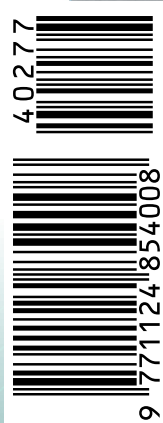


Elettronica In

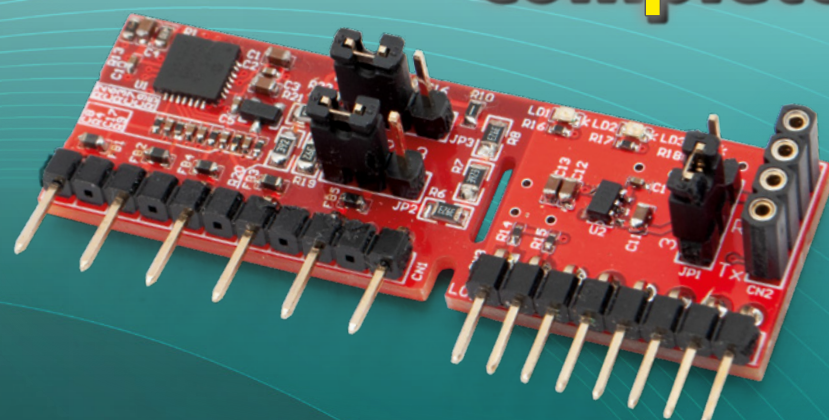
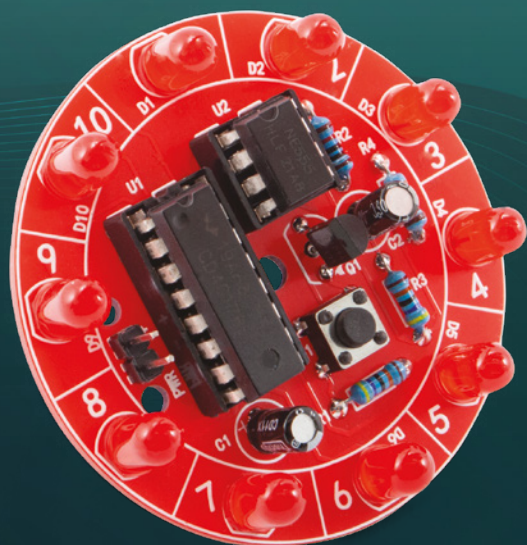
www.elettronica.in.it

€ 7,50 - Bimestrale, anno XXX - n. 277 - FEBBRAIO / MARZO 2024



Impianto audio completo

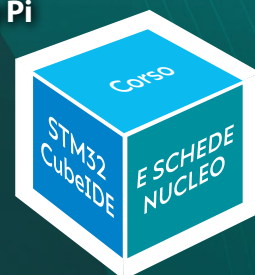
Ruota della fortuna



Energy meter

- ▶ Livello serbatoio con isteresi
- ▶ Ricevitore a 2 canali 434 MHz
- ▶ Crono relé wireless
- ▶ La sveglia connessa con il traffico in tempo reale
- ▶ Riproduttore MP3 16 brani

- ▶ Il piano a induzione
- ▶ Analizzatore di spettro con Raspberry Pi Pico



Impara facilmente l'elettronica!

EDUKIT 01

11

**FACILI PROGETTI
PER IMPARARE
L'ELETTRONICA
DI BASE**

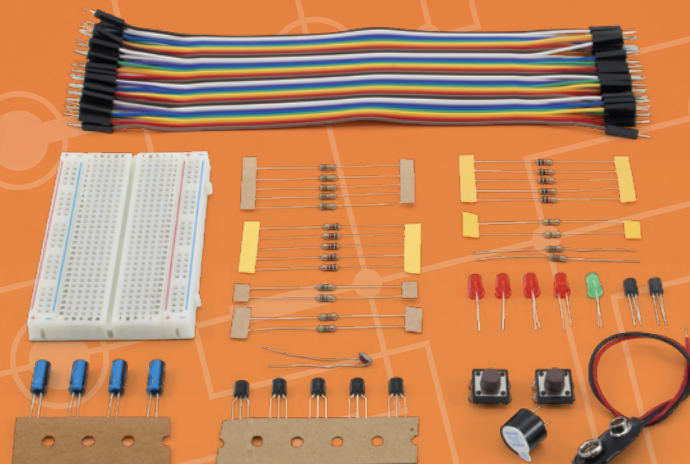
Kit di 11 esperimenti di elettronica base

Divertente, sicuro ed educativo, non richiede alcuna saldatura. Il kit contiene una breadboard 400 contatti con base autoadesiva e una serie di componenti per realizzare 11 progetti di elettronica di base. Tra i progetti: LED lampeggianti, sensore di luce, tester di polarità, circuito di start-stop, timer e molti altri.



€ 19,90

cod. EDUKIT01



Kit di 10 esperimenti con energia solare

Avvicinati facilmente al mondo dell'energia solare apprendendo e mettendo in pratica semplici circuiti. Per la realizzazione dei 10 progetti non serve alcuna attrezzatura, nemmeno il saldatore, in quanto il sistema a breadboard permette ogni genere di collegamento elettrico tra i componenti forniti, mediante l'innesco degli stessi nella piastra; basta seguire le immagini presenti nel manuale in dotazione corredato di schemi elettrici e di descrizione tecnica.

EDUKIT 02

10

**ESPERIMENTI
CON DIFFERENTI
GRADI DI
DIFFICOLTÀ**



€ 17,90

cod. EDUKIT02



Prezzi IVA inclusa.



Il Futuro regolamentato dell'Intelligenza Artificiale

L'avanzamento tecnologico, in particolare nel campo dell'Intelligenza Artificiale (IA), sta modificando radicalmente il panorama dell'elettronica e non solo.

L'AI Act recentemente concordato tra Commissione, Consiglio e Parlamento europeo segna un passo cruciale verso un futuro in cui l'IA è regolata per garantire sicurezza, trasparenza e rispetto dei diritti umani, preservando al contempo il fervore innovativo

che caratterizza questo settore.

La sfida dell'IA non è solo tecnologica, ma anche etica e sociale. È necessario sviluppare e utilizzare l'IA con un chiaro senso di responsabilità affinché venga impiegata per migliorare, e non minare, la qualità della vita.

Riflettendo su movimenti storici come il luddismo, comprendiamo che la

paura dell'innovazione non è nuova. Tuttavia, anziché frenare il progresso, dobbiamo navigare queste acque con saggezza, guidando l'innovazione verso un impatto positivo.

L'AI Act ci invita a un impegno rinnovato verso un futuro in cui l'IA è parte integrante della società e viene utilizzata saggiamente per migliorare la vita umana. Come comunità appassionata di elettronica e tecnologia, tendiamo naturalmente a concentrarci sull'aspetto tecnologico dell'IA. Tuttavia, accogliamo l'invito a espandere la nostra visione, riconoscendo l'importanza di considerare anche l'aspetto umanitario. Affrontiamo il futuro dell'IA con un rinnovato impegno verso l'innovazione responsabile, promuovendo uno sviluppo che ponga l'umanità al centro delle innovazioni tecnologiche. Il futuro è ricco di promesse e, insieme, possiamo lavorare affinché l'IA contribuisca a realizzarle, garantendo un mondo più sicuro, più giusto e più umano.

L'AI Act ci invita a un impegno rinnovato verso un futuro in cui l'IA è parte integrante della società.

ON LINE

elettronica.in.it

SI RINGRAZIA

Futura Elettronica
Mouser



In copertina:

In questo numero, gli appassionati di audio troveranno un sistema completo che include un mixer, un equalizzatore, un visualizzatore di spettro audio, e un amplificatore di potenza finale.

Boris Landoni

boris.landoni@elettronica.in.it

Elettronica In

Anno XXX n. 277
FEBBRAIO / MARZO 2024

EDITORIALE

Direttore Responsabile

Boris Landoni

boris.landoni@elettronica.in.it

Redazione

Stefano Garavaglia, Paolo Gaspari,
Davide Scullino, Gabriele Daghetta

redazione@elettronica.in.it

Ufficio Pubblicità

Monica Premoli (0331-752668)

monica.premoli@elettronica.in.it

Ufficio Abbonamenti

Tel. 0331-752668

abbonati@elettronica.in.it

Direzione, Redazione, Pubblicità

FUTURA GROUP srl - Divisione Editoriale
via Adige 11 - 21013 Gallarate (VA)

Tel. 0331-752668

Abbonamenti

Annuo 6 numeri Euro 39,00

Annuo 6 numeri digitale Euro 29,00

Le richieste di abbonamento vanno inviate a:

FUTURA GROUP srl

via Adige 11, 21013 Gallarate (VA)

Tel. 0331-752668

oppure tramite il sito

<https://futura.net/abbonamenti>

Distribuzione per l'Italia

SO.DI.P. Angelo Patuzzi S.p.A.

via Bettola 18 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Tel. 02-660301 Fax 02-66030320

Stampa

ROTO3 Spa - Via Turbigo, 11/b

20022 CASTANO PRIMO (MI)



Rivista registrata presso il Tribunale di Milano
con il n. 245 il 03/05/1995.

Prezzo di copertina Euro 7,50.

Gli arretrati nei formati cartaceo e digitale (pdf) sono acquistabili
sul sito della rivista al prezzo di Euro 7,50.

Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L.
353/2003 (conv. in L. 27/02/2004) art. 1 comma 1 - DCB Milano.

Futura Group srl è iscritta al Registro Operatori della
Comunicazione n. 23650 del 02/07/2013.

Impaginazione ed immagini sono realizzati in DeskTop Publishing
con programmi Adobe InDesign e Adobe Photoshop per Windows.

Tutti i contenuti della Rivista sono protetti da Copyright.

Ne è vietata la riproduzione, anche parziale, la traduzione e più in
generale la diffusione con qualsiasi mezzo senza l'autorizzazione
scritta da parte dell'Editore. I circuiti, il firmware ed il software

descritti sulla Rivista possono essere realizzati solo per uso
personale, ne è proibito lo sfruttamento a carattere commerciale
e industriale. Tutti possono collaborare con Elettronica In.

L'invio di articoli, materiale redazionale, programmi, traduzioni,
ecc. implica da parte del Collaboratore l'accettazione dei compensi
e delle condizioni stabilite dall'Editore (per maggiori informazioni
scrivere a redazione@elettronica.in.it). Manoscritti, disegni e
foto non richiesti non verranno in alcun caso restituiti. L'utilizzo
dei progetti e dei programmi pubblicati non comporta alcuna
responsabilità da parte della Società Editrice.

© 2024 Futura Group srl

**Futura
Group**
Edizioni



Contenuti

01

RUBRICHE

- 01 Editoriale
- 05 T&T Tips & Tricks
- 156 Scienza & Tecnologia

Progetto di Copertina

AUDIO PRO: UN IMPIANTO AUDIO COMPLETO

**67**

AUTOMAZIONE

Livello serbatoio con isteresi

**11**

WIRELESS

Ricevitore 2 CH 434 MHz

**21****11**

ARTICOLI

AUTOMAZIONE

11 Livello Serbatoio Con Isteresi

Controlliamo il ciclo di riempimento di serbatoi, ottimizzando i consumi elettrici e l'usura delle pompe, proteggendole dal funzionamento prolungato in condizioni anomale.

WIRELESS

21 Ricevitore 2 CH 434 MHz

Abbinato a un trasmettitore codificato EMYLO bicanale o a due TX monocanale, consente di controllare a distanza utilizzatori mediante due relé in modalità impulsiva o bistabile.

WIRELESS

31 Crono relé wireless

Consente il controllo dell'impianto di riscaldamento domestico gestendo la caldaia da remoto tramite Wi-Fi, anche in ambienti senza precedenti sistemi di automazione integrati.

WIRELESS

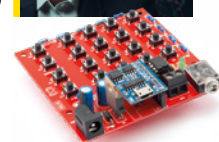
42 La sveglia connessa con il traffico in tempo reale

Grazie a un ESP32 e alle API di Microsoft, conosciamo in anticipo il tempo di percorrenza tra due punti per evitare il traffico e partire per tempo.

GADGET

59 Ruota della fortuna a LED

Classico gioco elettronico che consiste nell'indovinare quale LED rimarrà acceso dopo aver premuto un pulsante, può anche essere utilizzato al posto di un dado per sorteggiare un numero.

WIRELESS**Crono relé wireless****31****WIRELESS****Sveglia connessa con il traffico****42****GADGET****Ruota della fortuna a LED****59****AUDIO****Riproduttore MP3 16 brani****85****67****AUDIO****AUDIO PRO: un impianto audio completo**

Sviluppiamo un completo impianto audio per casa. Prima puntata.

85**AUDIO****Riproduttore mp3 16 brani**

Dotiamo un modulo MP3 commerciale di una tastiera che consente l'accesso diretto ai file audio memorizzati.

93**MISURE****Energy meter duale**

Utilizziamo il nuovo MCP39F511N di Microchip per calcolare le potenze apparenti, attive e reattive di due carichi distinti, rendendo disponibili le misure via USB per visualizzarle tramite un apposito software. Prima puntata..

107**TECNOLOGIA****Il piano a induzione**

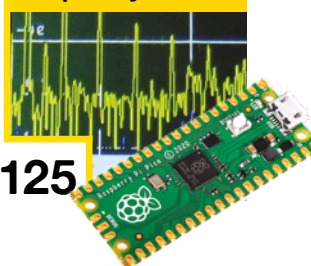
Esaminiamo il funzionamento e la sofisticata tecnologia del piano a induzione, ormai sempre più diffuso all'interno delle nostre abitazioni.

125**I PROGETTI DI eLektor****Raspberry Pi Pico come analizzatore di spettro**

Come costruire un analizzatore di spettro basato su un semplice Raspberry Pi Pico. Con una risoluzione di 12 bit e un tasso di campionamento di 500 kS/s è l'ideale per misurazioni audio. Con un ADC esterno, è possibile raggiungere addirittura i 50 MS/s.

139**DIDATTICA****STM32CubeIDE e schede Nucleo**

Guida su STM32CubeIDE per schede STM32 Nucleo e microcontrollori ARM® Cortex®-M, con analisi delle funzionalità e tecniche di sviluppo progetti. Prima puntata.

MISURE**Energy meter duale****93****TECNOLOGIA****Il piano a induzione****107****eLektor****Analizzatore con Raspberry Pi Pico****125****DIDATTICA****STM32CubeIDE e schede Nucleo****139**

Gli strumenti di sviluppo in un unico posto

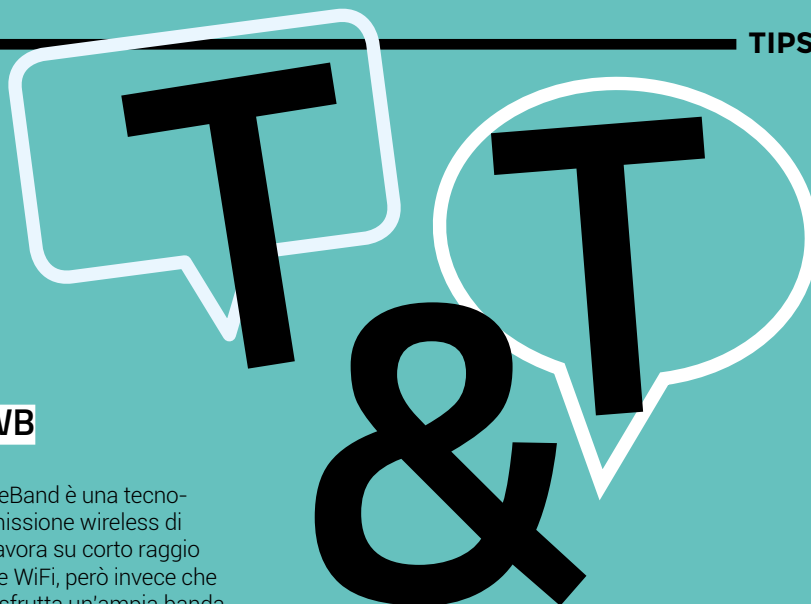
Migliaia di strumenti da centinaia
di produttori fidati



Scegli tra i prodotti della
nostra vasta selezione su
mouser.it/dev-tools



MOUSER
ELECTRONICS



Il radar UWB

UWB o Ultra WideBand è una tecnologia per la trasmissione wireless di dati digitali che lavora su corto raggio come Bluetooth e WiFi, però invece che gamme ristrette sfrutta un'ampia banda di frequenze. Sebbene il termine UWB sia applicabile a diverse bande ultra-larghe, particolarmente interessante è l'UWB disponibile sulle microonde.

Grazie all'ampio spettro di frequenze utilizzato, l'ultra wideband è in grado di trasportare grandi quantità di dati, ma ad una distanza massima di circa 70 metri impiegando potenze ridotte, dell'ordine di 0,5 milliwatt; inoltre il campo di frequenze interessato permette la trasmissione attraverso pareti e porte, consentendo una trasmissione all'interno di abitazioni o locali pubblici.

Un interessante utilizzo dell'UWB è nell'ambito dei radar (Radio Detection And Ranging) dove sfruttando la riflessione dei segnali radio è possibile misurare la distanza di un oggetto riflettente, ottenuta calcolando il tempo trascorso dalla trasmissione del segnale alla ricezione della porzione riflessa (time-of-flight ossia tempo di volo).

La banda di segnale da 2,4 GHz è ampiamente utilizzata per WiFi, Bluetooth e altri protocolli di comunicazione ed è una delle bande di frequenza ad uso libero per applicazioni industriali, scientifiche e

mediche, meglio nota come ISM, tuttavia non è l'ideale per il rilevamento radar a causa della limitata larghezza di banda, giacché la precisione nella misura della distanza è direttamente proporzionale alla larghezza di banda disponibile e, ad esempio, il rilevamento a corto raggio (meno di 10 m) con una risoluzione di un metro sarebbe inaccettabile.

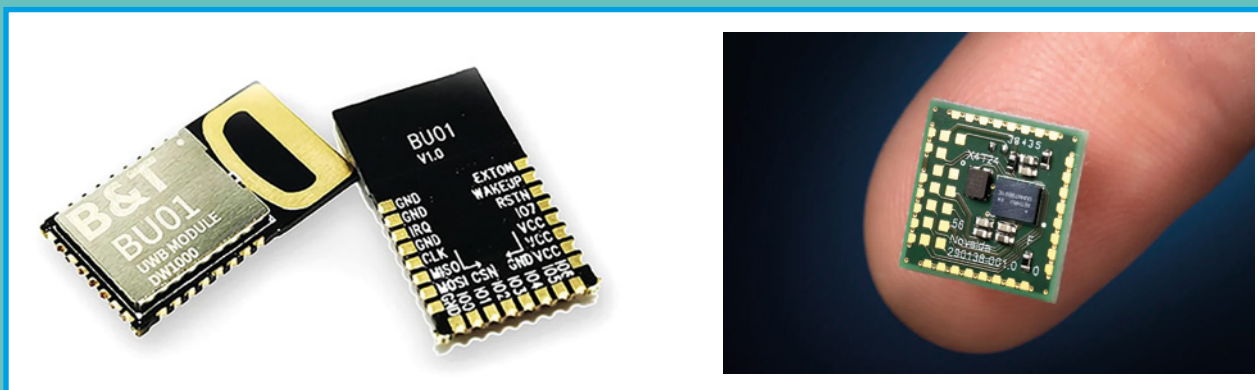
Più interessante è lo sfruttamento della banda di frequenza ultra-larga di 7,5 GHz, che si estende fra 3,1 GHz e 10,6 GHz; resa disponibile dalla Federal Communications Commission (FCC) già dal 2000; i dispositivi possono operare su tutte le frequenze che rientrano in tale intervallo, che può essere diviso in canali

di almeno 500 MHz, utili per lo scambio contemporaneo di informazioni.

Su ogni frequenza utilizzata dall'UWB la potenza del segnale dev'essere molto bassa, come imposto dalle norme FCC part. 15 ma ciò, se da una parte può essere limitante, ha i suoi pregi perché rende difficile distinguere il segnale da altre emissioni elettromagnetiche, il che rende quasi impossibile intercettare un dispositivo.

Un altro aspetto positivo dell'UWB è che la brevità degli impulsi trasmessi contribuisce a diminuire il fenomeno delle interferenze autoprodotte, come quelle dovute al segnale radio riflesso che si sovrappone al segnale principale;

Tips & Tricks sono i nostri suggerimenti in pillole e i piccoli trucchi riguardanti sia l'hardware che il firmware, che sperimentatori, tecnici e progettisti elettronici vorrebbero conoscere per sviluppare meglio la propria passione: quella per l'Elettronica applicata. Ecco quelli che abbiamo preparato questo mese per voi.



↑ Esempi di moduli per radar UWB: a sinistra il DW1000 Decawave e a destra l'X4 Novelda.



← Piegando i terminali dei componenti di potenza con una pinza piega-filo si crea un'ansa che assorbe la dilatazione termica.

tale problema che affligge molti sistemi RF, nella tecnologia UWB viene evitato dal fatto gli impulsi sono tanto brevi che giungono all'antenna ricevente prima del riflesso.

Per i sistemi radar, l'aumento della larghezza di banda libera per l'UWB ha risolto il limite fondamentale della risoluzione della misura, ma le rigide limitazioni di potenza rendono complessa la progettazione dei dispositivi. A riguardo, una soluzione arriva dall'adozione della tecnologia CMOS nanometrica, applicata da produttori come Novelda, che sviluppa sensori di presenza basati su System-on-Chip (SoC) radar UWB a impulsi. L'azienda ha creato un dispositivo radar UWB a corto raggio, siglato X4, che lavora a bassa potenza e può essere applicato anche nella ristretta banda di 2,5 GHz estesa fra 6 e 8,5 GHz che viene riservata all'UWB al di fuori degli Stati Uniti. X4 è un ricetrasmittente radar a impulsi, a corto raggio e a banda ultra larga, progettato per il rilevamento della presenza umana in applicazioni interne; le principali caratteristiche di questo SoC sono il rilevamento accurato della presenza fino a 10 metri anche attraverso qualsiasi materiale (tranne il metallo) e funzionamento a frequenze inferiori a 10 GHz, ciclo di lavoro a basso consumo, tipicamente inferiore a 120 mW, codifica bifase degli impulsi trasmessi per l'espansione dello spettro e tracciamento simultaneo di più oggetti.

Il dispositivo si può interfacciare al sistema host attraverso un'interfaccia seriale master/slave. Il piccolo SoC radar UWB può essere impiegato per interagire con un utente che si fermi davanti ad un totem o un pannello informativo.

Altri esempi di moduli UWB sono il MS01SF1 con integrato il modulo Bluetooth low energy 5.2, basato su SoC Decawave DW3120 SoC per rilevamento interno e SoC nRF52833 Nordic Semiconductor, nonché il modulo BU01 basato sul SoC Decawave DW1000.

I terminali prendono la "giusta piega"

Quando dobbiamo dissipare il calore di un componente a semiconduttore di potenza, sia esso un transistor bipolare o MOS, un TRIAC, un IGBT, un diodo o doppio diodo di potenza, questo deve essere applicato e fissato, tramite clip elastica in metallo o viti, a un radiatore di calore usualmente posto in verticale sul PCB e ancorato ad esso; questa forma di montaggio implica una certa rigidità, che se da un lato è ben accetta perché stabilizza il componente, dall'altro, con la dissipazione di certe potenze espone alle conseguenze della dilatazione termica che il riscaldamento e a volte surriscaldamento dei componenti causa. Infatti quando un componente elettronico come un transistor si scalda, le parti che lo compongono si dilatano e lo fanno in maniera differente in base alle loro caratteristiche fisiche; a dilatarsi maggiormente, nemmeno a farlo apposta, sono i terminali, costruiti in metallo (rame stagnato) che tendono ad allungarsi e inevitabilmente si trovano a spingere da una parte (il basso) sul PCB e sulle relative saldature e dall'altro (il corpo del componente) sul package, quindi sulle connessioni interne e persino, in base al

tipo di interconnessione, sul chip di semiconduttore. Per mettersi al riparo dagli effetti deleteri della dilatazione termica si può ricorrere a due soluzioni: la prima consiste nel montare il componente sdraiato sul circuito stampato, cosicché i terminali devono essere piegati ad angolo retto e ciò consente, quando si riscaldano, di scaricare la tensione scomponendo la forza rettilinea in due direzioni e tutto ciò che può accadere è che i terminali tendano a inarcarsi; la seconda si applica quando obbligatoriamente il componente deve essere montato in verticale, ad esempio per ragioni di layout del circuito stampato, di ingombro o di dissipazione termica, che è sicuramente inferiore quando il radiatore di calore è appoggiato al PCB con su il componente sdraiato. In questo caso si ricorre alla piegatura ad ansa dei terminali con un'apposita pinzetta, così pur mantenendo il montaggio in verticale è possibile evitare lo stress meccanico dovuto alla dilatazione termica, che altrimenti verrebbe assorbito dai terminali e che potrebbe a lungo andare fratturare il package e creare falsi contatti nei collegamenti interni. L'ansa consente di scaricare la tensione ancor meglio della piega ad angolo retto perché distribuisce la forza in tutte le possibili direzioni che la curvatura prevede tangenzialmente.

