono alcune originali realizzazioni.

Particolarmente interessante appare il 2° capitolo, dedicato ai componenti ed alle costruzioni: a tutti sono noti, infatti, gli anormali comportamenti dei componenti più comuni, al crescere della frequenza.

Come pure, gli accorgimenti costruttivi assumono un'importanza decisiva quando ci si addentra nelle VHF ed in particolare nelle UHF ed SHF: la stabilità di frequenza degli oscillatori, così importante in HF, diviene un fattore decisivo quando la frequenza di lavoro è centinaia e migliaia di megahertz.

Nel 3° capitolo, oltre agli oscillatori e moltiplicatori, sono trattati anche gli elementi di base dei trasmettitori.

Per la trasmissione SSB, in "questa fase intermedia" l'impiego dei transverter è molto diffuso; non è però facile trovare, sulle pubblicazioni periodiche, schemi di realizzazioni sicure e riproducibili, senza particolari difficoltà.

In proposito, l'A. ha raccolto le più importanti realizzazioni a tubi ed a transistori, apparse di recente, che ab-

bracciano le gamme da 144 a 1296 MHz; fra l'altro è riportato un importante lavoro di I1TEX per la gamma 70 cm. Peccato che esigenze editoriali abbiano rimpicciolito lo schema completo entro una pagina, sicché i valori dei componenti non sono agevolmente leggibili.

Il Rumore, nelle sue varie sorgenti, ha un'importanza decisiva nella ricezione delle frequenze molto elevate: ad esso, l'A. dedica un intero capitolo, il 4°; mentre il 5° tratta dei ricevitori, ove sono appunto sviluppati con larghezza di dettagli e di esempi realizzativi, gli amplificatori d'ingresso ed i convertitori per tutte le gamme da 144 MHz a 10 GHz.

Questo 1° volume, corredato di circa 400 fra schemi ed illustrazioni, dimostra d'essere un'opera di fondamentale importanza per chi si dedica alle ultrafrequenze.

Con un chiaro linguaggio, poche formule e molti suggerimenti pratici l'A. ha fatto del suo meglio per rendere tali tecniche accessibili a tutti i radioamatori, specialmente a quelli sprovvisti di una adeguata preparazione di base.

GLI INDIRIZZI DEGLI EDITORI

Diversi lettori ci hanno espressamente richiesto, negli ultimi mesi, gli indirizzi delle case editrici i cui volumi abbiamo via via recensito o presentato, non avendoli potuti reperire in loco; questo purtroppo dimostra quanto sia poco organizzata nel nostro paese la distribuzione delle pubblicazioni tecniche.

Pubblichiamo quindi tali indirizzi, scusandoci per... non averlo fatto prima.

Editoriale Delfino, V. Simone
d'Orsenigo 25-27, Milano.

Edizioni C.D., V. C. Boldrini
22, Bologna.

Edelektron, V. F. Ferruccio
2, Milano.

E' UN METODO NUOVO

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Alle edicole o in abbonamento e presso tutti i punti di vendita GBC

Dai primi elementi...
alle applicazioni più moderne.
Per chi vuole diventare tecnico
e per chi lo è già.

E UN'OPERA CHE NON INVECCHIA!

Rinnovo periodico delle lezioni

**E VERAMENTE QUALCOSA
DI UTILE E DI PRATICO...**

☆☆☆

TELEVISIONE a COLORI

Corso solo per corrispondenza

Rende idonei al
Servizio Assistenza e Riparazione



Chiedete, senza impegno, l'opuscolo che illustra in dettaglio i 2 corsi. Contiene i programmi, un modulo di iscrizione ed un tagliando per un abbonamento di prova. Scrivere chiaramente il proprio indirizzo, unendo Lit. 200 in francobolli.

ISTITUTO TECNICO di ELETTRONICA

"G. MARCONI" Sez. F

Casella Postale 754 - 20100 Milano

ANCORA DISPONIBILI GLI ARRETRATI

Cap. IV

I NUMERI E LA LOGICA

Ciascun circuito logico all'interno di un sistema micro-computer si può ridurre ad un insieme di interruttori, ciascuno dei quali è acceso o spento.

Questo concetto non vi giungerà del tutto nuovo, in quanto lo abbiamo già usato per descrivere le memorie e, specificatamente, le R.O.M.

Ma esaminiamo ora come un circuito di interruttori può in concreto realizzare la potenza e la versatilità di un computer.

DATI BINARI

Consideriamo i numeri; come abbiamo spesso stabilito, le istruzioni, i programmi e i dati di qualsiasi tipo diventano una sequenza di numeri.

Come faremo a rappresentare tanti numeri visto che non possediamo altro che interruttori che possono essere accesi o spenti?

Il digit "0" può essere rappresentato da un interruttore spento:



Il digit 1 può rappresentare un interruttore acceso:



E allora? Un computer che può contare solo fino a 1 non potrà essere molto utile.

In realtà, i computer possono dar luogo solo a due digit numerici separati e distinti:

zero	0
uno	1

Ma gli uomini hanno un problema molto simile; essi sono limitati a non più di dieci digit numerici distinti e separati:

zero	0
uno	1
due	2
tre	3
quattro	4
cinque	5
sei	6
sette	7
otto	8
nove	9

ed ora iniziano i digit che si combinano

dieci	10
undici	11
ecc.	

NUMERI DECIMALI

Questo sistema usato dagli uomini è definito sistema numerico decimale. Esso compare in tutto il mondo, fra la totalità delle nazioni e delle tribù, ovunque le società abbiano imparato a contare.

Molto probabilmente ciò è dovuto al fatto di avere tutti 10 dita e di aver imparato a contare su queste.

Non c'è nulla di "naturale" o di "unico" nel sistema numerico decimale; in effetti, è un modo piuttosto grossolano di fare le cose: infatti vedremo più avanti che esistono sistemi di calcolo molto più appropriati, nel senso di rendere l'aritmetica più facile.

Così come ha un nome il sistema di calcolo umano - sistema decimale - così ha un nome anche il sistema di conteggio dei computer, ed è sistema binario.

Guardiamo in dettaglio tale sistema.

IL SISTEMA NUMERICO BINARIO

Il sistema binario ha solo due digit distinti e separati: 0 e 1; per rappresentare i numeri più grandi di 1, non si fa che seguire l'esempio dei numeri decimali, ed usare più di un digit. Consideriamo il numero due; in forma binaria esso è rappresentato dai digit 10:

DECIMALE		BINARIO	
zero	0	zero	0
uno	1	uno	1
due	2	due	10
tre	3		
quattro	4		
cinque	5		
sei	6		
sette	7		
otto	8		
nove	9		
dieci	10		

Sia nel sistema di conteggio decimale che in quello binario, la combinazione di due digit "10" rappresenta un numero che è superiore di uno al numero più alto rappresentato da un solo digit. Nel caso dei numeri decimali il numero più alto a singolo digit è nove; perciò 10 rappresenta uno più di nove. Nel sistema binario il più alto numero a singolo digit è uno; quindi 10 rappresenta uno più di uno, e cioè due.

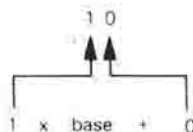
Il valore numerico della combinazione "digitale" 10 è molto importante.

Tale condizione di digit ha valore 10 nel sistema decimale, che è quello dal quale tale sistema prende il suo nome; similmente, nel sistema binario, la combinazione "10" ha il valore di due, da cui proviene il nome del sistema binario.

NUMERO BASE

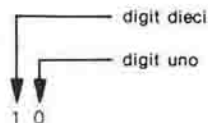
Questi valori, dieci per il sistema decimale e due per il binario, sono indicati come "base" per il sistema numerico.

Il numero base, cioè il valore associato con la combinazione di digit "10", viene interpretata per i numeri decimali o binari come segue.



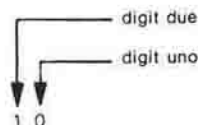
DIGIT UNO DIGIT DIECI

Ci si riferisce ai digit di un numero decimale a due digit come digit "uno" e digit "dieci".



DIGIT DUE

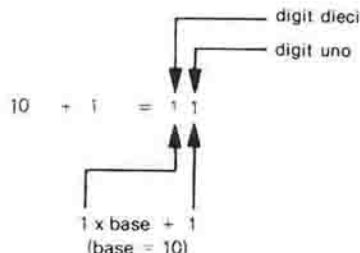
Per un numero binario a due digit, ci si riferisce ai digit come digit "uno" e digit "due".



Per rappresentare tre, usando numeri binari, possiamo ancora tracciare un parallelo col nostro sistema di calcolo decimale.

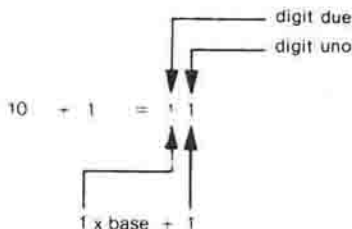
Il numero decimale successivo a 10 è creato aggiungendo 1, come segue:

dieci + uno = undici



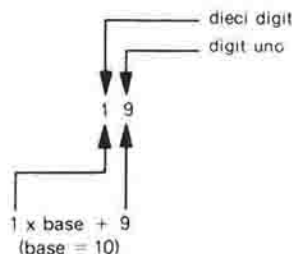
Similmente, nell'uso dei numeri binari, noi avanziamo da due a tre aggiungendo 1 al digit binario due:

due + uno = tre



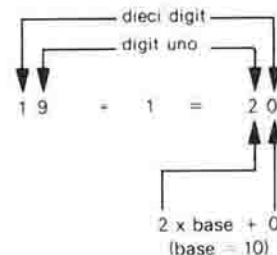
Cosa succede quando vogliamo creare 4 usando numeri binari? In questo caso, il parallelo col sistema decimale non è più così immediato. Infatti, proseguendo col decimale 11, abbiamo ancora molta strada da percorrere prima che il problema sorga; e possiamo andare avanti ad aggiungere 1 finché non raggiungiamo il decimale diciannove.

diciannove

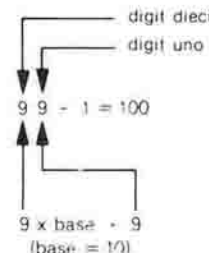


Poi passiamo al decimale venti

diciannove + uno = venti



È solo quando si è raggiunto il decimale 99 che si deve aggiungere un terzo digit e creare così 100:



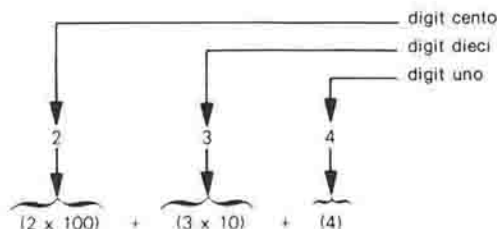
Ora, nel sistema binario, procedere dopo il binario 11 (che è decimale 3) porta ad un problema: se aggiungiamo 1 a 11, non possiamo ottenere 12, poiché il digit 2 non esiste nel sistema binario. E inoltre, non possiamo passare da 11 a 20, perché ancora una volta useremmo il 2, che è fuori legge come digit binario.

I numeri binari devono perciò far seguire all'11 il 100:

zero	0
uno	1
due	10
tre	11
quattro	100

Esaminiamo il significato dei numeri a tre digit.

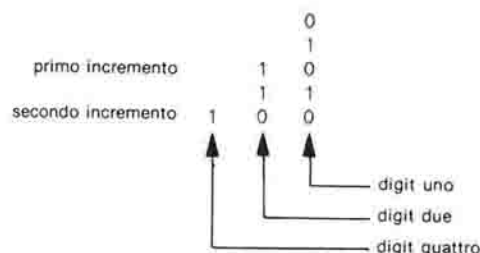
Quando vedete il numero 234, automaticamente lo interpretate come duecentotrentaquattro.



Ma c'è un significato speciale nel digit "centinaia", esattamente come c'è nel digit "decine". Si possono incrementare i digit delle decine nove volte: al decimo incremento bisogna incrementare anche il digit delle centinaia. Consideriamo gli incrementi dei digit delle decine, cominciando col numero decimale tre:

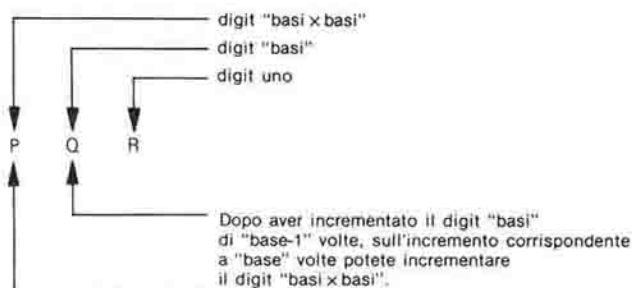
		3 tre
primo incremento	1	3 tredici
secondo incremento	2	3 ventitre
terzo incremento	3	3 trentatre
quarto incremento	4	3 quarantatre
quinto incremento	5	3 cinquantatre
sesto incremento	6	3 sessantatre
settimo incremento	7	3 settantatre
ottavo incremento	8	3 ottantatre
nono incremento	9	3 novantatre
decimo incremento	10	3 centotré

Nel caso di numeri binari, potete incrementare i digit "due" solo una volta; col secondo incremento, dovete creare un digit "quattro".



Questa è la regola: il numero di volte che potete incrementare un digit è uguale a uno meno del numero base; poi, dovete incrementare il digit successivo più alto.

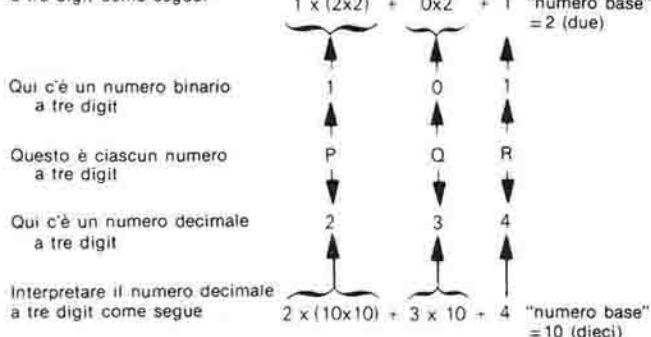
Cosicché, in un numero decimale potete incrementare ciascun digit nove volte (da zero a 9); poi dovete incrementare il più alto digit decimale successivo. Talché i digit si possono rappresentare come segue:



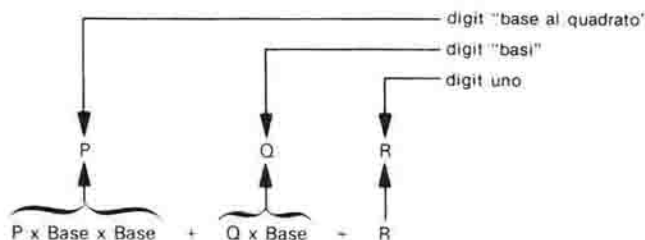
In questa illustrazione, PQ ed R rappresentano i digit di qualsiasi sistema numerico, sostituendo 2 o 10 alla "base", l'illustrazione rappresenterà numeri binari o decimali. Il secondo digit di un multidigit diventa un moltiplicatore di "numero base" entro un'equazione che vi dice il valore dei numeri multidigit.

Similmente un terzo digit diventa un moltiplicatore per il numero base moltiplicato per se stesso; ciò può illustrarsi come segue:

Interpretare il numero binario a tre digit come segue:



QUADRATO DI UN NUMERO Un numero moltiplicato per se stesso è indicato come il "quadrato" del numero; cosicché possiamo rappresentare qualsiasi numero a tre digit con la seguente equazione di uso generale:



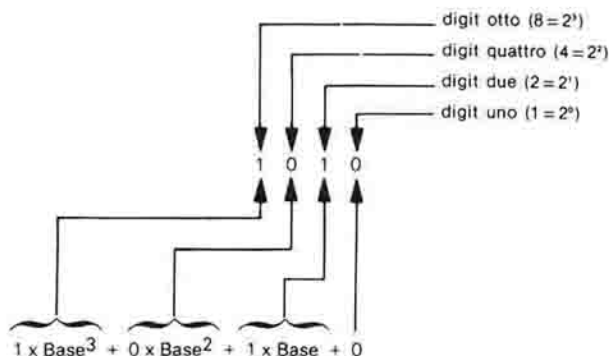
Per "base x base" usiamo il simbolo $base^2$, cosicché $base^2$ rappresenta il quadrato del numero rappresentato da "base".

DIGIT MIGLIAIA Possiamo estendere lo stesso ragionamento a numeri più grandi. Nell'aritmetica decimale un quarto digit identifica le migliaia, e lo identifichiamo quindi come il digit "migliaia". Per esempio, 2345 rappresenta due migliaia, tre centinaia e quarantacinque.

Un migliaio è $10 \times 10 \times 10$, che è lo stesso che dire "numero base" x "numero base" x "numero base", e cioè il "cubo" di un numero base.

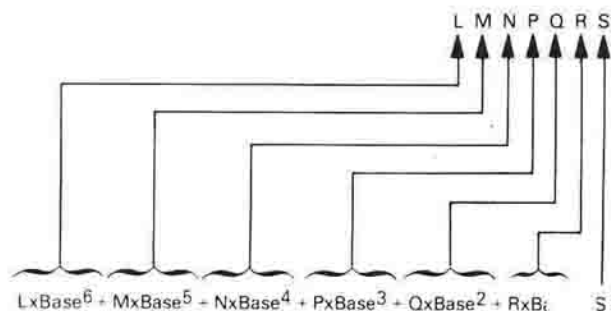
Per "base x base x base" usiamo il simbolo $base^3$; così, $base^3$ rappresenta il cubo del numero rappresentato da "base".

Un numero binario a quattro digit sarà cioè interpretato come segue:



DIGIT DEGLI OTTO

Ora possiamo definire i numeri decimali e binari multidigit come segue:



La definizione generale data qui sopra è per un numero a sette digit; qualsiasi altro numero di digit potrà essere rappresentato aggiungendo digit all'estrema sinistra del numero.

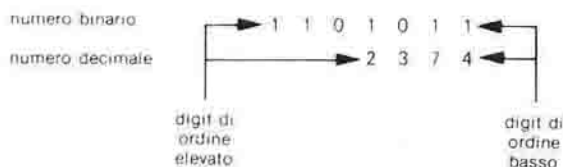
Ogni volta che si moltiplica "baseⁿ x base", si ottiene baseⁿ⁺¹; cosicché da "base" a "baseⁿ" si hanno i seguenti valori:

binario		decimale
due	base	dieci
quattro	base ²	cento
otto	base ³	mille
sedici	base ⁴	diecimila
trentadue	base ⁵	centomila
sessantaquattro	base ⁶	un milione

DIGIT DI ORDINE •LEVATO

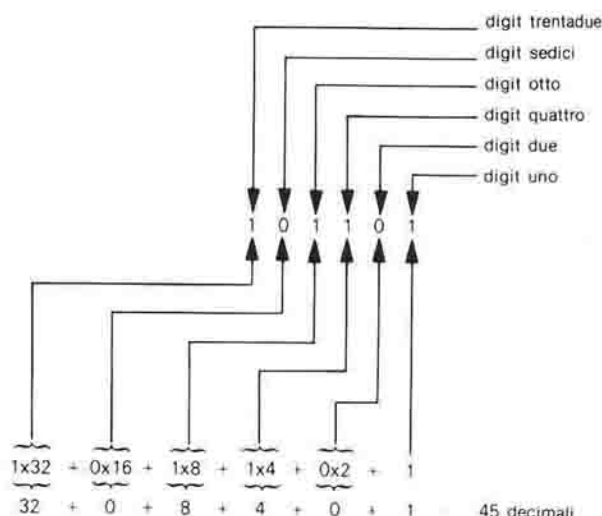
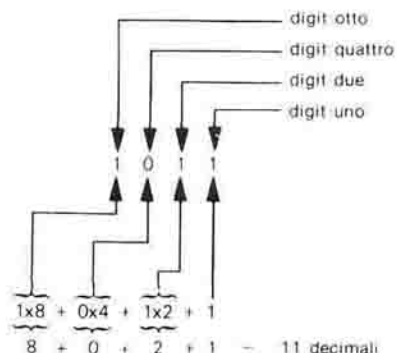
DIGIT DI BASSO ORDINE

In ogni numero multidigit ci riferiamo ai digit uno, cioè ai digit più a destra, come ai digit di "basso ordine". Il digit più a sinistra è chiamato digit di "ordine elevato". Tutto ciò può essere illustrato come segue:



CONVERSIONE BINARIO/DECIMALE

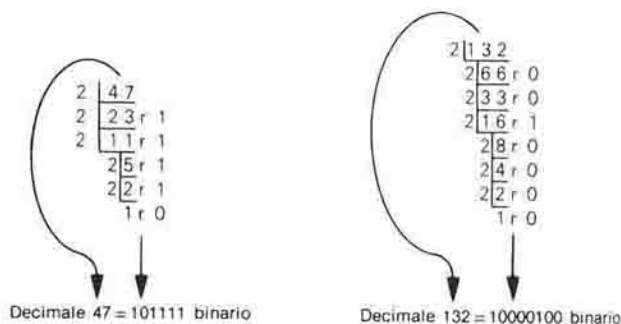
Si può usare la rappresentazione generale di un numero multidigit per convertire qualsiasi numero binario al suo equivalente decimale. Riportiamo qui alcuni esempi di numeri binari multidigit che mostrano come raffigurare i loro equivalenti decimali.



CONVERSIONE DECIMALE/BINARIO

Esiste una tecnica molto semplice per convertire ciascun numero decimale al suo equivalente binario; definiremo semplicemente questa tecnica, poi spiegheremo perché funziona.

C'è una definizione di questa tecnica: per convertire un numero decimale nel suo equivalente binario, dividete ripetutamente il numero decimale per due finché nulla è rimasto del numero. Qui abbiamo due esempi.



Ora spiegheremo perché questa tecnica di conversione funziona.

I passaggi illustrati qui sopra forniscono l'equivalente binario multidigit del numero decimale; si ottiene per primo il digit binario meno significativo (cioè, il più a destra). Questo digit è il resto una volta saputo quanti digit due ci sono.

Usiamo il simbolo NNN per rappresentare qualsiasi numero decimale. Cosa avviene quando dividiamo NNN per due?

Otterremo la metà di NNN, più un resto di 0 o 1.

Usiamo il simbolo PPP per rappresentare la metà di NNN; nel caso generale è così che illustriamo il fatto che NNN è diviso per 2.

$$\begin{array}{r} 2 \overline{) \text{NNN}} \\ \text{PPP} \quad \text{RESTO} \quad 0 \text{ or } 1 \end{array}$$

Qui vi sono alcuni casi specifici:

$$\begin{array}{r} 2 \overline{) 421} \\ 210 \\ \hline \end{array}$$
 (NNN = 421)
 resto 1 (PPP = 210)

$$\begin{array}{r} 2 \overline{) 36} \\ 18 \\ \hline \end{array}$$
 (NNN = 36)
 resto 0 (PPP = 18)

$$\begin{array}{r} 2 \overline{) 7} \\ 3 \\ \hline \end{array}$$
 (NNN = 7)
 resto 1 (PPP = 3)

Se QQQ è 2 o più, allora ci sono più di 0 o 1 digit quattro, e dividerete i digit quattro (QQQ) per due per determinare quanti digit otto ci sono; il resto, quando dividete i digit quattro (QQQ) per due, vi dice se ci sono 0 o 1 digit quattro. Se c'è più di un digit otto, allora passate al digit sedici, e se c'è più di un digit sedici, passerete al digit trentadue, e così via.

Numero di digit binari	Massimo valore binario	Equivalente decimale
1	1	1
2	11	3
3	111	7
4	1111	15
5	11111	31
6	111111	63
7	1111111	127
8	11111111	255
9	111111111	511
10	1111111111	1023
11	11111111111	2047
12	111111111111	4095
13	1111111111111	8191
14	11111111111111	16383
15	111111111111111	32767
16	1111111111111111	65535

Tab. 4-2 - Il numero più alto che si può rappresentare mediante numeri binari con digit da 1 a 16

Da notare che ogni volta che viene aggiunto un digit binario si raddoppia il numero massimo che può essere rappresentato.

BIT, NIBBLE E BYTE

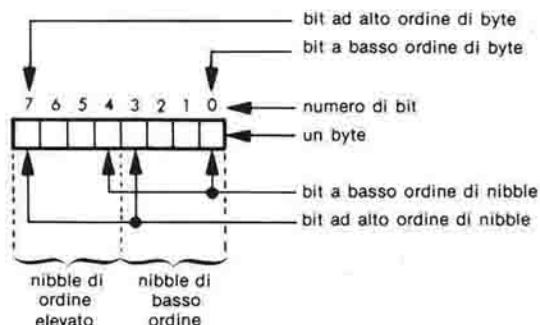
BIT Un digit binario viene sempre indicato con l'abbreviazione bit, quindi un bit può avere valori da 0 o 1.

BYTE Quantunque si possano creare numeri da qualsiasi numero di digit binari, come illustrato in tab. 2, vi sono certi numeri di bit che incontrerete frequentemente; in particolare avrete spesso a che fare con combinazioni di 8 bit.

Un'unità di 8 bit è indicata come byte

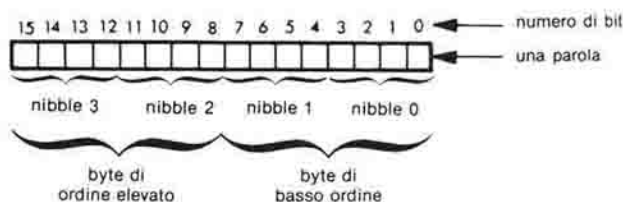
Esistono alcuni rari tipi di computer che usano la parola byte per descrivere alcuni altri numeri di bit (per esempio, 6), ma nel mondo dei microcomputer, il byte è sempre un'unità da 8 bit. Cosicché un byte può rappresentare numeri compresi fra 0 e 255.

NIBBLE Talvolta le unità da 4 bit sono indicate come nibble; cosicché un byte consiste in due nibble.



WORD

Le unità da 16 bit vengono spesso chiamate word (o parole). Cosicché una word consiste in due byte o in quattro nibble.

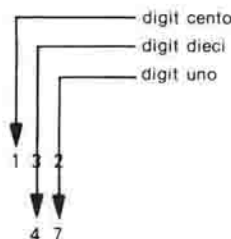


ARITMETICA BINARIA

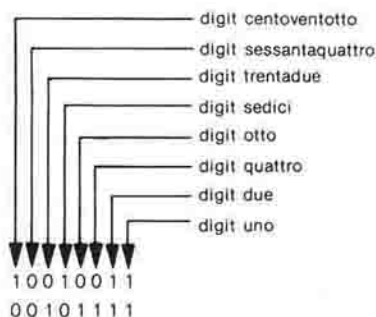
Vediamo i paralleli fra l'aritmetica che usa numeri binari e quella che usa numeri decimali.

