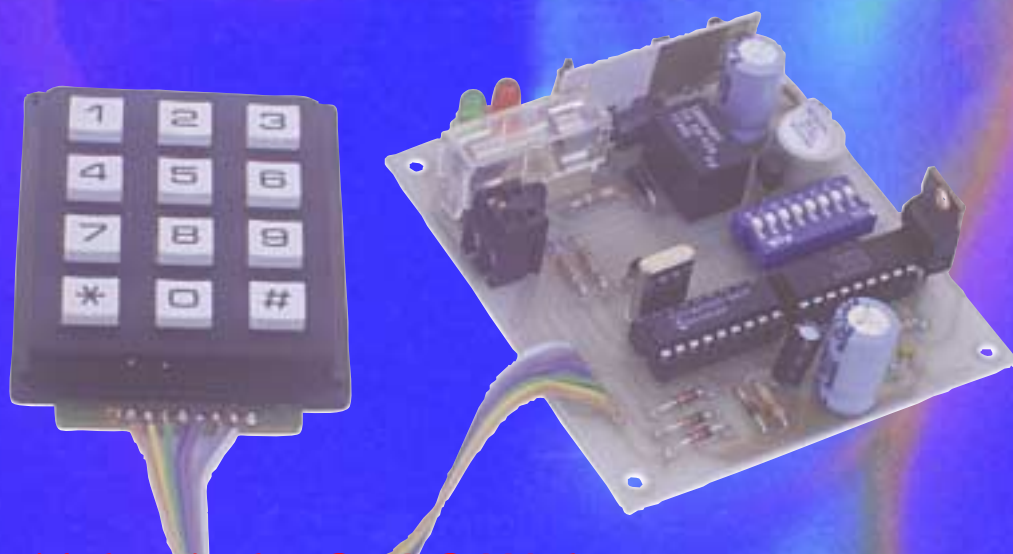


Elettronica In

Mensile di elettronica innovativa, attualità scientifica, novità tecnologiche. Lire 7.000

18

CERCAPERSONE A 16 CANALI



INVERTER ZERO POWER

Line Driver in classe A pura

Generatore di funzioni

Corso di elettronica: i filtri



CARICABATTERIE UNIVERSALE



ESCLUSIVO
CORSO DI
PROGRAMMAZIONE
ZILOG Z8

Una serie completa di scatole di montaggio hi-tech che sfruttano la rete GSM.

G
S
M

S
O
L
U
T
I
O
N
S

APRICANCELLO

Facilmente abbinabile a qualsiasi cancello automatico. Attiva un relè di uscita (da collegare all'impianto esistente) quando viene chiamato da un telefono fisso o mobile precedentemente abilitato. Programmazione remota mediante SMS con password di accesso. Completo di contenitore e antenna bibanda. Alimentatore non compreso.

FT503K Euro 240,00



TELECONTROLLO

Sistema di controllo remoto che consente di attivare, mediante normali SMS, più uscite, di verificare lo stato delle stesse, di leggere il valore logico assunto dagli ingressi nonché di impostare questi ultimi come input di allarme. Possibilità di espandere gli ingressi e le uscite digitali. Funziona anche come apricancello. Completo di contenitore.

FT512K Euro 255,00



TELEALLARME A DUE INGRESSI

Invia ad uno o più utenti un SMS di allarme quando almeno uno degli ingressi viene attivato con una tensione o con un contatto. Può essere facilmente collegato ad impianti di allarme fissi o mobili. Ingressi fotoaccoppiati, dimensioni ridotte, completamente programmabile a distanza.

FT518K Euro 215,00



CONTROLLO REMOTO

2 CANALI CON TONI DTMF

Telecontrollo DTMF funzionante con la rete GSM. Questa particolarità consente al nostro dispositivo di operare ovunque, anche dove non è presente una linea telefonica fissa. Può essere chiamato e controllato sia mediante un cellulare che tramite un telefono fisso. Il kit comprende il contenitore; non sono compresi l'antenna e l'alimentatore.

FT575K Euro 240,00



ASCOLTO AMBIENTALE

Sistema di ridotte dimensioni per l'ascolto ambientale. Può essere facilmente nascosto all'interno di una vettura o utilizzato in qualsiasi altro ambiente. Regolazione della sensibilità da remoto, chiamata di allarme mediante sensore di movimento, password di accesso. Viene fornito con l'antenna a stilo, mentre il sensore di movimento è disponibile separatamente.

FT507K Euro 280,00



MICROSPIA TELEFONICA

Collegata ad una linea telefonica fissa, consente di ascoltare da remoto tutte le telefonate effettuate da quella utenza. La ritrasmissione a distanza delle telefonate sfrutta la rete GSM. Microfono ambientale supplementare, I/O a relè. La scatola di montaggio non comprende il contenitore e l'antenna GSM.

FT556K Euro 245,00



COMMUTATORE TELEFONICO

Collegato al telefono di casa effettua automaticamente una connessione GSM tutte le volte che componiamo il numero di un telefonino. In questo modo possiamo limitare il costo della bolletta in quanto una chiamata cellulare-cellulare costa quasi la metà rispetto ad una chiamata cellulare-fisso. Il kit non comprende il contenitore e l'antenna GSM.

FT565K Euro 255,00



**FUTURA
ELETTRONICA**

Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775 - Fax. 0331/778112 - www.futuranet.it

Maggiori informazioni su questi prodotti e su tutte le altre apparecchiature distribuite sono disponibili sul sito www.futuranet.it tramite il quale è anche possibile effettuare acquisti on-line.

Tutti i prezzi si intendono IVA inclusa.

ELETTRONICA IN
Rivista mensile, anno III n. 18
APRILE 1997

Direttore responsabile:

Arsenio Spadoni

Responsabile editoriale:

Carlo Vignati

Redazione:

Paolo Gaspari, Vittorio Lo Schiavo,
Sandro Reis, Francesco Doni, Angelo
Vignati, Antonella Mantia, Andrea
Silvello, Alessandro Landone,
Marco Rossi.

**DIREZIONE, REDAZIONE,
PUBBLICITA':**

VISPA s.n.c.

v.le Kennedy 98

20027 Rescaldina (MI)

telefono 0331-577982

telefax 0331-578200

Abbonamenti:

Annuo 10 numeri L. 56.000

Esteri 10 numeri L. 120.000

Le richieste di abbonamento vanno
inviolate a: VISPA s.n.c., v.le Kennedy
98, 20027 Rescaldina (MI)
telefono 0331-577982.

Distribuzione per l'Italia:

S.O.D.I.P. Angelo Patuzzi S.p.A.

via Bettola 18

20092 Cinisello B. (MI)

telefono 02-660301

telefax 02-66030320

Stampa:

Industria per le Arti Grafiche

Garzanti Verga s.r.l.

via Mazzini 15

20063 Cernusco S/N (MI)

Elettronica In:

Rivista mensile registrata presso il
Tribunale di Milano con il n. 245
il giorno 3-05-1995.

Una copia L. 7.000, arretrati L. 14.000
(effettuare versamento sul CCP
n. 34208207 intestato a VISPA snc)
(C) 1996 VISPA s.n.c.

Spedizione in abbonamento postale
Comma 26 Art 2 Legge 549/95 Milano.

Impaginazione e fotolito sono realizzati
in DeskTop Publishing con programmi
Quark XPress 3.3 e Adobe Photoshop
3.0 per Windows. Tutti i diritti di riprodu-
zione o di traduzione degli articoli pub-
blicati sono riservati a termine di Legge
per tutti i Paesi. I circuiti descritti su
questa rivista possono essere realizza-
ti solo per uso dilettantistico, ne è proi-
bita la realizzazione a carattere com-
merciale ed industriale. L'invio di artico-
li implica da parte dell'autore l'accetta-
zione, in caso di pubblicazione, dei
compensi stabiliti dall'Editore.
Manoscritti, disegni, foto ed altri mate-
riali non verranno in nessun caso resti-
tuiti. L'utilizzazione degli schemi pubbli-
cati non comporta alcuna responsabi-
lità da parte della Società editrice.

SOMMARIO

9

LINE DRIVER IN CLASSE A PURA

Come realizzare un convertitore capace di pilotare le linee audio dei sistemi professionali con l'uscita sbilanciata di qualsiasi dispositivo BF.

16

CERCAPERSONE CODIFICATO 16 CANALI

Permette di chiamare a distanza fino a 16 diverse unità; il collegamento è effettuato via radio a 433,92 MHz, ed è codificato in modo da utilizzare un solo canale ed una sola unità base. L'unità ricevente è tascabile ed è dotata di un segnalatore acustico che avverte della chiamata in corso.

29

CORSO DI PROGRAMMAZIONE PER Z8

Impariamo a programmare con la nuovissima famiglia di microcontrollori Z8 della Zilog caratterizzata da elevate prestazioni e grande flessibilità. Decima puntata.

36

CARICABATTERIE INTELLIGENTE

Caricatore per stilo e pacchi di batterie NiCd e NiMH: permette la ricarica (e volendo anche la scarica) lenta o rapida di elementi da 1,2 a 14,4 volt, con correnti di carica regolabili tra 10 mA e 1,5 A. Un display LCD facilita tutte le operazioni di impostazione dei parametri. Gestito da microcontrollore.

47

INVERTER ZERO POWER

Consente di tenere spento l'inverter fino a quando non gli viene collegato un carico all'uscita. Adatto per inverter DC/AC alimentati a 12V con potenza massima di 250 watt.

55

GENERATORE DI FUNZIONI

Ideale per le misure e il collaudo di apparecchiature BF e IF, consente di ottenere onde sinusoidali, quadre e triangolari di frequenza compresa tra 10 Hz e 20 MHz (in 6 bande).

67

CORSO DI ELETTRONICA: I FILTRI

Ci occupiamo questo mese di una categoria di circuiti che troviamo in qualsiasi apparecchiatura elettronica sia di alta che di bassa frequenza.



Mensile associato
all'USPI, Unione Stampa
Periodica Italiana

Iscrizione al Registro Nazionale della
Stampa n. 5136 Vol. 52 Foglio
281 del 7-5-1996.

Una serie completa di scatole di montaggio hi-tech che utilizzano i cellulari Siemens della serie 35

GSM SOLUTIONS

LOCALIZZATORE GPS REMOTO

Sistema di localizzazione veicolare a basso costo, composto da una unità remota (FT481) e da una stazione base (FT482) da dove è possibile controllare e memorizzare la posizione in tempo reale del veicolo monitorato. L'unità remota, disponibile in scatola di montaggio, comprende tutti i componenti, il contenitore, il cavo di connessione al cellulare e il micro già programmato. Per completare l'unità remota occorre acquistare separatamente un cellulare Siemens serie 35 (S35, C35, M35) e un ricevitore GPS con uscita seriale (codice GPS910).

FT481K euro 46,00



SISTEMA DI CONTROLLO

Sistema GSM bidirezionale di controllo remoto realizzato con un cellulare Siemens della famiglia 35 (escluso A35). Consente l'attivazione indipendente di due uscite e/o la verifica dello stato delle stesse. In questa configurazione l'apparecchiatura remota può essere attivata mediante un telefono fisso o un cellulare. Come sistema di allarme, invece, l'apparecchio invia uno o più SMS quando uno dei due ingressi di allarme viene attivato. A ciascun ingresso può essere associato un messaggio differente e gli SMS possono essere inviati a numeri diversi, fino ad un massimo di 9 utenze. Il GSM CONTROL SYSTEM deve essere collegato ad un cellulare Siemens, viene fornito già montato e collaudato e comprende anche il contenitore ed i cavi di collegamento. Non è compreso il cellulare. Mediante semplici modifiche può essere adattato per l'utilizzo di cellulari Siemens della famiglia 45.

FT448 euro 82,00



LOCALIZZATORE GPS BASE

Sistema di localizzazione veicolare a basso costo, composto da una unità remota (FT481) e da una stazione base (FT482) da dove è possibile controllare e memorizzare la posizione in tempo reale del veicolo monitorato.

L'unità base, disponibile in scatola di montaggio, comprende tutti i componenti, il contenitore, il cavo di connessione al cellulare e il micro già programmato. Per completare l'unità base è necessario acquistare separatamente (oltre ad un PC con Windows 9x o XP) un cellulare Siemens serie 35 (S35, C35, M35), un alimentatore (codice AL07), un software per la gestione delle cartine digitali (codice FUGPS/SW) e le cartine digitali delle zone che interessano.

FT482K euro 62,00



APRICANCELLO

Dispone di un relè d'uscita che può essere attivato a distanza mediante una telefonata proveniente da qualsiasi telefono di rete fissa o mobile il cui numero sia stato preventivamente memorizzato. Anche l'inserimento dei numeri abilitati viene effettuato in modalità remota (da persona autorizzata) senza dover accedere fisicamente all'apparecchio. Il dispositivo è in grado di memorizzare oltre 300 utenti ed invia un SMS di conferma (sia all'utente che all'amministratore) quando un nuovo numero viene abilitato o eliminato. Il kit comprende anche il contenitore ed il cavo di collegamento al cellulare. Va abbinato ad un cellulare (non compreso) Siemens della famiglia 35 (escluso il modello A35).

FT422 euro 68,00



LOCALIZZATORE GPS REMOTO CON MEMORIA

Sistema di localizzazione veicolare a basso costo, composto da una unità remota (FT484) in grado di memorizzare fino a 8000 punti e da una stazione base (FT485) in grado di localizzare il remoto in real time e di scaricare i dati memorizzati. L'unità remota, disponibile in scatola di montaggio, comprende tutti i componenti, il contenitore, il cavo di connessione al cellulare e il micro già programmato. Per completare l'unità remota occorre acquistare separatamente un cellulare Siemens serie 35 (S35, C35, M35) e un ricevitore GPS con uscita seriale (codice GPS910). Mediante semplici modifiche può essere adattato per l'utilizzo di cellulari Siemens della famiglia 45.

FT484K euro 74,00



TELECONTROLLO

Abbinato ad un cellulare GSM Siemens, questo dispositivo permette di attivare a distanza con una semplice telefonata due relè con i quali azionare qualsiasi carico. Il kit comprende anche il contenitore ed il cavo di collegamento al cellulare (cellulare Siemens non compreso).

FT421 euro 65,00



Maggiori informazioni su questi prodotti e su tutte le altre apparecchiature distribuite sono disponibili sul sito

www.futuranet.it tramite il quale è anche possibile effettuare acquisti on-line.

Tutti i prezzi si intendono IVA inclusa.

LOCALIZZATORE GPS BASE CON MEMORIA

Sistema di localizzazione veicolare a basso costo, composto da una unità remota (FT484) in grado di memorizzare fino a 8000 punti e da una stazione base (FT485) in grado di localizzare il remoto in real time e di scaricare i dati memorizzati. L'unità base, disponibile in scatola di montaggio, comprende tutti i componenti, il contenitore, il cavo di connessione al cellulare, il micro già programmato e il software di gestione. Per completare l'unità base è necessario acquistare separatamente (oltre ad un PC con Windows 9x o XP) un cellulare Siemens serie 35 (S35, C35, M35), un ricevitore GPS con uscita seriale (codice GPS910), un alimentatore (codice AL07), le cartine digitali e un software per la gestione di esse (codice FUGPS/SW). Mediante semplici modifiche può essere adattato per l'utilizzo di cellulari Siemens della famiglia 45.

FT485K euro 62,00



TELEALLARME

Abbinato ad un cellulare GSM Siemens consente di realizzare un sistema di allarme a distanza mediante SMS. Quando l'ingresso di allarme viene attivato, il dispositivo invia un SMS con un testo prememorizzato al vostro telefonino. Ideale da abbinare a qualsiasi impianto antifurto casa o macchina. Funziona con i cellulari Siemens delle serie 35. Il kit comprende anche il contenitore e il cavo di collegamento al cellulare (cellulare Siemens non compreso).

FT420 euro 60,00



FUTURA ELETTRONICA

Via Adige, 11
21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775
Fax. 0331/778112
www.futuranet.it

L'ALLARME PORTATILE

Da tempo ho intenzione di realizzare un avvisatore tascabile collegato all'antifurto della mia auto; avete intenzione di pubblicare qualcosa in merito?

Carlo Vianello - Venezia

Probabilmente a te va bene il nostro "teleallarme per auto" pubblicato nel fascicolo n. 13: si tratta di un trasmettitore a 433,92 MHz basato sul modulo ibrido quarzato TX SAW-boost, un componente capace di erogare 400 mW in antenna che, accoppiato ad un semplice ricevitore tascabile ibrido, consente di ricevere a distanza di qualche centinaio di metri l'allarme provocato dall'entrata in funzione dell'antifurto dell'auto. Il trasmettitore sta ovviamente in auto e va collegato all'uscita di allarme dell'antifurto, ovvero al relè per la sirena. Il dispositivo è disponibile in scatola di montaggio presso la Futura Elettronica di Rescaldina (MI) tel. 0331/576139.

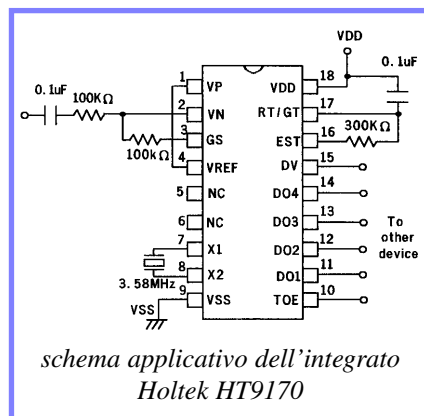
L'EQUIVALENTE DELL'EQUIVALENTE

Sto realizzando una chiave DTMF nella quale occorre, come decoder dei bitoni, un integrato G8870 della GTE: non riuscendo a trovarlo ho cercato il suo equivalente, l'UM92870 della UMC e presso un negozio di componenti elettronici ho trovato solo l'HT9170 che, a detta del rivenditore dovrebbe essere l'equivalente del chip UMC. Ma sarà vero? Sapete togliermi questo dubbio?

Alberto Dotti - Milano

L'HT9170 è in tutto e per tutto simile sia all'8870 che all'UM92870: si tratta di un integrato riconoscitore DTMF prodotto dalla Holtek (la stessa dei famosi HT8950 e HT8955 che abbiamo impiegato nel truccavoce e nell'eco pubblicati nei primi numeri della rivista) la cui piedinatura è esatta-

mente quella dei più noti integrati DTMF. Quindi crediamo si possa utilizzare tranquillamente al posto dell'8870: il negoziante ha ragione.



schema applicativo dell'integrato Holtek HT9170

IL TRASMETTITORE PER LA VIDEO 8

...volevo farvi i complimenti per il progetto del trasmettitore video a 1,2 GHz pubblicato nel fascicolo di marzo di Elettronica In: davvero valido, tecnologico e per niente critico. In attesa della pubblicazione del circuito con il ricevitore a 1,2 GHz vorrei provare ad utilizzare il dispositivo con il mio ricevitore satellitare; allo scopo ho da chiedervi un paio di cose: innanzitutto, posso collegare l'uscita della telecamera portatile video 8 all'ingresso del

circuito, oppure devo utilizzare unicamente le telecamere CCD indicate nell'articolo? E poi, quanto al satellitare vorrei sapere se posso mandare il segnale dell'antennino a filo (per ricevere il TX da 1,2 GHz) nello stesso cavo che arriva dall'LNB della parabola, magari miscelandolo con un dispositivo apposito.

Antonio Aprea - Napoli

Il modulo RF utilizzato per il trasmettitore a 1,2 GHz accetta all'ingresso video un segnale composito standard (1 Vpp su 75 ohm) pertanto ad esso può essere collegata qualsiasi telecamera o altro dispositivo dotato di uscita video-composita, indipendentemente dal fatto che il segnale sia in bianco e nero o a colori: infatti il segnale B/N differisce da quello a colori soltanto per il contenuto e per il fatto di avere un solo segnale di luminanza (quello a colori ha invece altri 3 segnali, di crominanza, sfasati tra loro di 120°) mentre ha la medesima ampiezza. Quanto al collegamento sul satellitare, è possibile realizzare una connessione fissa tra l'antenna per ricevere il segnale del nostro TX e l'ingresso del ricevitore: il collegamento può essere fatto mediante un miscelatore RF a due ingressi ed un'uscita, adatto ovviamente ai segnali delle parabole (1÷2 GHz); ad esempio va bene un mixer per due LNB ed un'uscita.

UNA SIGLA QUASI UGUALE...

Mi si è guastato il monitor del computer e, avendo un po' di esperienza di televisori e simili mi sono messo all'opera nel tentativo di ripararlo: ho scoperto che il componente guasto è il finale che pilota l'EAT ed il circuito di riga, siglato BU2508 AF. Questo transistor non si trova in commercio ma pare identico al più comune BU508.. Cosa ne pensate?

Franco Fontana - Padova

Pensiamo che hai avuto la giusta

SERVIZIO CONSULENZA TECNICA

Per ulteriori informazioni sui progetti pubblicati e per qualsiasi problema tecnico relativo agli stessi è disponibile il nostro servizio di consulenza tecnica che risponde allo 0331-577982. Il servizio è attivo esclusivamente il lunedì dalle 14.30 alle 17.30.

Technical drawing of the BUZ508AF component showing dimensions in mm:

- Top View:**
 - Overall width: 15.2
 - Overall height: 12.0
 - Top flange width: 11.0
 - Top flange height: 4.0
 - Central hole diameter: $\varnothing 4.00$
 - Internal hole diameter: 4.09
 - Mounting hole diameter: 1.80
 - Mounting hole spacing: 3.10
 - Pin 'a' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'b' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'c' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'd' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'e' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'f' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'g' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'h' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'i' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'j' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'k' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'l' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'm' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'n' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'o' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'p' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'q' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'r' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 's' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 't' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'u' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'v' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'w' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'x' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'y' diameter: 1.1 (max)
 - Pin 'z' diameter: 1.1 (max)
- Side View:**
 - Overall height: 5.0 (max)
 - Top flange height: 2.0 (max)
 - Bottom flange height: 0.5
 - Pin 'a' diameter: 2.5
 - Pin 'b' diameter: 2.5
 - Pin 'c' diameter: 2.5
 - Pin 'd' diameter: 2.5
 - Pin 'e' diameter: 2.5
 - Pin 'f' diameter: 2.5
 - Pin 'g' diameter: 2.5
 - Pin 'h' diameter: 2.5
 - Pin 'i' diameter: 2.5
 - Pin 'j' diameter: 2.5
 - Pin 'k' diameter: 2.5
 - Pin 'l' diameter: 2.5
 - Pin 'm' diameter: 2.5
 - Pin 'n' diameter: 2.5
 - Pin 'o' diameter: 2.5
 - Pin 'p' diameter: 2.5
 - Pin 'q' diameter: 2.5
 - Pin 'r' diameter: 2.5
 - Pin 's' diameter: 2.5
 - Pin 't' diameter: 2.5
 - Pin 'u' diameter: 2.5
 - Pin 'v' diameter: 2.5
 - Pin 'w' diameter: 2.5
 - Pin 'x' diameter: 2.5
 - Pin 'y' diameter: 2.5
 - Pin 'z' diameter: 2.5

IL RADIOCOMANDO SENZA NORME ...

Carmine Aita - Livorno

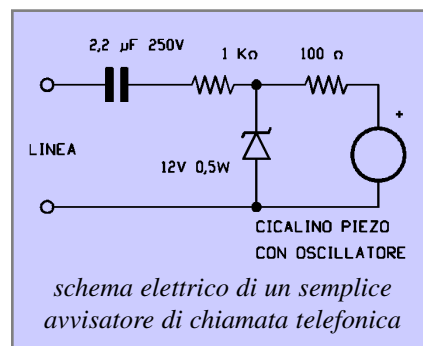
al +5V) e collegarlo con un pezzo di filo elettrico alla pista che fa capo al piedino di ingresso del regolatore U1. In tal modo l'ibrido riceve i 12 volt necessari alla sezione di uscita, che nel circuito originale, per il modulo NB-CE funzionerebbe a 5V.

Sono da poco un vostro lettore e mi interessano soprattutto i progetti per l'alta fedeltà; a proposito vorrei porvi un quesito: sulla rivista n. 6, nell'articolo del "Finale audio 350 watt" fate riferimento ad una connessione "a ponte". Di cosa si tratta, o meglio, cos'è in pratica?

La connessione a ponte si realizza con due amplificatori identici collegando il carico (altoparlante o cassa acustica) tra le loro uscite, e non a massa: i due amplificatori vengono pilotati con lo stesso segnale che però giunge in opposizione di fase ad uno dei due. In pratica, immaginando di pilotare il circuito con un segnale sinusoidale a 1000 Hz, uno dei due finali riceve effettivamente questo segnale mentre all'altro giunge ancora un segnale a 1000 Hz, però sfasato di 180° rispetto a quello originale mediante un buffer invertente (es. un operazionale connesso come amplificatore invertente a guadagno unitario). Con la connessione a ponte si ottiene teoricamente una potenza sul carico che è quattro volte quella ottenibile da un amplificatore tradizionale alimentato con la stessa tensione: cioè se con un finale normale a tensione singola funzionante a 40V si ottengono 100 W su 4 ohm, con due dello stesso tipo funzionanti a ponte la potenza che si può ottenere è circa 400 watt. Infatti, funzionando in controfase, gli amplificatori alimentano il carico con tensioni di valore opposto, quindi la massima ampiezza del segnale è teoricamente doppia. Per capire la cosa basti pensare che nel funzionamento in controfase quando un amplificatore dà la massima tensione positiva l'altro fornisce in uscita la massima ampiezza negativa, quindi la tensione complessiva è pari al doppio del singolo valore di picco.

Possiedo un telefono senza fili di tipo standard che per essere ricaricato deve essere riposto nella propria sede dell'unità base; il problema è che per la ricarica bisogna spostare un piccolo interruttore sul portatile e così facendo si esclude totalmente la suoneria. Avendo in casa solo il cordless, durante la carica non posso sapere se mi arriva una chiamata, perciò non riesco a rispondere. Quello che mi serve è una suoneria supplementare da collegare direttamente sui morsetti di entrata della linea del telefono. Avete qualcosa da suggerirmi, senza che debba per forza usare una suoneria Telecom?

Circuiti elettronici che funzionano da avvisatori di chiamata ce n'è "a bizzeffe", di vario genere e costo; uno semplicissimo e tutto sommato economico puoi realizzarlo seguendo lo schemino illustrato qui: in pratica come segnalatore usiamo un cicalino piezoelettrico dotato di oscillatore interno. Il circuito si collega in parallelo al telefono, cioè direttamente tra i due fili della linea, e da essa preleva l'alternata (80 Veff. a 25 Hz) che arriva dalla centrale telefonica in occasione di ogni chiamata; la tensione passa dal condensatore, che pure la attenua leggermente a causa della propria reattanza, ed alimenta il cicalino. Il diodo Zener serve a limitare la tensione che alimenta il bipolo composto dal cicalino e dalla resistenza da 100 ohm, raddrizzandola nel contempo, in modo che giunga con la giusta polarità al cicalino stesso. Il circuito non assorbe corrente se non durante l'arrivo delle chiamate, quindi non carica la linea a riposo, e tantomeno nelle conversazioni.



LINE DRIVER IN CLASSE A PURA

Per portare i segnali da un mixer agli stadi di potenza senza raccogliere tutti i disturbi che si trovano per strada non c'è che una soluzione: la linea bilanciata. In questo articolo vi spieghiamo come realizzare un convertitore capace di pilotare le linee audio dei sistemi professionali con l'uscita sbilanciata di qualsiasi dispositivo BF.

di Marco Galloni

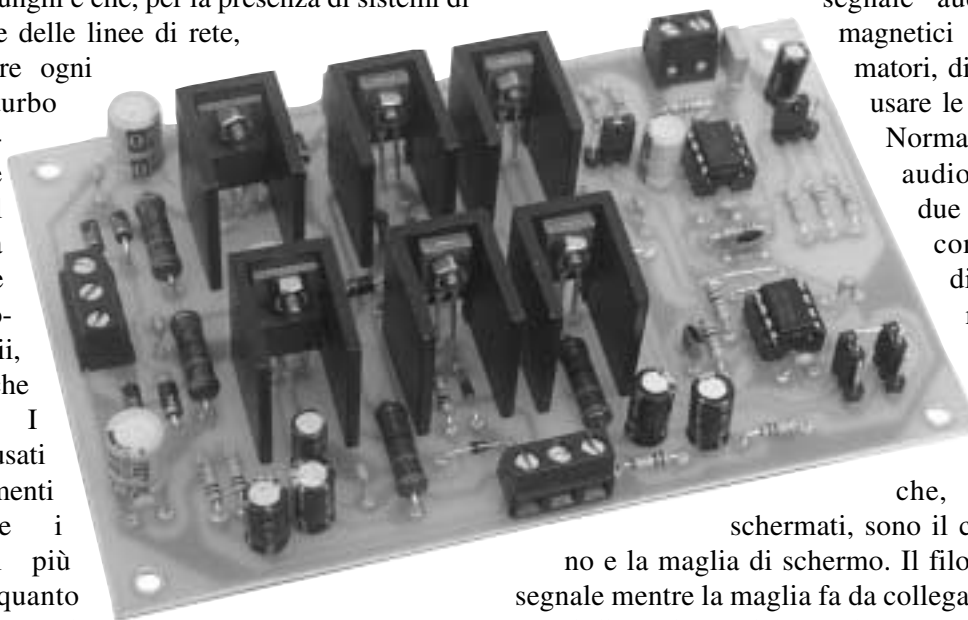
Nei sistemi per amplificazione professionale, per pubbliche manifestazioni, si pone spesso il problema di come portare i segnali dal mixer agli stadi di potenza e ai diffusori amplificati; i grandi palchi dei concerti all'aperto o quelli, più piccoli, dei teatri, sono tutti accomunati dalle stesse difficoltà: la distanza tra le sorgenti di segnale (mixer, banchi di regia) e i gruppi di potenza costringe a tirare cavi di collegamento audio spesso troppo lunghi e che, per la presenza di sistemi di illuminazione e delle linee di rete, possono captare ogni tipo di disturbo sovrapponendolo al segnale musicale. Il risultato è una riproduzione affetta da rumori quali crepitii, ronzii, e scariche di vario tipo. I normali cavi usati per i collegamenti audio, anche i migliori e i più costosi, per quanto schermati, non assicurano la totale immunità dai disturbi; mentre nell'alta fedeltà domestica i fili sono relativamente corti e la quantità di disturbi sovrapposta al segnale è sempre modesta e praticamente inavvertibile, nell'audio pro-

fessionale, dove i collegamenti sono lunghi parecchi metri, la quantità di disturbi che si sovrappone al segnale diviene considerevole e fastidiosa. Se poi consideriamo che nelle pubbliche esecuzioni e nelle discoteche i segnali vengono amplificati fortemente, non ci vuol molto ad immaginare il risultato del mix tra suoni e disturbi: un vero disastro! Nell'audio professionale c'è

un solo modo per preservare il segnale audio dai campi magnetici esterni (trasformatori, dimmer luci, etc): usare le linee bilanciate.

Normalmente i segnali audio viaggiano su due fili, di cui uno comune a tutti i dispositivi, ovvero il conduttore di massa: ogni canale audio ha due fili di collegamento che, usando cavi

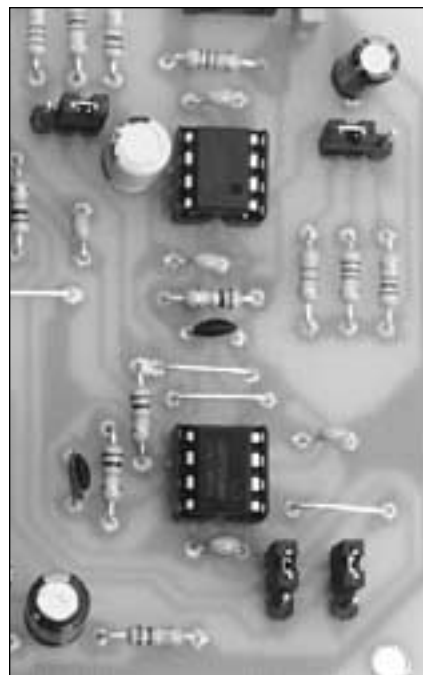
schermati, sono il conduttore interno e la maglia di schermo. Il filo interno porta il segnale mentre la maglia fa da collegamento di massa: così i disturbi elettrici che si presentano nell'ambiente in cui si trova il cavo, secondo il principio della "gabbia di Faraday", corrono lungo lo schermo e da esso si scaricano sulla massa dei circuiti. Dato che, per quanto ben fatta, la schermatura lascia passa-



perché si sbilancia

E' una soluzione, lo diciamo per dovere di obiettività, che non abbiamo inventato noi. Esiste sin dagli albori dell'elettronica audio. Anzi, per essere precisi è stata inventata dai pionieri della telefonia, ed è in questo campo ancor oggi utilizzata, perlomeno nelle linee telefoniche tradizionali (non digitali). Nelle illustrazioni vediamo gli schemi di principio di una linea sbilanciata e bilanciata. Una linea sbilanciata è formata da un conduttore interno, il cosiddetto "polo caldo", e da una calza schermo che lo avvolge. Questa calza serve per impedire a eventuali disturbi esterni di intrufolarsi nel conduttore caldo. Poniamo adesso il caso che un disturbo elettromagnetico - il flusso disperso di un trasformatore, per esempio - eluda la sorveglianza della calza schermo e s'introduca nel conduttore caldo. L'apparecchiatura che riceve la linea (A1) - un amplificatore, un preamplificatore o qualsiasi altro processore di segnale - non è in grado di distinguere il segnale dal rumore, e amplifica (o processa) entrambi. Risultato: dagli altoparlanti udremo un ronzio più o meno forte e fastidioso, a seconda del guadagno dello stadio A1. Ammesso e non concesso che inconvenienti del genere siano tollerabili nel settore domestico o amatoriale, non lo sono affatto in quello professionale. Qui vige l'obbligo delle linee bilanciate, delle quali andiamo subito a spiegare il funzionamento. Nel cavo ci sono due conduttori, circondati dalla solita calza. Su questi conduttori il segnale viaggia in opposizione di fase: 0° sul cosiddetto "polo caldo", 180° sul "freddo". Notare prima di tutto che il ritorno del segnale non avviene attraverso la calza, che serve pertanto unicamente da schermo. Non esiste perciò il pericolo che disturbi e segnale di ritorno si confondano. Supponiamo ora che anche in questo caso un disturbo elettromagnetico oltrepassi la calza. Esso finirà in entrambi i conduttori, sui quali viaggerà in fase. Al termine della linea bilanciata troviamo un amplificatore differenziale, circuito in grado di amplificare i segnali che si presentano sui suoi due ingressi come diversi, e di attenuare quelli uguali. Avrete già capito che l'amplificatore differenziale vedrà come "diversi" i due segnali in opposizione di fase, mentre considererà "uguali" i disturbi, dal momento che si trovano in fase. Questi ultimi verranno pertanto eliminati, o quantomeno fortemente ridotti. La capacità di reiezione dei segnali di modo comune (leggi: disturbi introdottisi lungo la linea) di un amplificatore differenziale si chiama CMRR, che sta per "rapporto di reiezione di modo comune". Più è elevato il valore, espresso in "dB", maggiore è questa capacità. Facciamo notare che in molti casi, specie nell'audio professionale, si utilizzano dei trasformatori come ricevitori di linea bilanciata. Hanno il vantaggio di garantire l'isolamento galvanico tra gli apparecchi e di separarne le masse: è il modo migliore per eliminare i ground loop.

collegamento bilanciato impiega tre fili: due trasportano il segnale ed uno è il riferimento, cioè la massa; definiamo bilanciata la linea in questione, perché il segnale audio è composto in realtà da due segnali, identici in frequenza ed in ampiezza, ma opposti di fase rispetto alla massa. Con questo sistema basta collegare i fili di segnale agli ingressi di un amplificatore differenziale per ottenere un solo segnale, pulito da ogni disturbo: infatti, poiché si presume che i disturbi influenzino in ugual misura i conduttori di segnale, vengono sommati algebricamente dal differenziale e si annullano reciprocamente, lasciando soltanto il segnale vero e proprio. Ecco dunque perché proponiamo il progetto di un bilanciatore/pilota di linea (Line Driver): un circuito capace di convertire il segnale in arrivo da una linea sbi-

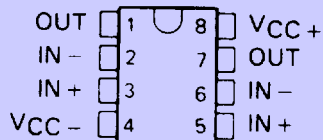


re comunque qualche disturbo, per elevare il grado di immunità si ricorre alla cosiddetta linea bilanciata: in essa

il segnale audio viaggia in opposizione di fase su due fili, rispetto ad un conduttore comune di massa. In pratica un

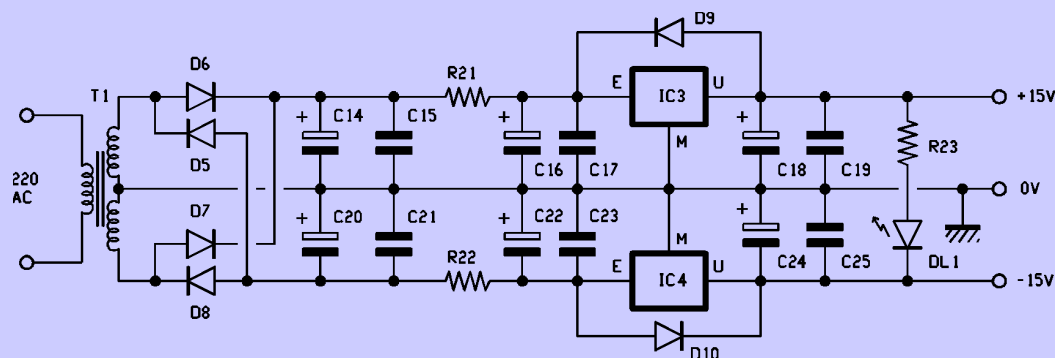
lanciata in uno bilanciato, che viaggia su tre fili. Questo convertitore/driver ha una caratteristica unica nel suo genere:

pin-out e caratteristiche tecniche dell'NE5532



PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE5532			NE5532A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew rate at unity gain		9			9		V/μs
	Overshoot factor		10%			10%		
V_n	Equivalent input noise voltage		8			8	10	nV/√Hz
	$f = 30 \text{ Hz}$		5			5	6	
I_n	Equivalent input noise current		2.7			2.7		pA/√Hz
	$f = 1 \text{ kHz}$		0.7			0.7		

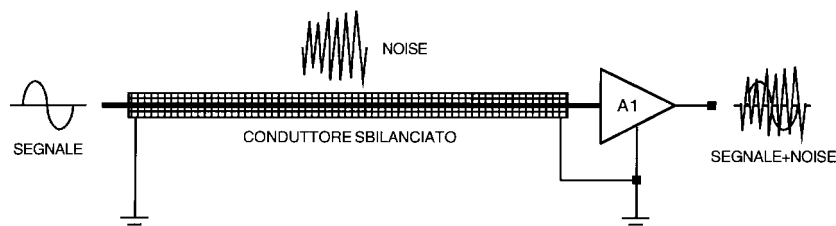
schema elettrico della sezione di alimentazione



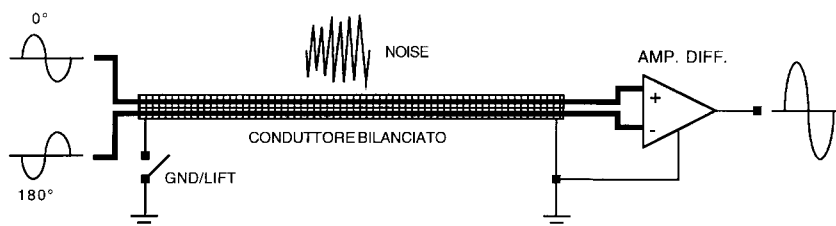
gli stadi finali in classe A pura a elevata corrente, che permettono di pilotare cavi di lunghezza chilometrica. Si tratta perciò di un dispositivo professionale, che oltre a bilanciare una linea rinforza il segnale compensandone le perdite derivanti dall'impiego di collegamenti troppo lunghi. L'uso è molto

dall'uscita si può partire con un cavo a due fili più schermo, verso i componenti dell'amplificazione, purché provvisti di ingresso bilanciato. Il dispositivo è adatto sia per collegare l'uscita di un mixer agli stadi di potenza o ai diffusori amplificati, ma anche per collegare ad esempio una tastiera o un altro

consigliato e conveniente quando il segnale si trovi a passare in zone ad alto rischio di interferenze elettromagnetiche (accanto a trasformatori o dimmer, oppure in prossimità degli alimentatori switching dei computer) allorché i comuni conduttori sbilanciati mostrano tutti i loro limiti. Il progetto che andiamo a proporvi si chiama "Line Driver", cioè pilota di linea; potremmo anche chiamarlo "bilanciante di linea", dato che converte in bilanciato il segnale proveniente da un canale sbilanciato. In commercio ne esistono diversi, ma hanno il difetto di costare molto (in alcuni casi anche troppo) e di non avere sovente caratteristiche di versatilità e qualità audio entusiasmanti. La particolarità di quello che proponiamo sta in tre punti: 1) dispone di stadi di uscita in classe A ad alta corrente, che gli permettono di pilotare cavi lunghi chilometri senza alcun problema; 2) non si limita a bilanciare i segnali, ma funziona anche da preamplificatore a guadagno variabile; 3) è in grado di attenuare i segnali troppo forti, così da poterli applicare agli ingressi microfonici dei banchi di regia. Vediamo il circuito elettrico nei dettagli. Il segnale sbilanciato viene applicato all'ingresso IN; C1 blocca eventuali componenti continue e R1 fissa l'impedenza di ingresso in circa 1



Schema di principio di una linea sbilanciata; lo stadio ricevitore (A1) non è in grado di distinguere il segnale dal disturbo, e amplifica entrambi.