Arduino UNO R4: quando la scheda non viene riconosciuta su USB

Recentissima apparizione nell'universo Arduino, la UNO R4 Minima, sembra soffrire di un problema che si verifica a volte durante la programmazione: il mancato riconoscimento dell'interfaccia USB, specificatamente l'errore "Unknown USB Device (Device Descriptor Request Failed)" in Gestione Dispositivi del sistema operativo Windows. In pratica accade che durante la programmazione della scheda a un certo punto il computer non riconosce più la scheda Arduino e questa diventa inutilizzabile. Non c'è verso di farla riconoscere, neppure tentando l'installazione manuale dei driver o sostituendo i cavi USB; non si riesce a risolvere il problema neppure ricari-

cando il bootloader con un programma specifico della Renesas (che produce il microprocessore che equipaggia la UNO R4 Minima).

Tutto questo si verifica quando uno sketch precedentemente caricato nella scheda utilizza la porta seriale, confondendo il sistema operativo durante la fase di caricamento del driver.

La soluzione al problema è in vero semplice ma al tempo stesso efficace e consiste nell'inserire un loop di attesa nel codice fino a quando la porta seriale non diventa stabile. Quando si verifica il problema segnalato, per prima cosa bisogna andare in Gestione Dispositivi di Windows, dove si va a impostare la scheda Arduino in modalità DFU (Aggiornamento firmware dispositivo) quindi bisogna premere e rilasciare rapidamente due volte il pulsante "RESET" sulla scheda minima Arduino UNO R4. Quando il LED "L" inizia a lampeggiare, viene caricato il dispositivo Santiago DFU. Fatto ciò la scheda viene riconosciuta; quindi si seleziona la porta della scheda UNO R4 Minima dal menu Strumenti/Porta nell'IDE di Arduino e si carica uno sketch che non utilizzi la seriale, come ad esempio il classico Blink, con la solita procedura.

Dopo aver caricato il nuovo sketch, il driver Windows della scheda risulterà correttamente caricato.

Per avere la riprova che il problema sia la seriale, basta caricare uno sketch che apra la porta seriale e si vedrà riproporre l'inconveniente durante il caricamento del driver in Windows. A ciò si può rimediare inserendo un'istruzione che faccia attendere il firmware in loop finché la porta seriale non sia divenuta stabile:

```
void setup() {
  Serial.begin(9600);
  while(!Serial){}
}
```

Conviene introdurre queste righe sempre negli sketch che devono fare uso della porta seriale, altrimenti il problema si ripresenterà.

Filtri digitali FIR e IIR

I dispositivi FIR (Finite Impulse Response) e IIR (Infinite Impulse Response) sono filtri digitali in grado di elaborare segnali digitali numerici, ovvero il risultato della conversione Analogico/ Digitale; al contrario, i filtri analogici elaborano i segnali quando questi hanno ancora un

andamento analogico. Rispetto ai filtri analogici, quelli digitali sono molto più precisi e prestanti, perché risultano da un'elaborazione di dati numerici. Nel caso dei filtri analogici, infatti, i risultati sono legati alla complessità circuitale, alle instabilità, alla tolleranza dei componenti elettronici e agli sbalzi termici.

Con il campionamento e la conversione si passa così da un segnale analogico continuo nel dominio del tempo, ad un segnale digitale prelevato ad istanti ben precisi e rappresentato nel dominio Z, dove Z rappresenta il campione del segnale digitale prelevato nei diversi istanti.

I filtri FIR sono quelli con risposta finita, in cui la risposta d'uscita è limitata dal numero di campioni di cui il filtro è realizzato; il numero dei campioni di un FIR riguarda la memorizzazione dei valori di segnale digitale d'ingresso istantaneo catturato nei campioni precedenti, moltiplicato per alcuni coefficienti.

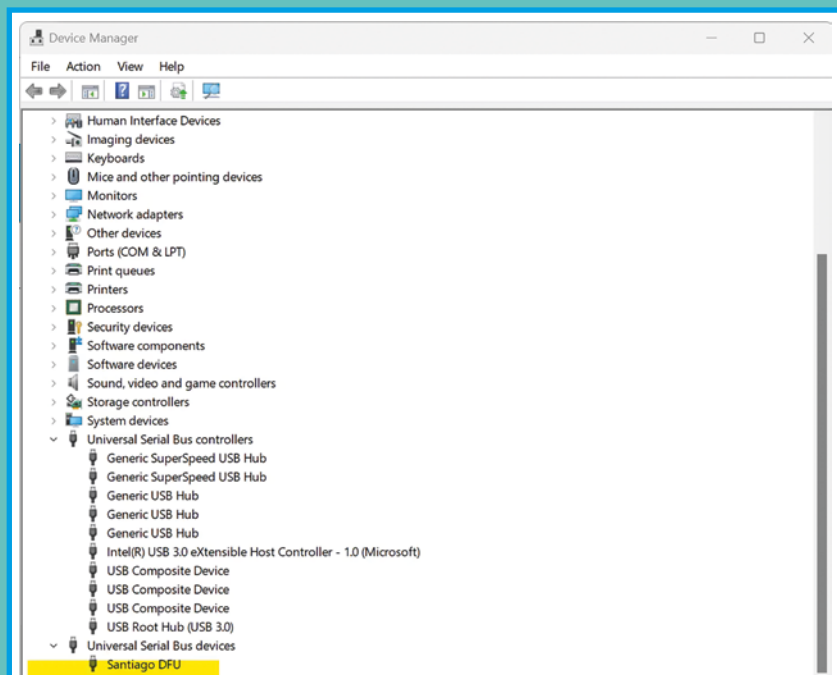
La progettazione di un filtro FIR riguarda la determinazione della risposta impulsiva e quindi di questi coefficienti. Le successive posizioni di ritardo sono dette tappe (tap) del filtro; ad ogni tappa del filtro, quindi ad ogni ritardo (z^{-1}), corrisponde uno zero (punto di calo del segnale) o un polo (crescita del livello). Così un filtro ad una tappa è del tipo primo ordine, a due tappe del secondo

ordine e così via. Uno dei più semplici esempi di filtro FIR è quello a una tappa, ove in base al tipo di algoritmo si può realizzare il passa-basso o il passa-alto. Nel caso dei filtri IIR (Infinite Impulse Response) parte del segnale viene riportato all'ingresso (reazione). La retroazione è negativa, altrimenti una reazione positiva con guadagno maggiore di uno trasformerebbe il filtro in un oscillatore. Il ritardo di fase, dei filtri, non è lineare con la frequenza, quindi non sono adatti per la sagomatura di canale. Si tratta di filtri molto critici e instabili con l'unico vantaggio, data la presenza di poli, di richiedere minori tap a parità d'ordine del filtro da realizzare.

Web Forum e supporto tecnico

Hai un problema con uno dei circuiti pubblicati? Vorresti effettuare una modifica? Accedi al nostro Web Forum dove i nostri tecnici (ma anche gli altri lettori) ti aiuteranno a chiarire qualsiasi dubbio di natura tecnica. Collegati a:

www.elettronicaonline.it/webforum



↑ Impostando Arduino UNO R4 come DFU, la scheda viene identificata come Santiago DFU; questo permette di riconoscerla quando il driver ordinario non si carica.



ABBONAMENTO
ANNUALE



Abbonati a Elettronica In!
Realizza i **Progetti** descritti sulla rivista,
rimani aggiornato con i nostri **Corsi**,
approfondisci la conoscenza delle
tecniche e dei componenti
più avanzati con i **Tutorial**
e le nostre **News**.



Visita: www.elettronica.in.it

6 NUMERI
A SOLI

€29

ANZICHÉ € 45,00

ABBONAMENTO ANNUALE PER RIVISTA DIGITALE

In **OMAGGIO** avrai
il **10% DI SCONTO** per i tuoi ordini
su **Futurashop.it**

COME ABBONARSI

→ **on-line**

nella pagina "Riviste e Corsi Gratuiti"
del nostro sito www.elettronicaain.it

→ **e-mail**

scrivendo a
abbonati@elettronicaain.it

→ **telefono**

telefonando a
+39-0331-752668

NUOVO FORMATO 160 PAGINE CON PIÙ CONTENUTI

ABBONAMENTO ANNUALE PER RIVISTA **CARTACEA**

In **OMAGGIO** avrai
il **10% DI SCONTO** per i tuoi ordini
su **Futurashop.it**

GRATIS 1 VOLUME A SCELTA della collana
"L'elettronica per tutti" oppure

BUONO SCONTO DA 5€ valido 12 mesi
da utilizzare su **Futurashop.it** nelle categorie "Libri" o "Riviste"

La possibilità di **LEGGERE GRATUITAMENTE**
la versione digitale di ELETTRONICA IN

6
NUMERI
A SOLI

€39

ANZICHÉ € 45,00

Makers LAB e dintorni!

Starter Kit con Micro:bit V2 e accessori

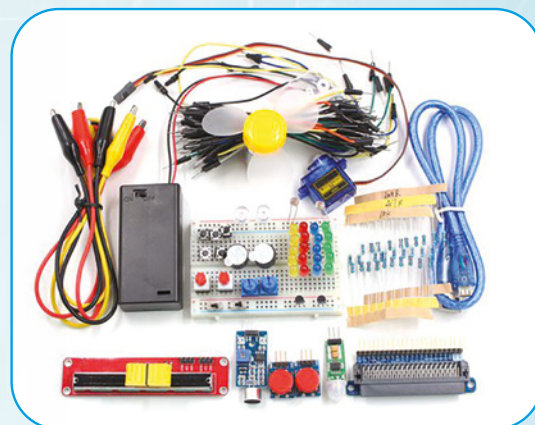
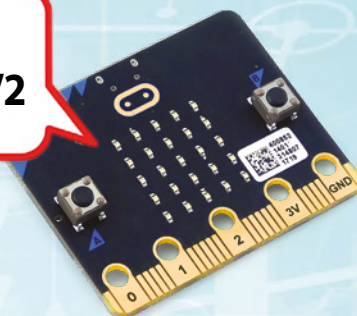
micro:bit V2 è una piccola scheda di sviluppo che integra un microcomputer a 32 bit; può essere utilizzata per imparare le basi della programmazione ed è adatta a tutte le età. Utilizzala subito con lo starter kit!



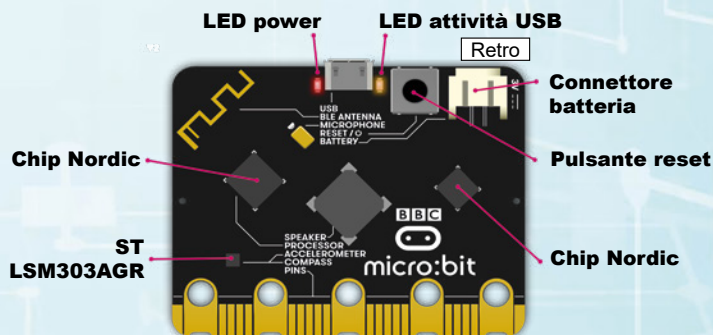
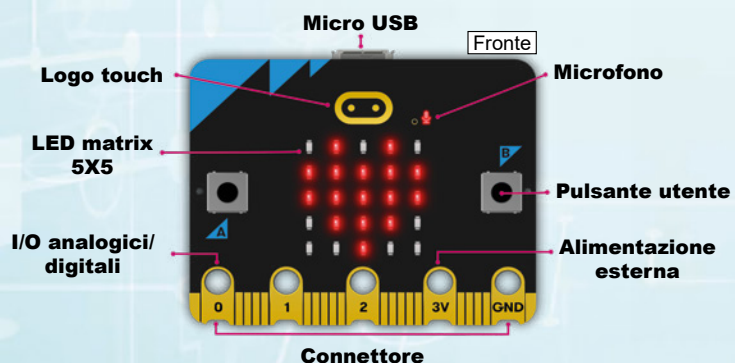
Il kit contiene
micro:bit versione V2

cod. MICROBITKITVER2

€ 79,00



La scheda micro:bit V2 nel dettaglio



AUTOMAZIONE

LIVELLO SERBATOIO CON ISTERESI

di LEONARDO SAMMARTANO



Controlliamo il ciclo di riempimento di serbatoi, ottimizzando i consumi elettrici e l'usura delle pompe, proteggendole dal funzionamento prolungato in condizioni anomale.

La condizione ideale quando si deve alimentare un impianto idrico è quella in cui si ha la disponibilità incondizionata di acqua con una pressione e una portata adeguate alle nostre esigenze, condizione che in genere è prodotta da un allacciamento ad un acquedotto. Le cose si complicano quando la zona dove è collocato il nostro impianto non è servita da un acquedotto o quando i consumi e la tipologia d'uso dell'acqua sono tali da non consigliare o impedire l'adozione di un acquedotto come fonte di approvvigionamento. In questo caso spesso la soluzione che si attua è quella di ricorrere all'emungimento di pozzi tramite pompe di sollevamento e l'installazione di serbatoi di accumulo ai quali si allacciano i nostri impianti; questo è il caso che ci interessa.

Un'infrastruttura per l'estrazione e l'accumulo di acqua è composta da apparecchiature con costi significativi. Questi includono non solo l'acquisto e la manutenzione, ma anche i costi energetici necessari per il loro funzionamento.

Una gestione efficace dovrebbe quindi mirare a ridurre l'usura dei macchinari e delle installazioni. È importante ottimizzare i consumi di energia e limitare l'insorgere di disservizi che potrebbero portare a danni gravi. Questo include contenere le perdite di materia prima e ridurre lo stress sulle apparecchiature.

Gli impianti di questo tipo, in genere, presentano un livello di automazione non particolarmente avanzato. Ciò vale soprattutto per il monitoraggio delle pompe e del flusso.

Nella maggior parte dei casi, le installazioni più datate offrono poche possibilità di monitoraggio. In effetti dal punto di vista della sensoristica le soluzioni più diffuse prevedono un pressostato (meccanico o elettronico) e un interruttore a galleggiante.

Questo tipo di soluzioni sono da considerarsi vincenti in quanto, parafrasando H. Ford, meno cose ci sono e meno se ne rompono. Una soluzione semplice e solida aumenta le possibilità di ripristino dell'impianto in caso di guasti del sistema.

A questo punto risultano esclusi microcontrollori o single board computer o altre diavolerie molto divertenti per chi le fa ma meno belle per chi le dovrà ripristinare.

L'attenzione va verso qualcosa di semplice basato su componenti di facile reperibilità, e anche per quanto riguarda le modifiche da apportare all'impianto per inserire il nuovo controllore l'obiettivo è minimo impatto e massima semplicità.

IL PROGETTO

La soluzione che ne è scaturita è una centralina che comprende due galleggianti e che in fase di installazione richiede soltanto il collegamento di pochi fili e l'impostazione del tempo limite di funzionamento della pompa, operazione che viene svolta tramite il settaggio di un dip switch.

Anche dal punto di vista delle scelte circuitali si è optato per una logica cablata che utilizza tre integrati CMOS (di cui due uguali) montati su zoccolo così da rendere eventuali interventi di riparazione effettuabili solo con attrezzi a mano e senza l'uso di PC e di strumenti software.

Il dispositivo dal punto di vista delle tensioni di lavoro è diviso in parte che opera a 240 Vac e gestisce la corrente di funzionamento della pompa

e parte che opera in bassa tensione (12 Vcc).

La parte a 240 Vac è dotata di circuito di terra il quale va collegato alla terra dell'impianto elettrico così da permettere alle protezioni dell'impianto stesso di funzionare correttamente.

Per quanto riguarda il circuito a bassa tensione questo risulta isolato dalla 240 Vac e dal circuito di terra grazie all'adozione di un modulo alimentatore certificato in doppio isolamento.

Ne risulta che sul nostro PCB avremo un piano di terra in prossimità delle piste che gestiscono la 240 Vac e un piano di massa che circonda la logica e le parti a bassa tensione.

Il piano di terra e quello di massa sono isolati e non devono essere mai collegati fra loro.

L'allungamento del tempo di riempimento permette di introdurre un watch dog (timer di protezione) che controlla la durata del ciclo di riempimento e se il tempo massimo viene superato ferma la pompa.

Il tempo massimo, come accennato in precedenza è settato tramite un dip switch e va scelto in maniera che sia leggermente superiore al tempo medio di riempimento. Se nel tempo previsto il serbatoio non si è riempito probabilmente o c'è una perdita o ci sono condizioni che limitano il flusso e che potrebbero portare la pompa a lavorare al limite delle sue caratteristiche o, nel peggiore dei casi a farla lavorare senza acqua. Fermare la pompa dopo un tempo stabilito riduce lo spreco di acqua se siamo in presenza di perdite e abbassa la probabilità di danneggiamento della pompa negli altri casi.

La centralina comprende oltre a 4 LED che indicano lo stato di funzionamento, un pulsante la cui pressione provoca l'accessione della pompa. Questa funzione serve principalmente per testare il corretto funzionamento della pompa e opera scavalcando ogni logica di blocco della centralina.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Basandoci su quanto sin qui detto uno dei punti vincenti è la riduzione del numero di accensioni della pompa e la massimizzazione dei suoi cicli di funzionamento. Per ottenere questa condizione si è scelto di installare due galleggianti che ci indichino quando il livello dell'acqua ha raggiunto il massimo e quando invece è sceso al minimo necessario per il funzionamento.

Maggiore è la forchetta fra il minimo e il massimo, maggiore sarà la quantità d'acqua da reintegrare e minori saranno i cicli di riempimento.

Il passaggio da un solo galleggiante a due ci per-

mette di regolare agevolmente i punti di intervento delle due soglie creando un vero e proprio trigger di Schmitt idraulico.

A questo punto abbiamo i due segnali PIENO e VUOTO che provengono dal nostro serbatoio che assumeranno gli stati come descritto in

Tabella 1.

Quando viene verificata la condizione di serbatoio vuoto la logica provvede ad accendere la pompa e ad avviare il watch dog. Se entro il tempo stabilito viene letto il segnale di serbatoio pieno la pompa viene fermata e il watch dog resettato, diversamente la pompa sarà fermata dall'intervento del watch dog e il LED ALARM si accenderà. L'allarme si resetta automaticamente al raggiungimento della condizione di serbatoio vuoto.

SCHEMA ELETTRICO

Il circuito consta di cinque blocchi e rispettivamente: circuito di potenza (funzionante a 240 Vac), alimentatore a 12 Vcc, sensori di livello (galleggianti), memoria d'ingresso, controllo pompa, watch dog.

Il circuito di potenza comprende la morsettiera di ingresso della 240 Vac, il fusibile di protezione della pompa e il fusibile di protezione dell'alimentatore a 12 Vcc, la parte contatti del relé e la morsettiera di collegamento della pompa.

Le piste relative ai collegamenti fra le morsettiere e i contatti del relé sono tutte doppie (faccia superiore e faccia inferiore) per permettere di sopportare correnti elevate.

L'alimentatore a 12 Vcc è sigillato così da poter essere sicuri di aver ottemperato ai presupposti per la certificazione del doppio isolamento e ai requisiti minimi per la parte di alimentazione di questa classe di apparecchiature.

Il nostro alimentatore è in grado di erogare 5W per cui in uscita potremmo prelevare una corrente massima di 450 mA senza limitazioni di tempo. L'uscita è protetta contro i sovraccarichi.

Per quanto riguarda la dissipazione del calore

LIVELLO ACQUA	STATO GALLEGGIANTE VUOTO	STATO GALLEGGIANTE PIENO
Pieno	Alto	Basso
Fra pieno e vuoto	Alto	Alto
Vuoto	Basso	Alto

prodotto dall'alimentatore non è necessaria alcuna azione in quanto il modulo è dimensionato per lavorare con la sola dissipazione delle pareti del blocchetto.

Per garantire un buon livellamento del 12 Vcc a scopo puramente precauzionale è stato inserito un condensatore da 220 µF.

I sensori di livello sono realizzati con due micro switch di cui uno installato sul PCB principale mentre l'altro è montato su un piccolo PCB e collegato alla piastra principale per mezzo di due morsettiere e due fili (il collegamento non è polarizzato).

I due micro switch vanno collegati a due galleggianti tramite un cordino sottile. Onde evitarne un'usura precoce o la rottura, il cordino deve essere di materiale resistente all'acqua, all'umidità e all'attacco da parte di eventuali muffe o funghi; nelle nostre realizzazioni abbiamo optato per cordini in poliestere da 1 mm normalmente utilizzati nella nautica.

I galleggianti devono essere di peso sufficiente a far scattare i micro switch ma non tale da danneggiarne il movimento; noi abbiamo utilizzato galleggianti in plastica dura del diametro di 80 mm dotati di filettatura sia nella parte superiore dove abbiamo assicurato il cordino, sia nella parte inferiore dove abbiamo posto un bullone con 3 dadi in inox così aumentare leggermente la massa del galleggiante e garantire un funzionamento regolare del sistema.

Tabella 1
Stato logico dei galleggianti.

INPUT A	INPUT B	USCITA NEGATA Z
Alto	Alto	Basso
Basso	Alto	Alto
Basso	Basso	Alto
Alto	Basso	Alto

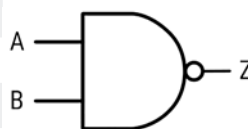


Tabella 2
NAND Tavola della verità.

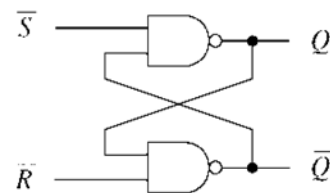




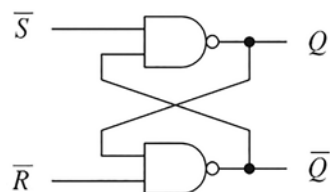
come è possibile vedere in **Tabella 2**.
Questo fa sì che il cambiamento di stato del nostro flip flop avvenga secondo la **Tabella 3**.
Se a questo punto colleghiamo all'ingresso S negato il galleggiante Vuoto (Empty) e all'ingresso R negato il galleggiante Pieno (Full) e all'uscita Q il LED che segnala il serbatoio Pieno (LED Full) mentre all'uscita Q negato il LED che segnala

Tabella 3
Flip flop bistabile
tavola della verità.

INPUT S NEGATO	INPUT R NEGATO	USCITA Q	USCITA Q NEGATO	AZIONE
Alto	Basso	Basso	Alto	Q Negato va Alto
Alto	Alto	Basso	Alto	Non Cambia
Basso	Alto	Alto	Basso	Q va Alto
Basso	Basso	Alto	Alto	Condizione non valida



VUOTO INPUT S NEGATO	PIENO INPUT R NEGATO	LED PIENO USCITA Q	LED VUOTO USCITA Q NEGATO	AZIONE
No (Alto)	Si (Basso)	Acceso (Basso)	Spento (Alto)	Disattiva la Pompa (Q Negato va Alto)
No (Alto)	No (Alto)	Acceso (Basso)	Spento (Alto)	Non Cambia
Si (Basso)	No (Alto)	Spento (Alto)	Acceso (Basso)	Chiede l'attivazione della Pompa (Q va Alto)
Si (Basso)	Si (Basso)	Alto	Alto	Condizione impossibile



il serbatoio Vuoto (LED Empty) avremo quanto riportato in **Tabella 4**.

Il controllo pompa è realizzato con NAND (U2B) il quale riceve la richiesta di attivazione da parte della memoria (piedino 6) e la confronta con il permesso di accensione proveniente dal watch dog (piedino 5). La tavola della verità per questo circuito è esposta in **Tabella 5**.

Il segnale di uscita dal NAND è invertito ed usato per controllare il transistor che attiva il relé di accensione della pompa.

In parallelo al transistor che controlla la bobina del relé è stato posto un pulsante (SW1) il quale se premuto comanda la chiusura del relé saltando ogni circuito e logica; questa scelta garantisce la possibilità di verificare il corretto

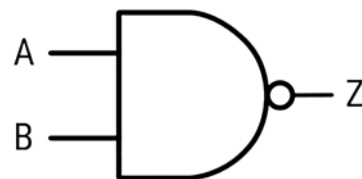
funzionamento della parte di potenza della pompa e dell'alimentatore a bassa tensione. Con la pressione del pulsante di test oltre all'attivazione del relé si deve accendere il LED PUMP.