SOMMA BINARIA

Quando effettuate l'addizione decimale, allineate i digit dei due numeri da sommare come segue:



Per l'addizione binaria, voi fate essenzialmente la stessa cosa:



Voi sommate i numeri, un digit alla volta, partendo con i digit di basso ordine (uno).

Ma l'addizione binaria è ben semplice, se paragonata a quella decimale.

Quando sommate due digit binari, ci sono ben quattro possibilità:

$$\begin{array}{r}
 0 \\ + 0 \\ \hline 0
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{r}
 0 \\ + 1 \\ \hline 1
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{r}
 1 \\ + 0 \\ \hline 1
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{r}
 1 \\ + 1 \\ \hline 0
 \end{array}$$

1 ← portare 1

Quando avete due digit decimali, avete 100 possibilità, 45 delle quali genereranno un carry..

Esaminiamo ora alcuni esempi di somma binaria, e prima di tutto il semplicissimo $2+2=4$. Usando numeri binari, ciò è quanto si ottiene

Decimali	Binari
0	000
1	001
2	010
3	011
4	100

Decimale	Binario
2	010
+ 2	+ 010
= 4	= 100

Vediamo una spiegazione digit per digit dell'addizione binaria.

- 1) I digit uno sono ambedue zero; sommandoli si origina uno zero e nessun carry

			digit one
0			
0	1	0	
0	1	0	
			0

- 2) I digit due sono ambedue 1 e non c'è alcun carry dai digit uno. Sommando i due bit 1, si crea uno 0 più un carry:

			digit due
1			
0	1	0	
0	1	0	
			0 0

- 3) I digit quattro sono ambedue 0, ma c'è un carry dai digit due. I due zeri danno 0, ma sommando 1 (il carry) a 0 si ottiene 1, senza carry.

			digit quattro
0	1	0	
0	1	0	
			1 0 0

Vediamo ora un esempio leggermente più complesso di somma binaria: $7+5=12$. Questo si può illustrare come segue:

Decimale	Binario
7	111
+ 5	+ 101
= 12	= 1100

I digit uno sono ambedue 1; essi si sommano in 0 e danno un carry:

			digit uno
1	1		
1	0	1	
			0

I digit due sono 1 e 0; c'è anche un carry dai digit uno. Ciò equivale a sommare i tre bit: 1, 1 e 0, da cui si ottiene 0 e un carry:

			digit due
1			
1	1	1	
1	0	1	
			0 0

I digit quattro sono ambedue 1, ma c'è anche un carry dai digit due.

Sommare tre bit 1 è abbastanza semplice se si fa in due passaggi.

Prima si sommano due bit 1

1
1
10

Questo dà 0 ed un carry; ora si aggiunge il terzo bit al risultato:

10
1
11

Si ottiene 1 con un carry.

I digit otto sono ambedue 0, ma c'è un carry; perciò i digit otto sommati danno 1.

			digit otto
1	1	1	
1	1	1	
1	0	1	
			1 1 0 0

Andando ad un esempio più complesso, diamo qui la rappresentazione binaria di $132_{10} - 47_{10} = 85_{10}$.

Decimal	Binary	
11	111	← Borrow
132	10000100	← Diminuendo
- 47	- 00101111	← Sottraendo
= 85	01010101	← Differenza

Diamo una rappresentazione passo-passo della sottrazione binaria

1 0 0 0 0 1 0 0	→	1 0 0 0 0 0 1 10
0 0 1 0 1 1 1 1		0 0 1 0 1 1 1 1
		1
1 0 0 0 0 0 1 10	→	0 1 1 1 1 10 1 10
0 0 1 0 1 1 1 1		0 0 1 0 1 1 1 1
		0 1
0 1 1 1 1 10 1 10	→	1 0 1
0 0 1 0 1 1 1 1		
0 1 0 1 0 1 0 1		

Possiamo controllare che il risultato binario è corretto generando il suo equivalente decimale.

0 1 0 1 0 1 0 1									
↑	1	x	1	=	1				
↑	0	x	2	=	0				
↑	1	x	4	=	4				
↑	0	x	8	=	0				
↑	1	x	16	=	16				
↑	0	x	32	=	0				
↑	1	x	64	=	64				
↑	0	x	128	=	0				
					85				

Ora, ciò potrà sorprendervi, ma molti computer non possono far sottrazioni; essi possono solo fare addizione. Fortunatamente questo non è un problema: sottrarre un numero da un altro è equivalente a sommarli il negativo del numero. Ciò si può illustrare come segue:

$$4 + - (2) = + (-2)$$

Questa soluzione potrebbe sembrare ridicola, ma in effetti non lo è; sembra ridicola solo perché siete abituati ai numeri decimali.

Consideriamo la sottrazione di 3 da 9.

Potremo scrivere questo come $9-3$, o come $9 + (0-3)$, che in effetti è più complicato.

Per risolvere $9 + (0-3)$, si deve sottrarre 3 da 0 prima di aggiungere il risultato a 9; ma quando si sottrae 3 da 0, si ottiene -3, che mette ancora a posto il fatto di sottrarre 3 da 9.

La sottrazione nel mondo degli interruttori e dei numeri binari non può essere risolta finché non troviamo un sistema per rappresentare i numeri negativi.

Un interruttore è un dispositivo a due stati, e non possiamo semplicemente aggiungere un nuovo stato perché l'interruttore ci rappresenti un segno negativo:



0



1

?

-

Quindi finché non abbiamo trovato qualche mezzo di rappresentare numeri binari negativi, non possiamo nemmeno tentare di venirne fuori dall'equivalente binario di $9 + (0-3)$.

Allo scopo di trovare qualche metodo per rappresentare i numeri binari negativi, cominciamo col semplice caso di numeri compresi nella gamma fra 0 e -7.

Nella loro forma positiva questi numeri sono rappresentati da tre digit binari:

decimale	equivalente binario
0	000
1	001
2	010
3	011
4	100
5	101
6	110
7	111

Noi non possiamo scegliere arbitrariamente un metodo di rappresentazione dei numeri binari negativi; la nostra esigenza è di poter sottrarre aggiungendo la rappresentazione negativa del numero.

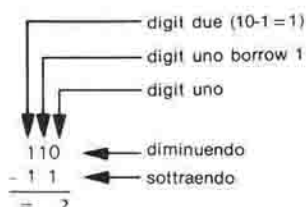
Il sistema logico di trovare una rappresentazione binaria dei numeri negativi è di tentare di sottrarre il numero positivo da zero. Consideriamo +3; la sua forma binaria è 11. Vediamo cosa succede quando sottraiamo 11₂ da 00.

00	← diminuendo
- 11	← sottraendo
= ?	

Partendo coi digit uno, noi abbiamo da sottrarre 1 da 0; questo è impossibile, cosicché noi tentiamo il borrow di 1 diminuendo digit due, che è pure 0. Se assumiamo di non poter fare il borrow di 1 dal diminuendo digit quattro (alla sinistra del digit due), allora ciò è quanto otteniamo:

	digit due borrow 1
	digit due
	digit uno
1 0 0	← diminuendo
- 1 1	← sottraendo
= ?	

Ora il diminuendo digit uno può fare il borrow di 1 dal diminuendo digit due.



Possiamo allora effettuare con successo la sottrazione:



La differenza nei digit uno è calcolata come $10_2 - 1_2 = 1_2$. Questo è l'equivalente del decimale $2_{10} - 1_{10} = 1_{10}$.

La differenza nei digit due è semplicemente $1 - 1 = 0$. Noi però abbiamo ottenuto un successo nel sottrarre 3 da 0 usando l'aritmetica binaria, ma ciò ha voluto dire un gioco di prestigio del quale dobbiamo ora tener conto; noi abbiamo preso il borrow di 1 dal digit successivo di ordine elevato del diminuendo (il digit quattro in questo caso) quando non esiste alcun digit di tale tipo.

Abbiamo ancora un problema che ora richiede soluzione: i due bit 01 sono mostrati come rappresentanti il valore -3; ma essi rappresentano pure il valore +1.

Questi due problemi non hanno alcuna soluzione nel contesto del calcolo binario come lo abbiamo sin qui definito.

Allo scopo di poter maneggiare la sottrazione - e gli inevitabili numeri negativi che ne possono risultare - noi dobbiamo modificare le regole sin qui adottate per il calcolo binario.

Ma la nuova serie di regole deve essere logicamente e numericamente pertinente con la necessità di numeri binari positivi e con le necessità dell'aritmetica binaria.

Fortunatamente, c'è una soluzione semplice. Vediamo alcuni numeri decimali col loro segno:

+10	+123	+47	+83742
-10	-123	-47	-83742

Il fatto nuovo introdotto dai numeri qui illustrati è il segno; c'è un segno più (+) ed un segno meno (-).

I numeri binari col segno potrebbero di conseguenza essere illustrati come segue:

+1011	+1110101	+110	+1011010
-1011	-1110101	-110	-1011010

IL SEGNO DEI NUMERI BINARI Quello che abbiamo è un segno più (+) o meno (-) che precede la fila dei bit (digit binari). Ora, non possiamo rappresentare

i segni più e meno come entità separate e distinte entro la logica del computer; ricordiamo che la logica del computer consiste di null'altro che commutatori a due stati.

Dobbiamo perciò prendere lo stesso commutatore a due stati che rappresenta i digit 0 e 1, ma ora dobbiamo usarlo per rappresentare i segni più e meno.

Se usiamo un commutatore disinserito ("off") per rappresentare un segno più, ed un commutatore inserito ("on") per rappresentare un segno meno, allora il segno più (+)

ed il digit zero (0) sono ambedue rappresentate da un commutatore in posizione "off"; il segno meno (-) e il digit uno (1) sono ambedue rappresentati da un commutatore in posizione "on".

Ora i nostri numeri binari col segno potrebbero essere rappresentati come segue:

01011	01110101	0110	01011010	numeri positivi
11011	11110101	1110	11011010	numeri negativi

Disgraziatamente, il metodo di rappresentazione dei numeri negativi illustrato qui sopra non è destinato a funzionare.

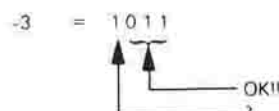
Consideriamo il semplice esempio: $5 - 3 = 2$. Ricordiamo: abbiamo detto che, allo scopo di fare sottrazioni, dobbiamo sommare la rappresentazione negativa del numero. Così $5 - 3 = 2$ diventa $5 + (-3) = 2$.

Ma questo funziona? Proviamo a vedere:

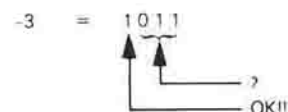
Se $+5 = 0101$ + $3 = 0011$ e $-3 = 1011$
allora $+5 + (-3)$ diventa

0 1 0 1
+ 1 0 1 1
1 0 0 0 0

Non funziona. O il metodo che abbiamo adottato per rappresentare il segno non funziona.



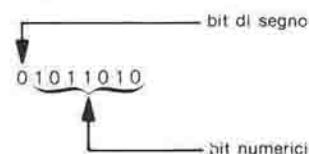
O è il metodo che abbiamo adottato per rappresentare la porzione numerica del numero negativo che non funziona.



Per riuscire a trovare ciò che è sbagliato esaminiamo più accuratamente i numeri negativi.

Il solo modo in cui possiamo dire se un digit binario rappresenta il segno di un numero o un digit entro il numero è nel guardare alla posizione del digit binario.

La posizione più a sinistra del bit deve essere interpretata come il bit del segno:



Come farete a dire la differenza che esiste fra un numero binario col segno ed un numero binario senza segno che sia 1 digit più lungo?

La risposta è che non potete dire la differenza con una semplice occhiata; dovete semplicemente conoscere quello con cui avete a che fare.

Questa necessità di interpretare i numeri non è naturalmente nuova per noi; abbiamo già discusso l'interpretazione dei numeri nel 2° capitolo, a proposito del programma di pagamento di Joe Bitburger.

Dicendo che dovete sapere in anticipo se un numero binario ha o non ha il segno è più o meno lo stesso che dire

che bisogna far differenza fra un ammontare in dollari ed un numero di serie su un assegno. Questo tipo di interpretazione numerica è una necessità costante quando si ha a che fare coi microcomputer.

Occorre far differenza fra i dati numerici col segno e quelli senza segno, più molti sistemi addizionali nei quali può capitare di interpretare una sequenza di bit; è ciò che fa nascere la potenza e la complessità della programmazione di un computer.

Ritornando ai numeri binari col segno, come li abbiamo definiti, esaminiamo in modo critico il bit del segno.

Scegliendo il commutatore "off" per rappresentare o il segno più o un bit 0, i numeri binari con segno positivo hanno la stessa interpretazione numerica dei numeri binari senza segno. Ciò può essere illustrato come segue:

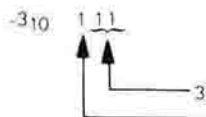
numero decimale		numero binario
3 ₁₀	=	11 ₂
+3 ₁₀	=	011 ₂

Quando passiamo da numeri positivi senza segno a numeri positivi con segno, aggiungiamo uno 0 iniziale, che non influisce in alcun modo sull'ampiezza del numero. Ciò significa che la nostra rappresentazione del segno è soddisfacente.

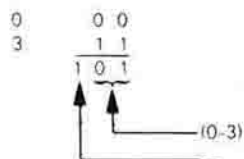
Cosa possiamo dire sui bit numerici?

Abbiamo una scelta fra due soluzioni:

- 1) possiamo piazzare un 1, che rappresenta il segno negativo, alla sinistra del bit a ordine elevato di numero positivo



- 2) alternativamente possiamo prendere il gruppetto di digit binari creato sottraendo il numero positivo da 0, come abbiamo già fatto sottraendo 3 da 0, e possiamo piazzare l'uno alla sinistra del bit numerico più significativo:



Succede così che il metodo (1), che avevamo scelto automaticamente, non funziona (come abbiamo dimostrato tentando di sottrarre 3 da 5).

Il metodo (2) costituisce la via più semplice.

L'uso del metodo (2) è come noi useremmo quattro digit binari per rappresentare i numeri nella gamma da 0 a 7:

numeri decimali		numeri binari	
Positivo	Negativo	Positivo	Negativo
0	0	0000	0000
1	1	0001	1111
2	2	0010	1110
3	3	0011	1101
4	4	0100	1100
5	5	0101	1011
6	6	0110	1010
7	7	0111	1001

Diagram showing bit positions: bit di numeri (0-3) and bit di segno (4-7).

COMPLEMENTO DUE

La rappresentazione di numeri negativi qui sopra illustrata è indicata come il "complemento due" del numero.

FORMAZIONE DEL COMPLEMENTO DUE

COMPLEMENTO UNO

Per generare i complementi due di un numero, non si deve sottrarre il numero positivo da 0 e poi aggiungergli un bit 1 di ordine elevato (il più a sinistra) per rappresentare il segno meno; esiste una procedura più semplice. **Prima si forma il complemento uno del numero** invertendo ciascun bit, vale a dire rimpiazzando i bit 0 con gli 1, e i bit 1 con gli 0.

Riportiamo qui qualche esempio di numeri binari e dei loro complementi uno.

numero binario:	101	11101	101010
complementi uno:	010	00010	010101

Aggiungete 1 al complemento uno del numero e ne avrete il complemento due.

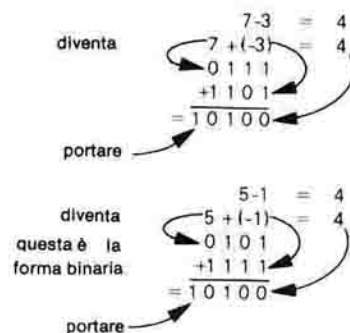
Riportiamo alcuni esempi, da cui potete verificare in confronto ai numeri binari negativi sopra riportati:

+3	=	0011
complementi uno	=	1100
complementi due	=	1101 = -3
+5	=	0101
complementi uno	=	1010
complementi due	=	1011 = -5

Vediamo ora se questa rappresentazione binaria di numeri negativi è valida: se è così, allora **dobbiamo essere in grado di sottrarre un numero aggiungendo il suo complemento due, cioè la sua rappresentazione negativa.**

Consideriamo i numeri nella gamma da 1 a 7; se siamo sicuri di sottrarre un numero più piccolo da un numero più grande, allora **qui abbiamo alcuni esempi che verificano che abbiamo sviluppato una rappresentazione valida per i numeri negativi:**

decimale	binario
-7	1001
-6	1010
-5	1011
-4	1100
-3	1101
-2	1110
-1	1111
0	000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111



Il risultato è valido, ma c'è un carry. Ogni qualvolta si genera per sottrazione una differenza positiva, c'è un carry di 1.

Cosa succede se si sottrae un numero più grande da uno più piccolo?

Esattamente la stessa cosa che avviene con la sottrazione decimale: si rimane con un numero negativo.

Qui riportiamo a titolo di esempio, cosa succede sottraendo 5 da 3:

becomes
This is the binary form:

$$\begin{array}{r}
 3-5 = -2 \\
 3+(-5) = +(-2) \\
 \begin{array}{r}
 0011 \\
 +1011 \\
 \hline
 1110
 \end{array}
 \end{array}$$

Siete in grado di dire che il risultato è negativo perché il digit di ordine elevato del risultato binario è 1.

Ricordate che, quando avete a che fare con numeri binari positivi e negativi, il bit di ordine elevato rappresenta il segno del numero: se tale bit è 0, il numero è positivo; se tale bit è 1 (come sopra), allora il numero è negativo.

È molto facile creare l'equivalente positivo di un numero negativo; basta prendere il complemento due del numero negativo e si ha di nuovo il numero positivo.

Indichiamo alcuni esempi di numeri positivi, dei loro complementi due equivalenti negativi, e della rigenerazione del numero positivo originale.

+7	=	0111	
complementi uno	=	1000	
complementi due	=	1001	= -7
complementi uno	=	0110	
complementi due	=	0111	= +7
+4	=	0100	
complementi uno	=	1011	
complementi due	=	1100	= -4
complementi uno	=	0011	
complementi due	=	0100	= +4

Non c'è nulla di particolare astuto nel prendere due volte il complemento due di un numero e riavere così il numero. Dopo tutto, nel campo dell'aritmetica decimale due negativi fanno un positivo; per esempio $-(-2)$ è uguale a $+2$.

Così, se la rappresentazione binaria che abbiamo sviluppato per i numeri negativi è valida, allora il complemento due di un numero negativo deve ridare il numero positivo, cosa che esso fa.

Abbiamo sviluppato un metodo molto elegante di manipolare numeri negativi e di far sottrazioni usando digit binari; ma ricordate, i computer non possiedono l'abilità intrinseca di cimentarsi con numeri negativi.

Per tutto il tempo che usate un computer, è nella vostra responsabilità ricordare se una tabella di digit binari rappresenta solo numeri positivi, o contemporaneamente numeri positivi e negativi.

MOLTIPLICAZIONE E DIVISIONE BINARIA

Non ci addentreremo molto in dettaglio a discutere la moltiplicazione e la divisione binaria; la conoscenza di questo problema vi sarà utile solo quando avrete una maggior esperienza nell'uso dei microcomputer.

C'è comunque, associato con la moltiplicazione e la divisione dei numeri binari, un fenomeno molto interessante.

Allo scopo di moltiplicare un numero binario per due, voi spostate ciascun bit di un posto verso sinistra, come nell'esempio:

$$\begin{array}{l}
 27_{10} = 18_{16} = 00011011_2 \\
 27_{10} \times 2 = 54_{10} = 36_{16} = 00110110_2
 \end{array}$$

Spostare ciascun bit di un numero binario di una posizione verso destra, equivale a dividere il numero per due, come nell'esempio.

$$\begin{array}{l}
 36_{10} = 24_{16} = 00100100_2 \\
 18_{10} = 12_{16} = 00010010_2
 \end{array}$$

In realtà, non c'è nulla di molto sorprendente nello spostare digit binari per moltiplicare o dividere per due; potete fare la stessa cosa coi numeri decimali.

Per moltiplicare un numero decimale per dieci, voi spostate ciascun digit di una posizione a sinistra.

$$374 \times 10 = 3740$$

Spostando i digit decimali di una posizione a destra, si divide per dieci:

$$\frac{26730}{10} = 2673$$

Esiste una varietà di sistemi escogitati per moltiplicare e dividere numeri binari; programmando un microcomputer in un linguaggio a più alto livello, non capiterà mai di aver a che fare con l'esatta procedura con la quale vengono moltiplicati i numeri binari: ci penserà il compilatore. Perché mai qualcuno dovrebbe stare a seccarsi con il linguaggio di assembly? La risposta ancora una volta è per avere un miglior controllo del vostro programma.

Per esempio, ci sono molti programmi diversi che si possono scrivere per ottenere la moltiplicazione o la divisione binaria.

I vari programmi di moltiplicazione e divisione vi daranno tutti lo stesso risultato; ma qualcuno di loro esegue molto rapidamente mentre richiede un sacco di memoria per immagazzinare il programma, mentre altri richiedono un lungo tempo per eseguire ma hanno programmi relativamente corti.

Se usate un linguaggio di livello più elevato, potrete ottenere qualunque programma di moltiplicazione o divisione che possa capitare.

Se scrivete il vostro programma, potete scegliere il metodo di moltiplicazione o divisione che sia il più veloce da eseguire, o il metodo che usi la minor memoria.

NUMERI OTTALI ED ESADECIMALI

Ci vuole un genio della matematica per convertire, con una semplice occhiata, da decimali multidigit a numeri binari; questo tipo di conversione non è certo facile.

Questo però è un problema per gli uomini, ma non per un microcomputer.

Un microcomputer lavora interamente con digit binari; non sa nemmeno che esistono digit decimali, mentre gli uomini trovano molto difficile operare coi numeri binari.

La manipolazione di numeri binari non è conveniente, fa perdere tempo ed è incline ad errori.

Immaginate quanto è facile scambiare un 1 con uno 0, e come sarà difficile scoprire questo errore.

Ciò ha dato come risultato che sono stati adottati sistemi di conteggio che sono più concisi del binario, ed hanno inoltre una relazione semplice con i digit binari.

I due sistemi numerici più comunemente usati sono l'"ottale" e l'"esadecimale".

Ciascun digit ottale rappresenta esattamente tre digit binari, come segue:

binario:	000	001	010	011	100	101	110	111
ottale:	0	1	2	3	4	5	6	7

La parola "ottale" deriva dal numero 8, in quanto i numeri ottali sono a "base 8". Cosicché il numerale 10, che è dieci nel sistema di conteggio decimale, è otto nel sistema di conteggio ottale.

Potete osservare bene i digit ottali illustrati qui sopra e chiedervi che differenza c'è fra i digit ottali e quelli decimali.

Non ce n'è alcuna nella gamma da 0 a 7, ma i digit ottali non hanno né 8 né 9.

Cosicché, i digit multiottali e multidecimali non avranno gli stessi valori.

Ciò si illustra come segue:

decimale	ottale
5	5
6	6
7	7
8	10
9	11
10	12
11	13
12	14

I numeri ottali sono identificati da un 8 a seguire scritto in basso:

$$11_{10} = 13_8 \text{ cioè}$$

$$11 \text{ (decimale)} = 13 \text{ (ottale)}$$

La conversione di numeri binari nei loro equivalenti ottali si effettua direttamente: basta semplicemente ripartire il numero binario in gruppi di tre digit e rimpiazzare ciascun gruppo di tre digit col suo digit ottale equivalente, come segue:

$$\begin{array}{l} \text{binario: } 110 \ 101 \ 110 \ 111 \\ \text{ottale: } 6 \ 5 \ 6 \ 7 \end{array}$$

Talché $110101110111_2 = 6567_8$.

Al contrario, se desiderate convertire un numero ottale nel suo equivalente binario, dovete semplicemente rimpiazzare ciascun digit ottale col suo equivalente binario a tre digit, come segue:

$$\begin{array}{l} \text{ottale: } 2 \ 5 \ 7 \ 4 \\ \text{binario: } 010 \ 101 \ 111 \ 100 \\ \text{quindi } 2574_8 = 01010111100_2 \end{array}$$

Ciascun digit esadecimale rappresenta esattamente quattro digit binari come segue:

binario:	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111
esadecimale:	0	1	2	3	4	5	6	7
decimale	0	1	2	3	4	5	6	7

binario:	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
esadecimale:	8	9	A	B	C	D	E	F
decimale:	8	9	10	11	12	13	14	15

Il termine esadecimale deriva dal numero sedici, in quanto i numeri esadecimali sono numeri in base sedici. Cosicché il numerale 10, che è dieci nel sistema di conteggio decimale ed otto in quello ottale, è sedici nel sistema di conteggio esadecimale.

Ciò pone un nuovo problema: se 10 rappresenta sedici nel sistema esadecimale, allora in esso ci devono essere sedici digit numerici singoli, così come ci sono dieci digit numerici singoli nel sistema decimale.

I sei digit numerici addizionali sono rappresentati dalle lettere ABCDEF come sopra indicato.

Bisogna quindi differenziare fra il caso delle lettere da A ad F che rappresentano digit esadecimali e il caso di semplici lettere dell'alfabeto.

Mentre può sembrare che tutto ciò renda le cose complicate senza necessità, in realtà vi accorgete che ciò non costituisce mai un problema. Guardando un frammento di dati, capirete automaticamente se state esaminando numeri o testo e non sorgerà quindi alcuna confusione.

Dovreste avere ben chiaro che i sistemi ottale ed esadecimale sono utili all'uomo, ma i computer sono insensibili al sistema di conteggio usato per scrivere dati su un pezzo di carta: essi riconoscono solamente i dati binari.

Se i microcomputer non capiscono i sistemi ottale ed esadecimale, è realmente più facile per voi imparare sistemi di conteggio che restare coi numeri decimali e lottare con le conversioni binario-decimale? La risposta è sì; per voi sarà molto meglio imparare i sistemi di conteggio ottale ed esadecimale.

Illustriamo questo punto con un esempio. Il numero decimale 2735 ha i seguenti equivalenti binario, ottale ed esadecimale:

$$\begin{array}{ccccccc} & A & & A & & F & & \text{esadecimale} \\ \text{decimale } 2735 = & 1010 & 1010 & 1111 & & & & \text{binario} \\ & 5 & 2 & 5 & 7 & & & \text{ottale} \end{array}$$

Abbiamo descritto le tecniche standard che potete usare per creare digit binari da digit decimali e viceversa.