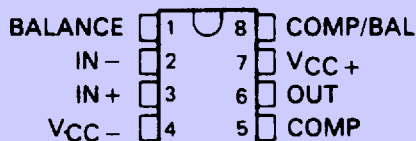


Nella linea bilanciata il disturbo, elusa la sorveglianza della calza schermo, viaggia in fase lungo i due conduttori e viene eliminato dall'amplificatore differenziale.

semplice: l'ingresso audio IN si collega con un connettore a qualunque fonte BF con uscita tradizionale sbilanciata:

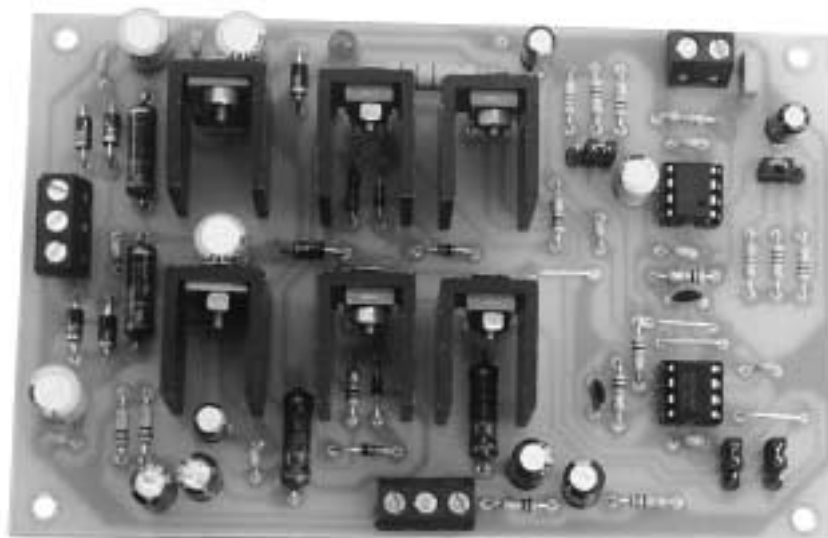
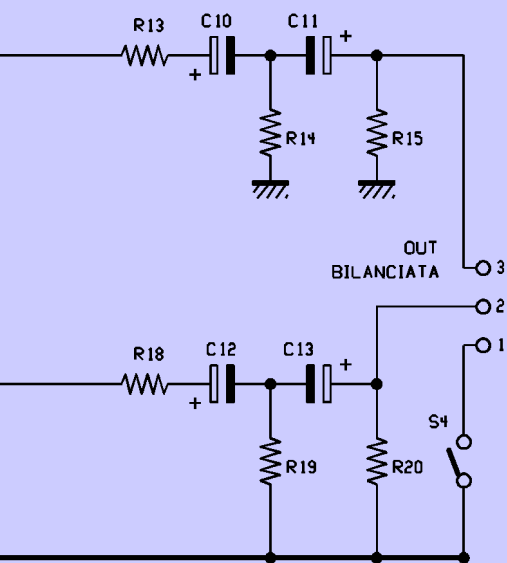
strumento musicale elettronico al banco di regia posto a grande distanza. In ogni caso l'impiego del line-driver è

NE5534, piedinatura e prestazioni



PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5534, NE5534			SE5534A, NE5534A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew rate at unity gain		13			13		V/μs
	$C_C = 22 \text{ pF}$		6			6		
t_r	Rise time		20			20		ns
	$V_I = 50 \text{ mV}$, $A_{VD} = 1$, $R_L = 600 \Omega$, $C_C = 22 \text{ pF}$							
	Overshoot factor		20%			20%		
	$C_L = 100 \text{ pF}$							
t_r	Rise time		50			50		ns
	$V_I = 50 \text{ mV}$, $A_{VD} = 1$, $R_L = 600 \Omega$, $C_C = 47 \text{ pF}$							
	overshoot factor		35%			35%		
V_n	Equivalent input noise voltage		7		5.5	7		nV/√Hz
	$f = 1 \text{ kHz}$		4		3.5	4.5		
I_n	Equivalent input noise current		2.5		1.5			pA/√Hz
	$f = 30 \text{ Hz}$							
	$f = 1 \text{ kHz}$		0.6		0.4			
F	Average noise figure				0.9			dB
	$R_S = 5 \text{ k}\Omega$, $f = 10 \text{ Hz to } 20 \text{ kHz}$							

schema elettrico del Line Driver



Il circuito del Line Driver a montaggio ultimato. Sono stati previsti dei morsetti a vite a cui dovremo collegare il deviatore S4, il secondario del trasformatore T1, e i connettori di ingresso e di uscita che devono essere di tipo jack o pin jack.

luta. Bisogna sapere infatti che non esiste una normativa rigorosissima, in materia di cavi e connettori bilanciati. Alcuni costruttori di processori di segnale assegnano il polo caldo al pin 2 e il freddo al 3, altri (specie negli U.S.A) fanno il contrario. Fortunatamente la calza schermo è sempre collegata al pin 1; su questo

non ci sono dubbi. Il doppio deviatore S3 fa capo a quelli che probabilmente sono gli stadi più interessanti di tutto il progetto: i due amplificatori in classe A costruiti attorno a TR1, TR2, TR3 e TR4. Si tratta di veri e propri miniamplificatori di potenza, con una non trascurabile portata in corrente (50mA ciascuno). Ciascun amplificatore è in

grado di dare circa 10V RMS su 600 Ohm, e quel che più conta: in classe A pura! Ricordiamo che la classe A è da molti considerata il massimo, in quanto a fedeltà e qualità del suono. Classe A significa che i transistor finali sono polarizzati in modo da non andare mai in interdizione, il che elimina le distorsioni al passaggio dello zero (crosso-

COMPONENTI

R1: 1 Mohm
R2: 1 Kohm
R3: 1 Mohm
R4: 4,7 Kohm
R5: 10 Kohm
R6: 10 Kohm
R7: 1 Kohm
R8: 100 Ohm
R9: 10 Kohm
R10: 10 Kohm
R11: 10 Kohm
R12: 12 Ohm
R13: 22 Ohm 2 Watt
R14: 100 Kohm
R15: 100 Kohm
R16: 10 Kohm
R17: 12 Ohm
R18: 22 Ohm 2 Watt
R19: 100 Kohm
R20: 100 Kohm

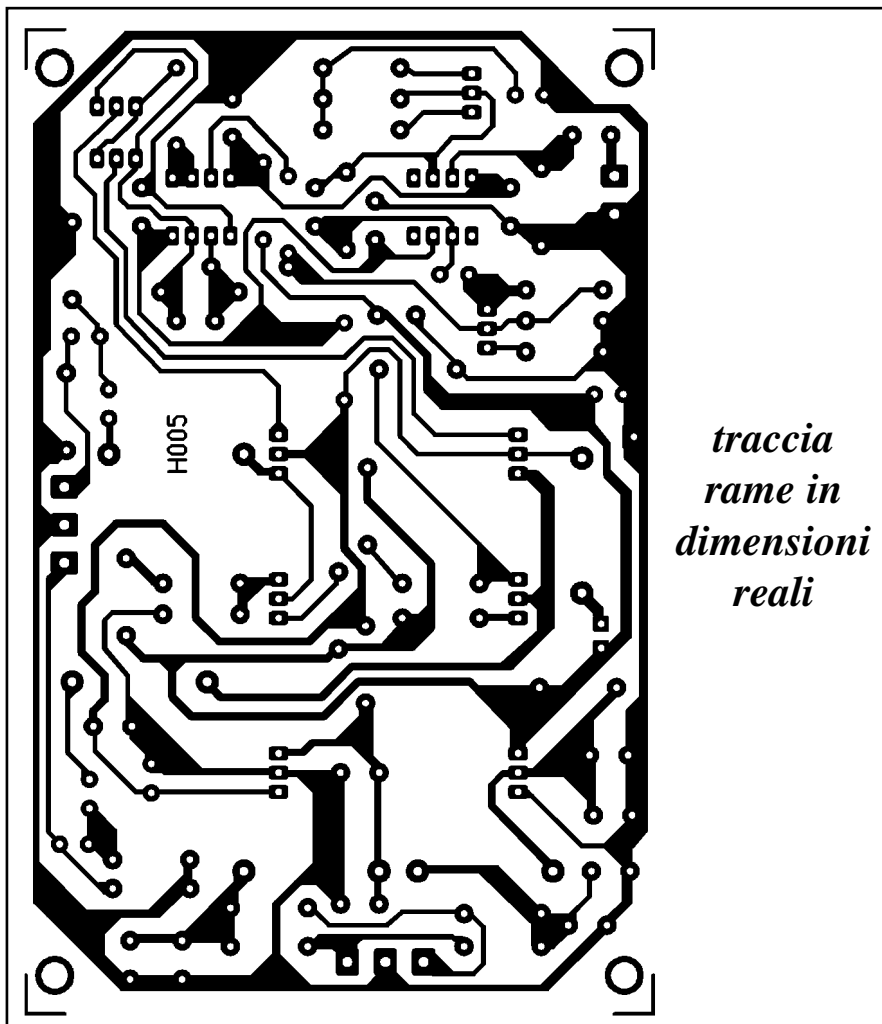
R21: 22 Ohm 2 Watt
R22: 22 Ohm 2 Watt
R23: 3,9 Kohm 2 Watt
C1: 100 nF polipropilene o poliestere
C2: 10 µF 35V
C3: 47 pF ceramico
C4: 100 nF poliestere 63V
C5: 100 nF poliestere 63V
C6: 47 µF 25V
C7: 100 nF poliestere 63V
C8: 47 pF ceramico
C9: 100 nF poliestere 63V
C10: 100 µF 100V
C11: 100 µF 100V
C12: 100 µF 100V
C13: 100 µF 100V
C14: 220 µF 63V
C15: 100 nF poliestere 63V
C16: 220 µF 63V
C17: 100 nF poliestere 63V
C18: 1 µF 35V

C19: 100 nF poliest. 63V
C20: 220 µF 63V
C21: 100 nF poliest. 63V
C22: 220 µF 63V
C23: 100 nF poliest. 63V
C24: 1 µF 35V
C25: 100 nF poliest. 63V
D1: 1N4148
D2: 1N4148
D3: 1N4148
D4: 1N4148
D5: 1N4007
D6: 1N4007
D7: 1N4007
D8: 1N4007
D9: 1N4007
D10: 1N4007
DL1: LED verde
TR1: BD139
TR2: BD139
TR3: BD139
TR4: BD139

IC1: NE5534
IC2: NE5532
IC3: 7815
IC4: 7915
S1: Jumper da c.s. 3 pin
S2: Jumper da c.s. 3 pin
S3A: Jumper da c.s. 3 pin
S3B: Jumper da c.s. 3 pin
S4: Interruttore
S5: doppio interruttore per tensione di rete
T1: trasformatore 2x15V/30VA

Varie:

- Dissipatore per TO220 (6 pz.);
- Zoccolo 4+4 pin (2 pz.);
- Morsetto 2 poli;
- Morsetto 3 poli (2 pz.);
- Stampato cod. H005.



*traccia
rame in
dimensioni
reali*

nettore XLR, in modo da interrompere eventuali "anelli", assai frequenti nell'uso live. L'alimentatore è un classico power supply con regolatori integrati, in grado di fornire una tensione duale di $\pm 15V$, indispensabile per far lavorare gli operazionali con il dovuto margine dinamico. La costruzione del nostro Line Driver non presenta grossi problemi. Sullo stampato, a singola faccia, trovano posto tutti i componenti, eccezion fatta per i connettori di ingresso e d'uscita, per il deviatore S4, e per il trasformatore T1. A proposito di connettori: raccomandiamo di usare jack (o pin jack) isolati dal telaio, in teflon. Regolatori, integrati e transistor finali (e cioè i seguenti componenti: IC3, IC4, TR1, TR2, TR3, TR4) vanno dotati di aletta di raffreddamento, perché scaldano, e non poco. Non occorrono grandi alette; saranno sufficienti quelle "a clip" o a vite per contenitore TO-220. Il conduttore centrale di rete (terra) va collegato al telaio metallico. Nello stesso punto (ma proprio nello stesso punto!) andrà collegata la pista di massa, tramite un cavetto che parte dalla piazzola in prossimità dell'ingresso di segnale. Altra raccomandazione: collocate il trasformatore il più distante possibile dall'ingresso, l'ele-

come impiegarlo

Ed ora un paio di idee su come utilizzare il nostro circuito. La funzione principale, quella di bilanciatore di linea, trova soprattutto impiego nel live. Avete presenti i megaconcerti, quelli in cui il palco dista decine e decine di metri dal banco di regia? Ebbene, non è neanche pensabile di effettuare tra palco e mixer dei collegamenti sbilanciati; capterebbero tutti i disturbi del mondo. Qualsiasi strumento o sorgente di segnale (chitarra, basso, tastiere, campionatori etc.) potrà essere bilanciata mediante il nostro Line Driver. Grazie all'attenuatore si potranno collegare segnali a livello linea direttamente sugli ingressi microfonici, senza saturarli. Può d'effetti capitare, specie con mixer economici o anziani, che i soli ingressi bilanciati disponibili siano appunto quelli microfonici. Altro settore di impiego: gli studi di registrazione. Non c'è bisogno di ricordare che in questo campo la qualità audio e l'assenza di rumori sono di importanza vitale. Occorre bilanciare tutte le linee che dalle sale secondarie arrivano al mixer di regia, e il nostro Line Driver è proprio quel che ci vuole. Basterà realizzarne tanti esemplari quante sono le linee da bilanciare. L'apparecchio può anche essere utilizzato per elevare i segnali semipro e consumer (-10 dBm) fino ai +4 dBm delle apparecchiature professionali. Per far questo basta agire sul deviatore che regola il gain, S1. I +20 dB corrispondono a un'amplificazione (in tensione) di 10 volte, per cui un segnale da 100÷150mV verrà portato a circa 1÷1,5V. Facciamo notare che i controlli di guadagno e attenuazione possono essere combinati, così da avere posizioni intermedie: +10 dB di gain con -20 dB di attenuazione, per esempio, corrispondono a -10 dB complessivi. Ancora: +10 dB di gain e -40 dB di attenuazione, fanno un totale di -30 dB. Per finire, un avvertimento. Non sbilanciate mai (mai!) l'uscita del Line Driver collegando a massa il polo freddo (pin n.3) come purtroppo spesso si vede fare; l'uscita del Line Driver deve essere collegata esclusivamente ad ingressi bilanciati.

ver) tipiche delle altre classi di funzionamento. Le resistenze R13 e R18 fissano l'impedenza di uscita, mentre i condensatori C10, C11, C12 e C13

fanno sì che eventuali tensioni phantom applicate sull'uscita non raggiungano i transistor finali. Il deviatore S4 apre il collegamento di massa del con-

vata impedenza di quest'ultimo favorisce la ricezione dei flussi dispersi. Per questo motivo è consigliabile l'impiego di un trasformatore toroidale.

Telecamere B/N e a colori

CCD COLORI (SONY) DA ESTERNO CON IR



Grazie al grado di protezione IP65, questa telecamera a tenuta stagna è particolarmente indicata per riprese all'esterno. Completa di illuminatore IR con portata di 30 metri. Funzione day & night. Attivazione automatica dell'illuminatore in presenza di scarsa luminosità. CCD 1/3" Sony Super HAD; risoluzione: 420 linee TV; sensibilità 1 Lux (F2.0) / 0 Lux (IR ON); AGC; ottica: f=6,0 mm F1.5; apertura angolare 53°; alimentazione 12 Vdc; assorbimento: 300 mA/500 mA. Dimensioni 76 (dia) x 113 (L) mm.

CAMCOLBUL9 € 134,00

CCD COLORI DA ESTERNO



Telecamera CCD a colori resistente agli agenti atmosferici munita di custodia in alluminio e staffa di fissaggio. Viene fornita completa di adattatore da rete. CCD 1/4"; 500 x 582 pixel; sincronismo: interno; risoluzione orizzontale: 420 linee TV; uscita segnale video: 1.0 Vpp 75 ohm composito; sensibilità: 0,8 lux (F1.2); regolazioni automatiche: esposizione, guadagno, correzione gamma, bilanciamento del bianco; ottica: f=3,6 mm.

CAMCOLBUL4L € 110,00

CCD COLORI A TENUTA STAGNA



Ideale per operare in ambienti ostili quali il controllo di tubature, pozzi, ecc. Grazie all'illuminatore a luce bianca (6 led incorporati) consente riprese anche in condizioni di buio assoluto alla distanza di 1+2 metri. CCD 1/4" Sharp; AGC; 290K pixel; sensibilità: 3 Lux (F=1.2); auto iris; ottica: f=3,6mm / F=2; apertura angolare: 68°; alimentazione: 12 Vdc; assorbimento: 120 mA; dimensioni: 36,5 (diam.) x 63,6 mm. Completa di cavo e staffa.

FR178 € 180,00

CCD COLORI SUBACQUEA



Telecamera a colori subacquea particolarmente indicata per essere fissata sul fondo di una barca e permette riprese subacquee fino a 20 metri. CCD da 1/3"; 500x582 pixel; 420 linee TV; uscita video composito 1 Vpp 75 ohm; illuminazione minima: 0,05 Lux con AGC attivo; obiettivo: f= 3,6mm F2.0; temperatura di funzionamento: -15 ÷ +55°C; consumo: 2.1W; dimensioni: 28mm (Dia) x 105mm (L). Completa di staffa di fissaggio.

FR130 € 235,00

CCD COLORI SUBACQUEA CON ILLUMINATORE



Telecamera subacquea a colori con DSP per impieghi all'interno, esterno e sott'acqua fino a 30 metri di profondità. Sistema automatico di accensione dei led IR tipo CDS. I led si accendono automaticamente sotto una precisa soglia di luminosità; con i led accesi la telecamera funziona in B/N. CCD da 1/3"; Pixel effettivi: 500(H) x 582(V); 420 TV linee; sensibilità: 0,05 Lux (IR off); 0 Lux (IR on); ottica: 6.0mm / F2.0.

FR271 € 336,00

CCD COLORI CON ATTACCO C/C S



È la classica telecamera per videosorveglianza da interno (o esterno con appropriato contenitore stagno) in grado di accogliere qualsiasi ottica con attacco C/C S (da scegliere in funzione delle proprie esigenze). CCD Sony 1/3" PAL; risoluzione: 420 linee TV; sensibilità: 1 Lux (F=2.0); AGC; presa per obiettivi auto-iris; alimentazione: 12 Vdc (150 mA) o 220 Vac (3W); peso: 345 grammi, dim.: 108 x 62 x 50mm (12Vdc); peso: 630 grammi, dim.: 118 x 62 x 50 mm (220 Vac). Senza obiettivo.

FR110 (Alimentata a 12Vdc) € 120,00 - FR110/220 (Alimentata a 220Vac) € 125,00

CCD COLORI DOME DA SOFFITTO



Telecamera CCD a colori con contenitore a cupola da fissare al soffitto. CCD 1/4"; 380 linee TV; sensibilità: 1 Lux; otturatore elettronico: Auto iris; shutter: 1/50 ÷ 1/100.000; uscita video: 1 Vpp a 75 Ohm composito; ottica: f 3,6 mm / F 2.0; tensione di alimentazione: 12 Vdc. Dimensioni: 87 (Dia) x 57 (H) mm; peso: 180 grammi.

FR156 € 110,00

CCD COLORI MINIATURA



Microtelecamera CCD a colori completa di contenitore che ne permette il fissaggio su qualsiasi superficie piana. CCD 1/4"; risoluzione: 330 linee TV, 270.000 pixel; sensibilità: 1 Lux (F1.2); apertura 56°; standard PAL; otturatore elettronico: auto iris; shutter: 1/50 ÷ 1/100.000; rapporto S/N: >45dB; gamma: 0,45; uscita video: 1Vpp a 75 ohm; ottica: f=3,6 mm / F2.0; alimentazione: 12Vdc; dimensioni: 37 x 39,6 x 31,2 mm; peso: 65g.

FR151 € 92,00

CMOS COLORI MINIATURA CON AUDIO



Minitelecamera a colori realizzata in tecnologia CMOS completa di microfono. Sensore 1/3" PAL; risoluzione: 270.000 pixel, 300 linee TV; sensibilità: 7 Lux (F=1.4); AGC; shutter: 1/50 ÷ 1/15.000; uscita video: 1 Vpp a 75 Ohm; uscita audio: 3 Vpp a 600 Ohm; ottica: f=7,8 mm / F=2.0; apertura angolare: 56°; alimentazione: 12Vdc; dimensioni: 31 x 31 x 29 mm; peso: 64g.

FR152 € 62,00

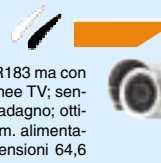
CMOS COLORI CON AUDIO



Telecamera a colori in tecnologia CMOS con contenitore metallico, staffa di fissaggio e microfono ad alta sensibilità. CMOS 1/3"; risoluzione orizzontale: 320 linee TV; sensibilità: 3 Lux / F1.2; uscita video: 1 Vpp su 75 Ohm; ottica: f=3,8mm F=2.0; apertura angolare: 68°; audio: microfono ad alta sensibilità; uscita audio: 1 Vpp/10 Kohm; tensione di alimentazione: 6 VDC/200mA (Alimentatore da rete compreso); dimensioni: 25 x 35 x 15 mm.

FR259 € 29,00

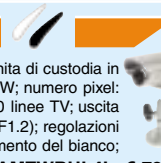
CCD B/N DA ESTERNO CON IR



Stesse caratteristiche funzionali e uguali dimensioni del modello FR183 ma con elemento di ripresa in bianco e nero. CCD 1/3"; risoluzione: 380 linee TV; sensibilità 0,25 Lux (F2.0)/0 Lux (IR ON); controllo automatico del guadagno; ottica: f=4,0 mm F2.0; apertura angolare 80°; uscita 1 Vpp su 75 Ohm. alimentazione 12 Vdc; consumo: 85 mA (IR OFF), 245 mA (IR ON). Dimensioni 64,6 (dia) x 105 (L) mm; peso 550g.

FR182 € 94,00

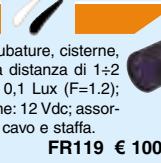
CCD B/N DA ESTERNO



Telecamera CCD bianco/nero resistente agli agenti atmosferici fornita di custodia in alluminio, staffa di fissaggio e adattatore da rete. CCD 1/3" LG B/W; numero pixel: 500 x 582 CCIR; sincronismo: interno; risoluzione orizzontale: 420 linee TV; uscita segnale video: 1.0 Vpp 75 ohm composito; sensibilità: 0,05 lux (F1.2); regolazioni automatiche: esposizione, guadagno, correzione gamma, bilanciamento del bianco; ottica: f=3.6 mm.

CAMZWBL4L € 73,00

CCD B/N A TENUTA STAGNA



Utilizzabile sia come telecamera da esterno che per ispezione di tubature, cisterne, ecc. Completa di illuminatore IR che consente riprese al buio alla distanza di 1+2 metri. CCD 1/3" Sony; AGC; risoluzione: 400 linee TV; sensibilità: 0,1 Lux (F=1.2); auto iris; ottica: f=3,6mm / F=2; apertura angolare: 92°; alimentazione: 12 Vdc; assorbimento: 150 mA; dimensioni: 36,5 (diam.) x 53,6 mm; completa di cavo e staffa.

FR119 € 100,00

CCD B/N SUBACQUEA



Microtelecamera resistente a 3 atmosfere; CCD da 1/3"; 500x582 pixel; 420 linee TV; uscita video composito 1 Vpp 75 Ohm; illuminazione minima: 0,01 Lux con AGC attivo; obiettivo: f=3,6mm F2.0; apertura 92°; temperatura di funzionamento: -15 ÷ +55°C; alimentazione: 12Vdc; assorbimento: 180 mA; dimensioni: 28mm (Dia) x 105mm (L). Completa di cavo coassiale lungo 30 metri, staffa di fissaggio e alimentatore rete. Peso: telecamera + staffa: 180g; cavo 30m.

FR129 € 150,00

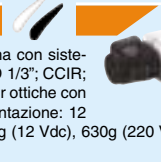
CCD B/N SUBACQUEA CON ILLUMINATORE



Telecamera subacquea B/N con DSP per impieghi all'interno, esterno e sott'acqua fino a 30 metri di profondità. Sistema automatico di accensione dei led IR tipo CDS. Il set comprende, oltre alla telecamera, una staffa di fissaggio, 30 metri di cavo RG58U ed un alimentatore che fornisce tensione tramite lo stesso cavo video. CCD 1/3"; 420 TV linee; sensibilità: 0,01 Lux (IR off); 0 Lux (IR on); ottica: 3.6mm / F2.0; Temperatura operativa: da -10°C a +50°C, umidità: < 90%RH.

FR273 € 246,00

CCD B/N CON ATTACCO C/C S



Simile come forma e dimensioni alla versione a colori (FR110) ma con sistema di ripresa in bianco e nero e quindi molto più economica. CCD 1/3"; CCIR; risoluzione: 380 linee TV; sensibilità: 0,5 Lux (F2.0); AGC; presa per ottiche con auto-iris VD/DD; uscita video composito: 1 Vpp / 75 Ohm; alimentazione: 12 Vdc o 220 Vac; temperatura operativa: -10°C ÷ +45°C; peso: 360g (12 Vdc), 630g (220 Vac); dimensioni: 118 x 62 x 50 mm. Senza obiettivo.

FR111 (alimentata a 12Vdc) € 56,00 - FR111/220 (alimentata a 220Vac) € 72,00

CCD B/N DOME DA SOFFITTO



Telecamera CCD 1/3" B/N con contenitore a cupola. CCD 1/3"; sensibilità: 0,25 Lux; otturatore elettronico: Auto iris; shutter: 1/60 ÷ 1/100.000; uscita video: 1 Vpp a 75 Ohm composito; ottica: f=3,6 mm / F 2.0; tensione di alimentazione: 12Vdc; dimensioni: 87 (Dia) x 58 (H) mm; peso: 96g.

FR155 € 66,00

CCD B/N SPY HOLE



Telecamera cilindrica B/N con obiettivo pinhole che consente di effettuare riprese attraverso fori del diametro di pochi millimetri. CCD Sony 1/3" CCIR; risoluzione: 290.000 pixel; sensibilità: 0,4 Lux; AGC; shutter: 1/50 ÷ 1/100.000; ottica f=3,7 mm F=3.5; tensione di alimentazione: 12Vdc; dimensioni: 23 (Dia) x 40 (H) mm; peso: 50g (118g compreso supporto).

FR134 € 80,00

CCD B/N MINIATURA CON AUDIO



Economica e versatile telecamera miniatura in B/N munita di uscita audio. CCD Sony 1/3" CCIR; sensibilità 0,1 Lux; 400 Linee TV; ottica: f=3,6mm, F=2.0; apertura angolare: 92°; shutter: 1/50 ÷ 1/100.000; BLC automatico; AGC; uscita audio: 3 Vpp / 600 ohm; guadagno audio: 40 db; alimentazione 12Vdc; assorbimento 110 mA; dimensioni: 31 x 31 x 29,5mm; peso: 46g.

FR161 € 55,00

**FUTURA
ELETTRONICA**

Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)

Tel. 0331/799775

Fax. 0331/778112

Maggiori informazioni e
schede tecniche
dettagliate sono
disponibili sul sito
www.futuranet.it

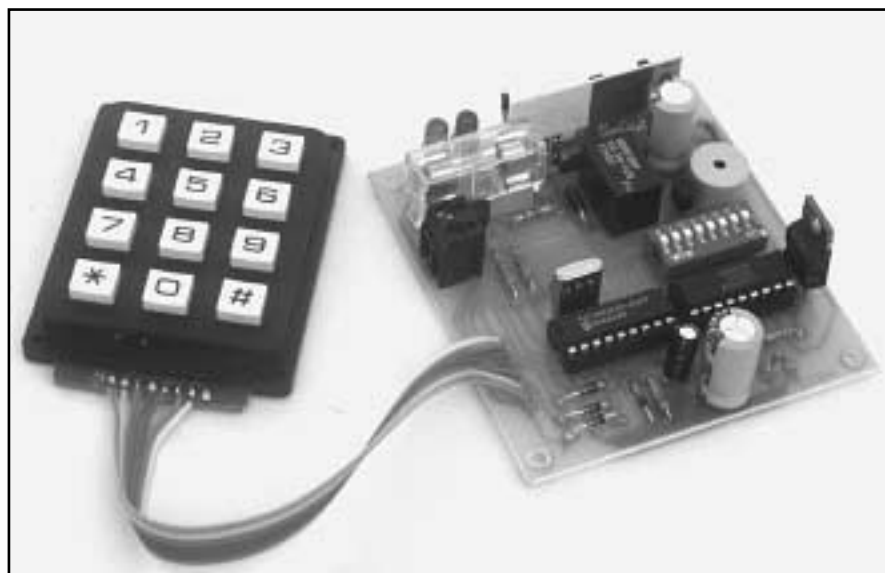
Tutti i prezzi sono da intendersi IVA inclusa.

CERCAPERSONE CODIFICATO A 16 CANALI

di Paolo Gaspari

Nella vita quotidiana, nel lavoro come in casa, può essere necessario dover rintracciare una persona per chiedergli qualcosa, perché deve rispondere al telefono, oppure solo per capire dov'è andata a finire: normalmente se si ha bisogno di qualcuno ci si alza dalla sedia e lo si va a cercare di persona, oppure lo si chiama ad alta voce; tuttavia se ci si trova in edifici particolarmente articolati, grandi, diventa difficile e secante muoversi continuamente alla ricerca di questo o di quello. Pensate ad esempio alla segretaria di un'azienda che riceve una telefonata indirizzata ad uno dei dipendenti: se questo ce l'ha di fronte gli fa un gesto e lo chiama, però se invece si tratta, ad esempio, di un tecnico in giro per i locali a fare la manutenzione delle

macchine, dove lo va a prendere? Certo chiamarlo ad alta voce non è proprio il massimo della "forma": le grida da mercato o da vicoli della città Partenopea sono sicuramente divertenti, ma in un ufficio non fanno proprio una bella impressione. Ecco quindi che bisogna ricorrere a qualcosa che possa chiamare la persona cercata con sicurezza, dovunque si trovi: questo qualcosa lo conosciamo bene con il nome di cercapersone. Il sistema più famoso è il Teledrin della ex Sip (ora Telecom Italia) il cercapersone per eccellenza: funziona tramite il telefono e dispone di un proprio numero; chiamandolo da un qualunque apparecchio emette un suono oppure vibra, avvisando la persona che lo porta con sé di contattare un certo numero. Questo è comun-



L'unità base permette di effettuare le chiamate verso i ricevitori portatili, grazie ad una codifica che consente di sfruttare un solo canale radio. L'attivazione della chiamata avviene semplicemente mediante una tastiera e tutte le funzioni logiche sono affidate ad un microcontrollore Microchip. La sezione RF dell'unità base fa capo ad un modulo ibrido quarzato con potenza di uscita di ben 400 mW.

Permette di chiamare a distanza fino a 16 diverse unità; il collegamento è effettuato via radio a 433,92 MHz, ed è codificato in modo da utilizzare un solo canale ed una sola unità base.

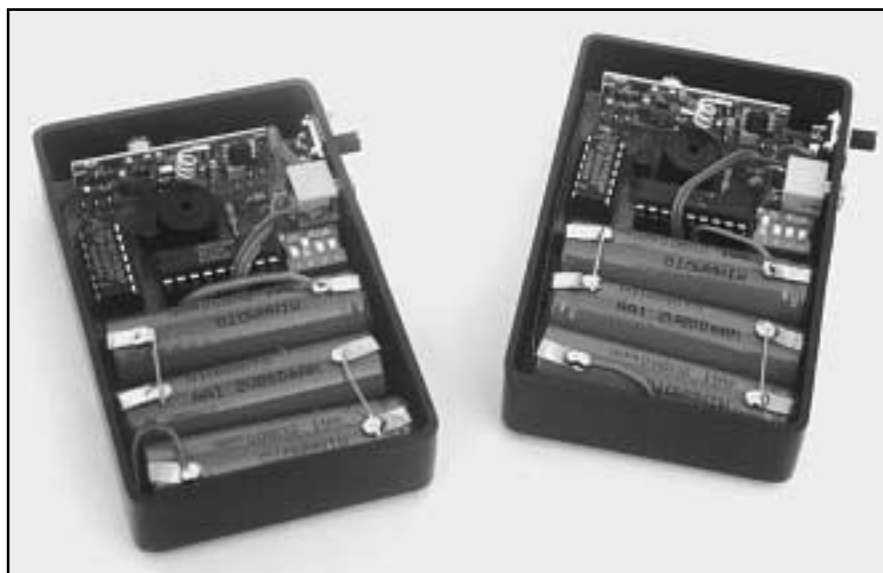
L'unità ricevente è tascabile ed è dotata di un segnalatore acustico che avverte della chiamata in corso.



que il cercapersone più sofisticato, perché consente di ricevere anche messaggi sul display e di localizzare una persona su tutto il territorio nazionale. Sistemi cercapersone un po' più semplici sono stati realizzati anche per la localizzazione in ambiti ristretti, in edifici o in precise aree: funzionano via radio ed hanno un collegamento diretto con l'unità che fa le chiamate, quindi non richiedono né telefoni né tantomeno linee. Possono chiamare da un solo ricevitore a tanti, con varie tecniche. In queste pagine proponiamo anche noi un cercapersone: si tratta di un sistema composto da un'unità base e da alcuni ricevitori tascabili; la base permette di effettuare le chiamate verso un numero massimo di 16 ricevitori, grazie ad una codifica che consente di sfrut-

tare un solo canale radio. Ogni unità ricevente è sintonizzata sul canale radio usato dalla base e, quando riceve il segnale contenente il proprio codice, attiva un cicalino che, suonando, avvisa la persona che lo porta con sé. Quando si sente l'avvisatore acustico significa che qualcuno ci sta cercando. Il sistema è molto semplice e si realizza con poca spesa: tuttavia nasconde una tecnologia d'avanguardia, indispensabile per ottenere i risultati che abbiamo ottenuto: guardando gli schemi della base e del ricevitore illustrati in queste pagine potrete già farvi un'idea: esaminandoli con noi ve ne convincerete. Prima di studiare i circuiti facciamo una premessa utile a chiarire che cos'è esattamente un cercapersone: per chi non lo sapesse, si tratta

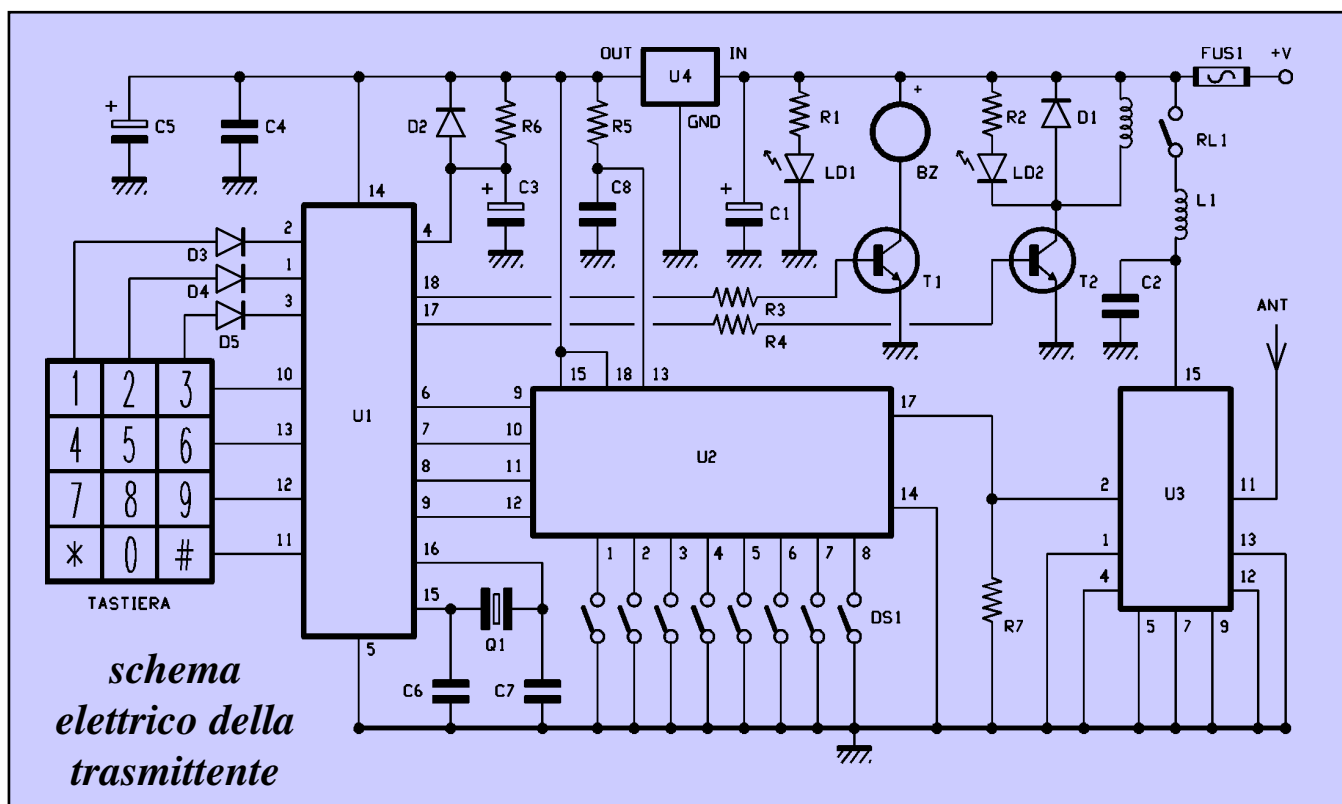
Il sistema prevede un massimo di 16 unità riceventi, ognuna sintonizzata sulla stessa frequenza radio usata dall'unità base. Le riceventi implementano una sezione RF superrigenerativa a bassissimo consumo (2 mA), un integrato di decodifica tipo UM86409, e un piccolo buzzer. Quest'ultimo viene attivato quando il codice del segnale radio ricevuto corrisponde a quello impostato sul dip-switch.



sostanzialmente di un radiocomando che consente di attivare a distanza una suoneria o altro tipo di segnalatore in grado di far capire a chi lo porta con sé che qualcuno, dall'unità base, lo cerca.

l'unità trasmittente del sistema, servendoci del suo schema elettrico: il circuito è stato realizzato per poter indirizzare, ovvero chiamare, fino a 16 canali differenti; è insomma un radiocomando

tori possano suonare per interferenze prodotte da segnali di apricancelli (notoriamente codificati con l'MM53200) ed altri radiocomandi; una seconda, a 4 bit (2 elevato 4 dà



Come in ogni radiocomando, esistono un trasmettitore ed un ricevitore solo che, a differenza dei radiocomandi standard, nel nostro caso l'unità trasmittente è fissa mentre la ricevente è portatile.

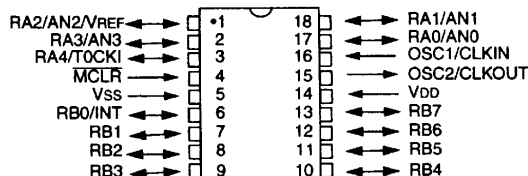
L'UNITA' TRASMITTENTE

Vediamo dunque la stazione base, cioè

a 16 canali, evidentemente codificato. Il sistema di codifica è basato sul tradizionale MM53200 della National Semiconductors, ovvero sull'UM3750 o UM86409 della UMC: consente un massimo di 4096 combinazioni ottenibili attribuendo 1 o 0 logico ai suoi 12 piedini di codifica (1÷12). Nel nostro caso abbiamo però una doppia codifica: una di base, comune a tutti i canali, indispensabile per evitare che i ricevi-

16...) per indirizzare i 16 dispositivi portatili del sistema. Il primo pezzo di codice, quello fisso (tipico del nostro sistema) è a 8 bit, e consente perciò 256 combinazioni. Il secondo viene invece impostato di volta in volta, a seconda del tasto che viene premuto: in pratica cambia in funzione della ricevente che si vuole chiamare. Poiché sarebbe stato difficile impostare i 4 bit dell'UM86409 (U2) con 16 pulsanti e contemporaneamente dare il comando di attivazione per effettuare le chiamate (la cosa avrebbe richiesto una complessa ed ingombrante matrice di diodi), abbiamo fatto ricorso ad un microcontrollore PIC16C620 che risolve brillantemente il problema: il micro serve in sostanza per realizzare le combinazioni dei 4 bit a seconda del tasto premuto. All'ingresso del micro è collegata una tastiera a matrice di 4 righe per 3 colonne mentre le uscite sono 6: 4 per i dati del codificatore e 2 per comandare un cicalino piezo ed il relè che serve ad attivare la sezione RF del circuito. Il flow-chart visibile in queste

il micro PIC16C620



Il circuito elettrico dell'unità trasmittente è stato ottimizzato al massimo grazie all'utilizzo di un microcontrollore PIC16C620. A quest'ultimo spetta il compito di gestire sia la tastiera con la quale si attivano le chiamate verso i ricevitori che la composizione del codice da parte dell'UM86409. Il PIC da noi utilizzato si presenta in un case da 9+9 pin e dispone di 13 linee di ingresso uscita, di 512 byte di memoria programma e di 80 byte di RAM.

dati tecnici del sistema

Il nostro cercapersone funziona via radio e consente di effettuare chiamate selettive verso un certo numero di unità portatili (verso una sola per volta) poste entro una zona di lavoro più o meno ampia; le sue caratteristiche di massima sono le seguenti:

- frequenza di lavoro di 433,92 MHz;
- portata media di 100 metri (oltre 300 m senza ostacoli);
- codice di sicurezza ad 8 bit (256 combinazioni);
- 16 canali codificati;
- comando a tastiera;
- 1 unità di chiamata con un massimo 16 ricevitori portatili con codice instabile a piacimento.

Quanto all'unità base (di chiamata) le caratteristiche sono:

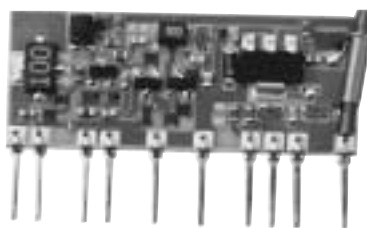
- alimentazione a 12 volt c.c. con assorbimento max. di 300 mA;
- codificatore a 256 combinazioni per il codice di sicurezza;
- tastiera a 12 tasti per chiamare le unità portatili, con possibilità di sospendere le chiamate;
- gestione delle chiamate a microcontrollore;
- trasmettitore ibrido quarzato da 400 mW operante a 433,92 MHz.

Le caratteristiche di ogni ricevitore sono:

- alimentazione a 3,6V con assorbimento massimo di 10 mA (tipico 2 mA a riposo);
- ricezione a 433,92 MHz con ibrido ad alta sensibilità (5 μ V);
- codice di sicurezza a 256 combinazioni;
- codice di identificazione a 16 combinazioni (0÷15).

pagine ci mostra come funziona il microcontrollore PIC16C620: subito dopo l'accensione e la sequenza di reset (gestita internamente al chip) inizializza le porte di I/O configurando come uscite (funzionanti in modo "sink") i piedini 1, 2 e 3, e come ingressi i pin 10, 11, 12 e 13; i primi tre sono collegati alle colonne della tastiera a matrice mentre i restanti 4 sono invece connessi alle rispettive righe. I piedini 6, 7, 8 e 9 del micro funzionano da uscite, e lo stesso vale per 17 e 18, che però lavorano ad erogazione di corrente. Configurate le porte il micro U1 resta in attesa, cioè continua ad aspettare che sulla tastiera venga premuto uno dei 12 tasti. Va notato il particolare meccanismo di gestione della tastiera: il micro attiva in sequenza le 3 uscite corrispondenti alle colonne, ovvero pone a zero logico uno dopo l'altro i piedini 2, 1, 3, verificando ogni volta se uno degli ingressi relativi alle righe (piedini 10, 11, 12, 13) viene forzato a zero logico. Questi ingressi sono tenuti normalmente a livello alto mediante

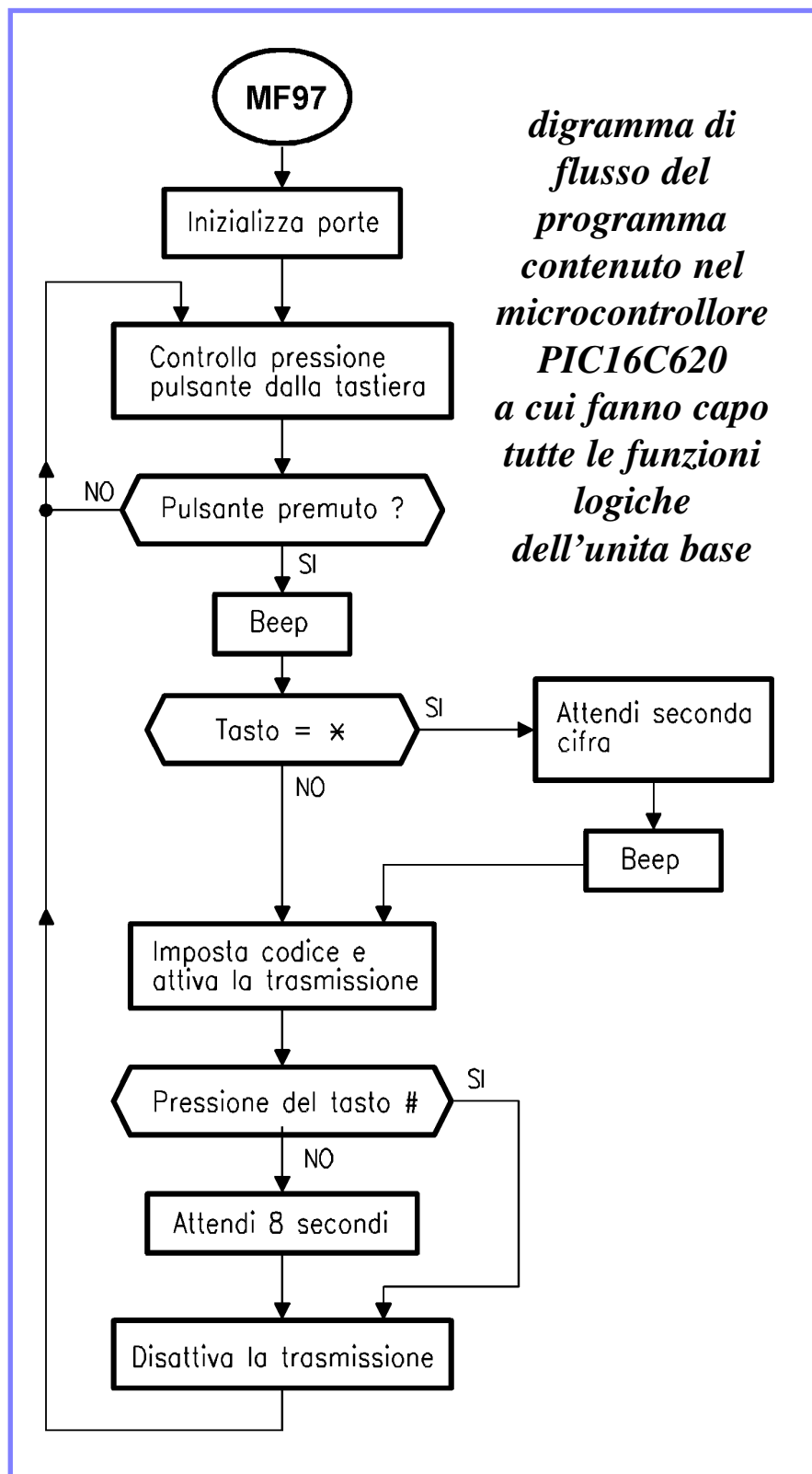
resistenze di pull-up interne al microcontrollore, perciò se assumono lo zero logico significa che è stato chiuso uno dei pulsanti. Per identificare quale pulsante viene chiuso di volta in volta il micro si riferisce al piedino di uscita attivato al momento: se ad esempio rileva lo zero logico al piedino 10 quando attiva l'uscita della colonna 1 (piedino 2), significa che è stato premuto il pulsante dell'1; già, perché



Pin-out del modulo Aurel
TX-SAW BOOST: 1-4-5-7-9-12-13
= GND; 2 = IN DATI (0-5 V); 11
= OUT ANTENNA; 15 = Vc +12V
(+18 V Max).



Sei un appassionato di elettronica e hai scoperto solo ora la nostra rivista? Per ricevere i numeri arretrati è sufficiente effettuare un versamento sul CCP n. 34208207 intestato a VISPA snc, v.le Kennedy 98, 20027 Rescaldina (MI). Gli arretrati sono disponibili al doppio del prezzo di copertina (comprensivo delle spese di spedizione).



significa che il piedino 1, in quel momento a livello basso, è stato collegato al 10, che perciò viene trascinato a livello basso. E' tutto chiaro? Torniamo adesso al diagramma di flusso e vediamo cosa avviene premendo un pulsante: in questo caso il microcontrollore comanda l'uscita facente capo al piedi-

no 18 ponendola a livello alto e mandando in saturazione T1, il quale alimenta il cicalino BZ facendolo suonare per un istante. Verifica quindi di quale tasto si tratta: se è uno dei numeri imposta la relativa combinazione sui 4 bit di uscita, ovvero sui piedini 9, 10, 11, 12 (ultimi 4 bit di codifica)

dell'UM86409 quindi pone a livello alto il proprio pin 17 e manda in saturazione T2; quest'ultimo alimenta la bobina del relè RL1 il cui scambio dà tensione al modulo ibrido che nel nostro circuito costituisce la sezione radio.