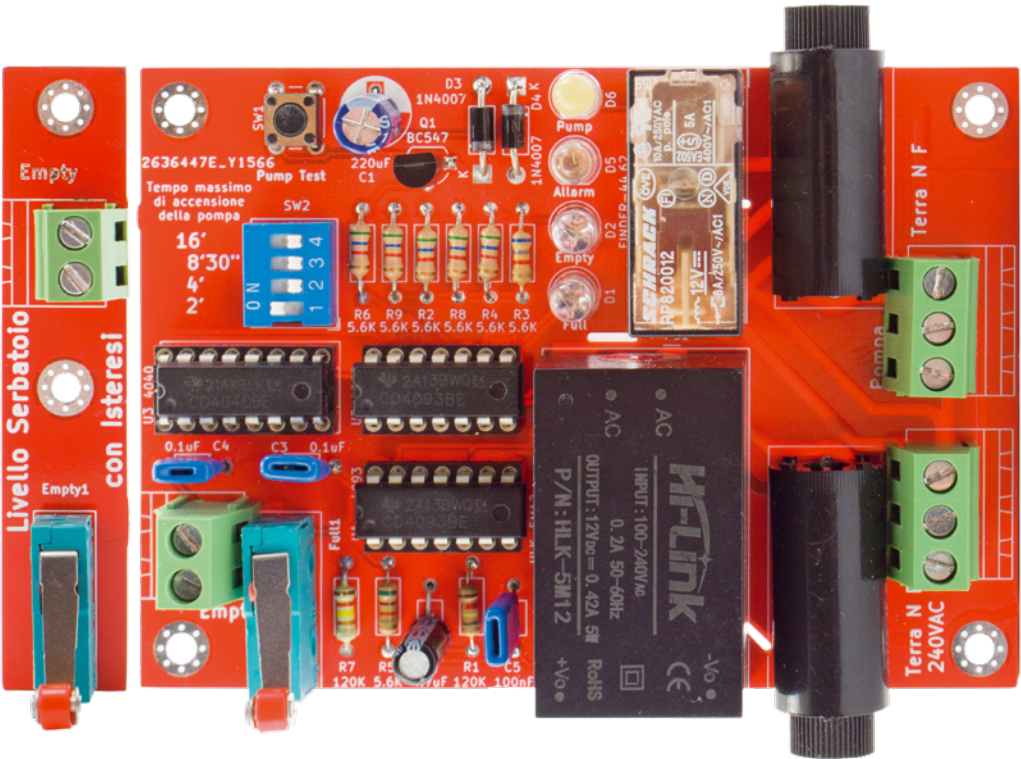
Come anticipato la centralina prevede una protezione sul tempo massimo di funzionamento della pompa (watch dog). Questa protezione è realizzata con un generatore di clock (U1B), un contatore (U3), il selettore del tempo di protezione (SW2) e una manciata di logica di controllo il tutto controllato dal segnale di richiesta accensione della pompa generato dalla memoria. Quando la memoria richiede di attivare la pompa contemporaneamente tramite U2C sblocca il contatore del watch dog (U3) e fa partire il generatore di clock (U1B piedino 6).

Tabella 4
Sistema
galleggiante più
memoria, tavola
della verità.

Tabella 5
Controllo pompa,
tavola della verità.

RICHIESTA ATTIVAZIONE (PIN 6)	PERMESSO DI ATTIVARE (PIN 5)	COMANDO (PIN 4)
Attiva (Alto)	Attivazione permessa (Alto)	Attiva pompa (Basso)
Non Attiva (Basso)	Attivazione permessa (Alto)	Pompa non attiva (Alto)
Non Attiva (Basso)	Attivazione negata (Basso)	Pompa non attiva (Alto)
Attiva (Alto)	Attivazione negata (Basso)	Pompa non attiva (Alto)





- Elenco Componenti:**
- C1: 220 µF 16 VL elettrolitico
 - C2: 4,7 µF 16 VL elettrolitico
 - C3, C4, C5: 100 nF ceramico
 - D1, D2: LED 5 mm Blu
 - D3, D4: 1N4007
 - D5: LED 5 mm Rosso
 - D6: LED 5 mm Bianco
 - Q1: BC547
 - R1, R7: 120 kohm
 - R2, R3, R4, R5, R6, R8, R9: 5,6 kohm
 - SW1: Microswitch
 - SW2: Dip-Switch 4 vie

Tabella 6
Intervali di attesa per l'intervento del watch dog.

In questa maniera il contatore comincia ad avanzare.
U3 è un contatore binario a 12 stadi ovvero un dispositivo in grado di dividere un clock per 2 fino a 4096 secondo le potenze di 2.
Si tralasciano le prime uscite in quanto troppo veloci per i nostri scopi e si prendono in considerazione solo le ultime 4 (diviso per 512, 1.024, 2.048, 4.096).
Per bloccare la pompa utilizzeremo il fronte positivo ovvero quello che il contatore fa quando raggiunge la metà degli impulsi necessari per completare il ciclo di quel fattore di divisione per cui avremo che gli impulsi necessari per bloccare la pompa saranno 256, 512, 1.024, 2.048.

Partendo da un clock di circa 2 Hz si otterranno i tempi di intervento del watch dog indicati in **Tabella 6**.
Il selettore SW2 collega una delle quattro uscite al NAND U2A il quale provvede ad invertire l'uscita del contatore così da ottenere un livello alto prima dell'intervento del watch dog e un livello basso nel momento in cui è scaduto il tempo di attesa.
L'ingresso di U2A è collegato ad un pull down il quale assicura un livello basso nel caso in cui si scelga di disinserire il watch dog (i quattro selettori di SW2 tutti su Off).
L'uscita di U2A oltre a controllare il circuito di accensione della pompa accende il LED ALARM

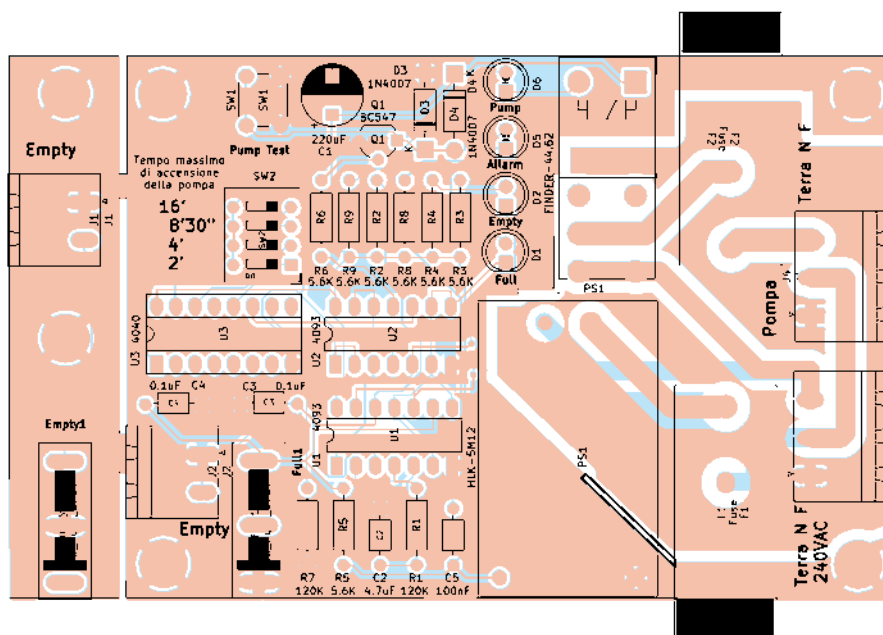
IMPULSI AL SECONDO (F)	DIVISORE	IMPULSI NECESSARI PER OTTENERE IL PRIMO FRONTE IN SALITA (K)	TEMPO DI INTERVENTO $\left(\frac{1}{F} \times K\right)$
2 Hz	512	256	128" (2'08")
	1024	512	256" (4'16")
	2048	1024	512" (8'32")
	4096	2048	1024" (17'4")



U1, U2: CD4093
 U3: CD4040
 RL1: Relè 12V (Finder 44.62)
 Empty1, Full1: Microswitch a levetta (2 pz.)
 PS1: Alimentatore 12V HLK-5M12

Varie:

- Zoccolo 7+7 (2 pz.)
- Zoccolo 8+8
- Portafusibile da CS (2 pz.)
- Morsetto 2 poli 5.08 mm (2 pz.)
- Morsetto 3 poli 5.08 mm (2 pz.)
- Circuito Stampato S1715 (100x71 mm)



indicando che è occorso il blocco della pompa per l'intervento del watch dog. L'uscita di U2A, diventando bassa, forza l'uscita di U2B in alto facendo aprire il relé (pompa ferma) e contemporaneamente interrompe il flusso del clock (U1A) impedendo l'avanzata del contatore così che non possa più cambiare stato con il passare del tempo. Tutta la catena del watch dog torna nella condizione iniziale nel momento in cui si ripresenta la segnalazione di livello basso del serbatoio. Qualora siano necessari tempi di risposta del watch dog diversi da quelli attualmente disponibili sarà possibile modificare il clock in maniera da ottenere i tempi utili per la vostra installazione.

Il nuovo clock si calcola con la formula

$$t_{Clock} = \frac{t}{1024}$$

Dove t è il tempo di attesa espresso in secondi e t_{Clock} è il periodo del clock. Ottenuto il periodo del nuovo clock si calcola il nuovo valore di R1 con la seguente formula

$$R1 = \frac{(t_{Clock} \div 0,7767840746)}{0,0000047}$$

Il valore calcolato va sostituito con il valore commerciale più prossimo (es: 136 Kohm con 120 Kohm) e nella verifica andrebbero considerate anche le tolleranze dei componenti che, in particolar modo per i condensatori, molto spesso sono del $\pm 20\%$.

Il valore così calcolato corrisponderà allo switch 3 del selettore SW2 ovvero all'attuale 512"; in questa maniera avrete a disposizione una serie di nuove temporizzazioni che vanno da un quarto di t al doppio di t.

IL RELÉ DI POTENZA E LA CORRENTE MASSIMA DEL CARICO

Il carico è controllato tramite un relé Finder della serie 44.62. Questi relé possono avere contatti doppi o un solo contatto ma, in ogni caso la corrente massima che possono gestire è di 16 A con carichi resistivi. Essendo la pompa un carico induttivo questa corrente va ridotta in funzione dell'angolo di sfasamento fra la corrente e la tensione ($\cos\phi$). Ogni pompa ha un suo $\cos\phi$ caratteristico il quale può variare anche in funzione delle condizioni di carico per cui, in misura cautelativa assumiamo un $\cos\phi$ di 0,6 e consultando le tabelle fornite dalla Finder per i suoi contatti ne ricaviamo una costante di correzione della

corrente massima gestibile pari a 0,8. Moltiplicando la corrente nominale per la costante di correzione otteniamo $16 \times 0,8 = 12,8$ A. Trattandosi di pompe di sollevamento dovremmo considerare anche la lunghezza dei cavi che vanno dal punto di fornitura alla posizione effettiva della pompa e calcolarne il contributo nel circuito di alimentazione ma, in maniera semplicistica per la maggior parte dei casi basterà considerare come limite effettivo il valore di 10 A per non avere problemi sui contatti del relé. Per cui la corrente massima che potrà assorbire la nostra pompa non dovrà superare i 10 A salvo condizioni specifiche e particolari. Se si rende necessario controllare pompe che assorbono una corrente maggiore di 10 A o che provocano scintillio nel nostro relé quando si chiude o quando si apre o che funzionano con corrente trifase, è possibile collegare alla nostra centralina un contattore che abbia la parte di potenza con contatti adatti alle nostre esigenze e che abbia la bobina di eccitazione funzionante a 240 Vac. In questa maniera il contattore sarà collegato alla centralina come se fosse una pompa mentre la pompa vera e propria sarà gestita dai contatti di potenza del contattore.

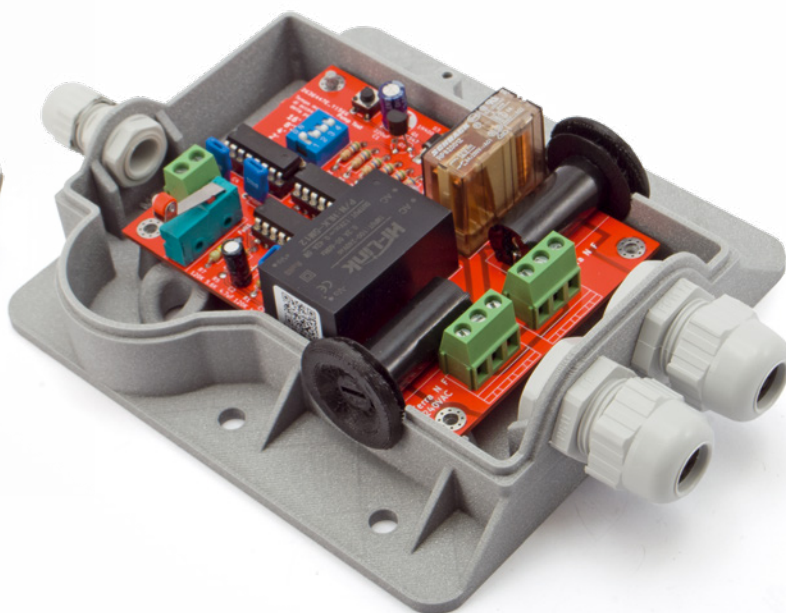
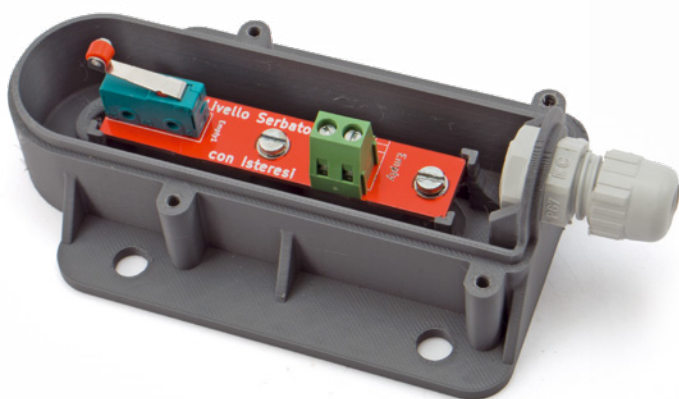
REALIZZAZIONE PRATICA

Dal punto di vista costruttivo l'unico punto debole potrebbe derivare da un assemblaggio sporco

che possa in qualche maniera creare condizioni di criticità fra le piste collegate alla 240 Vac e la terra o le altre parti di circuito, per cui basta realizzare saldature prive di sbavature e alla fine eventualmente eliminare i residui di fluxante con un buon lavaggio in alcol isopropilico (le bombolette per la pulizia dei circuiti stampati vanno benissimo) aiutandosi con una spazzola per le unghie e il gioco è fatto. Dal punto di vista della dissipazione del calore non essendoci componenti che scaldano non è necessario prendere nessuna precauzione per cui, montate resistenze, diodi, il condensatore elettrolitico, il modulo alimentatore appoggiati al PCB. Per quanto riguarda i porta fusibili, le morsettiere e i micro-switch montarli ben aderenti al PCB ne aumenta la resistenza alle sollecitazioni meccaniche nelle fasi d'uso per cui anche per questi componenti massima attenzione a saldarli ben appoggiati al PCB. Per quanto riguarda la fase esecutiva vera e propria vale la regola di base ovvero saldare prima i componenti bassi e poi man mano quelli più alti: questa piccola accortezza vi permetterà di procedere più speditamente nell'assemblaggio.

POSIZIONAMENTO DEI GALLEGGIANTI

Come accennato, i galleggianti sono collegati ai micro-switch tramite un cordino sottile la cui lunghezza è funzione delle dimensioni del ser-



Il circuito principale e quello del galleggiante inseriti in contenitori stampati in 3D.

batoio e della variazione di livello che intendiamo far compiere all'acqua fra il punto di intervento della pompa e il livello massimo.

Nello scegliere la posizione in cui sistemare i nostri galleggianti dobbiamo fare in maniera che non si verifichi la possibilità che i cordini si incrocino.

Nel fare questa valutazione dobbiamo anche considerare il modo in cui l'acqua entra nel serbatoio in quanto potrebbe capitare che i cordini o i galleggianti vengano interessati dal flusso d'acqua o dalla turbolenza che questa crea nell'immettersi nel serbatoio alterandone il funzionamento.

Per facilitare l'operazione di posizionamento abbiamo montato un micro-switch sulla piastra principale e l'altro lo abbiamo sistemato su un piccolo PCB che ne permette un facile riposizionamento qualora si riscontrino problemi.

CABLAGGIO

La nostra basetta necessita di tre cavi di cui uno per il galleggiante remoto, uno per l'alimentazione e uno che va verso la pompa. Il filo che collega il galleggiante remoto è un due conduttori e non ha alcun problema di sezione considerando che lavora a 12 V e che porta 0,002 A: praticamente qualsiasi soluzione con due fili isolati fra loro è idonea.

Il cavo dell'alimentazione dovrà avere tre conduttori (fase, neutro, terra) e sopportare la corrente della pompa la quale, in base a quanto precedentemente descritto, è opportuno che non sia superiore a 10 A; ne deriva che dovrà essere un cavo composto da almeno tre conduttori da almeno 1,5 mm².

Il cavo che alimenta la pompa dovrà essere uguale al cavo di alimentazione per cui dovrà avere tre conduttori da almeno 1,5 mm² di sezione.

Si rammenta che nelle installazioni funzionanti a 240Vac non è possibile utilizzare conduttori di diametro inferiore a 1,5 mm².

TARATURA

Una volta completato l'assemblaggio, il posizionamento dei galleggianti e il cablaggio, si può procedere alla taratura del nostro dispositivo. La prima operazione sarà la regolazione della lunghezza dei cordini che sostengono i galleggianti.

Sistemati i galleggianti procederemo come segue:

1. Tutti gli switch del selettore SW2 vanno

messi su Off. Questo fa sì che il watch dog sia escluso.

2. Si fa scendere il livello dell'acqua sino all'intervento del galleggiante di serbatoio vuoto (il LED EMPTY si accende e il relé comanda l'accensione della pompa)
3. Si misura il tempo di riempimento ovvero il tempo per cui la centralina mantiene la pompa in servizio.
4. Si porta su On lo switch del selettore SW2 che corrisponde al tempo immediatamente superiore a quello di riempimento.
5. Nel caso in cui il tempo di riempimento sia superiore a 17 minuti si rende necessario intervenire sul clock.

CONCLUSIONE

Questo progetto rappresenta una soluzione nel campo dell'automazione idrica: ottimizziamo l'uso dell'energia e minimizziamo l'usura delle pompe, fornendo al contempo una soluzione pratica e affidabile per aree prive di collegamenti ad acquedotti.

La semplicità di implementazione, unita all'efficienza e affidabilità del sistema, rende questa soluzione particolarmente attraente per una gestione sostenibile delle risorse idriche. Il nostro approccio dimostra come l'elettronica possa contribuire a risolvere sfide pratiche, garantendo allo stesso tempo sostenibilità e risparmio energetico. Questo progetto vuole essere un passo verso un futuro più sostenibile, dove la conservazione delle risorse naturali è una priorità. 

 COSA OCCORRE ?		
Codice	Descrizione	Prezzo € IVA inclusa
4093	IC 4 porte NAND con trigger 2 ingressi	0,90
4040	IC contatore binario	1,40
MS5-R	Microswitch con levetta	1,80
IL MATERIALE VA RICHIESTO A:		
Futura Elettronica, Via Adige 11, 21013 Gallarate (VA) Tel: 0331-799775 - www.futurashop.it		



La porta d'accesso al mondo dell'elettronica!

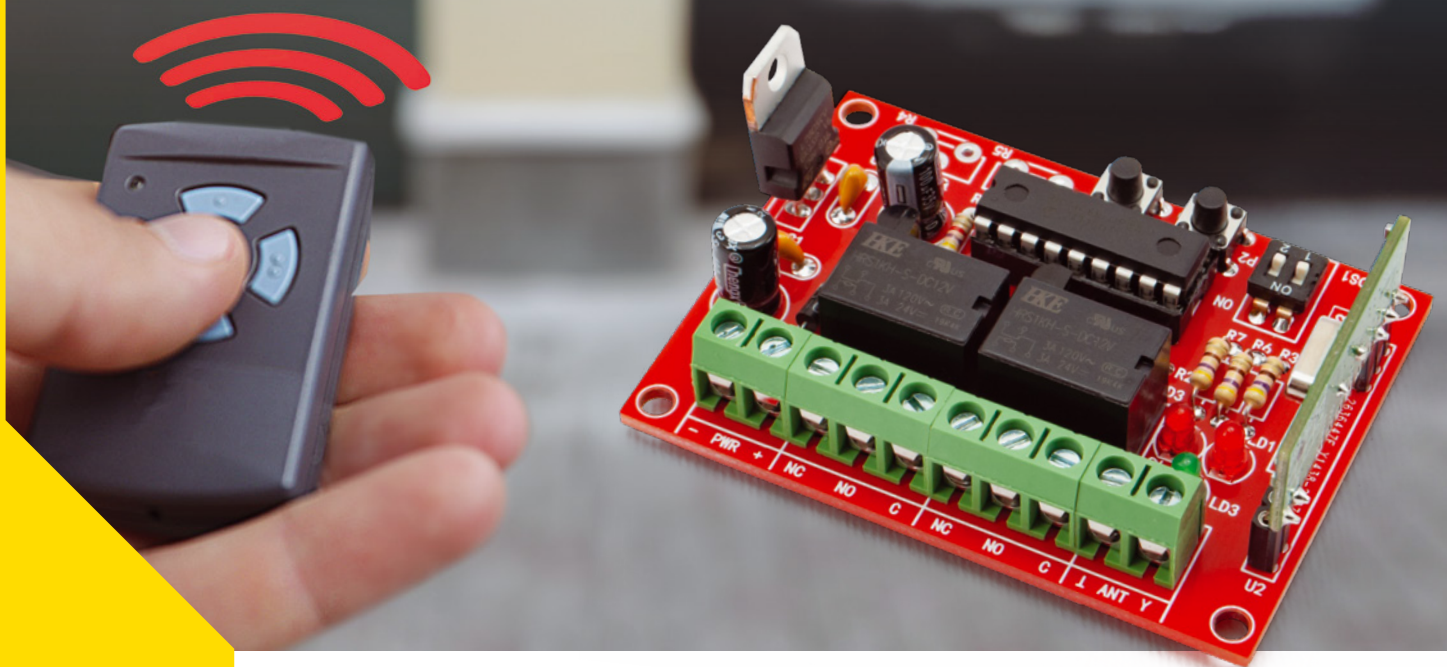


WIRELESS

RICEVITORE

2 CH 434 MHz

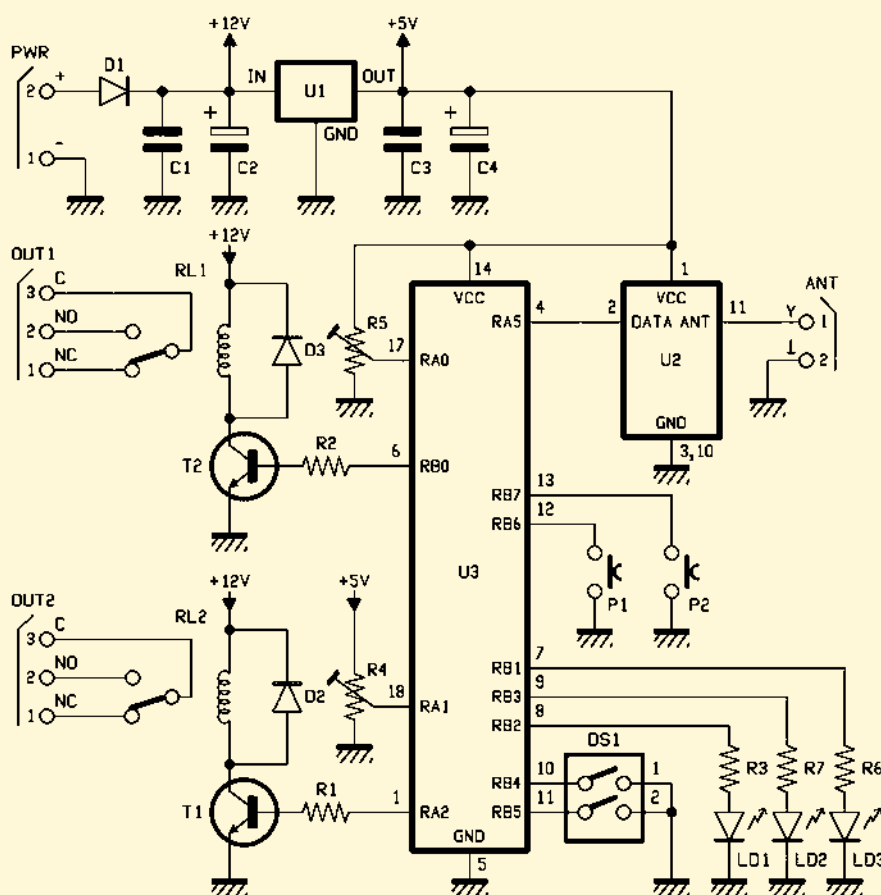
di DAVIDE SCULLINO



Abbinato a un trasmettitore codificato EMYLO bicanale o a due TX monocanale, consente di controllare a distanza utilizzatori mediante due relé in modalità impulsiva o bistabile.