Ma queste tecniche fanno perder tempo, sono scomode e mai facili da lavorarci, non importa quanto bene abbiate capito i numeri binari e decimali.

D'altra parte, potete fare la conversione fra numero ottali o esadecimali ed i loro equivalenti binari.

Una volta che voi abbiate imparato a pensare in ottale o esadecimale, e veramente ciò è piuttosto semplice, avrete il vantaggio di una breve annotazione per scrivere dati e di un semplicissimo processo di conversione per andare dal binario agli equivalenti, e viceversa.

Queste argomentazioni sono sostanzialmente le stesse che stanno conducendo tutto il mondo al sistema di misura metrico.

Non c'è alcuna differenza concreta fra il misurare le distanze in metri e chilometri, e misurarle in yard e miglia; similmente non c'è alcuna differenza concreta fra il contare in decimale o in esadecimale.

Ma in un caso le conversioni sono scomode, mentre nell'altro caso esse sono dirette.

La tabella 4-3 raccoglie i numeri nella gamma da zero a sedici, nella loro rappresentazione binaria, decimale, ottale ed esadecimale.

Tabella 4-3 - Sistemi numerici.

esadecimale	decimale	ottale	binario
0	0	0	0000
1	1	1	0001
2	2	2	0010
3	3	3	0011
4	4	4	0100
5	5	5	0101
6	6	6	0110
7	7	7	0111
8	8	10	1000
9	9	11	1001
A	10	12	1010
B	11	13	1011
C	12	14	1100
D	13	15	1101
E	14	16	1110
F	15	17	1111
10	16	20	10000

L'unico aspetto dei numeri ottali ed esadecimali del quale dovrete interessarvi è la conversione fra questi numeri ed i numeri binari o esadecimali.

L'addizione e la sottrazione che usano numeri ottali ed esadecimali sono identiche all'addizione e sottrazione che usano numeri decimali, tenendo in mente, naturalmente, che ciascun sistema di numerazione ha la propria serie di digit numerici.

CONVERSIONE OTTALE-DECIMALE

Se desiderate convertire da ottale ad esadecimale o da esadecimale ad ottale, il sistema più semplice di farlo è mediante un passaggio intermedio binario, in quanto i numeri binari hanno una correlazione digit per digit sia coi numeri ottali che esadecimali.

Per esempio, consideriamo il numero esadecimale 3C2F₁₆; possiamo produrre il suo equivalente ottale usando la tabella 4-3:

esadecimale:	3	C	2	F
binario:	0011	1100	0010	1111
ottale:	0 3	6 0	5 7	

Così 3C2F₁₆ = 36057₈

Potete convertire il numero ottale 23754 nel suo equivalente esadecimale:

ottale:	2	3	7	5	4
binario:	010	011	111	101	100
esadecimale:	2	7	E	C	

Così 23754₈ = 27EC₁₆

CONVERSIONI DECIMALE-OTTALE E DECIMALE-ESADECIMALE

Convertendo un numero decimale al suo equivalente ottale od esadecimale si segue la logica che già abbiamo descritto per generare l'equivalente binario di un numero decimale.

Consideriamo prima di tutto la conversione di un numero decimale nel suo equivalente esadecimale.

Facciamo la conversione iniziando dal digit meno significativo (cioè quello più a destra). Se il nostro numero esadecimale si avvia ad essere un numero a due digit, esso allora consisterà di 16 (la base) moltiplicato per un qualche digit fisso (R) con un resto di S:

$$RS_{16} = R_{16} + 16_{16} + S_{16}$$

Per tirar fuori questo resto S, dividiamo il numero decimale per la base (sedici) come segue:

$$16 \overline{) NNN} \\ R \text{ resto } S$$

NNN è un numero decimale, ed è uguale al numero esadecimale RS₁₆.

Facciamo qui un esempio numerico reale:

$$16 \overline{) 124} \\ 7 \text{ resto } 12$$

Perciò 124 = 7 × 16 + 12
così 124₁₀ = 7C₁₆

In tal modo, siamo in grado di generare i digit R ed S e disponiamo di una completa conversione decimale-esadecimale: il decimale 124 equivale all'esadecimale 7C.

Consideriamo ora un numero decimale più alto, e cioè 282₁₀; quando dividiamo 282₁₀ per 16₁₀, facciamo questo:

$$16 \overline{) 282} \\ 17 \text{ resto } 10$$

Il resto (S) è il decimale 10, che (dalla solita tabella) vediamo avere l'equivalente esadecimale A₁₆. Però R, il moltiplicatore per la base, ha l'equivalente decimale 17, e dalla tavola vediamo che non esiste un singolo digit esadecimale che rappresenti il nostro 17.

Allora, per formarne l'equivalente esadecimale, dobbiamo fare un altro passo, dividendo 17₁₀ per 16₁₀:

$$16 \overline{) 282} \\ 16 \overline{) 17} \begin{array}{l} 1 \text{ r } 1 \\ 1 \text{ r } 1 \end{array}$$

282₁₀ = 11A₁₆

Convertiamo ora gli stessi due numeri decimali, 124₁₀ e 282₁₀, al loro equivalente ottale.

Poiché i numeri ottali sono in base otto, per generare l'equivalente ottale, dovremo dividere ripetutamente il numero decimale per 8₁₀, come segue:

$$8 \overline{) 124} \begin{array}{l} 15 \text{ r } 4 \\ 1 \text{ r } 7 \end{array} \quad 8 \overline{) 282} \begin{array}{l} 35 \text{ r } 2 \\ 4 \text{ r } 3 \end{array}$$

124₁₀ = 174₈ 282₁₀ = 432₈

Ora dobbiamo assicurarci che le nostre conversioni siano corrette, controllando gli equivalenti ottale ed esadecimale di 124₁₀ e 282₁₀ per mezzo dei loro intermediari binari:

$$\begin{array}{c} 1 \quad 7 \quad 4 \\ 001111100 \\ 0 \quad 7 \quad C \end{array} \quad \begin{array}{c} 4 \quad 3 \quad 2 \\ 100011010 \\ 1 \quad 1 \quad A \end{array}$$

124₁₀ = 174₈ = 7C₁₆ 282₁₀ = 432₈ = 11A₁₆

Le conversioni ottale ed esadecimale sono realmente esatte.

Il convertitore numeri ottali ed esadecimali al loro equivalente decimale è abbastanza facile se ricordate cosa rappresentano i vari digit di un numero ottale od esadecimale.

Per mantenere semplici le cose, consideriamo i numeri a quattro digit; la rappresentazione decimale di ciascun numero a quattro digit può essere definita dalla seguente equazione:

$$\text{Valore decimale} = P \times (\text{base})^3 + Q \times (\text{base})^2 + R \times (\text{base}) + S$$

Un numero con più di quattro digit semplicemente avrà alla sinistra dei termini con la base elevata a potenze più alte.

Oral'equazione generale per i quattro digit può essere

riscritta, per i casi specifici di numeri ottali ed esadecimali, come segue:

valore decimale = $P \times 8^3 + Q \times 8^2 + R \times 8 + S$ (ottali)

valore esadecimale = $P \times 16^3 + Q \times 16^2 + R \times 16 + S$ (esadecimali)

All'atto di convertire un numero ottale od esadecimale al suo equivalente decimale, moltiplicherete ciascun digit del numero ottale od esadecimale per l'appropriato moltiplicatore base.

Vediamo un paio di esempi:

$$\begin{aligned} 2473_8 &= (2 \times 8^3 + 4 \times 8^2 + 7 \times 8 + 3)_{10} \\ &= (2 \times 512 + 4 \times 64 + 7 \times 8 + 3)_{10} \\ &= (1024 + 256 + 56 + 3)_{10} \\ &= 1339_{10} \\ 149A_{16} &= (1 \times 16^3 + 4 \times 16^2 + 9 \times 16 + 10)_{10} \\ &= (1 \times 4096 + 4 \times 256 + 9 \times 16 + 10)_{10} \\ &= (4096 + 1024 + 144 + 10)_{10} \\ &= 5274_{10} \end{aligned}$$

CODICI DI CARATTERE

I commutatori a due stati usati dalla logica dei micro-computer per generare digit binari devono essere anche usati per rappresentare lettere dell'alfabeto ed ogni carattere capace di essere visualizzato, stampato o manipolato in qualche altro modo.

Se, come abbiamo stabilito all'inizio di questo capitolo, la logica del computer consiste di null'altro che una serie di commutatori a due stati, allora non abbiamo alternative se non usare serie di commutatori (e quindi digit binari) anche per rappresentare caratteri.

Onde uscirne fuori con qualche ragionevole tecnica di codificare caratteri, dobbiamo esplorare due problemi:

- 1) C'è qualche metodo "naturale" per rappresentare caratteri, come c'è per rappresentare dati binari?
- 2) Come distingueremo fra una serie di digit binari rappresentanti un carattere, confrontati con la serie di digit binari rappresentanti numeri o ogni altra informazione?

Non esiste alcun metodo naturale di rappresentare caratteri usando codici a digit binari, e ogni codice a digit binari che possiamo generare potrebbe essere anche interpretato come un numero binario.

Ancora una volta incontriamo la necessità per voi, come programmatore, di conoscere in anticipo ciò che rappresenta una sequenza di digit binari numerici.

E ancora una volta potete contare con sicurezza che l'uso multiplo di digit binari non crea mai problemi.

Gli svariati codici usati per rappresentare caratteri usano tutti un byte (8 digit binary) per rappresentare un singolo carattere.

Un byte ha 256 differenti combinazioni possibili di 8 digit binari.

7	6	5	4	3	2	1	0	numero di bit
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	0	0	1	0	2
1	0	0	0	0	0	0	1	129
1	0	0	0	0	0	1	0	130
1	0	0	0	0	1	1	1	131
1	1	1	1	1	1	0	1	253
1	1	1	1	1	1	1	0	254
1	1	1	1	1	1	1	1	255

valore decimale
dal reticolo di bit

Cosicché un byte si può interpretare come:

- 1) un numero positivo con un valore decimale compreso fra 0 e +255;
- 2) un numero con segno, con un valore decimale compreso fra -128 e +127;
- 3) un byte di un numero multibyte con o senza segno;
- 4) un codice di carattere.

ASCII

Lo schema più popolare di codice usato per rappresentare caratteri è conosciuto come l'American Standard Code for Information Interchange, generalmente indicato come ASCII.

La serie completa del codice ASCII per tutti i caratteri stampabili sarà data in Appendice.

Solo i codici di carattere ASCII per i digit numerici da 0 a 9 hanno una base logica per la loro selezione.

Se voi guardate a questi codici di carattere vedrete che i quattro digit binari di ordine elevato eguagliano il valore numerico associato col loro carattere..

Codice binario	Equivalente esadecimale	Carattere ASCII
00110000	30	0
00110001	31	1
00110010	32	2
00110011	33	3
00110100	34	4
00110101	35	5
00110110	36	6
00110111	37	7
00111000	38	8
00111001	39	9

Da notare che in appendice riportiamo la serie dei digit binari rappresentanti ciascun codice di carattere usando il suo equivalente esadecimale; ciò rende i codici molto più facili da leggere. Possiamo indicare l'equivalente numerico di una striscia di testo usando i digit esadecimali come segue:

T h i s i s t h e n u m e r i c
54 68 69 73 20 69 73 20 74 68 65 20 6E 75 6D 65 72 69 63 0D

e q u i v a l e n t o f a
65 71 75 69 76 61 6C 65 6E 74 20 6F 66 20 61 0D

t e x t s t r i n g
24 65 78 74 20 73 74 72 69 6E 67 2E

Ciascuna delle lettere di testo ha sotto di sé i due digit esadecimali che rappresentano il codice ASCII per le lettere, come definito in appendice. Da notare che fra le varie parole compare il codice 20₁₆; è il codice per la spaziatura. Il codice 0D₁₆ rappresenta un ritorno carrello.

STRING

Il termine "string" (pressoché equivalente catena, o striscia, come qui sopra l'abbiamo definita) viene usato comunemente per descrivere una sequenza di caratteri immagazzinati mediante i loro codici numerici. Entro un computer il vostro testo sarà immagazzinato come una sequenza di bit.

Quando avete bisogno di stampare questo testo, voi andate a prendere i bit nella sequenza esatta e li trasmettete ad un display o ad una stampante.

La logica associata col display o con la stampante interpreta il dato binario assumendo che esso rappresenta dei caratteri.

Se inserite del testo mediante una tastiera, allora, ogni volta che voi premete un tasto, il codice di digit binario associato con il tasto che poi abbassate viene trasmesso al microcomputer, che immagazzina il codice in un'appropriata memoria.

Voi potete modificare i codici trattandoli come dati binari.

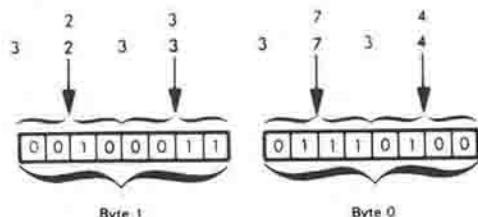
Supponiamo, per esempio, che abbiate una grossa quantità di dati numerici che desiderate immettere in memoria, e non abbiate alcun dato alfabetico. Se esaminate ancora la tabella ASCII in appendice, vedrete che tutti i digit decimali hanno gli stessi quattro bit di ordine elevato:

il codice ASCII per il digit decimale N è $3N_{10}$.

BYTE IMPACCATI

Potete risparmiare un sacco di memoria "impaccando" i digit decimali, due per byte, come segue

numero decimale
codice ASCII



Effettuando le operazioni illustrate in fig. 4-1 sui vostri codici di carattere, potete ricreare i caratteri ASCII.

Esempio di dati
(usando il byte 1)

00100011

00100000

00000010

00110010

00100011

00000011

00110011

Logica di programma

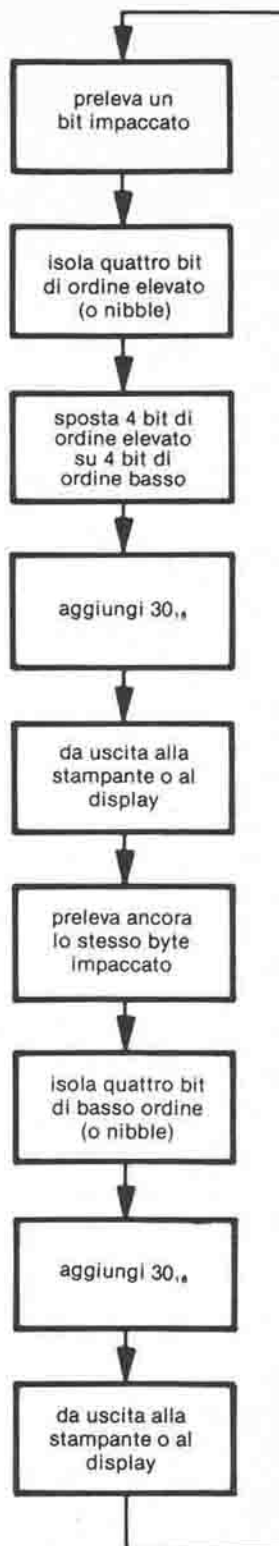


Fig. 4-1 Dissassemblaggio di byte impaccato e logica di formazione del codice ASCII.

RICETRASMETTITORE

ICOM IC-701

PER GAMME DECAMETRICHE

Come di consueto e già fatto per altri apparati, ne abbiamo scelto a caso uno di serie, imballato (matricola 01353), e lo abbiamo sottoposto alle complete prove pratiche e strumentali che possano meglio illuminare il lettore sulle caratteristiche e prestazioni di questo nuovo prodotto.

Si tratta di un ricetrasmittitore completamente transistorizzato per gamme radioamatoriali decametriche, che per molti aspetti e soluzioni tecniche deve essere considerato come appartenente alla nuova generazione che, sotto diverse marche e modelli, sta comparando sul mercato internazionale. La notevolmente maggiore complessità circuitale rispetto ai modelli ormai classici della generazione precedente potrebbe anche suscitare d'acchito la diffidenza di qualche tradizionalista, e forse non del tutto infondatamente, ma solo il tempo ci potrà dire se la semplicità sacrificata alle innovazioni ed agli automatismi avrà potuto migliorare ed ampliare le condizioni operative senza scapito per la robustezza e l'affidabilità dell'insieme, discorso questo che non riguarda comunque solo l'apparato in esame. Tutto quindi dipende dalla validità della progettazione e dall'affidabilità dei componenti impiegati.

Comandi e connessioni:

Vediamo anzitutto dal lato operativo i comandi e le prestazioni che essi permettono di ottenere durante la loro manovra.

Commutatore Gamma. A 7 posizioni, di cui 6 corrispondono alle gamme dai 160 ai 10 metri, con estensione della gamma 20 metri sino a 15 MHz per la WWV, più una posizione per l'inserimento di un'apposita tastiera di preselezione esterna

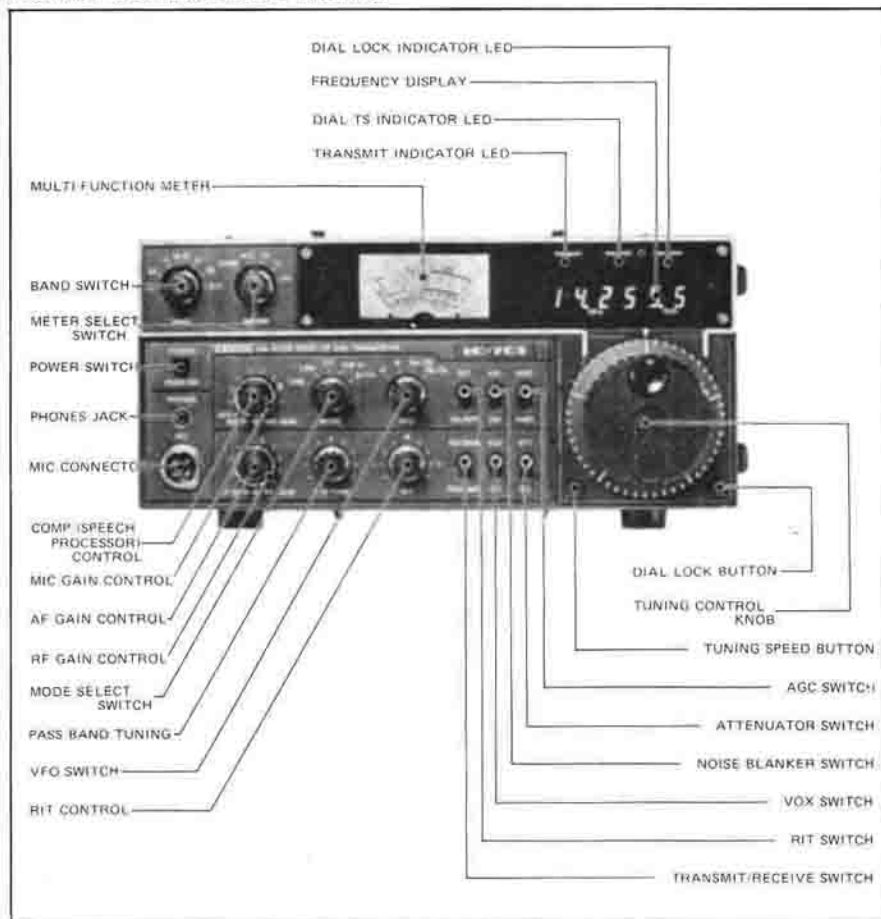
(optional) che permette tra l'altro di programmare come su una calcolatrice le bande e le frequenze desiderate. Tutte le commutazioni interne relative avvengono tramite un motorino elettrico passo-passo anziché direttamente tramite il classico commutatore multi-wafers. Tutte le operazioni di sintonia dei vari stadi avvengono automaticamente senza la necessità dell'apposito comando "preselector" di cui l'apparato è quindi sprovvisto.

Strumento indicatore. Agisce da

normale S-meter in ricezione, mentre in trasmissione, tramite apposito commutatore a 5 posizioni, misura la tensione ai transistor finali, la corrente assorbita dagli stessi, la potenza relativa d'uscita, l'intervento dell'ALC ed il livello di compressione dello speech processor di cui l'apparato è dotato di serie.

Interruttore di Accensione. A doppia azione, ovvero agisce non solo sulla bassa tensione continua di alimentazione normale dell'apparato, ma, ove sia usato l'apposito alimen-

FRONTALE CON DESCRIZIONE COMANDI



tatore da rete, interrompe anche la rete stessa senza bisogno di una doppia manovra.

Presa Cuffia. Innestabile con apposito jack qualunque cuffia anche stereo tra 4 e 16 ohm.

Connettore Microfono. Per ogni normale microfono con impedenza di 600 ohm o per il microfono da tavolo, preamplificato, che viene fornito a corredo di serie dell'apparato.

Comando Compressore. Regola il livello dello "speech processor" di tipo RF ove attivato, escludibile mediante l'interruttore d'inizio corsa dello stesso.

Mic Gain. Comando coassiale al precedente, di tipo classico che regola il guadagno degli stadi preamplificatori BF di modulazione in aggiunta a quello montato nel microfono sopra citato, o qualora se ne usi uno di tipo normale.

Comando Volume. Non necessita di particolare descrizione.

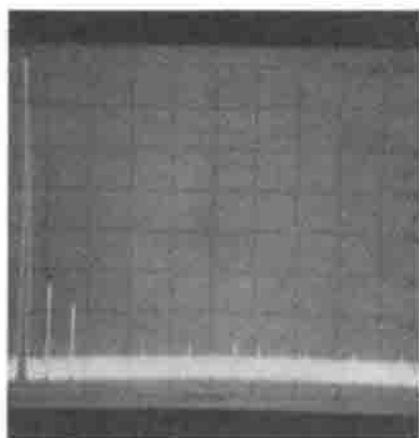
RF Gain. Regola l'amplificazione degli stadi del ricevitore; di tipo classico, agisce sul circuito AVC dello stesso.

Commutatore di modo. Seleziona USB, LSB, CW, CW-N (narrow, ovvero con inserzione di filtro audio per ulteriore selettività nel QRM), ed RTTY. L'apparato non è previsto per l'AM né per l'FM (sia pure a banda stretta).

Sintonia del Passabanda. Interessante soluzione che unisce i vantaggi dei passa-banda classici e quelli di un NOTCH FILTER in un unico comando. Come si può notare dagli appositi diagrammi, il reciproco spostamento di due bande passanti del ricevitore, lasciando inalterata la posizione del BFO, produce una risultante che permette una notevole reiezione di segnali interferenti, regolabile con continuità.

Commutatore VFO. Seleziona l'uso dei due VFO incorporati, o meglio dell'unico VFO con preselezione memorizzata, in modo da godere di tutti i vantaggi di un VFO separato. Sono in tal modo possibili la rapida commutazione da una frequenza all'altra e viceversa, l'operazione detta "split frequency" molto usata in caso di DX expedition e, con una semplice manovra, anche l'operazione "cross-band" ovvero su due bande differenti ed in qualunque punto preselezionato di esse.

Comando RIT (receiver incre-



ICOM IC-701

DIAGRAMMA FOTOGRAFICO DELL'ANALISI DI SPETTRO DEL TRASMETTITORE IN CE A PIENA POTENZA A 28 MHz. ASCISSE 50 MHz/DIVISIONE, ORDINATE 10 dB/DIVISIONE. IL PICCO MASSIMO A SINISTRA RAPPRESENTA LA FONDAMENTALE. DINAMICA TOTALE -70 dB DAL PICCO MASSIMO.

mental tuning). È il noto sistema di sganciare la frequenza di ricezione da quella di trasmissione senza variare quest'ultima. Permette di scostarsi di circa 800 Hz in più ed in meno da quella di trasmissione, sempre nella speranza a volte vana che i componenti della ruota non siano troppo approssimativi per quanto attiene al problema dell'isofrequenza in un QSO! In tal caso c'è sempre il secondo VFO.

Interruttore RIT. A levetta, inserisce o meno il comando sopra descritto.

Interruttore Noise Blanker. Pure a levetta, inserisce un circuito RF antidisturbi di tipo impulsivo, di buona efficacia. Alle prove con apposito generatore di impulsi, un treno di picchi che desensibilizzava il ricevitore su frequenza libera da segnali sino ad una indicazione del S-meter di S-7 riduceva il noise sino al livello di S-2.

Commutatore AGC. Di tipo classico, varia la costante di tempo della catena del controllo automatico di volume del ricevitore o esclude completamente il circuito stesso come a volte preferiscono gli operatori CW.

Commutatore T/R. Pure a levetta. Sostituito o doppiato posto sul pannello del comando PTT del microfono, di utilità però qualora si operi in RTTY.

Interruttore VOX. Attiva il circuito relativo al posto dell'operazione in PTT.

Attenuatore. L'ultimo dei deviatori a levetta. A differenza del comando RF GAIN sopra citato, esso inserisce un attenuatore resistivo fisso all'ingresso di antenna del ricevitore senza agire sugli stadi amplificatori. In tal modo il segnale è attenuato all'ingresso, riducendo la possibilità di modulazione incrociata o saturazione, anche se, come vedremo più avanti, il problema risulta molto remoto a causa delle soglie molto alte tipiche dell'apparato.

Monopola di sintonia (VFO). Agisce su un particolare sistema di PLL con incrementi interi di 100 Hz corrispondenti a ciascuna tacca della manopola. Ogni intera rotazione della stessa esercita una variazione di frequenza di 5 kHz, per cui risulta notevolmente demoltiplicata. Detti incrementi interi possono dare l'impressione di una sintonia a scatti e quindi difficoltosa, ma non è così in quanto differenze di soli 100 Hz non hanno all'effetto pratico ed operativo alcuna rilevanza, mentre l'alta stabilità ottenuta è una contropartita senza dubbio vantaggiosa sotto ogni riguardo.

Bottone di Velocità di Sintonia. Poiché una variazione di frequenza di soli 5 kHz ogni 360° risulterebbe troppo lenta per grandi spostamenti questo bottone moltiplica per 100 tale variazione, portandola da 100 Hz per divisione a 10 kHz. L'inserzione del dispositivo è elettronica ed indicata dall'apposito LED posto sopra il display delle frequenze.