IL MODULO RF TRASMITTENTE

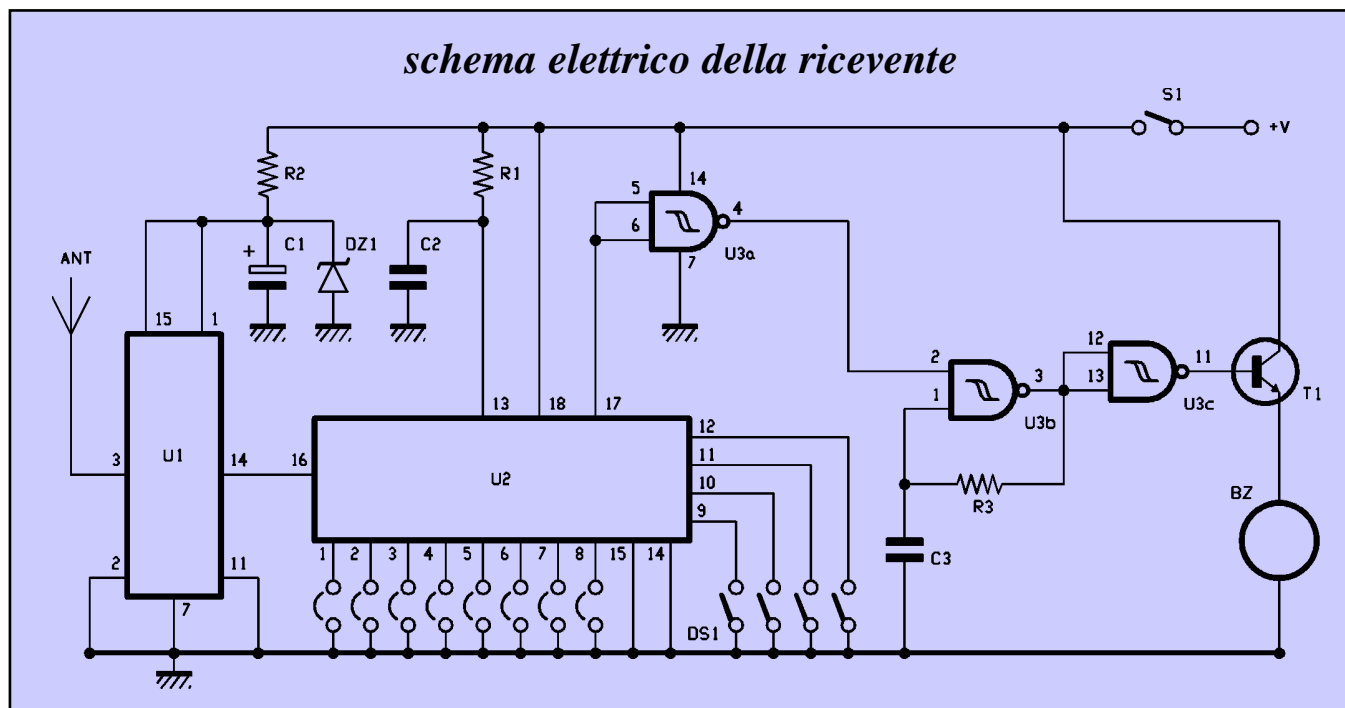
Il modulo è il TXSAW-boost, l'ibrido a 433,92 MHz di casa Aurel che abbiamo impiegato già in diversi dei nostri progetti (es. teleallarme per auto e microspia UHF): sviluppa in antenna una potenza RF di 400 mW e può essere pilotato tranquillamente con segnali a livello TTL quali quelli relativi al codice seriale prodotto dall'UM86409 (alimentato appunto a 5 volt) e trasferito dal piedino 17 di quest'ultimo direttamente al 2 (ingresso BF o dati) del modulo. In questo caso l'ibrido irradia nell'etere un segnale a 433,92 MHz codificato secondo quando imposto dall'encoder U2: notate a proposito che



l'UM86409 ha il piedino 15 a livello alto, quindi funziona da codificatore. L'ibrido U3 resta in trasmissione per circa 8 secondi, durante i quali genera il segnale RF diretto alle unità riceventi; trascorso il tempo il microcontrollore ripone a livello basso il proprio piedino 17 e lascia interdire T2, cosicché

comando del cicalino, perciò forza l'emissione di un altro beep, confermando l'acquisizione della seconda cifra; poi imposta i 4 bit di indirizzo dell'encoder U2 in funzione del numero risultante (es. *5 dà 15, quindi la combinazione binaria 0000) e procede ad attivare l'uscita (piedino 17) che comanda il relè. Il circuito attiva l'ibrido U3, che trasmette nell'aria circostante il segnale codificato. La procedura è la stessa vista per il caso precedente, cioè la trasmissione dura 8 secondi dopodiché il micro ripone a zero logico il proprio piedino 17 lasciando ricadere il relè e facendo spegnere la sezione RF. Al solito, terminata la sequenza di trasmissione, l'U1 torna ad aspettare che venga premuto un tasto. Va notato che è possibile arrestare in qualunque momento la sequenza di trasmissione, ovvero terminare a piacimento la fase di trasmissione del codice: guardando il flow-chart del software possiamo infatti vedere che dopo aver impostato il codice del ricevitore da chiamare ed aver attivato il modulo TX, il micro-

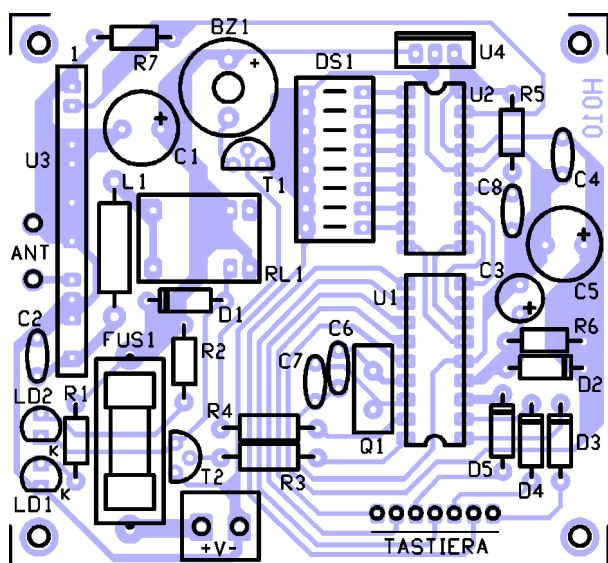
L'arresto della chiamata è comodo in molti casi: ad esempio se si sta cercando una persona e questa arriva proprio nel momento in cui si fa la chiamata, allorché si evita che il cicalino del suo ricevitore suoni inutilmente. Ancora, il tasto # consente di ridurre a piacimento il tempo assegnato ad ogni chiamata: ad esempio a 3 o 4 secondi. Insomma, avete capito che è utile; non c'è bisogno di tante spiegazioni... Prima di passare all'esame dell'unità ricevente e a quanto avviene in essa ogni volta che la base trasmette una chiamata, vediamo un dettaglio riguardante la codifica degli ultimi 4 bit dell'UM86409: per identificare istintivamente l'impostazione dei dip-switch dei ricevitori, nella trasmittente è stata ribaltata la logica; in pratica il tasto 0 non corrisponde alla combinazione 0000, ma alla 1111 (che in binario equivale a 15). Ciò può sembrare un controsenso e una complicazione, tuttavia semplifica l'impostazione dei dip-switch per l'attribuzione del numero di identificazione nei ricevitori portatili: infatti i



controllore attende 8 secondi prima di riportare a riposo il tutto, e durante questo arco di tempo verifica che non venga premuto il tasto # (cancilletto). Se viene premuto questo tasto entro gli 8 secondi il micro disattiva subito la trasmissione, esattamente come farebbe allo scadere del tempo naturale.

microinterruttori sono collegati tra i piedini di codifica e massa, e se vengono chiusi li mettono a zero logico. Ora, se consideriamo, ad esempio, lo zero vediamo che è più istintivo pensare a tutti gli switch aperti, piuttosto che a tutti chiusi: perciò avendo i relativi microinterruttori aperti abbiamo tutti i

l'unità chiamante in pratica



COMPONENTI

R1: 1 Kohm
R2: 1 Kohm

R3: 22 Kohm
R4: 22 Kohm
R5: 120 Kohm
R6: 22 Kohm

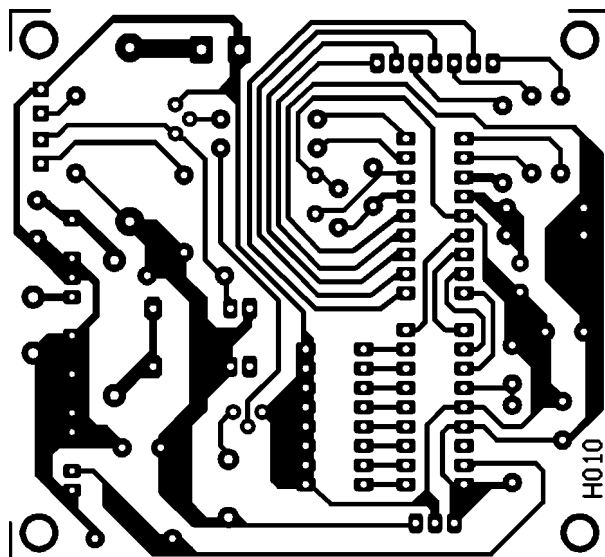
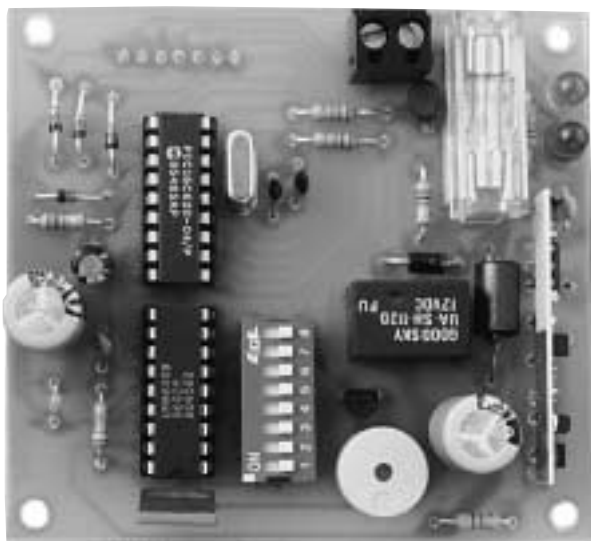
R7: 4,7 Kohm
C1: 470 μ F 25VL
elettrolitico rad.
C2: 100 nF multistrato
C3: 2,2 μ F 25VL
elettrolitico rad.
C4: 100 nF multistrato
C5: 470 μ F 25VL
elettrolitico rad.
C6: 22 pF ceramico
C7: 22 pF ceramico
C8: 470 pF ceramico
D1: 1N4007
D2: 1N4148
D3: 1N4148
D4: 1N4148
D5: 1N4148
U1: PIC16C620
(con software MF97)
U2: UM86409
U3: Modulo Aurel
TX433SAW BOOST
U4: 7805

T1: BC547B
T2: BC547B
Q1: Quarzo 4 Mhz
DS1: Dip switch 8 poli
LD1: LED verde 5 mm
LD2: LED rosso 5 mm
FUS1: Fusibile 500 mA
BZ: Buzzer min. 12V
con oscillatore
RL1: Relè min. 12V 1 sc.
TASTIERA: a matrice
di 9 tasti
ANT: Antenna accordata
430 Mhz
L1: Bobina VK200

Varie:

- portafusibile da cs.;
- morsettiera 2 poli;
- zoccolo 9 + 9 (2 pz.);
- stampato cod. H010.

(Le resistenze sono da 1/4 watt al 5%)



4 bit a livello alto. Pensando al 15, e sapendo che richiede tutti i bit a livello alto, viene istintivo pensare di realizzare la combinazione con i 4 dip-switch in posizione ON, il che determina ai piedini di codifica dell'UM86409 quattro livelli bassi. Ecco quindi spiegata l'inversione degli stati logici. In queste pagine trovate la tabella di verità del sistema di codifica della chiamata. Bene, chiudiamo la descrizione dell'u-

nità trasmettente con l'alimentazione: il circuito funziona a 12 volt c.c. applicati tra il punto marcato +V e massa; il fusibile protegge l'alimentatore in caso di cortocircuito nello stampato. La tensione di ingresso alimenta il LED LD1, che indica quando il circuito è in funzione, il relè RL1, il cicalino BZ, e il modulo trasmettitore ibrido attraverso lo scambio dello stesso relè. Il regolatore integrato U4 (L7805) serve per

ridurre e stabilizzare la tensione di ingresso in modo da ottenere 5V con i quali alimentare la logica, cioè il microcontrollore ed il codificatore UM86409.

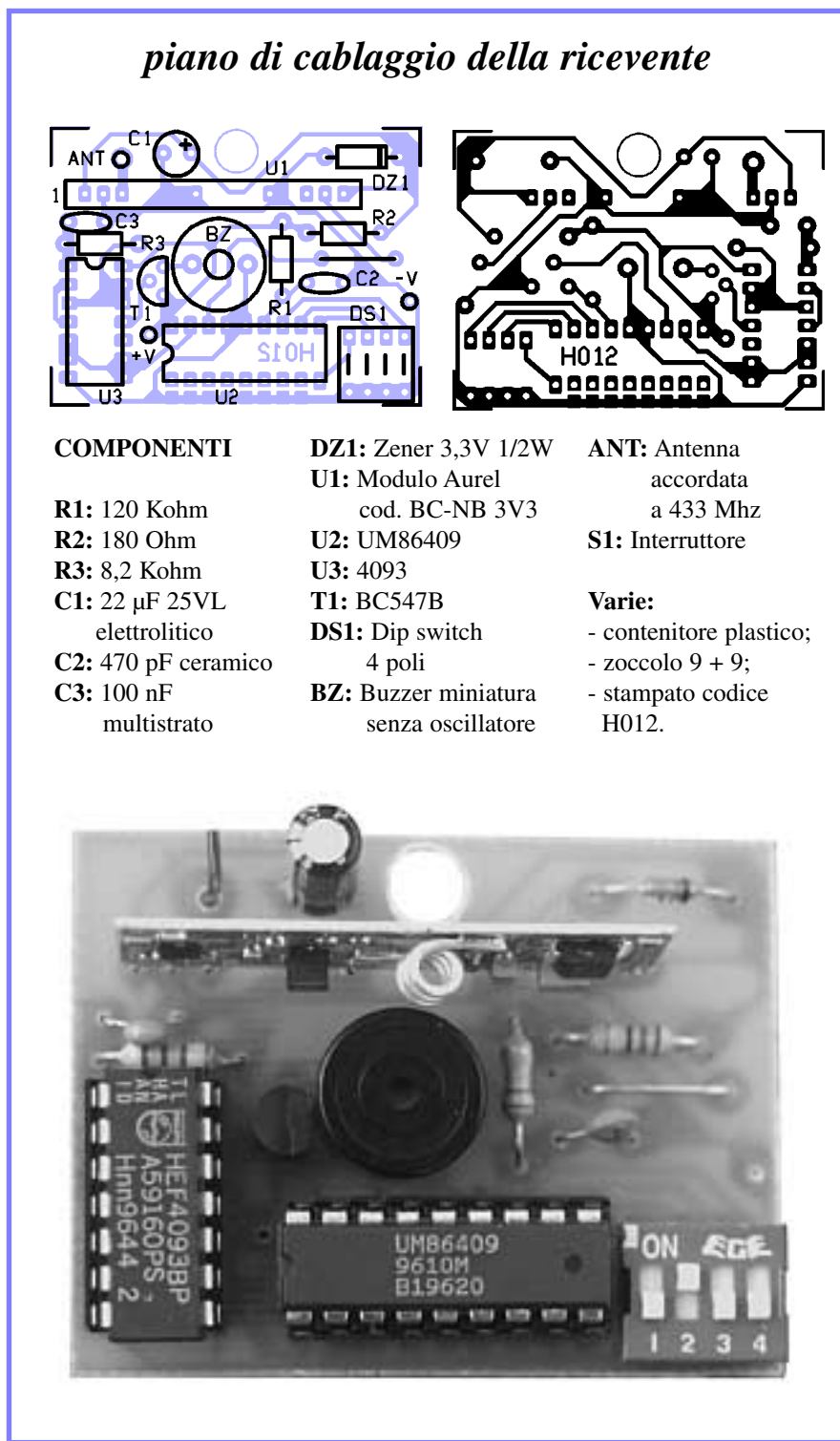
L'UNITÀ PORTATILE

Passiamo adesso ad esaminare il ricevitore del sistema, cioè quello che si

porta con sé e che dà l'avviso acustico quando riceve una chiamata codificata indirizzata ad esso. Il relativo schema si trova illustrato in queste pagine: tenetelo d'occhio in modo da seguire le spiegazioni che daremo. Il circuito è decisamente più semplice di quello visto per l'unità di base, ed è normale trattandosi di fatto di un ricevitore monocanale per radiocomando codificato. L'elemento che riceve il segnale radio è un nuovissimo modulo ibrido, anch'esso dell'Aurel, sintonizzato a 434 MHz: si tratta del BC-NB 3V3 (siglato U1 nello schema elettrico): si tratta di un ricevitore radio superrigenerativo a bassissimo consumo; è in pratica una versione migliorata del BC-NB, capace di funzionare con appena 3 volt. Il modulo in questione preleva il segnale dall'antenna tramite il proprio piedino 3, quindi lo sintonizza, lo demodula, e lo squadra, ottenendo tra il piedino 14 e massa una serie di impulsi rettangolari che di fatto ricostruisce il segnale trasmesso dall'UM86409 posto sull'unità base. Dal piedino 14 del modulo ibrido il segnale digitale passa all'ingresso dell'U2, un altro UM86409 che funziona stavolta da decoder (notate che il piedino 15 è posto a zero logico, il che forza il chip a funzionare da ricevitore); quando il segnale ricevuto contiene lo stesso codice impostato con i 12 dip-switch sui suoi piedini di codifica, l'integrato pone a livello basso il proprio piedino



di uscita (17) che normalmente sta a 1 logico. La commutazione 1/0 all'uscita dell'U2 forza a livello alto il piedino 4 della NAND U3a, ed attiva il generatore di segnale rettangolare che fa capo alla U3b; quest'ultima NAND funziona da multivibratore astabile e produce una nota alla frequenza di 3÷4 KHz. Il segnale che ne risulta viene invertito dalla U3c ed applicato alla base del transistor NPN T1, che lo amplifica in

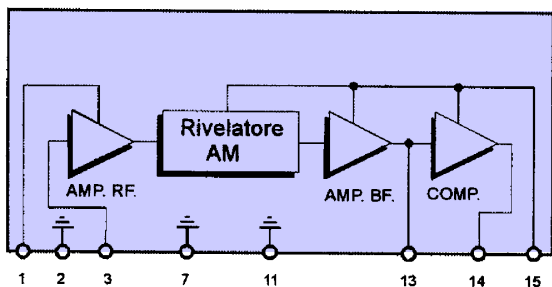


corrente quanto basta per pilotare il cicalino BZ, quest'ultimo del tipo senza oscillatore interno. A riposo il generatore di nota è bloccato perché l'1 logico all'uscita del decoder tiene a zero il piedino 2 della U3b, la cui uscita (piedino 3) è forzata a livello alto; abbiamo quindi inserito la U3c per tenere normalmente interdetto T1: infatti quando il piedino 3 della U3b si trova a livello alto l'11 della U3c assu-

me lo zero logico, e il transistor si trova spento. Se non ci fosse U3c, a riposo il transistor resterebbe in conduzione e alimenterebbe la capsula BZ. A proposito del codificatore notate che i suoi piedini di impostazione del codice sono divisi in due gruppi: uno di 8 ed uno di 4; il primo serve evidentemente per impostare il codice di base, quello comune all'unità trasmittente. I primi 8 bit del ricevitore devono perciò essere

il modulo RF a 3 volt

Per limitare l'ingombro delle pile, quindi peso e dimensioni delle unità riceventi del cercapersone, abbiamo utilizzato nella sezione RF un nuovissimo modulo ibrido dell'Aurel, capace di funzionare addirittura a 3V: in questo modo è possibile alimentare le unità con tre sole batterie stilo ricaricabili. Il modulo in questione è un completo ricevitore radio superregenerativo accordato a 434 Mhz e dotato di demodulatore AM e squadratore del segnale di uscita. E' grosso modo uguale al BC-NB (versione semplificata, a basso consumo, del più celebre RF290A-5) dal quale differisce perché funziona tutto a 3 volt, e non richiede altre tensioni: in pratica sia la sezione radio che quella di uscita si accontentano di 3 volt. Davvero niente male, anche perché il componente assicura prestazioni più che buone, riassumibili nel seguente prospetto: - frequenza di lavoro 434 Mhz - larghezza di banda in antenna (-3 dB) tipica di 1,5 Mhz - funzionamento con antenna a 1/4 d'onda - sensibilità in centro banda (-93 dBm) migliore di 5 μ V - banda passante BF di 2,5 KHz (onda quadra) - alimentazione a 3V $\pm$ 10%, con assorbimento di 400 μ A - tempo di accensione minore di 2,5 secondi - irradiazione RF dall'antenna < 60 dBm (analizzatore da 50 ohm e filtro IF a 100 KHz).



PIN-OUT:

- 1=+3V $\pm$ 10%
- 2=GROUND
- 3=ANTENNA
- 7=GROUND
- 11=GROUND
- 13=TEST POINT
- 14=OUTPUT
- 15=+3V $\pm$ 10%

sone; dobbiamo montare almeno due circuiti stampati, cioè quello dell'unità di base ed almeno un ricevitore. In queste pagine sono illustrate le tracce dei circuiti, che potrete utilizzare per ottenere le pellicole utili alla fotoincisione. Una volta preparati gli stampati e procurati i componenti bisogna montare per primi le resistenze e i diodi al silicio, quindi gli zoccoli per gli integrati: sullo stampato della trasmittente ne occorrono due da 9+9 piedini, mentre per quello della ricevente bisogna montarne uno da 7+7 piedini (per l'integrato CMOS) e un altro da 9+9 (per il decoder UM86409). Nell'inserire gli zoccoli cercate di orientarli con i riferimenti al posto giusto (vedere disposizione componenti) in modo da avere già il verso di inserimento preciso per quando dovrete mettere i chip. Sistemati gli zoccoli bisogna montare i



impostati analogamente ai corrispondenti dell'unità base. Notate che per ridurre le dimensioni dello stampato del ricevitore portatile i primi 8 bit del decoder UM86409 vanno posti a zero (massa) con dei ponticelli dal lato delle saldature, o lasciati interrotti nel caso si voglia che rimangano a 1 logico. Il gruppo di 4 bit serve invece ad attribuire il numero di identificazione al ricevitore, cioè a definire se deve rispondere alla chiamata del numero 1, del 2, ecc. Per gli ultimi 4 bit del decoder è stato previsto un dip-switch a 4 vie, siglato DS1 nello schema elettrico: nell'impostare i microinterruttori ricordate che il primo (cioè quello connesso al piedino 9 dell'U2) è quello meno significativo, e il quarto è quello di peso maggiore. La tabella di verità illustrata nel corso dell'articolo spiega chiaramente come attribuire i relativi livelli logici in funzione del numero scelto. Va tenuto presente che tutti i piedini di codifica (dall'1 al 12) dell'UM86409 sono normalmente a livello logico alto, e vi sono tenuti da resistenze di pull-up

interne al chip: quindi chiudendo uno dei dip-switch si pone a massa il relativo piedino, ovvero gli si attribuisce lo zero logico; viceversa, lasciandolo aperto il rispettivo pin si trova ad 1 logico. L'unità ricevente si alimenta a batterie, applicando la relativa tensione ai punti +BATT e massa; l'interruttore S1 consente di spegnere il circuito quando non lo si vuole in funzione, ad esempio perché si esce dal campo di azione del sistema o quando non si vuole essere disturbati. L'alimentazione che abbiamo previsto è ottenuta con 3 stilo NiCd poste in serie, in modo da ottenere 3,6 volt; il diodo Zener DZ1 e la resistenza R2 limitano a 3,3V esatti la tensione che alimenta il modulo ibrido.

REALIZZAZIONE PRATICA

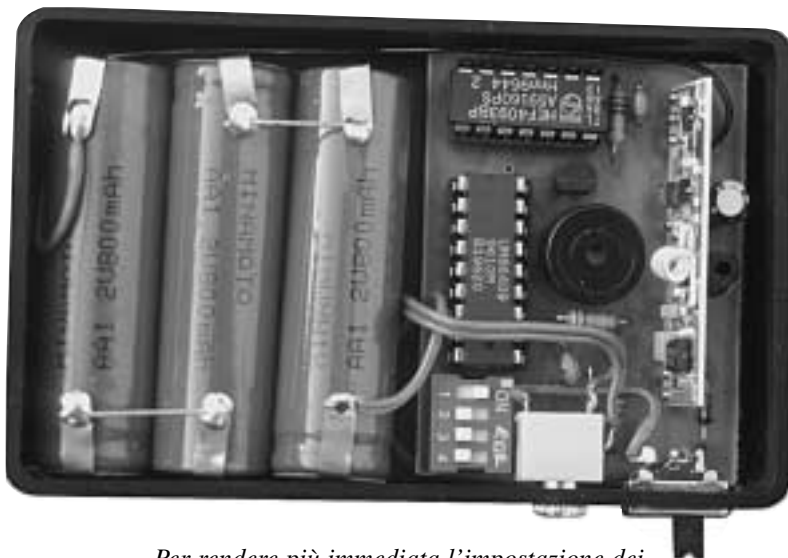
Bene, adesso che abbiamo visto anche come funziona il ricevitore portatile occupiamoci di come si costruisce e si mette in funzione il sistema cercaper-

dip-switch, uno a 8 poli per il circuito della base ed uno a 4 per la ricevente: nell'inserirli fate in modo che il primo stia sul piedino 1 dell'encoder per quanto riguarda la base, e sul 9 del decoder nel ricevitore. Passate quindi a montare i transistor, tutti NPN BC547 (ma anche BC548, BC546, ecc.) che vanno inseriti ciascuno nel verso indicato nei disegni di montaggio che trovate in queste pagine. Inserite e saldate quindi i condensatori, avendo cura di rispettare la polarità degli elettrolitici; poi montate il LED del trasmettitore rammentando che il terminale di catodo è quello che sta dalla parte della smussatura sul contenitore. Inserite e saldate via-via i componenti che mancano, procedendo in ordine di altezza e rammentando di rispettare la polarità dei due cicalini: a proposito, sullo stampato della trasmittente va montato un cicalino con oscillatore interno, mentre per il ricevitore occorre un elemento piezo a bassa tensione (5V) senza oscillatore; già, perché l'oscillatore di nota è sullo stampato (U3b).

Attenzione al regolatore integrato L7805, che va montato sul trasmettitore in modo che il suo lato metallico sia rivolto all'esterno dello stampato;

cato che tutto sia a posto, inserite gli integrati dual-in-line ciascuno al proprio posto, verificando che entrino nel proprio zoccolo nel verso giusto e

della pista che porta al piedino 11 dell'ibrido U3. Quanto al ricevitore, come antenna si può utilizzare uno spezzone di filo elettrico lungo 18 cm saldato al



Per rendere più immediata l'impostazione dei dip-switch del ricevitore abbiamo pensato di ribaltare la logica relativa agli ultimi 4 bit del codificatore posto sull'unità base: in questo modo su ciascun ricevitore possiamo considerare lo zero logico come dip-switch aperto e l'1 come switch chiuso. La tabella qui illustrata indica la corrispondenza tra il numero di identificazione del ricevitore e gli stati (ON o OFF) del dip-switch (DS1) di impostazione del canale.

1	2	3	4	Canale
OFF	OFF	OFF	OFF	→ 0
ON	OFF	OFF	OFF	→ 1
OFF	ON	OFF	OFF	→ 2
ON	ON	OFF	OFF	→ 3
OFF	OFF	ON	OFF	→ 4
ON	OFF	ON	OFF	→ 5
OFF	ON	ON	OFF	→ 6
ON	ON	ON	OFF	→ 7
OFF	OFF	OFF	ON	→ 8
ON	OFF	OFF	ON	→ 9
OFF	ON	OFF	ON	→ * 0
ON	ON	OFF	ON	→ * 1
OFF	OFF	ON	ON	→ * 2
ON	OFF	ON	ON	→ * 3
OFF	ON	ON	ON	→ * 4
ON	ON	ON	ON	→ * 5

quanto al fusibile FUS1, montatelo su apposite clip o su un portafusibile 5x20 da circuito stampato. Quanto agli ibridi, il TXSAW-boost va ovviamente sull'unità base, mentre il BC-NB 3V3 deve essere montato sul ricevitore; per entrambi non c'è pericolo di sbagliare il verso di inserimento, dato che realizzando gli stampati con le nostre tracce i componenti entrano solo in un modo. Terminato il montaggio dei componenti sugli stampati concentratevi sull'unità base: prendete una tastiera a matrice di 4 righe e 3 colonne (12 tasti) anche di tipo telefonico, e collegatela con 7 spezzoni di filo ai corrispondenti punti del circuito; nell'eseguire il collegamento dovete far coincidere i punti della tastiera ai relativi piedini del microcontrollore. In pratica ricordate che le colonne 1, 2 e 3 vanno collegate rispettivamente alle piazzole relative ai diodi D3, D4 e D5, mentre le righe 1, 2, 3, 4, devono essere connesse alle piazzole che fanno capo rispettivamente ai piedini 10, 13, 12, 11 del microcontrollore U1. Terminate le saldature e verifi-

senza che alcuno dei suoi terminali si pieghi. Ricordate che il microcontrollore PIC16C620 deve essere già programmato: lo si può acquistare pronto dalla ditta Futura Elettronica di Rescaldina (MI) tel. 0331/576139. Altra cosa: sulla ricevente va usato soltanto l'UM86409, e non l'UM3750 o l'MM53200, che invece vanno benissimo per lo stampato base: infatti mentre il primo lavora anche a 3 volt, gli altri due al disotto dei 5V non funzionano. L'unità base richiede un'antenna da collegare all'uscita del modulo ibrido TXSAW-boost (ricordate che se viene messo in funzione senza l'antenna il modulo può guastarsi!) ovvero ai punti ANT del circuito stampato: consigliamo di impiegare l'apposita antenna accordata ground-plane, oppure un'antenna caricata in gomma, del tipo impiegato negli RTX portatili operanti in UHF. Ad ogni modo, per il collegamento ricordate che la maglia metallica del cavo coassiale deve essere collegata al punto di massa, mentre il conduttore centrale va collegato alla piazzola

punto ANT dello stampato, ovvero alla pista del piedino 3 del modulo ibrido BC-NB 3V3. Il filo può essere ripiegato più volte nel caso si inserisca il circuito in un contenitore.

IL COLLAUDO

Sistemato il tutto si può fare una prova rapida per controllare se il sistema funziona a dovere: prendete un alimentatore che possa fornire 12V e 400÷500 mA, collegatene i morsetti di uscita ai punti + e - dell'alimentazione del circuito base (attenzione alla polarità) quindi procuratevi tre stilo NiCd con linguette e collegatele in serie (il positivo di una deve essere collegato al negativo della seguente) avendo cura di non surriscaldarle troppo durante la saldatura; i capi rimasti liberi (uno positivo ed uno negativo) collegateli ordinatamente (cioè il positivo va al +V e il negativo a massa) allo stampato del ricevitore, interponendo l'interruttore S1 in serie al positivo. Impostate gli 8 dip-switch del trasmettitore nel modo

PER LA SCATOLA DI MONTAGGIO

Il sistema cercapersone descritto in queste pagine è disponibile in scatola di montaggio. Il kit del trasmettitore (cod. FT171) costa 85.000 e comprende tutti i componenti, la basetta, la tastiera ed il micro già programmato. Non sono compresi il contenitore e l'antenna. Quest'ultima è disponibile (cod. AS433) al prezzo di 25 mila lire. Il micro utilizzato nel kit è disponibile separatamente al prezzo di lire 28.000 (cod. MF97). Ciascun ricevitore costa in kit (cod. FT172) 56.000 lire; la scatola di montaggio comprende (oltre a tutti i componenti) anche il contenitore plastico e le batterie ricaricabili. Il modulo Aurel con alimentazione a 3 volt (mod. BC-NB a 3V3) è disponibile separatamente al prezzo di 15 mila lire. Il materiale va richiesto a: Futura Elettronica, V.le Kennedy 96, 20027 Rescaldina (MI), tel. 0331-576139, fax 0331-578200.

che preferite, e fate lo stesso con i primi 8 piedini del decoder UM86409 del ricevitore: per quest'ultimo dovete considerare che lo zero logico (che corrisponde allo switch chiuso sull'unità base) si ottiene saldando a massa il rispettivo pin, e il livello alto (switch aperto sull'unità base) corrisponde invece a lasciare il piedino così com'è, cioè scollegato. In pratica se lo switch

5 del DS1 sul trasmettitore è chiuso, dovete collegare a massa il piedino 5 dell'UM86409 del ricevitore. E così via... Fatta l'impostazione del codice di sicurezza si può attribuire il codice, ovvero l'identificativo al ricevitore: agendo sui 4 dip del DS1 di quest'ultimo scegliete una combinazione tenendo a mente la tabella di verità illustrata in queste pagine, e ricordando che in

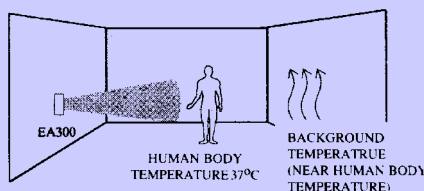
essa per 1 logico si intende dip chiuso, mentre con zero si intende che lo stesso è aperto. Insomma, il numero 0 si ottiene con 1111, ovvero con tutti i dip-switch del DS1 aperti. Impostato il numero identificativo accendete il ricevitore con l'interruttore S1, ed attendete qualche secondo. Premete quindi il tasto corrispondente al numero che avete impostato, e verificate che l'unità base emetta il beep, quindi che attivi il relè; controllate subito dopo che il cicalino del ricevitore emetta la nota acustica. In caso il numero identificativo del ricevitore sia di due cifre (10, 11, 12...) sulla tastiera della base premete * e poi la seconda cifra, considerando che * vale come l'1 della decina. Verificate comunque che ad ogni tasto premuto suoni il cicalino dell'unità base. Chiudiamo dicendo che le batterie usate per l'alimentazione del ricevitore possono essere stilo di qualunque tipo o capacità, purché ricaricabili: in linea di massima, usando elementi da 700 mA/h si può avere un'autonomia di funzionamento di una decina di giorni, considerando un normale impiego del dispositivo.

SENSORE P.I.R. CON FILI

Sensore professionale ad infrarossi passivi facilmente collegabile a qualsiasi impianto antifurto. Portata massima di 14 metri con angolo di copertura massima di 180°. Doppio elemento PIR per ottenere un elevato grado di sicurezza ed un'altissima immunità ai falsi allarmi. Realizzato con componenti SMD ed approvato dai test UL in relazione ai disturbi RFI e EMS. Compensazione automatica delle variazioni di temperatura. Tensione di alimentazione compresa tra 9 e 16 volt, assorbimento massimo 20 mA. La confezione comprende quattro lenti intercambiabili per adattare il sensore ad ogni esigenza di copertura volumetrica: 20°, 110° o 180° con altezze di montaggio variabili tra 1 e 2,5 metri. Consente il montaggio a centro parete, agli angoli e al soffitto. Relè di allarme normalmente chiuso con portata dei contatti di 0,5 ampere. Sensibilità regolabile tra 5 e 14 metri con lente standard, portata massima di 21 metri con lente "long distance" a 20°. Temperatura di funzionamento compresa tra 0 e 40°C.

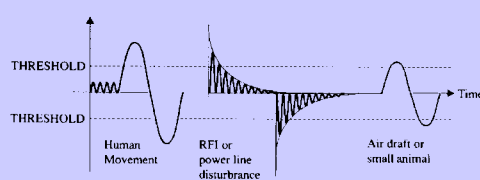
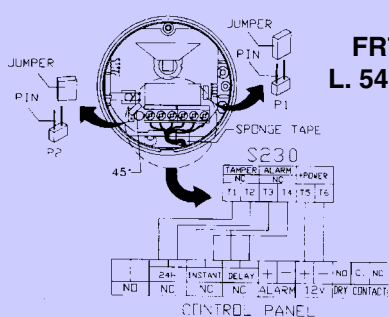
Campi di copertura e schema dei collegamenti:

LENS type	LENS1 wide angle	LENS2 long distance	LENS3 pet	LENS4 curtain
Mounting height	2.5M (8.2 feet)	2.5M (8.2 feet)	1.3M (4.3 feet)	2.5M (8.2 feet)
Zones	1st zone	2nd zone	1st zone	2nd zone
Dis- tance	110°	180°	20°	180°
Scale	M (ft)	M (ft)	M (ft)	M (ft)
5	14(45.9)	6(19.6)	21(68.8)	6(19.6)
4	12(39.4)	5(16.4)	19(62.1)	5(16.4)
3	9(29)	4(13.1)	17(55.7)	4(13.1)
2	7(22.9)	3(9.8)	15(49.2)	3(9.8)
1	5(16.4)	2(6.5)	13(42.6)	3(9.8)



Questo dispositivo è dotato di doppio elemento PIR a basso rumore in grado di distinguere il movimento umano da segnali con un inferiore livello di energia, ad esempio quelli generati da piccoli animali (insetti e simili), dai condizionatori, dai caloriferi, dalla luce, ecc.

FR79
L. 54.000



Vendita per corrispondenza in tutta Italia con spese postali a carico del destinatario. Per ordini o informazioni scrivi o telefona a: Futura Elettronica, V.le Kennedy 96, 20027 Rescaldina (MI), tel. 0331/576139 r.a.

Corso di programmazione per microcontrollori Zilog Z8

Impariamo a programmare con la nuovissima famiglia di microcontrollori Z8 della Zilog caratterizzata da elevate prestazioni, grande flessibilità d'uso ed estrema facilità di impiego grazie alla disponibilità di un emulatore hardware a bassissimo costo. Decima puntata.

di Roberto Nogarotto



Nella scorsa puntata del Corso abbiamo presentato un programma in grado di leggere un valore analogico su un piedino del micro e di convertirlo in un numero digitale. A tale proposito, rammentiamo che i microcontrollori della Zilog non dispongono di convertitori A/D direttamente integrati nel chip; tuttavia implementano due comparatori in grado di lavorare con segnali analogici. Questi comparatori, che fanno capo ai piedini P31, P32 e P33, funzionano nel seguente modo: quando sul piedino contrassegnato da un “+” (piedino non invertente) è presente un segnale di ampiezza supe-

riore rispetto a quello applicato al piedino contrassegnato da un “-“, l’uscita del comparatore è a livello logico alto; nel caso contrario, l’uscita si trova a livello logico basso. Utilizzando i due comparatori, un adeguato programma e un semplice circuito esterno al micro è possibile realizzare una conversione A/D. La routine di conversione A_D e il relativo flow-chart sono stati ampiamente spiegati nella scorsa puntata del Corso; questo mese ci limitiamo a proporre un semplice programma (denominato CONV_2) che, utilizzando la solita routine di conversione, consente di trasformare la Demoboard in

```

;*****
;***** File: CONV_2.S Data: 10/07/1996 *****
;***** ESEMPIO PER CORSO ZILOG Z8 *****
;***** (C) 1996 by FUTURA ELETTRONICA *****
;*****
SCRATCH .EQU R4 ;Registro di uso generale
PASS .EQU R5 ;Contatore di passi
DCNT .EQU R6 ;Contatore generale
P33_TEST .EQU R7 ;0000 0100 per testare P33
P00_HI .EQU R8 ;0000 0001 per porre P00 a 1
P00_LO .EQU R9 ;1111 1110 per porre P00 a 0
SAMPLE .EQU 10H ;N. complessivo di cicli
HI_TIME .EQU 12H ;N. di cicli con uscita alta
PORT0 .EQU 00H
PORT1 .EQU 01H
PORT2 .EQU 02H
PORT3 .EQU 03H

;Vettori di interrupt -----
.WORD 0
.WORD 0
.WORD 0
.WORD 0
.WORD 0
.WORD 0

;Inizio del programma -----
START: DI
      CLR IRQ
      CLR IMR
      LD IPR, #1AH
      EI ;Inizializza interruzioni
      DI
      SRP #00H ;Register pointer
      LD P0, #00H ;Inizializza P0
      LD P01M, #04H ;Porta 0 uscite
      LD P3, #00H ;Inizializza P3
      LD P3M, #03H ;Porta 3 ingressi analogici
      LD P2, #00H ;Inizializza P2
      LD P2M, #00H ;Porta 2 uscite
      LD SPL, #80H ;Stack pointer
      CLR SPH

;Programma principale (Main program) -----
MAIN: LD R13, #0FFH
      LD R14, #02FH
      CALL DELAY ;Routine di ritardo
      CALL SET_UP ;Configura il sistema
      CALL A_D ;Routine di conversione
      LD P2, HI_TIME ;Poni la misura su P2
      JP MAIN

;Routine Set_Up -----
SET_UP: SRP #00H ;Ripete le inizializz.
        LD P01M, #04H
        LD P3M, #03H
        LD P2M, #00H
        LD P33_TEST, #04H

LD P00_HI, #01H ;Maschera per
LD P00_LO, #0FEH ;porre P00 alto
;Maschera per
;porre P00 basso

RET

;Routine A_D -----
A_D: OR PORT0, P00_HI ;P00=HIGH
      LD SAMPLE, #08 ;N. dei cicli
      LD HI_TIME, #01 ;Carica in HI_TIME 1
      LD PASS, #05H ;Inizializza PASS
      CLR DCNT ;Inizializza DCNT

A_D1: TCM P3, #04H
      JR NZ, A_D1A ;Aspetta finché la
;tensione ai capi del
;condensatore non
;raggiunge quella
;sull'ingresso analogico
      DJNZ DCNT, A_D1 ;Se dopo un certo
;numero di cicli non
;si è ancora verificata
;la condizione
      RET ;torna a START

A_D1A: AND PORT0, P00_LO ;P00=0
A_D2: TM PORT3, P33_TEST
      JR Z, A_D3 ;Se la tensione sul
;condensatore è
;maggiore, vai a A_D3,
;altrimenti
      OR PORT0, P00_HI ;Poni P00 = 1
      SCF ;Carica a 1
      RLC HI_TIME ;Ruota attraverso il
;carry HI_TIME
      DEC SAMPLE ;Decrementa il numero
;di campioni
      JR NZ, A_D2 ;Se effettuati tutti i cicli
      JR A_D_DONE ;Conversione completata

A_D3: AND PORT0, P00_LO ;Poni P00 = 0
      SWAP SCRATCH ;Introduce 8 cicli di clock
      DEC SAMPLE
      NOP ;Introduce 6 cicli di clock
      JR NZ, A_D2 ;Se non è ancora finita
;la conversione
;torna ad A_D2

A_D_DONE: AND PORT0, P00_LO ;P00=LOW
          RET ;Conversione
;completa

;Routine Delay -----
DELAY: DEC R13 ;Routine di ritardo
        JR NZ, DELAY
        LD R13, #0FFH
        DEC R14
        JR NZ, DELAY
        RET
        .END

```

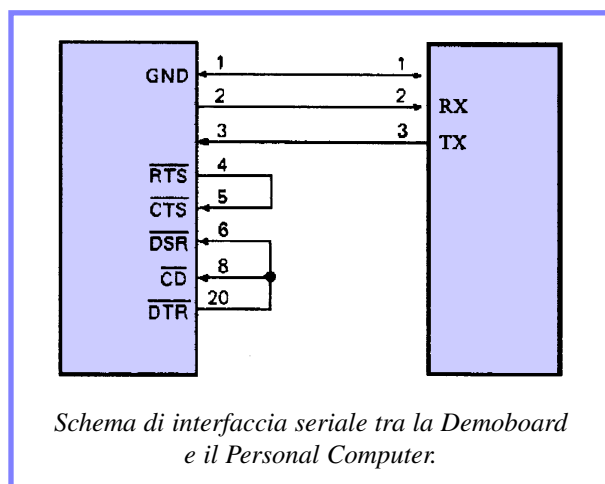
un VU-METER a LED. A tale scopo, occorre prelevare l'uscita di un preamplificatore o di un walkman (oppure attenuare opportunamente, tramite un partitore, l'uscita di un amplificatore di potenza) e applicarla all'ingresso della Demoboard contrassegnata dalla lettera "U", cioè all'ingresso a cui era precedentemente collegata la sonda di temperatura LM35. Occorre ora digitare il programma CONV_2, il cui listato completo è riportato in queste pagine, assemblarlo ed emularlo con la Demoboard:

vedremo i LED della scheda accendersi e spegnersi esattamente come succede in un normale VU-METER analogico.