M

algrado Internet, smartphone e relative app, connettività ovunque e comunque, il comando a distanza operato con il classico segnale radio codificato non tramonta; sarà forse per la sua semplicità, per la capacità di operare senza alcuna infrastruttura né complessi protocolli di rete e per l'indipendenza da telefoni e app. È questo il segreto della radio, che spiega come mai ancora oggi il radiantismo e il broadcast radio AM, FM e via di seguito siano diffusi: la radio funziona sempre, anche se venisse una calamità naturale, anche se andassero in down o distrutti tutti i server del mondo. Ecco perché troviamo molti apparati radiocomandati, da utilizzare ad esempio per il



classico apricancello motorizzato o semplicemente per accendere e spegnere a distanza delle lampade. Per queste ed altre applicazioni simili, svincolate da WiFi e reti varie, nasce il ricevitore per radiocomando descritto in queste pagine, il quale operando su una gamma estremamente diffusa (quella dei 433,92 MHz) e di libero utilizzo (purché le trasmissioni siano poche nell'arco di un'ora) consente l'azionamento e il distacco a una distanza di un centinaio di metri di due utilizzatori elettrici, intervenendo sui loro circuiti tramite lo scambio di altrettanti relé. Il ricevitore che vi proponiamo di realizzare è codificato a 24 bit binari, quindi garantisce praticamente l'esclusività del comando perché offre la sicurezza di 16 milioni di combinazioni (per l'esattezza 16.777.216) che, operando su due canali e quindi distinguendo i codici dei due dall'ultimo bit, si "riducono" a 8.388.608 (8 milioni). Questo radiocomando permette di commutare un circuito in modalità sia impulsiva (ossia fin quando

viene tenuto premuto il pulsante del trasmettitore, ovvero finché viene ricevuto il relativo segnale codificato) sia bistabile (l'uscita inverte la propria condizione alla ricezione di ogni segnale codificato) ed è stato progettato per rispondere alla codifica dei dispositivi commerciali EMYLO, commercializzati dalla Futura Elettronica (anche on-line su www.futurashop.it).

SCHEMA ELETTRICO

Andiamo dunque a vedere come è fatto e in che modo funziona il ricevitore, analizzandone lo schema elettrico, con una premessa: per la codifica non c'è da impostare alcun dip-switch perché il sistema funziona ad autoapprendimento, pertanto tramite una procedura che descriveremo più avanti in questo articolo è possibile abbinare un ricevitore ad uno specifico trasmettitore affinché risponda solo ad esso; la stessa procedura consente di memorizzare fino a 10 codici e altrettanti canali o dispositivi

purché prodotti dalla EMYLO. Usiamo l'espressione "codici" perché questo ricevitore è bicanale e pertanto si associano distintamente i codici dei pulsanti se si abbina a un trasmettitore a 2 canali, ovvero quelli di più dispositivi monocanale. In ogni caso la codifica prevede un codice a 24 bit per ogni canale, anche per le trasmissioni a più pulsanti o canali. Bene, ciò detto guardiamo lo schema elettrico, il cui elemento principale è un microcontrollore Microchip siglato U3, che provvede a gestire la decodifica, le funzioni di autoapprendimento e memoria, oltre che l'attivazione delle uscite a relé. Il componente utilizzato è un PIC16F88-I/P nel quale viene caricato il firmware MF1702 (che potete scaricare dal nostro sito www.elettronica.in nella pagina di presentazione di questo numero della rivista). Il micro è ad architettura a 8 bit e 18 pin dual-in-line a passo 2,54x7,5 mm e al suo interno troviamo, oltre alla CPU, una memoria RAM per i dati di lavoro e una EEPROM in cui verranno immagazzinati i codici e le impostazioni del radiocomando; la memoria di programma è una Flash EEPROM. All'inizializzazione, il nostro micro imposta le linee RB6 ed RB7 come ingressi digitali dotati di pull-up interno per leggere lo stato dei pulsanti P1 e P2, le RB4 ed RB5 come ingressi digitali anch'essi dotati di pull-up per acquisire lo stato dei dip-switch del DS1, oltre che la RA5 come input digitale per la lettura dei dati in arrivo dall'uscita del modulo RF ricevente U2.

Sempre all'inizializzazione, RA2 ed RB0 vengono settate come uscite destinate al controllo, rispettivamente, dell'uscita a relé (tramite il transistor NPN T1) OUT1 e della OUT2 (attraverso il transistor T2) e inoltre RB1, RB2 ed RB3 sono impostate come uscite per pilotare i tre LED della scheda, ciascuno dei quali viene polarizzato tramite una resistenza in serie alla rispettiva linea di I/O del microcontrollore. Nel circuito, il segnale radio irradiato dal trasmettitore viene captato da una piccola antenna tipicamente ad 1/4 d'onda (che sui 434 MHz corrisponde a circa 17 cm di lunghezza) e la tensione di piccolissimo valore che ne risulta viene trasferita all'ingresso RF dell'integrato U2, un modulo ibrido CY121-433.92-ASK prodotto dalla CY wireless technology (www.rficy.com) contenente un completo ricevitore supereterodina compatibile con segnali a modulazione ASK/OOK/FSK con stadio di sintonia accordato a 433,92 MHz e conversione di frequenza, più amplificatore di media frequenza e demodulatore AM OOK con squadratore (comparatore) del segnale demodulato che raddrizza i fronti di commutazione, la cui uscita fa capo al piedino

2 (DATA). Lo stato d'antenna ha un'impedenza d'ingresso di 50 ohm e un'eccezionale sensibilità di -108,5 dBm, tale da garantire un'ampia portata pur con trasmettitori da pochi milliwatt.

La piedinatura del modulo è la seguente:

- 1) alimentazione 5Vcc;
- 2) uscita dati 0/5V;
- 3) GND;
- 10) GND;
- 11) ANT (antenna).

Notate che in realtà il modulo ha 11 pad a passo 2,54 mm dei quali però quelli interni sono utilizzati solo in particolari versioni differenti da quella utilizzata in questo progetto.

Andiamo adesso a vedere come il modulo funziona nel circuito: ogniqualvolta in antenna si presenta un segnale RF di ampiezza adeguata e di frequenza pari a 433,92 MHz, lo stadio supereterodina lo sintonizza e converte di frequenza, andando poi a demodularlo; se il segnale ricevuto è stato modulato in ampiezza, all'uscita di segnale (piedino 2) il modulo restituisce impulsi di forma e frequenza pari a quella del segnale modulante del trasmettitore.

A questo punto entra in gioco il microcontrollore U3, il cui firmware dopo il power-on reset e l'inizializzazione degli I/O, fa pulsare per 5 volte rapidamente la linea RB1 facendo emettere altrettanti lampeggi al LED verde (LD3) polarizzato attraverso la resistenza R6; poi legge lo stato dei piedini RA0 ed RA1 e quindi quelli associati al dip-switch, i

CARATTERISTICHE TECNICHE

 Tensione di alimentazione: 12 Vcc	 Assorbimento max: 80 mA
 Frequenza operativa: 434 MHz	 Numero di uscite: 2
 Modalità uscita: monostabile e bistabile	 Abbinabile a: 10 trasmettenti o pulsanti
 Codifica: 24 bit EMYLO	



La codifica si basa su 24 bit prece-
duti da un bit di start che assume
lo stato logico 0, utilizzato anche
per capire quando la trasmissione
del codice è terminata, in quanto se
tale bit si ripresenta, significa che
sta per essere ritrasmesso il codice
di 24 bit. Il bit di start è lungo circa
9 ms. Dopo il bit di start vi sono
24 bit che rappresenteranno il
codice del telecomando, quindi del
pulsante premuto. Nella codifica
Emylo sono possibili due tempo-
rizzazioni, ovvero circa 350 μ s per
il bit basso (0 logico) e circa 1,15
ms per il bit alto (1 logico). Il codice
trasmissionato è composto da "slot"
per ciascun bit, lunghi 1,5 ms: ogni
bit vale 1 e la pausa 0. Nel codice
trasmissionato da un TX a 4 pulsanti, i
primi 20 bit rappresentano il codice
del telecomando, mentre gli ultimi

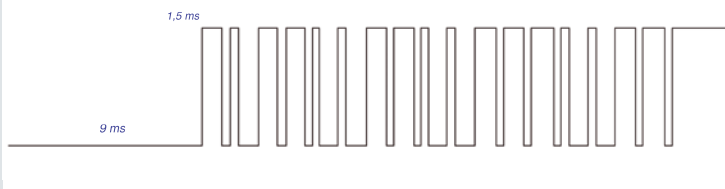
4 indicano il pulsante premuto.
Un esempio di codice trasmissionato è:

- Pulsante A:
1001001000100100100 11011
- Pulsante B:
100100100010010010011110
- Pulsante C:
100100100010010010010111
- Pulsante D:
100100100010010010011101

La durata del periodo dell'onda
quadra che rappresenta il singolo
bit è 1,5 ms, mentre al termine del
24° bit il segnale torna a livello
alto (immagine qui sotto).



Formato
del codice Emylo.



cui microinterruttori permettono di impostare la
modalità di funzionamento delle uscite. Se trova
basso un dip predispone la modalità bistabile per
l'uscita corrispondente, altrimenti imposta il modo
monostabile; il dip 1 (quello letto dal pin RB4) vale
per il canale OUT1, mentre il dip2 (RB5) controlla la
modalità dell'OUT2.

Fatto ciò il firmware acquisisce la lettura dell'A/D
converter interno al microcontrollore, scansio-
nando in sequenza RA0 ed RA1, per determinare
l'impostazione dell'intervallo a livello alto dell'uscita
corrispondente nella modalità a impulso.

Espletate queste due operazioni, il firmware si
pone "in ascolto" del piedino GP5 in attesa di una
commutazione, che identificherà come l'arrivo di
una stringa di dati; il firmware carica l'intera stringa
e va a leggerne il contenuto, dopodiché se si tratta
di dati in formato differente da quello previsto
(quello dei sistemi EMYLO, per intendersi...) svuota
la RAM e si pone in attesa di nuove stringhe, altri-
menti decodifica la stringa, che deve contenere 24
bit binari, confrontandola poi con i codici già memo-
rizzati con la fase di autoapprendimento.

In caso il codice ricevuto corrisponda a uno di quelli
memorizzati in EEPROM procede con la subroutine
di controllo delle uscite, la quale verifica innanzi-
tutto a quale uscita è stato associato quel codice,
quindi se il relativo relé dovrà operare in modalità
bistabile o impulsiva; a questo punto comanda di
conseguenza l'I/O corrispondente fra RA2 ed RB0.
A riguardo osservate che il sistema consente di
associare, con la fase di autoapprendimento, fino a
10 codici distintamente per ciascuna uscita, perché
l'apprendimento si esegue canale per canale; ma di
questo ci occuperemo tra breve.
Proseguiamo con il controllo delle uscite, preci-
sando che quando viene riconosciuto un codice
valido, se è previsto il controllo bistabile il firmware
invertirà l'attuale condizione logica di RA2/RB0
(quindi porrà il relativo piedino 1 logico se sarà
a zero e viceversa), mentre se è impostata la
modalità monostabile porterà a livello alto la linea
di uscita per un tempo fisso, dell'ordine di 500 ms.
Chi se la sentisse di mettere mano al codice potrà
asservire il tempo al valore della tensione portata
al microcontrollore dai due trimmer R4 ed R5, qui
non utilizzati ma previsti per eventuali sviluppi del
progetto. In modalità monostabile, quindi, il relé
di uscita verrà attivato alla pressione del pulsante
corrispondente sul trasmettitore (quello il cui codice
sarà stato abbinato in fase di autoapprendimento)
e tornerà a riposo trascorso, dal rilascio, un inter-
vallo di circa mezzo secondo.

A proposito di codice, il firmware di gestione del
ricevitore è scritto in Basic e nel **Listato 1** pro-
poniamo la parte di ricezione e decodifica dei segnali
ricevuti.

Le uscite RB0 ed RA2 del microcontrollore pilotano
ciascuna la base di un transistor NPN (T1 per RA2
e T2 per RB0) configurato a emettitore comune
attraverso una resistenza di polarizzazione, ed il
collettore di ciascun NPN alimenta la bobina del
relé, il cui altro estremo è posto sul positivo della
linea di alimentazione; in antiparallelo a ciascuna
bobina è stato posto un diodo che serve a pro-
teggere la giunzione base-collettore del transistor
quando quest'ultimo va in interdizione, allorché
la bobina reagisce alla brusca interruzione della
corrente generando un'extratensione inversa che
se non venisse soppressa dal diodo causerebbe
il breakdown elettrico del T1. L'attivazione delle
uscite viene segnalata da un LED rosso ciascuna,
pilotato direttamente dagli I/O del microcontrollore:
LD1 si accende quando RB0 è a livello alto, mentre
LD2 si illumina in corrispondenza dell'1 logico su
RA2.

Del relé rendiamo disponibile l'intero scambio (tutti e tre i contatti C, NC e NO) in modo da adattare il radiocomando a ogni situazione di installazione (apertura o chiusura a riposo di un contatto). Durante il funzionamento, il firmware testa ciclicamente anche lo stato del piedino 5, in modo da verificare se viene premuto uno dei pulsanti P1-P2, che servono ad avviare la procedura di autoapprendimento del codice ricevuto via radio, distintamente per ciascun canale: quando si preme il pulsante, il firmware avvia la routine di apprendimento che consiste nel leggere il codice in arrivo dal modulo RF U2 e, laddove questo sia nel formato compatibile con quello del sistema, decifrarlo e salvare i bit corrispondenti in un'apposita area della propria

EEPROM interna.

Il ricevitore può essere abbinato a 10 codici per canale, che vengono tutti collocati nella EEPROM del microcontrollore; tentando l'apprendimento di un ulteriore codice, l'operazione non viene portata a termine, anche se il LED LD3 dovesse lampeggiare perché il codice ricevuto è valido. Per apprendere nuovi codici occorre resettare la memoria.

L'intero circuito si alimenta a tensione continua, meglio se stabilizzata, di valore compreso fra 12 e 15V; l'alimentazione applicata tra i morsetti 1 e 2 (+ e - PWR) passa dal diodo D1 (che protegge il resto del circuito dall'inversione accidentale di polarità) e raggiunge l'ingresso del regolatore integrato a tre terminali U1 (un 7805) dove viene filtrata dai con-

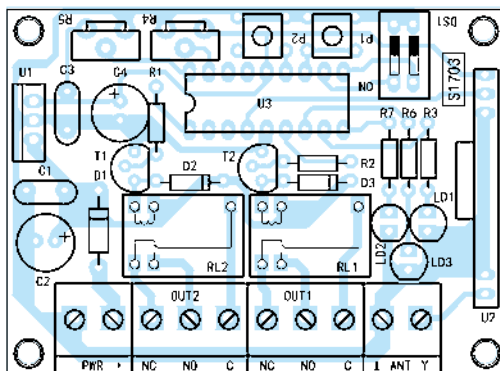
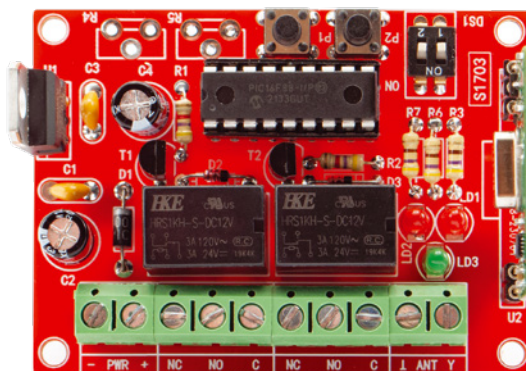
piano di MONTAGGIO

Elenco Componenti:

R1, R2: 4,7 kohm
 R3, R6, R7: 470 ohm
 R4, R5: -
 C1, C3: 100 nF ceramico
 C2, C4: 100 µF 35 VL elettrolitico
 U1: 7805
 U2: CY121-433.92-ASK
 U3: PIC16F88-I/P (MF1703)
 D1: 1N4007
 D2, D3: 1N4148
 LD1, LD2: LED 3 mm rosso
 LD3: LED 3 mm verde
 T1, T2: BC547
 P1, P2: Microswitch
 RL1, RL2: Relè 12V
 DS1: Disp-switch 2 vie

Varie:

- Morsettiera 2 poli passo 5,08 mm (2 pz.)
- Morsettiera 3 poli passo 5,08 mm (2 pz.)
- Zoccolo 9+9
- Circuito stampato S1703 (67x49 mm)



↓ Listato 1

```
***** C O N T R O L L O _ R F *****
'Decodifica il segnale RF ricevuto
CONTROLLLO_RF:
  PULSIN RF,0,CONTA      'Leggo la lunghezza del singolo bit di start
  TRENO[0]=CONTA
  SELECT CASE CONTA
    CASE IS > 800        'Salvo in TRENO[0] la lunghezza di start bit
                        'Se l'impulso è sufficientemente lungo leggo altri 24bit
    FOR I=1 to 24
      PULSIN RF,0,CONTA
      IF CONTA > 800 THEN 'Se dovesse arrivare un impulso troppo lungo, si esce
        GOTO ESCI
      ELSE
        TRENO[i]=CONTA
      ENDIF
    NEXT I
  ESCI:
    IF I<>255 THEN
      I=I-1
      IF I>=24 then 'Solo se si sono ricevuti 24 bit considero valida la codifica
        GOSUB CODIFICA_EMYLO
      ENDIF
    ELSE
      RICEVUTO=0
    ENDIF
  CASE ELSE
    RICEVUTO=0
  END SELECT
RETURN

***** C O D I F I C A _ E M Y L O *****
'Decodifica il segnale dei TX e invia su seriale il codice
CODIFICA_EMYLO:
  ERRORE=0
  FOR I=1 TO 24 'Se tutti e 24 i bit hanno una lunghezza come da codifica non viene generato errore
    IF TRENO[I]<=25 or TRENO[I]>=125 THEN
      ERRORE=1
    ENDIF
    IF TRENO[I]>=50 AND TRENO[I]<=90 THEN
      ERRORE=1
    ENDIF
  NEXT I
  IF ERRORE=0 THEN
    FOR I=1 TO 24
      'Basso - Basso
      IF TRENO[I]>25 AND TRENO[I]<50 THEN
        COD_A[I-1] = 0
      ENDIF
      'Alto - Basso
      IF TRENO[I]>90 AND TRENO[I]<125 THEN
        COD_A[I-1] = 1
      ENDIF
    NEXT I
    RICEVUTO=1
  ELSE
    RICEVUTO=0
  ENDIF
RETURN

***** C O M P R I M I _ C O D I C E *****
'Comprimo il codice in modo che da 24 byte ne occupi solo 3
COMPRIMI_CODICE:
  COD_A1=0
  COD_A2=0
  COD_A3=0
  COD_A1.7=COD_A[0]
  COD_A1.6=COD_A[1]
  COD_A1.5=COD_A[2]
  COD_A1.4=COD_A[3]
  COD_A1.3=COD_A[4]
```



↓ Listato 1 - segue

```
COD_A1.2=COD_A[5]
COD_A1.1=COD_A[6]
COD_A1.0=COD_A[7]
COD_A2.7=COD_A[8]
COD_A2.6=COD_A[9]
COD_A2.5=COD_A[10]
COD_A2.4=COD_A[11]
COD_A2.3=COD_A[12]
COD_A2.2=COD_A[13]
COD_A2.1=COD_A[14]
COD_A2.0=COD_A[15]
COD_A3.7=COD_A[16]
COD_A3.6=COD_A[17]
COD_A3.5=COD_A[18]
COD_A3.4=COD_A[19]
COD_A3.3=COD_A[20]
COD_A3.2=COD_A[21]
COD_A3.1=COD_A[22]
COD_A3.0=COD_A[23]
RETURN
```

densatori C1 e C2; all'uscita del regolatore troviamo 5V ben stabilizzati che, opportunamente filtrati dai condensatori C3 e C4, vanno a far funzionare il microcontrollore e ciò che lo contorna, modulo radoricevente compreso. Fa eccezione il circuito che alimenta i relé, il quale funziona con la tensione a valle del diodo D1 (tipicamente i 12V di ingresso).

REALIZZAZIONE PRATICA

Bene, arrivati a questo punto abbiamo spiegato tutto quel che c'era da spiegare sul funzionamento del ricevitore e possiamo passare agli aspetti pratici, iniziando dalla preparazione del circuito, per la quale abbiamo previsto un PCB appositamente disegnato e del quale vi rendiamo disponibili per il download la traccia lato rame che potrete utilizzare con il servizio PCBPRODUCTION di Futura Elettronica. La componentistica richiesta è tutta a montaggio tradizionale, il che semplifica il lavoro e lo rende davvero alla portata di tutti, anche dei principianti.

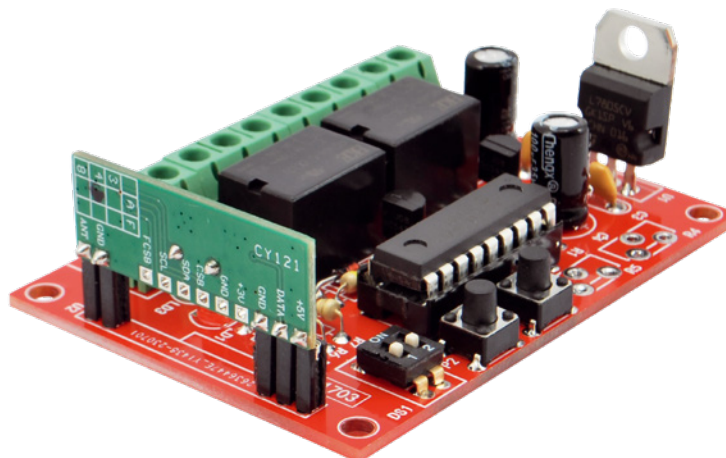
Una volta ricevuto il PCB, seguendo il piano di montaggio pubblicato in queste pagine disponete i componenti occorrenti a iniziare dalle resistenze e dai diodi al silicio (cioè tutti i diodi tranne i LED...) quindi proseguendo con il dip-switch DS1 e lo zoccolo per il microcontrollore, che orienterete con la tacca di riferimento rivolta alla resistenza R1. Quindi passate ai due micro-pulsanti e ai condensatori non polarizzati, proseguendo con il transistor (il cui lato piatto andrà rivolto al D2) e i LED, per i quali ricordiamo che il lato smussato è quello dove si trova il terminale di catodo (negativo). Ora montate

i due trimmer e i relé, i condensatori elettrolitici (per i quali va rispettata la polarità indicata nel piano di montaggio) il regolatore integrato (da tenere con il lato metallico rivolto all'esterno dello stampato) quindi le morsettiere a passo 5 mm (due bipolari e una tripolare) e il modulo ibrido: quest'ultimo va tenuto con il lato dei componenti rivolto all'interno dello stampato. Notate che in alternativa alla saldatura diretta al PCB, è possibile montare il modulo ibrido su uno zoccolo composto da una fila di strip femmina a passo 2,54 mm, ovvero su porzioni di essi da inserire e saldare nelle piazzole del PCB. Una volta completate le saldature, potete inserire il microcontrollore già programmato con l'apposito firmware nel rispettivo zoccolo, badando di orientare il suo riferimento dalla stessa parte di quello dello zoccolo e accertandovi che non si pieghi alcuno dei piedini sotto il corpo durante l'operazione; il circuito al completo si presenterà come in **Fig. 1**. Aiutandovi con il piano di montaggio verificate che ogni componente sia al proprio posto e orientato correttamente, quindi completate l'insieme con un'antenna ricevente, che potrà essere composta semplicemente da uno spezzone di filo in rame rigido lungo 17 cm avvitato nel morsetto di destra della morsettieria ANT.

La massa serve solo se intendete montare un'antenna esterna collegata con del cavo coassiale schermato, che in tal caso dovrà avere impedenza caratteristica di 50 ohm.

Ora il vostro ricevitore bicanale è pronto per l'apprendimento dei codici. Per prima cosa dovete alimentare il circuito con un alimentatore in grado di fornire una tensione continua, preferibilmente stabilizzata, del valore di 12V ed una corrente di almeno 100 milliamper, così da avere una riserva per fronteggiare i picchi di assorbimento. Fatto ciò verificate che fornendo alimentazione LED2 emetta 5 lampeggi, a indicare il corretto avvio del firmware; ora siete pronti per operare.

↓ **Fig. 1**
Il circuito montato,
privo di antenna.



IL RICEVITORE RF IBRIDO

La sezione radioricevente del nostro RX per radiocomando è tutta contenuta in un modulo ibrido CY121 della CY wireless technology, che integra su un substrato di allumina un completo radioricevitore supereterodina compatibile con le modulazioni ASK/OOK/FSK disponibile con tuner accordati su varie bande di frequenza, tra cui la ISM. All'interno del modulo troviamo un amplificatore d'antenna e un sintonizzatore ad elevatissima sensibilità (si parla di -108 dBm) ed elevata selettività, nel nostro caso accordato a 433,92 MHz, con oscillatore locale quarzato, un amplificatore di media frequenza, un rivelatore AM/OOK e uno squadratore per raddriz-

zare i fronti del segnale AM demodulato. Le principali caratteristiche di questo modulo sono:

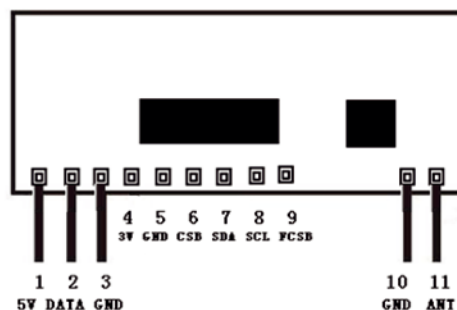
- frequenza di lavoro da 433,92 MHz;
- selettività di 160 kHz;
- modulazioni supportate ASK/FSK;
- banda passante BF di 25 kHz;
- sensibilità in antenna -108,5 dBm;
- tensione di alimentazione da 3,6 a 5,5 Vcc;
- assorbimento tipico di 4 mA;
- temperatura di esercizio -20 °C ~ 70 °C;
- alta reiezione delle spurie dell'oscillatore locale;

- dimensioni di 1,5x12x5 mm.