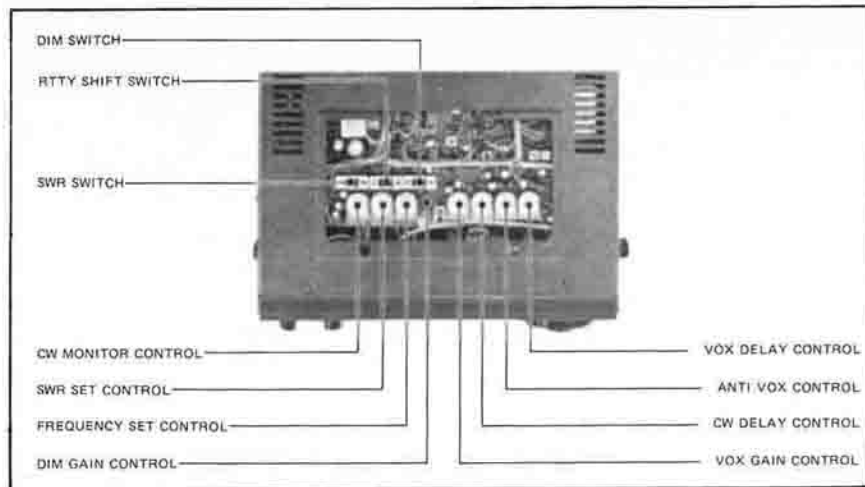
Bottone di Blocco Sintonia. Simile al precedente e pure munito di spia a LED vicina all'altra. Esso disattiva l'azione della manopola di sintonia, bloccando la frequenza sintonizzata. Questo dispositivo è particolarmente utile in operazioni su mezzimobili o comunque ove fattori meccanici potrebbero alterare la sintonia in modo inopinato.

Display di frequenza: Dispositivo a LED a 6-cifre, con risoluzione di 100 Hz.

Secondo la Casa esso indica la posizione della portante (ancorché soppressa come in SSB) o dello SPACE in RTTY. Ai collaudi sono risultate alcune giustificabili differenze come diremo meglio nella parte dedicata ai collaudi.

Un ultimo LED vicino ai due precedenti indica che l'apparato è in trasmissione.

In un apposito vano sotto il coper-



VANO SUPERIORE

chio superiore dell'apparato sono allocati alcuni comandi e regolazioni semifisse per particolari servizi.

Dim Switch. Inserisce un attenuatore automatico della luminosità sia del display che dello strumento S-meter ecc. in funzione della luminosità dell'ambiente. Ciò può far sorridere qualcuno, ma è sintomatico del limite di sofisticazione cui sono arrivati i progettisti in questo caso.

RTTY Shift Switch. Commuta lo shift per la RTTY su 170 oppure su 850 Hz.

SWR Switch. Agisce come i soliti deviatori dei ROSmetri per il controllo delle onde stazionarie mediante il dispositivo incorporato.

SWR Set. Regolatore di fondo scala simile a quello dei normali ROSmetri.

CW Moni. Regola il volume audio del sidetone per l'autoascolto in trasmissione CW.

Frequency Set. Regolazione del VXO del PLL. Si sconsiglia di ritoccarlo se non muniti di adeguata esperienza e strumentazione.

Vox Gain e Anti Vox. Due controlli di tipo classico per la regolazione del circuito Vox.

Vox Delay e CW Delay. Due comandi separati per le costanti di tempo del Vox rispettivamente in SSB ed in semi-break-in del CW.

Dim Gain. Regola le soglie di intervento dell'attenuatore automatico delle luci in funzione della luminosità ambiente.

Sul pannello posteriore infine sono alloggiati i connettori per allacciamenti esterni.

Antenna output e Receiver input. Due plugs coassiali normalmente

interconnessi con un corto cavetto se l'apparecchio funziona come transceiver. In caso di utilizzazione di un ricevitore separato basta staccare detto cavetto e collegare l'antenna output al ricevitore esterno in quanto il receiver input è collegato agli stadi d'ingresso del ricevitore interno.

ANT. Classico bocchettone UHF (per PL259) per collegamento dell'antenna al transceiver.

EXT Speaker. Jack per connessione di un altoparlante esterno al posto di quello incorporato. Un apposito cavetto è fornito con l'alimentatore in modo di attivare l'altoparlante in esso contenuto di maggiori dimensioni e miglior resa disattivando automaticamente quello interno.

Key Jack. Per connessione del ta-

sto telegrafico CW.

Fuse Holder. Portafusibile per la bassa tensione continua di alimentazione (20A).

La protezione della rete è montata sull'alimentatore.

Ground Terminal. Morsetto a galletto per collegamento a terra.

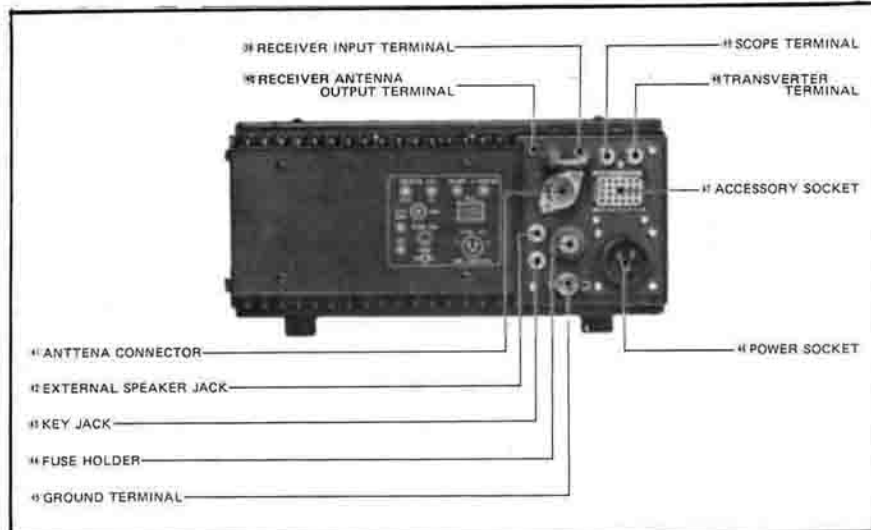
Power Socket. Ricettacolo per la connessione dell'alimentazione a bassa tensione continua.

Acc Socket. Connettore a 24 poli cui sono demandati tutti i controlli esterni e per il quale è fornito a corredo l'apposito spinotto. Essi sono numerosi e comprendono tra l'altro le connessioni del codice digitale per i comandi tramite la tastiera esterna (optional), tensioni per alimentazione od eccitazione di dispositivi esterni quali relé ecc., comando PTT (ad esempio a pedale), uscita BF dal rivelatore (ad esempio per registratore magnetico), uscita del segnale del preamplificatore microfonico, ingresso ALC da eventuale lineare, ingresso per telescrivente (trasmissione), ingresso per comando transverter, uscita tensione per commutazione di gamma (vedi anche tastiera), blocco esterno di sintonia e diversi altri.

X-verter. Per connessione di un eventuale transverter VHF o UHF.

Scope Terminal. Fornisce l'uscita a larga banda del segnale del primo mixer e può essere utilizzato per connessione di un oscilloscopio o addirittura di un ricevitore panoramico purché atto alla scansione attorno ai 9 MHz.

LATO POSTERIORE



Prove di laboratorio:

Vediamo ora le prestazioni dell'apparato dal lato tecnico, confrontate, ove indicate nel manuale, con le caratteristiche dichiarate dal Costruttore.

Stabilità

Dichiarata entro 500 Hz sino a un'ora ed entro 100 Hz successivamente. Alle prove con frequenzimetri e generatori sintetizzati di assoluta affidabilità la massima deriva registrata dall'accensione a due ore da essa non ha raggiunto i 50 Hz. Evidentemente, se si considerano i particolari circuiti PLL utilizzati, si ha una riprova che i dati forniti dalla Casa sono del tutto pessimistici rispetto alla realtà.

Precisione di lettura display

Entro 50 Hz in LSB riferiti alla portante soppressa (zero beat). Si ha uno spostamento di circa 300 Hz in CW e di 1,3 kHz in USB ed RTTY. Ciò è evidentemente dovuto alla commutazione interna dei vari generatori di portante e quindi alla loro posizione rispetto al passabanda. Sarebbe in tal caso stato comodo disporre di un comando di calibrazione della lettura ad evitare i possibili seppur modesti errori di lettura nei diversi modi.

Sensibilità

Dichiarata migliore di 0,25 uV per 10 dB S+N/N.

Misurata corrispondente alla realtà in quanto risultata esattamente

0,22 uV su tutte le gamme.

S-meter

Non indicate le letture ai vari livelli di segnale. Le misure in 14 MHz hanno dato i seguenti risultati (del tutto simili sulle altre gamme): S-0 a 0,3 uV, S-3 a 6,5 uV, S-5 a 17 uV, S-9 a 68 uV, S-9+20 a 300 uV, S-9+60 a 1000 uV. Se ne desume che, a differenza di altri apparati similari transistorizzati, ove la linearità dell'S-meter è del tutto aleatoria nell'apparato in esame essa risulta piuttosto buona in quanto sufficientemente logaritmica inversa, come in effetti deve essere.

Soglie di silenziamento e di modulazione incrociata.

Non indicate nel manuale. Diamo qui di seguito le distanze in kHz ed i livelli del segnale interferente per l'inizio dei fenomeni in oggetto. Non si sono notate apprezzabili differenze fra le gamme A 5 kHz = 1 mV, a 10 kHz = 2,5 mV, a 50 kHz = 10 mV, a 100 kHz = 25 mV, a 500 kHz = 90 mV.

Questi dati evidenziano un'ottima refrattarietà del ricevitore a quei fenomeni che, specie nei sistemi transistorizzati, rendono la ricezione "sporca" e spesso fastidiosa per segnali fantasma, specie in bande ad alto QRM.

Potenza d'uscita del trasmettitore

La Casa indica, come di consueto, le potenze "input" identificate in 200 W relativi a tutti i modi di emissione. Abbiamo misurato le po-

tenze "output" o d'uscita sia perché il rendimento non è sempre costante in tutti i modelli, sia perché questo è il dato che più interessa l'utilizzatore.

Essa è risultata tra i 95 ed i 100 W in CW ed RTTY nelle gamme dai 160 ai 15 metri compresi. Leggermente inferiore in 28 MHz, cioè di 75 W.

La potenza d'uscita misurata con wattmetro di picco in SSB è risultata mediamente di circa il 10% superiore a quella in CW, probabilmente per le migliori condizioni di dinamica dell'alimentatore. Nelle prove si è usato l'alimentatore originale di serie.

Armoniche e spurie.

Dichiarate rispettivamente entro -40 e -60 dB dal picco massimo. Come si può rilevare dal diagramma fotografico dell'analisi di spettro eseguito a piena potenza, cioè nelle condizioni meno favorevoli, si ha una seconda armonica a -53 dB ed una terza armonica a -58 dB. Tracce di armoniche superiori si trovano tutte quasi a livello noise e comunque attenuate di oltre 66 dB rispetto alla fondamentale rappresentata dal maggior picco a sinistra dello schermo. La misura è stata eseguita in banda 10 metri; sulle altre gamme i risultati sono risultati analoghi ed in qualche caso anche migliori. Le spurie non sono visibili entro la dinamica di -70 dB utilizzata. Tali risultati sono ancora più significativi se si considera che il trasmettitore transistorizzato usa inevitabilmente circuiti accordati a larga banda e non il classico e selettivo P-greco.

Soppressione di portante

Dichiarata (ovviamente per la SSB) di 40 dB. Misurata in -52 dB, sempre riferiti al picco massimo, cioè di oltre 10 volte migliore.

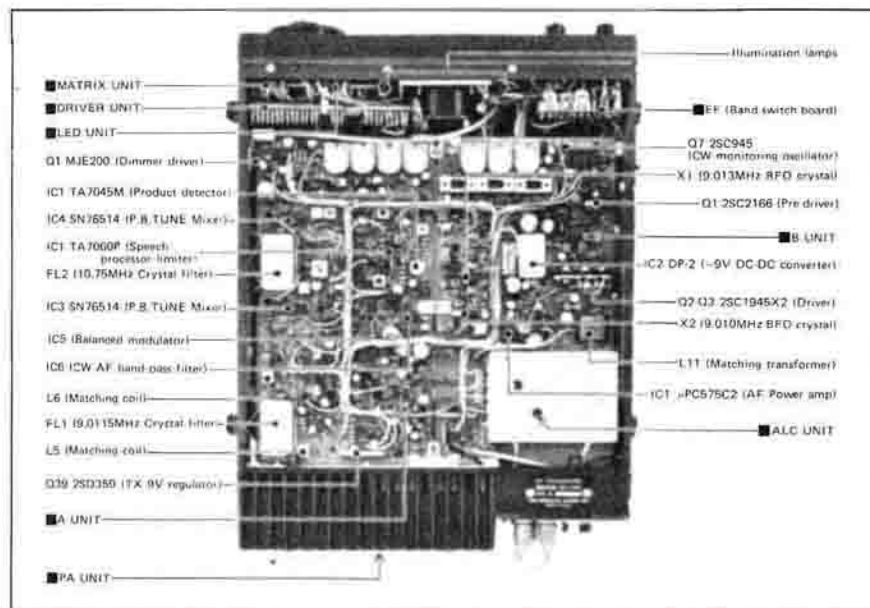
Soppressione di banda laterale.

Dichiarata di 40 dB a 1000 Hz. Misurata di oltre 55 dB.

Alimentazione

A 13,6 Vcc nominali con tolleranza del 15% dichiarata. Entro tali limiti i consumi risultano entro i valori dichiarati e non si registrano variazioni di frequenza od altri fenomeni pregiudizievoli. Ovviamente la potenza d'uscita varia, ma ciò è inevitabile per ragioni fisiche e matematiche al variare della potenza input.

VEDUTA INTERNA



Attenuatore

La sua inserzione provoca una desensibilizzazione del ricevitore di esattamente 17 dB.

Spurie del ricevitore

Indicate genericamente dalla Casa in migliori di 60 dB.

Oltre ai dati sopracitati delle soglie di silenziamento e di modulazione incrociata, i dati delle misure della reiezione di immagine sono risultati di oltre 80 dB e ciò è giustificato dal fatto che la prima media frequenza è di circa 9 MHz. Le ulteriori sono molto vicine alla prima e quindi anch'esse relativamente alte.

Non si sono rilevati battimenti interni del ricevitore dovuti di solito ad armoniche o spurie degli oscillatori locali o loro battimenti.

Selettività

I valori dichiarati sono essenzialmente risultati conformi al reale, ferma restando la possibilità dell'azione del passband tuning che ne restringe notevolmente la banda.

Considerazioni generali

Dopo l'esposizione dei dati squisitamente tecnici qui riferiti, non crediamo opportuno tediare ulteriormente il lettore con una descrizione dettagliata dai principi di funzionamento dei singoli stadi e circuiti che, anche per la notevole complessità dell'apparato, risulterebbe troppo prolissa ed inconciliabile con le esigenze di spazio della rivista che la ospita. Rimandiamo pertanto gli interessati allo schema a blocchi, limitandoci a qualche aggiunta a quanto sopra descritto nel modo più semplice e comprensibile.

Basti citare che l'apparato monta 128 transistor, 23 FET, 56 integrati e 265 diodi per dare un'idea della complessità dell'insieme. Il montaggio a subtelai o schede di circuito stampato è ormai di prammatica nella produzione odierna. Il transceiver non richiede alcuna manovra di accordo né del trasmettitore né del ricevitore e lo stadio finale è ormai del tipo di prammatica, cioè autoprotetto contro alti livelli di onde stazionarie sul carico d'uscita (antenna). Particolare interessante, a differenza di altri similari, è la possibilità di operare in RTTY a piena potenza continua. Ciò è consentito dal particolare sistema di raffreddamento che impiega un blower ad inserzione automatica quan-

do la temperatura dei dissipatori raggiunge un certo valore. Un'ulteriore sicurezza è rappresentata dal sistema termostatico che segnala, nonostante il ventilatore, quando la temperatura, per cause anomale, raggiunga limiti di pericolosità. In tal caso si ha un'intermittenza ciclica nel display che avverte l'operatore affinché cessi la trasmissione prima che insorgano danni ai componenti e soprattutto ai costosi semiconduttori di potenza.

Dalla prima serie, uscita mesi or sono, la Casa ha introdotto alcune modifiche circuitali per migliorare le prestazioni ed i margini di sicurezza ai fini dell'affidabilità nel tempo. Sono infatti stati risolti alcuni problemi di dissipazione interna, aumentata la protezione dei preadati del ricevitore contro cariche elettrostatiche provenienti dall'antenna ed eliminate le possibilità di fastidiosi rientri di radiofrequenza nei preadati del microfono che in presenza di campi RF dispersi di forte intensità provocavano qualche difetto di emissione.

Come abbiamo già dianzi detto, l'apparato rientra in quella generazione di avanguardia che può sollevare la diffidenza di alcuni, ed è risaputo che la maggiore complessità è, almeno in teoria, più soggetta a guasti od anomalie funzionali, o comunque meno agevole ai fini dell'assistenza tecnica. Ma se dovessimo accettare questo principio, saremmo rimasti ai vecchi trasmettitori in AM di 20 anni or sono, e saremmo davvero ingenerosi verso le conquiste acquisite dalla tecnologia negli anni recenti.

Una raccomandazione è comunque indilazionabile: quella di non intervenire sui circuiti di apparecchi di questi tipi senza un'adeguata conoscenza tecnica generale e specifica dell'apparecchio o senza la necessaria strumentazione, anche perché la Casa stessa raccomanda ogni cautela anche la personale specializzata nel maneggiare alcuni circuiti per la loro delicatezza e criticità. Qualcuno obietterà un eccesso di sofisticazione di alcuni servizi, ed abbiamo fatto noi stessi qualche os-

servazione in proposito, ma respingere tutto ciò in blocco significherebbe precludere ogni progresso tecnico futuro.

Quando tutto ciò sarà in breve tempo diventato di normale impiego nei ricetrasmittitori correnti, non avremo più motivi di diffidenza o meraviglia in quanto il tempo e l'inevitabile affinamento delle tecniche costruttive avranno relegato il tutto nei confini della normalità.

Concludendo, un apparecchio di notevole interesse, che potrà forse subire ulteriori modifiche e miglioramenti ai fini di una sempre maggiore affidabilità, ma che, a prescindere da ogni altra considerazione, ha il merito di aver rotto diversi confini entro cui da qualche tempo erano relegati i ricetrasmittitori convenzionali.

DISPONIBILI I CIRCUITI STAMPATI DI rKe

Per venire incontro alle richieste di molti lettori interessati all'acquisto dei soli circuiti stampati dei nostri Kit, abbiamo deciso di rendere gli stessi disponibili indipendentemente da tutto il restante materiale.

Lo stesso facciamo per quei pochissimi componenti che sono risultati di difficile reperibilità per gli autocostruttori.

Con ciò abbiamo semplicemente inteso fare un altro piccolo passo verso la più proficua collaborazione.

Prezzi circuiti stampati

+ spese postali

KP10	L. 6.700
KE11	L. 4.200
KF13	L. 10.700
KF13/AL + ROM	L. 5.200
KP14	L. 5.200
KR16 - FE	L. 2.800
KR16 - VFO	L. 3.500
KR16 - BF	L. 3.000
KR16 - FL	L. 3.500
KR16/C - BF	L. 1.500
KR16/C - AL	L. 2.800
KH22	L. 3.500
KC24	L. 1.500
KT25	L. 8.000
KQ28	L. 1.500
KM23	L. 6.500
KC30	L. 4.000

Ditta **ZACCARONI BRUNO**

Via Galeotti, n. 4/B - BOLOGNA
Telef. 511054

**Vendita al dettaglio
Componenti Elettronici**



KT 204



AMPLIFICATORE HI-FI
18 + 18 W RMS

CARATTERISTICHE TECNICHE

<i>Alimentazione</i>	= 34 V AC
<i>Imp. Ing.</i>	= 22 kohm
<i>Segn. max potenza</i>	= 2,38 V x 18 W RMS su 8 ohm a Vcc 40 V
<i>Rapp. s/n</i>	= (mis. a 50 mW su 8 ohm a 40) 85 dB
<i>Risp. in frequenza</i>	= da 17 Hz a 45 kHz (+0,5 dB) - 10Hz-80 kHz (1 dB)
<i>P. out</i>	= 18 W (8 ohm) 9,2 W (16 ohm)
<i>Imp. out</i>	= 5 + 16 (ottimale 8 ohm)
<i>Distorsione</i>	= 0,2% a 16 W 1% a 20 W

DESCRIZIONE

Il KT 204 è un amplificatore di potenza stereofonico con un'uscita di 18 W su carico di 8 ohm per canale, più alimentatore stabilizzato. Ogni canale, circuitalmente, è composto da uno stadio finale a simmetria complementare, cioè una coppia selezionata PNP-NPN. L'accoppiamento tra finali e pilota è in corrente continua, in maniera di avere una migliore risposta in frequenza ed una maggiore stabilità. L'alimentatore è classico, composto da uno zener come tensione di riferimento e da due transistor come amplificatori di potenza.

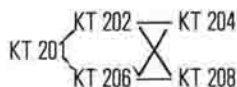
CARATTERISTICHE TECNICHE

<i>Sens. Ing.</i>	-2 mV su 47 K
<i>Magnetico</i>	-100 mV su 1 m
<i>Piezo</i>	-250 mV su 250 K
<i>Tuner</i>	-1 V su 250 K
<i>Aux</i>	-250 mV su 47 K
<i>Tape</i>	-6 dB/ott. a 10 kHz
<i>Scratch</i>	-6 dB/ott. a 60 Hz
<i>Rumble</i>	-2 V eff.
<i>V. Out</i>	-70 dB
<i>Rapp s/n</i>	-(a 1 kHz) 0,1%
<i>Dist.</i>	-40 V cc.
<i>Alimentazione</i>	

DESCRIZIONE E FUNZIONAMENTO

Il KT 201 è un equalizzatore stereofonico e la sua funzione in una normale catena di amplificazione sonora è quella di rendere lineare la risposta in frequenza del tipo di trasduttore impiegato. Le curve che il KT 201 può equalizzare sono: magnetico - ceramico - tuner - ausiliario - registratore; inoltre è presente anche una uscita per registratore e di tasto per la funzione monitor.

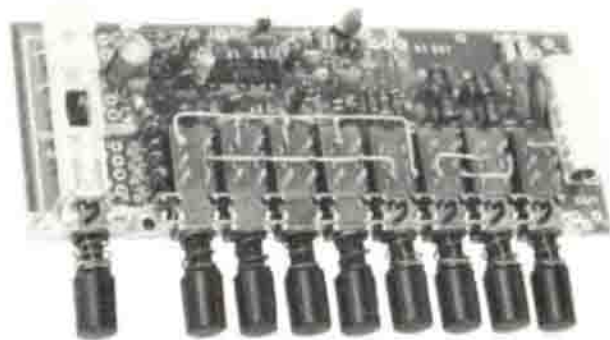
Nel KT 201 vi sono presenti anche 2 filtri, il filtro di Scratch ed il filtro di Rumble: il primo per tagliare le frequenze più alte, il secondo invece per quelle più basse. La posizione circuitale del KT 201, data la sua particolare funzione, è quella di precedere tutte le altre parti di un amplificatore, quindi può essere abbinato:



oppure ad Amplificatori di qualsiasi marca, collegandolo immediatamente prima del controllo toni.

KT 201

PREAMPLIFICATORE CON PULSANTIERA STEREO



APPARATI PROFESSIONALI ZODIAC

MA-162

apparato VHF mobile base
per banda privata, 25 W,
altamente professionale,
predisposto, a richiesta,
per chiamate selettive
fino a 100 posti
interamente a moduli

omologato dal ministero PT
n. DCSR/2/2/144/03/31732
del 23.6.78

ZODIAC

GARANZIA DI ASSISTENZA
QUALITÀ SUPERIORE
TECNICHE AVANZATE
BASSI COSTI

• RIPETITORI VHF ZODIAC

MA-160 B

ricetrasmittitore
VHF
in banda privata
25 W

omol. min. PT n. 3/4/54336/187 - 15.7.1975

- IMPIANTI PER USO MARITTIMO E CIVILE
- OMOLOGATI DAL MINISTERO PT
- CENTRI DI ASSISTENZA E MONTAGGIO IN TUTTA ITALIA

PA-81/161

ricetrasmittitore
VHF portatile 1 W

per banda
privata e
per banda
marittima

omologazione min. PT
n. 3/3/45010/187 gennaio 1975
n. 3/4/054907/187 - 15.11.1975



ZODIAC
ITALIANA

ZODIAC ITALIANA

Viale Don Pasquino Borghi 222-224-226
00144 ROMA EUR
Telef. 06/59.82.859





Elettronica
s. a. s.

Costruzioni Professionali e Civili

27020 TRAVACÒ SICCOMARIO (PV) - Via Alcide de Gasperi, 30 - Tel. 0382-49794

presenta la nuova produzione 78-79



MULTICANALI 2001/M

12 canali in più per il Vostro TV bianco-nero o colore.
12 tasti meccanici
Al. 220 V.ca.
Reg. sensibilità
Converter canale A/C a richiesta



MULTICANALI 2001/S

12 canali in più per il Vostro TV bianco-nero o colore.
12 canali sensor
Reg. sensibilità
Converter canale A per TV bianco-nero o colore, con cambi canali a distanza avente la sensibilità sino a m 10.



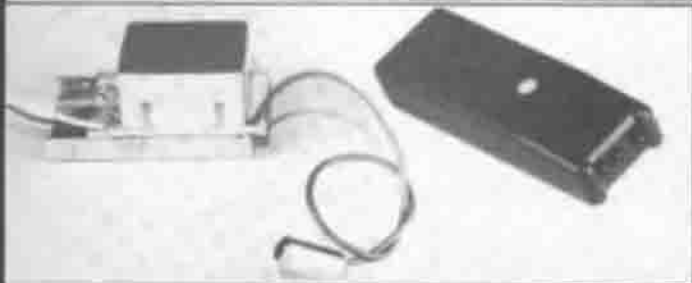
MINI-FREQUENZIMETRO mod. 5050/50100/50500

Varianti: 50 MHz - 100 MHz - 500 MHz,
con scheda caricamento per leggere in TX e in RX di qualsiasi apparato radio.



MINI-FREQUENZIMETRO mod. 60500 - 60100 - 60050

Varianti: 500 MHz - 100 MHz - 50 MHz.
Con contraves per programmare il valore di IF per leggere in TX e RX di qualsiasi apparato radio.