TRASMETTERE E RICEVERE DATI SERIALI

Abbandoniamo i giochi di luce e ritorniamo di nuovo ad un argomento "serio"! Nei sistemi a micro può essere

necessario scambiare dei dati con un Personal Computer. Prendendo in esame l'esempio della scorsa puntata, in cui la temperatura letta da una sonda veniva visualizzata sui LED della Demoboard, potrebbe essere interessante inviare il dato che esprime la temperatura ad un PC che, attraverso un apposito software, sia in grado, ad esempio, di visualizzarlo sul monitor oppure di memorizzarlo o di elaborarlo. Esistono fondamentalmente due metodi che consentono di comunicare con un Personal Computer: attraverso la porta parallela (per intenderci, quella che viene normalmente utilizzata per collegare la stampante), oppure mediante la porta seriale. La differenza tra le due porte è presto detta: nel primo caso i dati viaggiano in parallelo (per inviare un byte occorrono fisicamente 8 fili), nel secondo caso i singoli bit vengono inviati uno dopo l'altro su un unico conduttore. Vantaggi e svantaggi delle due modalità sono già abbastanza evidenti: nel primo caso vengono trasmessi 8 bit in un colpo solo, mentre nel secondo bisogna inviarli uno ad uno, e quindi ovviamente il tempo per inviare tali dati è decisamente superiore. Inoltre, con la porta seriale quando si invia un dato, bisogna accertarsi che la velocità di trasmissione sia uguale alla velocità di ricezione del computer, e prevedendo la trasmissione di informazioni che dicano al computer quando inizia un byte e quando tale byte finisce. A fronte di questa apparente scomodità, il protocollo seriale ha però un grossissimo vantaggio: i dati viaggiano su di un'unica linea e ciò consente di effettuare anche collegamenti senza fili, utilizzando un trasmettitore in radiofrequenza piuttosto che, ad esempio, all'infrarosso. Quando si fa riferimento alla porta seriale dei personal computer, molto spesso si parla di RS232. Quest'ultima sigla

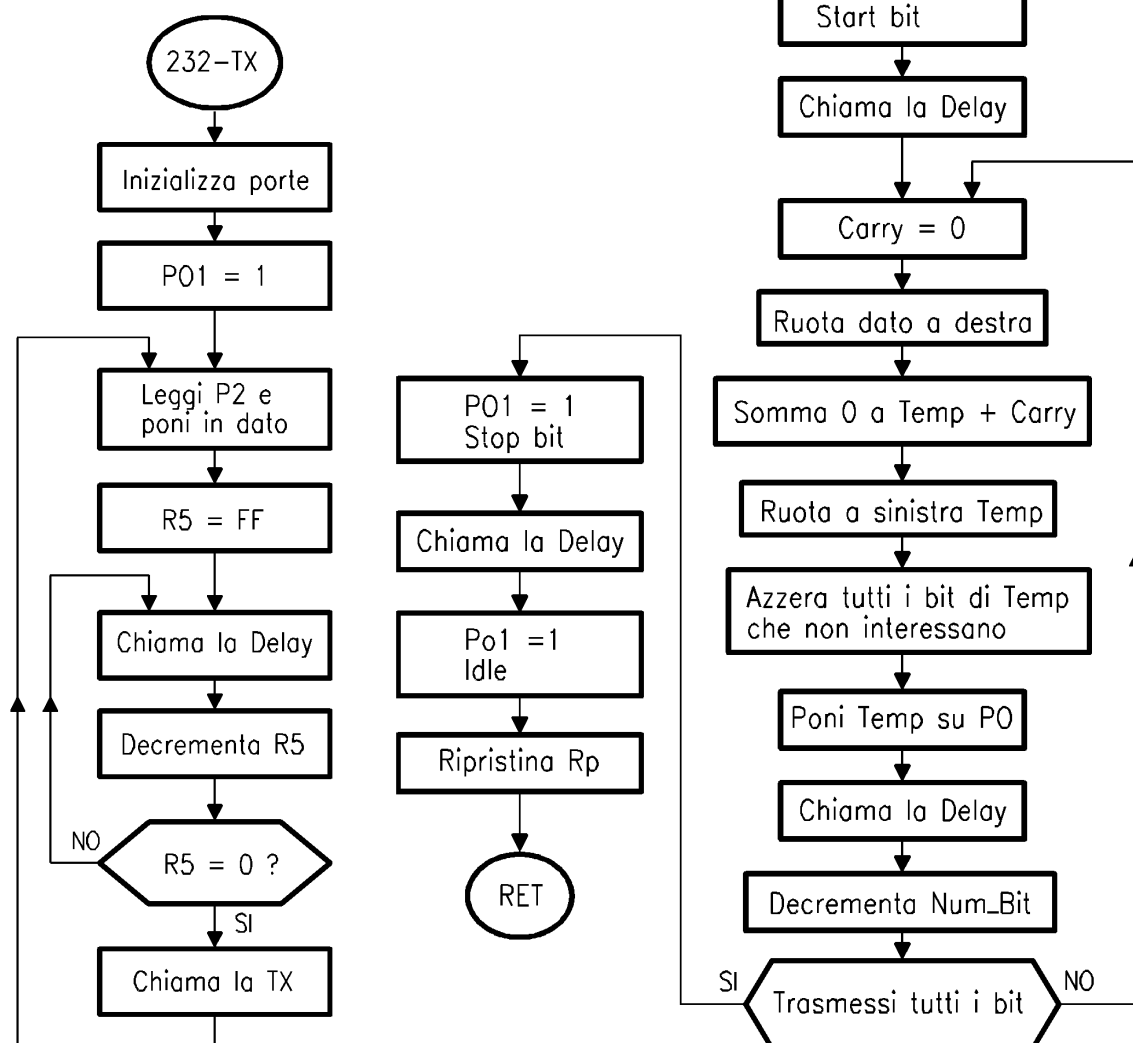


identifica uno standard di comunicazione che stabilisce alcuni parametri elettrici e funzionali su come devono essere i segnali che viaggiano attraverso una porta seriale. Nel protocollo RS232 i livelli logici 0 ed 1 non sono associati, come potremmo pensare, ai due livelli di tensione 0 e 5 volt, ma corrispondono ai valori +12 Volt e -12 Volt. Per questo motivo, se intendiamo inviare e ricevere dati attraverso una porta seriale, non possiamo interfacciare direttamente i segnali in uscita da un cir-

cuito (ad esempio TTL) con il connettore della seriale del PC in quanto non sarebbero riconosciuti. Nella nostra demoboard è stato implementato un circuito integrato progettato specificatamente per "trasformare" i livelli logici usuali 0 e 5 Volt in livelli compatibili allo standard RS 232. Questo integrato è il MAX 232, che provvede, essendo alimentato a soli 5 Volt, a generare internamente le due tensioni positive e negative necessarie allo standard RS232. La comunicazione vera e propria avviene inviando i dati su una linea denominata TX, che corrisponde al piedino 2 del connettore a 25 poli tipico della porta seriale, mentre i dati sono ricevuti su di una linea denominata RX, corrispondente al piedino 3 dello stesso connettore. Diversi altri piedini della porta sono utilizzati come linee di handshake, cioè come segnali che possono essere usati per definire come operare lo scambio di dati. Nelle applicazioni che andremo a presentare non utilizzeremo i segnali di handshake che andranno eliminati configurando la porta RS232 in un modo particolare che prende il nome di null-modem. Ovviamente, le due linee di ricezione e trasmissione devono essere tra di loro "incrociate", cioè la linea TX del personal deve andarsi a connettersi con la linea RX della demoboard e viceversa; in pratica, le connessioni tra la Demoboard ed il PC andranno effettuate come indicato dal disegno riportato in queste pagine. Come sopra citato, un ulteriore parametro che definisce le modalità di scambio dei dati è la velocità a cui i dati stessi viaggiano sulla linea; questa velocità si misura in baud rate, parametro su cui torneremo in seguito dettagliatamente. Dunque come vengono trasmessi i dati? Supponiamo che la demoboard debba inviare un byte; essa utilizzerà la linea TX, che sarà collegata fisicamente alla linea RX del computer. Normalmente, la linea TX deve essere tenuta a livello logico alto (il cosiddetto stato di idle); nel momento in cui la demoboard deve inviare il proprio byte, per prima cosa abbassa la linea per la durata di un bit, effettuando così l'invio di quello che si chiama bit di start. Dalla parte del computer, il circuito dedicato a ricevere il segnale (un'UART), rileva l'invio del bit di start, e si pone quindi in attesa di ricevere gli 8 bit corrispondenti ai dati veri e propri. Terminato l'invio degli 8 bit, si riporta alta la linea per un bit (bit di stop) e si lascia quindi la linea alta fino al prossimo byte da inviare. Detto questo, vediamo come è stata implementata nella demo board la comunicazione con la seriale. Vengono utilizzate solo le linee TX ed RX presenti sul connettore a 25 poli che realizza fisicamente la connessione con la porta seriale, mentre le altre linee di comunicazione vengono collegate in modo da realizzare quello che si chiama collegamento null-modem. Queste due linee sono collegate ai piedini 7 ed 8 del MAX 232, che permette la trasmissione di un dato attraverso il piedino 12 dello Z8, corrispondente a P01, e la ricezione di un dato attraverso il piedino 8, che corrisponde a P31. E' chiaro quindi che quando dovremo utilizzare la demoboard per ricevere un dato, occorrerà chiudere SW2 ed evitare di pigiare i due pulsanti P1 e P2. Vediamo subito un programma che permette di leg-

**diagramma di flusso della
routine di trasmissione
seriale 232-TX e della relativa
subroutine TX**

il programma permette di leggere un dato binario (che viene impostato mediante i dip-switch della Demoboard) dalla porta 2 del micro e di trasmettere tale dato in forma seriale utilizzando la linea di uscita P01



gere un dato binario (che imposteremo attraverso i dip switch) dalla porta 2 e trasmetterlo attraverso la porta seriale ad un Personal Computer e visualizzare quindi il byte trasmesso sul monitor del computer; questo programma si chiama 232_3.S ed il relativo listato e flow-chart sono riportati in queste pagine. Vediamo quindi di

comprendere esattamente come lavora il programma. Il dato da trasmettere viene letto dalla porta 2 configurata come ingresso e posto nella variabile DATO. La routine che effettua la trasmissione vera e propria è la routine TX. Questa routine, dopo aver impostato l'utilizzo del banco di lavoro denominato SERIALE, pone su P01 il

bit di start, cioè impone la linea a 0. Richiama quindi la routine DELAY, il cui compito è quello di determinare la durata dei bit trasmessi. La routine Bit è quella che effettivamente si occupa di prendere il dato e di "spedirlo" attraverso P01. In pratica, il DATO viene shiftato verso destra attraverso l'istruzione RR, ed il valore del bit meno significativo di DATO viene così posto nel flag di carry. Quest'ultimo viene copiato nella variabile TEMP attraverso l'istruzione ADC TEMP,#0, che non fa altro che sommare a TEMP il numero 0 e a questo il contenuto del carry. Quindi, se il bit meno significativo di DATO era uno 0, TEMP conterrà 0; se era un 1, TEMP varrà appunto 1. Il bit da trasmettere viene poi shiftato a sinistra di una posizione, in modo tale che corrisponda

ta la routine DELAY per fare in modo che la durata del bit sia adeguata alla baud rate prescelta. Quest'ultima sequenza viene ripetuta per tutti i bit da trasmettere e, finita la trasmissione degli 8 bit (con l'iniziale bit di START), la linea P01 deve essere riposta a livello logico alto per predisporre la porta seriale alla ricezione del successivo bit. All'interno del programma MAIN è stato inserito poi un altro ciclo di ritardo (siglato LOOPA) in modo tale da effettuare la trasmissione di un byte ad intervalli di circa un secondo. Facciamo ora qualche considerazione sulla velocità di trasmissione. Questa, parlando di trasmissione seriale, viene indicata di solito come baud rate, o anche come bit al secondo. Normalmente le velocità che si adottano vanno dai 1200

<pre> ***** ***** File: 232_3.S Data: 10/09/1996 ***** ***** ESEMPIO PER CORSO ZILOG Z8 ***** ***** (C) 1996 by FUTURA ELETTRONICA ***** ***** </pre>			<pre> LD P3M,#00000001B ;Inizializza Port 3 come ;digitale LD SPL,#%80 ;Stack pointer CLR SPH LD P0,#000000010B ;P01 in idle </pre>		
<pre> ;Vettori di interrupt ----- .org 0000h .word 0 ;IRQ0 P32 External Falling Edge .word 0 ;IRQ1 P33 External Falling Edge .word 0 ;IRQ2 P31 External Falling Edge .word 0 ;IRQ3 P32 External Rising Edge .word 0 ;IRQ4 Timer 0 .word 0 ;IRQ5 Timer 1 </pre>			<pre> ;Programma principale ----- MAIN: LD DATO,P2 LD R5,#%FF LOOPA: CALL DELAY DEC R5 JR NZ,LOOPA CALL TX JR MAIN </pre>		
<pre> ;Inizializzazioni ----- ;Viene utilizzato il bit P01 come linea di trasmissione seriale ;Il dato da trasmettere viene letto dalla porta P2 configurata ;come ingresso. In pratica il dato viene posto in DATO, che ;viene shiftato verso destra. Il bit meno pesante viene quindi ;posto nel carry e da qui sommato ad un registro vuoto TEMP, ;e quindi shiftato verso sinistra di una posizione per farlo ;coincidere col bit P01. ;I cicli di ritardo servono ovviamente a determinare la ;velocità di trasmissione, che col valore di BAUD impostato a ;B2h equivale a 1200 baud. ;Prima della trasmissione viene inviato il bit di start (0), ed al ;termine viene inviato un bit di Stop (1). Una volta effettuata la ;trasmissione, viene lasciato un livello logico alto di uscita ;(stato di idle) per circa un secondo determinato da un ;ulteriore loop. </pre>			<pre> ;Routine di trasmissione seriale ----- TX: PUSH RP ;Salva il registro di lavoro SRP #SERIALE LD NUM_BIT,#08 ;8 bit da trasmettere LD TEMP,#00 LD P0,#00000000B ;Start bit CALL DELAY Bit: RCF ;Sequenza degli 8 bit RR DATO ADC TEMP,#0 RL TEMP ;Il bit D1 di TEMP contiene il ;bit da inviare AND TEMP,#00000010B LD P0,TEMP CALL DELAY DEC NUM_BIT JP NZ,Bit ;Se non ancora trasmessi 8 bit LD P0,#000000010B ;Bit di Stop CALL DELAY LD P0,#000000010B ;Ritorna in idle POP RP ;Ripristina il registro di lavoro RET </pre>		
<pre> DATO .EQU 46H TEMP .EQU r7 SERIALE .EQU 40H NUM_BIT .EQU r9 CONT .EQU r8 BAUD .EQU 0B2H </pre>			<pre> ;Routine Delay ----- DELAY: LD CONT,#BAUD LOOP: DEC CONT JR NZ,LOOP RET .END </pre>		
<pre> ;Inizio del programma ----- .org 000ch DI ;Disabilita le interrupt LD P01M,#000000100B ;Inizializza il Port 0 come out LD P2M,#111111111B ;Inizializza il Port 2 come in </pre>					

poi esattamente alla posizione di P01; l'istruzione AND su TEMP serve solo per porre a zero tutti gli altri bit che non interessano, salvo appunto il bit che deve essere trasmesso. Il risultato viene poi caricato nella porta P0, che provvederà quindi a renderlo disponibile, attraverso il MAX 232, alla porta seriale del PC. Viene ora richiama-

ai 9600 baud, cioè vengono inviati dai 1200 ai 9600 bit al secondo. Questo vuol dire che, come nel nostro caso, se decidiamo di effettuare una trasmissione a 2400 baud, ogni singolo bit dovrà durare circa $1/1200 = 0.833$ mS. Vediamo quindi la nostra routine DELAY. Questa è costituita da istruzioni che impiegano nel loro comples-

so 18 cicli di clock, corrispondenti a 4,5 micro secondi. Questo vuol dire che per far durare un bit 0.833 mS, si dovrà far ripetere questo ciclo esattamente $0.833/0.0045 = 185$ volte. Tale valore corrisponde all'esadecimale B9. Poiché nel calcolo non si è tenuto conto del tempo necessario a tutte le altre operazioni che il micro deve eseguire, oltre alla routine DELAY, questo tempo dovrà ovviamente essere un po' più breve. Attraverso un calcolo complessivo, e verificando anche sperimentalmente tale risultato, si è trovato che il valore B2 (corrispondente al decimale 178) è quello che permette la migliore precisione, ed è infatti quello che troviamo nella parte di inizializzazione come valore costante assegnato proprio alla variabile BAUD. Per variare la velocità di trasmissione basta ricalcolare con una certa accuratezza tale valore e modificarlo nella riga di inizializzazione: "BAUD .EQU". Ovviamente, per poter verificare la trasmissione del dato dobbiamo avere un programma da far girare sul computer col quale stiamo comunicando attraverso la seriale. A questo scopo proponiamo un listato (peraltro cortissimo) scritto in BASIC che può essere utilizzato per leggere e visualizzare tale dato; a voi la possibilità di modificarlo a seconda delle vostre esigenze.

```
10 OPEN "COM1:1200,N,8,1" FOR RANDOM AS #1
20 A$ = INPUT$(1,#1)
30 V=ASC(A$)
40 PRINT V
50 GOTO 20
```

La prima riga è senz'altro la più importante, in quanto comanda l'apertura della comunicazione con la prima porta seriale (la COM1) ed informa il PC che la comunicazione avverrà a 1200 baud, senza parità, su 8 bit e con un bit di stop. Infine, associa al canale di comunicazione seriale il numero 1 (AS #1). La seconda istruzione è quella che legge (INPUT) un byte (il primo 1) dal canale di comunicazione identificato da #1 e lo pone nella stringa denominata A\$. La terza istruzione conver-

te la stringa nel corrispondente codice ASCII per poter poi essere visualizzate sul monitor mediante l'istruzione: "PRINT V". Ad ogni ciclo il computer attende l'invio di un nuovo byte da parte della Demoboard. Per uscire dal programma, è sufficiente utilizzare la combinazione di tasti CTRL + BREAK che causa l'interruzione del programma. Abbiamo anche codificato una routine per la lettura della seriale in Turbo Pascal, facendo ricorso ad uno dei servizi dell'interrupt 14H; per chi non si spaventa parlando di routine della BIOS e di assembler 8086, ecco qui una routine funzionante di ricezione seriale:

```
Program Serial;
Uses DOS, CRT;
Var Ricevuto:Byte;
c:integer;
Begin
    c:=0;
    Repeat
        Asm
            MOV     AL,10000011B;
            MOV     DX,0;
            MOV     AH,0;
            INT     14H;
            MOV     AL, 0;
            MOV     DX,0;
            MOV     AH,2;
            INT     14H;
            MOV     Ricevuto,AL;
        end;
        clrscr;
        Writeln (Ricevuto);
        Until Keypressed;
    end.
```

Nella prossima puntata del Corso vedremo insieme un programma capace di ricevere un dato seriale inviato dal PC e di visualizzarlo sulla porta 2 del micro che coincide nella nostra Demoboard con la barra a diodi LED.

DOVE ACQUISTARE L'EMULATORE



La confezione dell'emulatore/programmatore comprende, oltre alla piastra vera e propria, anche tutti i manuali hardware e software con numerosi esempi, 4 dischetti con tutti i programmi, un cavo di emulazione per i chip a 18 piedini ed un integrato OTP. La confezione completa costa 490.000 lire IVA compresa.

**Il materiale può essere richiesto a:
FUTURA ELETTRONICA, V.le Kennedy 96, 20027
Rescaldina (MI) Tel 0331/576139 fax 0331/578200.**

Nuovo indirizzo:

Futura Elettronica srl via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331-799775 Fax. 0331-792287 <http://www.futurashop.it>

Elettronica In - aprile '97

Sensori e barriere ad infrarossi

BARRIERA INFRAROSSI 20m

Sistema ad infrarossi con portata di oltre 20 metri formato da un trasmettitore e da un ricevitore particolarmente compatto. Dotato di un sistema di rotazione della fotocellula che consente un agevole allineamento anche in condizioni d'installazione disagiate senza dover ricorrere a staffe, squadrette, ecc.

FR239 Euro 39,00

BARRIERA IR a RETRORIFLESSIONE

Barriera ad infrarossi con portata massima di 7 metri con sistema a retroriflessione. L'elemento attivo nel quale è alloggiato sia il trasmettitore che il ricevitore dispone di un circuito switching che consente di utilizzare una tensione di alimentazione alternata o continua compresa tra 12 e 240V. Uscita a relè, grado di protezione IP66.

FR240 Euro 54,00

BARRIERA IR con ALLARME

Barriera ad infrarossi a retroriflessione con allarme, ideale per realizzare barriere di sicurezza per varchi sino a 7 metri di larghezza. Set completo con trasmettitore/ricevitore IR, staffa di fissaggio con tasselli e viti, riflettore prismatico, sirena temporizzata, cavo di connessione e alimentatore di rete.

FR264 Euro 64,00

CONTATORE per BARRIERA IR

Contatore a 4 cifre da collegare alla barriera ad infrarossi FR264 in grado di indicare quante volte questa è stata interrotta dal passaggio di una persona. Sul pannello frontale sono presenti tre pulsanti a cui corrispondono le funzioni: reset; incrementa di una unità il conteggio; decrementa di 1 unità il conteggio. Il dispositivo viene fornito con 10 metri di cavo e gli accessori per il fissaggio a muro.

FR264C Euro 33,00

BARRIERA IR 60/30m

Barriera infrarossi a due raggi con portata di oltre 60 metri in ambienti chiusi e 30 metri all'esterno. Utilizza un fascio laser a luce visibile per facilitare l'allineamento. Il set è composto dal TX, dall'RX e dagli accessori di montaggio. Grado di protezione IP55. L'utilizzo di un doppio raggio consente di ridurre notevolmente il problema dei falsi allarmi.

FR256 Euro 128,00

BARRIERA IR MULTIFASCIO

Barriera ad infrarossi a quattro fasci con portata massima di circa 8 metri; questo sistema può essere utilizzato in tutti quei casi (all'interno o all'esterno) in cui sia necessario realizzare un perimetro di sicurezza per proteggere, in maniera discreta ed invisibile, varchi di vario genere: porte, finestre, portoni, garage, terrazzi, eccetera. Altezza barriera 105 cm, corpo in alluminio anti-UV con pannello in ABS. Completo di accessori per il montaggio.

FR252 Euro 165,00

Barriere ad infrarossi



Tutti i prezzi si intendono IVA inclusa.

Disponibili presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA).
Caratteristiche tecniche e vendita on-line: www.futuranet.it

FUTURA ELETTRONICA

Via Adige, 11 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775 - Fax. 0331/778112 - www.futuranet.it

Sensori PIR

HAA52 Euro 31,00

Compatto sensore PIR adatto a qualsiasi impianto antifurto con fili. Doppio elemento piroelettrico, elevata immunità ai disturbi grazie al filtro RF incorporato. Segnale luminoso a LED con indicazione ON/OFF selezionabile. Uscita a relè con contatti NC, alimentazione nominale 12 Vdc.

SENSORE PIR
MINIATURA

PIR1200R Euro 14,00

Sensore di movimento ad infrarossi passivi in grado di attivare, al passaggio della persona, un carico luminoso per un periodo di tempo regolabile tra 8 secondi e 7 minuti. Massimo carico controllabile: 1200W, funzionamento con tensione di rete (230Vac/50Hz). Portata del sensore: 12m max.

SENSORE PIR per
CARICHI fino a 1200W

FR254 Euro 12,50

Sensibile sensore PIR da soffitto alimentato con la tensione di rete in grado di pilotare carichi fino a 1200W. Regolazione automatica della sensibilità giorno/notte, semplice da installare, elevato raggio di azione, led di segnalazione acceso / spento e rilevazione movimento.

SENSORE
PIR da SOFFITTO

HAM1011 Euro 12,00

Sensore PIR alimentato a batteria con sirena incorporata. Può funzionare come campanello segnalando con due "ding-dong" il passaggio di una persona oppure come mini-allarme con tempo di attivazione della sirena di circa 30 secondi. Consumo in stand-by particolarmente contenuto. Tensione di alimentazione: 1 x 9V (batteria alcalina non compresa); portata del sensore: 8m max; consumo corrente a riposo: 0,15mA.

CAMPANELLO
e ALLARME

SIR113NEW Euro 68,00

Sensore ad infrarossi anti-intrusione wireless completo di trasmettitore via radio. Segnalazione remota mediante trasmissione codificata RF controllata tramite filtro SAW. Frequenza di lavoro: 433.92 MHz; codifica: 145026; tempo di inibizione tra allarmi: 120s; copertura 15m. 136°; alimentazione: a batteria da 9V; consumo a riposo 13µA; consumo in allarme: 10mA. Cicalino di segnalazione batteria scarica e antimanomissione.

SENSORE PIR
via RADIO

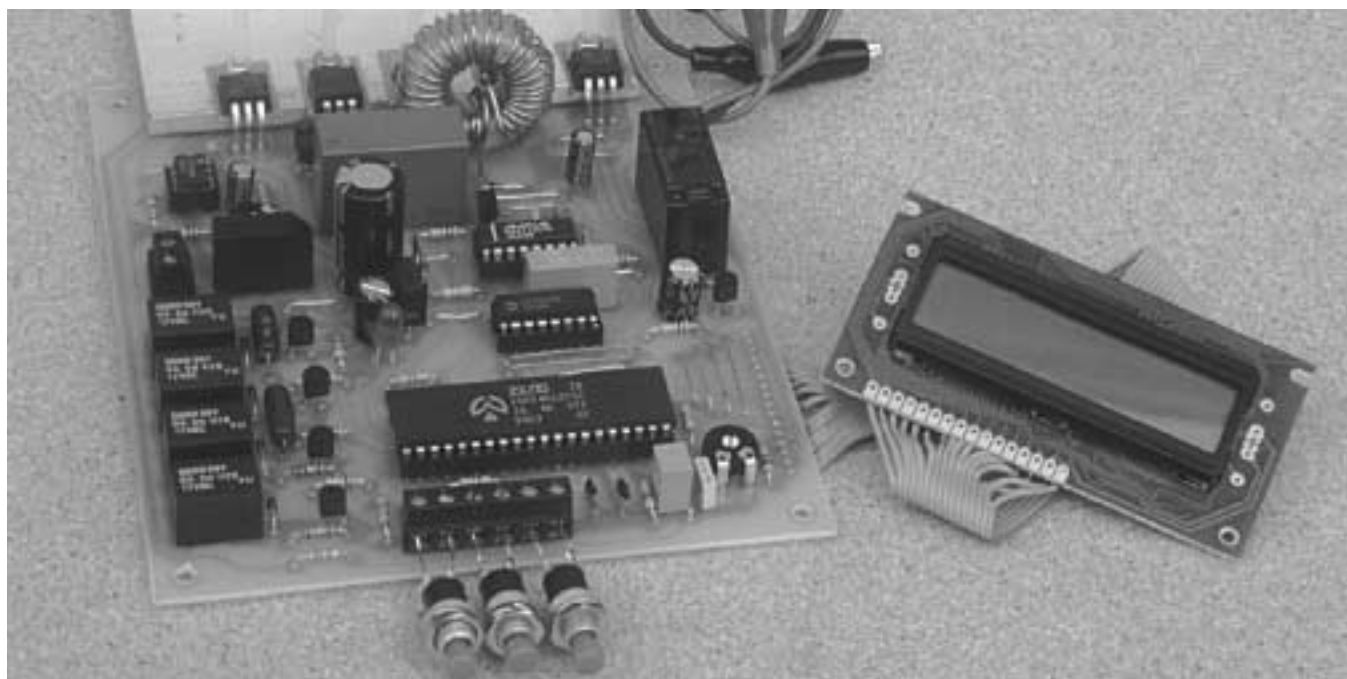
MINIPIR Euro 30,00

Rilevatore ad infrarossi passivi in versione miniaturizzata, contiene un sensore piroelettrico posto dietro una lente di Fresnel a 16 elementi (5 assi ottici); un'uscita normalmente bassa passa allo stato logico 1 in caso di rilevazione di movimento. Alimentazione compresa fra 3 e 6VDC stabilizzata. Distanza di rilevamento di circa 5 metri.

MINI SENSORE
PIR

CARICABATTERIE INTELLIGENTE

di Roberto Nogarotto



Negli ultimi tempi le batterie ricaricabili hanno assunto notevole importanza nell'ambito dell'elettronica di consumo: telefoni cellulari, cordless (telefoni da casa senza filo) telecamere a CCD (le video 8...) ricetrasmittitori portatili per CB, VHF, UHF, apparecchi e strumenti di misura, ed altri dispositivi elettrici portatili utilizzati per diletto, per lavoro o anche nell'ordinaria routine quotidiana, impiegano pacchi di batterie ricaricabili con i quali possono funzionare per tempi più o meno lunghi lontano dall'alimentazione di rete. Se da una parte sono state - e sono elementi indispensabili per lo sviluppo e l'utilizzo di tanti apparecchi portatili - le piccole batterie ricaricabili di uso comune (stilo) hanno creato non pochi problemi quando veniva il momento di caricarle, e ciò principalmente per due motivi: 1) le NiCd (nichel-cadmio) soffrono del

cosiddetto "effetto memoria" per il quale se non scaricate completamente prima di rimetterle in carica, riducono a lungo andare la loro capacità rispetto a quella originaria; 2) le recenti stilo NiMH (Nichel-Metal-Idrato, dall'inglese Nichel-Metal-Hydride) sebbene non presentino l'effetto memoria soffrivano inizialmente (le prime prodotte) di un'autoscarica eccessiva (ossia, se inutilizzate perdevano presto la loro carica) e risultava (come risulta difficile tutt'ora) caricarle con gli stessi dispositivi impiegati per le NiCd. E' stato soprattutto l'avvento delle batterie NiMH a mettere un po' in crisi i caricatori, in special modo quelli "universali" e quelli dei primi telefonini che, sebbene potevano ospitare i pack di nuova concezione (quelli al NiMH, appunto) non erano in grado di caricarli a pieno. Ciò principalmente per il fatto che rispetto ad un ele-

Caricatore intelligente per stilo e pacchi di batterie NiCd e NiMH: permette la ricarica (e volendo anche la scarica) lenta o rapida di elementi da 1,2 a 14,4 volt, ed è quindi adatto anche a pack di cellulari, telecamere, ecc. I dati di carica si possono impostare facilmente con tre pulsanti, e un display visualizza di volta in volta le opzioni possibili. La corrente di carica è regolabile tra 10 mA e 1,5 A. Il circuito implementa un MAX 713 per il controllo della carica e un micro Z8 per l'impostazione dei parametri.

Prima puntata.



mento al NiCd, quello all'idrato di nichel assorbe corrente in maniera diversa durante le varie fasi della carica, ingannando anche il caricatore più elaborato che vedendo salire alla svelta la tensione chiude prima la fase di carica, lasciandolo di fatto mezzo scarico. Da qualche tempo, nel campo dei telefoni cellulari sono stati introdotti caricatori in grado di trattare correttamente sia le NiCd che le NiMH, risolvendo i problemi annessi e connessi all'uso dei vari pacchi. Quanto al resto, ci sono i soliti caricabatteria universali che funzionano un po' a modo loro, e che spesso e volentieri mostrano i propri limiti. Per questo ed altri motivi abbiamo voluto progettare e proporre ai nostri lettori un caricabatteria davvero universale, gestito da un microcontrollore, facilmente programmabile al fine di scegliere a piacimento i parametri di carica per tutti i tipi

di batterie funzionanti da 1,2 a 14,4 volt (da 1 elemento NiCd fino a 12) provvedendo all'occorrenza alla completa scarica, in modo da ottenere dagli accumulatori le massime prestazioni e la più lunga durata. Il dispositivo è adatto agli elementi NiCd e anche a quelli al NiMH. E' inoltre provvisto di un display LCD sul quale visualizza tutte le informazioni relative ai parametri di carica, sia in fase di impostazione, sia durante la carica stessa: in quest'ultimo caso segna il tempo che passa dall'inizio dell'operazione. La selezione dei parametri di funzionamento e la loro conferma, così come lo scorrimento tra le opzioni del menù di programmazione, avvengono tramite tre pulsanti. Il tutto è comunque più chiaro se procediamo ordinatamente, e andiamo a vedere prima lo schema elettrico del circuito, illustrato per intero in queste pagine. Allora, il microcon-

le batterie ricaricabili

Benché l'utilizzo delle batterie ricaricabili sia ormai una consuetudine per molti di noi, spesso ci si trova in difficoltà nel valutare le caratteristiche delle batterie da utilizzare ed il sistema migliore per caricarle, in modo tale da sfruttarne appieno le capacità. In queste due pagine analizziamo le tecnologie utilizzate, cercando di mettere in luce vantaggi e svantaggi dei vari tipi di batterie reperibili sul mercato. Attualmente esistono quattro tecnologie preminenti nel settore delle batterie ricaricabili. Analizziamole singolarmente:

BATTERIE AL PIOMBO (LEAD-ACID)

Costituiscono sicuramente il tipo di batteria ricaricabile più utilizzato nel mondo, grazie soprattutto al loro massiccio impiego in campo automobilistico. Nel settore elettronico vengono impiegate soprattutto le cosiddette batterie sigillate (*sealed battery*) che, a differenza delle normali batterie per auto, non necessitano di alcun tipo di manutenzione. Queste batterie vengono utilizzate in tutti quei sistemi dove è necessaria una buona scorta di energia; ad esempio, nei gruppi di continuità per fornire corrente in caso di interruzione dell'erogazione dell'energia elettrica oppure nei sistemi antifurto per alimentare il circuito, anche in questo caso, quando viene a mancare la rete elettrica pubblica. Le *sealed battery* sono quindi molto robuste nel funzionamento, ovvero sopportano senza grosse difficoltà cicli di carica e scarica non convenzionali anche se tipicamente vengono utilizzate in modalità tampone: la batteria viene mantenuta carica da una piccola corrente che viene fatta circolare continuamente nella batteria stessa. Il loro svantaggio principale è sicuramente il peso elevato, che ne limita fortemente l'impiego in apparati portatili. A riprova di ciò basti pensare che queste batterie non vengono prodotte nei formati stilo o mezza torcia, ma in contenitori di forma rettangolare, con tensione di 6 o 12 volt e capacità che vanno da 1 A/h fino a qualche decina di A/h. Esiste solo un particolare tipo di batteria al piombo, prodotte dalla Gates, che ha forma cilindrica e tensione di 2 Volt.

BATTERIE NICKEL CADMIO (Ni-Cd)

Rappresentano sicuramente il tipo di batterie ricaricabili più diffuso ed utilizzato nell'elettronica di consumo. Come dice il nome stesso, queste batterie sono realizzate con nickel (anodo) e cadmio (catodo) immersi in idrossido di potassio. Presentano una differenza di potenziale di 1,2 V per cella, e vengono prodotte ormai in ogni tipo di contenitore, dalle piccole celle a bottone, della capacità di qualche decina di mAh, fino al formato F, con capacità di 7 Ah ed il cosiddetto Super F, da 10 Ah. Hanno una vita generalmente piuttosto lunga (fino a 1000 cicli di carica e scarica) e dimostrano un buon comportamento in funzione della temperatura. Sono relativamente insensibili alle forti scariche e per questo motivo vengono utilizzate in particolari applicazioni, come ad esempio nel modellismo, dove le batterie devono fornire tutta la loro energia nello spazio di pochi minuti. Oltretutto, le nickel cadmio non subiscono un danneggiamento permanente quando vengono completamente scaricate (come succede invece alle batterie al piombo); anzi, un corretto processo di carica dovrebbe essere effettuato pro-

prio partendo dalla batteria completamente scarica. Fra i punti deboli delle batterie al nickel cadmio, sicuramente il più conosciuto è il cosiddetto "effetto memoria". Questo fenomeno prende origine dal fatto che i due materiali attivi interni alla cella (appunto il nickel e il cadmio) si trovano in forma cristallina. Quando si ricarica una pila senza averla scaricata completamente, questi cristalli possono crescere formando delle strutture ramificate che deteriorano gradualmente le caratteristiche della pila stessa. In questo modo, anche se viene caricata completamente, la pila non sarà più in grado di restituire tutta l'energia nominale che era in grado di accumulare alla primissima carica. Con batterie Ni-Cd di recente produzione il problema dell'effetto memoria è stato ridimensionato ma non risolto; è stato dimostrato che non è strettamente necessario scaricare ogni volta la batteria prima di una ricarica, ma che tale operazione deve essere effettuata indicativamente almeno una volta al mese se si vuole evitare la formazione di cristalli interni. Un secondo fattore negativo delle Ni-Cd consiste nell'alto grado di tossicità dei materiali impiegati: il cadmio infatti è un materiale altamente inquinante, e quindi lo smaltimento di tali celle ha un costo elevato. Per quanto riguarda la densità di energia, occorre dire che sono stati fatti dei notevoli progressi negli ultimi anni, tanto che, ad esempio, le normali pile stilo che una volta avevano una capacità massima di 500 mAh, riescono adesso a raggiungere anche i 1000 mAh. Un notevole miglioramento si è poi avuto per quanto riguarda i tempi di carica. Le prime celle dovevano essere caricate rigorosamente con una carica lenta, tipicamente per 12 o 14 ore, ad un decimo della capacità nominale della batteria stessa. Questo ovviamente limitava in modo drastico l'utilizzo di tali batterie. Attualmente quasi tutte le batterie Ni-Cd prevedono la possibilità di carica rapida, che tipicamente è di circa 3 - 4 ore, ma in alcuni casi tale tempo si può ridurre anche a solo un'ora. In questo caso occorre però che il caricabatterie impiegato sia "intelligente" e fermi la carica quando la batteria è completamente carica. In caso contrario, sovraccaricando cioè la batteria, questa aumenta notevolmente di temperatura e la pressione interna supera il valore limite, portando in breve tempo al danneggiamento permanente della batteria stessa. Un'ultima caratteristica negativa è l'elevato livello di autoscarica; si può infatti stimare che una batteria al NiCd possa perdere fino al 10 % della propria capacità durante la prima giornata dopo la ricarica, per poi presentare un valore di autoscarica pari a circa il 10 % al mese. Se ne deduce che queste batterie devono essere caricate quando si pensa ragionevolmente di doverle utilizzare, sempre che si voglia sfruttare appieno la sua capacità di energia.

BATTERIE NiMH

Una tecnologia che sta riscuotendo un grosso successo è la cosiddetta tecnologia Nickel Metal Idruri, in cui il cadmio viene sostituito da una lega metallica. Queste batterie presentano dei sostanziali vantaggi rispetto alle NiCd, al punto che è sorto recentemente un consorzio internazionale dei maggiori produttori di batterie NiMH che dovrebbe portare alla produzione di batterie con una elevata efficienza, utili anche in applicazioni critiche come la trazione elettrica. Vediamo in

breve i vantaggi delle NiMH: non presentano l'effetto memoria tipico delle NiCd, non è richiesta quindi una scarica completa della batteria per ottenere la totale energia disponibile; presentano una densità di energia notevolmente superiore rispetto alle Ni-Cd, generalmente quantificabile in un 30% allo stato attuale, anche se, come detto, sono allo studio batterie che potrebbero anche raddoppiare l'attuale capacità delle celle NiMH; non pongono problemi ambientali, in quanto non contengono il nocivo Cadmio, e quindi il costo dello smaltimento e del recupero risulta notevolmente inferiore. Ovviamente, tali vantaggi comportano anche qualche svantaggio, tra cui i più significativi sono: il numero di cicli di carica e scarica è leggermente inferiore rispetto alle NiCd; la corrente di scarica non può essere così elevata come per le NiCd; l'autoscarica risulta più elevata.

BATTERIE AL LITIO (LITHIUM BATTERIES)

Ultime arrivate nel panorama delle batterie ricaricabili sono le celle al Litio, per ora utilizzate quasi esclusivamente al posto delle normali batterie nei telefoni cellulari e nei personal computer portatili di classe alta. Il grande vantaggio di questo tipo di batterie è dovuto alla elevata densità energetica, che può risultare in alcuni casi doppia rispetto alle batterie NiMH. L'anodo di una batteria litio ioni consiste di una lega di litio, mentre il catodo è costituito da carbone o da una lega metallica; anodo e catodo sono immersi in un liquido organico contenente una soluzione salina.

Gli ioni di litio si muovono fra gli elettrodi durante carica e scarica della batteria. Oltre alla elevata densità di energia, queste celle presentano un'autoscarica praticamente inesistente: una volta caricate, se non utilizzate possono mantenere lo stato di carica anche fino a 10 anni! Ovviamente, esistono anche dei punti negativi: innanzitutto, la carica rapida è per ora preclusa a questo tipo di batterie, che devono essere caricate in tempi che vanno dalle 8 alle 16 ore; altri grossi elementi di limitazione sono la bassa corrente che possono fornire senza danneggiarsi e l'elevato costo di tali batterie che ne sta limitando la diffusione a settori particolari, come già accennato. Le batterie al Litio presentano anch'esse problemi ambientali, non dovuti alla tossicità dei materiali, molto relativa, ma al pericolo di esplosione durante la corrosione come diretto risultato di esposizione all'umidità. Un'ultima considerazione riguardante le batterie al Litio è il fatto che presentano una differenza di potenziale pari a 3 Volt e di conseguenza non possono essere utilizzate come dirette sostitute delle normali batterie: la tensione delle celle Litio è circa doppia rispetto alle batterie convenzionali.

SVILUPPI FUTURI

Le batterie al NiCd verranno via via abbandonate, anche in conseguenza del loro negativo impatto ambientale e le batterie del futuro saranno sicuramente quelle di tipo NiMH e quelle al Litio. A queste tecnologie, si affiancherà a breve la tecnologia delle batterie Zinco-aria. Tali batterie presentano una densità energetica pari a 170 Wh/Kg, ma allo stato attuale non si è riusciti ad andare oltre i 50 cicli di carica e scarica. Superato tale problema, questa tecnologia potrebbe diventare la migliore.

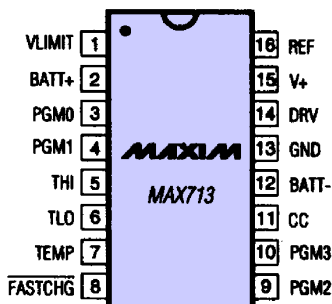
METODI DI RICARICA

Parlando di NiCd e NiMH, occorre rammentare che queste batterie devono essere caricate a corrente costante e che non esistono delle regole valide per tutti i tipi di batterie. Per quanto riguarda la carica lenta, di solito non vi sono grossi problemi per determinare come caricare correttamente una cella NiCd o NiMH. Generalmente si utilizza una corrente di carica pari ad 1/10 della capacità della cella, lasciando quest'ultima sotto carica per un tempo che va dalle 12 alle 14 ore. Se, ad esempio, dobbiamo caricare delle stilo da 500 mAh, un ciclo standard di carica lenta dovrebbe essere effettuato con una corrente costante pari a 50 mA, per almeno 12 ore. Il discorso ovviamente cambia quando si parla di carica rapida; anche perché in questo caso ogni tipo di batteria presenta caratteristiche differenti riguardo alla carica rapida. Generalmente tutti i produttori di batterie ricaricabili scrivono sulla batteria stessa o sulla confezione le modalità di carica consigliate. Se non sono a disposizione questi dati, si può considerare abbastanza sicuro effettuare una carica rapida con una corrente pari a circa un quarto della capacità della batteria, per circa quattro ore e mezza. Ad esempio, per la batteria da 500 mA vista prima, se non viene specificato diversamente, si potrà procedere ad una carica rapida con una corrente di 100 mA per circa 5 ore, oppure con una corrente di 150 mA per circa 4 ore. Ovviamente, poiché la carica potrebbe partire non dalla condizione di batteria completamente scarica, la soluzione ottimale per arrestare correttamente la carica non è quella di basarsi sul tempo, ma bensì di rilevare lo stato di batteria completamente carica.

Vi sono diversi modi per capire quando una batteria è completamente carica, il più semplice consiste nel misurare la temperatura della batteria stessa che aumenta man mano che la batteria si carica. Tale sistema presenta però diversi inconvenienti, non ultimo quello della difficoltà di effettuare in pratica una corretta misura della temperatura. Il metodo sicuramente più utilizzato consiste, invece, nel tenere sotto controllo la tensione ai capi della batteria. Infatti, tale tensione, durante un processo di carica, aumenta costantemente fino ad un certo valore di picco, oltre il quale la tensione inizia a diminuire. Ebbene, questo picco rappresenta, con buona precisione, proprio il momento in cui la batteria è stata caricata completamente. La maggior parte dei caricabatterie professionali utilizza proprio il metodo del rilievo del picco di tensione per determinare l'istante in cui la batteria è completamente carica. Non solo, i caricabatterie professionali al termine di un ciclo di carica rapida (durante il quale, come abbiamo detto, una sovraccarica della batteria stessa potrebbe portare ad una rapido danno irreversibile), provvedono a fornire alla batteria un piccola corrente di mantenimento (definita di solito trickle charge). Rammentiamo che per evitare l'effetto memoria nelle normali batterie Ni-Cd, occorre, ogni qual volta sia possibile, scaricarle completamente prima di procedere alla ricarica prelevando dalla batteria una corrente costante, fino a che la tensione della cella non scende sotto il valore di $0,8 \div 0,9$ volt. Un ultimo accorgimento per aumentare la vita delle batterie è il seguente: anche se le batterie utilizzate accettano cicli di carica rapida, è consigliabile ogni tanto caricarle con un ciclo di carica lenta a 12 o 14 ore; ad esempio, ogni 10 cicli di carica rapida inserire un ciclo di carica lento.

l'integrato MAX713

Per semplificare il nostro circuito ottenendo nel contempo le prestazioni migliori abbiamo utilizzato un componente specifico prodotto dalla Maxim: il MAX713, ovvero un completo caricabatterie programmabile, intelligente, capace di trattare celle NiCd e NiMH, da 1 a 16 elementi. Questo componente opera secondo il metodo del "picco di tensione", cioè carica la batteria fino a quando la differenza di potenziale ai capi di quest'ultima smette di crescere e diminuisce: per rilevare l'andamento della tensione della batteria l'integrato dispone di un convertitore analogico/digitale (A/D) che esegue ciclicamente la lettura, secondo intervalli predefiniti e legati all'impostazione dei piedini di controllo. Dato che il sistema della rilevazione con l'A/D converter può fallire, il MAX713 dispone di altri 2 sistemi per mettere fine alla carica: una protezione termica, ed un timer; la protezione termica prevede un circuito a soglia facente capo ai piedini THI (5) TEMP (7) e TLO (6) che internamente sono collegati ad un comparatore a finestra di tensione. La protezione termica prevede l'uso di 2 termistori opportunamente collegati a questi ingressi e posti in contatto con la batteria da caricare, in modo da sentirne l'eventuale surriscaldamento e provvedere ad arrestare la carica rapida fornendo la sola corrente di mantenimento (anche se le celle sono troppo fredde). Comunque per il nostro circuito non usiamo questo sistema. Utilizziamo invece il timer, la cui durata si può impostare tra 22 e 264 minuti, in 16 scaglioni: il tempo si imposta con i piedini PGM2 e PGM3 (9 e 10) determinando su di essi fino a 4 diversi livelli di tensione, secondo la tabella riportata sotto a sinistra; in pra-



tica ognuno dei pin di programmazione può assumere il livello REF (collegandolo al piedino 16) V+ (collegandolo ai 5V) BATT- (connesso al piedino 12 del chip) oppure Open, che si ottiene lasciando isolato il piedino. Combinando questi stati sui due ingressi PGM2 e PGM3 si ottengono 16 diversi tempi di fine carica. Va notato che maggiore è il tempo di carica impostato, più cresce l'intervallo tra una lettura e l'altra da parte dell'A/D converter che rileva l'inversione dell'andamento della tensione in carica; ciò è molto importante perché ci consente di capire come sia possibile che il circuito, impiegando tempi molto lunghi, non riesca a rilevare il picco ed il calo di tensione conseguenti alla piena carica della batteria. Il MAX713 dispone di altri due piedini di controllo: PGM0 e PGM1 (pin 3 e 4) che consentono di impostare il numero di celle da cui è composta la batteria da trattare; in tal modo il chip sa che valore di tensione deve dare all'uscita del suo alimentatore switching durante la carica e, ovviamente, si rego-

la di conseguenza per la lettura dei valori da parte dell'A/D. La tabella di destra evidenzia le combinazioni per ottenere l'impostazione del numero di celle da 1 a 16: notate che i livelli sono i soliti 4 visti per gli altri pin di programmazione. L'integrato funziona a tensione continua di 5 volt, mentre il circuito di carica che comprende i transistor esterni deve essere alimentato con circa 2 volt in più della tensione della batteria da trattare. La corrente di carica viene fornita tramite un semplice DC/DC converter che consente un rendimento di oltre l'80% limitando le perdite in calore nei transistor esterni.