La piedinatura del modulo CY121, visto dal lato dei componenti, è quella proposta nella Fig. A. Il modulo ha un foot-print single-in-line

a 11 pin dei quali ne sono utilizzati tipicamente i 5 proposti in Fig. A.

Fig. A
Pin-out
dell'ibrido
CY121.



Procuratevi un trasmettitore della EMYLO ed eseguite la seguente procedura di apprendimento dei codici, da ripetere per ciascun canale:

1. premete e tenete premuto il pulsante P1 o P2 a seconda del canale cui associare il codice (P1 per il canale 1 o P2 per il canale 2;
2. premete il pulsante del radiocomando che desiderate apprendere e attendete che il LED LD2 (verde) lampeggi velocemente, segno che l'apprendimento è andato a buon fine.

Notate che se i LED rossi LD1 e LD2 si accendono alternandosi con quello verde (LD3) significa che il codice è stato riconosciuto, ma la memoria canale è piena. In questo caso, vale a dire se la memoria è piena, non

è possibile rimuovere uno o più codici selettivamente ma occorre cancellare l'intera memoria; idem se dovete rimuovere il codice di un trasmettitore non più in vostro possesso, per ragioni di sicurezza. In tutti i casi in cui occorra riprogrammare la memoria dei codici bisogna eseguire la seguente procedura di cancellazione, ricordando che è possibile operare la cancellazione distintamente per i due canali, quindi anche cancellare i codici relativi a un solo canale dei due:

1. togliere alimentazione al dispositivo;
2. premere il pulsante P1 o P2 corrispondente al canale di cui si desidera cancellare la memoria e tenerlo premuto;
3. alimentare e verificare che il LED LD3 rimanga acceso fisso per 2 secondi a indicare l'avvenuta cancellazione del banco di memoria relativo al canale scelto.

Lo stesso LED verde emetterà 5 lampeggi ad indicare l'uscita dalla procedura di cancellazione e l'avvio normale del ricevitore, che potrà quindi essere abbinato a nuovi (o gli stessi) trasmettitori con la procedura descritta qualche paragrafo indietro. Per il normale utilizzo, prima di alimentare il circuito dovete impostare J1 in base alla modalità desiderata per l'uscita: chiudete quindi i relativi pin-strip se volete la modalità bistabile, altrimenti lasciateli aperti. Alimentate quindi il ricevitore, che sarà pronto per essere installato e utilizzato. □



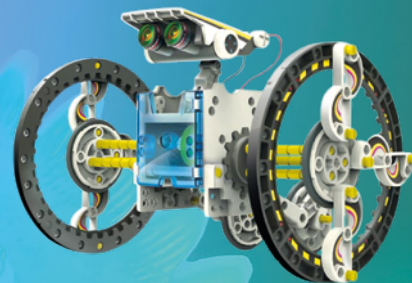
COSA OCCORRE ?

Codice	Descrizione	Prezzo € IVA inclusa
FT1703K	Ricevitore radio 2 CH 433 MHz	23,00
EMYTX1	Radiocomando 1 canale	11,00
EMYTX2	Radiocomando 2 canale	12,00

IL MATERIALE VA RICHIESTO A:

Futura Elettronica, Via Adige 11, 21013 Gallarate (VA)
Tel: 0331-799775 - www.futurashop.it

SERVOMOTORI, INDISPENSABILI PER GLI APPASSIONATI DI ROBOTICA!



INGRANAGGI IN METALLO

cod. MC946R

€ 8,50



SERVO ANALOGICO AD ALTE PRESTAZIONI CON ROTAZIONE DI 180°

- Coppia di torsione: 10,5kg/cm (4,8V), 13kg/cm (6V)
- Velocità a 4,8V: 0,20sec/60° senza carico, velocità a 6V: 0,17sec/60° senza carico
- Alimentazione: da 4,8 a 7,2V
- Dimensioni: 40,7x19,7x42,9mm
- Peso: 55g

cod. SERVO213

€ 11,00



SERVO ANALOGICO CON ROTAZIONE DI 180°

- Coppia di torsione: 13kg/cm (4,8V) - 15kg/cm (6V)
- Velocità a 4,8V: 0,20sec/60° senza carico, velocità a 6V: 0,16sec/60° senza carico
- Alimentazione: da 4,8 a 6V
- Dimensioni: 40,6x39,5x20mm
- Peso: 55g

cod. MC996R

€ 9,00



SERVO ANALOGICO CON ROTAZIONE DI 360°

- Coppia di torsione: 9,4kg/cm (4,8V) - 11kg/cm (6V)
- Velocità a 4,8V: 0,19sec/60° senza carico, velocità a 6V: 0,15sec/60° senza carico
- Alimentazione: da 4,8 a 6V
- Dimensioni: 42,7x40,9x20mm
- Peso: 55g

cod. SERVO860M9C

€ 9,00



MINI SERVO ANALOGICO CON ROTAZIONE CONTINUA DI 360°

- Coppia di torsione: 1,8kg/cm (4,8V)
- Rapporto di riduzione: 320:1
- Alimentazione: da 4,8 a 6V
- Dimensioni: 22,6x32x12mm
- Peso: 12g

cod. SERVO09METAL

€ 9,00



MINI SERVO ANALOGICO CON ROTAZIONE DI 180°

- Coppia di torsione: 1,8kg/cm (4,8V)
- Rapporto di riduzione: 320:1
- Velocità a 4,8V: 0,12sec/60° senza carico
- Alimentazione: da 4,8 a 6V
- Dimensioni: 22,6x11,8x26,7mm
- Peso: 12g

INGRANAGGI IN PLASTICA

cod. SERVO214

€ 8,50



SERVO ANALOGICO CON ROTAZIONE DI 120°

- Coppia di torsione: 13kg/cm (4,8V) - 15kg/cm (6V)
- Velocità a 4,8V: 0,20sec/60° senza carico, velocità a 6V: 0,16sec/60° senza carico
- Alimentazione: da 4,8 a 6V
- Dimensioni: 54,2x39,5x20mm
- Peso: 55g

cod. SERVO860LC

€ 9,90



SERVO ANALOGICO CON ROTAZIONE CONTINUA DI 360°

- Coppia di torsione: 5,5kg/cm (4,8V)
- Velocità a 4,8V: 0,22sec/60° senza carico
- Alimentazione: da 4,8 a 6V
- Dimensioni: 40x39,1x20mm
- Peso: 38g

cod. SERVO209

€ 8,00



SERVO ANALOGICO CON ROTAZIONE DI 180°

- Coppia di torsione: 5,5kg/cm (4,8V) - 6,5kg/cm (6V)
- Velocità a 4,8V: 0,19sec/60° senza carico, velocità a 6V: 0,15sec/60° senza carico
- Alimentazione: da 4,8 a 6V
- Dimensioni: 40,6x39,5x20mm
- Peso: 42,5g

cod. SERVO207

€ 9,90



MINI SERVO ANALOGICO CON ROTAZIONE DI 180°

- Coppia di torsione: 2,3kg/cm
- Velocità: 0,18 sec/60°
- Alimentazione: da 4,8 a 6V
- Dimensioni: 28,5x13,3x30,6mm
- Peso: 17g

cod. SERVO206

€ 7,50



MINI SERVO ANALOGICO CON ROTAZIONE DI 180°

- Coppia di torsione: 1,2kg/cm (4,8V) - 1,5kg/cm (6V)
- Velocità a 4,8V: 0,12sec/60°, velocità a 6V: 0,11sec/60°
- Alimentazione: da 4,8 a 6V
- Dimensioni: 22,5x12x29mm
- Peso: 9g

Non farti sfuggire nulla!

Con le mini telecamere riprendi tutto,
in ogni momento
e in ogni situazione.

Action Camera Wi-Fi 4K

Action camera a colori con sensore da 5 Megapixel in grado di effettuare riprese da 4k visualizzabili sul display a colori da 2". Dispone di connessione Wi-Fi e USB, uscita video micro HDMI per visualizzare direttamente le immagini e i video registrati su un televisore, obiettivo grandangolare 140°, microfono integrato ad alta sensibilità e slot per micro SD card. Viene fornita con batteria ricaricabile da 1050 mAh, custodia a tenuta stagna (IPX68) e varie staffe di fissaggio. Tramite l'App "DENVER ACK-8062W" scaricabile per Android o iOS, e attivando il Wi-Fi dell'Action camera, è possibile, tramite Wi-Fi, vedere sul proprio smartphone le immagini riprese in diretta. I video real time e le immagini vengono salvate su una memoria micro SD card HC (max. 64 GB - non inclusa) da inserire nell'apposito slot.



Full HD
1080

cod. ACK8062W

€ 69,00

CON CONTENITORE
ERMETICO
PER RIPRESE
SUBACQUEE

Penna con telecamera full HD

Penna dal design elegante di colore nero-alluminio dotata di telecamera ad alta risoluzione in grado di effettuare riprese audio video o scattare fotografie di alta qualità. Registrazione tramite micro SD Card (Acquistabile separatamente).

Full HD
1080

cod. FR830

€ 38,00



Telecamera a bottone con telecomando

Telecamera CMOS a colori da 2 Megapixel con batteria ricaricabile integrata. Indossabile e di piccole dimensioni è facilmente occultabile grazie all'obiettivo a forma di bottone. Utilizzabile anche come webcam, dispone di slot per micro-SD card, interruttore on/off e radiocomando che permette di avviare o fermare la registrazione video, senza che nessuno se ne accorga. È in grado di effettuare registrazioni video (AVI) con risoluzione 1920x1080 pixel e salvarle direttamente su micro-SD card max. 128 GB (acquistabile separatamente).



cod. FR825

€ 80,00

Full HD
1080

Mini telecamera Action sport Full HD

A colori con audio. Può essere utilizzata per riprese sott'acqua, grazie all'involucro ermetico trasparente fornito in dotazione. La telecamera integra un magnete che consente di fissarla facilmente a qualsiasi superficie metallica e dispone di staffa di fissaggio ruotabile di 360°.

SOLO
26x26
x26
mm



cod. FR834

€ 33,00



CON CONTENITORE
ERMETICO PER RIPRESE
SUBACQUEE

Full HD
1080



Prezzi IVA inclusa.



cod. CP756

€ 19,90

Full HD
1080

Mini telecamera action sport

A colori con audio con angolo di ripresa di 140°, 5 LED IR per la visione notturna, funzione Motion Detection, attacco per cinghia e staffa di supporto ruotabile di 360°. Può essere utilizzata anche come Webcam.



SOLO
23x23
x23
mm

WIRELESS

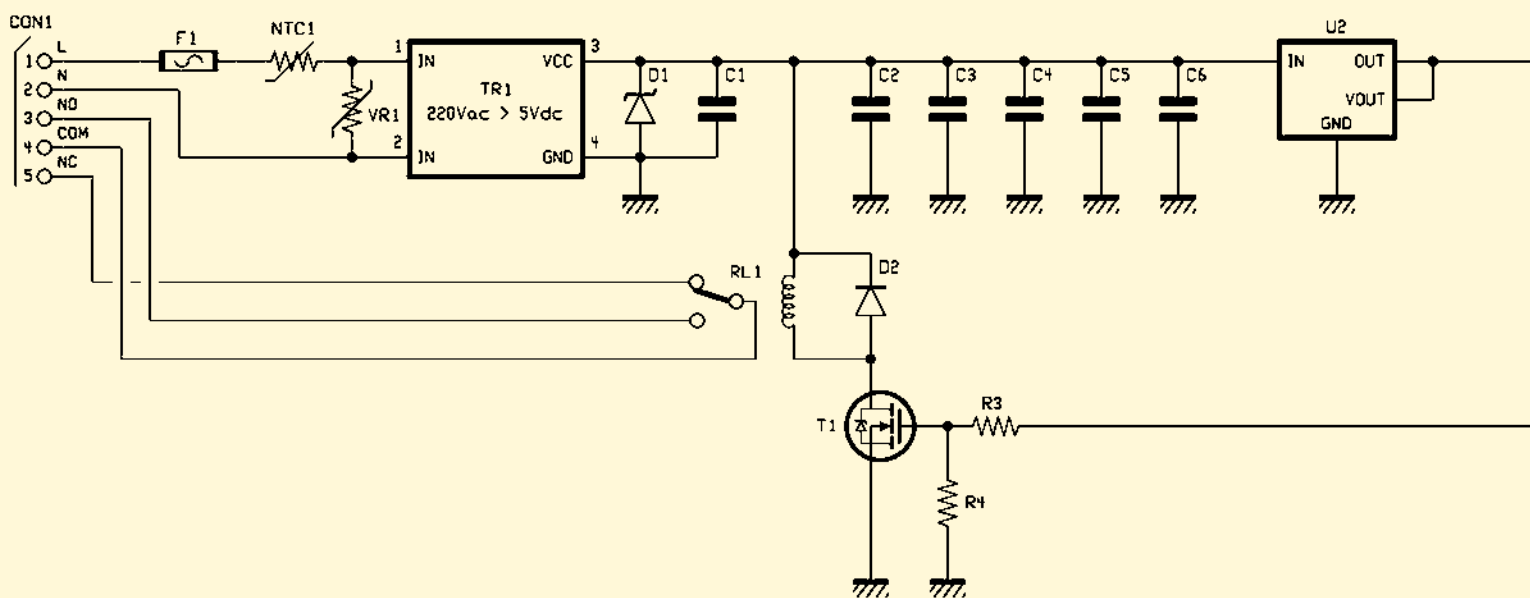
CRONO RELÉ WIRELESS

di MAURIZIO ŠKERLIČ



Consente il controllo dell'impianto di riscaldamento domestico gestendo la caldaia da remoto tramite Wi-Fi, anche in ambienti senza precedenti sistemi di automazione integrati.

Dopo aver pubblicato in passato innumerevoli progetti di dispositivi domotici abbiamo reputato opportuno ampliare la famiglia, accontentando i lettori appassionati delle nuove tecnologie, proponendo nel numero 276 di Elettronica In un Cronotermostato smart Wi-Fi, il quale grazie alle sue innumerevoli funzionalità permette di ottimizzare l'uso dell'energia per il riscaldamento in casa. Con la programmazione di orari specifici si riducono gli sprechi energetici quando si è fuori casa o durante la notte. Questo si traduce in bollette più basse e in un impatto ambientale ridotto. In questo numero vi proponiamo la sua espansione il Crono relé wireless che in abbinamento al Cronotermostato smart

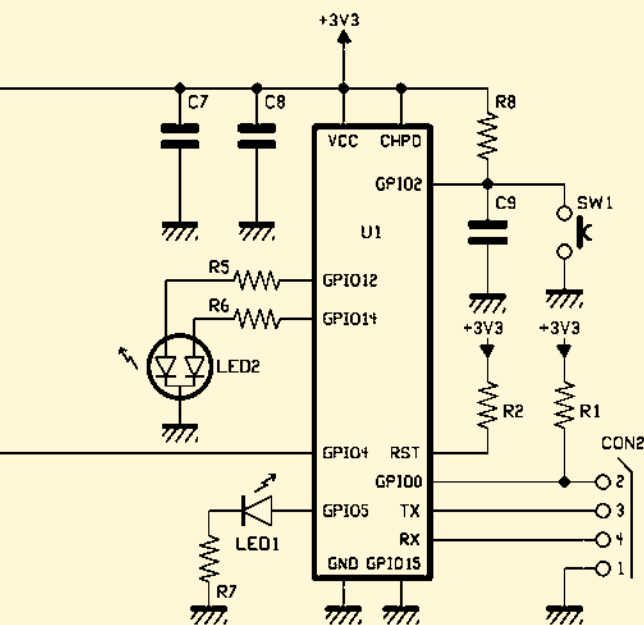


permette di controllare l'impianto di termoregolazione da ogni punto dell'abitazione, anche in quelle più datate dove in fase di progettazione non avevano previsto nessun dispositivo di controllo. Ad esempio chi ha una casa in montagna con un impianto di riscaldamento autonomo con valvole termostatiche sui radiatori, potrebbe utilizzare il nostro Cronotermostato smart per accendere la caldaia e impostare la temperatura desiderata prima di partire dalla casa di città e all'arrivo trovarla già calda. In questo esempio l'impianto è datato e in fase di progettazione non avevano previsto l'utilizzo di un cronotermostato e di conseguenza non hanno neanche tirato i fili conduttori dalla caldaia al vano abitativo. Questo è un tipico scenario dove il problema viene risolto abbinando al cronotermostato il nostro Crono relè wireless semplice da realizzare e facile da installare.

SCHEMA ELETTRICO

Il cuore del circuito è basato sul popolare modulo Wi-Fi per progetti IoT (Internet of things) ESP8266 nella versione ESP07 provvisto di un'antenna in ceramica a montaggio superficiale e di un connettore U.FL per il collegamento di un'antenna esterna Wi-Fi a 2,4 GHz per estendere il raggio di portata del segnale. Anche se il modulo possiede già un'antenna ad alte prestazioni, migliore di quelle stampate su PCB, lo abbiamo scelto perché permette anche il collegamento di un'antenna esterna opzionale, essenziale sapendo che il Crono

relè wireless verrà installato vicino alla caldaia, che di solito si trova nel seminterrato o in cantina, dove la copertura del segnale Wi-Fi è debole poiché distante dal router oppure ostacolato da barriere architettoniche. Inoltre il modulo supporta l'*antenna diversity* una tecnica di radiocomunicazione in cui l'onda portante viene instradata lungo diversi percorsi di propagazione. Lo scopo principale della ricezione *diversity* è quello di attenuare il cosiddetto "*multipath dropout*", cioè quando sia il segnale RF diretto che quello riflesso raggiunge la stessa antenna in tempi diversi. Poiché il segnale riflesso viaggia più a lungo del segnale diretto, questi arriva con un leggero ritardo e fuori fase con il segnale diretto. Questo può produrre delle perdite e un livello significativamente ridotto del segnale che arriva all'antenna ricevente. Per raggiungere questo obiettivo si utilizzano più antenne riceventi, detta tecnica di *reception diversity*. I migliori risultati si ottengono con antenne posizionate ad una distanza superiore alla lunghezza d'onda, tuttavia anche distanze inferiori danno risultati apprezzabili. L'alimentazione viene fornita dal trasformatore switching, nello schema elettrico siglato TR1, la cui tensione in uscita di 5 V viene filtrata dai condensatori C1, C2 e C3 i quali forniscono pure una riserva di energia in condizioni estreme di funzionamento dell'ESP8266, cioè quando il segnale è debole e deve trasmettere alla massima potenza. I condensatori elettrolitici all'interno del trasformatore TR1 sono protetti dalle extracorrenti di



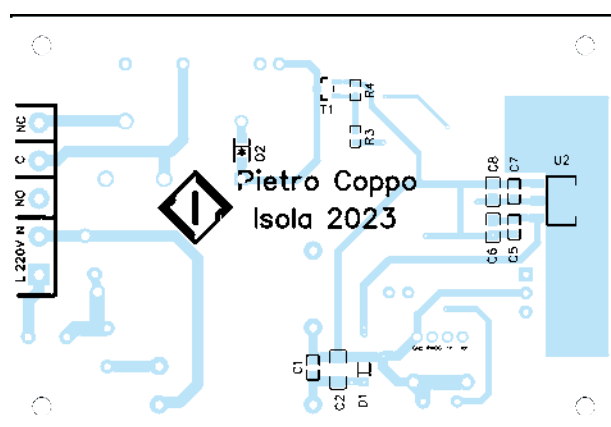
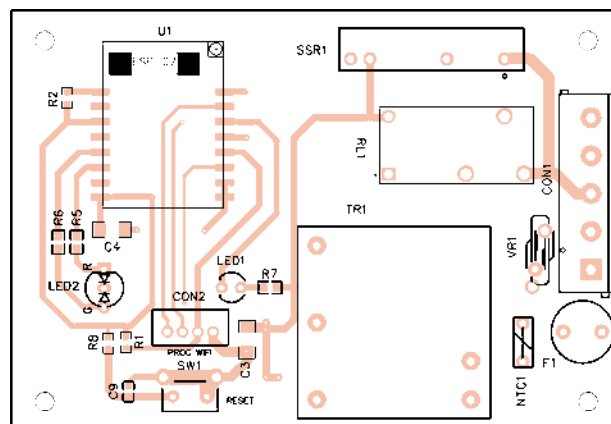
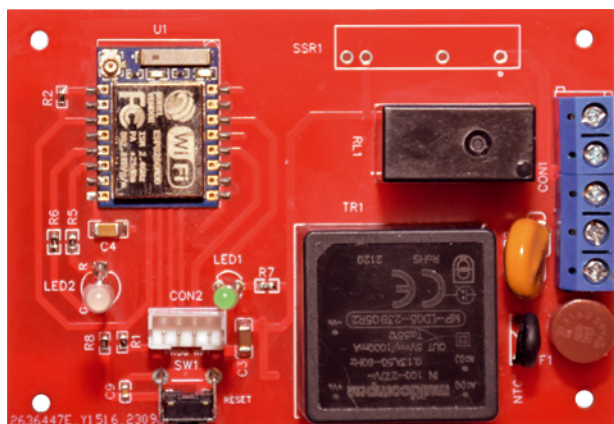
carica durante l'accensione dal termistore NTC (Negative Temperature Coefficient), siglato NTC1, la cui resistenza decresce con l'aumentare della temperatura. L'entrata è protetta da un fusibile F1 e da un varistore VR1 che blocca le extratensioni indotte sulla rete elettrica. Il diodo TVS SMF5.0A, nello schema elettrico siglato con D1, è un soppressore di tensioni transitorie e protegge in caso di malfunzionamento del trasformatore i circuiti alimentati sull'uscita. La tensione di 5 V, prelevata dal trasformatore, viene abbassata a 3,3 V da un regolatore lineare NCP1117, nello schema elettrico siglato U2, la cui tensione sui piedini 3 di entrata viene disaccoppiata e filtrata dai condensatori ceramici C4, C5 e C6, mentre la tensione sui piedini di

uscita 4 e 2 dai condensatori C7 e C8. Il piedino di reset, pin 1 di U1, viene tenuto ad alto livello dalla resistenza R2. Il pulsante SW1 collegato al piedino 11 GPIO2 di U1 serve a reimpostare le impostazioni di fabbrica. Nel caso dimenticaste la password di sistema, schiacciando per più di cinque secondi SW1, questa verrà sostituita con quella di default 123456789. La resistenza R8 tiene ad alto livello il piedino 11 GPIO2 di U1 e assieme al condensatore C9 formano un filtro anti rimbalzo RC per il pulsante SW1. Il connettore CON2 serve a programmare U1, il quale viene posto in modalità di programmazione in fase di accensione ponendo il piedino 12 GPIO0 a basso livello per un secondo. Questo lo possiamo fare collegando sul piedino 2 di CON2 un pulsante verso massa il quale è mantenuto ad alto livello dalla resistenza R1.

Il piedino 14 GPIO4 attraverso la resistenza R3 va a pilotare il transistor mosfet T1 che a sua volta va a pilotare il relè RL1. La resistenza tra gate e source di T1 serve a mantenere interdetto il transistor mosfet anche in assenza di segnale. Il diodo in parallelo alla bobina del relè RL1 serve a bloccare le extratensioni prodotte dall'avvolgimento durante lo spegnimento del relè e proteggere il transistor mosfet T1. Alle volte il rumore di commutazione del relè elettromeccanico, in alcune applicazioni, può risultare fastidioso, inoltre la commutazione di carichi induttivi o capacitivi possono provocare disturbi elettromagnetici ad altri dispositivi o apparecchi nelle vicinanze. Per questi motivi abbiamo pensato di predisporre sul circuito stampato la possibilità di montare, al posto del relè elettromeccanico, un relè allo stato solido di tipo D3MB-202P siglato SSR1. I piedini 5 e 6 di U1 sono programmati come uscite e pilotano il diodo LED bicolore rosso/verde, nello schema elettrico siglato con LED2, mentre le resistenze R5 e R6 servono a limitare la corrente che scorre nei

CARATTERISTICHE DEL CRONO RELÉ WIRELESS

- Collegamento tramite rete Wi-Fi
- Impostazione numero IP fisso o dinamico
- Indicazione LED dello stato della connessione Wi-Fi
- Indicazione LED dell'attivazione del relè
- Predisposizione per il montaggio di un relè allo stato solido
- Ripristino sistema con pulsante (reset password)
- Antenna esterna 2,4 GHz per aumentare la copertura Wi-Fi
- Impostazioni tramite pagina web
- Aggiornamento firmware via etere
- Protezione sovracorrenti e sovratensioni
- Pilotaggio pompe o valvole di zona
- Contenitore montaggio a parete
- Carico max 200W



Elenco Componenti:

R1, R2, R4, R8: 10 kohm (0603)
 R3: 4.7 kohm (0603)
 R5, R6: 200 ohm (0603) - Vedi Testò
 R7: 620 ohm (0603) - Vedi Testò
 C1: 1uF 10 VL ceramico (0603)
 C2, C3, C4: 100 uF 6.3 VL ceramico (1206)
 C5, C7, C9: 100 nF ceramico (0603)
 C6, C8: 10 uF 10 VL ceramico (0805)
 T1: BSS138 (SOT23-3)
 U1: ESP07-16PIN
 U2: NCP1117ST33T3G (SOT-223)

D1: SMF5.0A (SOD-123)
 D2: 1N4148 (SOD-123)
 LED1: LED 3 mm verde
 LED2: LED 3 mm verde/giallo
 NTC1: NTC 10 ohm 2A
 F1: Fusibile 1A 250V TR5
 VR1: Varistor 275V 10mm
 RL1: Relè ALQ105/PCH-105D2H
 TR1: Trasformatore 220V-5V
 RAC05-05SK
 CON1: Morsetto 5 poli 5 mm

CON2: Connettore JST maschio 4 vie 2 mm
 SW1: Pulsante 7 x7 x 3 angolo retto
 SW2: Pulsante 6x6x5
 SSR1: Relè stato solido D3MB-202P
 1 x cavetto adattatore U.FL a RP SMA femmina.
 1 x Antenna Wi-Fi omnidirezionale bibanda 3 dB
 2,4 Ghz/5 GHz attacco RP-SMA maschio.