CAMBIACANALI mod. 3000 trasmettitore mod. 4001 ricevitore

Da applicare su qualsiasi TV bianco-nero o colore con tastiera sensor 8-12-16 canali
sensibilità sino a m 10 di portata

ELENCO PUNTI VENDITA - (ITALIA MARKETING)

CUZZONI - C.so Francia, 91 - Torino
TELSTAR - Via Globetti, 37 - Torino
ELETTRONICA AMBROSIANA - Via Cuzzi, 4 - Milano
CORTEM DI F.lli R. - P.za Repubblica, 24/25 - Brescia
MAZZONI CIRO - Via S. Marco, 79 - Verona
ELETTRONICA LIGURE - Via Odero, 30 - Genova
HOBBY ELETTRONICA - Via S. Gabotto, 24 - Pordenone
ELETTRONICA PROFESSIONALE - Via XX Settembre 14 - Ancona
E.R.C. - Via S. Ambrogio, 35/b - Piacenza

G. VECCHIETTI - Via Cipriano, 18 - Bologna
HOBBY CENTER - Via P. Torelli - Parma
ELETTRONICA BIANCHINI - Via Bonamini, 75 - Modena
SACCHINI L. - Via Torrazzo, 3/A - Reggio Emilia
ITALCOM - P.za Duomo, 8 - Fidenza
BEZZI ENZO - Via L. Lando, 21 - Rimini
PAOLETTI E FERRERO - Via Il Prato, 40/42 - Firenze
TODARO & KOWALSKY - Via Orti Trastevere, 84 - Roma
ELETTRONICA BIANCHI - Via Mameli, 6 - Piedimonte S. Germano (FR)

A.D.E.S.

VICENZA

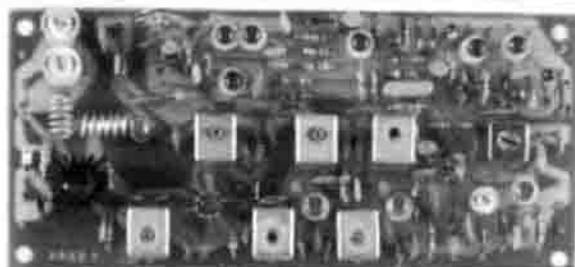
l'elettronica per tutti

Assortimento componenti
Disponibilità immediata
Eccezionale qualità
Serietà commerciale

.....e prezzi giusti!

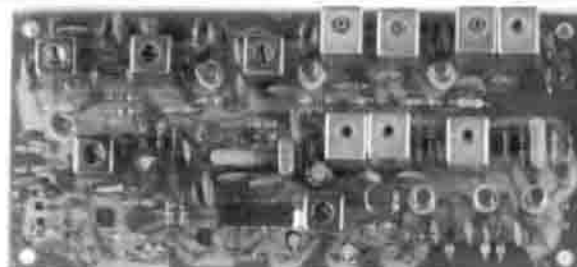
A.D.E.S.

di Walter Bologna I3BCW
viale Margherita 21
tel. 0444 / 505178
36100 Vicenza



ECCITATORE - TRASMETTITORE FM T 5284

- COMPLETO DI PREAMPLIFICATORE MICROFONICO, LIMITATORE DI MODULAZIONE, FILTRO AUDIO ATTIVO;
- FREQUENZA DI LAVORO 144-146 MHz;
- POTENZA DI USCITA 1 W a 12,6 V;
- FREQUENZA BASE QUARZI 12 MHz;
- DIMENSIONI 70x150x20 mm/



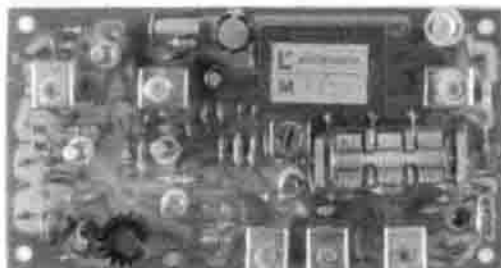
RICEVITORE FM R 5283

- FREQUENZA DI LAVORO 144-146 MHz;
- DOPPIA CONVERSIONE QUARZATA;
- FILTRO CERAMICO A 10,7 MHz;
- FREQUENZA BASE QUARZI 15 MHz;
- DIMENSIONI 70x150x20 mm/

GRUPPI PILOTA VFO A PLL

VO 5276

- USCITA 1 V RF;
- STABILITÀ MIGLIORE DI 100 Hz/H
- ALIMENTAZIONE 12-15 V;
- DIMENSIONI 130x70x25 mm/



VO 5277

- PREDISPOSTO PER FM;
- SGANCIO PER PONTI A -600 KHz;
- ALTRE CARATTERISTICHE COME VO 5276

FREQUENZE DISPONIBILI:

135 - 137 MHz 133,3 - 135,3 MHz
144 - 146 MHz



elettronica di LORA R. ROBERTO

13050 PORTULA (Vc) - Tel. 015 - 75.156

MENNIX

ITALIANA

Casella Postale 94 - MANTOVA - Codice Fiscale NTN SRG 37E02 E078U



RICETRASMETTITORE

Mod. GTX-3325

23 canali
5 W in AM
25 W in SSB
Commutatore AM/LSB/USB
Commutatore PA/CB
Alimentazione: 13,8 V D.C.
Antenna, presa per microfono e
altoparlante esterno

L. 138.000 prezzo speciale



RICETRASMETTITORE SOMMERKAMP Mod. TS-240 FM.

40 canali
Lettura digitale
potenza d'uscita: 10 W
Pulsante frontale per chiamata

Sensibilità; soppressione
segnali estranei
Alimentazione: 13,8 V c.c.
Dimensioni: 156 x 58 x 205

L. 245.000 prezzo speciale

RICETRASMETTITORE SOMMERKAMP Mod. TS-340 DX

80 canali in USB lettura digitale
80 canali in LSB 5 W in AM/CW
80 canali in AM 12 W - PeP

L. 230.000 prezzo speciale



RICETRASMETTITORE SOMMERKAMP Mod. TS-740

40 canali LSB - 12 W PeP
40 canali in USB - 12 W PeP
40 canali in AM - 5 W
Lettura digitale
Stazione base 220/12 W
Completo di microfono

L. 250.000 prezzo speciale



*È disponibile inoltre presso i nostri magazzini vasta gamma di apparecchiature OM-CB;
prezzi speciali per quantitativi.*

INTERPELLATECI

MENNIX ITALIANA - CASELLA POSTALE 94 - 46100 MANTOVA

KFT ENGINEERING

KT 100

UNIVERSAL VIDEO CONVERTER

L. 465.000

KT 101

ACTIVE FILTER DE-MODULATOR

L. 370.000



I prezzi sono IVA esclusa

KT 103

KEYBOARD

L. 295.000

KT 104

MONITOR

L. 152.000



M.F.E. DI FOGLINO MARCELLO - C.P. 491 - 22100 COMO - 4



HAM CENTER

di PIZZIRANI P. & C. S.R.L.

VIA CARTIERA, 23 - TELEFONO (051) 84.66.52
40044 BORGONUOVO DI PONTECCHIO MARCONI
(BOLOGNA) ITALY

... UN REGALO AMBITO AD UN PREZZO ECCEZIONALE !!!

Frequenzimetro HC2F



L. 182.500
IVA compresa

CARATTERISTICHE

Capac. di lettura	10 Hz - 200 MHz
Visualizzazione	7 display
Base dei tempi	1 MHz a quarzo
Sensibilità	tipica 50 mV
Risoluzione	1 Hz in LF 100 Hz in HF
Imp. di ingresso	1 Mohm/10 pF
Trigger	automatico
V. inp. max	50 V
Alimentazione	220 Vac 50 Hz
Dimensioni	235 x 87 x 240 mm
Peso	Kg 2,5

**TUTTI I COMPONENTI INTEGRATI
SONO MONTATI SU ZOCCOLO**

ABBIAMO DISPONIBILI TUTTI I TUBI ELETTRONICI ED ACCESSORI DELLE SEGUENTI CASE:

EIMAC - G.E. - SIEMENS - PHILIPS

RICHIEDETE IL NS. LISTINO PREZZI E VI SARÀ INVIATO GRATUITAMENTE.

Proposte di particolari indispensabili



5 - 15 Vcc - 2,5 A - Timer
Fino ad esaurimento

Alimentatore BRS-35



13,8 Vcc - 10A

Carica Batteria BRA-50



6 - 12 Volt - 3 A



5 - 15 Vcc - 2,5 A

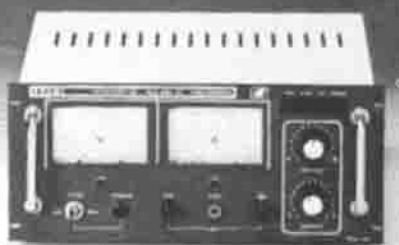
Orologio BR



Fino ad esaurimento

220 Volt

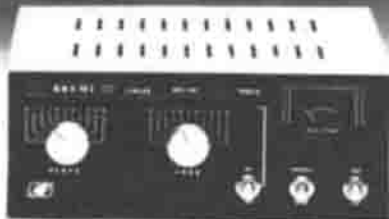
Alimentatore BRS-33



0 - 30 Vcc - 5 A - Professionale



5 - 15 Vcc - 2,5 A



100 Watt - AM - 220 Volt

Alimentatore BRS-34



4 - 15 Vcc - 5 A



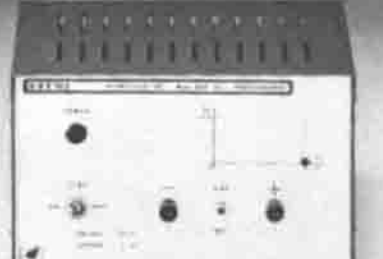
12,6 Vcc - 2,5 A

Lineare BRL-50



60 Watt - AM - Mobile

Alimentatore BRS-32



12,6 Vcc - 5 A

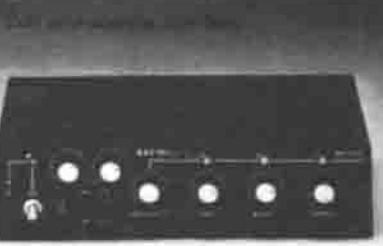


10 - 100 - 1000 Watt

Lineare BRL-50



35 Watt - AM - Mobile



3000 Watt - Musicali

La garanzia del meglio



BREMI

43100 PARMA
Via Pasubio, 3/C - Tel. 0521/72209
Telex 53259 For BREMI

APPARECCHIATURE PER IMPIANTI DI ALLARME

Segnalatore automatico di allarme telefonico
Trasmette fino a 8 messaggi telefonici (polizia - carabinieri - vigili del fuoco, ecc.) • Visualizza su display il numero telefonico chiamato. • Aziona direttamente sirene elettroniche e tramite un relé ausiliario sirene elettromeccaniche di qualsiasi tipo. Può alimentare, più rivelatori a microonde ad ultrasuoni rivelatori di incendio di gas e di fumo, direttamente collegati / rivelatori normalmente aperti o chiusi • teleinserzione per comando a distanza • alimentatore stabilizzato 12 V • nastri magnetici Philips CC3-CC9-TOK-EC6 o musicassette • completo di nastro Philips CC3 senza batteria L. 159.000

Rivelatori di presenza a microonde portati
15 metri L. 70.000
25 metri L. 90.000

Sirene elettroniche auto modulate 12 W L. 15.000

Contatti magnetici da incasso e per esterno L. 1.600

Serratura elettrica con 2 chiavi L. 4.000

Batteria 12 V 1,2 A L. 16.000

Batteria 12 V 4,5 A L. 25.000

NOVITÀ

OROLOGIO DIGITALE MA 1023 24 ORE

• Visualizzazione ore minuti secondi • Comando sveglia • Possibilità di ripetere l'allarme ogni 9 minuti • Display 07" • Indicazione mancanza alimentazione • Indicazione predisposizione allarme • Controllo luminosità • Possibilità pre-selezione tempi uscita comando radio televisivo-

ne apparecchiature elettriche varie ecc. • Alimentazione 220 V.ca oppure 9 V.cc con oscillatore in tampone incorporato • Uscita suoneria sveglia su altoparlante da 8 ohm • Modulo pre-montato + trasformatore + altoparlante 8 ohm + istruzioni. L. 19.000

6 micro pulsanti + 1 micro deviatore + 1 contenitore L. 3.500

OROLOGIO DIGITALE MA/1003 a quarzo - 12 Vcc - per auto - moto - barche ecc. L. 18.000

AMPEROMETRI ELETTROMAGNETICI
3 A 5 A 10 A 20 A 30 A - 54 x 54 mm L. 3.800

VOLTMETRI ELETTROMAGNETICI
15 V 20 V 30 V 50 - 54 x 50 mm L. 4.200
300 V 400 V 500 V - 54 x 50 mm L. 5.600

NOVITÀ LM317
Regolatore di tensione a 3 piedini da 1,2 V a 37 V - 1,5 A - 2,2 A max. V in - V out 15 V L. 3.400

NOVITÀ AY3-8500 TV GAMES
Circuito integrato AY3-8500 L. 9.800

Basetta montata e collaudata • potenziometri • commutatore • pulsante • interruttori audio • direttamente sul televisore • documentazione • trasformatore • stabilizzatore L. 26.000

SCHEDA per la realizzazione di centrali di controllo antifurto ed antirapina.

Alimentazione da rete 125/220 V ed accumulatore 12 V - Carica batteria incorporato 13,5 V / 1 amp. Tre linee di ingresso indipendenti ed escludibili, di cui una temporizzata, ognuna con contatti normalmente aperti e chiusi. -

Tempi di entrata, uscita e durata dell'allarme regolabili. • Segnalatori luminosi di: presenza tensione rete, sovraccarico alimentatore, allarme in ingresso, temporizzazioni ed avvenuto allarme. • Possibilità di telecomando con serratura esterna. • Possibilità di inserire un avvisatore acustico di preallarme. Sirena elettronica incorporata (trasduttore esterno escluso) - Uscite con contatto di scambio ed alimentazione per sirena esterna.

Montata e collaudata L. 34.000

AMPLIFICATORE audio Mod. 0003 per uso generale su scheda ad innesto.

Alimentazione 5/20 V. - Carico 2/16 ohm. - Guadagno 40 dB. - Potenza di uscita 0,2/8 W secondo alimentazione e carico: tipica 6 W al clipping su 4 ohm con 18 V.

In Kit L. 5.800

Montato e collaudato L. 6.700

AMPLIFICATORE audio Mod. 0005 a ponte su scheda ad innesto.

Alimentazione 5/20 V. - Carico 4/16 ohm. - Guadagno 40 dB. - Potenza di uscita 0,8/20 W secondo alimentazione e carico: oltre 10 W indistorti su 4 ohm con la batteria dell'auto.

Montato e collaudato L. 12.000

ALIMENTATORE per un amplificatore Mod. 0003, con trasformatore.

Montato L. 4.900

ALIMENTATORE per un amplificatore Mod. 0005 o due 0003 con trasformatore.

Montato L. 5.800

SERIE COSMOS		4099	L. 2.850	MM74C165	L. 1.600	7437	L. 480	LH0032CG	L. 33.000	LH0070IH	L. 11.000
4001	L. 400	40106	L. 1.600	MM74C173	L. 1.600	7438	L. 480	LH0032G	L. 73.000	74107	L. 500
4002	L. 400	40160	L. 2.000	MM74C174	L. 1.600	7439	L. 480	LH0033CG	L. 24.000	74109	L. 550
4006	L. 2.750	40161	L. 2.000	MM74C175	L. 1.600	7441	L. 1.500	LH0033G	L. 50.000	74121	L. 550
4007	L. 400	40162	L. 2.000	MM74C192	L. 2.250	7442	L. 750	LM379S	L. 6.900	74123	L. 850
4008	L. 2.650	40163	L. 2.000	MM74C193	L. 2.250	7445	L. 1.350	LM380N	L. 2.100	74125	L. 700
4009	L. 700	40174	L. 1.600	MM74C195	L. 1.600	7446	L. 1.200	LM381N	L. 2.600	74126	L. 700
4010	L. 700	40175	L. 1.600	MM74C221	L. 2.850	7447	L. 1.200	LM382N	L. 2.000	74132	L. 1.000
4011	L. 400	40192	L. 2.250	MM74C901	L. 900	7448	L. 1.100	LM383T	L. 3.000	74141	L. 1.300
4012	L. 400	40193	L. 2.250	MM74C902	L. 900	7450	L. 380	LM387N	L. 1.000	74145	L. 1.000
4013	L. 700	40195	L. 1.600	MM74C903	L. 900	7451	L. 380	LM391N	L. 3.400	74147	L. 2.400
4014	L. 1.750	4503	L. 1.250	MM74C904	L. 900	7453	L. 380	LM555CN	L. 600	74148	L. 1.700
4015	L. 1.750	4507	L. 1.250	MM74C906	L. 900	7454	L. 380	LM556CN	L. 1.350	74150	L. 1.500
4016	L. 760	4510	L. 1.750	MM74C907	L. 900	7460	L. 380	LM565CN	L. 1.800	74151	L. 1.100
4017	L. 1.750	4511	L. 2.100	MM74C908	L. 2.800	7470	L. 400	LM566CN	L. 1.900	74153	L. 1.100
4018	L. 1.750	4516	L. 1.800	MM74C909	L. 3.200	7472	L. 400	LM567CN	L. 2.900	74154	L. 1.500
4019	L. 800	4518	L. 1.800	MM74C914	L. 2.800	7473	L. 550	LM709CN	L. 900	74155	L. 1.100
4020	L. 1.000	4519	L. 700	MM74C918	L. 2.800	7474	L. 550	LM710CN	L. 1.100	74156	L. 1.100
4021	L. 1.750	4520	L. 1.800	MM74C922	L. 7.000	7475	L. 700	LM711CN	L. 1.400	74157	L. 1.100
4022	L. 1.850	4527	L. 2.100	MM74C923	L. 7.000	7476	L. 500	LM723CH	L. 1.000	74160	L. 1.200
4023	L. 400	4584	L. 2.500	MM80C95	L. 900	7483	L. 1.100	LM723CN	L. 800	74161	L. 1.200
4024	L. 1.250	4723	L. 1.950	MM80C96	L. 900	7485	L. 1.400	LM741CH	L. 800	74162	L. 1.200
4025	L. 400	4724	L. 1.950	MM80C97	L. 900	7486	L. 500	LM741CN	L. 600	74163	L. 1.200
4027	L. 1.000	MM74C900	L. 400	MM80C98	L. 900	7489	L. 3.400	LM747CH	L. 1.800	74164	L. 1.400
4028	L. 1.750	MM74C902	L. 400	MM74C926	L. 12.000	7490	L. 750	LM747CN	L. 1.850	74165	L. 1.400
4029	L. 2.400	MM74C904	L. 450	DS8629	L. 8.000	7491	L. 1.000	LM748CN	L. 1.000	74166	L. 1.700
4030	L. 800	MM74C908	L. 450	DS75492	L. 1.450	7492	L. 750	LM1303N	L. 2.600	74170	L. 2.400
4031	L. 4.300	MM74C10	L. 400			7493	L. 750	LM1310N	L. 4.900	74173	L. 1.950
4034	L. 3.500	MM74C14	L. 1.600			7495	L. 950	LM1458N	L. 900	74174	L. 1.300
4035	L. 2.250	MM74C20	L. 400			7496	L. 1.100	LM1812N	L. 7.000	74175	L. 1.250
4040	L. 1.650	MM74C30	L. 400					LM1815N	L. 7.000	74176	L. 1.100
4041	L. 1.800	MM74C32	L. 400					LM1820N	L. 3.000	74177	L. 1.100
4042	L. 1.500	MM74C42	L. 2.000					LM1889N	L. 4.500	74180	L. 1.250
4043	L. 1.700	MM74C48	L. 2.150					LM2902N	L. 2.000	74181	L. 2.800
4044	L. 1.700	MM74C73	L. 1.250					LM2917N	L. 3.100	74182	L. 1.300
4047	L. 2.250	MM74C74	L. 900					LM3046N	L. 1.100	74184	L. 2.800
4048	L. 700	MM74C76	L. 1.250					LM3068N	L. 1.100	74185	L. 2.800
4049	L. 700	MM74C83	L. 2.300					LM3089N	L. 2.900	74188	L. 3.600
4050	L. 700	MM75C85	L. 2.300					LM3301N	L. 1.300	74189	L. 3.600
4051	L. 1.450	MM74C86	L. 800					LM3302N	L. 1.400	74190	L. 1.700
4052	L. 1.450	MM74C89	L. 6.700					LM3900N	L. 1.300	74191	L. 1.700
4053	L. 1.450	MM74C90	L. 1.600					LM3905N	L. 2.500	74192	L. 1.300
4060	L. 2.200	MM74C93	L. 1.600					LM3909N	L. 1.450	74193	L. 1.300
4066	L. 850	MM74C107	L. 1.200					LM3911	L. 3.400	74194	L. 1.300
4069	L. 400	MM74C150	L. 4.800					LM78L05	L. 700	74195	L. 1.100
4070	L. 800	MM74C151	L. 3.150					LM78L12	L. 700	74196	L. 1.100
4071	L. 400	MM74C154	L. 4.800					LM78L15	L. 700	74197	L. 1.100
4073	L. 400	MM74C157	L. 3.200					LM100H	L. 10.000	74198	L. 1.700
4075	L. 400	MM74C160	L. 2.000					LM104H	L. 7.500	74199	L. 1.700
4076	L. 1.600	MM74C161	L. 2.000					LM108AH	L. 14.000	74251	L. 1.400
4081	L. 400	MM74C162	L. 2.000					LM111D	L. 24.000	74365	L. 850
4089	L. 1.750	MM74C163	L. 2.000					LM119D	L. 28.000	74366	L. 850
4093	L. 1.600	MM74C164	L. 1.600					LM208AH	L. 13.000	74367	L. 800
								LF356	L. 2.200	74368	L. 800

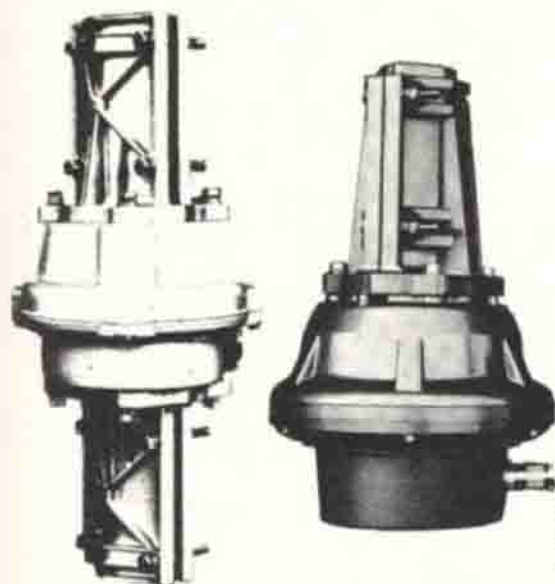
 **radio
communication**

40137 BOLOGNA - Via Sigonio, 2 - Telefono (051) 345697

APPARATI-ACCESSORI per RADIOAMATORI e TELECOMUNICAZIONI

**YAESU • DRAKE • ICOM • TONNA •
EIMAC • AMPHENOL • SWAN • CDR**
— ASSISTENZA TECNICA —

ROTORI UKW TECHNIK



KR 400
KR 600



KR 2000

Cuscinetto reggispira KS65
per mast sino a 65 mm L. 37.000

ROTORE VERTICALE KR 500

espressamente realizzato per operare
via OSCAR, EME, MS e satelliti.



Rotore verticale		KR 500
Peso orizzontale	Kg ca	250
Momento frenante	kp/m	20,8
Momento torcente	kp/m	4,1
Mast verticale	mm	38-63
Mast boom	mm	32-43
Tempo di rotazione	s	74
Angolo di rotazione		180°
Box con lettura zenitale		
Peso	kg	3,3
Alimentazione		220V/50 Hz 30 VA
PREZZO IC		228.000

DATI TECNICI

NUOVO



ROTOR TIPO		KR 400	KR 600	KR 2000
Peso verticale	kg	250	400	800
Momento torcente	kp/m	4,1	6,1	15,2
Momento frenante	kp/m	21	41	102
Spinta laterale	kp/m	81	102	163
Rotazione		370°	370°	370°
Tempo di rotazione	s	60	63	80
Mast	mm	38-63	38-63	43-63
Dimensioni	mm	270 x 180 Ø	270 x 180 Ø	345 x 205 Ø
Peso	kg	4,5	4,6	9
Frizione elettromagnetica		X	X	X
Doppia corona di 98 sfere		X	X	X
Alimentazione		250/50 Hz	250/50 Hz	250/50 Hz
Cavo alimentazione 24V poli		6	6	8
PREZZO I.C.		172.000	255.000	466.000

La più autorevole e specializzata rivista tecnico-informativa per le realizzazioni nelle bande VHF, UHF e SHF. Gli schemi proposti, frutto di una collaudata e diretta esperienza dei più qualificati tecnici delle onde ultracorte possono essere realizzati con l'ausilio dei KIT e/o dei componenti (assai spesso di non facile reperibilità) che la rivista offre ai lettori. L'abbonamento alla rivista edita trimestralmente in lingua INGLESE o TEDESCA e per il 1979 fissato in L. 9.000; può essere effettuato direttamente al nostro indirizzo a mezzo vaglia o assegno circolare o con versamento sul CCP n. 11608403. Si raccomanda di indicare chiaramente, oltre all'indirizzo corretto, a quale delle edizioni si riferisce l'abbonamento.

A partire dal n. 1/78 i KIT ed i componenti descritti sulle riviste e quotati a listino nelle stesse sono disponibili presso di noi al cambio di L. 450 / DM + IVA. Tale quotazione potrà variare in seguito a fluttuazioni del DM. Sono disponibili o approvvigionabili in breve tempo i KIT pubblicati nelle annate precedenti.

RADIO COMMUNICATION
di Franco ARMENGHI IALCK

UKW - BERICHTE



**VHF
COMMUNICATIONS**

HAM CENTER 15 JMX

Elettronica MARIO NENCIONI

Via Antiche Mura 12 Tel. (0571) 77.274

Via A. Pisano 12 Tel. (0571) 81.677

50053 EMPOLI

CONCESSIONARIO:

MARCUCCI

YAESU

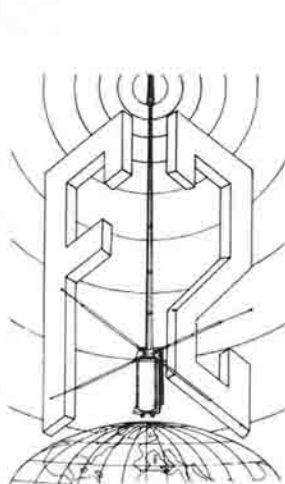
ICOM

Esclusiva per

TOSCANA UMBRIA e MARCHE:



LABORATORIO TEVERE



SOSTEGNI
ANTENNE
TRALICCI
ACCESSORI

BREVETTI

A.R.E.T.

Antenne OM - CB - Nautica
di ogni marca e tipo

Vasta gamma Apparecchiature per SWL e CB e relativi accessori.
RICAMBI ORIGINALI YAESU MUSEN.