Timeout (min)	A/D Sampling Interval (sec) (tA)	Slope Charge Limit	PGM3 Connection	PGM2 Connection
22	21	Disabled	V+	open
22	21	Enabled	V+	REF
33	21	Disabled	V+	V+
33	21	Enabled	V+	BATT-
45	42	Disabled	open	open
45	42	Enabled	open	REF
66	42	Disabled	open	V+
66	42	Enabled	open	BATT-
90	84	Disabled	REF	open
90	84	Enabled	REF	REF
132	84	Disabled	REF	V+
132	84	Enabled	REF	BATT-
180	168	Disabled	BATT-	open
180	168	Enabled	BATT-	REF
264	168	Disabled	BATT-	V+
264	168	Enabled	BATT-	BATT-

Number of Cells	PGM1 Connection	PGM0 Connection
1	V+	V+
2	open	V+
3	REF	V+
4	BATT-	V+
5	V+	open
6	open	open
7	REF	open
8	BATT-	open
9	V+	REF
10	open	REF
11	REF	REF
12	BATT-	REF
13	V+	BATT-
14	open	BATT-
15	REF	BATT-
16	BATT-	BATT-

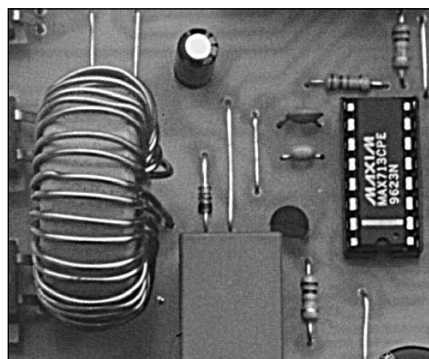
La tabella più a sinistra mostra la relazione tra gli ingressi PGM2, PGM3 e la durata massima della carica. La tabella a fianco riporta, invece, il significato dei piedini PGM1 e PGM2 che consentono di impostare il numero di celle da caricare da un minimo di una ad un massimo di sedici celle.

trollore provvede a gestire il display, a ricevere i comandi dai pulsanti, e a impostare il modo di funzionamento dell'integrato che è poi il vero e proprio

caricabatteria: il MAX713; quest'ultimo provvede da solo a caricare la batteria secondo le modalità impostate ai suoi ingressi di controllo dall'U4, tra-

mite il crosspoint CD22100 (U5). L'elemento più importante del circuito è dunque il MAX713, un chip della Maxim progettato appositamente per

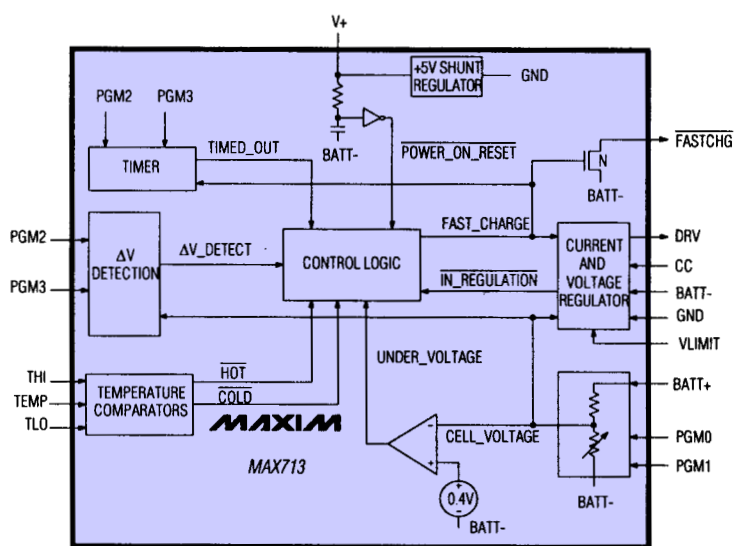
realizzare caricabatterie intelligenti, che permette di trattare accumulatori NiCd e NiMH con tensioni comprese tra 1,2 e 19,2 volt, consentendo di impostare la corrente di carica, il tempo massimo di carica e il tipo di batteria, a seconda dei livelli di tensione applicati a 4 piedini di controllo. Tramite un apposito circuito interno, il MAX713 monitorizza l'andamento della carica seguendo la corrente della batteria e stabilizzandola il più possibile; grazie ad un A/D converter e ad un circuito riconoscitore di soglia, il chip segue l'andamento della tensione sulla batteria così da sapere quando la stessa è giunta a piena carica. Insomma, il MAX fa proprio tutto quello che deve fare un caricabatteria intelligente. Per impostare i suoi parametri di funzionamento abbiamo preferito ricorrere ad un microcontrollore, piuttosto che a interruttori e commutatori; tuttavia, dato che l'impostazione degli ingressi di controllo del chip non richiede livelli digitali ma ben 4 diverse combinazioni ciascuno, abbiamo preferito utilizzare una matrice elettronica (crosspoint) CMOS interposta tra il "C" e, appunto, il MAX713: in tal modo riusciamo a ottenere le quattro connessioni (ovvero quattro livelli di tensione...) di ciascun ingresso con semplici livelli logici binari (1 e 0) a livello TTL forniti dal microcontroller. In sintesi, il funzionamento dell'intero circuito è il seguente: il MAX713 carica la batteria collegata tra i propri piedini 2 e 12; notate che abbiamo inserito un relè (RL6) per consentire anche la scarica della batteria, scarica che avviene secondo la modalità che spiegheremo



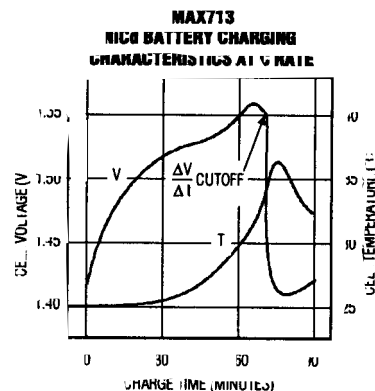
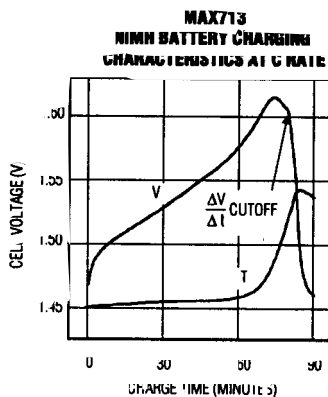
successivamente. Guardando lo schema elettrico, il relè si trova nella posizione di carica, e la batteria collegata tra i punti + e - viene alimentata trami-

te il mosfet T8, l'induttanza L1, e il diodo D7, con una tensione impostata in funzione dello stato degli ingressi di controllo PGM0 (piedino 3) e PGM1 (piedino 4). La carica avviene secondo il metodo del "picco di tensione", che consiste nel rilevare l'andamento della differenza di potenziale ai capi dell'accumulatore: se si carica a corrente costante un elemento NiCd o NiMH, la tensione ai suoi capi presenta un picco quando la carica è completata, dopodiché la stessa (tensione) inizia a diminuire. Rilevando questa "inversione di potenziale" possiamo capire che la batteria è carica e sospendere il procedi-

ai capi della batteria e lo confronta con quello rilevato nella lettura precedente; se nota che la tensione sta calando (il valore letto è minore di quello precedente) ritiene che la batteria è carica, e passa dalla normale corrente ad un valore decisamente minore (trickle charge) che determina la carica di mantenimento. Nel nostro circuito, la generazione della corrente costante avviene con la tecnica switching, ovvero il mosfet viene acceso e spento ad una frequenza di circa 80 KHz. Questo permette di ottenere un'elevata efficienza del circuito; in poche parole la potenza persa, che verrebbe inevitabilmente

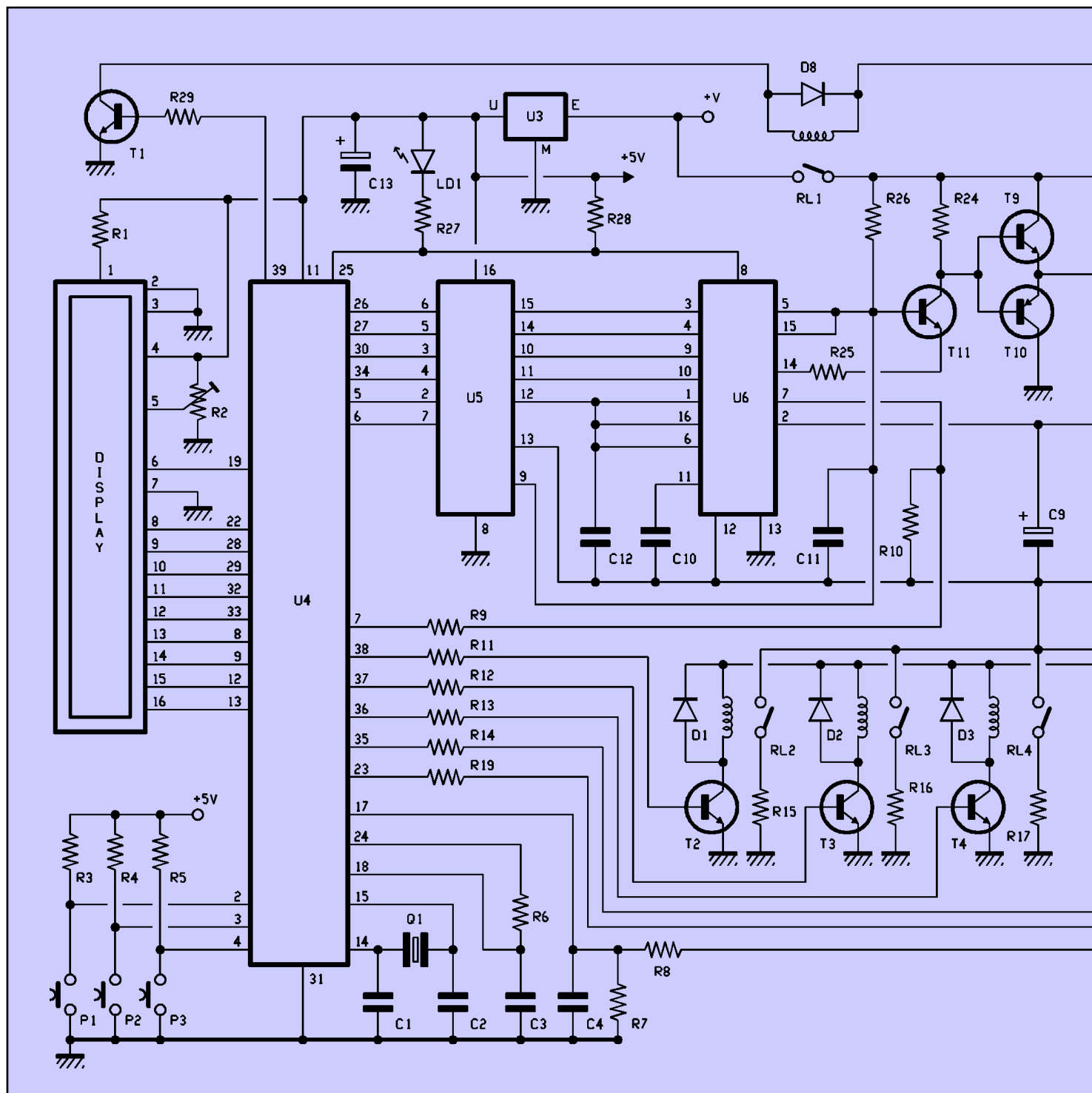


L'integrato MAX713 della Maxim contiene tutta la logica necessaria (vedi schema a blocchi interno) per realizzare un completo caricabatterie programmabile adatto alla ricarica di celle NiCd e NiMH. Sotto, a sinistra la curva do carica di una cella NiMH; a destra quella di una cella NiCd.



mento. Il MAX713 fa proprio questo: dispone di un convertitore A/D (Analogico/Digitale) che legge ad intervalli regolari il valore di tensione

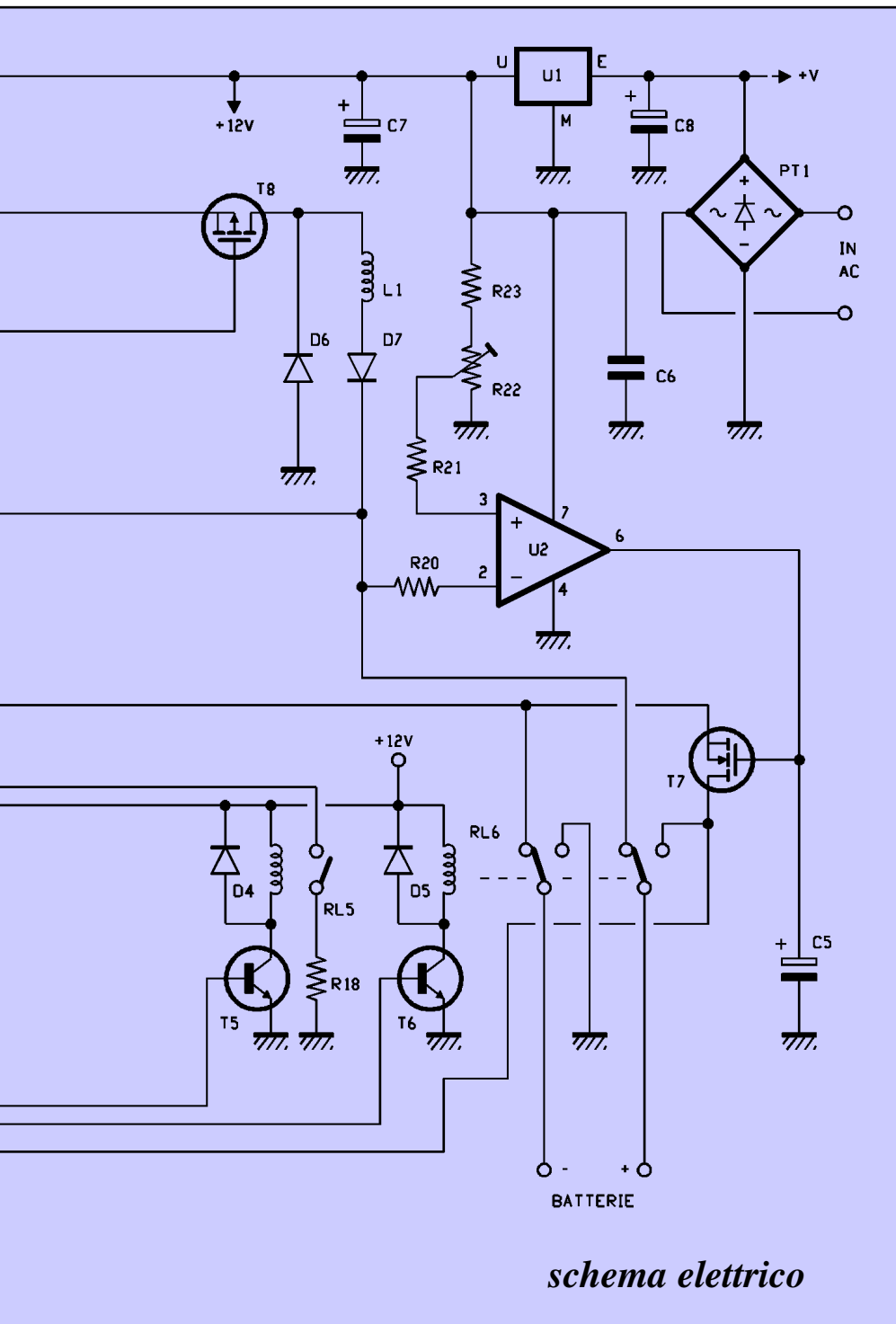
dissipata in calore, è contenuta in livelli molto bassi. Il MAX713 dispone anche di un temporizzatore che provvede a mettere fine alla fase di carica nel



caso non venga rilevato l'abbassamento di tensione: ciò può capitare se nell'intervallo tra due letture il valore ha un picco ma poi cala e si porta esattamente a quello precedentemente letto. Questo timer consente di impostare tempi di carica da 22 a 264 minuti (oltre 4 ore). La corrente di carica che scorre nella batteria viene determinata attraverso una resistenza che funziona da sensore (di corrente, appunto) collegata tra il piedino 12 (BATT-) e massa:

il valore di questa resistenza viene calcolato considerando che il MAX713 è realizzato in modo da mantenere costante a 0,25V la tensione tra il piedino BATT- e la massa del circuito; se la tensione tende a diminuire l'integrato aumenta la corrente che scorre nella batteria (fornita indirettamente dal piedino 14, DRV) mentre, al contrario, limita quest'ultima se la tensione tende a crescere. Nel nostro circuito il valore della corrente di carica è quindi im-

stato dalle resistenze che vedete collegate tra il piedino BATT- e massa: queste sono inserite tramite gli scambi di appositi relè e sono esattamente R15, R16, R17, R18; i loro valori sono calcolati in modo da ottenere valori di corrente pari a 100 mA (R18) 200 mA (R17) 400 mA (R16) e 800 mA (R15). Chiudendo due o più relè contemporaneamente si possono inserire più resistenze (in parallelo) alla volta, così da ottenere valori di corrente intermedi:



DATI TECNICI

Il caricatore intelligente proposto in queste pagine consente di trattare ogni tipo di accumulatore al nichel-cadmio o all'idrato di nichel, fino ad un massimo di 12 elementi, e dispone di funzioni programmabili tali da renderlo senza dubbio professionale. Le sue caratteristiche tecniche sono le seguenti:

- carica di stilo singole e pack da 1 a 12 elementi (1,2÷14,4V);
- scarica preventiva per eliminare la carica residua e l'effetto memoria delle NiCd;
- corrente di carica da 10 mA a 1,5A;
- possibilità di impostare il tempo entro cui la carica deve terminare (timer);
- possibilità di operare la carica lenta o quella rapida.

In carica lenta:

- impostazione della corrente di carica tra 10 e 150 mA a passi di 10 mA;
- selezione del tempo limite della carica tra 1 e 16 ore.

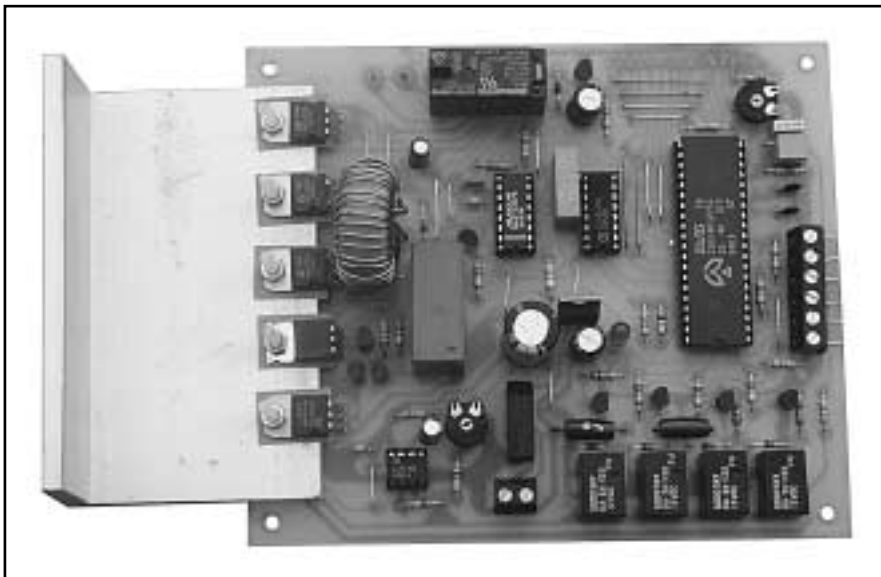
In carica rapida:

- la corrente è selezionabile tra 100 mA e 1,5A;
- il tempo limite di carica è compreso tra 22 minuti e 4 ore e 20 minuti;
- al termine della carica (rilevata con il metodo del picco di tensione) viene erogata la corrente di mantenimento, corrispondente ad una frazione del valore di carica rapida, impostata a seconda del tempo limite: maggiore è il tempo, minore è la corrente;
- la carica viene avviata solo quando la tensione di ogni elemento (cella) supera 0,4V; prima viene operata comunque la carica lenta, in modo del tutto automatico.

ad esempio usando la resistenza da 100 mA e quella da 200 mA si hanno 300 mA, mentre per ricavare una corrente di carica di 500 mA si collegano la resistenza che determina i 100 mA e quella dei 400 mA, ecc. Da notare che la scelta dei valori 100, 200, 400, 800 mA non è casuale, ma consente di ottenere tutti i valori da 0,1 a 1,5A, a passi di 100 mA, semplicemente con quattro resistenze. Le combinazioni delle R15, R16, R17, R18, le otteniamo coman-

dando adeguatamente i relè RL2, RL3, RL4, RL5 tramite i rispettivi transistor T2, T3, T4, T5: questi ultimi vengono gestiti da quattro piedini di I/O del microcontrollore U4 che, a seconda del valore di corrente di carica che impostiamo con i tre pulsanti, abilita una o più uscite fino a realizzare la combinazione logica voluta. Già, perché il valore di corrente è direttamente proporzionale al numero binario proposto dai piedini 38, 37, 36, 35 (linee P20÷P23,

ovvero bit 0÷3 della porta 2) del micro: così ad esempio, considerando che da 100 mA a 1,5A i passi sono 15, il valore di corrente di carica di 100 mA si ottiene con il numero 1, ovvero, usando quattro bit, 0001; avendo come bit meno significativo il piedino 35, solo quest'ultimo si trova a livello alto, mentre 36, 37 e 38 sono a zero logico, cosicché va in conduzione solo T5, alimenta RL5, ed inserisce R18, la quale determina i 100 mA. Per ottenere 1



ampère occorre che il micro Z86E40 produca il numero binario 10 ($10 \times 100 \text{mA} = 1000 \text{mA} = 1 \text{A}$) ovvero che i suoi piedini 38, 37, 36, 35, abbiano nell'ordine gli stati logici: 1010; in tal caso vengono polarizzati i transistor T2 e T4, scattano gli scambi di RL2 e RL4, e tra il piedino BATT- del MAX713 e la massa si trova una resistenza il cui valore è il parallelo di R15 ed R17, che comunque determina una corrente di 1A nella batteria in carica. Va notato altresì che il valore base di 100 mA è valido per la carica rapida: impostando la carica lenta l'integrato si riferisce ad una corrente circa 10 volte inferiore, e imposta il proprio alimentatore switching per fornire alle batterie una tensione adeguata, ovvero tale da ridurre in proporzione la corrente erogata. Lasciamo da parte gli esempi e torniamo adesso al MAX713 per vedere come avviene esattamente l'impostazione dei suoi parametri di funzionamento: il numero di celle (da 1,2V) e il

tempo massimo per la carica rapida vengono determinati dai livelli di tensione assegnati ai piedini di controllo PGM0, PGM1, PGM2, PGM3; i possibili livelli di tensione sono 4, e si ottengono connettendo ciascun piedino al terminale BATT- (ovvero al 12 che, come abbiamo visto poco fa, presenta un potenziale di 0,25V rispetto a massa) al VREF (piedino 16, che normalmente si trova a 2V in più del pin 12) a 5 volt, oppure lasciando isolati i piedini stessi (condizione Open). In quest'ultimo caso, la struttura interna dell'integrato determina sul piedino lasciato aperto un potenziale di circa 3 volt. Per impostare quattro differenti livelli di tensione su altrettanti piedini occorrerebbe impiegare commutatori e deviatori sicuramente scomodi da manipolare; perciò, per poter portare PGM0, PGM1, PGM2 e PGM3 ai rispettivi livelli di tensione, abbiamo fatto uso di una matrice di interruttori digitali (U5, il crosspoint CD22100

della RCA o dell'Harris) pilotata da quattro linee della porta P0 del micro U4: P00, P01, P02, P03 (piedini 26, 27, 30 e 34) che costituiscono l'indirizzo dell'incrocio, e da altre due linee (piedini 5 e 6, P04 e P05 del solito U4) per l'abilitazione della lettura dei dati e lo Strobe. Il funzionamento del CD22100 si comprende considerando che dispone di due gruppi di quattro ingressi, e che ciascun ingresso di uno dei gruppi può essere collegato ad uno qualsiasi di quelli dell'altro. Se chiamiamo X il primo gruppo di quattro linee (piedini 9, 1, 12, 13) ed Y l'altro (piedini 15, 14, 10, 11) vediamo che ogni ingresso X può entrare in contatto con uno degli Y; siccome abbiamo 4 linee X ed altrettante Y, le possibili combinazioni sono 16: 4 livelli di tensione per 4 piedini di programmazione del MAX713. E' tutto chiaro? Se ancora non lo è immaginate il CD22100 come se fosse una tastiera a matrice di 16 pulsanti, fatta di 4 linee e 4 colonne. I "tasti" vengono azionati mediante una logica interna al crosspoint U5 a seconda dell'indirizzo binario fornito dalle linee di comando P00, P01, P02, P03 del microcontrollore Z86E40: i corrispondenti 4 bit vengono applicati al CD22100 quando, terminata l'impostazione dei dati con i tre pulsanti P1, P2 e P3, si avvia il procedimento di carica; poi le linee di comando del micro perdono il loro stato, perciò è indispensabile che il crosspoint trattenga l'impostazione. Ciò viene ottenuto grazie al latch interno, attivato tramite il piedino di Strobe (7) comandato dal pin 6 dello Z86E40. Appuntamento al prossimo numero della Rivista in cui proseguiremo nella descrizione del circuito analizzandone anche la realizzazione pratica.

RM ELETTRONICA SAS

v e n d i t a c o m p o n e n t i e l e t t r o n i c i

rivenditore autorizzato:

 **FUTURA
ELETTRONICA**

**NUOVA
ELETTRONICA**

G.P.E. Else Kit

Via Valsillaro, 38 - 00141 ROMA - tel. 06/8104753

INVERTER ZERO-POWER

Consente di tenere spento l'inverter fino a quando non gli viene collegato un carico all'uscita, permettendo così di risparmiare l'energia che altrimenti verrebbe dissipata durante il funzionamento a riposo. Adatto per inverter DC/AC alimentati a 12V con potenza massima di 250 watt.

di Francesco Doni

Normalmente si utilizza un inverter DC/AC quando occorre ricavare la tensione di 220 volt dove manca la rete elettrica ENEL: ad esempio in una baita di montagna, in una casetta di campagna, in campeggio o durante un pic-nic all'aria aperta, lontano dalla città; l'inverter si usa anche per poter tenere in funzione apparecchi e comunque assicurare la presenza dei 220 volt se viene a mancare la tensione della rete di distribuzione elettrica. Poiché qualsiasi inverter funziona a batterie (tipicamente a 12V, almeno per piccole potenze di uscita) è evidente che si ottiene da esso la maggiore autonomia (leggi tempo di funzionamento prima che si scarichino gli accumulatori) se lo si utilizza con la massima attenzione, ovvero tenendolo acceso solamente quando serve, e limitando il consumo dei carichi che, possibilmente, devono essere ad alto rendimento. Il sistema per risparmiare buona parte dell'energia delle batterie consiste nel fare funzionare l'inverter solamente quando gli viene collegato il carico all'uscita, ovvero quando quest'ultimo assorbe corrente: già, perché altrimenti il dispositivo consuma corrente anche se non viene utilizzato, e tutto il consumo non è altro che uno spreco. E' vero che la corrente

assorbita a riposo da un inverter è decisamente minore di quella consumata a pieno carico, però in gran parte dei circuiti non è affatto trascurabile: per inverter da 200÷300 W, ad esempio, può raggiungere 1÷1,5 ampère, che moltiplicati per i 12 V (tipici) dell'alimentazione fanno da 12 a circa 20 watt di consumo inutile. Tradotto in consumo della batteria, l'assorbimento a riposo di 1 A equivale ad un consumo orario di 1 A/h.

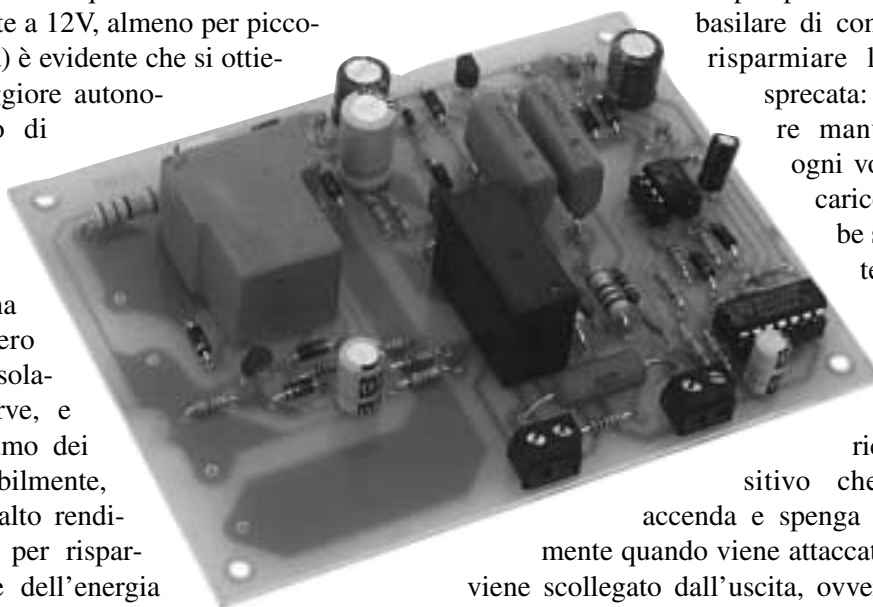
Esempi a parte resta quindi il discorso basilare di come fare in pratica a risparmiare l'energia altrimenti sprecata: si potrebbe accendere manualmente l'inverter ogni volta che si collega il carico, ma la cosa sarebbe sicuramente seccante, e richiederebbe un

interruttore di grande potenza o un teleruttore; in alternativa si può

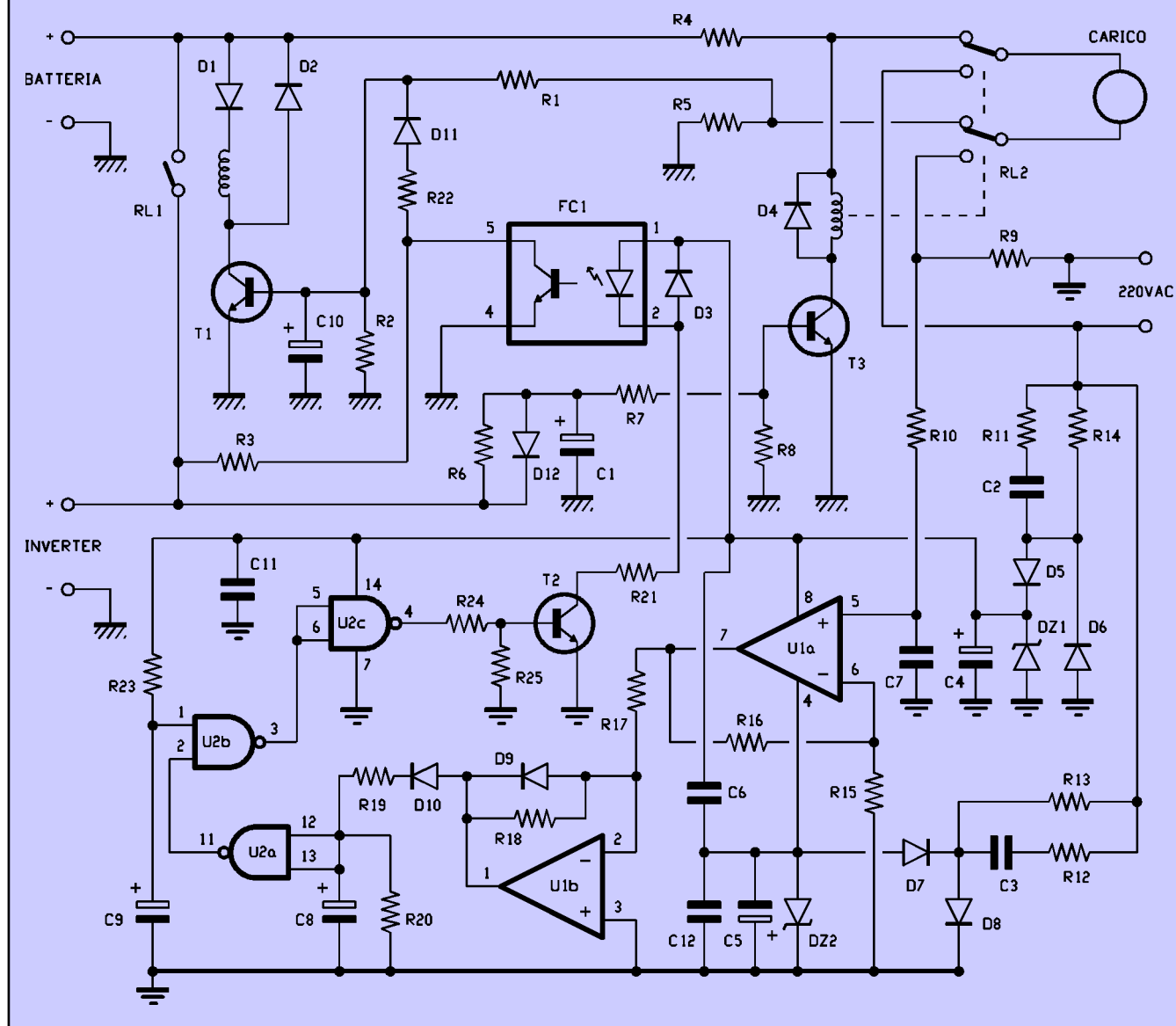
ricorrere ad un dispositivo che automaticamente

accenda e spenga l'inverter rispettivamente quando viene attaccato il carico e quando

viene scollegato dall'uscita, ovvero quando lo stesso assorba corrente o smetta di consumare. Un automatismo adatto al caso lo proponiamo in questo articolo: si tratta di un commutatore elettronico dotato di relè di grande portata, capace di verificare l'assorbimento di corrente all'uscita dell'inverter, ovvero da parte del carico. L'automatismo tiene spento l'inverter quando



schema elettrico



l'utilizzatore è scollegato, ovvero non assorbe corrente; non appena il carico viene connesso all'uscita e comunque richiede una certa corrente, rileva quest'ultima e provvede, in un tempo relativamente breve (2÷3 secondi) ad alimentare l'inverter tramite un relè da 30 A. Il nostro circuito è adatto ad essere accoppiato con tutti gli inverter DC/AC funzionanti a 12 volt c.c. che assorbano non più di 30 A: quindi, grosso modo quelli che danno potenze di uscita non superiori a 250 VA.

SCHEMA ELETTRICO

Andiamo dunque a vedere l'automatismo nei dettagli, e lo facciamo aiutando

docci con lo schema elettrico illustrato in queste pagine: ai punti marcati BATTERIA si collega l'alimentazione in bassa tensione (DC) ovvero il gruppo di accumulatori che serve a far funzionare l'inverter; evidentemente, i punti con la dicitura INVERTER sono quelli da cui prelevare l'alimentazione continua, per l'inverter, appunto. Il carico si collega ai morsetti di uscita, cioè quelli segnati con la dicitura CARICO, mentre ai 220VAC si connette l'uscita AC del solito inverter. A riposo la tensione della batteria (12 volt) alimenta il circuito di controllo, mentre l'inverter è scollegato, quindi spento; lo scambio del relè di potenza RL1 è aperto (quindi è interrotta l'alimentazione verso l'inverter) e quello del RL2 è chiuso sui

contatti NC, ovvero collega la presa del carico al circuito sensore di assorbimento facente capo al transistor T1. Questo sensore è quello che rileva il collegamento del carico all'uscita dell'automatismo, e vedremo tra breve che non è l'unico: infatti per ragioni pratiche abbiamo dovuto realizzare due sensori, dei quali il primo sente il collegamento del carico, e l'altro il relativo distacco, cioè la cessazione dell'assorbimento di corrente all'uscita. Allora, normalmente i punti di uscita (carico) sono collegati uno ad R4 e l'altro alla R5; se non vi è collegato alcun carico accoppiato in continua (notate che il sensore funziona in c.c. ed è pertanto insensibile al collegamento di carichi con accoppiamento capacitivo) il cir-

cuito tra le due resistenze è aperto, quindi ai capi della R2 non vi è alcuna tensione e il transistor T1 si trova interdetto. Applicando un carico all'uscita viene chiuso il circuito di rilevamento relativo al collegamento dell'utilizzatore, perciò scorre una certa corrente dall'alimentazione (12V) attraverso la resistenza R4 e giunge ai capi della R5, dove si verifica una caduta di tensione che, anche con carichi di piccola potenza, è tale da mandare in conduzione T1 polarizzandone la giunzione di base attraverso R1. Va notato che dal momento in cui viene attaccato il carico a quando T1 entra in conduzione passano poco meno di 2 secondi: questo tempo è dovuto alla presenza del condensatore C10, che serve poi a tenere in conduzione lo stesso transistor nel

bobina del RL2: scatta il relativo scambio ed il carico viene staccato dal sensore in c.c. e collegato ai punti 220VAC, ovvero viene sottoposto ai 220 volt prodotti dall'inverter, già acceso e da qualche istante in funzione. Il carico viene alimentato tramite la resistenza R9, il cui valore è talmente basso da determinare una caduta di tensione trascurabile. Vedremo tra breve a che serve questa resistenza. Adesso dobbiamo notare che staccando il carico dal sensore c.c. non scorre più corrente in R4 e in R5, e T1 resta ancora in conduzione finché non si scarica l'elettrolitico C10: quest'ultimo riesce a lasciare in conduzione il transistor per circa 1 secondo, dopodiché la tensione ai suoi capi si abbassa tanto da non superare la tensione di soglia (V_{be}) del

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di funzionamento.....12 V c.c.

Tensione di lavoro dell'inverter.....12 V c.c.

Corrente commutabile verso l'inverter.....30 A

Corrente commutabile all'uscita.....5 A*

Tempo di intervento in accensione.....< 3 sec.

Tempo di intervento in spegnimento.....< 2 sec.

Potenza minima del carico.....> 14 VA

(*) La corrente è quella consentita dal relè di uscita, tuttavia potendo commutare non più di 30 A verso l'inverter (il quale non può quindi erogare più di $250 \div 300$ VA), in uscita non ci saranno mai più di 1,5 A. Il dispositivo di controllo dell'inverter lavora correttamente con carichi di varia natura, purché non totalmente reattivi o prevalentemente capacitivi, e comunque non accoppiati alla rete mediante condensatori.

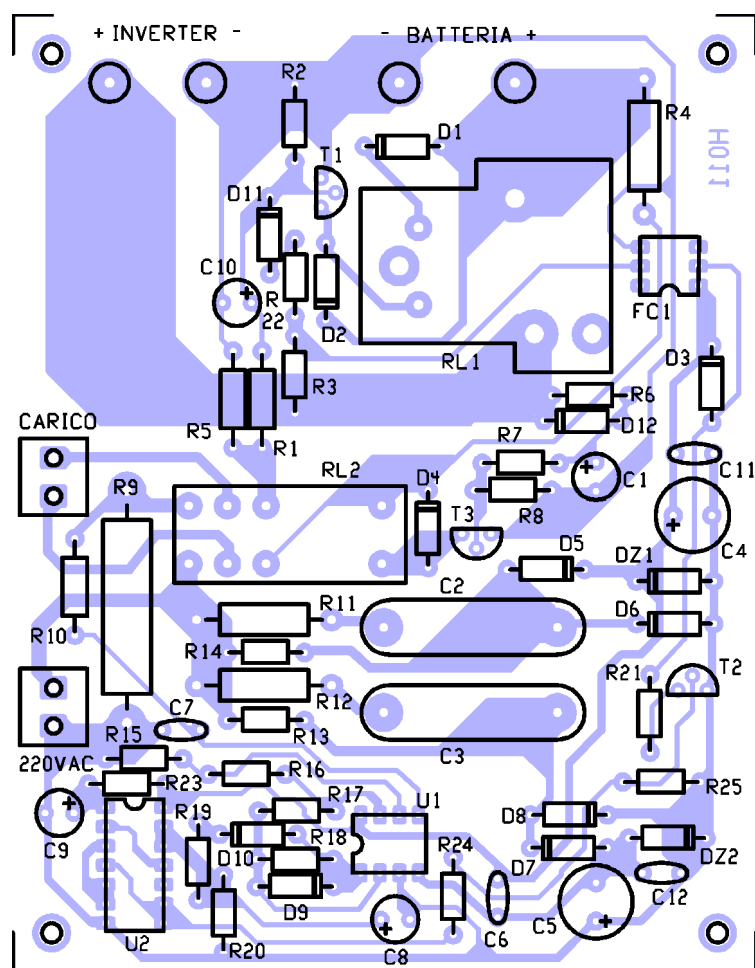
breve intervallo che trascorre dal distacco del sensore c.c. all'inserimento del carico sotto l'uscita dell'inverter. Ma andiamo con ordine e vediamo che una volta entrato in conduzione T1 la sua corrente di collettore alimenta la bobina del relè RL1, il cui scambio scatta e chiude l'alimentazione principale della batteria sull'ingresso dell'inverter. Quest'ultimo prende quindi a funzionare e fornisce la sua tensione ai punti 220VAC. L'applicazione dei 12 volt ai punti + e - INVERTER manda in tensione la rete di temporizzazione composta da R6, R7, D12 e C1, cosicché nel giro di qualche istante ($1,5 \div 2$ secondi al massimo) viene polarizzata la base del T3, e quest'ultimo transistor entra in conduzione alimentando la

transistor, che quindi torna in interdizione. Tuttavia vediamo subito che ciò non succede affatto: e non per meriti del condensatore, ma per un secondo circuito sensore che funziona quando l'inverter alimenta il carico, ovvero che sostituisce il rivelatore di collegamento (sensore c.c.) del carico usato all'inizio. Notate che ai capi della resistenza R9 si verifica una caduta di tensione alternata, che viene applicata all'operazionale U1a tramite il filtro composto da R10 e C7: questo filtro serve per limitare eventuali interferenze captate dai fili di collegamento che potrebbero falsare il funzionamento del sensore, e per arrotondare il segnale nel caso l'inverter sia del tipo ad onda quadra; ancora, serve per abbattere eventuali



Sei un appassionato di elettronica e hai scoperto solo ora la nostra rivista? Per ricevere i numeri arretrati è sufficiente effettuare un versamento sul CCP n. 34208207 intestato a VISPA snc, v.le Kennedy 98, 20027 Rescaldina (MI). Gli arretrati sono disponibili al doppio del prezzo di copertina (comprensivo delle spese di spedizione).

in pratica



COMPONENTI

R1: 10 Kohm
R2: 47 Kohm
R3: 33 Kohm
R4: 22 Ohm 2W
R5: 4,7 Kohm
R6: 68 Kohm
R7: 1 Kohm
R8: 100 Kohm

R9: 0,22 Ohm 5W
R10: 10 Kohm
R11: 120 Ohm 2W
R12: 120 Ohm 2W
R13: 330 Kohm
R14: 330 Kohm
R15: 4,7 Kohm
R16: 47 Kohm
R17: 10 Kohm
R18: 220 Kohm

R19: 1 Kohm
R20: 47 Kohm
R21: 1 Kohm
R22: 10 Kohm
R23: 100 Kohm
R24: 22 Kohm
R25: 22 Kohm
C1: 470 μ F 25VL elett.
C2: 220 nF poliestere 630VL

C3: 220 nF poliestere 630VL
C4: 470 μ F 16VL elett.
C5: 470 μ F 16VL elett.
C6: 100 nF multistrato
C7: 10 nF ceramico
C8: 4,7 μ F 25VL elett.
C9: 100 μ F 25VL elett.
C10: 220 μ F 25VL elett.
C11: 100 nF multistrato
C12: 100 nF multistrato
D1: 1N4007
D2: 1N4007
D3: 1N4007
D4: 1N4007
D5: 1N4007
D6: 1N4007
D7: 1N4007
D8: 1N4007
D9: 1N4007
D10: 1N4007
D11: 1N4007
D12: 1N4007
DZ1: Zener 5,1V 0,5W
DZ2: Zener 5,1V 0,5W
U1: LM358
U2: HEF4093B
T1: MPSA13
T2: BC547B
T3: MPSA13
RL1: Relè 12V 30 Ampère
RL2: Relè 12V 2 scambi
FC1: Fotoaccoppiatore 4N25

Varie:

- morsetti 2 poli (2 PZ.);
- zoccolo 4 + 4;
- zoccolo 3 + 3;
- zoccolo 7 + 7;
- stampato cod. H011.

spikes prodotti dagli inverter PWM. La differenza di potenziale ai capi della R9 è esigua, e in nessun caso supera i 400 millivolt eff. a causa del basso valore della R9: a tal proposito facciamo notare che il valore di quest'ultima (0,22 ohm) è stato scelto per determinare una caduta apprezzabile ma influente sul funzionamento del carico, e tale comunque da limitare la dissipazione nella stessa resistenza. La piccola tensione prelevata da R9 deve essere

filtrata e amplificata dall'operazionale U1a prima di essere utilizzata come serve nel circuito: l'amplificatore funziona in modo non-invertente ed ha un guadagno di poco superiore a 10 volte. Notate che entrambi gli operazionali U1a e U1b (tutti e due contenuti in un comune LM358) funzionano accoppiati in continua, anche per ciò che riguarda la retroazione: non richiedono infatti polarizzazione. Il segnale alternato amplificato dall'U1a viene applicato