Varie:
 - Circuito Stampato S1726 (77x53 mm)

due diodi. Questo diodo LED indica lo stato della connessione del Crono relè wireless alla rete Wi-Fi. All'accensione il diodo lampeggia di colore rosso per indicare che il dispositivo non è connesso alla rete Wi-Fi, e diventa di colore verde a connessione avvenuta. A scopo informativo vi diciamo che il diodo LED lampeggia di colore rosso unicamente se viene a mancare la connessione Wi-Fi con il router di casa, se invece a mancare è la connessione a internet oppure quella con il vostro provider il diodo LED sarà sempre verde. Difatti il Crono relè

wireless abbinato al Cronotermostato smart per funzionare non necessita di una connessione alla rete internet ma solo di una connessione Wi-Fi, che gli permette di funzionare anche in abitazioni dove la connessione a internet non esiste o non è fattibile. Quando il diodo LED diventa verde il Crono relè wireless si mette all'ascolto e aspetta i comandi provenienti dal numero IP memorizzato proveniente dalla porta impostata. Il secondo diodo LED, siglato LED1, collegato al piedino 14 GPIO5 segnala lo stato del relè, illuminandosi

all'eccitazione di RL1. La resistenza R7 invece limita la corrente che scorre attraverso LED1.

Il valore delle tre resistenze limitatrici di corrente R5, R6 e R7 devono essere calcolate a seconda della corrente assorbita dai singoli diodi LED, utilizzando la formula della legge di Ohm.

$$R = \frac{U_R}{I_L}$$

Dove, R è il valore della resistenza da porre in serie al diodo LED; U_R è la caduta di tensione ai capi della resistenza R e I_L è la corrente assorbita dal diodo LED che è uguale a quella che fluisce attraverso la resistenza R . Poniamo di avere un diodo LED che assorba una corrente di $I_L = 15$ mA che espressa in ampere equivale a 0,015 A e la sua tensione di funzionamento è di 2 V. Se l'alimentazione è di 3,3 V, per alimentare il diodo LED con 2 V, sulla resistenza R si dovrà avere una caduta di tensione $U_R = 3,3 \text{ V} - 2 \text{ V} = 1,3 \text{ V}$.

Inserendo i valori nella formula otteniamo un valore per R pari a 86,66 ohm.

Essendo questo un valore non standard, andremo a scegliere una resistenza il cui valore standard si avvicina il più possibile a questo per eccesso. Scegliendo una resistenza con valore di 100 ohm la corrente che fluirà attraverso il diodo LED sarà di 13 mA ossia minore di quella massima consentita dalla casa costruttrice per il LED cioè 15mA.

Nel nostro prototipo i valori delle resistenze sono state calcolate per soddisfare le correnti di assorbimento dei diodi LED che noi abbiamo trovato in commercio, e sono diversi dai valori dei diodi LED che troverete o userete voi.

Tenete conto che i diodi all'interno dei diodi LED bicolore non sempre assorbono la stessa corrente, ad esempio il diodo verde può assorbire 30 mA mentre il rosso 20 mA, quindi le resistenze di limitazione avranno valori diversi.



Fig. 1
Cavetto adattatore da U.FL a RP SMA femmina per antenna Wi-Fi esterna.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per la saldatura dei componenti consigliamo uno stagno di ottima qualità e una pasta saldante per componenti SMD che non lasci residui. Come sempre per il montaggio dei componenti suggeriamo l'utilizzo di un saldatore stilo a punta sottile con potenza non troppo elevata (20 - 25 W), in alternativa una stazione ad aria calda, e del filo di lega saldante possibilmente non superiore a 0,7 - 0,8 mm di diametro. Consigliamo inoltre di usare un fluxante di ottima qualità che non lascia scorie residue, utile soprattutto se usate leghe saldanti senza piombo che notoriamente aderiscono con difficoltà. Per posizionare i componenti aiutatevi con delle pinzette a punta fine possibilmente amagnetiche altrimenti i componenti saranno attratti dalle punte delle pinzette magnetizzate complicandovi il lavoro. Come al solito montate per primi i componenti a profilo basso e successivamente quelli a foro passante con profilo più alto. Fate attenzione al corretto posizionamento dei semiconduttori nonché il corretto orientamento dei componenti polarizzati come visibile nel piano di montaggio.

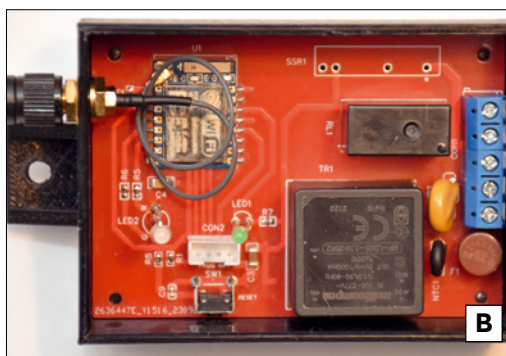
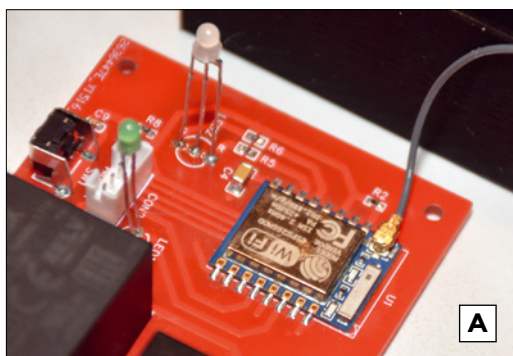
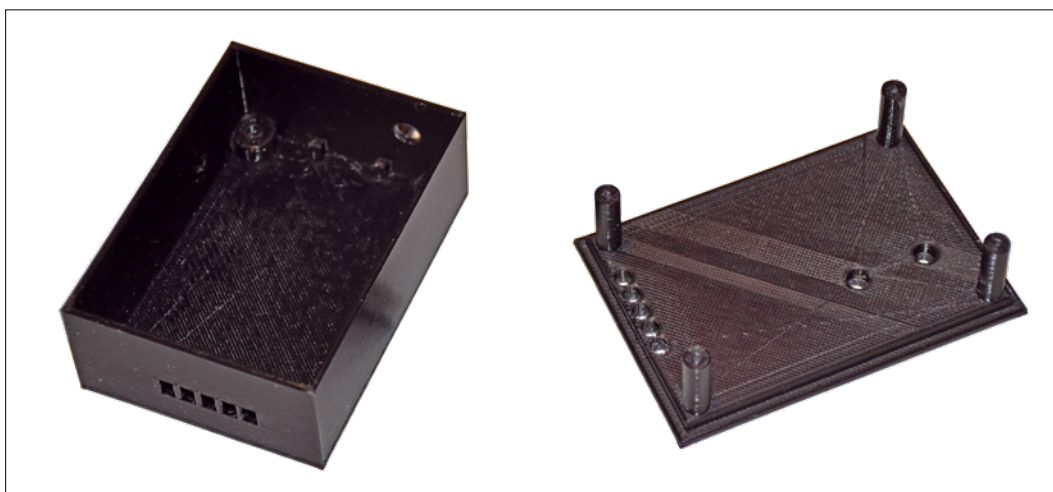


Fig. 2
Montaggio del connettore U.FL (A) e dell'antenna Wi-Fi sul contenitore (B).

Fig. 3
 Contenitore
 stampato con la
 stampante 3D.



Fate attenzione nel saldare il modulo ESP07 affinché non si formino ponti di stagno tra i piedini. Per montare correttamente i due diodi LED fissate provvisoriamente il circuito stampato sul coperchio del contenitore con i due diodi inseriti nei corrispondenti fori e quando sono perfettamente in posizione saldate i terminali. In questo modo i diodi si troveranno all'altezza giusta. Per ultimo montate il trasformatore TR1. Per installare l'antenna esterna dovete procurarvi un cavetto adattatore U.FL RP SMA femmina, vedi **Fig. 1**. Inserite il connettore U.FL femmina in quello maschio dell'ESP07 facendo molta attenzione a non schiacciarlo lateralmente altrimenti piegandosi non farà più contatto e dovrete sostituire il cavetto, vedi **Fig. 2 A**. Noi consigliamo di posizionare i due connettori U.FL uno sull'altro e con la punta del dito fare una lieve pressione in direzione

perpendicolare al connettore, quando sentite un click significa che è entrato correttamente. Il connettore RP SMA femmina, che si trova all'estremità opposta del cavetto, inseritelo e avvitatelo nell'apposito contenitore, come visibile in **Fig. 2B**. L'antenna con connettore RP SMA maschio verrà avvitata sul connettore RP SMA femmina avvitato al contenitore. Facciamo presente che il contenitore stampato con la stampante 3D che realizzerete scaricando i file STL dal sito web www.elettronica.in.it, è costituito da due parti, vedi **Fig. 3**, che dovranno essere assemblate e avvitate assieme con quattro viti autofilettanti da 2,2 x 9,5 mm. In **Fig. 4** possiamo osservare il crono relè wireless assemblato nel suo contenitore. Per chi ha difficoltà a realizzare il contenitore, oppure non possiede una stampante 3D, può usufruire del servizio di stampa 3D messo a disposizione sul nostro sito all'indirizzo futuranet.it/servizio-di-stampa-3d e chiedere un preventivo. In caso di conferma le stampe 3D verranno spedite nelle 24 ore successive al termine della stampa.

Fig. 4
 Il crono relè
 wireless
 assemblato nel suo
 contenitore.



PROGRAMMAZIONE

Il modulo ESP07 va programmato mediante un adattatore come quello a catalogo Futura elettronica codice prodotto YM203, basato sul chip di conversione USB-TTL CH340G. In alternativa potete usare un qualsiasi convertitore USB TTL, purché compatibile con la logica a 3,3 V, usato per programmare i moduli Arduino mini. Per il collegamento al connettore CON2 del Crono relè wireless fate riferimento alla **Fig. 5**. Ricordatevi di collegare il piedino TX del convertitore USB TTL al piedino 4 del connettore CON2 e il piedino RX del convertitore USB TTL al piedino 3 del con-

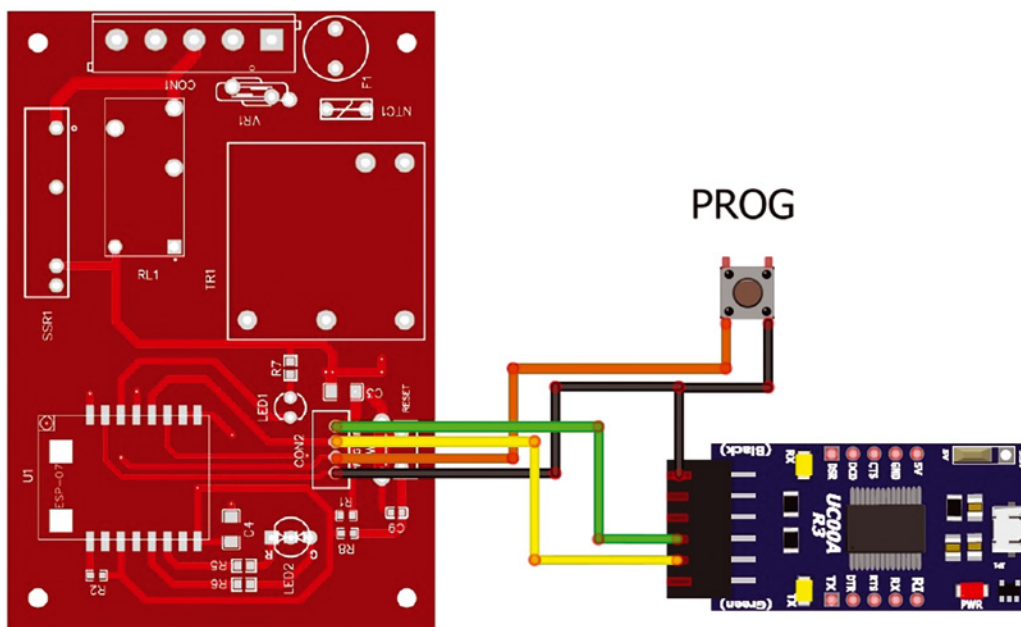
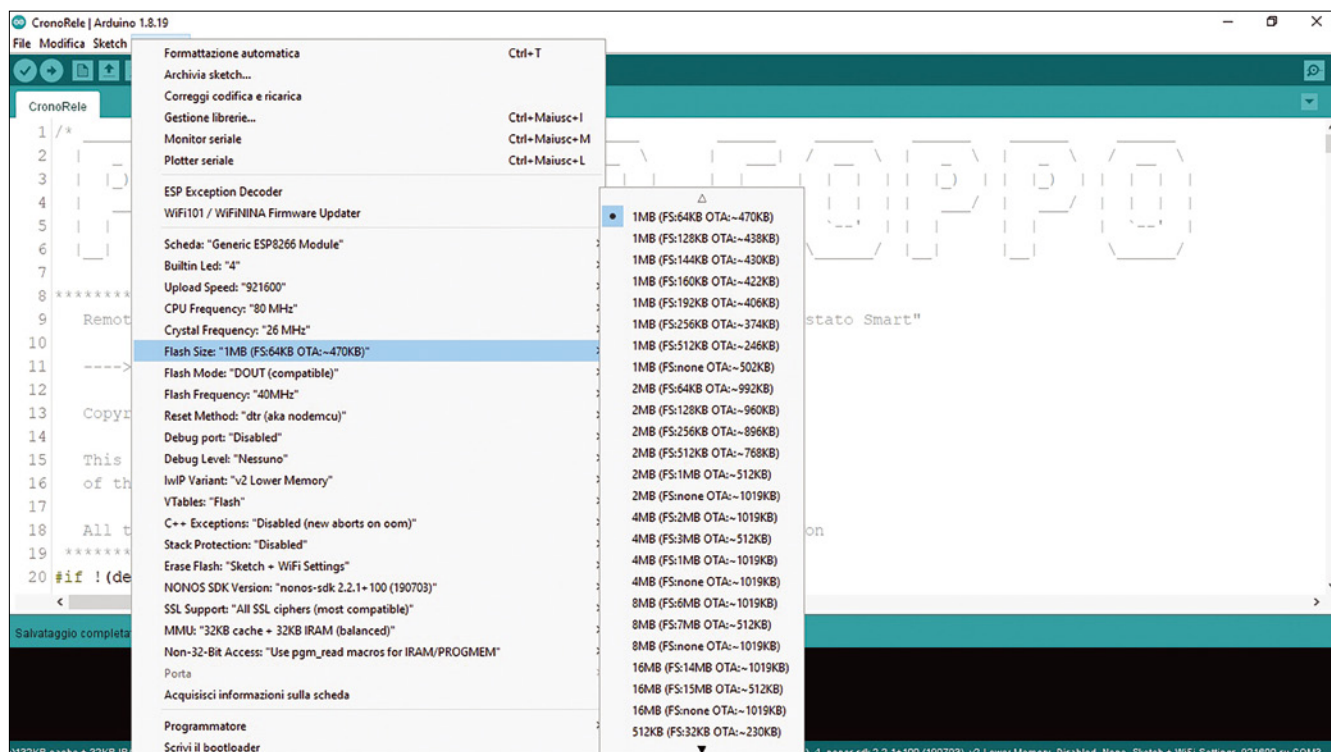


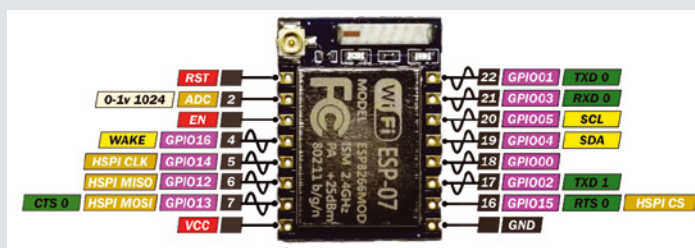
Fig.5
Programmazione
del modulo
ESP32 mediante
il modulo FT232.

nettore CON2. Per mettere l'ESP07 in modalità di programmazione, prima di allacciare il Crono relè wireless alla corrente elettrica, premete il pulsante "Prog" collegato al pin 2 di CON2 e rilasciatelo dopo un secondo. Aprite lo sketch, che scaricherete dal nostro sito web www.elettronica.in.it, nell'ambiente

di sviluppo Arduino Ide dal menu "Strumenti" selezionate la scheda "Generic esp8266 Module", come "Built in led" selezionate "4", dal menu "Upload Speed" selezionate "921600", dal menu "Flash size" selezionate "1M FS:64KB OTA:~470KB", dal menu "Erase flash" selezionate "Sketch + WiFi Settings" e

Fig. 6
Impostazioni in
Arduino Ide per la
programmazione
dell'ESP07.





SPECIFICHE	ESP8266
MCU	Xtensa Single-Core 32-bit L106
Wi-Fi	802.11 b/g/n, HT20
Frequenza Wi-Fi	2.4 GHz - 2.5 GHz (2400M-2483.5M)
Sicurezza	WPA/WPA2
Crittografia	WEP, TKIP, AES
Bluetooth	NO
Frequenza	80 MHz
SRAM	< 36 KB
FLASH	SPI Flash 1 MB
Antenna	Supporta "antenna diversity"
Temperatura di funzionamento	- 40°C ~ +125°C

dal menu "NONOS SDK Version" selezionate "nonos-sdk 2.2.1+100 (190703)" gli altri campi lasciateli invariati, come visibile in **Fig. 6**.

Per quanto riguarda la configurazione della versione NONOS SDK, dalla documentazione che si trova online si evince che la versione "nonos-sdk 2.2.1+61 (190313)" consente la connessione utilizzando il protocollo IEEE 802.11n, le successive revisioni della versione 2.2.x non lo fanno, anche se affermano di farlo.

La versione "nonos-sdk 2.2.1+100 (190703)" che vi abbiamo consigliato noi è quella che da molti è ritenuta la più stabile in assoluto.

Lo sketch del prototipo è stato compilato utilizzando il package core ESP8266 versione 3.1.2 e le librerie "ArduinoJson" versione 6.2.1.3, "IoTWebConf" versione 3.2.1 e "WebSockets" versione 2.4.0.

UTILIZZO DEL CRONO RELÈ WIRELESS

Una volta compilato e caricato il firmware nella flash dell'ESP07 al riavvio il modulo diventa un punto di accesso. Con uno smartphone, un tablet oppure un PC fate una scansione della rete Wi-Fi, selezionate la rete con SSID *ChronoRelay* e inserite la password predefinita 123456789.

Si avvierà automaticamente il browser visualizzando la pagina html iniziale del Crono relè wireless, visibile in **Fig. 7**. Cliccando sul pulsante *Configurazione* potrete configurare le impostazioni di sistema, come visibile in **Fig. 8**.

Nella casella *AP password* inserite la password di accesso al sistema, nella casella *WiFi SSID* inserite il nome della vostra rete Wi-Fi domestica cioè quella del vostro router, nella casella *WiFi password* inserite la password della rete Wi-Fi domestica, spuntate la casella *Enable static IP*, nella casella *IP address* inserite il numero IP che volete assegnare al Crono relè wireless, nella casella *Subnet mask* inserite la maschera di rete della vostra rete domestica e nelle casella *Gateway* e *DNS* inserite il numero IP del vostro router.

Per abbinare il Crono relè wireless al Cronotermostato smart dovete impostare su entrambi i dispositivi la stessa porta di comunicazione, ad esempio la 30000, nella casella *Remote IP* del Crono relè wireless inserite il numero statico del Cronotermostato smart e nel menu *Relè remoto* del Cronotermostato smart inserite il numero IP statico del Crono relè wireless.

Facciamo un esempio: assegniamo al Cronotermostato smart il numero IP statico 192.168.1.20 e al Crono relè wireless il numero IP statico 192.168.1.21. Nel menu *Relè remoto* del Cronotermostato smart inseriamo il numero IP che abbiamo assegnato al Crono relè wireless 192.168.1.21 e il numero della porta 30000. Nella pagina web di configurazione del Crono relè wireless nella casella *Remote IP* inserite il numero IP che abbiamo assegnato al Cronotermostato smart 192.168.1.20 e nella casella *Port number* il numero della porta 30000. Salvate la configurazione cliccando sul pulsante *Apply*, successivamente spegnete e riaccendete il Crono relè wireless e aspettate che finisca di lampeggiare il led rosso. Una volta acceso il led verde, il dispositivo è connesso alla rete Wi-Fi domestica ed è pronto a ricevere comandi dal Cronotermostato smart con il numero IP salvato in precedenza. Assicuratevi che sul cronotermostato sia attivata la funzione *Relè remoto*, impostate una temperatura che attivi il relè, e se avete seguito correttamente le istruzioni, sul Crono relè wireless



Fig. 7
Pagina iniziale del Crono relè wireless.

System configuration

Thing name

WirelessChronoRelay

AP password

WIFI SSID

WIFI password

Startup delay (seconds)

30

Network settings

Enable Static IP: ☐

IP address

0.0.0.0

Subnet mask

0.0.0.0

Gateway

0.0.0.0

DNS

0.0.0.0

Communication settings

Port number:

30000

Remote IP:

0.0.0.0

Reboot device

Reboot device on apply: ☐

Apply

[Firmware update](#)
Firmware config version '1.0 Pietro Coppo Isola 2023'

Fig. 8
Pagina di configurazione del Crono relè wireless.

si accenderà il LED verde indicando l'avvenuta attivazione del relè.
Per tutto il tempo dell'eccitazione del relè, il Cronotermostato smart invia ciclicamente al Crono relè wireless messaggi sullo stato attivo del relè. Se nell'arco di 20 secondi non riceve più nessun messaggio dal cronotermostato per sicurezza il Crono relè wireless disecciterà il relè. Presupponiamo che avvenga un'interferenza radio proprio

nel momento in cui il Cronotermostato smart invia al Crono relè wireless il comando per diseccitare il

Fig. 9
Pagina per l'aggiornamento del firmware.

Firmware:

Sfoglia...

Nessun file selezionato.

Update Firmware

FileSystem:

Sfoglia...

Nessun file selezionato.