Richiedeteci prezzi e preventivi per ogni tipo di Tralicci.
Installazione e consulenza a Vostra disposizione.

Si fanno permuta con valutazioni interessanti.

YAESU CENTRI VENDITA

ANCONA

ELETRONICA PROFESSIONALE
Via 29 Settembre, 14 - Tel. 28312

BOLOGNA

RADIO COMMUNICATION - Via Sigonio, 2 - Tel. 345697

BOLZANO

R.T.E. - Via Druso, 313 (Zona Artigianale) - Tel. 37400

BRESCIA

CORTEM - P.zza della Repubblica 24/25 - Tel. 57591

CAGLIARI

SA.CO.EL. - Via Machiavelli, 120 - Tel. 497144

CARBONATE (Como)

BASE ELETTRONICA - Via Volta, 61 - Tel. 831381

CATANIA

PAONE - Via Papale, 61 - Tel. 448510

CITTÀ S. ANGELO (Pescara)

CIERI - P.zza Cavour, 1 - Tel. 96548

EMPOLI

ELETRONICA NENCIONI MARIO
Via Antiche Mura, 12 - Tel. 81677/81552

FERRARA

FRANCO MORETTI - Via Barbantini, 22 - Tel. 32878

FIRENZE

CASA DEL RADIOAMATORE - Via Austria, 40/44
Tel. 686504

GENOVA

TECNOFON - Via Casaregis, 35/R - Tel. 368421

MILANO

MARCUCCI - Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 7386051

MILANO

LANZONI - Via Cornelio, 10 - Tel. 589075

MILANO

DENKI s.a.s. - Via Poggi, 14 - Tel. 2367660/665

MIRANO (Venezia)

SAVING ELETTRONICA - Via Gramso, 40 - Tel. 432876

MODUGNO (Bari)

ARTEL - Via Palese, 37 - Tel. 629140

NAPOLI

BERNASCONI - Via G. Ferraris, 66/C - Tel. 335281

NOVILIGURE (Alessandria)

REPETTO GIULIO - Via delle Rimembranze 125 -

Tel. 78255

ORIAGO (Venezia)

ELETRONICA LORENZON - Via Venezia, 115

Tel. 429429

PALERMO

M.M.P. - Via S. Corleo, 6 - Tel. 580988

PIACENZA

E.R.C. di Civili - Via S. Ambrogio, 33 - Tel. 24346

REGGIO CALABRIA

PARISI GIOVANNI - Via S. Paolo, 4/A - Tel. 94248

ROMA

ALTA FEDELTA' - C.so d'Italia, 34/C - Tel. 857942

ROMA

RADIO PRODOTTI - Via Nazionale, 240 - Tel. 481281

ROMA

TODARO KOWALSKI - Via Orti di Trastevere, 84
Tel. 5895920

S. BONIFACIO (Verona)

ELETRONICA 2001 - C.so Venezia, 85 - Tel. 6102135

TORINO

CUZZONI - C.so Francia, 91 - Tel. 445168

TORINO

TELSTAR - Via Gioberti, 37 - Tel. 531832

TRENTO

EL DOM - Via Suffragio, 10 - Tel. 25370

TRENTO

CONCI SILVANO - Via San Pio X, 97 - Tel. 80049

TRIESTE

RADIOTUTTO - Galleria Fenice, 8/10 - Tel. 732897

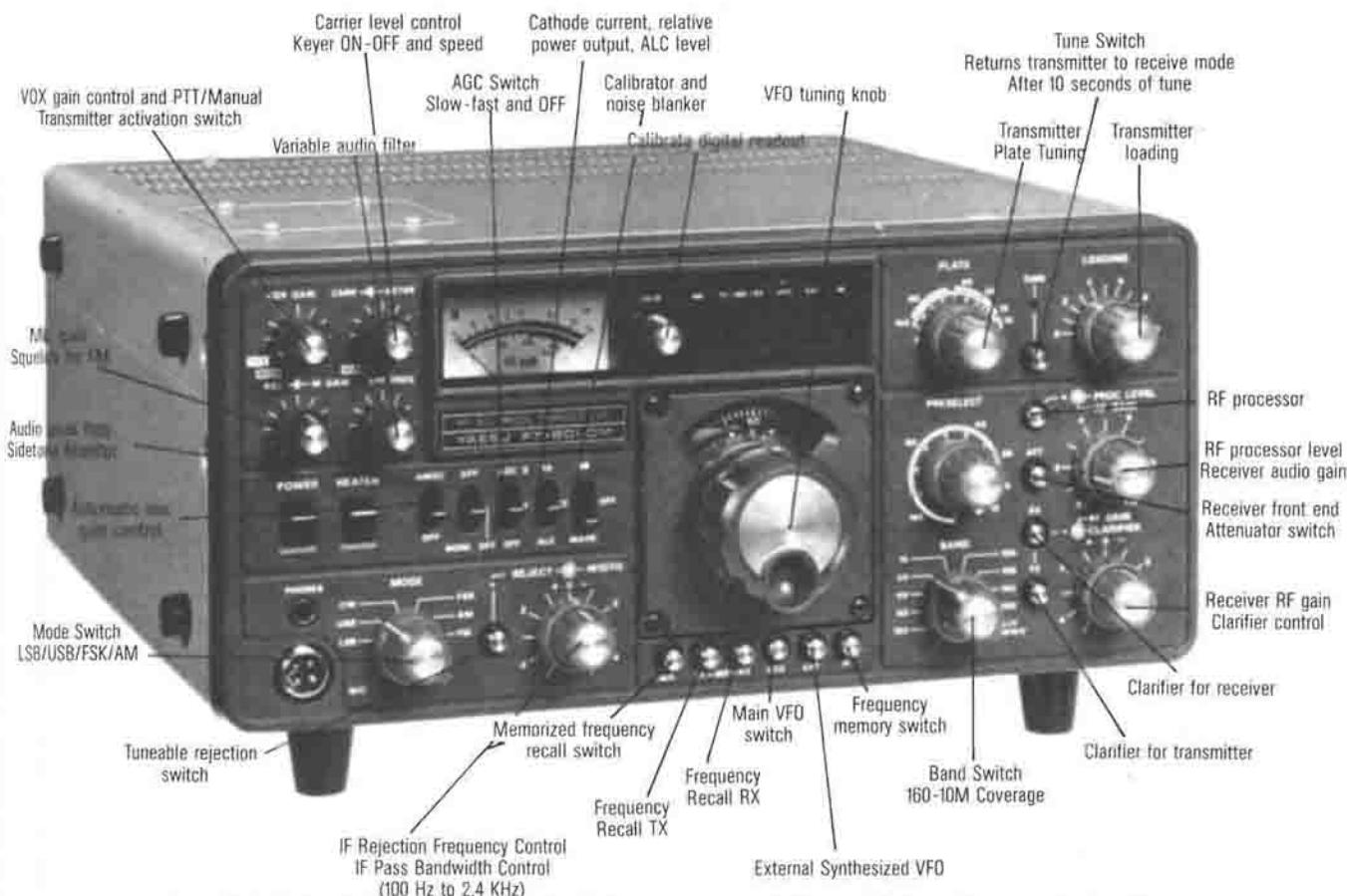
VARESE

MIGLIERINA - Via Donizzetti, 2 - Tel. 282554

VELLETRI (Roma)

MASTROGIROLAMO - V.le Oberdan, 118 - Tel. 9635561

30 valide ragioni per dimostrare che il nuovo YAESU FT 901 DM è "sensazionale".



■ ALL MODE 160-10 mt. AM-FM-SSB-CW-FSK e lettura digitale. ■ Due potenti valvole finali 6146 B. ■ Filtro passa banda regolabile I.F. ■ Rejection tuning I.F. ■ Filtro passa banda I.F. ■ Unità di memoria che permette in ricezione e trasmissione di operare con doppio VFO. ■ Speech Processor ed Auto-

matic Mike Gain Control. ■ Bobine di accordo sistema YAESU che permette eventuale estensione di banda (WARC 79). ■ CURTIS KEYER IC 8043 per una perfetta emissione di nota pura in CW. ■ Filtro passa basso con circuito toroidale di uscita per una emissione pulita ed esente da TVI.

L. 2.020.000 IVA COMPRESA



YAESU
tecnologie del futuro

RAPPRESENTIAMO

Mosley Electronics Inc.

4610 N. LINDBERGH BLVD., BRIDGETON, MO. 63044

ANTENNE



COMMUNICATIONS EQUIPMENT
AND ACCESSORIES



Electronics Pty Ltd

OSCILLOSCOPI
STRUMENTI ELETTRONICI

ORON

INDUSTRIAL TUBES
THYRATRON RECTIFIERS
GRID POWER TUBES

Harwin

HARWIN ENGINEERS SA
MINUTERIA PER ELETTRONICA



BEMAN MFG.,

RESISTENZE DI ALTO VALORE
E PRECISIONE

ESPOSIZIONE APPARECCHI NEI NOSTRI LOCALI
DI TORINO E DI MILANO

DOLEATTO

Sede TORINO - via S. Quintino, 40
Filiale MILANO - via M. Macchi, 70



ICOM

CENTRI VENDITA

ANCONA

ELETTRONICA PROFESSIONALE
Via 29 Settembre, 14 - Tel. 28312

BOLOGNA

RADIO COMMUNICATION - Via Sigonio, 2 - Tel. 345697

BOLZANO

R.T.E. - Via Druso, 313 (Zona Artigianale) - Tel. 37400

BRESCIA

CORTEM - P.zza della Repubblica 24/25 - Tel. 57591

CAGLIARI

SA.CO.EL. - Via Machiavelli, 120 - Tel. 497144

CARBONATE (Como)

BASE ELETTRONICA - Via Volta, 61 - Tel. 831381

CATANIA

PAONE - Via Papale, 61 - Tel. 448510

CITTÀ S. ANGELO (Pescara)

CIERI - P.zza Cavour, 1 - Tel. 96548

EMPOLI

ELETTRONICA NENCIONI MARIO
Via Antiche Mura, 12 - Tel. 81677/81552

FERRARA

FRANCO MORETTI - Via Barbantini, 22 - Tel. 32878

FIRENZE

CASA DEL RADIOAMATORE - Via Austria, 40/44 -
Tel. 686504

GENOVA

TECNOFON - Via Casaregis, 35/R - Tel. 368421

MILANO

MARCUCCI - Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 7386051

MILANO

LANZONI - Via Cornelio, 10 - Tel. 589075

MILANO

DENKI s.a.s. - Via Poggi, 14 - Tel. 2367660/665

MIRANO (Venezia)

SAVING ELETTRONICA - Via Gramsci, 40 - Tel. 432876

MODUGNO (Bari)

ARTEL - Via Palese, 37 - Tel. 629140

NAPOLI

BERNASCONI - Via G. Ferraris, 66/C - Tel. 335281

NOVILIGURE (Alessandria)

REPETTO GIULIO - Via delle Rimembranze 125 -
Tel. 78255

ORIAGO (Venezia)

ELETTRONICA LORENZON - Via Venezia, 115
Tel. 429429

PALERMO

M.M.P. - Via S. Corleo, 6 - Tel. 580988

PIACENZA

E.R.C. di Civili - Via S. Ambrogio, 33 - Tel. 24346

REGGIO CALABRIA

PARISI GIOVANNI - Via S. Paolo, 4/A - Tel. 94248

ROMA

ALTA FEDELTA' - C.so d'Italia, 34/C - Tel. 857942

ROMA

RADIO PRODOTTI - Via Nazionale, 240 - Tel. 481281

ROMA

TODARO KOWALSKI - Via Orti di Trastevere, 84
Tel. 5895920

S. BONIFACIO (Verona)

ELETTRONICA 2001 - C.so Venezia, 85 - Tel. 6102135

TORINO

CUZZONI - C.so Francia, 91 - Tel. 445168

TORINO

TELSTAR - Via Gioberti, 37 - Tel. 531832

TRENTO

EL DOM - Via Suffragio, 10 - Tel. 25370

TRENTO

CONCI SILVANO - Via San Pio X, 97 - Tel. 80049

TRIESTE

RADIOTUTTO - Galleria Fenice, 8/10 - Tel. 732897

VARESE

MIGLIERINA - Via Donizzetti, 2 - Tel. 282554

VELLETRI (Roma)

MASTROGIROLAMO - V.le Oberdan, 118 - Tel. 9635561

Incontri ravvicinati con la ICOM del terzo tipo.



Mod. IC-701

- 100 W. continui su tutte le bande e con tutte le funzioni.
- Completa copertura da 1,8 a 30 MHz.
- Doppio VFO incorporato
 - USB, LSB, CW, CW-N, RTTY.
 - Vox, semi break in CW, RIT, AGC e limitatore rumore (Noise Blanking).
 - Speech processor incorporato.
 - Lettura digitale - Tutti i filtri incorporati.
 - Alimentatore in c.c. incorporato.
 - Alimentatore in c.a. - Altoparlante separato.
 - Microfono dinamico.
- Gamma di frequenza:
 - 1,8-2 MHz; 3,5-4 MHz; 7-7,5 MHz;
 - (7,8-7,5 MHz solo in ricezione); 14-15,2 MHz;
 - (14,35-15,2 MHz solo in ricezione);
 - 21-21,5 MHz; 28-30 MHz.
- Stabilità di frequenza:
 - 500 Hz da 1 a 60 minuti dopo
 - l'accensione; 100 Hz un'ora dopo l'accensione con
 - temperatura da -10° a +60° C.



Mod. IC-211 E

- Ricetrasmittitore fisso e mobile a più modi di emissione, copertura completa 144-146 MHz.
- SSB - FM - CW.
- Due VFO separati.
 - Uscita in SSB 10 W. P.e.P., in CW e FM 10 W.
 - Gamma di frequenza: 144-146 MHz.
 - Stabilità di frequenza: $\pm 1,5$ KHz.
 - Tipo di modulazione: SSB (A3J), USB (LSB); CW (A1); FM (F3).



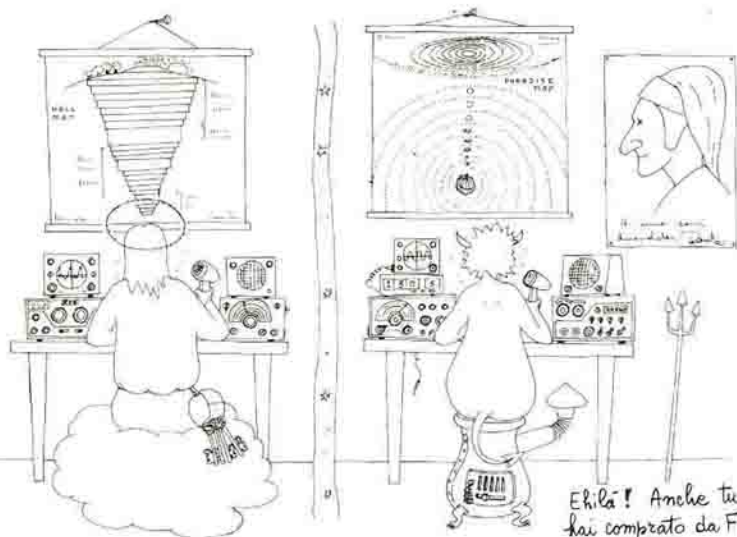
Mod. IC-RM3

- Programmatore per IC-701; IC-211 e IC-245.

Franco Moretti I4FP

40 anni di radiantismo al vostro servizio

LINEE NUOVE - PERMUTE
ASSISTENZA TECNICA
SCRIVETEMI
TELEFONATEMI
VISITATEMI



OM, PROVATE GLI APPARECCHI PRIMA DELL'ACQUISTO, FATE I NECESSARI CONFRONTI, DECIDETE CON CALMA SENZA L'ASSILLO DELL'AFFOLLAMENTO, ASSICURATEVI LA GARANZIA TECNICA.

VIA BARBANTINI 22 - 44100 FERRARA
(tel. 0532 / 32878)

FERRACCIOLI di F. ARMENGI **I4LCK**



40137 BOLOGNA - Via Sigonio, 2 - Telefono (051) 345697

L'abbonamento alla rivista edita trimestralmente in lingua INGLESE o TEDESCA è per il 1978 fissato per L. 8.500; può essere effettuato direttamente al nostro indirizzo o a mezzo vaglia postale, assegno circolare o bancario oppure sul C.C.P. n. 11608403. Si raccomanda di indicare chiaramente, oltre all'indirizzo corretto, a quale delle edizioni si riferisce l'abbonamento.



In lingua inglese. 4 numeri annui



In lingua tedesca. 4 numeri annui:
marzo, giugno, settembre e dicembre

LA PIÙ ESTETICA - LA PIÙ ECONOMICA - LA PIÙ ORGANIZZATA

600 METRI LINEARI DI BANCO OCCUPATI

31^a FIERA mercato del radioamatore

"ELETTRA"

GENOVA - FIERA DEL MARE - SABATO 16 E DOMENICA 17 DICEMBRE 1978

Per informazioni rivolgersi alla:

Direzione della FIERA MERCATO DEL RADIOAMATORE Via Maculano, 4-12 16135 GENOVA - Tel. 215260 (ore pasti)

ASSOLUTAMENTE
NON PERICOLOSE



02-154 ■ ATTASHE 200
Valigetta tipo 24 ore in materiale plastico
che permette di realizzare 200 diversi
progetti con transistor, integrati,
SCR, LED, fra cui:
multivibratore, misuratore di campo,
termometro elettronico,
telemetro solare ecc. ecc.
Corredato di manuale
di istruzioni.

Una serie favolosa di "scatole-laboratorio" con tutto
l'occorrente per iniziare un nuovo, fantastico, istrut-
tivo hobby! Il meraviglioso mondo dell'elettronica
ti si rivelerà con tutto il suo fascino misterioso.

Ascoltare gli aerei, le autoambulanze i radio-
amatori, ecc. Sperimentare allarmi e rivelatori.

Comunicare via radio od in alfabeto Morse.

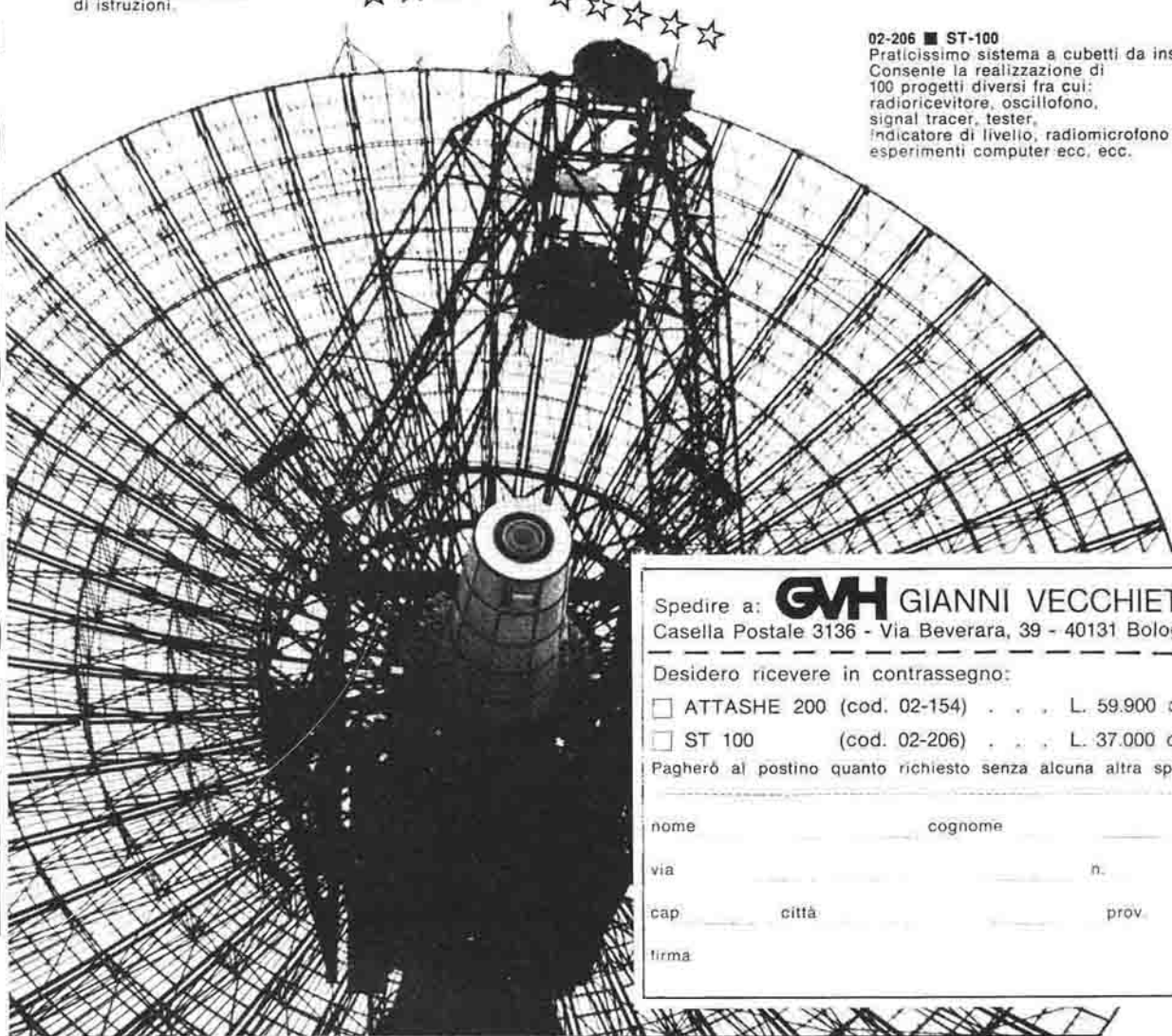
Imparare la teoria dei computer. Ecco

alcuni esempi degli innumerevoli
esperimenti che realizzerai con
grande divertimento e... (per-
chè no?) profitto!

Funzionamento a pile. Non
occorrono saldature.



02-206 ■ ST-100
Praticissimo sistema a cubetti da inserire.
Consente la realizzazione di
100 progetti diversi fra cui:
radiorecettore, oscillografo,
signal tracer, tester,
indicatore di livello, radiomicrofono spia,
esperimenti computer ecc. ecc.



Spedire a: **GMH** GIANNI VECCHIETTI
Casella Postale 3136 - Via Beverara, 39 - 40131 Bologna

Desidero ricevere in contrassegno:

☐ ATTASHE 200 (cod. 02-154) . . . L. 59.900 cad.

☐ ST 100 (cod. 02-206) . . . L. 37.000 cad.

Pagherò al postino quanto richiesto senza alcuna altra spesa.

nome _____ cognome _____

via _____ n. _____

cap _____ città _____ prov. _____

firma _____



Radio Prodotti



UNA EQUIPE DI RADIOAMATORI A VOSTRA DISPOSIZIONE

VIA NAZIONALE 240 - 00184 ROMA - TEL. (06) 481281-484938

Distributore autorizzato
per ROMA e LAZIO prodotti

milag - Lanzoni

YAESU - MUSEN
SOMMERKAMP - DRAKE - TRIO - KW
ROTORI CDE
FDK - STANDARD UHF/VHF

ANTENNE
HY/GAIN - FRITZEL - MOSLEY
WISI - KATHREIN

N-3000 frequenzimetro Digitale dalle caratteristiche superiori

Il frequenzimetro digitale N 300 funziona da 10 Hz a 300 MHz, doppia alimentazione sia a 12 V.d.c. 220 V.ac. con una sensibilità migliore di 50 mV.

Altre caratteristiche:

6 DISPLAY TIL 322P

Base dei tempi selezionabile in 4 posizioni, 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz, e 1 kHz.

Tre ingressi, B.T., H.F., V.H.F.

Viene fornito di istruzioni, cordone d'alimentazione a.c., e cavetto schermato con BNC.

Prezzo informativo L. 180.000 (IVA 14% inclusa) garanzia mesi 6.

Depliant su richiesta



NOVA elettronica

20071 Casalpusterlengo (Mi) - tel. (0377) 84520 - 830358
Via Marsala 7/a - Casella Postale 040

BORSA PORTA UTENSILI

4 scomparti con vano-tester cm. 45x35x17 L. 34.000
3 scomparti con vano-tester L. 29.000



"SONNENSCHNEID"

BATTERIE RICARICABILI AL PIOMBO ERMETICO
Non necessitano di alcuna manutenzione, sono capovolgibili, non danno esalazioni acide.

TIPO A200 realizzate per uso ciclico pesante e tampone
6 V 3 Ah 134x34x60 m/m L. 18.600
12 V 1,8 Ah 178x34x60 m/m L. 27.300
6+6 V 3 Ah 134x69x60 m/m L. 37.300
12 V 5,7 Ah 151x65x94 m/m L. 42.300
12 V 12 Ah 185x76x169 m/m L. 66.800

TIPO A300 realizzate per uso di riserva in parallelo
6 V 1 Ah 97x25x50 m/m L. 11.200
6 V 3 Ah 134x34x60 m/m L. 18.500
12 V 1,1 Ah 97x49x50 m/m L. 19.800
12 V 3 Ah 134x69x60 m/m L. 31.900
12 V 5,7 Ah 151x65x94 m/m L. 33.800

RICARICATORE per cariche lente e tampone L. 12.000
Per 10 pezzi sconto 10%. Sconti per quantitativi.



ECCEZIONALE DALLA POLONIA: BATTERIE RICARICABILI

Centra

NICHEL-CADMIUM a liquido alcalino 2 elementi da 2,4 V, 6 Ah in contenitore plastico. Ingombro 79x49x100 m/m, Peso Kg. 0,63. Durata illimitata, non soffre nel caso di scarica completa, può sopportare per brevi periodi il

c.c. ideale per antfurti, lampade di emergenza, inverter, ecc. può scaricare (p.es.): 0,6 A per 10 h oppure 1,2 A per 5 h oppure 3 A per 1,5 h ecc. La batteria viene fornita con soluzione alcalina in apposito contenitore.

1 Monoblocco 2,4 V 6 A/h L. 14.000
5 Monoblocchi 12 V 6 A/h L. 60.000
Ricaricatore lento 9 V 0,5 A L. 12.000

ACCUMULATORI

NICHEL-CADMIUM AD ANODI

SINTETIZZATI 1,2 V (1,5 V)

Mod. S201 225 mA/h L. 1.800

ø 14 H. 30 L. 1.800

Mod. S101 450 mA/h L. 2.000

ø 14,2 H. 49 L. 2.340

Mod. S101 (*) 450 mA/h L. 2.340

ø 14,2 H. 49 L. 2.340

Mod. S104 1500 mA/h L. 5.400

ø 25,6 H. 48,4 L. 5.400

Mod. S103 3500 mA/h L. 9.000

ø 32,4 H. 60 L. 9.000

(*) Possibilità di ricarica veloce 150 mA per 4 h.
Per 10 pezzi sconto 10%.