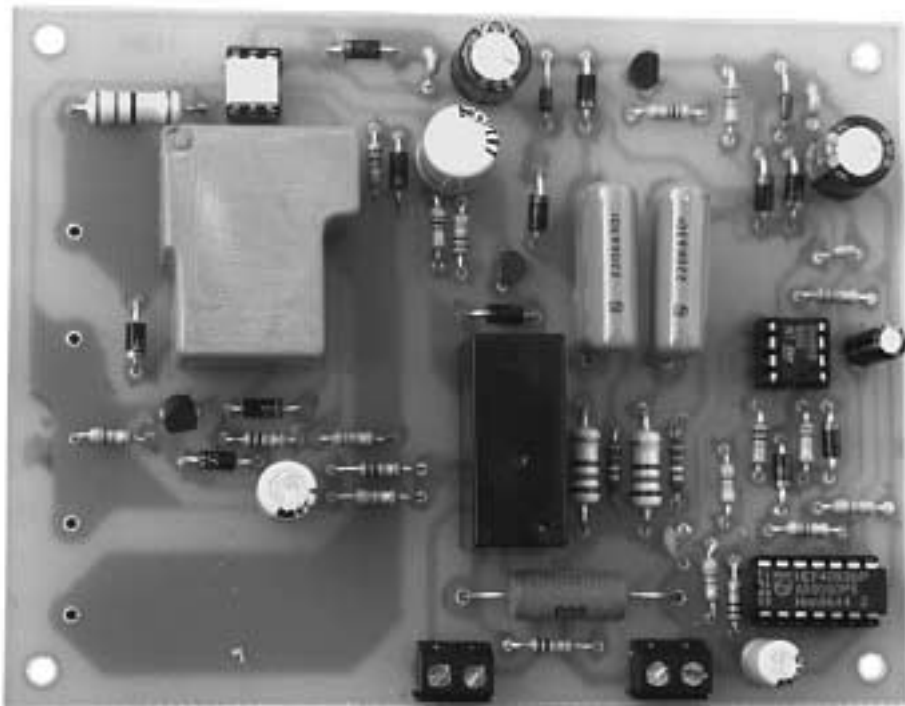
tramite R17 all'ingresso di U1b, ancora un amplificatore di tensione però invertente e con una particolare retroazione che consente di raddrizzare il segnale prelevato dall'uscita: in pratica U1b amplifica di circa 22 volte il segnale fornitogli da U1a, però taglia le semionde negative amplificando di fatto solo quelle positive. Dal piedino 1 dell'amplificatore/raddrizzatore preleviamo impulsi positivi che, passando attraverso il diodo D10 e la resistenza

R19, caricano il condensatore C8 (notate che D10 impedisce al condensatore di scaricarsi sull'uscita dell'U1b quando essa si trova a livello basso, cioè nelle pause tra un impulso e l'altro) portando rapidamente la tensione ai suoi capi ad un livello pari a quello relativo all'1 logico; l'uscita della NAND U2a commuta quindi assumendo il livello basso e forza ad 1 logico quella della U2b (il cui secondo ingresso, pin 1, è già a livello alto grazie ad R23) imponendo pertanto il livello basso all'uscita (piedino 4) della U2c. Per effetto di ciò vediamo che il T2, precedentemente in saturazione (era polarizzato dal partitore R24/R25) va ora in interdizione e non scorre più corrente nel suo collettore: il LED interno al fotoaccoppiatore FC1 si spe-

che assorbe non scende al disotto di 60÷70 mA. Infatti va notato che per far interdire T2 e il fotoaccoppiatore bisogna che agli ingressi della NAND U2a si trovino almeno 3 volt, il che significa (considerando che i due operazionali amplificano in tutto circa 240 volte) che ai capi della R9 dobbiamo avere una caduta di tensione dell'ordine di 14÷15 mV di picco: considerato che il valore massimo (nel caso di tensione sinusoidale...) è circa 1,41 volte il valore efficace, possiamo dedurre che la caduta di tensione ai capi di R9 deve essere circa 10 mV, e che la minima corrente che deve quindi scorrere in essa (e nel carico) deve essere circa 50 mA. Perciò un valore di 60÷70 mA costituisce un margine accettabile. In definitiva l'inverter rimane inserito se il

tolto il carico non scorre più corrente nella resistenza R9, perciò ai capi di quest'ultima evidentemente non vi è più alcuna differenza di potenziale: all'ingresso non-invertente dell'U1a la tensione è nulla, così come alla sua uscita e a quella dell'U1b, perciò il condensatore C8 si scarica attraverso la resistenza R20; quando la tensione ai suoi capi si abbassa oltre il valore dello zero logico, l'uscita della NAND U2a si porta a livello alto pone nella medesima condizione il piedino 2 della U2b. Quest'ultima si trova entrambi gli ingressi ad 1 logico e mette a zero la propria uscita, forzando a livello alto quella della U2c. Adesso T2 torna in conduzione e polarizza il LED del fotoaccoppiatore FC1: viene mandato in conduzione il fototransistor di uscita

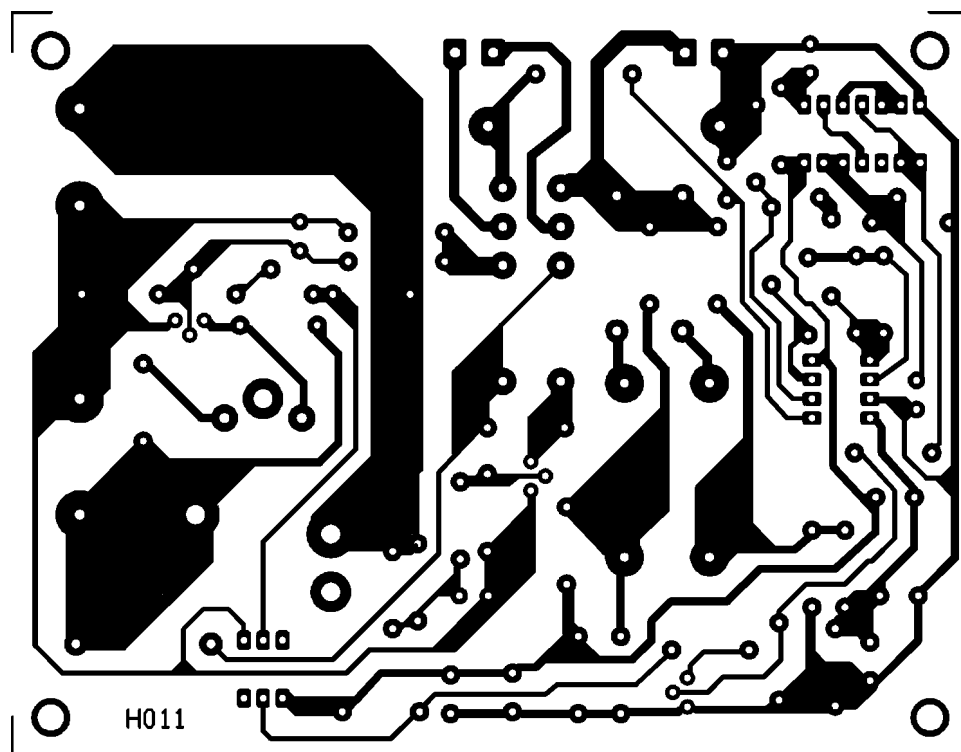
La basetta del circuito zero-power al termine del montaggio. Per migliorare la conducibilità delle piste a cui fanno capo i contatti del relè da 30 A, consigliamo di stendere un velo di stagno tra i punti + e - di batteria e i rispettivi (+ e -) dell'uscita per l'inverter. Per le connessioni del carico e per quelle di uscita dell'inverter (220VAC) è opportuno utilizzare degli appositi morsetti a passo 5 mm. Per i collegamenti tra la scheda e l'inverter utilizzate un cavo da 2x0,75 mmq minimo. Per i collegamenti tra la batteria a 12V e i punti di ingresso (+ e - BATTERIA) utilizzate un cavo da 2x8 mmq.



gne e il componente viene disattivato. Il fototransistor alla sua uscita (piedini 4 e 5) va in interdizione e lascia che la R3 porti corrente dall'alimentazione 12V alla base del T1, tramite R22 e il diodo D11. Insomma, quando l'inverter alimenta il carico il transistor T1 rimane in conduzione e il relè RL1 resta chiuso anche se non arriva più la corrente dalla R4. Almeno finché il carico non viene scollegato o non smette di assorbire corrente, o la corrente

carico che colleghiamo alla sua uscita, e quindi a quella dell'automatismo, assorbe almeno 13÷14 VA, o watt in caso il carico sia resistivo (es. una lampadina); con carichi di potenza minore è facile che l'automatismo stacchi l'inverter. Tenetelo ben presente per l'uso. Dunque, chiusa questa parentesi, vediamo cosa succede, appunto, staccando il carico dall'automatismo, ovvero riducendolo al disotto del limite di soglia anzidetto. Quando viene

ed il piedino 5 assume un potenziale di poco superiore a quello di massa, tale da non superare la tensione di soglia del diodo D11 e tantomeno quella della base del T1, cosicché C10 non viene più alimentato e si scarica attraverso R2, R1, R5, in breve tempo (poco più di 1 secondo). Il transistor non viene più polarizzato e il relè RL1 ricade interrompendo l'alimentazione verso l'inverter. Ora, non solo si spegne (evidentemente) l'inverter, ma viene a



Per realizzare il circuito dello zero-power utilizzate la traccia del lato rame, riportata a lato in scala reale. Dopo aver inciso e forato lo stampato montate tutti i componenti attenendovi scrupolosamente al piano di cablaggio. Inserite e saldate dapprima le resistenze e i diodi, inserite quindi gli zoccoli per il fotoaccoppiatore, per l'LM358 e per il 4093. Passate ora ai transistor e ai condensatori, che conviene montare in ordine di altezza rammentando di rispettare la polarità indicata per gli elettrolitici. Infine, montate i due relè, saldando con abbondante stagno i contatti di quello da 30 A.

manca tensione alla rete che polarizza T3: il condensatore C1 si scarica quindi attraverso R7 ed R8, e tramite D12 attraverso il circuito dell'inverter, perciò nel giro di circa 1 secondo il transistor va in interdizione e lascia ricadere RL2, il cui scambio torna a collegare l'uscita del carico al primo sensore, quello in continua. Il tempo di ripristino del dispositivo, ovvero quello che trascorre da quando viene staccato il carico a quando l'inverter viene disattivato, è di circa 2 secondi. Da adesso l'automatismo è pronto a rilevare nuovamente l'inserimento del carico e ad alimentare l'inverter. Notate che il diodo D11 impedisce che parte della corrente che scorre in R1 quando viene collegato al carico se ne vada nel fotoaccoppiatore FC1 che, a riposo, è in conduzione; diversamente verrebbe falsato il rilevamento del sensore. D11 lascia invece passare corrente quando l'inverter è attaccato ed è disinserito il sensore in continua. Ultima cosa: il sensore in alternata, cioè quello che rileva il distacco del carico (gli operazionali U1a e U1b, insomma) funziona direttamente con la tensione di uscita dell'inverter, ed è accoppiato direttamente alla linea 220VAC; preleva l'alimentazione grazie a R11, R4, C2, D5 e D6 per il ramo positivo, e ad R12, R13, C3, D7 e D8 per quanto riguarda la ten-

sione negativa. Il diodo DZ1 stabilizza a 5,1 volt la tensione di alimentazione positiva degli operazionali e dell'integrato U2 (HEF4093B) mentre l'elettrolitico C4 filtra il ripple; analoga funzione viene svolta da DZ2 e C5, solo che la tensione negativa serve esclusivamente agli operazionali. C6 e C12 filtrano eventuali disturbi impulsivi prodotti dall'inverter (specie da quelli PWM e ad onda ricostruita) mentre C9 serve a livellare quanto più è possibile la tensione di riferimento del piedino 1 dell'U2b: notate che quest'ultimo non è collegato direttamente ai 5 volt ma è alimentato appunto dal filtro composto da R23 e C9, che assicurano un potenziale costante. Diversamente si correbbe il rischio di veder commutare a caso l'uscita della NAND e quindi il relè dell'inverter. Bene, adesso lascia-



mo da parte il circuito elettrico, che abbiamo analizzato quanto basta, e vediamo invece come si costruisce e come si usa in pratica l'automatismo. In queste pagine trovate la traccia del lato rame del circuito stampato da realizzare, e sul quale dovreste poi montare tutti i componenti richiesti.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per preparare lo stampato potete ricorrere al metodo che preferite, ricordando però di seguire la nostra traccia e di non ridurre o spostare le piste dell'alimentazione dell'inverter e quelle che portano dai punti 220VAC al relè RL2 ed al carico. Inciso e forato lo stampato montate dapprima le resistenze (lasciando da parte R9) e i diodi, rammentando che per questi ultimi bisogna rispettare la polarità indicata nei disegni; inserite quindi gli zoccoli per il fotoaccoppiatore (3+3 pin) per l'LM358 (4+4 pin) e per il 4093 (7+7 pin) avendo cura di posizionarli con le tacche di riferimento dalla parte indicata nel disegno di montaggio (disposizione componenti) in modo da avere il riferimento certo quando andrete ad innestare i relativi chip. Montate quindi la R9 e successivamente i transistor, prestando molta attenzione alla loro

CONTROLLO ACCESSI CON TESSERE MAGNETICHE E PROGRAMMATORI DI BADGE

SERRATURA ELETTRONICA



Attiva un relè quando nel lettore viene passata una tessera magnetica preventivamente memorizzata. Il contatto può essere utilizzato per comandare qualsiasi carico elettrico con modalità monostabile o bistabile. Il dispositivo viene fornito in scatola di montaggio la quale comprende anche il lettore magnetico a strisciamento standard ISO2 e tre tessere magnetiche già memorizzate con codici differenti e univoci (BDG01-M8).

FT408K € 52,00

LETTORE DI BADGE SERIALE



Dispositivo in grado di leggere e riconoscere i dati memorizzati nella seconda traccia delle tessere magnetiche. Può funzionare sia autonomamente per realizzare un sistema di controllo degli accessi, sia collegato ad un PC a cui demanda la gestione degli eventi. Munito di due relè per controllare i dispositivi esterni e di una porta RS232 per il collegamento al PC. L'apparecchiatura è disponibile in scatola di montaggio la quale comprende anche il lettore magnetico a strisciamento standard ISO2. Non è compreso il contenitore plastico (SM2SN) in vendita a € 15,00. Le tessere magnetiche sono disponibili separatamente (BDG01-M8).

FT500K € 68,00

BADGE MAGNETICI



Disponibili tessere magnetiche ISO 7811 vergini o programmate:

- Badge vergine (possibilità di programmare le 3 tracce) cod. BDG01 € 0,80
- Quotazioni speciali per quantità
- Badge memorizzato sulla traccia 2 con codice univoco cod. BDG01-M8 € 0,80



Maggiori informazioni su questi prodotti e su tutte le altre apparecchiature distribuite sono disponibili sul sito www.futuranet.it tramite il quale è possibile anche effettuare acquisti on-line.

PROGRAMMATORE BADGE MOTORIZZATO



Programmatore e lettore motorizzato di badge magnetici. Il dispositivo si interfaccia ad un Personal Computer e permette di scrivere e leggere tutte le tre tracce disponibili nei badge. Utilizza lo standard ISO 7811 e viene fornito completo di alimentatore da rete e di software da installare nel PC. Alimentazione 220 V.

PRB33 € 1.500,00

PROGRAMMATORE BADGE MANUALE



Programmatore e lettore manuale di badge per la traccia 2 delle tessere magnetiche standard ISO 7811. Si collega al PC tramite la porta seriale RS 232 e viene fornito con cavo di collegamento e software da installare nel PC. Compreso alimentatore da rete 220 V.

ZT2120 € 620,00

**FUTURA
ELETTRONICA**

Via Adige, 11
21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775

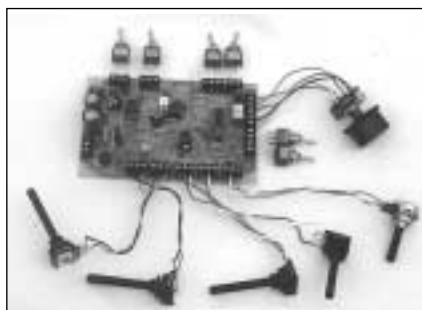
www.futuranet.it

GENERATORE DI FUNZIONI

Ideale per le misure e il collaudo di apparecchiature BF e IF, consente di ottenere onde sinusoidali, quadre e triangolari di frequenza compresa tra 10 Hz e 20 MHz (in 6 bande). Dispone di un modulatore FM e di uno sweep interno o comandabile dall'esterno, oltre che della regolazione del duty-cycle delle forme d'onda e del livello di uscita.

di Arsenio Spadoni

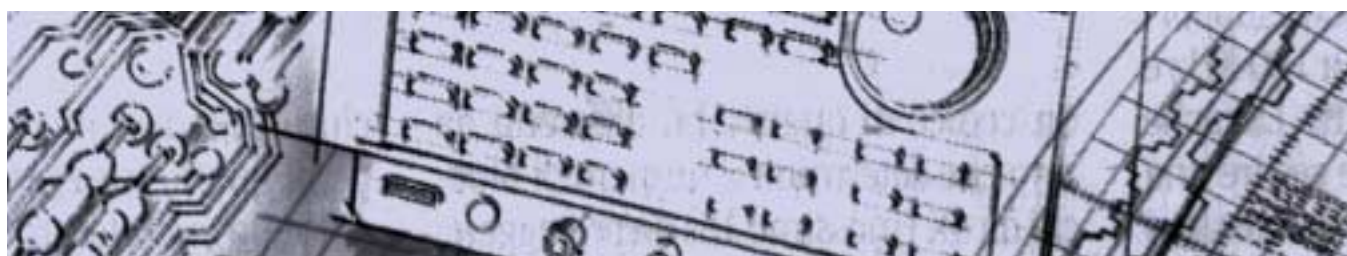
Poco tempo fa sulla pagine di *Elettronica In* abbiamo iniziato la pubblicazione di progetti per apparecchi destinati al laboratorio del tecnico e dello sperimentatore elettronico, proponendo lo schema di un alimentatore stabilizzato duale con protezione; oggi proseguiamo nella linea con il progetto di un generatore di funzioni. Si tratta, forse già molti di voi lo sanno, di uno strumento che permette di produrre segnali di varie forma d'onda, tipicamente sinusoidale, quadra e triangolare (le più semplici, quelle fondamentali per tutte le prove di laboratorio) a frequenze comprese entro varie bande: ad esempio in quella audio oppure, per gli apparecchi più completi, nel campo tra pochi Hz e 1 o più MHz. Il generatore che proponiamo in queste pagine è una via di mezzo tra i semplici strumenti per le prove audio e quelli professionali, ed offre prestazioni tutto sommato buone se consideriamo che è strutturalmente semplice e che realizzarlo costa poco. Consente di ottenere forme d'onda



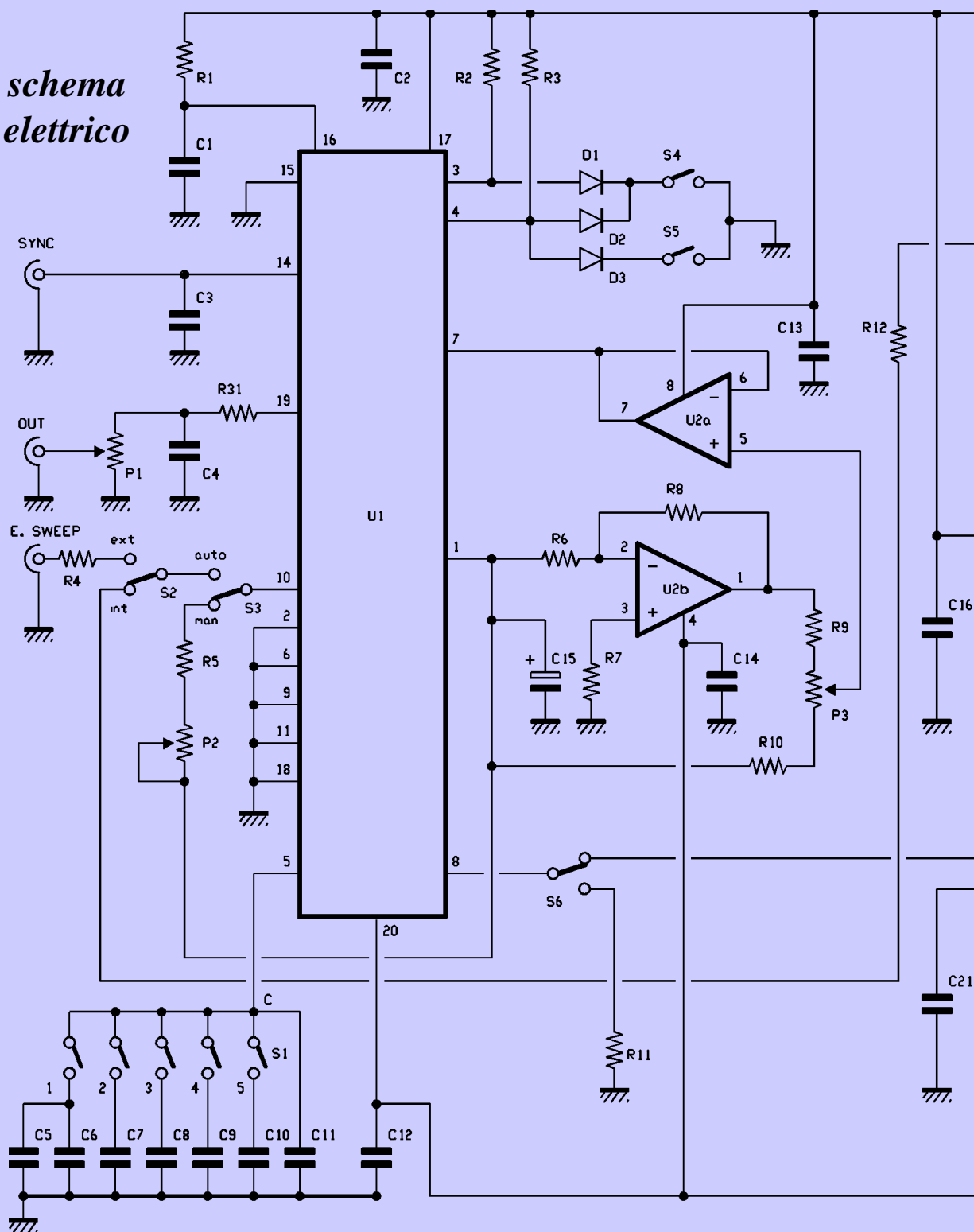
sinusoidali, triangolari e quadre, entro un campo di frequenze compreso tra 10 Hz e circa 20 MHz, anche se l'utilizzo sopra i 13÷14 MHz determina segnali non molto precisi. In aggiunta alle funzioni base, abbiamo controlli che consentono di variare il duty-cycle dei segnali (utile per l'onda quadra...) e di realizzare la

modulazione di frequenza secondo diverse modalità: in pratica i segnali generati dal circuito possono essere modulati in frequenza in modo continuo (ad inviluppo triangolare) e periodico, oppure in modo "sweep". Nel primo caso la frequenza del segnale varia progressivamente crescendo e decrescendo ciclicamente, come avviene ad

esempio nella modulazione dei segnali radio trasmessi in FM; nel secondo, la frequenza parte dal minimo della gamma impostata e cresce fino al massimo per la stessa, quindi, raggiunto il valore massimo torna immediatamente al primo. In sostanza nel modo sweep si ha una "spazzata" della frequenza del segnale, che viene



schema elettrico



modulato con un involuppo del tipo a dente di sega. Queste sono in linea di massima le prerogative dello strumento. Per comprendere il dispositivo dobbiamo fare riferimento al suo schema elettrico, che trovate illustrato al completo in questa pagina: un circuito

abbastanza complesso, ma tutto sommato semplice, cioè semplificato dall'uso di un apposito integrato che da solo provvede a realizzare il generatore delle funzioni di base. Parliamo del MAX038 della Maxim, un componente che abbiamo già visto impiegato in

alcuni progetti pubblicati alcuni mesi addietro (nei fascicoli n. 7 e n. 9); questo chip realizza da solo un completo generatore di forme d'onda triangolare, sinusoidale e quadra, bidirezionale (ovvero alternate: il componente funziona a $\pm 5V$) disponibili tra un unico

DATI TECNICI

Il nostro generatore di funzioni offre le tipiche forme d'onda richieste per le prove basilari di laboratorio e dispone di dettagli utili a realizzare particolari misure quali quelle sui filtri; le sue caratteristiche sono qui elencate.

- **Forme d'onda:** quadra, triangolare, sinusoidale, tutte alternate;

- **Campo di frequenze:** 10 Hz ÷ 20 Mhz suddiviso in 6 bande, ovvero 1) 10÷600 Hz, 2) 400÷13.000 Hz, 3) 4÷100 KHz, 4) 35KHz÷1MHz, 5) 500kHz÷10 Mhz, 6) 1÷20 Mhz;

- **Regolazione manuale della frequenza** mediante un comune potenziometro;

- **Segnale di uscita:** max 1 Veff. (su 1 Kohm tip.) regolabile in ampiezza;

- **Uscita di sincronismo TTL-compatibile** a 50 ohm, fissa;

- **Modulazione di frequenza del segnale** mediante modulante triangolare regolabile in frequenza, suddivisa in due gamme: 1) da 60 a 6.000 Hz, 2) da 500 Hz a 40 KHz;

- **Sweep con generatore interno** (dente di sega positivo) a frequenza regolabile tra circa 1 e 60 Hz; possibilità di applicare un segnale di sweep esterno mediante un ingresso con sensibilità di 3 V massimi e frequenza non maggiore di 100 Hz;

- **Regolazione manuale del duty-cycle** tra 10 e 90%, utile per l'onda quadra; con la forma d'onda triangolare la regolazione consente di ottenere un segnale a dente di sega ascendente o discendente, sempre bidirezionale;

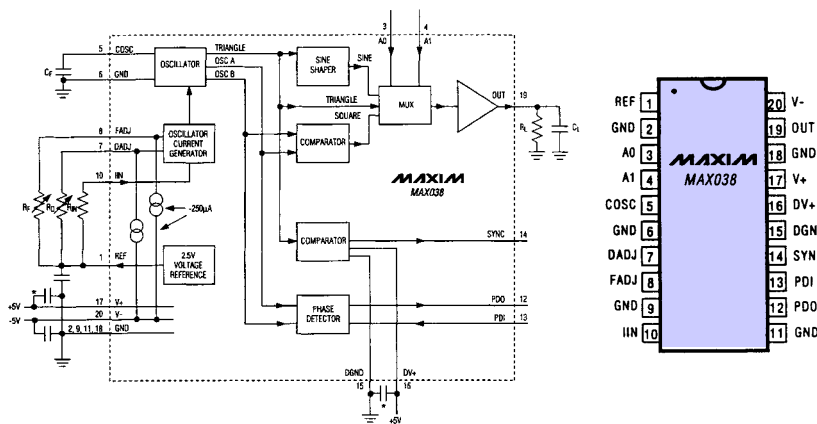
- **Alimentazione** in c.a. 2x6V, 300 mA.

piedino e massa. L'integrato provvede internamente alla commutazione della forma d'onda in funzione degli stati logici assunti dai suoi piedini 3 e 4; dal piedino 14 fornisce un segnale rettangolare a livello TTL utilizzabile per il sincronismo degli oscilloscopi (EXT

Trigger) e prodotto da un generatore separato, eccitato da quello principale. Il funzionamento del MAX038 può essere sintetizzato così: tutte le forme d'onda nascono da un generatore (principale) di onda quadra bidirezionale, dal quale viene poi ricavata, con un

integratore a bassa distorsione, l'onda triangolare; da quest'ultima, grazie ad un modellatore, si ricava l'onda sinusoidale. Pertanto, mentre le prime due onde sono praticamente perfette, la sinusoide non è proprio lineare come quella ottenibile da un oscillatore a sfa-

l'integrato MAX038



Prodotto dalla Maxim, il chip usato per il nostro circuito è un completo generatore di funzioni integrato capace di produrre e rendere disponibili ad una sola uscita le tre forme d'onda fondamentali: quadra, triangolare e sinusoidale, tutte alternate. Può lavorare a frequenze comprese tra 1 Hz e 20 Mhz, anche se il segnale degrada sopra i 14 Mhz (circa) e resta di buona qualità al disotto di tale valore. Dispone di un piedino di controllo che consente, applicando un potenziale positivo o negativo, di variare il duty-cycle della forma d'onda prodotta: tale funzione è utile per la quadra, anche se con la triangolare consente di ottenere denti di sega positivi e negativi. Il piedino è il 7: tenuto a 0 volt lascia il duty-cycle al 50%, mentre lo abbassa fino al 10% se posto a tensione negativa (fino ad un massimo di -2,3V) e lo eleva fino al 90% se gli si applica un potenziale positivo (fino a +2,3V). Dispone anche di un piedino per effettuare la modulazione di frequenza, ovvero traslare di $\pm 70\%$ la frequenza rispetto al valore imposto dai componenti di temporizzazione; in questo caso il piedino è l'8 e si controlla così: applicandogli un

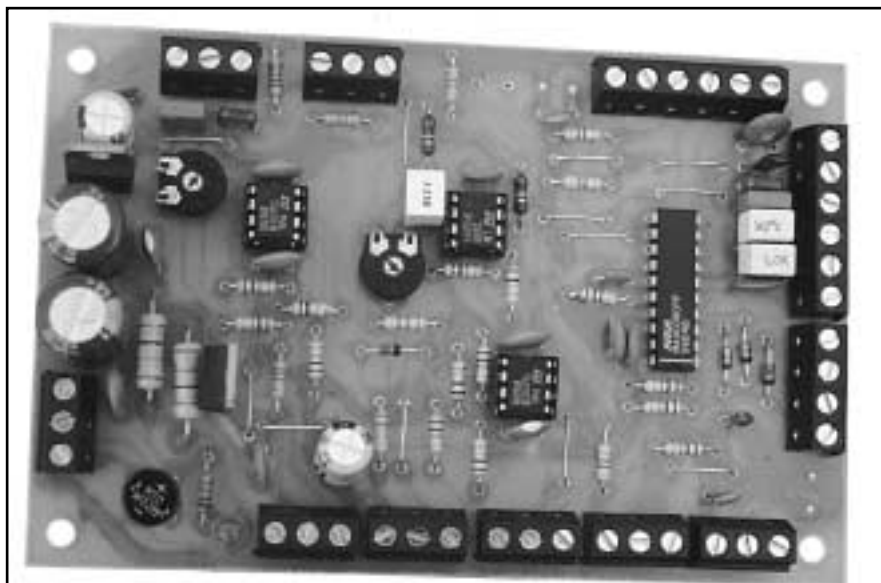
potenziale positivo (fino a +2,4V) la frequenza viene aumentata fino al 70% in più, mentre viene diminuita fino al 70% in meno con un potenziale negativo (fino a -2,4V). Collegando a massa mediante una resistenza da 12 Kohm il piedino 8, il funzionamento del chip è normale, e la frequenza prodotta rimane costante e viene determinata dai valori di temporizzazione. A proposito, il valore di frequenza dei segnali generati dipende da quello del condensatore collegato tra i piedini 5 e 6, e dalla corrente che entra nel piedino 10: quest'ultima può essere compresa tra 4 e 750 μA , anche se è consigliabile restare tra 10 e 400 μA per avere la migliore linearità di funzionamento. Il componente dispone di un secondo generatore di forma d'onda, che produce impulsi rettangolari TTL-compatibili con duty-cycle del 50%, utilizzabili per sincronizzare dispositivi esterni o un oscilloscopio. Il segnale di sincronismo ha la stessa frequenza di quello del generatore principale, ma non subisce le variazioni del duty-cycle operate dal piedino 7, né la modulazione di frequenza eseguita agendo sul piedino 8.

samento; tuttavia è più che accettabile per la gran parte delle misure di laboratorio. La frequenza del generatore principale è determinata dal valore del condensatore collegato di volta in volta tra i piedini 5 e 6, nonché dalla corrente che entra nel piedino 10 del chip: precisamente, la frequenza del segnale si esprime con la formula: " $f=I_i/C_t$ ", nella quale f è la frequenza in Hz, I_i è il valore (in μA) della corrente che scorre nel piedino 10, e C_t è il valore (espresso in microfarad) del condensatore di temporizzazione, ovvero quello connesso tra i

soliti piedini 5 e 6. La Maxim consiglia di contenere il valore della corrente fornita al piedino 10 tra 4 e 750 μA e di scegliere un valore di C_t compreso tra 10 pF e 10 μF : valori minori di 10 pF sono impraticabili perché confrontabili con la capacità delle piste. Potendo variare di poco (2 decenni al massimo) la frequenza di lavoro dell'oscillatore interno non abbiamo potuto accontentarci della sola regolazione della corrente: per ottenere segnali entro un ampio campo abbiamo previsto una serie di condensatori, collegabili al pie-

dino 5 mediante il commutatore rotativo S1; C_{11} è sempre inserito, mentre C_5/C_6 , C_7 , C_8 , C_9 e C_{10} vengono collegati tramite l'S1. A ciascun condensatore è affidata una gamma di frequenze, più precisamente, con il gruppo C_5/C_6 si ottiene un'escursione tra 10 e 600 Hz, con C_7 la banda è compresa fra 400 Hz e circa 13 KHz, con C_8 si va da 4 KHz a oltre 100 KHz, con C_9 da 35 KHz a circa 1 MHz, con C_{10} da 500 KHz a 10 MHz, mentre lasciando inserito il solo C_{11} la banda si estende tra 1 MHz e circa 20 MHz. Tra il valore minimo e quello massimo di ogni gamma ci si sposta con il potenziometro P2 che, inserito tra il piedino di riferimento e il 10, determina di fatto la corrente che scorre in quest'ultimo: il piedino 1 è sempre a 2,5V, perciò la corrente che va nel 10 si può esprimere secondo la legge di ohm con la relazione $I_i=2,5V/Req$; con Req si intende la serie di R_5 e P_2 . Inserendo tutto il potenziometro la Req è praticamente uguale a 220 Kohm (R_5 è molto più piccola del valore di P_2) e la corrente è di circa 12 μA : a questo valore corrisponde la frequenza minima della gamma selezionata di volta in volta. Escludendo il potenziometro (ovvero portandone il cursore tutto verso R_5) la resistenza Req è in pratica la sola R_5 , perciò si ottiene il massimo valore di corrente (circa 530 microampère) al quale corrisponde la frequenza più alta per la gamma selezionata. Oscillando tra 12 e 530 mA la corrente di controllo, l'oscillatore principale del MAX038 ha un'escursione per ogni gamma di oltre una decade, e le varie bande si compenetrano permettendo di coprire ampi spettri senza commutare sempre il condensatore C_t . Quanto alla selezione delle forme d'onda, una logica interna provvede a dirottare in uscita il segnale desiderato; la scelta si opera agendo sui piedini 3 e 4, nel modo seguente: lasciandoli entrambi a livello alto (collegati al +5V con resistenze di pull-up da 10÷200 Kohm) il componente produce l'onda sinusoidale; lasciando il pin 3 a livello alto e ponendo a massa (0 logico) il 4 viene generata l'onda triangolare; mettendo a livello basso sia il pin 3 che il 4 si ottiene la quadra. Nel nostro circuito abbiamo posto due resistenze di pull-up (R_2 ed R_3) per tenere i piedini 3 e 4 nor-

malmente a livello alto; mediante i diodi D1, D2 e D3 possiamo portare a massa entrambi o solo il 4, rispettivamente chiudendo l'interruttore S4 o l'S5: il primo forza la produzione dell'onda quadra, ed il secondo consente di ottenere la triangolare. Con entrambi gli interruttori aperti viene generata la sinusoide. L'integrato della Maxim dispone di due piedini di controllo coi quali possiamo variare il duty-cycle dell'onda quadra e la sua frequenza, senza agire sul circuito principale di temporizzazione, ovvero lasciando inalterati i valori del Ct e della corrente (Ii) del piedino 10. In particolare, il piedino 7 (DADJ) permette la modifica del duty-cycle, che varia tra il 10 ed il 90% applicando un potenziale di valore compreso fra 2,3V negativi e 2,3V positivi: con 0V il duty-cycle dell'onda è esattamente il 50%. Si noti che è sconsigliabile applicare tensioni maggiori di $\pm 2,3V$, allorché l'integrato produce una forma d'onda instabile e la variazione del duty-cycle si inverte. Nel nostro generatore abbiamo utilizzato gli operazionali contenuti in un TL072 (U2) per realizzare il controllo del duty-cycle tramite il potenziometro P3: U2b funziona da amplificatore invertente a guadagno unitario, e applica ad R9 una tensione dello stesso valore di quella presente sul piedino 1 del MAX038 (questo si trova sempre a 2,5V, forniti da un regolatore di riferimento interno) ma di segno opposto; pertanto all'uscita dell'operazionale abbiamo -2,5V, mentre R10 è alimentata con i 2,5V positivi forniti dal piedino 1 del MAX. Sul cursore del potenziometro possiamo prelevare una tensione di valore compreso tra circa -2,35 e +2,35V, che passando dal buffer U2a



La basetta del generatore di funzioni al termine del montaggio di tutti i componenti.

viene applicata al piedino di controllo DADJ (7) dell'U1. Quanto alla modulazione di frequenza, il piedino preposto è l'8 (FADJ): applicandogli una tensione di valore compreso fra 2,4V negativi ed altrettanti positivi la frequenza dell'onda si sposta tra -0,7 e +0,7 volte il valore determinato con Ct; lasciando a 0V, ovvero connettendo il pin 8 a massa con una resistenza (nel nostro caso R11). In pratica con una tensione negativa da 0 a 2,4V la frequenza diminuisce anche del 70% rispetto al valore di base, e lo stesso vale, ribaltando i segni, se si applica una tensione positiva. Sfruttando le proprietà del modulatore interno abbiamo realizzato un circuito ausiliario che permette di ottenere la modulazione di frequenza del segnale prodotto dal MAX038: il circuito in questione è un generatore di onda triangolare che fa

capo ai due operazionali contenuti in U4 (un altro TL072) e può produrre a sua volta un segnale di frequenza compresa tra circa 60 Hz e 40 KHz, ripartita in due gamme. U4b funziona da multivibratore astabile, e produce un segnale ad onda quadra che viene poi applicato all'integratore realizzato con U4a, che lo converte in rampe ascendenti e discendenti, in pratica in un'onda triangolare avente la medesima frequenza della quadra che la genera. L'ampiezza dell'onda triangolare si regola mediante il trimmer R27 in modo da ottenere un valore picco-picco di $4,8 \div 5V$, ovvero i $\pm 2,4$ o $\pm 2,5V$ massimi applicabili al piedino 8 del MAX038; notate che variando l'ampiezza dell'onda triangolare si cambia inevitabilmente la sua frequenza: infatti R26 ed R27 fanno partitore con R23, e a seconda del loro valore determina-

**UN CAD/CAE SU WINDOWS
OFFERTO A PRIVATI A
CONDIZIONI ECCEZIONALI**

ED Win n.c.

**ELECTRONICS DESIGN FOR
WINDOWS (NON COMMERCIAL)**

VERSIONE COMPLETA DI EDWIN PER STUDENTI, HOBBISTI, APPASSIONATI DI ELETTRONICA, FORNITA SU CD ROM CON RELATIVA LICENZA D'USO.

EDWIN NC SISTEMA BASE

Schemi elettrici, layout e sbroglio automatico (database limitato a 100 componenti) **Lire 140.000**

DE LUXE 1 - EDWIN NC

Con librerie professionali e database professionale (senza limite di componenti) **Lire 220.000**

DE LUXE 2 - EDWIN NC

Con librerie professionali e simulazione mix-mode (analogica e digitale) **Lire 220.000**

DE LUXE 3 - EDWIN NC

Con librerie e database professionali senza limite di componenti, simulazione mix-mode e autorouter Arizona **Lire 350.000**

(prezzi IVA esclusa)

**Ordina subito il tuo
pacchetto CAD/CAE a
mezzo fax: pagherai alla
consegna della merce.**

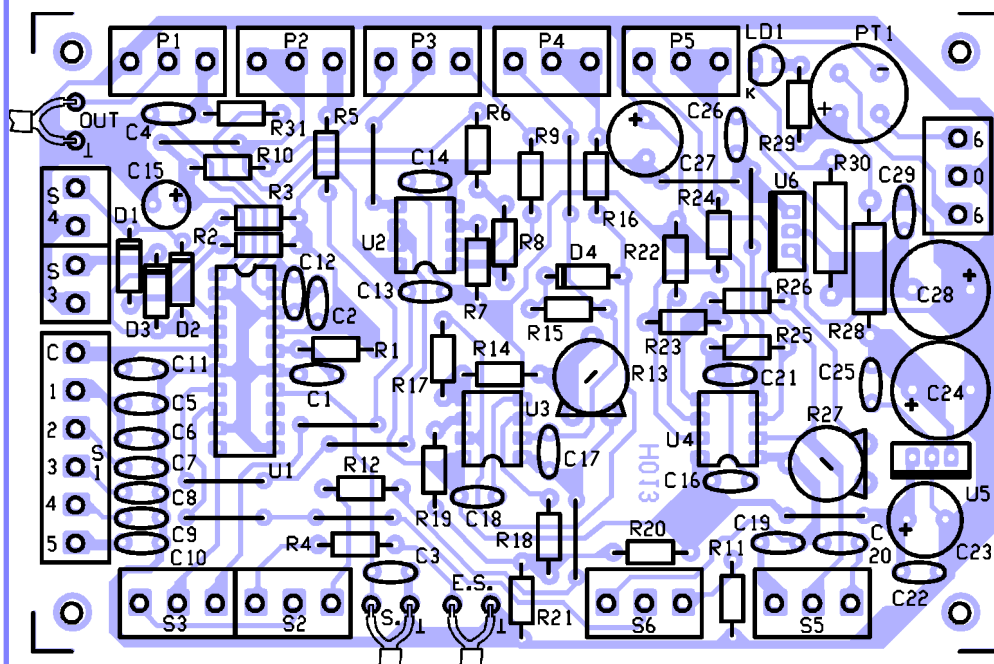
**PCB TECHNOLOGIES sas
Via Beniamino Gigli, 15
60044 FABRIANO (AN)**

Telefono 0732/250458

Fax 0732/249253

E-mail: pcb.tech@fastnet.it

piano di cablaggio



COMPONENTI

R1: 100 ohm
R2: 10 Kohm
R3: 10 Kohm
R4: 4,7 Kohm
R5: 5,6 Kohm
R6: 100 Kohm
R7: 10 Kohm
R8: 100 Kohm
R9: 10 Kohm
R10: 10 Kohm
R11: 12 Kohm
R12: 5,6 Kohm
R13: 47 Kohm
R14: 10 Kohm
R15: 47 ohm

R16: 22 Kohm
R17: 100 Kohm
R18: 15 Kohm
R19: 15 Kohm
R20: 47 Kohm
R21: 47 Kohm
R22: 10 Kohm
R23: 100 Kohm
R24: 2,2 Kohm
R25: 10 Kohm
R26: 10 Kohm
R27: 22 Kohm trimmer
R28: 3,3 ohm 1W
R29: 1 Kohm
R30: 3,3 ohm 1W
P1: 22 Kohm potenz. lin.
P2: 220 Kohm potenz. lin.
P3: 100 Kohm potenz. lin.