Update FileSystem

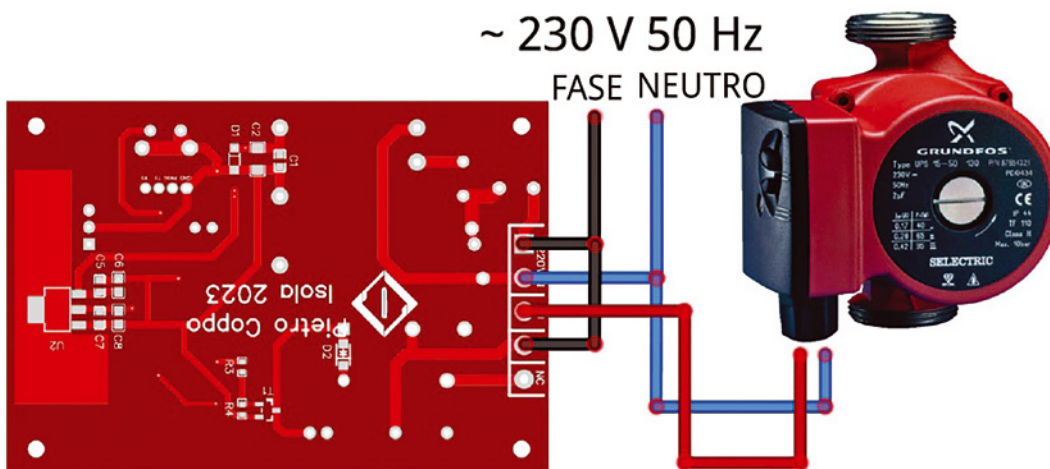
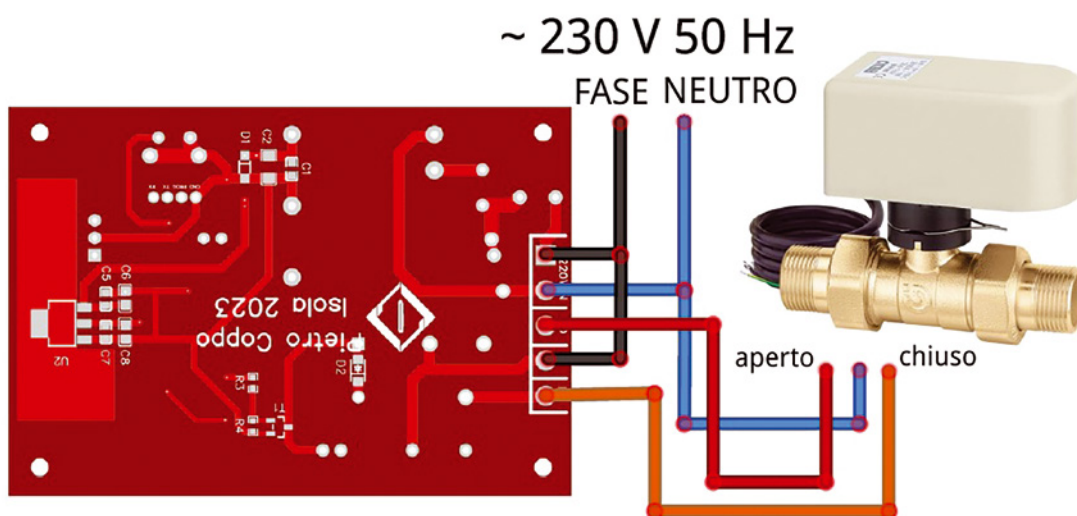


Fig. 10
Cablaggio del Crono relè wireless alla pompa di circolazione dell'impianto di riscaldamento domestico.

Fig. 11
Cablaggio del
Crono relè wireless
alla valvola di zona
dell'impianto di
riscaldamento
domestico.



relè. A causa dell'interferenza il Crono relè wireless non riceverà il comando e il relè resterebbe eccitato tenendo in funzione l'impianto di riscaldamento. Al contrario se l'interferenza scompare il Crono relè wireless riceverà nuovamente i messaggi sullo stato attivo del relè, lo ecciterà e tutto continuerà a funzionerà correttamente. Come avete intuito utilizzando questo metodo di controllo il funzionamento è molto più sicuro.

Nel caso vi dimenticaste la password tenete premuto il tasto reset per 5 secondi, ossia fino a quando entrambi i diodi LED verdi non iniziano a lampeggiare per quattro volte. Il Crono relè wireless si riavvierà ripristinando le impostazioni predefinite e andrà in modalità punto di accesso Wi-Fi. In fondo al menu *Configuration* cliccando sulla scritta *Firmware update* potete accedere alla pagina web per l'aggiornamento del firmware via etere, vedi **Fig. 9**, senza la necessità di aprire il contenitore e collegare il programmatore al con-

nettore CON2. Nella **Fig. 10** è riportato lo schema di cablaggio del connettore CON1 del Crono relè wireless alla pompa di circolazione dell'impianto di riscaldamento domestico, mentre nella **Fig. 11** riportiamo il cablaggio alla valvola di zona. Il piedino 1 e 2 di CON1 vanno collegati rispettivamente alla fase e al neutro della corrente elettrica, il piedino 4 contatto comune del relè alla fase cioè ponticellato con il piedino 1, mentre il piedino 3 contatto normalmente aperto al carico, nel nostro caso la pompa dell'impianto di riscaldamento. Se volete collegarlo a una valvola di zona il piedino 5 contatto NC normalmente chiuso del relè andrà collegato al filo elettrico per la chiusura della valvola di zona mentre il piedino 3 contatto NO normalmente aperto del relè al filo conduttore per l'apertura della valvola di zona.

CONCLUSIONI

Per chi fosse interessato a realizzare da solo lo stampato, facciamo presente che nelle pagine di presettazione di questo numero trovate disponibili per il download i file Gerber del circuito stampato a doppia faccia ottenibile con il servizio PCBPRODUCTION di Futura Elettronica.

Con questo progetto che completa e allo stesso espande le funzionalità del Cronotermostato smart speriamo di aver soddisfatto i lettori che ci seguono e sono appassionati dei dispositivi domotica e delle nuove tecnologie, e volevano realizzare da soli un cronotermostato Smart Open Source affidabile e versatile.

Ricordiamo che il progetto *Cronotermostato smart* fa parte di una serie di moduli e attuatori domotici progettati e realizzati dagli alunni dell'Istituto tecnico Pietro Coppo Isola Slovenia.



COSA OCCORRE ?

Codice	Descrizione	Prezzo € IVA inclusa
ESP12F	Modulo ESP8266 con antenna integrata	7,50
YM203	Programmatore per ESP8266	2,50
PCBPRODUCTION	Servizio realizzazione PCB (il costo dipende dalle dimensioni)	

I restanti componenti sono di facile reperibilità.

IL MATERIALE VA RICHIESTO A:

Futura Elettronica, Via Adige 11, 21013 Gallarate (VA)
Tel: 0331-799775 - www.futurashop.it

L'ENERGIA PULITA che ti fa risparmiare!

Pannelli solari monocristallini semirigidi 12V



Sono composti da singoli e sottilissimi strati di cristallo di silicio che opportunamente trattati aumenta la loro conduzione. Le celle che compongono il pannello monocristallino sono facilmente riconoscibili grazie al loro colore molto scuro. La purezza del silicio che compone le celle monocristalline permette di ottenere la massima efficienza energetica e grazie a questa caratteristica è possibile installare un numero di pannelli inferiore rispetto ai tradizionali, permettendo così di occupare superfici meno estese. L'alta qualità del materiale utilizzato permette di avere una durata maggiore del pannello.

Pannelli solari monocristallini rigidi 12V



Regolatori di carica per pannelli fotovoltaici a 12 e 24V

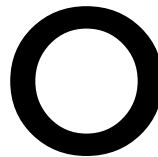


Prezzi IVA inclusa.

LA SVEGLIA CONNESSA CON IL TRAFFICO IN TEMPO REALE



di **DANIEL SCAINI**



Oggi giorno affidiamo a soluzioni come Google maps il compito di programmare ogni aspetto del nostro viaggio soprattutto se non conosciamo nulla sul tragitto o le sue condizioni di traffico in determinate fasce orarie.

Una funzionalità spesso sottovalutata che però è utile nella gestione e ottimizzazione del tempo e nel caso in cui siamo vincolati ad un dato orario di arrivo. Ovviamente per essere sicuri di avere costantemente il controllo preciso sul traffico e sulla situazione viabilità sarebbe necessario eseguire più di una stima del percorso, magari una volta ogni due ore.

In questo articolo ci prefissiamo questo compito, ovvero cercare di emulare e riprodurre questi due comportamenti: calcolo della strada sfruttando un IA e ripetere questo calcolo ogni tot per evitare di perderne il controllo.

Il tutto sarà calato all'interno di una normalissima sveglia digitale. Per far ciò ci avvaliamo di un ESP32 con display touch per mostrare l'orario locale ed eventualmente la sveglia che ci avviserà quando è ora di partire per arrivare entro l'orario prefissato. Attraverso una pagina web fornita direttamente dal modulo WiFi, sarà possibile indicare il punto di partenza e di arrivo, nonché impostare l'orario a cui si vuole arrivare. Per facilitare tutte le operazioni sarà possibile collegarsi alla pagina web leggendo direttamente l'indirizzo IP sul display. Una volta impostato, all'interno del display nella parte bassa apparirà un alert, sempre visibile, comprensivo di data di partenza per poter raggiungere la destinazione all'orario prefissato. Dieci minuti prima della partenza prevista (valore impostato nel codice), la sveglia cambierà colore cominciando a lampeggiare, evidenziando il fatto che siamo nella fascia corretta di partenza. Superata l'ora prefissata di partenza la sveglia comincerà a lampeggiare di rosso segnalando appunto ritardo sulla tabella di marcia impostata. Successivamente la sveglia si riprogrammerà automaticamente per il giorno seguente. Per poter realizzare il progetto, oltre all'hardware necessitiamo anche di un'importante parte software. Questa sarà composta da un server con il quale sincronizzare l'orario, detto anche server NTP e di un servizio di API che esponga la funzionalità di calcolo del tragitto tramite ia.

HARDWARE

L'hardware su cui ci basiamo, che potete trovare nello store di Futura Elettronica, è un ESP32-S3 con display TFT 3.5"

Grazie a un ESP32 e alle API di Microsoft, conosciamo in anticipo il tempo di percorrenza tra due punti per evitare il traffico e partire per tempo.

Lo smart-display con ESP32-S3 è un display intelligente con touchscreen capacitivo e controller grafico ILI9488 distribuito da Futura Elettronica con il codice ESP32S335D.

Si tratta di un TFT da 3,5 pollici interfacciato al modulo ESP32-S3, il quale dispone a bordo scheda di uno slot per microSD-

Card, che permette di caricare il programma da eseguire.

Il controller utilizza una linea parallela a 16 bit per la comunicazione con l'ESP32-S3 e può operare con clock fino a 20 MHz, consentendo una riproduzione molto fluida dei video.

Le caratteristiche del modulo sono elencate qui di seguito.

- **Controller:** ESP32-S3-WROOM-1, antenna PCB, 16 MB di flash, 2 MB di PSRAM, ESP32-S3-WROOM-1-N16R2
- **Wireless:** WiFi e Bluetooth 5.0
- **LCD:** LCD TFT da 3,5 pollici
- **Risoluzione:** 480x320 pixel
- **Colore:** RGB
- **Interfaccia LCD:** parallela a 16 bit
- **Driver LCD:** ili9488
- **Sensore:** tattile capacitivo
- **Driver pannello touch:** FT6236
- **USB:** Dual USB Type-C (uno per USB-to-UART e uno per USB nativo)
- **Chip da UART a UART:** CP2104
- **Alimentazione:** USB tipo C 5,0 V (4,0 V ~ 5,25 V)
- **Pulsante:** pulsante Flash e pulsante di ripristino

(codice ESP32S335D). Il core di questa scheda è un processore a 2.4GHz di frequenza con interfacce I2C, I2S, SPI, PWM, UART, USB. (**Fig. 1**)

Presenta 2 USB di tipo C, uno slot per SD-Card e ovviamente è dotato di connettività WiFi e Bluetooth.

Un altro aspetto non trascurabile è sicuramente la memoria, che si divide in Flash, RAM oppure EEPROM.

Sfrutteremo quest'ultima, *Electrically Erasable*

Programmable Read Only Memory, per poter immagazzinare le informazioni utili al funzionamento del programma.

Il display ha un touch screen capacitivo e sfrutta il controller grafico ILI9488 e interfacciamento SPI. Quest'ultima caratteristica lo rende decisamente migliore di altri display con comunicazione parallela.

Arduino IDE ci mette a disposizione una libreria molto importante per poter interagire con questo schermo. Una volta aperto il nostro IDE entriamo nella Gestione Librerie e andiamo ad installare la versione 1.1.2 di LovyanGFX.

L'uso di questa libreria è veramente elementare: si crea un oggetto LGFX, si inizializza, si settano alcuni parametri, che vedremo dopo, e questo diventa la "tela" su cui possiamo disegnare o scrivere.

Un esempio può essere il seguente: (**Listato 1**)

Ci sono anche altre entità, come per esempio le Sprite, ma servono in caso di utilizzi più avanzati.

LE CLASSI E LA PROGRAMMAZIONE OOP

Svilupperemo questo progetto non più attenendoci alla programmazione classica top down ma bensì applicando i concetti della programmazione ad oggetti. Ma cos'è?

La programmazione ad oggetti (OOP=Object Oriented Programming) è basata sull'idea di costruire una serie di oggetti in grado di interagire vicendevolmente scambiandosi messaggi, ma rimanendo ognuno nel proprio stato e con i propri dati così come avviene nel mondo reale.

Per "scambio di messaggi" s'intende la capacità degli oggetti di chiamare i metodi pubblici di altri oggetti, per esempio passandogli dati da elaborare e ricevendo il risultato della loro elaborazione.

A differenza della programmazione procedurale,

Fig. 1
Lo smart-display che opportunamente programmato realizza la sveglia.



Listato 1

```

#define LGFX_AUTODETECT
#define LGFX_USE_V1
#include <LovyanGFX.hpp>
#include <LGFX_AUTODETECT.hpp>
static LGFX lcd;
static LGFX_Sprite sprite(&lcd);

void setup(void)
{
    lcd.init();
    lcd.setRotation(1);
    lcd.setBrightness(128);
    lcd.setColorDepth(24);
    lcd.drawPixel(0, 0, 0xFFFF);
    lcd.drawFastVLine(2, 0, 100, lcd.color888(255, 0, 0));
    lcd.drawFastVLine(4, 0, 100, lcd.color565(0, 255, 0));
    lcd.drawFastVLine(6, 0, 100, lcd.color332(0, 0, 255));
    uint32_t red = 0xFF0000;
    lcd.drawFastHLine(0, 2, 100, red);
    lcd.drawFastHLine(0, 4, 100, 0x00FF00U);
    lcd.drawFastHLine(0, 6, 100, (uint32_t)0xFF);
    uint16_t green = 0x07E0;
    lcd.drawRect(10, 10, 50, 50, 0xF800);
    lcd.drawRect(12, 12, 50, 50, green);
    lcd.drawRect(14, 14, 50, 50, (uint16_t)0x1F);
    uint8_t blue = 0x03;
    lcd.fillRect(20, 20, 20, 20, (uint8_t)0xE0);
    lcd.fillRect(30, 30, 20, 20, (uint8_t)0x1C);
    lcd.fillRect(40, 40, 20, 20, blue);
    lcd.setColor(0xFF0000U);
    lcd.fillCircle(40, 80, 20);
    lcd.fillEllipse(80, 40, 10, 20);
    lcd.fillArc(80, 80, 20, 10, 0, 90);
    lcd.fillTriangle(80, 80, 60, 80, 80, 60);
    lcd.setColor(0x0000FFU);
    lcd.drawCircle(40, 80, 20);
    lcd.drawEllipse(80, 40, 10, 20);
    lcd.drawArc(80, 80, 20, 10, 0, 90);
    lcd.drawTriangle(60, 80, 80, 80, 80, 60);
    lcd.setColor(0x00FF00U);
    lcd.drawBezier(60, 80, 80, 80, 80, 60);
    lcd.drawBezier(60, 80, 80, 20, 20, 80, 80, 60);
    lcd.drawGradientLine(0, 80, 80, 0, 0xFF0000U, 0x0000FFU);
    delay(1000);
    lcd.fillScreen(0xFFFFF0U);
    lcd.setColor(0x00FF00U);
    lcd.fillScreen();
    lcd.clear(0xFFFFF0U);
    lcd.setBaseColor(0x000000U);
    lcd.clear();
    lcd.drawLine(0, 1, 39, 40, red);
    lcd.drawLine(1, 0, 40, 39, blue);
    lcd.startWrite();
    lcd.drawLine(38, 0, 0, 38, 0xFFFF00U);
    lcd.drawLine(39, 1, 1, 39, 0xFF00FFU);
    lcd.drawLine(40, 2, 2, 40, 0x00FFFFU);
    lcd.endWrite();
    lcd.startWrite();
    lcd.startWrite();
    lcd.startWrite();
    lcd.endWrite();
    lcd.endWrite();
    lcd.endWrite();
    lcd.startWrite();
    lcd.startWrite();
    lcd.drawPixel(0, 0);

```

```

    lcd.endTransaction();
    lcd.beginTransaction();
    lcd.drawPixel(0, 0);
    lcd.endWrite();
    lcd.endWrite();
    lcd.startWrite(); // SPI
    for (uint32_t x = 0; x < 128; ++x) {
        for (uint32_t y = 0; y < 128; ++y) {
            lcd.writePixel(x, y, lcd.color888(x*2, x + y, y*2));
        }
    }
    lcd.endWrite();

    delay(1000);
    sprite.setColorDepth(24);
    sprite.createSprite(65, 65);
    for (uint32_t x = 0; x < 64; ++x) {
        for (uint32_t y = 0; y < 64; ++y) {
            sprite.drawPixel(x, y, lcd.color888(3+x*4, (x+y)*2, 3+y*4));
        }
    }
    sprite.drawRect(0, 0, 65, 65, 0xFFFF);
    sprite.pushSprite(64, 0);
    sprite.pushSprite(&lcd, 0, 64);
    delay(1000);
    sprite.setPivot(32, 32); // 32,32
    int32_t center_x = lcd.width()/2;
    int32_t center_y = lcd.height()/2;
    lcd.startWrite();
    for (int angle = 0; angle <= 360; ++angle) {
        sprite.pushRotateZoom(center_x, center_y, angle, 2.5, 3);
        if ((angle % 36) == 0) lcd.display();
    }
    lcd.endWrite();
    delay(1000);
    sprite.deleteSprite();
    sprite.setColorDepth(4);
    sprite.createSprite(65, 65);
    sprite.setPaletteColor(1, 0x0000FFU);
    sprite.setPaletteColor(2, 0x00FF00U);
    sprite.setPaletteColor(3, 0xFF0000U);
    sprite.fillRect(10, 10, 45, 45, 1);
    sprite.fillCircle(32, 32, 22, 2);
    sprite.fillTriangle(32, 12, 15, 43, 49, 43, 3);
    sprite.pushSprite(0, 0);
    sprite.pushSprite(65, 0, 1);
    sprite.pushSprite(0, 65, 2);
    sprite.pushSprite(65, 65, 3);
    delay(5000);
    lcd.startWrite();
}

void loop(void)
{
    static int count = 0;
    static int a = 0;
    static int x = 0;
    static int y = 0;
    static float zoom = 3;
    ++count;
    if ((a += 1) >= 360) a -= 360;
    if ((x += 2) >= lcd.width()) x -= lcd.width();
    if ((y += 1) >= lcd.height()) y -= lcd.height();
    sprite.setPaletteColor(1, lcd.color888(0, 0, count & 0xFF));
    sprite.setPaletteColor(2, lcd.color888(0, ~count & 0xFF, 0));
    sprite.setPaletteColor(3, lcd.color888(count & 0xFF, 0, 0));
    sprite.pushRotateZoom(x, y, a, zoom, zoom, 0);
    if ((count % 100) == 0) lcd.display();
}

```


che è uno stile di programmazione che consiste nel creare blocchi di codice (chiamati sottoprogrammi), nella programmazione ad oggetti è possibile centralizzare più funzionalità all'interno di un'unica classe che racchiude variabili e funzioni.

Tra gli altri vantaggi della programmazione orientata agli oggetti troviamo:

- un supporto naturale alla modellazione software degli oggetti del mondo reale o del modello astratto da riprodurre;
- una più facile gestione e manutenzione di progetti di grandi dimensioni;
- l'organizzazione del codice sotto forma di classi che favorisce la modularità e il riuso di codice.

Questo tipo di programmazione, già presente a fine anni 60, ha avuto il suo boom, diventando un paradigma predominante, negli anni 90.

La programmazione ad oggetti prevede di raggruppare in alcune parti circoscritte del codice sorgente, chiamate classi, la dichiarazione delle strutture dati e delle procedure che operano su di esse. Le classi, quindi, costituiscono dei modelli astratti, che a tempo di esecuzione vengono invocate per istanziare o creare oggetti software relativi alla classe invocata. Questi ultimi sono dotati di attributi (dati) e metodi (procedure) secondo quanto definito/dichiarato dalle rispettive classi.

Facciamo un esempio concreto nel mondo reale: tutti conosciamo il televisore, tutti ne conosciamo le caratteristiche ma in pochi conoscono quali sono i pezzi elettronici che gli permettono di funzionare. Ciò che importa non è l'implementazione interna del codice, i componenti elettronici, bensì le caratteristiche e le azioni di ciascun componente e come questo interagisce con gli altri.

Gli oggetti vengono raggruppati in categorie, o meglio CLASSI.

In pratica un oggetto è un dato e la classe a cui appartiene è il suo tipo, così come per i dati primitivi sono gli interi o le stringhe.

Per avere un oggetto, occorre creare un'istanza della classe specifica a cui appartiene.

Una volta creata l'istanza, attraverso questa sarà possibile accedere ai suoi Attributi e Metodi.

I primi specificano le caratteristiche di una classe di oggetti, determinandone l'aspetto, lo stato, le altre qualità. È possibile pensare agli attributi come degli aggettivi che descrivono gli oggetti. Esempi di proprietà possono quindi essere l'altezza, il colore, il nome, ecc.

Mentre i secondi specificano invece le funzionalità che la classe offre, cioè le operazioni che ciascun

oggetto di quella classe è in grado di compiere e che corrispondono ai loro comportamenti.

È utile pensare ai metodi come ai verbi che esprimono le azioni da compiere. Esempi di metodi possono essere 'stampa', 'ordina', 'muovi'.

La struttura a livello di codice si può pensare così:

```
class Televisore{
private:
    //Questi non sono visibile all'esterno della
    classe. Solitamente usato per quasi tutti gli
    attributi la cui visibilità è data dai setter e
    getter implementati nei metodi pubblici
    <listaAttributi>
    <listaMetodi>
public:
    //Visibili all'esterno della classe e dalla sua
    istanza
    <listaAttributi>
    <listaMetodi>
};
```

Nel codice principale:

```
Televisore nomeVariabile = new
(a seconda dei linguaggi)
Televisore();
```

Del costruttore, ovvero il metodo principale che istanzia l'oggetto si possono fare degli override a seconda del linguaggio per poter accettare in ingresso altri tipi di dato.

Un linguaggio di programmazione è definito ad oggetti quando permette di implementare tre meccanismi usando la sintassi nativa del linguaggio:

- **incapsulamento**, il quale consiste nella separazione della cosiddetta interfaccia di una classe dalla corrispondente implementazione, in modo che i client di un oggetto di quella classe possano utilizzare la prima, ma non la seconda;
- **ereditarietà**, la quale permette essenzialmente di definire delle classi a partire da altre già definite;
- **polimorfismo**, che permette di scrivere un client che può servirsi di oggetti di classi diverse, ma dotati di una stessa interfaccia comune; nel tempo di esecuzione tale client potrà attivare comportamenti diversi senza conoscere a priori il tipo specifico dell'oggetto che gli viene dato in ingresso.

API

Cuore pulsante di questo progetto, dopo ovviamente l'hardware e alcuni accorgimenti software, è

sicuramente il servizio remoto che esponga verso terzi le funzionalità di calcolo del percorso e stima del tempo impiegato per percorrerlo.

Questa risorsa remota, servizio, prende il nome di API. Ma cos'è esattamente un API?

Un'API, o Application Programming Interface (interfaccia di programmazione delle applicazioni), consiste in una serie di regole che determina il modo in cui le applicazioni o i dispositivi possono connettersi e comunicare tra loro. Un'API REST è un'API conforme ai principi di progettazione di stile architetturale REST, o representational state transfer. Per questo motivo, le API REST sono talvolta indicate come API RESTful.

Introdotta per la prima volta nel 2000 dall'informatico Roy Fielding nella sua tesi di dottorato, REST fornisce agli sviluppatori un livello di flessibilità e libertà relativamente elevato. Questa flessibilità è solo uno dei motivi per cui le API REST risultano essere il metodo più diffuso per la connessione di componenti e applicazioni in un'architettura di microservizi.

Fondamentalmente, un'API è una procedura che consente a un'applicazione o a un servizio di accedere a una risorsa all'interno di un'altra applicazione o un altro servizio. L'applicazione o il servizio che effettua l'accesso si chiama client e l'applicazione o il servizio che contiene la risorsa si chiama server.

Le API REST comunicano tramite richieste HTTP per eseguire funzioni di database standard come la creazione, la lettura, l'aggiornamento e l'eliminazione di record (insieme di operazioni noto anche come CRUD, acronimo di "create, read, update

and delete") all'interno di una risorsa. Ad esempio, un'API REST utilizzerà una richiesta GET per richiamare un record, una richiesta POST per crearlo, una richiesta PUT per aggiornarlo e una richiesta DELETE per eliminarlo. Nelle chiamate API possono essere utilizzati tutti i metodi HTTP. Un'API progettata in modo ottimale è simile a un sito web in esecuzione su un browser web con funzionalità HTTP integrate.

Http GET o POST, di cosa si tratta?

La principale peculiarità del web dinamico è la possibilità di variare i contenuti delle pagine in base alle richieste degli utenti. Questa possibilità si materializza attraverso i meccanismi che permettono agli utenti, oltre che di richiedere una pagina ad un web server, anche di specificare determinati parametri che saranno utilizzati dallo script PHP per determinare quali contenuti la pagina dovrà mostrare. Come esempio, possiamo immaginare una pagina il cui scopo è quello di visualizzare le caratteristiche di un dato prodotto, prelevandole da un database nel quale sono conservati i dati di un intero catalogo. Nel momento in cui si richiama la pagina, si dovrà specificare il codice del prodotto che deve essere visualizzato, per consentire allo script di prelevare dal database i dati di quel prodotto e mostrarli all'utente.