PICCOLO 55
Ventilatore centrifugo.
220 Vac 50 Hz
Pot. ass. 14 W
Port. m3/h 23
Ingombro max.
93x102x88 mm
L. 7.200

ALIM. STAB. PORTATILE

Palmer England 6,5/13 Vcc-2A
Ingresso 220/240 Vac
Ingombro mm. 130x140x150
peso Kg. 3.800 L. 11.000

TIPO MEDIO 70

come sopra Pot. 24 W
Port. 70 m3/h 220 Vac 50 Hz
Ingombro: 120x117x103 mm
L. 8.500

TIPO GRANDE 100

come sopra Pot. 51 W
Port. 240 m3/h 220 Vac 50 Hz
Ingombro: 161x92x170 mm
L. 20.500

VENTOLA PAPST-MOTOREN

220 V - 50 Hz - 28 W
Ex computer interamente in metallo.
statore rotante cuscinetto reggispira
autolubrificante mm. 113 x 113 x 50
Kg. 0,9 - giri 2750 - m3/h 145 - Db (A) 54
L. 11.501



VENTOLE TANGENZIALI

V60 220 V 19 W 60 m3/h
lung. tot. 152x90x100 L. 8.900
V180 220 V 18 W 90 m3/h
lung. tot. 250x90x100 L. 9.900



VENTOLA AEREX

Completamente ricondizionata.
Telaio in fusione di alluminio
anodizzato ø max 180 mm.
prof. max 87 mm. peso kg. 1,7
giri 2.800.
TIPO 85: 220V 50 Hz=208V 60
Hz 18W input. 2 fasi 1/8 7/8
Pres=16 mm H2O L. 19.000
TIPO 86: 127-220V 50 Hz 2-3
fasi. 31W input. 1/8 108 Pres=16
mm. H2O L. 21.000

OFFERTE SPECIALI

500 Resist. assort. 1/4 + 1/2 10% - 20% L. 4.000
500 Resist. assort. 1/4 5% L. 5.500
100 cond. elettr. 1+4000 µF assort. L. 5.000
100 polcarb. Mylar assort. da 100-800 V L. 2.800
200 Cond. Ceramic assort. L. 4.000
200 Cond. polistirolo assort. L. 2.500
50 Resist. carbone 0,5-3 W 5%-10% L. 2.500
10 Resist. di potenza a filo 10W-100W L. 3.000
20 Manopole foro ø 6 3-4 tipi L. 1.500
10 Potenzimetri grafite ass. L. 1.500
20 Trimmer grafite ass. L. 1.500

Pacco extra speciale (500 componenti)
50 Cond. elettr. 1+4000 µF L. 5.000
100 Cond. polcarb. Mylar 100-800 V L. 2.800
200 Cond. ceramic assortiti L. 4.000
300 Resistenza 1/4 1/2 W assort. L. 5.000
5 Cond. Elettr. ad alta capacità il tutto a L. 10.000



TRAPANO-CACCIAVITE A BATTERIE RICARICABILI INTERNE

Capacità di foratura 10 mm nel legno
6 mm nell'acciaio
Autonomia media 125 fori di 6 mm nel legno
Completo di caricatore e borsa L. 49.000 + IVA



ACCENSIONE ELETTRONICA A SCARICA CAPACITIVA 12 V

Eccezionale accensione per auto 12 V. Può raggiungere 16.000 giri al minuto. È fornita di descrizioni per l'installazione L. 18.600

OFFERTE SPECIALI

100 Integrati nuovi DTL L. 5.000
100 Integrati nuovi DTL-ECL-TTL L. 10.000
30 Mos e Mostek di recup. L. 10.000
10 Reost. variab. a filo assial. L. 4.000
10 Chiavi telefoniche assortite L. 5.000

COMMUTATORE rotativo 1 via 12 posiz. 15 A L. 1.800
COMMUTATORE rotativo 2 vie 6 posiz. 100 pezzi sconto 20% L. 350
RADDRIZZATORE a ponte (selenio) 4 A 25 V L. 1.000
FILTRO antidisturbi rete 250 V 1,5 MHz L. 300
0,6 - 1 - 2,5 A L. 300
RELE MINIAUTURA SIEMENS-VARLEY 4 scambi 700 Ω 24 VDC L. 1.500
RELE REED miniatura 1.000 Ω - 12 VDC 2 cont. Na L. 1.800
2 cont. NC L. 2.500; INA + INC. L. 2.200
10 pezzi sconto 10% - 100 pezzi sconto 20%.

Numaratore telefonico con blocco elett. L. 3.500
Pastiglia termistore apre 90° 2 A 400 V L. 500
Connettore dorato femmina x scheda 10 c. L. 400
Connettore dorato femmina x scheda 15 c. L. 600
Connettore dorato femmina x scheda 22 c. L. 900
Connettore dorato femmina x scheda 31+31 contatti L. 1.500
Guide per schede altezza 70 m/m L. 200
Guide per schede altezza 150 m/m L. 250
Morsetti serrafilo rosso-nero-giallo L. 350
Distanzianti per transistori L. 15
Potenziometro Toroidale ceramico pemo ø 6x15 2,2 Ω 4,7 A L. 3.000
ELETTROMAGNETI IN TRAZIONE
Tipo 261 30-50 Vcc. Lavoro intermitt. Ingombro Lung. 3014x10 mm corsa max 8 mm Tipo 263 30-50 Vcc. Lavoro intermitt. Ingombro Lung. 40x20x17 mm c. m. 12 mm Tipo RSM 565 220 Vac 50 Hz Lav. cont. Ingombro Lung. 50x42x10 mm corsa 20 mm Sconto 10 Pezzi 5% - Sconto 100 pezzi 10%.

MATERIALE SURPLUS

20 Schede Remington 150x75 trans. Silicio ecc. L. 3.000
10 Schede Siemens 160x110 trans. Silicio ecc. L. 3.500
10 Schede Univac 150x150 trans. Silicio L. 3.000
20 Schede Honeywell 130x85 trans. Silicio Resist. diodi ecc. L. 3.000
10 Schede Mistral (100 Integrati ecc.) L. 5.000
5 Schede con Integrati e trans. di potenza ecc. L. 5.000
Contaimpulsi 24 Vcc 5 cifre con azzeratore L. 2.500
Conta ore elettrico da incasso 40 Vac. L. 1.500
10 Micro-Switch 3-4 tipi L. 4.000
Diodo 25 A 300 V montato su raffreddatore fuso L. 2.500
Diodo SCR 4,7 A 50 V montato su raffreddatore fuso L. 1.300
Diodo SCR 16 A 50 V montato su raffreddatore fuso L. 1.500
Diodo SCR 16 A 300 V montato su raffreddatore fuso L. 3.000
Diodo SCR 300 A 800 V West raffreddatore incorp. L. 25.000
Dissipatore 130x80x30 m/m L. 1.000
Dissipatore con montato transistor 2N513 + protezione termica 130x110x35 m/m L. 3.000
Connettore volante maschio/femmina 5 contatti dorati a saldare 5 A L. 500
Connettore volante maschio/femmina 3 contatti dorati a saldare 15 A L. 500
Bobina nastro magnetico utilizzata 1 sola volta ø 265 m/m foro ø 8 m/m 1.200 m. nastro 1/4" L. 5.500
Lampadina incandescenza ø 5x10 m/m 9-12 V L. 50
Pacco Kg. 5 materiale elettrico elettronico L. 4.500
Pacco filo collegam. Kg. 1 spezzoni tracciola stagnata PVC vetro silicone sez. 0,10-5 m/m² colori ass. L. 1.800

Modalità - Vendita per corrispondenza

- Spedizioni non inferiori a L. 10.000.
- Pagamento in contrassegno.
- Spese di trasporto (tariffe postali) e imballo a carico del destinatario.
- (non disponiamo di catalogo).

GEMTRONICS

GTX- 5000

VALVOLARE

40 CANALI
LETTURA DIGITALE

Caratteristiche tecniche

Trasmettitore:

n. 9 Valvole
n. 8 Transistor
n. 2 IC
Potenza uscita 5 W INPUT
Stabilità in frequenza migliore di: 0,005%
Soppressione armoniche migliore di 60 dB

Ricevitore:

Sensibilità 0,8 μ V
Selettività 6 kHz a - 6 dB
Potenza audio 4 W
Alimentazione 220 V ca 50 Hz, 13,5 V cc
Dimensioni 305 x 128 x 210



NEW

L. 185.000

VI-EL

VIRGILIANA ELETTRONICA

C.P. 34-46100 MANTOVA TEL. 0376/25616

SPEDIZIONE: in contrassegno + spese postali.

La VI-EL è presente a tutte le mostre radiantistiche.

CALCOLATORI « BROTHER »

CHIEDERE OFFERTE PER QUANTITATIVI

Laboratorio specializzato riparazioni
apparati ricetrasmittenti di ogni tipo.



ELETTRONICA

Todaro & Kowalsky

Via ORTI TRASTEVERE, 84

ROMA - Tel. (06) 5895920

ROMA - VIA MURA PORTUENSI, 8
Tel. (06) 5806157

CONCESSIONARI SU ROMA:

CONTENITORI METALLICI "PORRA"
ANTENNE TONNA
EL.DI (Elettronica Digitale) di TERNI

DISTRIBUTORI SU ROMA:

MARCUCCI - MAGNUM ELECTRONIC
STE - CTE - TEKNO - CDE (Rotori)
SIGMA ANTENNE - NATIONAL
SEMICONDUTTORI - INTERTEKNO
TURNER.



DOW - KEY

Relè Coassiali 1 Via 2 pos. Mod. 7222 (F. 1)	78.660
Relè Coassiali 1 Via 3 pos. Mod. 6022 (F. 2)	35.226
Bobine di ricambio	8.835
Scambi	4.960

TASTI CW JUNKER

Junker c/coperchio (F. 3)	44.500
Junkers c/coperchio	40.500

TASTI CW SAMSON

ETM 3C BUG Elettronico Squeeze	99.750
Kever	193.650
ETM 4C BUG Elettronico c/memoria (F. 4)	
MOS 512 BIT	

VEDETTE

Corso 2 Dischi Telegrafia	11.000
---------------------------	--------

MEGA

BM 55 B 55/TL	
10 uA	14.820
25 uA / 50 uA	11.400
100/250/500 uA	10.260
1 mA/10/50/100/250/500 mA	10.260
1 A/2,5/5/10/15/25/50 A	10.260
15 V/36/60/150/300/500 V	10.260
BM 70 - BM 70/TL	
10 uA	14.850
20 uA / 50 uA	11.970
100/250/500 uA	10.830
1 mA/10/50/100/250/500 mA	10.830
1 A/2,5/5/10/15/25/50 A	10.830
15 V/36/60/150/300/500 V	10.830

RICETRANS CB

Max 46	89.000
Max 21 23 c micro preamplificato	85.000
BELL SOUND	89.000
OSCAR H 5024 23 c. W.T.	160.000

ACCESSORI VARI PER CB

Filtro Antidisturbo	8.000
Filtro Alternatore regolabile	16.900
Filtro per Dinamo	4.900
Filtro Anti TVI Drake 42 LP	26.800
Carico fittizio indicatore modulazione	2.800
Scaricatore di statiche F/F	3.550
Scaricatore di statiche M/F	3.700
Antenna Citter 2 El.	39.000
Antenna Nastro per W.T.	14.000

TURNER

Expander 500 (F. 5)	82.650
J 360	17.000
454 HC	36.600
754 C	32.600
+ 2 (F. 6)	51.700
M + 2 U	46.300
JM + 2	46.300
+ 3	62.000
M + 3 (F. 7)	50.300
JM + 3	50.300
SUPERSIDEKIK (F. 8)	69.300
Pila per M + 2	5.030
Caps. Crist. per 454 HC (F. 9)	11.350
Caps. Cer. per + 2, 360 J360	11.350
Caps. Cer. per + 3, 754 C	11.350
Supporto viti	1.850
Supporto magnetico	2.450
Amp. + 2 (ricambio)	23.100
Amp. + 3 (ricambio)	23.200
Amplificatore set + 2 (ricambio)	12.400

PIEZO MICROFONI

DX 115 Dinamici	12.000
DM 101 A - preamplificato	22.800

CUFFIE HOSIDEN

DH 10 S	9.550
DH 02 S 4 ohm	9.550
DH 02 S 400 ohm	9.550
DH 02 S 2000 ohm	9.550
SA 5100 c/ potenziometri e Switch mono/STEREO	12.700
BETA c/ potenziometri e Switch mono/STEREO	15.900
GE 505 c/pot	12.000

STRUMENTI DI CONTROLLO

SWR 120	Misuratore c/ field-meter ASAHI	22.000
SWR 100 B	Misuratore ROS/WATT 30/150 MHz - 1 str.	58.000
SWR 200 B	Misuratore ROS/WATT 30/150 MHz - 2 str. (F. 10)	74.000
SWR 300 B	Acc. Dir. 30/150 MHz - 1 str.	99.000
SWR 400 B	Acc. Dir. 145/450 MHz - 1 str.	122.000
PW 120 B	Wattmetro 50 ohm 120 Watt 500 MHz	83.800
DL 120 B	Carico fittizio 120 Watt 500 MHz	40.800
CRS 1100	Comm. Coax a giorno 1 V 4 pos.	41.300
CRS 1100 B	Comm. Coax DESK 1 V 4 pos.	79.000
APOLLO B & W	Wattmetro Dummy load-Wattmetro mod. 334 A 1 kW 2/230 MHz	144.000
SWR 101 B	27 MHz	252.000
SWR 201 B	200 MHz	63.840
CS 2 Amphenol	- Commutatore 1 via 2 pos. 2kW	100.300
		12.800

I REM

Stabilizzatori automatici MINISTAB 22 3000 VA	350.000
---	---------

OROLOGI

TRIO HC 2	38.600
Elettrico Digitale JUNGHANS	27.000
YAESU QTR 24	40.000

K.V.G.

XF 9 A	52.800
XF 9 B	73.100
XF 9 C	60.000
XF 9 D	60.000
XF 9 E	60.000
XF 9 M	48.000

KYOWA BRAND PANEL METERS

(Verranno comunicate nuove quotazioni)	
MF 50 W 1 mA profilo	6.000
MF 38 K 100 uA (42 x 42)	"
MF 38 K 500 uA (42 x 42)	"
MF 38 K 1 mA (42 x 42)	"
MF 38 K 100 mA (42 x 42)	"
MF 38 K S-Meter (42 x 42)	"
MF 38 K 500 mA (42 x 42)	"
MF 52 100 uA/50 uA/1 mA/S-Meter (60 x 60)	"

Le quotazioni non sono impegnative.
PER SEZIONI, CLUB O ACQUISTI
COLLETTIVI: INTERPELLATECH!!!



ELETTROTECNICA PROFESSIONALE

GORIZIA - V.le XX settembre 37 - Tel. (0481) 32193

DISTRIBUIAMO I PRODOTTI DELLE SEGUENTI CASE:
MOTOROLA, TEXAS INSTRUMENTS, NATIONAL, HEWLETT PACKARD, INTERSIL, FAIRCHILD, SILEC, PIHER, SPECTROL, BECKMAN, ISKRA, ecc.

Non disponiamo, almeno per ora, di catalogo, elenchiamo alcuni articoli di maggior interesse:
Diodi BY 253 (600V - 3A) L. 350
Diodi BY 255 (1300V - 3A) L. 450
Diodi SILEC G 6010 L. 1.800
Diodi HOT CARRIER L. 2.450
HP 5082 - 2800 lineari fino a 3 GHz
QUATRNA SELEZIONATA HP 5082 - 2805 di dati L. 13.000
Diodi PIN MPN 3401 MOTOROLA (progettati principalmente per comunicazioni in stadi R.F. in banda VHF; utilizzabili anche come attenuatori; resistenza serie bassissima: 0,34 Ohm a 100 MHz) L. 1.800
Diodi VARICAP MV 2308 (297 - 363 pF) L. 3.000
2N 4427 MOTOROLA (Potenza di uscita 1W a 175 MHz; guadagno minimo 10dB) L. 1.850
2N 3866 MOTOROLA (Potenza di uscita 1,5W a 175 MHz; IT 800 MHz) L. 1.850
2N 5179 MOTOROLA (progettato per amplificatori ad alto guadagno e basso rumore; IT tipica 1,4 GHz) L. 1.200
2N 5589 MOTOROLA (Potenza di uscita 3W a 175 MHz; guadagno minimo 8,2 dB; alimentazione 13,6V) L. 8.500
2N 5590 MOTOROLA (Potenza di uscita 10W a 175 MHz; guadagno minimo 5,2 dB; alimentaz. 13,6V) L. 12.500
2N 5591 MOTOROLA (Potenza di uscita 25W a 175 MHz; guadagno minimo 4,4 dB; alimentaz. 13,6V) L. 18.500
2N 5641 MOTOROLA (Potenza di uscita 7W a 175 MHz con guadagno di 8,4 dB; alimentaz. 28V) L. 9.000
2N 5642 MOTOROLA (Potenza di uscita 20W a 175 MHz con guadagno di 8,2 dB; alimentaz. 28V) L. 19.700
2N 5643 MOTOROLA (Potenza di uscita 40W a 175 MHz con guadagno di 7,6 dB; alimentaz. 28V) L. 37.500
2N 6080 MOTOROLA (Potenza di uscita 4W a 175 MHz; guadagno minimo 12dB; alimentaz. 12,5V) L. 9.950

2N 6081 MOTOROLA (Potenza di uscita 15W a 175 MHz; guadagno minimo 6,3 dB; alimentaz. 12,5V) L. 15.700
2N 6082 MOTOROLA (Potenza di uscita 25W a 175 MHz; guadagno minimo 6,2 dB; alimentaz. 12,5V) L. 20.500
2N 6083 MOTOROLA (Potenza di uscita 30W a 175 MHz; guadagno minimo 5,7 dB; alimentaz. 12,5V) L. 23.500
2N 6084 MOTOROLA (Potenza di uscita 40W a 175 MHz; guadagno minimo 4,5 dB; alimentaz. 12,5V) L. 26.400
2N 6166 MOTOROLA (Potenza di uscita 100W a 150 MHz; particolarmente adatto per l'uso in amplificatori in classe ABB o C fino a 200 MHz; costruzione eseguita espressamente per uso militare ed industriale; alimentaz. 28V) L. 76.000
MRF 238 MOTOROLA (Potenza di uscita 30W; espressamente per banda marina VHF 156 - 162 MHz; guadagno minimo 9dB; alimentaz. 12,5 V) L. 16.800
2N 5944 MOTOROLA (Potenza di uscita 2W a 470 MHz; guadagno minimo 9dB; alimentaz. 12,5V; campo operativo FM da 400 a 960 MHz) L. 13.600
2N 5945 MOTOROLA (Potenza di uscita 4W a 470 MHz; guadagno minimo 8dB; alimentaz. 12,5V; campo operativo FM da 400 a 960 MHz) L. 19.800
2N 5946 MOTOROLA (Potenza di uscita 10W a 470 MHz; guadagno minimo 6dB; alimentaz. 12,5V; campo operativo FM da 400 a 960 MHz) L. 23.950
MRF 816 MOTOROLA (Potenza di uscita 0,75W a 900 MHz; alimentaz. 12,5V) L. 18.950
MRF 817 MOTOROLA (Potenza di uscita 2,5W a 900 MHz; guadagno minimo 6,2dB; alimentaz. 12,5V) L. 26.600
MRF 449A MOTOROLA (Potenza di uscita 30W, 14 - 30 MHz; guadagno minimo 10dB; alimentaz. 13,6V) L. 18.800
MRF 450A MOTOROLA (Potenza di uscita 50W, 14 - 30 MHz; guadagno minimo 11dB; alimentaz. 13,6V) L. 23.500
MRF 453A MOTOROLA (Potenza di uscita 60W, 14 - 30 MHz; guadagno minimo 11dB; alimentaz. 13,6V) L. 33.400
MRF 454A MOTOROLA (Potenza di uscita 80W, 14 - 30 MHz; guadagno minimo 11dB; alimentaz. 13,6V) L. 49.800
FINALI R.F. 27 MHz NATIONAL (Potenza di uscita 4W; guadagno minimo

10dB; protetti contro S.W.R. infinito) L. 2.500
BFR 90 MOTOROLA (amplificatore a basso rumore; 2,4dB a 500 MHz; IT 5 GHz) L. 3.250
BFR 91 MOTOROLA (amplificatore a bassissimo rumore; 9dB a 500 MHz; IT 5 GHz) L. 3.950
MPS - A 12 NPN SILICON DARTLING-TON TRANSISTOR (guadagno in corrente estremamente alto; 20.000 min. con IC - 10 mA) L. 400
MPS - A 13 NPN SILICON DARTLING-TON TRANSISTOR (guadagno in corrente alto; 5.000 min. con IC - 10 mA) L. 400
MPS - A 18 (transistor a bassissimo rumore; tipico 0,3dB da 10Hz a 15,7 kHz; progettato per l'uso in preamplificatori) L. 400
MFE 131 (MOSFET progettato per l'uso come amplificatore o mixer in banda VHF; 20dB di guadagno tipico a 200 MHz; 3,0dB di figura di rumore tipico a 200 MHz; livello di segnale indesiderato per dare 1% di modulazione incrociata 100mV) L. 1.850
2N 5685 MOTOROLA (IC continua - PD - 300W) L. 9.500
MJ 802 - MJ 4502 (Coppia selezionata di transistori per amplificatori BF a simmetria perfettamente complementare; 100W RMS su 4 e su 8 Ohm) L. 13.000
LM 317 MP (regolatore a 3 terminali con uscita variabile da 1,2 a 37V - 0,5A) L. 2.700
LM 317 T (regolatore a 3 terminali con uscita variabile da 1,2 a 37V - 1A) L. 3.950
LM 317 K (regolatore a 3 terminali con uscita variabile da 1,2 a 37V - 1,5A) L. 5.700
LM 324 (quadriple operazionale) L. 1.750
LM 381 N (doppio preamplificatore a basso rumore) L. 3.100
LM 381 AN (doppio preamplificatore a bassissimo rumore) L. 4.850
LM 387 N (doppio preamplificatore a basso rumore) L. 2.300
LM 391 N (Audio Power Driver; bassa distorsione: 0,01%) L. 3.200
LM 565 (Phase Locked Loop) L. 3.500
LM 566 (Voltage Controlled Oscillator) L. 3.750
LM 567 (Tone Decoder) L. 3.500
LM 1889 (TV Video Modulator) L. 9.700
LM 3909 NOVITA: LED Flasher Oscillator L. 1.700
MC 1496P (doppio modulatore - demodulatore bilanciato) L. 1.900
MC 1596 G (doppio modulatore - demodulatore bilanciato, versione militare) L. 4.400
MCO 1648 L (VCO ECL utilizzabile come VFO fino a 250 MHz) L. 5.900

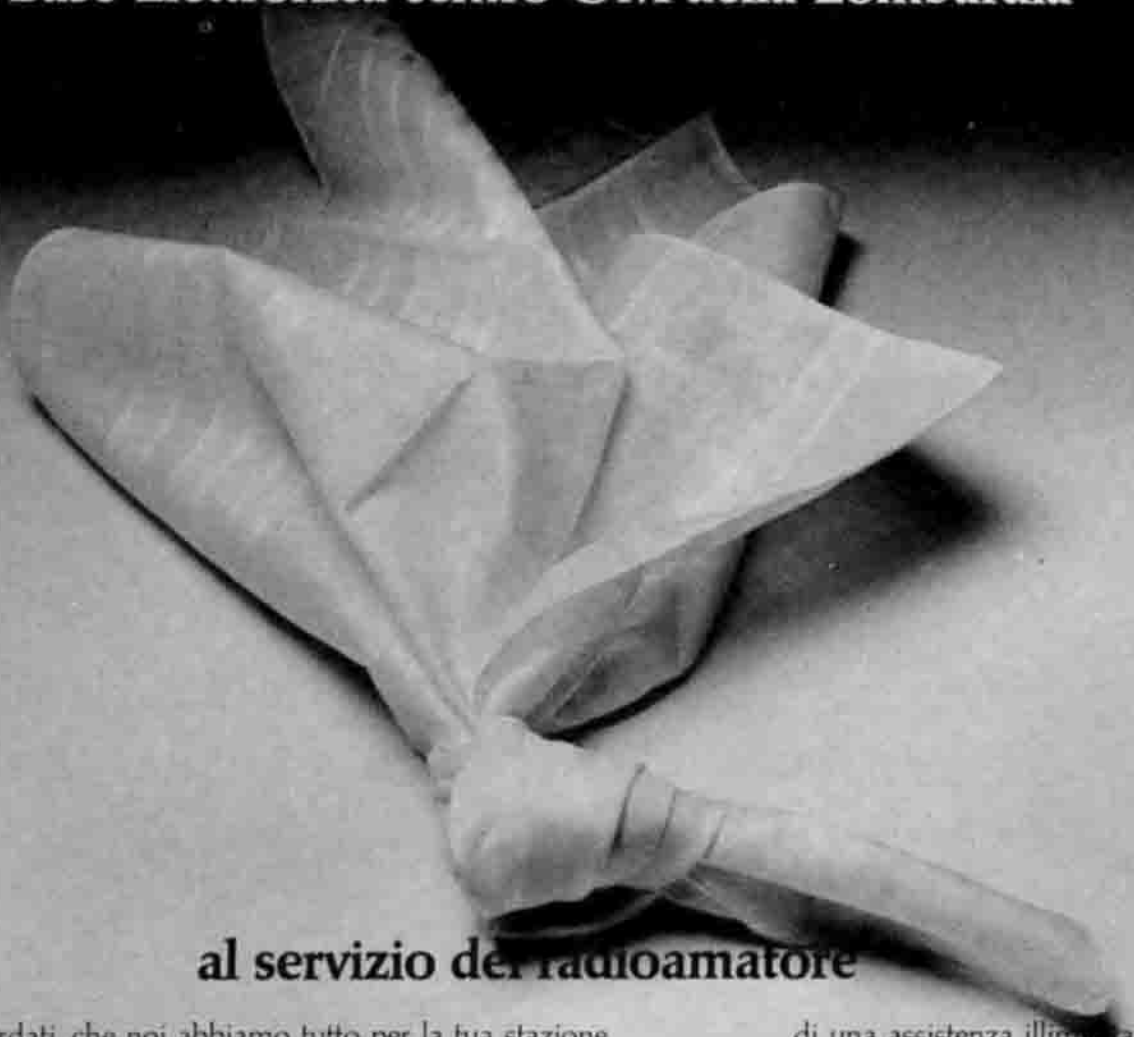
MC 4024 P (Voltage Controlled Multivibrator) L. 4.400
MC 4044 P (Comparatore di fase) L. 4.400
SN 74143 TEXAS (7490 + 7475 + 7447 in unico chip) L. 5.300
MK 5009 (Counter Time Base Circuit) L. 12.500
MM 74 C 926 (4 Digit Counter with multiplexed 7 Segment Output Driver) L. 10.900
95 H 28 FAIRCHILD (Dual D Flip - Flop ECL) L. 12.500
95 H 90 FAIRCHILD (Prescaler fino a 250 - 300 MHz) L. 12.500
11 C 90 FAIRCHILD (Prescaler fino a 600 MHz) L. 19.500
ICL 8052A - 8053A (Set voltmetro digitale 4 1/2 cifre, con tensione di riferimento interna; fornito con schema applicativo INTERSIL) L. 32.500
MEMORIA TEXAS TMS 4035 (equivalente "pin to pin" a MM 2102) L. 3.850
MEMORIA TEXAS TMS 4043 (equivalente "pin to pin" a MM 2112) L. 5.900
MICROPROCESSORE NATIONAL CPU ISP - 8A/600N L. 18.500
RESISTENZE ANTINDUTTIVE 50 Ohm - 25W utilizzabili fino a 470 MHz, adatte per carichi fittizi L. 2.800
RESISTENZE ANTINDUTTIVE 200 Ohm - 50 W (4 per fase 50 Ohm - 200W) il gruppo di 4 pezzi L. 10.000
TRIMMER MULTIGIRI SPECTROL o ALLEN BRADLEY L. 1.500
POTENZIOMETRI MULTIGIRI (10) BECKMAN o SPECTROL L. 7.900