P4: 470 Kohm potenz. lin.
P5: 220 Kohm potenz. lin.
C1: 470 nF multistrato
C2: 100 nF multistrato
C3: 2,2 pF ceramico
C4: 47 pF ceramico
C5: 1 µF 50V poliester 5%
C6: 1 µF 50V poliester 5%
C7: 100 nF 50V poliester 5%
C8: 10 nF 50V poliester 5%
C9: 1 nF 50V poliester 5%
C10: 47 pF ceramico NPO
C11: 27 pF ceramico NPO
C12: 100 nF multistrato
C13: 100 nF multistrato
C14: 100 nF multistrato
C15: 1 µF 16V tantalio
C16: 100 nF multistrato

C17: 1 µF 50V poliester
C18: 100 nF multistrato
C19: 10 nF 50V poliester
C20: 100 nF 50V poliester
C21: 100 nF multistrato
C22: 100 nF multistrato
C23: 470 µF 16V elett.
C24: 1000 µF 16V elett.
C25: 100 nF multistrato
C26: 100 nF multistrato
C27: 470 µF 16V elett.
C28: 1000 µF 16V elett.
C29: 100 nF multistrato

D1: 1N4148
D2: 1N4148
D3: 1N4148
D4: 1N4148
LD1: LED rosso 5 mm
U1: MAX038CPP
U2: TL072
U3: LM358
U4: TL072
U5: L7805
U6: L7905
PT1: Ponte 100V, 1A
S1: Commutatore 1 via 6 posizioni
S2: Deviatore unipolare
S3: Deviatore unipolare
S4: Interruttore unipolare
S5: Interruttore unipolare
S6: Deviatore unipolare
S7: Deviatore unipolare

Varie:

- Morsetto 3 poli (12 pz.);
- Morsetto 2 poli (2 pz.);
- Circuito stampato cod. H013.

no un certo ritardo nella commutazione del multivibratore U4b. In pratica maggiore è il valore di R27 più cresce l'ampiezza dell'onda triangolare, perché occorre un potenziale maggiore per riuscire a far commutare l'uscita dell'U4b e ad invertire la polarità della tensione quadra (e della triangolare). Chiaramente, dato che l'onda triangolare è costituita da una tensione che cresce linearmente nel tempo, per ottenere un valore più elevato deve trascorrere un tempo maggiore mentre, al contrario, valori più bassi di tensione si

ottengono con ritardi minori. Il segnale ottenuto da U4a e U4b può comunque essere regolato in frequenza senza alterare la sua ampiezza (che una volta registrata con il trimmer R27 non va più toccata) mediante un apposito controllo: il potenziometro P5; il deviatore S7 permette invece di selezionare la portata, ovvero la gamma di frequenze a cui deve operare il generatore. Quanto al potenziometro, portandone il cursore verso il piedino 2 dell'U4a si abbassa la frequenza, mentre portandolo verso R24 (in modo da diminuirne la

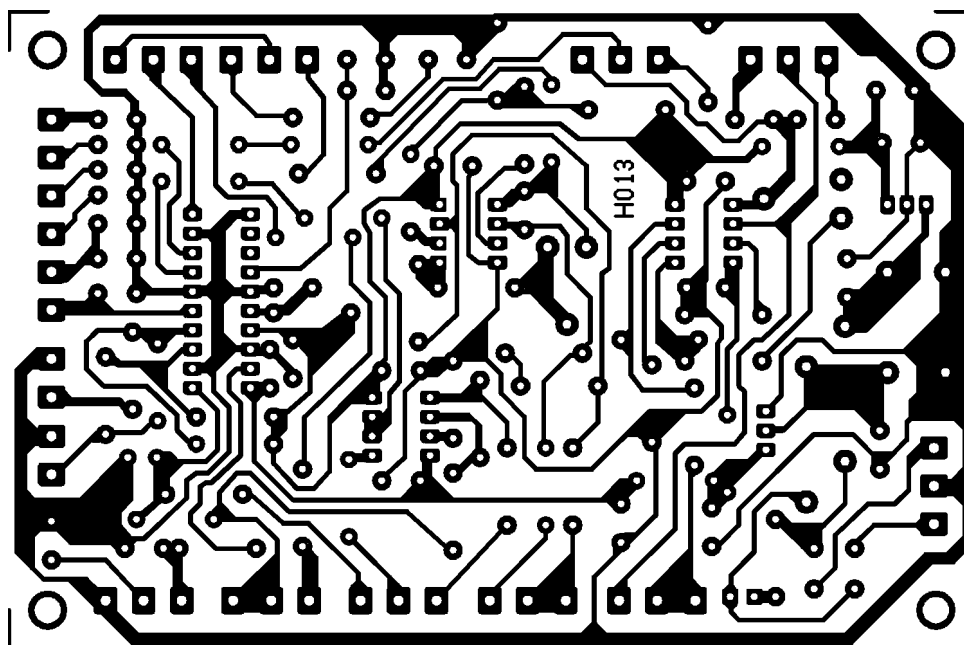
resistenza...) la frequenza del segnale di modulazione viene incrementata. Inserendo C20 si ottiene una variazione tra circa 500 e 40 KHz, mentre con C19 la gamma di frequenze è compresa fra 60 e 6 KHz circa. Il segnale triangolare ricavato da U4a viene applicato ad un estremo del deviatore S6 che si trova sull'altro capo la resistenza R11; il cursore è collegato direttamente al piedino 8 dell'U1. S6 è il comando che permette di inserire la modulazione (MF / NORM) o di far funzionare normalmente il MAX038: chiudendolo verso

l'uscita dell'U4a il segnale prodotto dal MAX viene modulato in frequenza con andamento triangolare; chiudendolo invece verso R11 il chip U1 funziona producendo una frequenza stabile, impostata dal potenziometro P2. Si noti che usando la modulazione la profondità è stabilita dall'ampiezza del segnale prodotto dall'U4: maggiore è il livello del segnale modulante, più forte è la deviazione di frequenza; tuttavia nel nostro circuito abbiamo preferito lasciare fissa l'ampiezza del segnale triangolare ottenendo grosso modo la massima profondità di modulazione. Detto ciò, abbiamo spiegato come funziona la modulazione di frequenza. Resta solo da dire che tale funzione serve ad esempio per verificare il funzionamento di demodulatori o di filtri (in quest'ultimo caso occorre un oscil-

del segnale di base; diversamente la variazione è difficilmente visibile. Notate inoltre che per modulare un segnale bisogna stare più o meno entro la banda delle frequenze di lavoro del MAX038: ad esempio non è possibile modulare 15 MHz, poiché la deviazione positiva del 70% porterebbe ad un segnale di $(15 \times 0,7) + 15 = 25,5$ MHz, valore al di sopra del massimo ottenibile. La massima frequenza modulabile è grosso modo $11 \div 12$ MHz. Bene, adesso che abbiamo visto il modulatore di frequenza possiamo esaminare un altro aspetto del MAX038: il generatore di sincronismo. Questo si trova all'interno del chip e viene eccitato dal generatore principale, perciò il segnale che se ne ricava ha la medesima frequenza di quello fornito dal piedino 19, anche se non viene influenzato dalle variazioni

anche indispensabile per filtrare i disturbi che il generatore di sincronismo induce a causa dell'estrema rapidità di commutazione dei suoi dispositivi di uscita. Per il nostro strumento abbiamo previsto l'uso del generatore di sincronismo, dal quale preleviamo il segnale che è disponibile alla presa SYNC: la relativa alimentazione (singola a 5V...) viene filtrata tramite il condensatore C1 e la resistenza R1, la quale fa da filtro R/C insieme ai condensatori posti sull'alimentazione positiva. Ci resta ora da vedere l'ultima funzione del nostro strumento: lo sweep; si tratta ancora di una modulazione di frequenza ma del tutto particolare, perché infatti il segnale non viene deviato progressivamente, bensì seguendo un andamento a dente di sega. Per ogni gamma selezionata la

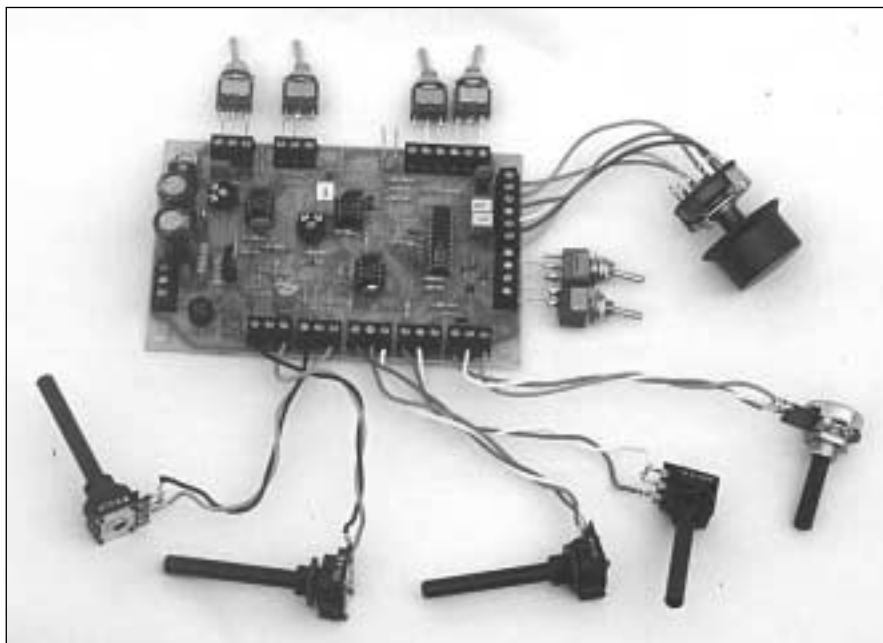
Per preparare il circuito stampato del generatore di funzioni consigliamo di seguire la traccia rame riportata a lato in grandezza naturale. La traccia può essere usata per ricavare la pellicola da usare per la fotoincisione. Una volta incisa e forata la basetta, dopo aver procurato tutti i componenti che servono, iniziate il montaggio attenendovi al piano di cablaggio e rispettando il senso di inserzione di tutti i componenti polarizzati.



loscopio digitale) e di altre apparecchiature a banda stretta. L'elevata frequenza raggiungibile dal generatore consente di testare anche dispositivi radio operanti in onde medie e in onde corte (da 550 KHz a $13 \div 14$ MHz). Notate che la frequenza di modulazione deve essere scelta in funzione di quella del segnale normalmente prodotto dal MAX038: ad esempio non ha senso modulare con 1000 Hz un segnale da 1 o 2 KHz, ma normalmente conviene che ci sia un rapporto di 1 a 10 tra la frequenza di modulazione e quella

del duty-cycle e dalla modulazione operata tramite il piedino 8 (FADJ). Il generatore di sincronismo produce un segnale rettangolare TTL-compatibile (0/5 volt) utile per sincronizzare con il segnale prodotto dal circuito altri dispositivi quali l'oscilloscopio. Il circuito che genera il segnale di sincronismo è alimentato separatamente dal resto del chip, mediante i piedini 15 (massa digitale) e 16 (positivo digitale) in modo da poter essere escluso nel caso non si voglia utilizzare la funzione; la separazione dell'alimentazione è

frequenza parte dal minimo e cresce progressivamente e linearmente fino al massimo, per poi ricadere bruscamente al minimo e ricominciare daccapo. Questa funzione è ottenuta grazie ad un generatore di tensione a dente di sega, ovvero un circuito simile a quello che fa capo ad U4, solamente alimentato a tensione singola (ci serve infatti una tensione a dente di sega positivo) e dotato di un diodo che permette di avere solo le rampe crescenti dell'onda triangolare, tagliando quelle decrescenti. Il generatore del segnale a dente è



realizzato con gli operazionali contenuti in U3 (un LM358 preferito al TL072 perché funziona meglio a tensione singola) e funziona esattamente come quello visto per la modulazione di frequenza: è anch'esso un generatore d'onda triangolare, solo che, essendo alimentato a tensione singola (+5V) produce un segnale tutto positivo, ovvero unidirezionale; il dente di sega è ottenuto mettendo in parallelo ad R16 e P4 il diodo D4 e la resistenza R15; tale collegamento consente di scaricare immediatamente C17 quando la tensione di uscita del multivibratore astabile U3b è a livello alto, mentre lascia che lo stesso condensatore si carichi lentamente quando l'uscita dell'U3b è a livello basso. Così facendo all'uscita dell'operazionale U3a troviamo una tensione che cresce fino al massimo, quindi cade improvvisamente fino al minimo per poi risalire lentamente. Al solito, il trimmer inserito nella controreazione positiva del circuito consente di regolare l'ampiezza della tensione prodotta: questo (R13) va registrato in modo da ottenere la massima ampiezza possibile, ovvero fino ad ottenere un massimo valore di tensione non superiore a 3,5÷4 volt. Si noti che l'ampiezza del dente di sega uscente dal piedino 1 dell'U3 cresce aumentando il valore resistivo del trimmer (cursore verso il pin 1) mentre diminuisce riducendo la resistenza inserita (ovvero spostando il cursore verso R14). Anche in questo caso l'aumento dell'ampiezza del

segnale provoca l'abbassamento della frequenza; comunque registrando il trimmer per ottenere il massimo livello di tensione consentito la frequenza ottenibile dal generatore a dente di sega può spaziare tra circa 1,8 e 60 Hz, a seconda della tolleranza dei componenti impiegati. Notate che per abbassare la frequenza si può usare per P4 un potenziometro da 1 Mohm, invece che da 470 Kohm come prescritto: in questo caso l'escursione della frequenza avviene tra circa 1 e 40 Hz. Naturalmente il comando che permette di variare la frequenza dello sweep è appunto il potenziometro P4. La selezione del modo di controllo dell'oscillatore principale del MAX038 avviene mediante due deviatori, di cui il primo (S3) permette di decidere se operare in

manuale (regolazione mediante il potenziometro di controllo della frequenza P2) o in automatico, e il secondo seleziona la fonte del segnale di controllo automatico. Con S3 su MAN il piedino 10 preleva corrente dal generatore interno a 2,5V tramite P2 ed R5, quindi la frequenza la regoliamo manualmente a piacere; con S3 in posizione AUTO la corrente di controllo del piedino 10 viene immessa dall'esterno, quindi la frequenza di lavoro del MAX038 dipende dalla tensione applicata di volta in volta e prelevata da S2. Quest'ultimo deviatore consente di decidere se prelevare la tensione di sweep dall'esterno (dente di sega 0÷3 volt) o dal generatore realizzato con U3; nel primo caso il cursore deve stare sul contatto EXT, mentre impiegando la tensione a dente di sega prodotta nel circuito bisogna spostarsi su INT. Usando una tensione di sweep esterna la frequenza di controllo di quest'ultima è bene non sia superiore a 100 Hz. Lo sweep consente di ottenere la produzione ciclica e più o meno rapida di tutte le frequenze di una gamma, quindi è utilissimo per verificare la banda passante di filtri attivi e passivi: impiegando un oscilloscopio digitale con memoria si riesce a vedere la curva di attenuazione entro la banda "sweepata", a patto che la frequenza di taglio del filtro sia compresa nella banda selezionata sul generatore. L'impedenza di uscita del generatore è relativamente alta: mediamente qualche Kohm; perciò il nostro strumento è adatto per pilotare direttamente circuiti ad alta impedenza di ingresso, quali amplificatori e preamplificatori BF, mixer, piccoli trasmettitori radio, ecc. Volendo pilotare dispositivi a bassa impedenza di ingresso è necessario prevedere un amplificatore di uscita, magari realizzato con un operazionale a larga banda. Comunque per la gran parte delle misure di laboratorio il circuito va bene così com'è. Chiudiamo la descrizione con l'alimentatore inserito nel circuito: viene a sua volta alimentato dal secondario di un trasformatore con primario da rete (220V/50Hz) che fornisce 6+6V ed una corrente di 300 mA per ramo; la tensione alternata applicata ai punti 6-0-6 viene raddrizzata dal ponte a diodi PT1 e livellata dagli elettrolitici C24 e C28, quindi filtrata da C28 e

PER IL MATERIALE

Tutti i componenti utilizzati in questo circuito sono facilmente reperibili presso qualsiasi rivenditore di materiale elettronico ad eccezione dell'integrato MAX038 che può essere richiesto, al prezzo di lire 38.000 IVA compresa, alla ditta Futura Elettronica, v.le Kennedy 96, 20027 Rescaldina (MI), tel. 0331/576139, fax 0331/578200.

C29. Si ottengono così due tensioni di circa 8V, una positiva (ai capi di C24 e C25) e l'altra negativa (ai capi di C28 e C29) che alimentano il LED LD1 facendolo illuminare quando il circuito è in funzione. Le due tensioni vengono poi ridotte e stabilizzate a 5 volt: per quella positiva provvede U5 (L7805) e per quella negativa U6 (L7905). Le tensioni +5V e -5V alimentano il MAX038 e i tre doppi operazionali usati nel circuito del generatore. Bene, adesso che conosciamo il circuito vediamo come realizzarlo: per prima cosa bisogna preparare il circuito stampato sul quale prenderanno posto tutti i componenti, e allo scopo consigliamo di seguire la traccia del lato rame illustrata in queste pagine a grandezza naturale. Una volta incisa e forata la basetta iniziate il montaggio inserendo le resistenze e i diodi al silicio nei rispettivi fori, lasciando da parte per un momento R28 ed R30 (che sono ingombranti e ostacolerebbero le varie operazioni). Inserite e saldate quindi gli zoccoli per gli integrati; se avete un minimo di esperienza potete saldare il chip MAX038 direttamente, senza

usare lo zoccolo. Questa operazione garantisce un funzionamento migliore e, secondo le istruzioni della Maxim minimizza i disturbi introdotti dal generatore di sincronismo. Sistemati gli zoccoli e/o il MAX038 infilate e saldate i due trimmer, quindi pensate ai condensatori badando di rispettare la polarità degli elettrolitici. Rammentiamo che per la sezione di temporizzazione del MAX038 è consigliabile usare condensatori di buona stabilità termica e bassa tolleranza (il 5% è l'ideale). Dopo i condensatori è la volta delle due resistenze R28 ed R30, quindi del ponte a diodi e dei regolatori. I potenziometri, i deviatori e gli interruttori vanno collegati al circuito stampato mediante corti spezzoni di filo elettrico isolato alle rispettive piazzole marcate con il nome dei singoli elementi. Quanto al commutatore, dovete prenderne uno a 1 via e 6 posizioni almeno: per il collegamento occorrono 6 spezzoni di filo corti il più possibile, che dovete collegare ai rispettivi punti dello stampato marcati con C, 1, 2, 3, 4, 5. Fatte tutte le connessioni con gli elementi esterni potete collegare alla basetta il secondario del

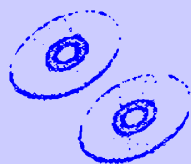
trasformatore di alimentazione e inserire gli integrati nei propri zoccoli. A questo punto potete racchiudere il generatore di funzioni in una scatola, meglio se metallica, collegando ad essa, in un solo punto, la massa del trasformatore (0 centrale del secondario); alloggiate sul pannello frontale i potenziometri (5 in tutto) i due interruttori per la selezione delle forme d'onda e i quattro deviatori per l'attivazione dello sweep e delle funzioni di modulazione. Anche i LED dovrebbero prendere posto sul pannello frontale. Sempre sul frontale, montate dei connettori BNC da pannello (isolandoli dal metallo del contenitore) per l'uscita di sincronismo (SYNC) per quella del segnale (OUT) e per l'ingresso EXT. Per i collegamenti tra BNC e stampato utilizzate cavetto coassiale connettendo a massa la calza-schermo. Per provare il generatore dovete avere a disposizione un oscilloscopio e/o un frequenzimetro capaci di lavorare almeno a 30÷40 Mhz, che dovete collegare al connettore del segnale (OUT); il SYNC potete usarlo per sincronizzare l'oscilloscopio mediante il suo ingresso EXT Trig.

DISCOSHOW

MOSTRA MERCATO DEL

DISCO

usato e da collezione



**potrai scambiare
vendere o acquistare
dischi, CD, rarità**

BOLOGNA

3-4 MAGGIO 1997

**CENTRO ESPOSITIVO
RECORD SPORT**

(Uscita tangenziale n. 9)
**SAN DONATO
Via Pilastro, 8**

Bus:

**SABATO - DOMENICA n. 14 C
da via Indipendenza e Irnerio
SABATO n. 35 - Via Pietramellara
(di fronte ingresso stazione)
ultima corsa ore 14,00**

ORARIO CONTINUATO dalle 10,00 alle 19,00

NEW FIERA SERVICE S.R.L. - Tel. e Fax 051-557730

RICEVITORI GPS



Ricevitore GPS con interfaccia Bluetooth

Ricevitore ad altissime prestazioni basato sul chipset SiRFStar III a 20 canali. Grazie alla batteria ricaricabile di elevata capacità (1700 mAh), questo dispositivo presenta un'autonomia di oltre 15 ore. Confezione completa di carica batteria da rete e da auto con presa accendisigari. Compatibile con qualsiasi dispositivo Bluetooth. Portata di circa 10m.

BT338 - Euro 165,00



GPS con connettore PS2 per palmari

Ricevitore GPS da esterno che può essere collegato al notebook tramite seriale o USB, o ad un palmare mediante cavetto dedicato. L'uscita standard NMEA183 lo rende compatibile con tutte le più comuni applicazioni di navigazione e cartografia con supporto GPS sia per Windows che per Pocket PC.

Il ricevitore trae alimentazione dalla presa accendisigari nel caso di connessione alla porta I/O di dispositivi Palmari e dalla porta PS2 nel caso di connessione alla porta seriale RS232 del notebook oppure direttamente dalla porta USB.

BR305 - Euro 98,00



GPS con connettore Compact Flash

Consente di trasformare il vostro Palmare Pocket PC o il vostro computer portatile munito di adeguato software in una potente stazione di Navigazione Satellitare. I dati ricevuti possono essere elaborati da tutti i più diffusi software di navigazione e di localizzazione grazie all'impiego del protocollo standard NMEA183. Tramite un adattatore Compact Flash/PCMCIA può essere utilizzato anche su Notebook. Il ricevitore dispone di antenna integrata con presa per antenna esterna (la confezione comprende anche un'antenna supplementare con supporto magnetico e cavo di 3m). L'antenna esterna consente di migliorare la qualità della ricezione nei casi in cui il Palmare non può essere utilizzato a "cielo aperto", come ad esempio in auto. Software di installazione e manuale d'uso inclusi nella confezione.

BC307 - Euro 138,00



Logger GPS 8MB

Dispositivo dalle dimensioni ridottissime comprendente un sensibile ricevitore GPS ed un sistema di memorizzazione dei dati rilevati su flash memory interna da 8MB. Completo di batteria ricaricabile per un funzionamento autonomo. Possibilità di scegliere il tempo di polling ed il formato dei dati; questi ultimi vengono trasferiti al PC mediante connessione USB.

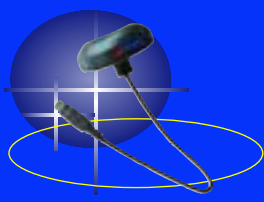
GL50B - Euro 245,00



GPS con interfaccia SD ad antenna attiva

Piccolissimo GPS con antenna integrata e connessione SDIO. Il ricevitore dispone anche di una presa d'antenna alla quale possono essere collegate antenne supplementari per migliorare la qualità di ricezione. Nella confezione, oltre al ricevitore GPS SDIO con antenna integrata, sono incluse due antenne supplementari, una da esterno con supporto magnetico e cavo di 3 metri, e l'altra più piccola da interno. Il ricevitore SD501 garantisce ottime prestazioni in termini di assorbimento e durata delle batterie del palmare.

SD501 - Euro 162,00



GPS a tenuta stagna per imbarcazioni

Ricevitore GPS estremamente compatto ed impermeabile adatto per essere utilizzato in tutte quelle situazioni ove è richiesta una buona resistenza alle intemperie, come ad esempio sulle imbarcazioni, su velivoli, veicoli industriali, ecc. Incorpora il nuovissimo chipset GPS SiRFStar III a 20 canali che ne fa un dispositivo supersensibile e di grande autonomia. Dispone di un cavo lungo 4,5 metri che permette di collegarlo con facilità ad un computer o PDA. Possibilità di interfacciamento con dispositivi USB / RS232 tramite adattatori dedicati (non inclusi).

MR350 - Euro 152,00



GPS miniatura seriale

Ricevitore GPS miniaturizzato con antenna incorporata. Studiato per un collegamento al PC, dispone di connettore seriale a 9 poli e MiniDIN PS/2 passante da cui preleva l'alimentazione.

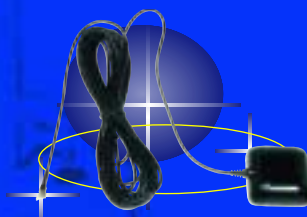
GPS910 - Euro 98,00



GPS miniatura USB

Ricevitore GPS miniaturizzato con antenna incorporata. Dispone di un connettore standard USB da cui preleva anche l'alimentazione con uscita USB. Completo di driver attraverso i quali viene creata una porta seriale virtuale che lo rende compatibile con la maggior parte dei software cartografici.

GPS910U - Euro 98,00



Antenna attiva GPS

Piccolissima ed economica antenna attiva GPS ad elevato guadagno munita di base magnetica. Può funzionare in abbinamento a qualsiasi ricevitore GPS dal quale preleva la tensione di alimentazione.

GPS901 - Euro 18,50

Stessa versione ma con attacco SMA.

GPS902 - Euro 18,50

Richiedi il catalogo aggiornato di tutti i nostri prodotti!

Maggiori informazioni ed acquisti on-line sul sito www.futuranet.it

FUTURA ELETTRONICA

Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331 / 799775 - Fax. 0331 / 778112
www.futuranet.it

Questo Corso di Elettronica, che si articola in più puntate, è rivolto ai lettori alle prime armi, ovvero a coloro che - pur essendo attratti ed affascinati dal mondo dell'elettronica - hanno una limitata conoscenza di questa materia. Pur senza trascurare l'esposizione di concetti teorici di base, è nostra intenzione privilegiare l'aspetto pratico, convinti che solo un' immediata verifica "sul campo" possa fare comprendere al meglio le leggi fondamentali che stanno alla base dell'elettronica. Ci auguriamo che questo Corso possa essere utile sia a coloro che si interessano a questa materia per hobby sia a quanti hanno un interesse professionale specifico (studenti di elettronica, tecnici, eccetera). A tutti auguriamo una proficua lettura.



a cura
della Redazione

I FILTRI

*T*ra i circuiti fondamentali per l'elettronica analogica sono da annoverare, senza ombra di dubbio, i filtri: si tratta di dispositivi che, come dice il termine che li definisce, filtrano, distinguono certe grandezze elettriche da altre. Così come i filtri che si mettono nei circuiti idraulici trattengono sostanze che non devono passare, distinguendole quindi da quelle che invece debbono proseguire, quelli elettrici "frenano" certi segnali lasciandone invece passare degli altri. Più precisamente, i filtri che analizzeremo in queste pagine sono circuiti elettrici che manifestano i loro effetti in corrente alternata (in continua sarebbero inutili); in pratica si comportano diversamente in funzione della frequenza del segnale che gli viene applicato: lasciano transitare i segnali entro una certa banda, attenuando quelli al di fuori di essa. I filtri sono circuiti indispensabili per i dispositivi audio (es. filtri di tonalità, separatori per equalizzatori, cross-over per casse acustiche) e telefonici, oltre che per quelli di segnalazione e telecomando ana-



logico; possono essere passivi oppure attivi: i primi sono composti solamente da elementi passivi, mentre gli altri incorporano componenti attivi quali gli amplificatori operazionali. I filtri passivi sono i più semplici sia da studiare che da realizzare, mentre quelli attivi, sebbene più complessi, sono indispensabili per ottenere determinate caratteristiche di attenuazione e sfasamento in prossimità della frequenza di taglio. Ma andiamo con ordine e vediamo quindi i filtri di base, quelli cioè realizzati con componenti passivi: tutti dispongono almeno di un elemento resistivo (resistenza) e di uno reattivo, cioè di

un condensatore o di un'induttanza, oppure di due elementi reattivi che sono poi condensatore e induttanza (bobina). Il tipo più semplice di filtro passivo è costituito da una resistenza ed un condensatore opportunamente disposti, e basa il proprio funzionamento sul tempo di carica del condensatore in serie al quale si trova idealmente la sola resistenza; a seconda che il condensatore si trovi in serie al segnale da filtrare o in parallelo ai

caratteristiche di attenuazione e sfasamento in prossimità della frequenza di taglio. Ma andiamo con ordine e vediamo quindi i filtri di base, quelli cioè realizzati con componenti passivi: tutti dispongono almeno di un elemento resistivo (resistenza) e di uno reattivo, cioè di

un condensatore o di un'induttanza, oppure di due elementi reattivi che sono poi condensatore e induttanza (bobina). Il tipo più semplice di filtro passivo è costituito da una resistenza ed un condensatore opportunamente disposti, e basa il proprio funzionamento sul tempo di carica del condensatore in serie al quale si trova idealmente la sola resistenza; a seconda che il condensatore si trovi in serie al segnale da filtrare o in parallelo ai

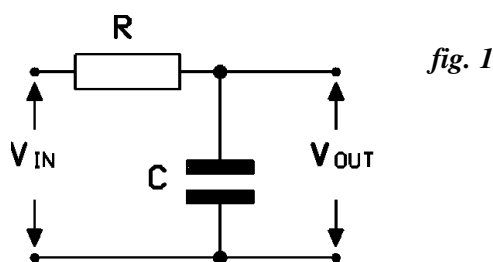


fig. 1

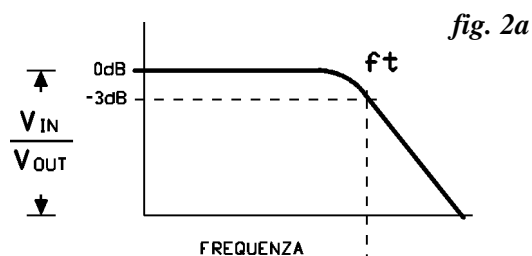


fig. 2a

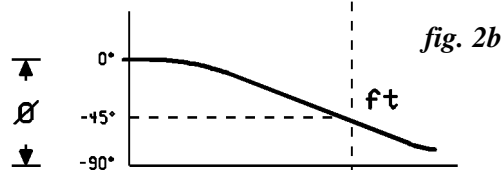


fig. 2b

fili che trasportano quest'ultimo, il filtro prende il nome di C/R oppure di R/C. Vediamo per primo il tipo R/C che, lo diciamo subito, è un passa-basso, ovvero attenua tutte le frequenze al disopra di quella propria di taglio: ad esempio, se quest'ultima è 1000 Hz, il filtro lascia

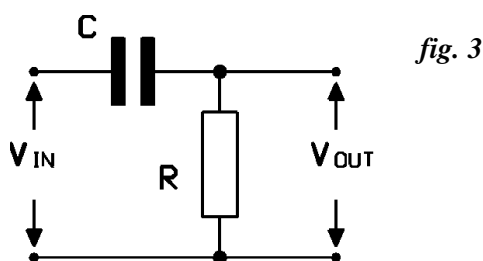


fig. 3

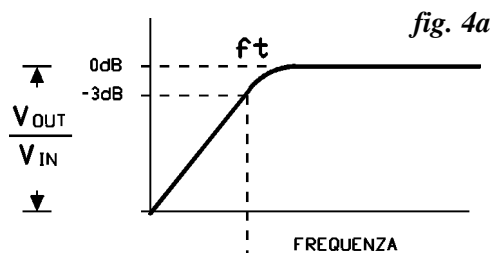


fig. 4a

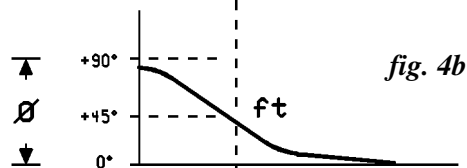


fig. 4b

passare inalterati i segnali al disotto di 1000 Hz ed attenuare quelli di frequenza maggiore; questo in teoria, perché nella pratica vedremo che le cose vanno diversamente. Prendiamo il circuito di figura 1 e immaginiamo di applicare un segnale ai punti V_{IN} , che consideriamo l'ingresso del filtro; supponiamo, per semplificare le cose, che ai punti V_{OUT} (uscita) non vi sia carico, o che se vi è la sua resistenza o impedenza sia molto più elevata (almeno 10 volte) del valore resistivo della R . Per sapere quale segnale abbiamo in uscita, almeno per ciò che riguarda l'ampiezza, dobbiamo ricavare una relazione che leghi tra loro V_{OUT} e V_{IN} . Dallo studio dell'elettrotecnica sappiamo che un condensatore o un'induttanza funzionando in alternata presentano una certa impedenza elettrica o meglio, una determinata reattanza, che elettricamente è la stessa cosa di una normale resistenza: in pratica si oppone al passaggio della corrente; orbene, per il condensatore la reattanza si ricava con questa formula: $X_c = 1/6,28 \times f \times C$. Nella formula X_c è il valore assoluto della reattanza espresso in ohm se f (frequenza a cui si calcola la reattanza) è in hertz e C (capacità del condensatore) è espressa in farad. Un po' di studio della matematica ci dice ad occhio che la reattanza di un condensatore è inversamente proporzionale alla frequenza, cioè cresce se la frequenza diminuisce e si abbassa se quest'ultima aumenta. In continua la reattanza è infinita, tanto da bloccare qualsiasi corrente: ne è la riprova il fatto che se alimentiamo un condensatore a tensione continua, trascorso il periodo transitorio di carica non assorbe alcuna corrente, ovvero la blocca tra i propri estremi. Riprendendo il circuito di fig. 1 e sostituendo al condensatore una resistenza che chiamiamo X_c , appare evidente che il filtro altro non è se non un partitore di tensione, pertanto la relazione che lega V_{OUT} alla V_{IN} è la formula del partitore resistivo: $V_{OUT} = V_{IN} \times X_c / (R + X_c)$. Sostituendo l'espressione intera della X_c otteniamo che:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN} / 6,28 \times f \times C}{[1 + R(6,28 \times f \times C)] / 6,28 \times f \times C}$$

Semplificando il tutto ricaviamo questa formula:

$$V_{OUT} = V_{IN} / [1 + R(6,28 \times f \times C)]$$

essa dimostra che la tensione di uscita è inversamente proporzionale alla frequenza, divenendo nulla per una frequenza di valore infinito. Nella pratica l'ampiezza del segnale di uscita non diminuisce costantemente da pochi Hz e diversi MHz, ma rimane teoricamente costante (al valore di quella di ingresso: non subisce quindi attenuazione) fino al valore di taglio f_t , oltre il quale il segnale viene attenuato sensibilmente. Il rapporto tra segnale di ingresso e di uscita vale quindi:

$$V_{OUT}/V_{IN} = 1 / [1 + R(6,28 \times f \times C)]$$

Questa formula, che caratterizza la relazione tra ten-

sione uscente e tensione entrante nel filtro, prende il nome di "funzione di trasferimento" (f.d.t.). Per lo studio dei filtri si impone che la frequenza di taglio, cioè quella al di sopra della quale il circuito inizia ad attenuare, è il valore che determina un abbassamento di 3 dB all'uscita: in pratica si raggiunge la frequenza di taglio quando l'ampiezza del segnale di uscita (V_{out}) diviene 0,707 volte quella del segnale applicato all'ingresso (V_{in}).

Se facciamo quest'uguaglianza ricaviamo la formula che ci permette di conoscere la frequenza di taglio di una cella R/C noti i valori dei suoi componenti: innanzitutto se V_{out} deve diventare 0,707 volte la V_{in} , abbiamo che l'ultima formula scritta (f.d.t.) diviene:

$$V_{out}/V_{in} = V_{in} \times 0,707 / V_{in} = 0,707$$

Eguagliando tale valore alla formula della funzione di trasferimento otteniamo:

$$1/(1 + R(6,28 \times f \times C)) = 0,707$$

Svolgendo tutti i calcoli arriviamo a ricavare la formula seguente:

$$f_t = 1/(6,28 \times R \times C)$$

in essa f_t è la frequenza di taglio espressa in Hz se R e C sono espressi rispettivamente in ohm e in farad. La formula ci permette di ricavare la frequenza di taglio dei filtri R/C, che nello specifico è una frequenza di taglio superiore, dato che il filtro attenua i segnali di frequenza al di sopra di essa.

Riassumendo possiamo perciò dire che il circuito di fig. 1 lascia passare inalterati i segnali la cui frequenza sia minore di f_t , mentre attenua quelli al di sopra di essa; un segnale di frequenza pari alla f_t viene attenuato di 3 dB, mentre calcoli che non faremo in questo articolo ma dimostrati e rintracciabili nei libri di testo ci dicono che i segnali di frequenza oltre la f_t vengono attenuati di 20 dB/decade. In altre parole, se la f_t è 1000 Hz, teoricamente a 10000 Hz il segnale viene attenuato di 20 dB, cioè la sua ampiezza diviene 1/10 di quella in ingresso. Quindi l'attenuazione del segnale è di 10 volte per ogni decuplicamento della frequenza.

La curva di risposta in frequenza di un generico filtro R/C passa-basso è del tipo illustrato nel diagramma di figura 2a; in b è illustrata invece la curva che indica come varia la fase del segnale, ovvero lo sfasamento che esiste tra il segnale V_{out} e quello di ingresso: sappiamo infatti che i filtri, di qualunque tipo essi siano, determinano inevitabilmente una rotazione di fase del segnale filtrato. Il diagramma del circuito R/C evidenzia che il segnale di uscita è sempre in ritardo rispetto a quello di ingresso, e che in corrispondenza della f_t il ritardo è 45°. Sapendo che in regime sinusoidale un periodo del segnale dura 360°, un ritardo di 45° significa che il segnale V_{out} in corrispondenza della frequenza di taglio è in ritardo di 1/8 di periodo rispetto a quello di ingresso. Il ritardo è comprensibile se si con-

fig. 5

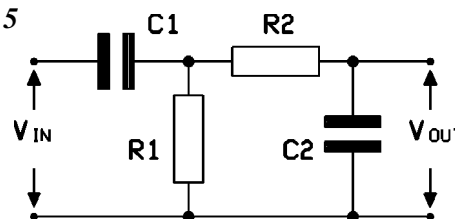


fig. 6

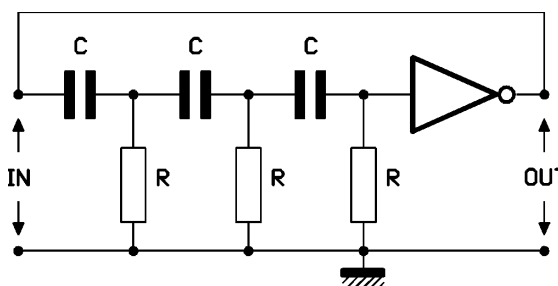
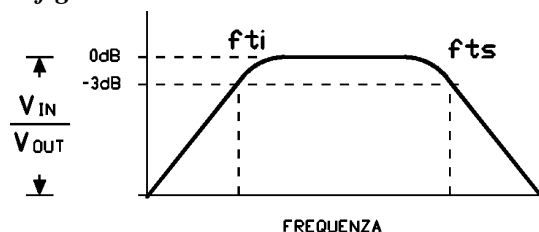
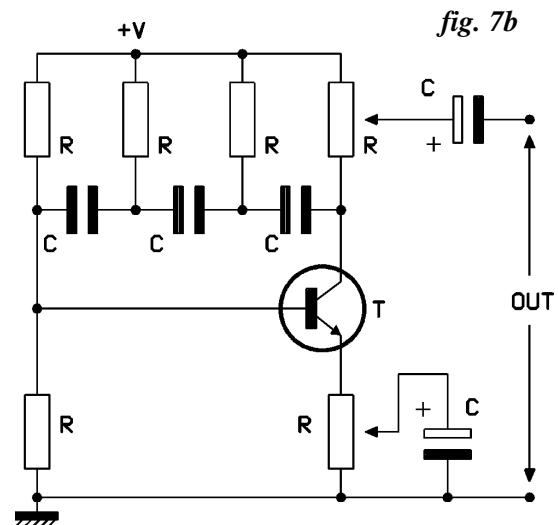


fig. 7a



sidera che la resistenza R ritarda la carica del condensatore C e perciò la tensione ai capi di quest'ultimo segue con ritardo le variazioni di quella di ingresso. Evidentemente più cresce la frequenza, più il segnale varia alla svelta, e di conseguenza, essendo R , C , e la loro costante di tempo (tempo di carica) fissi, diviene

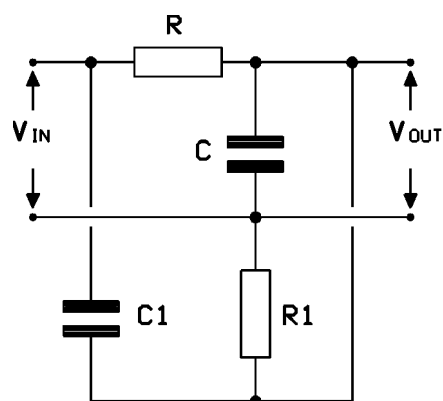


fig. 8

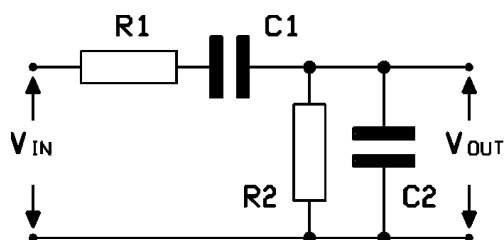
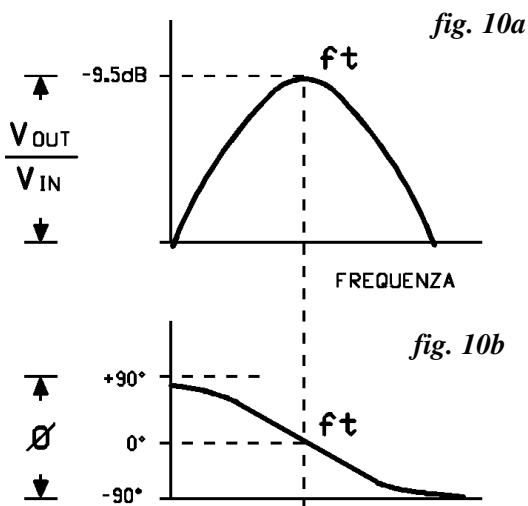


fig. 9



più marcato il ritardo della V_{out} rispetto alla V_{in} : per un segnale di frequenza infinita lo sfasamento tende a 90° . Al contrario, a frequenza zero, cioè in continua, non vi è sfasamento, dato che il condensatore è escluso.

IL FILTRO PASSA ALTO DEL TIPO C/R

Bene, esaminiamo adesso l'altro filtro ad R-C, che è il passa alto del tipo C/R, il cui schema è quello di fig. 3: questo filtro ha un comportamento che è in tutto e per tutto l'opposto dell'R/C appena esaminato, anche se per esso valgono tutte le considerazioni fatte finora. Il

filtro C/R attenua tutte le frequenze al di sotto di quella di taglio f_t , mentre lascia passare, teoricamente senza attenuarli, tutti i segnali la cui frequenza è maggiore; in corrispondenza della f_t si ha la solita attenuazione di 3 dB. Per il filtro C/R la tensione di uscita si ricava con la solita relazione del partitore, dopo aver sostituito C con la reattanza capacitiva X_c che gli corrisponde, secondo la nota relazione $X_c = 1/6,28xfxC$:

$$V_{out} = V_{in}R/(R+X_c)$$

da essa, sostituendo i valori noti ricaviamo la formula:

$$V_{out} = V_{in}R/(R+1/6,28xfxC)$$

La solita funzione di trasferimento, ovvero V_{out}/V_{in} vale adesso:

$$V_{out}/V_{in} = R/(R+1/6,28xfxC)$$

Da questa formula, uguagliata a 0,707, senza procedere ulteriormente nei calcoli, possiamo ricavare che la frequenza di taglio del filtro C/R è uguale a:

$$f_t = 1/6,28xRxC$$

insomma, la stessa vista per il filtro R/C passa-basso. Quello che cambia è invece lo sfasamento del segnale di uscita rispetto a quello di ingresso: V_{out} risulta infatti in anticipo rispetto a V_{in} , come evidenzia il diagramma di fig. 4b (la 4a illustra l'andamento del rapporto V_{out}/V_{in} in funzione della frequenza); in corrispondenza della frequenza di taglio lo sfasamento è di 45° come già visto per la cella R/C, ma è positivo. In pratica il segnale V_{out} è sfasato in anticipo rispetto a quello applicato in uscita: in regime sinusoidale, a frequenze molto basse, prossime a zero, lo sfasamento si avvicina molto a 90° (1/4 di periodo) in anticipo, mentre si annulla per frequenze elevatissime. L'anticipo del segnale d'uscita si spiega considerando che in un condensatore sottoposto ad una differenza di potenziale scorre corrente prima che la tensione tra le sue armature assuma un valore concreto: in pratica per assimilare una tensione il condensatore deve lasciar scorrere corrente in modo da accumulare la quantità di carica definita dallo studio dell'elettrotecnica, studio che al momento non ci serve più di tanto.

Quello che basta è sapere che con tensioni alternate il condensatore sfasa la corrente di 90° in anticipo rispetto alla tensione. Se consideriamo che la V_{out} è determinata dalla caduta di tensione prodotta ai capi della resistenza R dalla corrente che in regime variabile (es. sinusoidale) attraversa il condensatore C, possiamo subito vedere che la tensione di uscita è di fatto in anticipo rispetto a quella d'ingresso.

Anche per il filtro C/R l'attenuazione fuori della frequenza di taglio è di 20 dB per decade, ovvero il segnale diviene 10 volte meno ampio ogniqualvolta che la sua frequenza diminuisce ad $1/10$.

PIU' FILTRI IN CASCATA

E' possibile aumentare l'attenuazione dei segnali al di fuori della frequenza di taglio connettendo in cascata più celle semplici dello stesso tipo dimensionate evidentemente per lo stesso valore di f_t : ad esempio, mettendo in serie due filtri R/C composti da elementi dello stesso valore si ottiene un unico filtro passa-basso la cui frequenza di taglio rimane la stessa; l'attenuazione delle frequenze al disopra della f_t è di 40 dB/decade, però peggiora il livello del segnale in corrispondenza della frequenza di taglio stessa. Infatti in questo caso il rapporto V_{out}/V_{in} subisce un'attenuazione non di 3 ma di 6 dB; questo è purtroppo il prezzo da pagare per avere un filtro con un'azione più marcata. Non solo: la rotazione di fase, ovvero lo sfasamento tra V_{out} e V_{in} , raddoppia, determinando 90° in ritardo in corrispondenza della f_t , e un massimo teorico di 180° a frequenza infinita. Collegando in serie tre celle R/C uguali l'attenuazione al disopra della frequenza di taglio diviene 60 dB/decade, ma quella in corrispondenza del taglio aumenta a 9 dB, e la rotazione di fase si somma portandosi a 135° in ritardo. La rotazione di fase massima raggiunge 270° a frequenza infinita. Lo stesso dicasi per i filtri C/R, fermo restando che il comportamento nei confronti della frequenza è opposto, e che gli sfasamenti sono in anticipo.

Quando si connettono più filtri semplici in serie si usa dire che si ottiene un filtro di ordine "n", intendendo con tale lettera il numero di celle utilizzate: un filtro R/C normale è del primo ordine, mentre uno composto da due celle R/C in cascata è del secondo ordine (ordine 2); un circuito formato da tre filtri del primo ordine in cascata è un circuito del terzo ordine, ecc. Il collegamento in cascata di più di 2 celle uguali è in molti casi sconsigliato, almeno usando questi filtri passivi; tuttavia è indispensabile per realizzare i cosiddetti oscillatori a sfasamento, per i quali è fondamentale il ritardo o l'anticipo di fase determinato dai condensatori: ad esempio tre celle C/R in serie permettono di ottenere facilmente la rotazione di fase del segnale, che corrisponde a 180° in regime sinusoidale, anche a valori di frequenza lontani da zero. Lo sfasamento di 180° permette, riportando il segnale ad un amplificatore invertente, di ottenere una retroazione positiva, che fa oscillare transistor ed ogni altro amplificatore retroazionato. La frequenza di oscillazione è chiaramente quella per la quale le celle filtranti determinano ciascuna 60° di sfasamento ($3 \times 60 = 180$, appunto).

La fig. 7 ci fa vedere due esempi di applicazione di reti C/R nella retroazione di amplificatori, allo scopo di ottenere uno sfasamento di 180° ; entrambi i circuiti sono oscillatori sinusoidali a sfasamento. In entrambi i casi il segnale di uscita viene retrocesso all'ingresso e normalmente, essendo in opposizione di fase, determina una limitazione del guadagno; c'è però una frequenza alla quale le tre celle di filtro sfasano il segnale complessivamente di 180° , riportandolo in fase con

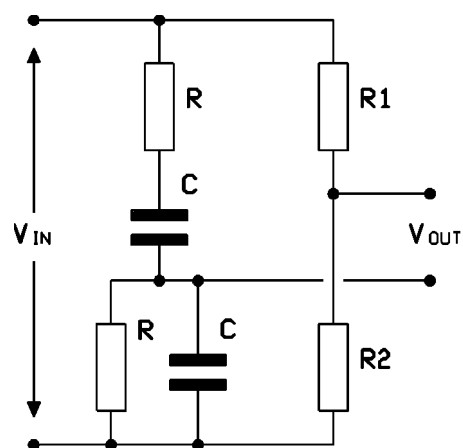


fig. 11

quello di ingresso e determinando una reazione positiva, cosa che innesca l'oscillatore.

IL FILTRO R-C PASSA-BANDA

Tornando ai filtri singoli, cioè alle celle elementari C/R ed R/C, possiamo vedere cosa accade realizzando reti elettriche in cui vengono impiegati entrambi i tipi. Combinando opportunamente due filtri semplici di quelli visti finora si può realizzare una seconda categoria di circuiti: il passa-banda e l'elimina-banda (notch). Infatti disponendo in serie o in parallelo una cella R/C ed una C/R si può far passare solo una certa gamma di frequenze o attenuarla. Vediamo subito cosa accade collegando in serie un circuito R/C ed uno C/R, aventi ovviamente diversa frequenza di taglio; lo schema è quello di figura 5. Nel disporre le celle non ha importanza quale delle due si trovi per prima; però quello che conta è che la frequenza di taglio del passa-alto (il filtro C/R) sia sempre minore di quella del

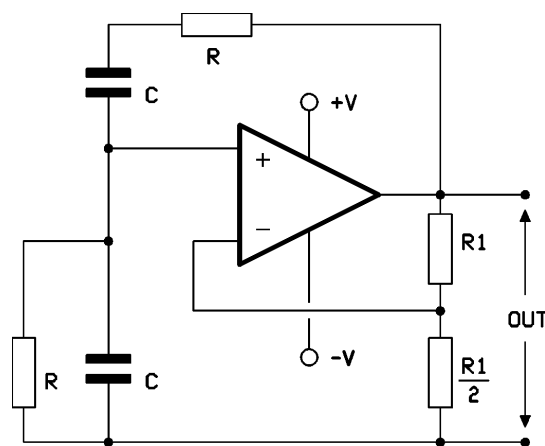


fig. 12

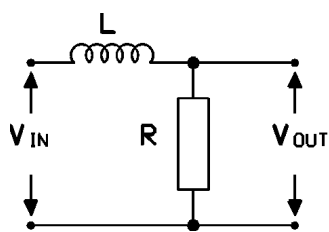


fig. 13

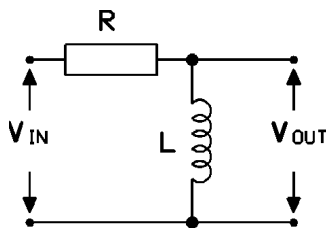


fig. 14

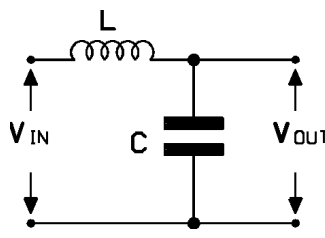


fig. 15

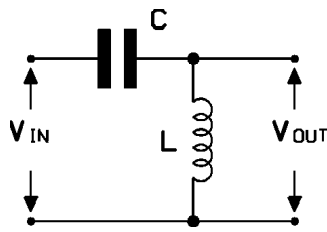


fig. 16

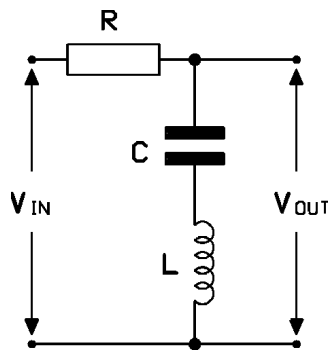


fig. 17

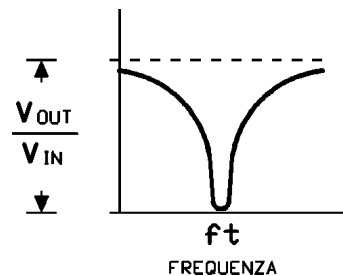


fig. 18

passa-basso (R/C) altrimenti il circuito attenua tutti i segnali qualunque sia la loro frequenza.

Ciò è logico se si pensa a come funzionano i singoli filtri: il passa-alto taglia tutte le frequenze al di sotto della f_t , mentre l'R/C fa lo stesso però con i segnali la cui frequenza è maggiore di quella propria di taglio; se il passa-alto ha una f_t di 2 KHz e il passa-basso ne ha una di 1 KHz, ecco che uno attenua i segnali che sono passati dall'altro, con la conseguenza che il filtro non serve a nulla. Se invece il passa-alto taglia a 1 KHz e il passa-basso a 2 KHz, abbiamo una banda di 1 KHz (tra 1000 e 2000 Hz) di segnali non attenuati, mentre quelli al di sotto dei 1000 Hz e al di sopra dei 2 KHz vengono abbattuti: infatti il filtro C/R attenua i segnali al di sotto del KHz, e lascia passare quelli di frequenza superiore, mentre l'R/C lascia passare quelli di frequenza minore di 2 KHz e attenua quelli a frequenza maggiore. Se guardiamo la fig. 6 vediamo la curva di risposta in frequenza del filtro passa-banda appena descritto: vediamo che al di fuori delle frequenze di taglio superiore ed inferiore l'attenuazione dei segnali avviene con la solita pendenza di 20 dB/decade.

Quanto al filtro elimina-banda, è ottenuto collegando in parallelo un R/C ed un C/R (fig. 8) dimensionati in modo che la frequenza di taglio del primo sia minore di quella del secondo; riprendendo i valori dell'esempio precedente vediamo che se il passa-basso (R/C) taglia al di sopra di 1 KHz e il passa-alto attenua le frequenze al di sotto dei 2 KHz, ai punti V_{out} giungono senza attenuazione apprezzabile i segnali di frequenza minore di 1000 Hz (dal passa-basso) e quelli la cui frequenza è maggiore di 2000 Hz (passati dal filtro C/R, passa-alto). Riguardo allo sfasamento del segnale, è positivo (V_{out} in anticipo) nella zona in cui lavora il passa-alto (fren-

ze inferiori) mentre è negativo per le frequenze alle quali si fa sentire il passa-basso (alte frequenze); in corrispondenza delle frequenze di taglio, se esse sono sufficientemente distanti gli sfasamenti sono di 45° , come per i singoli filtri: più precisamente la V_{out} è in anticipo sulla V_{in} alla frequenza di taglio inferiore, ed è in ritardo in corrispondenza della frequenza di taglio superiore.

IL FILTRO DI WIEN

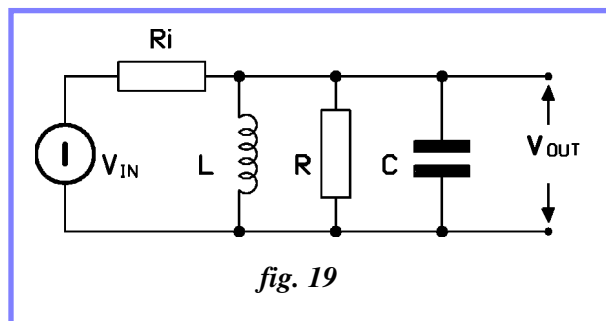
Particolare attenzione merita un filtro passivo composto come mostra la fig. 9; i componenti R_1 ed R_2 sono uguali tra loro, e lo stesso vale per C_1 e C_2 . Si tratta sostanzialmente di un passa-banda disegnato in un modo insolito: R_1 e C_2 compongono un filtro passa-basso, mentre C_1 e R_2 formano un passa-alto. Usando condensatori e resistenze del medesimo valore i due filtri hanno la stessa frequenza di taglio, quindi il circuito è un passa-banda che lascia passare teoricamente una sola frequenza, attenuandola di 9,5 dB, attenuando invece quelle inferiori e superiori ad essa dei soliti 20 dB/decade.

Il circuito in questione prende il nome di filtro di Wien, e la sua curva di risposta in frequenza è quella illustrata in fig. 10a; in fig. 10b abbiamo invece la curva dello sfasamento tra ingresso ed uscita, la quale ci mostra che in corrispondenza della frequenza di taglio non vi è sfasamento tra V_{out} e V_{in} . Ciò è logico perché se i filtri sono di tipo opposto ma hanno la medesima f_t , determinano ciascuno uno sfasamento di 45° ma di segno opposto, quindi gli sfasamenti si annullano.

Il circuito di Wien è la base del cosiddetto ponte di Wien,

che è una rete elettrica indispensabile per realizzare oscillatori sinusoidali di una certa precisione. Con il filtro di Wien si può realizzare un oscillatore semplicemente ponendolo in retroazione positiva ad un amplificatore non-invertente (es. un operazionale) con guadagno in tensione aggiustabile intorno a 3; infatti alla frequenza di taglio il circuito di Wien attenua il segnale di circa 3 volte, ed in tal modo si realizza una retroazione positiva con guadagno di anello pari ad 1, il che permette l'oscillazione mantenendo costante l'ampiezza del segnale, almeno in teoria.

Il ponte di Wien è quello illustrato in figura 11: si tratta



in pratica di un ponte composto dal filtro di Wien e da un partitore resistivo dimensionato in modo che la tensione ai capi della R2 sia circa 1/3 di quella (V_{in}) applicata all'ingresso; in questo modo la differenza di potenziale V_{out} è nulla in prossimità della frequenza di taglio, dato che in corrispondenza di essa il segnale di uscita del filtro viene attenuato di 9,5 dB (in pratica si riduce ad 1/3 di quello di ingresso). Quindi, a differenza del filtro di Wien, il ponte si comporta come un filtro eliminabanda (notch).

Sfruttando il ponte si può realizzare un oscillatore sinusoidale fatto ad esempio come quello dello schema di figura 12: in esso il partitore di tensione riduce ad 1/3 la tensione applicata al ponte di Wien, e la applica all'ingresso invertente dell'operazionale, funzionando perciò da rete di retroazione che assicura un guadagno del circuito pari a 3 volte.

La frequenza di oscillazione del circuito è esattamente quella di taglio del filtro. Chiaramente affinché frequenza e tensione di uscita restino costanti nel normale funzionamento la tensione di uscita del partitore deve essere aggiustata in modo da ottenere sempre 1/3 della V_{out} .

Nella pratica occorre disporre almeno una resistenza variabile che senta eventuali aumenti della tensione di uscita e aumenti il proprio valore in modo da compensarli: il componente più adatto in questi casi è una piccola lampadina a bassa tensione (es. quelle tutto-vetro a 12V) il cui filamento sottoposto ad una tensione maggiore si scalda e determina quindi un aumento della propria resistenza elettrica.

1 FILTRI R-L

Finora abbiamo visto filtri passivi realizzati con condensatori: tuttavia esistono altri filtri che sono compo-

sti da resistenze ed induttanze, i quali funzionano come gli R/C, ma si differenziano per il comportamento che le induttanze hanno nei confronti della frequenza. Infatti una bobina (induttore) oppone più resistenza al passaggio della corrente in alta frequenza che in bassa: quindi l'impedenza dovuta ad una bobina è direttamente proporzionale alla frequenza. Come per il condensatore, anche per l'induttanza si può definire una reattanza, che chiamiamo però induttiva; la formula che ci permette di conoscere il valore di reattanza di una bobina è la seguente:

$$X_L = 6,28 \times f \times L$$

I due filtri semplici ottenibili con le induttanze sono i soliti passa-basso e passa alto; il primo è quello di fig. 13 e funziona come quello a condensatore. Per ricavare le formule che lo riguardano possiamo sostituire l'induttore L con l'impedenza equivalente X_L e scrivere la solita regola del partitore:

$$V_{out} = V_{in} \times R / (R + X_L)$$

la funzione di trasferimento del filtro, ovvero il rapporto V_{out}/V_{in} , vale esattamente:

$$V_{out}/V_{in} = (R / (R + X_L))$$

sostituendo il valore di X_L otteniamo la relazione seguente:

$$V_{out}/V_{in} = R / (R + 6,28 \times f \times L)$$

che semplificata e svolta porta alla relazione che lega la frequenza di taglio ai valori dei componenti:

$$f_t = R / 6,28 \times L$$

L'andamento del segnale in prossimità ed oltre la frequenza di taglio è lo stesso visto per il filtro R/C, e lo stesso dicasi per la fase: infatti l'induttanza ha carattere inerziale nei confronti della corrente e la ritarda rispetto alla tensione; dato che la tensione V_{out} è dovuta alla corrente nell'induttanza, e dato che quest'ultima è in ritardo rispetto alla tensione applicata, la tensione d'uscita del filtro L/R è in ritardo rispetto a quella d'ingresso. Quanto al filtro R/L, si tratta di un passa alto il cui schema elettrico è quello di fig. 14; il circuito ha le stesse caratteristiche del C/R, sia per quanto riguarda la curva di risposta che per quella di fase. Per la risposta in frequenza il discorso è ovvio: l'induttanza ha un'impedenza che cresce al crescere della frequenza, perciò, poiché L si trova ai capi di uscita e fa partitore con la resistenza R, tanto maggiore è la frequenza tanto più è alta l'impedenza, quindi la tensione V_{out} rispetto alla V_{in} ; in teoria le due tensioni sono uguali quando la frequenza del segnale è tale da determinare una reattanza superiore a quella della resistenza R. La relazione che permette di determinare la frequenza di taglio del

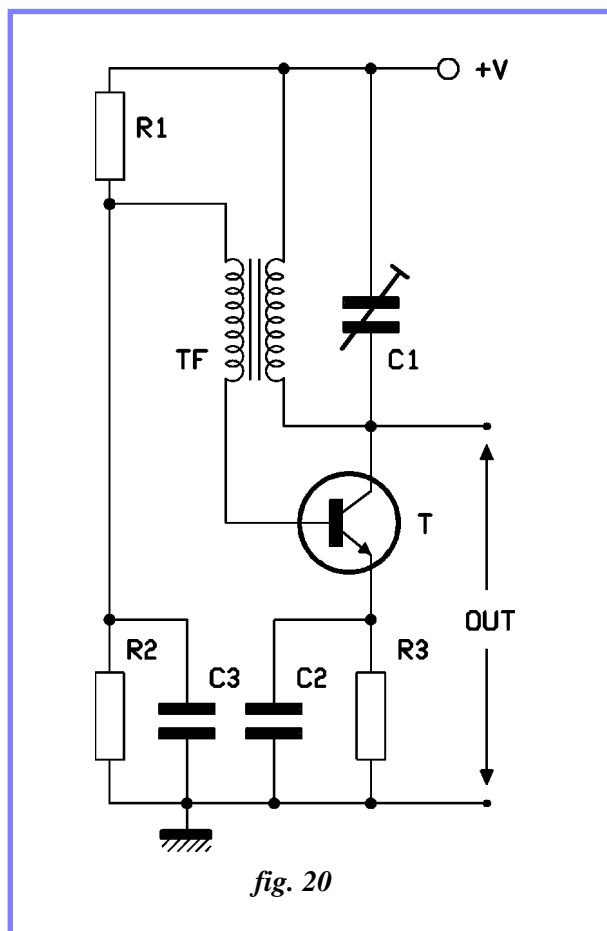


fig. 20

filtro R/L è la seguente:

$$f_t = R/6,28 \times L$$

E' insomma la stessa di quella vista per il filtro L/R. Chiaramente il comportamento in frequenza, sia per l'attenuazione che per la fase, è esattamente l'opposto. Bene, con questo abbiamo spiegato in linea di massima come sono fatti i principali filtri, cercando di dare quelle poche formule che permettono di dimensionare eventuali circuiti che vorrete fare: ad esempio per limitare la risposta in frequenza di un amplificatore, o per introdurre una esaltazione dei bassi o dei toni acuti in un impianto hi-fi, oppure per sopprimere disturbi e portanti in sistemi audio o di segnalazione, ecc.

Vediamo adesso un'altra categoria di filtri, sempre passivi, realizzati però in altro modo, secondo circuitazioni che consentono maggior attenuazione; si tratta di filtri che impiegano sia condensatori che induttanze, e che possono garantire con una sola cella attenuazioni fuori banda di 40 dB/decade, ovvero 12 dB/ott. (ovvero 12 dB per ogni raddoppio della frequenza).

Ovviamente sono circuiti del secondo ordine, vista la pendenza di taglio che è doppia rispetto ai semplici filtri ad R-C.

I FILTRI AD L-C

I circuiti in questione sono ad esempio quelli formati da una induttanza ed un condensatore, disposti diversamente

in modo da realizzare un filtro passa-basso (fig. 15) o uno passa-alto (fig. 16). Il primo tipo determina una rotazione di fase negativa al di sotto della frequenza di taglio e positiva al di sopra: lo sfasamento in corrispondenza della frequenza di taglio è nullo, mentre l'attenuazione è 6 dB. I segnali al di sopra della frequenza di taglio vengono attenuati di ben 40 dB/decade. Quanto al passa-alto, il discorso è l'opposto di quello appena fatto: lo sfasamento è positivo al di sotto della frequenza di taglio, mentre per frequenze maggiori diviene negativo; i segnali di frequenza minore della f_t vengono attenuati con la solita pendenza di 40 dB/decade. Anche in questo caso in corrispondenza della frequenza di taglio lo sfasamento è nullo. Per entrambi i filtri ad L-C la frequenza di taglio è legata ai valori di induttanza e capacità dalla relazione:

$$f_t = 1/6,28 \times \text{radice quadrata di } L \times C$$

Tale formula è quella che va usata per determinare i valori di L e C una volta impostata la frequenza di taglio voluta. A parte i filtri che abbiamo visto in quest'ultima parte, ne esistono altri che incorporano resistenze oltre ai condensatori e agli induttori: si tratta dei filtri ad R-L-C, che andiamo subito ad esaminare.

CIRCUITI AD R-L-C

Lo schema di fig. 17 illustra un circuito comprendente una resistenza, un condensatore, ed una induttanza, collegati in modo da realizzare quello che possiamo chiamare il tipico filtro R-L-C: il segnale di ingresso si applica ai punti Vin e quello di uscita (Vout) si preleva ai capi del bipolo C-L. Questo tipo di filtro sfrutta il fenomeno noto in elettrotecnica come risonanza: esiste un valore di frequenza, detta appunto frequenza di risonanza (f_s) alla quale le reattanze di condensatore e bobina hanno lo stesso valore assoluto; poiché però sono di segno opposto, una annulla l'altra, perciò alla frequenza di risonanza nel circuito abbiamo la massima corrente, limitata solamente dalla resistenza R.

Per contro, dato che le reattanze si annullano, la tensione d'uscita del filtro è teoricamente nulla; nella pratica non lo è ma è certamente limitata rispetto a quella che si ha a frequenze diverse da quella di risonanza. La curva di risposta dell'R-L-C è simile a quella illustrata in fig. 18: a frequenze diverse da quella di risonanza il rapporto Vout/Vin ha valori elevati e la tensione d'uscita è circa uguale a quella d'ingresso; in risonanza, la tensione si annullerebbe se non fosse che nella pratica condensatori e induttori hanno resistenze parassite. Nel caso dell'induttanza L, la resistenza si trova in serie all'avvolgimento vero e proprio (è costituita dalla resistenza del filo...) e in risonanza determina una pur minima tensione Vout.

Il filtro R-L-C è di tipo notch (elimina-banda) ed è tanto più selettivo quanto minori sono le resistenze parassite di L e C; per selettività si intende la capacità di atte-

nuare fortemente il segnale ad una certa frequenza (quella di risonanza) rispetto alle altre. Per fare un esempio, se in risonanza la V_{out} di un circuito è 1/20 di quella ad altre frequenze, e in un altro è 1/100, il secondo circuito è più selettivo del primo.

Va anche detto che il circuito R-L-C nella pratica annulla più di una frequenza, ovvero agisce entro una banda che tanto più è stretta, tanto migliore è la qualità del filtro stesso.

Le componenti parassite degli elementi reattivi (resistenza e condensatore) influenzano quello che in elettrotecnica si chiama fattore di merito, espresso dalla lettera Q : esso è definito come rapporto tra il valore di reattanza e quello di resistenza parassita. Per l'induttore il fattore di merito vale:

$$Q_L = X_L / R_p = 6,28 \times f \times L / R_p$$

Per il condensatore il fattore di merito si esprime come:

$$Q_C = X_C / R_p = 1 / 6,28 \times f \times C \times R_p$$

Il fattore di merito del circuito risonante definisce la sua selettività, e dipende ovviamente dai Q dei componenti reattivi:

$$Q = f_s / B$$

In questa formula Q è il fattore di merito, f_s è la frequenza di risonanza, e B è la banda di frequenze comprese nella zona di taglio del filtro; questa zona di taglio è definita considerando le frequenze che determinano un abbassamento della corrente nel circuito pari a 0,707 volte il valore in risonanza.

Il circuito in questione trova applicazione come filtro elimina-banda in campo audio e nell'identificazione di toni, ma anche nel rifasamento dei motori elettrici e dei carichi induttivi collegati alle reti ENEL: già, perché i contatori dell'energia elettrica quantificano, praticamente, il consumo della corrente senza sfasamento, quello che invece viene prodotto ad esempio collegando un carico fortemente induttivo quale un motore elettrico di una macchina utensile.

Lasciando lo sfasamento il contatore non rileva il carico effettivo perché l'energia impiegata dalle induttanze viene presa e poi restituita in buona parte, quindi si arriva a sovraccaricare le linee anche se non è possibile di fatto rilevare tale condizione.

Dimensionando opportunamente il condensatore si può pareggiare la reattanza dell'induttore alla frequenza della tensione di rete, determinando nel circuito la corrente che scorrerebbe effettivamente se ci fosse la sola resistenza dei fili degli avvolgimenti e dei collegamenti. E passiamo adesso all'analisi di un altro circuito non meno importante, soprattutto per noi tecnici e sperimentatori elettronici: l'R-L-C- parallelo: si tratta di un filtro particolare realizzato secondo lo schema di figura 19. Come il precedente, esso sfrutta la risonanza elettrica: in questo caso, annullandosi le reattanze, la resi-

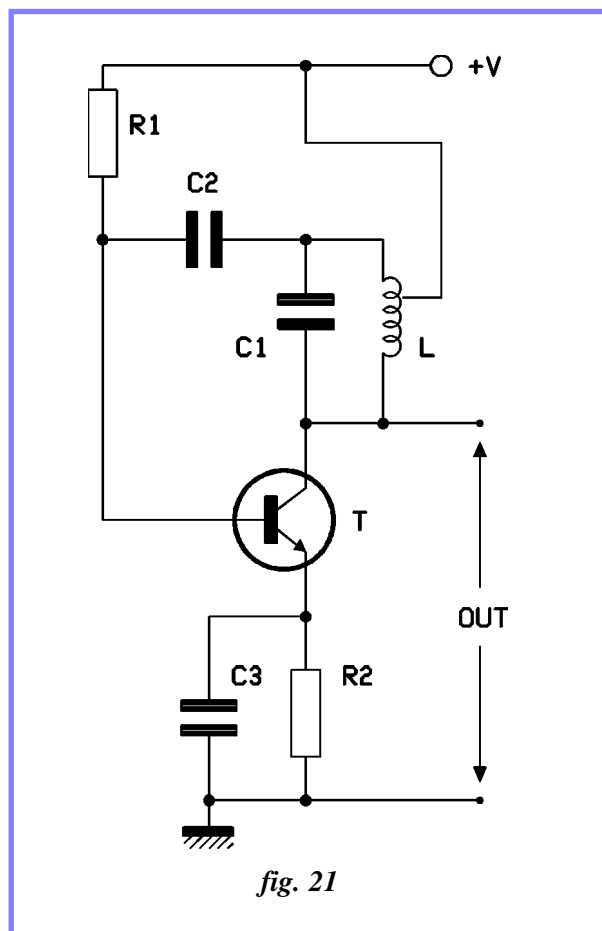


fig. 21

stenza vista ai capi della rete è uguale alla sola resistenza R ; se in serie all'ingresso si trova la resistenza interna del generatore di tensione con il quale alimentiamo l'ipotetico circuito, vediamo che in risonanza abbiamo un aumento della tensione V_{out} , proprio perché aumenta il valore del rapporto di partizione R/R_i .

A frequenze diverse da quella di risonanza, la reattanza dell'induttore o quella del condensatore si fanno sentire e vanno in parallelo alla R , determinando valori ridotti di resistenza ai capi della rete; per la precisione, alle basse frequenze è l'induttanza ad abbassare l'impedenza complessiva, mentre a frequenze maggiori di quella di risonanza è il condensatore ad agire, abbassando l'impedenza totale.

Il circuito R-L-C parallelo (detto "antirisonante") è quindi un passa-banda, perché presenta impedenza elevata entro una stretta gamma di frequenze, mentre al di fuori la sua impedenza cala notevolmente, causando un forte abbassamento della tensione ai suoi capi. Il circuito parallelo ideale lascerebbe passare una sola frequenza, quella di risonanza, attenuando le altre; nella pratica però ne lascia passare diverse, entro la propria banda passante: ciò a causa delle solite componenti parassite, che si trovano di fatto in parallelo ad L e C , e che possono essere rappresentate dalla resistenza R . Tali componenti fanno sì che in risonanza l'impedenza del circuito abbia un valore finito e che quindi sia limitata la differenza di ampiezza tra il segnale corrispondente alla frequenza di risonanza e gli altri.

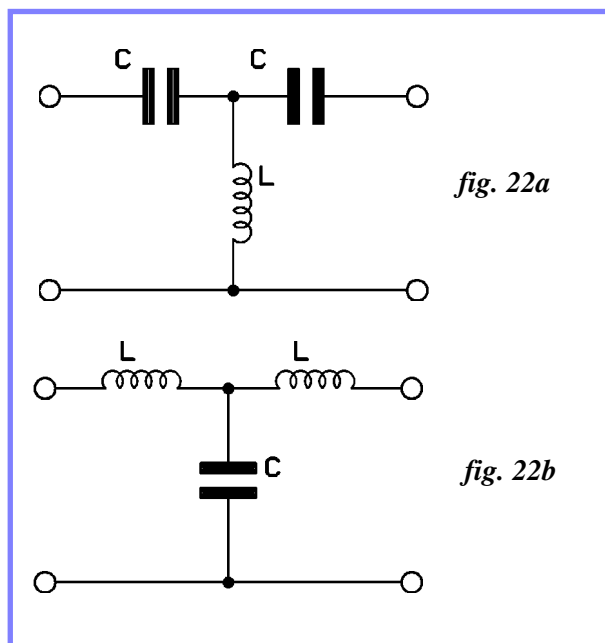


fig. 22a

fig. 22b

La banda passante del circuito antirisonante è compresa tra i valori di frequenza tali da determinare un abbassamento della tensione V_{out} pari a 0,707 volte il valore in risonanza. Anche per il circuito parallelo esiste un fattore di merito, definito esattamente come per quello serie.

Il circuito R-L-C parallelo è importantissimo perché è alla base dei sintonizzatori dei ricevitori radio, nei quali permette di accordare gli stadi di ingresso ad un ristretto campo di frequenze, eliminando praticamente quelle estranee; il circuito antirisonante si usa anche per fissare la frequenza di lavoro degli oscillatori, per filtrare i segnali all'uscita dei trasformatori di accoppiamento tra i vari stadi degli apparecchi radio, oltre che per accordare gli oscillatori, non ultimi quelli dei trasmettitori radio di qualunque tipo e frequenza.

Le figure 20 e 21 ci mostrano alcuni esempi di circuiti accordati ad R-L-C usati in oscillatori L-C ed Hartley.

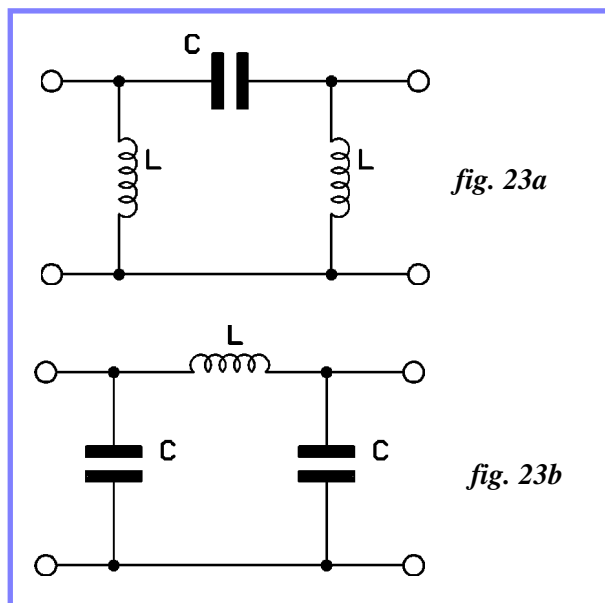


fig. 23a

fig. 23b

I FILTRI REVERSIBILI

Bene, chiudiamo questa puntata del Corso parlando di particolari filtri caratterizzati da una struttura simmetrica. Infatti, i filtri che abbiamo visto finora, eccetto l'antirisonante, sono circuiti che dispongono di un'ingresso e di una uscita e di conseguenza possono lavorare in un solo verso; in pratica il segnale d'ingresso non si può collegare all'uscita pensando di avere all'ingresso il medesimo comportamento che si avrebbe dall'uscita. Insomma, i filtri che abbiamo studiato dall'inizio di questo articolo sono unidirezionali.

Esistono però particolari filtri la cui configurazione è tale da renderli bidirezionali, reversibili: in pratica questi circuiti possono funzionare da filtri, con le medesime prestazioni, sia dall'ingresso verso l'uscita che dall'uscita verso l'ingresso.

La struttura di tali filtri permette inoltre di adattarne l'impedenza di uscita a quella di ingresso dei circuiti che seguono, sicché possono servire anche da adattatori di impedenza per lineari RF, antenne, strumenti di misura, ecc.

Questi filtri possono essere composti da resistenze ed elementi reattivi, oppure soltanto da questi ultimi; le configurazioni possibili sono chiamate con i nomi di due lettere: "T" e "pi-greca".

I due tipi sono illustrati nelle figure 22 e 23; i primi sono detti anche filtri a stella, mentre i secondi vengono anche chiamati circuiti a triangolo. Anche i filtri reversibili si possono dividere in passa-alto e passa-basso, a seconda della posizione dei condensatori e delle induttanze; vale comunque la regola che quando i condensatori si trovano in serie al segnale i filtri sono passa-alto, mentre se sono in parallelo all'ingresso o all'uscita si tratta di circuiti passa-basso. Per le induttanze, se si trovano in serie al segnale il filtro è passa-basso, mentre è di tipo passa-alto se l'induttanza è in parallelo all'ingresso o all'uscita; proprio l'opposto dei condensatori.

Le formule per calcolare i valori dei componenti dei filtri a T e pi-greca sono le stesse viste per i filtri semplici, cioè:

$$f_t = 1/6,28 \times R \times C$$

nel caso di circuiti a condensatori e resistenze;

$$f_t = R/6,28 \times L \times R$$

per i filtri a resistenze ed induttanze;

$$f_t = 1/6,28 \times \text{radice quadrata di } L \times C$$

nel caso di filtri formati da induttanze e condensatori. Con questo concludiamo la prima parte; riprenderemo il discorso con la seconda parte dell'articolo nel prossimo fascicolo della nostra rivista: ci occuperemo dei filtri attivi e del loro utilizzo.

SISTEMI per la rilevazione di principi d'INCENDIO e fughe di GAS

FR207

€ 11,00

Rilevatore di fumo a batteria

E' il sensore di fumo con il migliore rapporto prezzo/prestazioni. Sensibile, facile da installare, funziona con una batteria a 9 volt (inclusa). Particolarmente indicato per incendi a rapida propagazione. Principio di funzionamento: camera a ionizzazione. Led di segnalazione e funzionamento, pulsante di test, indicatore di batteria scarica, buzzer d'allarme da 85 dB.



FR207T

€ 20,00

Rilevatore di fumo a batteria (confezione da 2 pezzi)

Stesse caratteristiche del modello FR207 ma in confezione doppia.

€ 32,00

FR208

Rilevatore di fumo a batteria long life

Grazie alla batteria a 9 volt al litio (inclusa), l'autonomia di questo dispositivo è di circa 10 anni, pari alla vita media del sensore. Facile da installare, dispone di circuito di test e inibizione temporanea del sensore. Principio di funzionamento: camera a ionizzazione. Led di segnalazione e funzionamento, buzzer d'allarme da 85 dB.



€ 35,00

FR209

Rilevatore di fumo fotoelettrico a batteria

Grazie all'impiego di un sensore fotoelettrico risulta particolarmente indicato per rilevare incendi a lenta combustione. Funziona con una batteria alcalina a 9 volt (inclusa) che garantisce una notevole autonomia di funzionamento. Led di segnalazione e funzionamento, circuito di test, pulsante di inibizione temporanea, indicatore di batteria scarica, buzzer d'allarme da 85 dB.



FR210

€ 24,00

Rilevatore d'incendio a batteria per cucine e garage

Utilizza un sensore di temperatura ed è in grado di segnalare sul nascere principi d'incendio. Grazie alla notevole immunità ai falsi allarmi, è particolarmente indicato per cucine e garage. Funziona con una batteria alcalina a 9 volt (inclusa) che garantisce una notevole autonomia di funzionamento. Led di segnalazione e funzionamento, circuito di test, pulsante di inibizione temporanea, indicatore di batteria scarica, buzzer d'allarme da 85 dB.



FR211

€ 54,00

Rilevatore di fumo fotoelettrico a 220 V

Dispone di un alimentatore da rete con batteria di backup. Grazie all'impiego di un sensore fotoelettrico risulta particolarmente indicato per rilevare incendi a lenta combustione. Possibilità di interconnessione con altri rilevatori. Facilmente installabile grazie alla piastra di fissaggio ad incastro. Doppio led di segnalazione, circuito di test, buzzer d'allarme da 85 dB.



€ 57,00

FR212

Rilevatore di monossido di carbonio a batteria

Dispositivo dalle caratteristiche professionali funzionante con una batteria a 9 volt in grado di segnalare con un potente avvisatore acustico la presenza di monossido di carbonio (CO). Dimensioni compatte, facilmente installabile ovunque, sensore costantemente attivo, pulsante di test/reset, led di segnalazione multifunzione, indicatore di batteria scarica, buzzer di allarme da 85 dB.



€ 82,00

FR213

Rilevatore di gas metano

Apparecchiatura dalle caratteristiche professionali alimentata con tensione di rete in grado di segnalare la presenza di fughe di gas metano. Soglia di allarme tarata sul livello di 25% LEL (Lower Explosive Level). Alimentazione a 230 Vac mediante adattatore da rete, consumo di 7 watt, 3 led di segnalazione (alimentazione, allarme, malfunzionamento), pulsante di test, buzzer di allarme da 85 dB.



FUTURA ELETTRONICA

Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA) - Tel 0331/799775
<http://www.futuraset.it>

Rendono più sicura la vostra casa segnalando acusticamente la presenza di fumo o un anormale innalzamento termico dovuto ad un principio d'incendio. I sensori di gas sono in grado di rivelare la presenza del pericolosissimo monossido di carbonio o fughe di gas metano.

Computer Spectrum+2 con joystick+interfaccia 1+microdrive+cartucce+stampante alphacom32 con carta+televisore bn+registratore+cassette giochi+macchina da scrivere olivetti lettera46+dieci libri, un centinaio di riviste dedicate e documentazione varia vendo a Lit. 250000. Tissi Angelo tel. 080/5352916

Apparati Lafayette vecchi, modelli hb-600, Telsat 924, he-20T, Comsat 25B, PF 30-60-200 e 300, Micro P 50-100 e 450 acquisto, esclusivamente se come nuovi e con manuali. Diversamente astenersi. Capelletto Francesco tel/fax 0161/256974 (ore 19:00-23:00).

Network Analyzer HP modello HP8754A, cerco anche non funzionante, oppure pezzi di ricambio codice HP5086, 7382, 5086, 7233. Guglielmo Feliziani tel. 049/8700588.

Magnetoerapia BF digitale -professionale a Lit. 300.000, inoltre vendo biostimolatore muscolare professionale a Lit. 250.000, vendo. Cotogni Stefano tel. 045/6300397.

Kit di ricezione partite di calcio di serie A/B in diretta a Lit. 450.000, videoproiettore tv speciale per immagini fino a 100 pollici a Lit. 450.000, decoder luxcrypt speciale a Lit. 100.000, ricevitore con decoder videocrypt 2 e card a Lit. 390.000 vendo. Tonino (tel. 0330/314026).

Componenti in tecnologia SMD vendo. Per informazioni Sandro tel. 0445/360936.

Schemi elettrici di vecchie radio a valvole radiola e philips cerco. Alberto Tognetti tel. 0733/202005.

Oscilloscopio Tektronix 465B 150 MHz vendo a lire 1.200.000 trattabili - oscilloscopio ITT 72S 25 MHz vendo a lire 700.000 - ricevitore TRIO 30 MHz RS9 valvole vendo a lire 350.000. Giovanni Pastorino tel. 0182/683019 (ore ufficio).

Manuali originali National HRO-500, HRO-600, Drake RR-1, Heathkit Q-Multiplier, Test Set TS140/SG15/ME22, Collins 51S-1 ultima versione vendo. Non faccio fotocopie cedo solamente i manuali originali. Sergio tel. 0185/720868 (dalle 8 alle 20).

Computer 386 25 MHz (espandibile 486 33 MHz) con 5 Mb di memoria, 106 Mb hard disk, sound blaster pro 8 bit della Creative, 1 floppy da 3,5 2 seriali, una parallela, video VGA e monitor, mouse tutto perfettamente funzionante vendo a lire 500.000. Filippo Mauro tel. 041/5902948.

Programmatore ST62XX completo di alimentatore vendo. Contenitore in plastica, software con esempi di programmazione, emulatore a lire 80.000. Angelo Aliberti tel. 081/8995780.

Palmare bibanda ICZ1E vendo per inutilizzo. Nuovo tolto e rimesso in confezione solo per guardarlo istruzioni in italiano, completo di carica batteria antenna e cavo per asporto microfono e display vendo a 700.000 trattabili. Silvano Piva tel. 0442/629594.

Schemi, manuali d'uso e di servizio di sommecamp fr50/fl50, vecchi libri tipo ravalico hoepli e riviste di radiotecnica anni 50/70, chitarre elettriche bassi, amplificatori anni 50/70, cerco. Offro materiale elettronico in quantità di stok. Domenico Amodei tel. 0187/972106.

Rivista Laboratorio di Elettronica Professionale cerco urgentemente dal numero 22 in poi. Pago bene oppure scambio con altre riviste. Giuseppe Arriga tel. 06/7610338.

Volete disfarvi del vostro computer usato comprensivo di periferiche, manuali e software, allora contattatemi per i seguenti computers che io mi impegno a comprare solo se a prezzi bassi: commodore 128/128D, commodore amiga 500/600/1200, olivetti prodest msx 2/2+turbo r, zx spectrum 48k/48 k+/128 k 2+/128 k +2a/128k + 3a, amstrad cpc 464, ql sinclair, sam coupe', atari 400/800/130 xe/520 st/1040 st/1040 ste. Crispino Joannes - via San Rocco, 6 - 03040 Vallemario (FR).

Decoder videocrypt con card vendo a lire 250.000, ricevitore sat portatile, alimentazione 12-18V vendo a lire 250.000, decoder modello d/d2mac con card 21 canali vendo a lire 490.000, misuratore di campo sat in kit premontato a lire 90.000. Benedetto tel. 085/4210143 (dopo ore 18:00).

Ricevitore SAT in kit con soglia 3dB lire vendo lire 150.000. Stabilizzatore video per duplicazione videocassette VHS vendo a lire 180.000. Decoder ufficiale SCT Jessica Rizzo TV usato 1 mese lire 500.000. TX TV fuori banda PLL 1,5 W vendo lire 490.000. Emanuele Milani tel. 0330/314026.

Condensatori carta e olio valori da: 001 mF a 20 mF con tensioni di lavoro da 400 V a 1500 V vendo + resistenze a strato metallico da 0,5 W e 5 W. Vasto assortimento resistenze Allen-Bradley da 1 W a 2 W. Resistenze di precisione Painton da 0,5 W a 3 W. Franco Borgia tel. 0574/987216.

Questo spazio è aperto gratuitamente a tutti i lettori. Gli annunci verranno pubblicati esclusivamente se completi di indirizzo e numero di telefono. Il testo dovrà essere scritto a macchina o in stampatello e non dovrà superare le 30 parole. La Direzione non si assume alcuna responsabilità in merito al contenuto degli stessi ed alla data di uscita. Gli annunci vanno inviati al seguente indirizzo: VISPA EDIZIONI snc, rubrica "ANNUNCI", v.le Kennedy 98, 20027 RESCALDINA (MI). E' anche possibile inviare il testo via fax al numero: 0331-578200.

Telecomandi ad infrarossi

Utili in mille occasioni! I nostri kit per il controllo remoto ad infrarossi sono tutti compatibili tra loro, esenti da interferenze, facili da usare e programmare, con portata di oltre 10÷15 metri.

MK161 - RICEVITORE IR A 2 CANALI

Compatto ricevitore ad infrarossi in **scatola di montaggio** a due canali con uscite a relè. Portata massima 10÷15 metri, indicazione dello stato delle uscite mediante led, funzionamento ad impulso o bistabile, autoapprendimento del codice dal trasmettitore, memorizzazione di tutte le impostazioni in EEPROM. Compatibile con MK162, K8049, K8051 e VM121.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

- alimentazione: 12 VDC;
- assorbimento: 75 mA max;
- dimensioni: 45 x 50 x 15 mm.

K8051 - TRASMETTITORE IR A 15 CANALI

Particolare trasmettitore IR a 15 canali con due soli tasti di controllo. Adatto a funzionare con i ricevitori MK161, MK164, K8050 e VM122. Possibilità di scegliere tra 3 differenti ID in modo da poter utilizzare più trasmettitori nello stesso ambiente. Grazie alla barra di led in dotazione, è possibile selezionare il canale corretto anche al buio completo. Disponibile in **scatola di montaggio**.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

- selezione del canale tramite un singolo tasto;
- codice compatibile con MK161, MK164, K8050, VM122;
- distanza di funzionamento: fino a 20m;
- alimentazione: 2 batterie da 1,5V AAA (non incluse);
- dimensioni: 160 x 27 x 23 mm.

K8050 RICEVITORE IR A 15 CANALI

Ricevitore gestito da microcontrollore compatibile con i trasmettitori MK162, K8049, K8051 e VM121. Uscite open-collector max. 50V/50mA, led di uscita per ciascun canale, possibilità di utilizzare più sensori IR, portata superiore a 20 metri. Disponibile sia in **scatola di montaggio (K8050 - Euro 27,00)** che già **montato e collaudato (VM122 - Euro 45,00)**.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

- alimentazione: 8 ~ 14VDC o AC (150mA);
- assorbimento: 10 mA min, 150 mA max.

Anche VIA RADIO...



VM109 Euro 59,00
(set montato e collaudato)



MK161 Euro 17,00

K8049 TRASMETTITORE IR A 15 CANALI

Trasmettitore ad infrarossi a 15CH in **scatola di montaggio** completo di elegante contenitore. Compatibile con i kit MK161, MK164, K8050 e VM122. La presenza di 3 differenti indirizzi consente di utilizzare più sistemi all'interno dello stesso locale. Disponibile anche già **montato (VM121 - Euro 50,00)**.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

- Alimentazione: 2 x 1,5 VDC (2 batterie tipo AAA); Tastiera a membrana; Led di trasmissione.



K8050 Euro 27,00



K8051 Euro 21,00

VM109 - TRASMETTITORE + RICEVITORE 2 CANALI CON CODIFICA ROLLING CODE

Sistema di controllo via radio a 2 canali composto da un compatto trasmettitore radio con codifica rolling code e da un ricevitore a due canali completo di contenitore. Al sistema è possibile abbinare altri trasmettitori (cod. 8220-VM108, Euro 19,50 cad.). Il set viene fornito già **montato e collaudato**. Lo spezzone di filo presente all'interno dell'RX funge da antenna garantendo una portata di circa 30 metri.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

- Ricevitore:** Tensione di alimentazione: da 9 a 12V AC o DC / 100mA max.; Portata contatti relè di uscita: 3A; Frequenza di lavoro: 433,92 MHz; Possibilità di impostare le uscite in modalità bistabile o monostabile con temporizzazione di 0,5s, 5s, 30s, 1min, 5min, 15min, 30min e 60min; Portata: circa 30 metri; Antenna: interna o esterna; Dimensioni: 100 x 82mm.
- Trasmettitore:** Alimentazione: batteria 12 V tipo V23GA, GP23GA (compresa); Canali: 2; Frequenza di lavoro: 433,92 MHz; Codifica: 32 bit rolling-code; Dimensioni: 63 x 40 x 16 mm.

MK162 - TRASMETTITORE IR A 2 CANALI

Compatto trasmettitore a due canali compatibile con i ricevitori MK161, MK164, K8050 e VM122. I due potenti led IR garantiscono una portata di circa 15 metri; possibilità di utilizzare più trasmettitori nello stesso ambiente. Facilmente configurabile senza l'impiego di dip-switch. Completo di led rosso di trasmissione e di contenitore con portachiavi. Disponibile in **scatola di montaggio**.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

- alimentazione: 12 VDC (batteria tipo VG23GA, non inclusa);
- dimensioni: 60 x 40 x 14 mm.



MK162 Euro 14,00

MK164 - CONTROLLO VOLUME CON IR

Apparecchiatura ricevente ad infrarossi completa di contenitore e prese di ingresso/uscita in grado di regolare il volume di qualsiasi apparecchiatura audio. Agisce sul segnale di linea (in stereo) e presenta una escursione di ben 72 dB. Compatibile con i trasmettitori MK162, K8049, K8051 e VM121. Completo di contenitore, mini-jack da 3,5 mm, plug di alimentazione. Disponibile in **scatola di montaggio**.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

- livello di ingresso/uscita: 2 Vrms max;
- attenuazione: da 0 a -72 dB;
- mute: funzione mute con auto fade-in;
- regolazioni: volume up, volume down, mute;
- alimentazione: 9-12 VDC/100 mA;
- dimensioni: 80 x 55 x 3 mm.



MK164 Euro 26,00

K8049 Euro 38,00



Tutti i prezzi sono da intendersi IVA inclusa.

IR38DM RICEVITORE IR INTEGRATO

Sensibilissimo sensore IR integrato funzionante a 38 kHz con amplificatore e squadratore incorporato. Tre soli terminali, alimentazione a 5 V.



IR38DM Euro 2,50

Disponibili presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA).
Caratteristiche tecniche e vendita on-line: www.futuranet.it.
Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775 - Fax 0331/778112