TOROIDI AMIDON
T12-2 L. 720 T44-10 L. 1.070
T12-6 L. 720 T50-1 L. 1.300
T12-10 L. 720 T50-2 L. 1.150
T12-12 L. 580 T50-3 L. 1.300
T16-2 L. 720 T50-6 L. 1.150
T16-6 L. 720 T50-10 L. 1.150
T16-10 L. 880 T50-12 L. 1.850
T16-12 L. 840 T50-15 L. 1.300
T25-0 L. 1.300 T68-2 L. 1.750
T25-1 L. 880 T68-6 L. 1.450
T25-2 L. 880 T68-10 L. 2.300
T25-3 L. 880 T68-12 L. 2.100
T25-6 L. 1.000 T80-2 L. 1.700
T25-10 L. 850 T80-6 L. 2.300
T25-12 L. 1.150 T80-10 L. 1.700
T25-15 L. 880 T94-6 L. 2.150
T20-0 L. 1.020 T94-6 L. 2.750
T20-2 L. 720 T106-2 L. 2.850
T20-6 L. 880 T130-2 L. 5.750
T20-10 L. 1.020 T130-6 L. 8.950
T20-12 L. 750 T130-15 L. 5.050
T30-2 L. 850 T157-2 L. 6.450
T30-6 L. 850 T184-2 L. 7.850
T30-10 L. 850 T184-3 L. 7.150
T30-12 L. 850 T184-6 L. 8.850
T37-0 L. 1.750 T184-4 L. 6.450
T37-2 L. 960 T200-2 L. 6.850
T37-6 L. 960 T200-3 L. 7.350
T37-10 L. 960 T200-6 L. 6.850
T37-12 L. 960 T200-4 L. 7.050
T44-2 L. 1.070
T44-6 L. 1.070

SPEDIZIONI IN CONTRASSEGNO ORDINE MINIMO L. 10.000

remember

Base Elettronica centro OM della Lombardia



al servizio del radioamatore

Ricordati, che noi abbiamo tutto per la tua stazione
Ricordati che abbiamo un servizio assistenza
e ricambi. Ricordati che da noi
trovi le ultime novità
amatoriali. Ricordati che
i nostri apparati fruiscono

di una assistenza illimitata.
Ricordati che da noi
puoi spuntare dei prezzi
più competitivi.
Ricordati di Base
elettronica.

BASE
elettronica

APPARECCHIATURE PER RADIOAMATORI
CENTRALINI TELEVISIVI
IMPIANTI ANTIFURTO

VIA VOLTA, 81 - 22070 CARONATE (Co) - Telefono 0331/83.13.81

ELVIO BASILE

GRATIS!
ad ogni acquirente
di un ricetrasmittitore.
In regalo la guida
RICETRASMISSIONI CB
un OSCAR MONDADORI
offerta valida sino al
31 ottobre

le superofferte 1978



LEADER SONIC mod. TRS 802

Sintoamplificatore AM-FM Stereo - Giradischi lettore cassette Stereo 8 e Stereo 7

Potenza: W 50 (25W + 25W RMS)
Prese: cuffia, microfono, altoparlanti, antenna, fono - Radio: FM da 88 a 108 MHz - Alimentazione: 220 V - Box esclusi.

L. 185.000



CONIC mod. 5656

Radio registratore professional

Radio: 5 gamme d'onda - Registratore stereo 7, autostop sistem, microfono incorporato, controllo automatico registrazione slip, mixing - Potenza uscita: 5 W - Doppia alimentazione - Dimensioni: 340 x 105 x 235 mm - Peso: Kg. 3,6 L. 108.000

TETRONIC mod. 7538

Radio: 4 gamme d'onda. Fine-Tuning per SW - Indicatore livello - Presa per registratore - Presa per antenna esterna - Doppia alimentazione. L. 38.000



ALEX mod. CEL 78

Orologio digitale a Display. Alimentazione 220 V. Spegnimento allarme a sensor. L. 24.000



CONIC mod. 108

Radio AM-FM registratore, orologio digitale

Orologio digitale a display - Radio: AM da 535 a 1605 kHz - FM da 88 a 108 MHz - Commutatore per la sveglia con radio o cicalino presa per antenna esterna, auricolare. Alimentazione: 220 V. L. 72.000



CONIC V - 126

Registratore portatile per cassette 4 piste a tasti

Microfono incorporato, presa DIN. Potenza uscita 800 mW - Auricolare, filo alimentazione - Doppia alimentazione - Dimensioni: 26 x 14 x 6,5 cm. L. 32.000

LEEWAB mod. CTR 44

Autoradio OM/FM/FM Stereo MPX

Comandi di regolazione volume, tono, bilanciamento canali e sintonia. Selettore cambio onde, pulsante di avanzamento veloce del nastro ed espulsione della cassetta Auto Stop - Potenza di uscita 10W x 2. L. 69.000



VI-EL VIRGILIANA ELETTRONICA

C.P. 34-46100 MANTOVA TEL. 0376/25616

SPEDIZIONE: in contrassegno + spese postali.

La VI-EL è presente a tutte le mostre radiantistiche.

CALCOLATORI « BROTHER »

CHIEDERE OFFERTE PER QUANTITATIVI
Laboratorio specializzato riparazioni
apparati ricetrasmittenti di ogni tipo.

Più organizzata, più grande, più OK

8-9-10 dicembre 1978

VICENZA

*4^a MOSTRA MERCATO
RADIANTISTICA*

OM CB HIFI

*SALONE MARZOTTO E CRISTALLO
GIARDINI SALVI DI PORTA CASTELLO*

ORGANIZZAZIONE
DI PIERO PORRA — TEL. 0444 / 43507



ADATTATORE DI IMPEDENZA MT 3000

CARATTERISTICHE TECNICHE

Campo di frequenza: 3,5-4 MHz a 80 m, 7,0-7,5 MHz a 40 m, 14,0-14,5 MHz a 20 m, 21,0-21,5 a 15 m, 26,5-28,8 MHz a 11 m, 28,0-29,7 MHz a 10 m; **Impedenza d'ingresso:** 50 ohm resistivi; **Impedenza d'uscita:** 50 ohm con VSWR max 5:1; **Potenza nominale:** 4000 W PeP, 2000 W DC (10-20 m), 2000 W PeP, 1000 W DC (40-80 m); **Precisione del vatmetro:** $\pm 5\%$; **Perdite di inserzione:** 0,5 dB o meno, dopo l'adattamento a VSWR 1:1; **Dimensioni:** 320x360x180 mm; **Peso:** kg 12.

L. 250.000



AMPLIFICATORE LINEARE DI POTENZA ME 800

CARATTERISTICHE TECNICHE

Frequenza: da 25 a 32 MHz; **Modo di funzionamento:** AM - SSB - CW - FM; **Circuito finale e pilota:** amplificatore con griglia a massa; **Cassa di funzionamento:** AB; **Tensione di griglia controllo:** automatica (self control); **Impedenza d'ingresso:** 52 Ω ; **VSWR in ingresso:** minore di 1,5 (regolabile internamente); **Impedenza d'uscita:** da 40 a 80 Ω ; **Potenza d'eccitazione:** 3 W (per 250 W out in AM); **Valvole e semiconduttori:** n. 4 valvole 6KD6, 1 transistor al Si, 13 diodi al Si; **Commutazione d'antenna:** istantanea in AM, ritardata in SSB; **Controllo di potenza:** a scatti in tre valori (min, 2/3 max); **Potenza d'uscita:** 250 W out in AM, 600 W PeP in SSB; **Dimensioni:** 280x180x380 cm; **Peso:** kg 14; **Alimentazione:** 220 V ca, 50 Hz; **Fusibile:** 6 A (10 A max).

L. 300.000



AMPLIFICATORE LINEARE DI POTENZA ME 600

CARATTERISTICHE TECNICHE

Frequenza: da 25 a 32 MHz; **Modo di funzionamento:** AM, SSB, CW, FM; **Circuito finale e pilota:** Amplificatore con griglia a massa; **Classe di funzionamento:** classe AB; **Tensione di griglia controllo:** automatica (self control); **Impedenza d'ingresso:** 52 ohm; **VSWR in ingresso:** minore di 1,5 (regolabile internamente); **Impedenza d'uscita:** da 40 a 80 ohm; **Potenza d'eccitazione:** 3 W (per 150 W out in AM); **Valvole e semiconduttori:** n. 3 valvole 6KD6, 1 transistor al silicio, 13 diodi al silicio; **Commutazione d'antenna:** istantanea in AM, ritardata in SSB; **Potenza d'uscita:** 150 W out in AM, 400 W PeP/SSB; **Dimensioni:** 280x180x380 cm; **Peso:** kg 13 ca; **Alimentazione:** 220 V c.a., 50 Hz; **Fusibile:** 6 A (10 A max.).

L. 270.000



WATT METRO DIREZIONALE MW 2000

Campo di frequenza: 2-30 MHz; **Campi di misura:** 0-50 W, 0-250 W, 0-1.000 W, 0-2.000 W; **Precisione:** $\pm 5\%$ a fondo scala; **Perdite:** $\pm 5\%$; **Impedenza:** 50 Ω o diversa su ordinazione.

L. 105.000

SAVING elettronica



Ricetrasmittitore CB 40 canali - Potenza uscita RF 4 W
AM/12 W SSB - Sensibilità 0,5 μ V/AM - 0,2 μ V/SSB -
Circuito AGC amplificato - Reiezione canale adiacente
70 dB.

L. 220.000



AR 20 - XL

Rotore automatico - Velocità di rotazione
1 giro/min - Alimentazione 220 V - 50 Hz -
Uscita 25 V c.a. - Cavo del rotore a 4 con-
duttori - Carico max. verticale 40 kg.

L. 55.000



*offerta valida
per il mese di
novembre*

ATTENZIONE : fino ad esaurimento!!

Materiale a disposizione a magazzino:

Ricetrasmittitori CB
Ricetrasmittitori OM - YAESU - SOMMERKAMP - ICOM - DRAKE
Antenne SIGMA - LEMM - CUSH - CRAFT - Firenze 2
Alimentatori
Rosmetri - Wattmetri
Microfoni Turner
Linari

Ed inoltre un vasto assortimento di Ricambi - Transistor RF - Minuteria -
Scatole di montaggio.

Per informazioni:

SCRIVETECI - TELEFONATECI O VISITATECI! NE VARRÀ LA PENA!

TRATTIAMO SOLO LE

MIGLIORI MARCHE

ESISTENTI SUL MERCATO!

OGNI SINGOLO APPARECCHIO
VIENE FORNITO COLLAUDATO
E MUNITO DI UNA SPECIALE
CEDOLA DI GARANZIA RILA-
SCIATA DAL NOSTRO LABO-
RATORIO.

SAVING ELETTRONICA

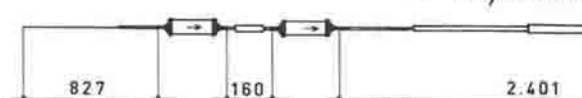
VIA GRAMSCI 40 - MIRANO (VE) - TEL. (041) 432876



DIVISIONE ANTENNE

27049 STRADELLA - Via Garibaldi, 115 - Tel. 48139

HF-33/2 KW



HF-33/2KW
L 196.000

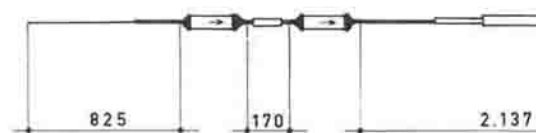
TRE ELEMENTI 20 - 15 - 10
Guadagno 10,1dB ISO
Avanti/Indietro 20dB
Impedenza Ω 50
VSWR $< 1,5 : 1$
Peso Kg. 20
Resistenza al vento 140 Km/h

REFLECTOR

HF-2F/2KW
L 48.000

FILARE 40 - 80
Impedenza Ω 75
VSWR $< 1,5 : 1$
Resistenza al vento 140 Km/h
Lunghezza 26 m

DRIVEN ELEMENT



HF-2V/2KW
L 99.000

VERTICALE 40 - 80
Impedenza Ω 50
VSWR $< 1,5 : 1$
Peso Kg. 12
Resistenza al vento 120 Km/h

HF-4M/3KW

QUATTRO ELEMENTI MONOBANDA PER

20	L 196.000	20 - 15 - 10	Guadagno 12dB ISO
15	L 135.000		Avanti/Indietro 25dB
10	L 120.000		Impedenza Ω 50
			VSWR $< 1,5 : 1$
			Peso Kg. 23
			Resistenza al vento 150 Km/h

DIRECTOR



HF-3V/2KW
L 58.000

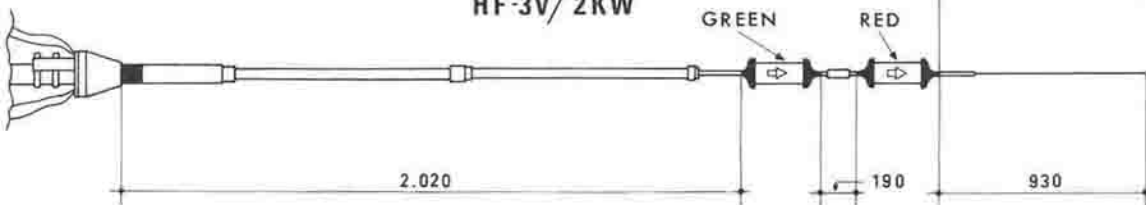
VERTICALE 20 - 15 - 10
Impedenza Ω 50
VSWR $< 1,5 : 1$
Peso Kg. 5
Resistenza al vento 120 Km/h



BLACK

K-3V/40

HF-3V/2KW



GREEN

RED

Kit per 40m
tipo K-3V/40
L 22.000

Le ns/ antenne sono costruite con: blocchi in fusione di alluminio per i supporti, basi e pezzi premontati. Tubi in lega anticorrosione ad elevata resistenza meccanica di vario diametro e spessore per gli elementi. Materiale plastico termoindurente ad alto isolamento per i supporti delle bobine. Supporti centrali dei dipoli ed isolatori in fibra di vetro ad altissima resistenza. Trecciola in acciaio ricoperta per le filari e per i radiali in grado di assicurare una eccezionale resistenza alla trazione senza provocare però l'effetto di stiramento classico delle treccie di rame. - Le antenne pluri-banda, direttive o verticali, consentono la regolazione di ogni singola gamma indipendentemente dalle altre. Le antenne verticali vengono fornite con i radiali già fissati e tagliati in misura.

VI PRESENTIAMO I FREQUENZIMETRI VFO TUTTI PROGRAMMABILI

NEW



FREQUENZIMETRO Mod. C 50

CARATTERISTICHE:

Frequenza: 0,5 - 50 MHz

Sensibilità: > di 50 mV a 50 MHz

Tipo: C. MOS - Programmabile

Alimentazione: 12 - 14 V D.C.

Consumo: 200 mA

Mod. C 500

Analogo al C 50 ma frequenza fino a 500 MHz

Dimensioni: 160 x 38 x 190.

VFO+ Frequenzimetro Mod. XC 50

Indica la frequenza esatta di trasmissione e ricezione.

VFO ad alta stabilità.

Disponibile subito per apparati sintetizzati a 37 MHz.

Chiedere per altre frequenze!

Copre oltre 150 canali.



VFO Mod. 27

Realizzato per ricetrasmittitori CB o altro

Stabilità: > di 100 Hz per ora

Gamma: oltre 150 canali in banda CB

Disponibili subito per frequenza 36,800

39,300 MHz

Per altre frequenze chiedere

PRODUCIAMO ANCHE MOLTO ALTRO MATERIALE PER CB E OM

CHIEDETE CATALOGO GENERALE INVIANDO L. 400 IN FRANCOBOLLI



ZETAGI

ITALY

Via S. Pellico
20040 CAPONAGO (MI)
Tel. 02/9586378

Transistor RF motorola

MRF450A	50 W 30 MHz 13,6 V	L. 22.000
2N5641	7 W 175 MHz 28 V	L. 9.000
2N5642	20 W 175 MHz 28 V	L. 19.000
2N5643	40 W 175 MHz 28 V	L. 37.000
2N6166	100 W 150 MHz 28 V	L. 73.000
2N5590	10 W 175 MHz 13,6 V	L. 11.000
2N5591	25 W 175 MHz 13,6 V	L. 18.000
2N6080	4 W 175 MHz 12,5 V	L. 9.500
2N6081	15 W 175 MHz 12,5 V	L. 15.600
2N6082	25 W 175 MHz 12,5 V	L. 20.400
2N6083	30 W 175 MHz 12,5 V	L. 23.200
2N6084	40 W 175 MHz 12,5 V	L. 26.000

Integrati Exar

XR 210	FSK modulatore/demodulatore	L. 9.300
XR 215	PLL uso generale monolitico	L. 12.000
XR 2211	FSK demodulat. tone decoder	L. 12.200
XR 2212	PLL di precisione	L. 8.000
XR 567	Tone decoder	L. 2.000
XR 2206	Generatore funzioni monolitico	L. 8.000
XR 2207	VCO	L. 7.000
XR 2216	Compandor monolitico	L. 11.700
DUE INTEGRATI IMC 7207 e IMC 7208 + 1 Quarzo Frequenzimetro 6 MHz		L. 42.450

ICM 7205 EVKIT integrato per crono-
metro (con quarzo)

QUARZI 1 MHz

INTEGRATO per TV GAME 6 giochi

L. 28.600
L. 9.500
L. 9.000

Integrati

MC4044P	L. 4.000	95H90	L. 10.500
MC4024P	L. 4.000	11C90	L. 10.500
MC1310P	L. 4.000	95H28	L. 10.500
MC1350P	L. 2.300	95B2	L. 3.800
MM74C92B	L. 9.200	11C06	L. 10.500
LM381N	L. 2.000	9368	L. 2.000

MODULO MHW710 430 ÷ 470 MHz 13 W (ingr. 150 W) L. 77.000

KIT di RESISTENZE - tutti i valori da 10 ohm a 1

Mohm 5% 10 per tipo (totale 610 pezzi) 1/4 W L. 9.500

1/2 W L. 10.000

KIT FREQUENZIMETRO 7 cifre 300 MHz

L. 120.000

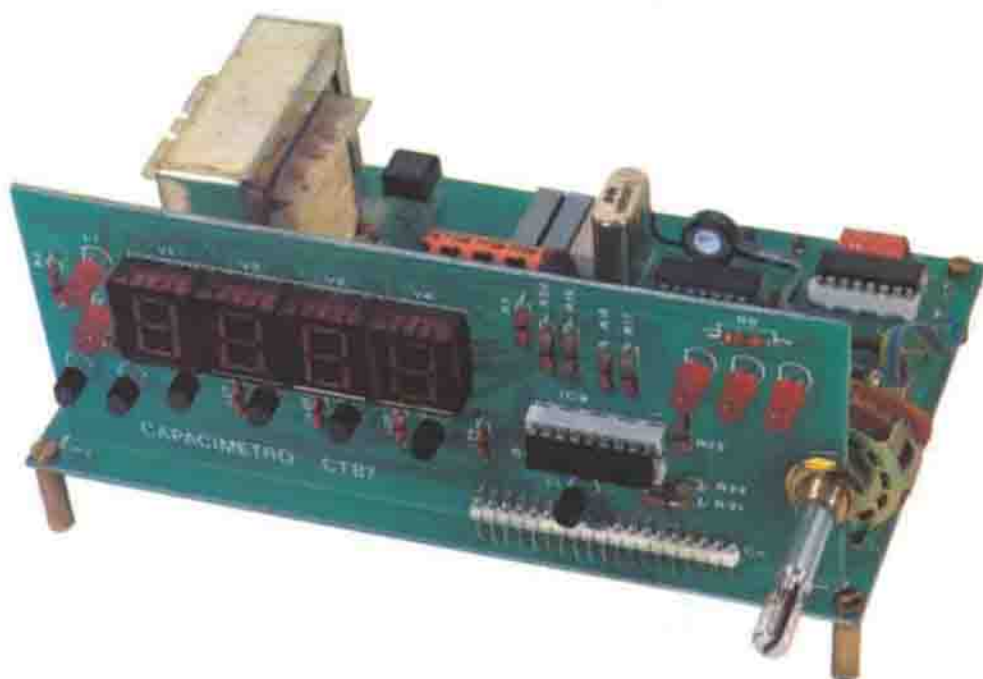
MODULO MA 1012 uguale MA 1002 D per sveglie

24 ore con trasformatore e specifiche

L. 15.000



KIT CAPACIMETRO PROFESSIONALE



LETTURA DIGITALE

da 1 pF a 10.000 mF in 3 portate L. 68.500

ORDINE MINIMO L. 15.000 - PAGAMENTO CONTRASSEGNO -
PREZZI NETTI GIÀ COMPRESIVI DI I.V.A. E SPESE POSTALI.

All'acquisto ogni integrato viene fornito di schema. Per richieste di solo schema inviare L. 500 in francobolli.



SOMMERKAMP

**non servono
parole: provatelo!**

Nuovo ricetrasmittitore

40 canali spazati di 25 kHz, distribuiti sul segmento compreso tra 145,000 e 145,975 MHz; naturalmente in essi sono comprese le frequenze dei dieci ripetitori per i quali lo shift di 600 kHz è inserito automaticamente. La lettura dei canali è indicata con sistema digitale. La combinazione perfettamente calibrata di transistor ad effetto di campo a basso livello di rumore, doppia conversione, filtri meccanici ceramici ed L/C, limitatore e discriminatore a circuiti integrati, rende il ricevitore eccezionalmente sensibile e permette un'ottima soppressione dei segnali indesiderati (sensibilità migliore di 0,8 micro V per 1 W uscita audio -30 dB S/N a 5 kHz deviazione ÷ soppressione spurie -70 dB ÷ selettività 15 MHz -3 dB, 25 kHz -70 dB). Il trasmettitore ha una potenza di uscita di 10 W, è dotato di circuito per la protezione dell'amplificatore finale contro gli effetti di un eccessivo ROS. Un preciso strumento di misura indica l'intensità di campo e la potenza relativa in uscita. Il SOMMERKAMP TS 240 FM è dotato di un circuito di chiamata attivabile via pulsante frontale (indispensabile per l'apertura dei ripetitori). Alimentazione 13,8 V cc. Dimensioni: 156 x 58 x 205 mm. Peso: 1 Kg.

TS 240S

**10 W FM
nota 1750 Hz**

**40 canali digitali
144 MHz**



IMPORTATORE E DISTRIBUTORE



NOVA elettronica

20071 Casalpusterlengo (MI) - tel. (0377) 84520 - 830358
Via Marsala 7/a - Casella Postale 040

HURRICANE 27



CARATTERISTICHE TECNICHE

IMPEDENZA CARATTERISTICA: 52 Ohm
FREQUENZA: 27 MHz (40 Canali CB)
POTENZA MAX APPLICABILE: 70 W
GUADAGNO: 6,2 dB
LUNGHEZZA: 130 cm
SWR: 1,1 ÷ 1,3 a 1,1 ÷ 1,5

DESCRIZIONE

Questa antenna da auto ad alto guadagno è la migliore che esiste sul mercato mondiale. E' costruita in acciaio e viene fornita nella doppia versione di antenna per grandi e basse velocità.

La versione basse velocità presenta il migliore guadagno, si presta al DX è munita di 4 radiali che permettono la massima penetrazione del segnale in trasmissione e la migliore sensibilità in ricezione.



C.T.E. INTERNATIONAL

42011 BAGNOLO IN PIANO (RE) - Via Valli, 15 - Italy - Tel. (0522) 61.623/4-5-6

Vi presentiamo i nuovi CB · SSB · AM



SOMMERKAMP®

nuovissimo
TS 340 DX



TS 680 EDX

80 canali AM 100 W
Lettura digitale
sensibilità 1 μ V
veicolare 13,8 Vdc
corredato di microfono e staffa

TS 680 DX

80 canali
AM 10 W
sensibilità 1 μ V
veicolare 13,8 Vdc
corredato di microfono e staffa

TS 340 DX

Ricetrasmittitore veicolare
80 canali in USB
80 canali in LSB
80 canali in AM
lettura digitale
5 W in AM - CW
12 W PeP in SSB
ch. 9 preferenziale;
NB, ANL, RF GAIN, MIC GAIN
% modulazione
clarifier, squelch, PA inclusi

TS 740

40 canali LSB 12 W PeP
40 canali USB 12 W PeP
40 canali AM 5 W
Lettura digitale
sensibilità 0,5 μ V
stazione base 220/12 V
corredato di microfono

IMPORTATORE
E
DISTRIBUTORE



NOVA elettronica

20071 Casalpusterlengo (Mi) - tel. (0377) 84520 - 830358
Via Marsala 7/a - Casella Postale 040