In alcuni casi, i dati che devono essere trasmessi allo script sono piuttosto numerosi: pensiamo ad esempio ad un modulo di registrazione per utenti, nel quale vengono indicati nome, cognome, indirizzo, telefono, casella e-mail ed altri dati personali. In questo caso lo script, dopo averli ricevuti, andrà a salvarli nel database.

Il display inserito all'interno di un contenitore in plexiglass.



Esistono due sistemi per passare dati ad uno script: il metodo GET e il metodo POST. Nel secondo, POST, i dati vengono invece inviati in maniera da non essere direttamente visibili per l'utente, attraverso la richiesta HTTP che il browser invia al server. In questo caso vengono inviati nel body della richiesta, spesso sono anche supportati da alcune modifiche dell'header della richiesta in modo da specificare già di che tipo di dato si tratta. Solitamente questa modalità viene usata per file, per form che possiedono diversi campi oppure per applicazioni complesse e sicure. Invece il primo metodo, GET, consiste nell'accodare i dati all'indirizzo della pagina richiesta, facendo seguire il nome della pagina da un punto interrogativo e dalle coppie nome/valore dei dati che ci interessano. Nome e valore sono separati da un segno di uguale. Le diverse coppie nome/valore sono separate dal segno '&'. Esempio:

```
paginaRichiesta.php?chiave1=valore1&chiave2=valore2
```

Il dato a differenza di prima viene mandato direttamente nella queryString. Il dato è sempre visibile nella richiesta e parlando di sicurezza è potenzialmente sniffabile da parte di un terzo attore. Tornando ora all'API, questa può essere offerta da vari grandi player come Google, TomTom o Microsoft.

Per non essere sempre Google centrici e svincolarci dal colosso di Mountain View ci affideremo proprio a Microsoft.

Proprio l'ideatore più famoso dei sistemi operativi che oggi tutti conosciamo, offre una serie di API previa autenticazione.

Per potersi registrare seguite questo link:

<https://login.microsoftonline.com/>

L'API completa di documentazione è disponibile all'indirizzo:

<https://learn.microsoft.com/en-us/bingmaps/rest-services/routes/calculate-a-route>

Nel dettaglio abbiamo una seguente richiesta all'interno della queryString:

```
http://dev.virtualearth.net/REST/v1/Routes?waypoint.1={waypoint1}&viaWaypoint.2={viaWaypoint2}&waypoint.3={waypoint3}&waypoint.n={waypointN}&heading={heading}&optimize={optimize}&avoid={avoid}&distanceBeforeFirstTurn={distanceBeforeFirstTurn}&routeAttributes={routeAttributes}&timeType={timeType}&dateTime={dateTime}&maxSolutions={maxSolutions}&tolerances={tolerances}&distanceUnit={distanceUnit}&key={BingMapsKey}
```

La risposta sarà un Json contenente tutti i punti intermedi di passaggio, le svolte, la segnaletica e diversi altri parametri, incluso il tempo di partenza.

SERVER NTP

Come già anticipato nell'introduzione, questa farà anche da normalissima sveglia ed orologio.

A differenza di Arduino, il nostro Esp32, ha un RTC interno che agevolerà notevolmente gli sviluppi andando a sincronizzarsi esternamente all'avvio.

Ma come sincronizzarsi e con chi?

In nostro soccorso vi è uno dei protocolli più antichi ed ancora usati: NTP, Network Time Protocol.

Fu sviluppato presso l'Università del Delaware da Dave Mills, che ne segue tuttora lo sviluppo.

Il funzionamento si basa sul rilevamento dei tempi di latenza nel transito dei pacchetti sulla rete.

Utilizza il tempo coordinato universale ed è quindi indipendente dai fusi orari. Attualmente è in grado di sincronizzare gli orologi dei computer su internet entro un margine di 10 millisecondi e con una accuratezza di almeno 200 microsecondi all'interno di una LAN in condizioni ottimali.

I diversi server NTP sono organizzati in una struttura gerarchica di "strati", dove lo strato 1 è sincronizzato con una fonte temporale esterna quale un orologio atomico, GPS o un orologio radiocontrollato, lo strato 2 riceve i dati temporali da server di strato 1, e così via.

Un server si sincronizza confrontando il suo orologio con quello di diversi altri server di strato superiore o dello stesso strato. Questo permette di aumentare la precisione e di eliminare eventuali server scorretti.

Un server NTP è in grado di stimare e compensare gli errori sistematici dell'orologio hardware di sistema, che normalmente è di scarsa qualità.

Su ESP32 ci viene data la possibilità usando la libreria *time.h* di poter impostare l'orario e di conoscere lo stato ogni volta che vogliamo.

Il comando di set è il seguente:

```
configTime(gmtOffset_sec, daylightOffset_sec, ntpServer);
```

Dove in ingresso ha i seguenti parametri:

- **gmtOffset_sec**: il quale definisce l'offset in secondi tra il fuso orario e il GMT.
- Vivendo in Italia, l'offset orario è di un'ora per cui 3600 secondi.
- **daylightOffset_sec**: il quale definisce l'offset in secondi per l'ora legale. Generalmente è un'ora, che corrisponde a 3600 secondi.



- **ntpServer**: è un server che implementa il protocollo e accessibile in remoto.

Poi possiamo richiamare ogni volta la funzione, sempre di sistema, passando una variabile per riferimento:

```
struct tm timeinfo;
getLocalTime(&timeinfo)
```

Questa variabile potrà essere letta attraverso la libreria time.h e presenterà una struttura la quale mette a disposizione i seguenti attributi:

- **tm_sec**: rappresentante i secondi (0-59)
- **tm_min**: rappresentante i minuti (0-59)
- **tm_hour**: rappresentante le ore (0-23)
- **tm_mday**: rappresentante il giorno (1-31)
- **tm_year**: rappresentante l'anno, partendo dal 1900 (Ex. per il 2023 si avrà 123)
- **tm_wday**: rappresentante i giorni della settimana (Ex. Sunday)
- **tm_yday**: rappresentante i giorni dell'anno partendo da 1 Gennaio

SOFTWARE

Introducendo una scheda nuova, andiamo ad impostare il nostro ambiente IDE per poter riuscire ad uploadare correttamente il nostro firmware. Ci rechiamo quindi in File->Impostazioni e qui inseriamo il seguente URL: https://raw.githubusercontent.com/espressif/arduino-esp32/gh-pages/package_esp32_index.json e premiamo su OK. Andando in Strumenti->Scheda->Gestore schede cerchiamo esp32 e installiamo o aggiorniamo con la versione 2.0.6.

Uscendo ora selezioniamo la nostra scheda di riferimento ovvero ESP32S3 Dev Module. Per gli altri parametri possiamo basarci sull'immagine in **Fig. 2**.

Ora possiamo cominciare a dedicarci al vero codice. Importiamo le librerie necessarie:

```
#include <ArduinoJson.h>
#define LGFX_AUTODETECT
#define LGFX_USE_V1
#include <LovyanGFX.hpp>
#include <LGFX_AUTODETECT.hpp>
#include <WiFi.h>
#include <EEPROM.h>
#include <StreamUtils.h>
#include "arduino_secrets.h"
#include "times.h"
#include "apimaps.h"
```

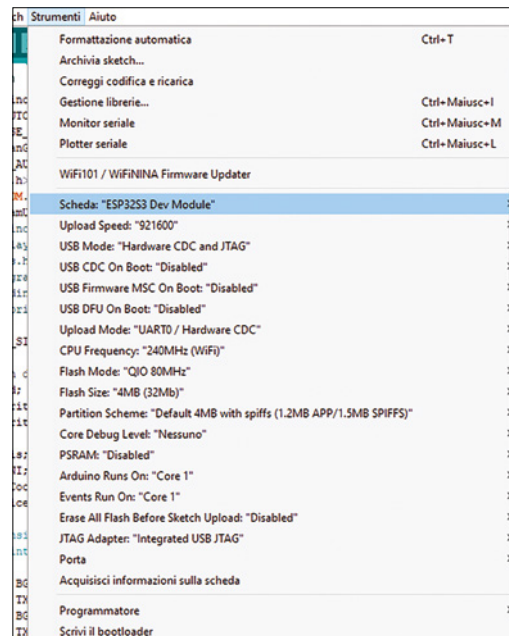


Fig. 2
Nell'IDE
Arduino
selezioniamo
la scheda
ESP32S3 Dev
Module.

Dove le prime 8 importate riguardano classi standard come quella per trattare i JSON (Javascript Object Notation) per poter interagire con l'esterno oppure quella già citata per poter lavorare con il display integrato nella scheda, mentre le ultime saranno le nostre classi personalizzate per poter mantenere il codice ordinato, facilitandone la lettura, e migliorare la manutenibilità e la modularità come già approfondito nei capitoli precedenti. Ora salviamo il file, in modo tale da poter creare già la cartella del progetto.

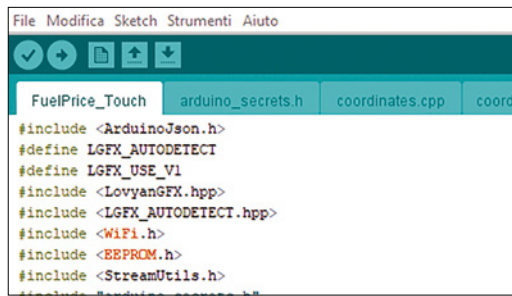
Creiamo la prima classe personalizzata: **arduino_secrets.h** e per semplicità lo collocheremo sul Desktop. Questa non è davvero una classe ma bensì un insieme di costanti che ci aiuta notevolmente con la pulizia e la leggibilità del codice. Importiamo il file all'interno del progetto Arduino: nella barra degli strumenti dell'IDE clicchiamo su Sketch e poi su Importa file. Selezioniamo un file alla volta. Lo stesso procedimento lo faremo anche per le altre librerie personalizzate.

Per queste oltre a creare un file .h creiamo anche il suo corrispondente .cpp nel quale inseriremo il body e l'implementazione dei vari attributi e metodi, come già ampiamente discusso nel capitolo precedente.

Il risultato ottenuto dovrà essere simile a quanto segue (**Fig. 3**).

Questo primo include è molto facile poiché conterrà solamente i define delle varie variabili usate a livello globale. In caso cambiasse la configurazione

Fig. 3
Gli "include"
e i "define"
del codice.



```
File Modifica Sketch Strumenti Aiuto
FuelPrice_Touch arduino_secrets.h coordinates.cpp coord
#include <ArduinoJson.h>
#define LGFX_AUTODETECT
#define LGFX_USE_V1
#include <LovyanGFX.hpp>
#include <LGFX_AUTODETECT.hpp>
#include <WiFi.h>
#include <EEPROM.h>
#include <StreamUtils.h>
```

della rete o la chiave delle API su cui ci appoggiamo, potremmo agire solamente su questo senza minimamente intaccare il programma principale (**Listato 2**).

Andiamo ora a disegnare quello che sarà il controller responsabile di agganciare le API di Microsoft. Prima di tutto creiamo il .h il quale conterrà la lista dei metodi e degli attributi.

```
APIMaps();
APIMaps(String key0);
void getMapsAdvice(String cords0, String cords1,
String timeArrival);
void convertDate(String date0);
void nextDate(String date0);
void clearData();
```

In primis fra i metodi, già menzionato anche ad inizio articolo c'è sicuramente il costruttore e in questo caso anche un suo override per poter accettare un parametro stringa al suo interno. Così facendo possiamo passare alla classe la chiave per la comunicazione con i server Microsoft. Invece gli attributi faremo uno strappo alla regola lasciandoli pubblici. Questa ovviamente è una semplificazione solo a scopo didattico ma in realtà gli attributi andrebbero sempre privati ed esposti solo i suoi metodi pubblici di setter e getter. Un esempio potrebbe essere:

```
private:
    int day = -1;
public:
    int getDay();
    void setDay(int data);
```

Il restyling di questo aspetto potrebbe essere già un primo sviluppo futuro e sicuramente un modo per cimentarsi nelle classi.

Trovate tutta la classe nei **Listati 3 e 4**.

Successivamente andiamo ad implementare i vari metodi descritti ora, andando a compilare il file cpp. All'interno di questo non vi sono solo le dichiara-

Listato 2

```
#define WIFI_SECRET_SSID "WiFi SSID"
#define WIFI_SECRET_PASSWORD "WiFi Password"
#define BING_API_KEY "API_KEY"
#define VERS_SW 1
#define TH_TIMEGAP 10
#define TH_REFRESHCOORDS 120
```

zioni ma troviamo tutta l'implementazione che verrà poi usata dalle varie istanze dell'oggetto nel codice principale.

Le funzioni principali escludendo i costruttori sono 4, esaminiamone una alla volta.

La prima è sicuramente la *getMapsAdvice* responsabile del vero e proprio scambio dei dati con i server dell'azienda di Redmond, la quale prenderà in ingresso tre stringhe: due per indicare le coordinate (*cords0* e *cords1*) e una per indicare l'orario e il giorno in cui si desidera arrivare (*timeArrival*). Questa avrà il compito di effettuare una richiesta HTTP. Come già illustrato nei paragrafi precedenti per semplicità usiamo esattamente una richiesta di tipo GET, inserendo tutti i dati nella queryString per contattare il server.

Listato 3

```
#define apimaps_h
#if ARDUINO >= 100
#include "Arduino.h"
#else
#include "WProgram.h"
#endif
#include <ArduinoJson.h>
#include <WiFi.h>
#include <HTTPClient.h>
class APIMaps{
public:
    String dateDay;
    String dateTime = "";
    int day = -1;
    int mon = -1;
    int yea = -1;
    int hh = -1;
    int mm = -1;
    String myCoord0;
    String myCoord1;
    String strTime;
    APIMaps();
    APIMaps(String key0);
    void getMapsAdvice(String cords0, String cords1, String timeArrival);
    void convertDate(String date0);
    void clearData();
private:
    String key;
```



📌 Listato 4

```
#if ARDUINO >= 100
#include "Arduino.h"
#else
#include "WProgram.h"
#include "pins_arduino.h"
#include "WConstants.h"
#endif
#include "apimaps.h"
#include <ArduinoJson.h>
#include <WiFi.h>
#include <HTTPClient.h>
APIMaps::APIMaps(){
}
APIMaps::APIMaps(String key0){
    key = key0;
}
void APIMaps::getMapsAdvice(String cords0, String cords1, String timeArrival){
    WiFiClientSecure client;
    client.setInsecure();

    HTTPClient http;
    String url0 = "http://dev.virtualearth.net/REST/V1/Routes/Driving?wp.0="+cords0+"&wp.1="+cords1+"&avoid
=minimizeTolls&key="+key+"&dateTi="+timeArrival+"&timeType=Arrival";
    Serial.println(url0);
    http.begin(url0.c_str());
    Serial.println("getMapsAdvice");
    int httpResponseCode = http.GET();
    String payload = http.getString();
    Serial.println(payload);
    http.end();
    if(payload.indexOf("startTime")>0){
        String _tmp = payload.substring(payload.indexOf("startTime")+14, payload.length());
        _tmp = _tmp.substring(0, _tmp.indexOf(""));
        _tmp = _tmp.substring(5, _tmp.length());
        Serial.println(_tmp);
        convertDate(_tmp);
    }
}
void APIMaps::convertDate(String date0){
    WiFiClientSecure client;
    client.setInsecure();
    HTTPClient http;
    String url0 = "http://danisk89.altervista.org/convertDate.php?dateTi=Date("+date0+")";
    Serial.println(url0);
    //http.begin(client, url0);
    http.begin(url0.c_str());
    //http.addHeader("Content-Type", "application/x-www-form-urlencoded");
    Serial.println("convertDate");
    int httpResponseCode = http.GET();
    String payload = http.getString();
    Serial.println(payload);
    http.end();
    //payload = "2023-10-06 18:14:42";
    dateTime = payload;
    yea = payload.substring(0, 4).toInt();
    mon = payload.substring(5, 7).toInt();
    day = payload.substring(8, 10).toInt();
    hh = payload.substring(11, 13).toInt();
    mm = payload.substring(14, 16).toInt();
}
void APIMaps::clearData(){
    dateTime = "";
    day = -1;
    mon = -1;
    yea = -1;
    hh = -1;
    mm = -1;
}
```


Imbastiamo quindi la chiamata attraverso:

```
WiFiClientSecure client;
client.setInsecure();
HTTPClient http;
String url0 = "http://dev.virtualearth.net/REST/V1/
Routes/Driving?wp.0="+cords0+"&wp.1="+cords1+"&key="
+key+"&dateTime="+timeArrival+"&timeType=Arrival";
Serial.println(url0);
http.begin(url0.c_str());
Serial.println("getMapsAdvice");
int httpResponseCode = http.GET();
String payload = http.getString();
Serial.println(payload);
http.end();
```

Abbiamo inserito alcuni *Serial.println* per poter debuggare meglio il codice ma sono assolutamente superflui al suo svolgimento.

Appena dopo la chiamata esaminiamo il payload ottenuto in risposta per assicurarci che il percorso sia valido. Un percorso sarà valido se e solo se presenterà la dicitura *startTime* al suo interno, altrimenti significa che non ha trovato un percorso valido da poter utilizzare.

Il dato del tempo di partenza viene passato alla funzione responsabile della decodifica della data. Questa, infatti, si presenta in un formato proprietario Microsoft, facilmente utilizzabile in ambito C# o con linguaggi più evoluti.

La funzione non farà altro che, presa in ingresso una stringa (*date0*), passare la data ad un API, anche in questo caso attraverso una GET.

```
WiFiClientSecure client;
client.setInsecure();
HTTPClient http;
String url0 = "http://danisk89.altervista.org/con-
vertDate.php?dateTi=Date("+date0+")";
Serial.println(url0);
http.begin(url0.c_str());
Serial.println("convertDate");
int httpResponseCode = http.GET();
String payload = http.getString();
Serial.println(payload);
http.end();
```

Successivamente andiamo a suddividere anni, mesi, giorni ecc.. per poter trattare e salvare solo interi:

```
dateTime = payload;
yea = payload.substring(0, 4).toInt();
```

```
mon = payload.substring(5, 7).toInt();
day = payload.substring(8, 10).toInt();
hh = payload.substring(11, 13).toInt();
mm = payload.substring(14, 16).toInt();
```

Per completezza, e per chi voglia riportare sul proprio server o si voglia cimentare nella programmazione PHP, riportiamo anche il codice dell'API PHP di appoggio:

```
<?php
$ge = $_GET['dateTi'];
$date = '/' . $ge . '/';
//Parsing della data in ingresso e cerca di ottenere
//timestamp e timezone
preg_match('/\/Date\\([0-9]+)
(\\+[0-9]+)?/', $date, $time);
//Rimuovi i millis dalla data
$ts = $time[1] / 1000;
// Definisci il tuo timezone
$tz = isset($time[2]) ? new DateTimeZone($time[2])
: null;

// Crea una nuova data dal tuo timestamp
// Da notare il carattere @ prima del timestamp
// Non applicare qui il timezone
$dt = new DateTime('@' . $ts);

//Potresti applicare il tuo TimeZone
if ($tz) {
    $dt->setTimezone($tz);
}
//Stampa in uscita la data
print $dt->format('Y-m-d H:i:s');
?>
```

Al terzo posto, non per importanza, vi è la funzione responsabile di riprogrammare la sveglia per il giorno seguente. Anche questa, come le precedenti si basa su una richiesta http, GET, in modo tale da non appesantire il nostro processore.

```
WiFiClientSecure client;
client.setInsecure();
HTTPClient http;

String url0 = "http://danisk89.altervista.org/next-
Date.php?dateTi="+date0+"";
Serial.println(url0);
http.begin(url0.c_str());
Serial.println("convertDate");
int httpResponseCode = http.GET();
String payload = http.getString();
```

```

Serial.println(payload);
http.end();
dateTime = payload;
strTime = payload;

yea = payload.substring(0, 4).toInt();
mon = payload.substring(5, 7).toInt();
day = payload.substring(8, 10).toInt();
hh = payload.substring(11, 13).toInt();
mm = payload.substring(14, 16).toInt();

```

Sempre per completezza riportiamo anche il codice PHP lato server, questa volta, estremamente più semplice del precedente poiché PHP ci offre già un componente ad hoc:

```

<?php
$ge = $_GET['dateTi'];
$stop_date = date('Y-m-d H:i:s', strtotime($ge . '
+1 day'));
echo $stop_date;
?>

```

Infine sempre all'interno della classe vi è un'ultima funzione che serve solamente per pulire tutti gli attributi interni.

Torniamo ora al file `ino` (scaricabile dalla pagina di presentazione di questo numero della rivista) e cominciamo, oltre agli include, già applicati, a riempire anche le funzioni di `SETUP` e `LOOP`.

Partiamo ovviamente dal `SETUP`.

In questa avremo 5 blocchi.

Nel primo inizializziamo alcune strutture fondamentali per il debug su seriale, per la trattazione dei dati su EEPROM ed infine per la gestione del display e touchscreen.

```

Serial.begin(115200);
EEPROM.begin(EEPROM_SIZE);
lcd.init();
lcd.setRotation(1);
lcd.setBrightness(128);
lcd.setColorDepth(24);
lcd.clear(0xFFFFFu);
lcd.setBaseColor(0xFF0000u);
lcd.clear();
lcd.setColorDepth(24);
lcd.display();

```

`EEPROM_SIZE` è una costante definita sempre all'inizio e in questo caso avendo oggetti semplici da memorizzare e trattare può essere anche solo di 256, ma per sicurezza siamo stati sui 1024.

Nel secondo blocco invece vi è la connessione ad una rete Wifi.

Questo è un blocco classico e comune quando si usano piattaforme come ESP32 o ESP8266 in cui viene offerte funzionalità di connettività avanzate.

```

Wifi.mode(WIFI_STA);
Wifi.begin(WIFI_SECRET_SSID, WIFI_SECRET_PASSWORD);
int j=1;
while(Wifi.status() != WL_CONNECTED){
    delay(100);
    j++;
}

```

Nel terzo invece vi è la creazione dell'istanza della nostra classe customizzata, `APIMaps`.

Inoltre se nella memoria interna fosse presente una data, settata in precedenza e mai annullata, questa viene prelevata dalla EEPROM e viene assegnata agli attributi del nostro oggetto.

```

maps = APIMaps(BING_API_KEY);
String myMem = readStringFromEEPROM(0);
Serial.println(myMem);
DynamicJsonDocument doc(2048);
DeserializationError error = deserializeJson(doc, myMem);
if (error) {

}else if(doc.containsKey("year")){
    maps.yea = int(doc["year"]);
    maps.mon = int(doc["mon"]);
    maps.day = int(doc["day"]);
    maps.hh = int(doc["hh"]);
    maps.mm = int(doc["mm"]);
    if(doc.containsKey("myCoord0")){
        String _tmp0 = doc["myCoord0"];
        maps.myCoord0 = _tmp0;
        String _tmp1 = doc["myCoord1"];
        maps.myCoord1 = _tmp1;
        String _tmp2 = doc["strTime"];
        maps.strTime = _tmp2;
        nextTime = millis() + (TH_REFCOORDS*60*1000);
    }
}

```

Nel quarto blocco troviamo l'inizializzazione del server http. Infatti, come già accennato nell'introduzione questa sveglia offre una pagina web per poter impostare percorso, punto di partenza e arrivo, e una data di arrivo.

Agire infatti su una pagina web completamente scalabile su ogni dispositivo offre sicuramente



una maggior comodità rispetto ad operare su un display di queste dimensioni (**Fig. 4 e 5**).

```
server.begin();
IPAddress IP = WiFi.softAPIP();
IP = WiFi.localIP();

if(true){
    Serial.println(IP);
}
myIP = IPAddress2String(IP);
```

Ed inizializziamo anche una variabile che contenga il nostro IP.

Infine nell'ultimo blocco andiamo a comunicare con il server NTP, attraverso le chiamate di sistema, e inizializziamo l'orario, scrivendo a display le varie informazioni collezionate.

```
configTime(gmtOffset_sec, daylightOffset_sec,
ntpServer);

if(!getLocalTime(&timeinfo)){
    Serial.println("Failed to obtain time");
}
drawClock();
```

Esaminiamo meglio ora la funzione responsabile di scrivere ed interagire con il display.

In prima battuta, questa void, dopo aver opportunamente salvato l'orario nuovo, fa una serie di controlli sulla data.

Questi controlli sono basati su un confronto sulla differenza fra i timestamp.

```
old_min = timeinfo.tm_min;
if(maps.yea>0){
```

```
if(COMPARE DATE con anticipo){
    if(COMPARE DATE){
        if(old_color==0){
            old_color=1;
        }else{
            old_color = 0;
        }
    }else{
        if(old_color==0){
            old_color=2;
        }else{
            old_color = 0;
        }
    }
}else{
    old_color = 0;
}
}else{
    old_color = 0;
}
```

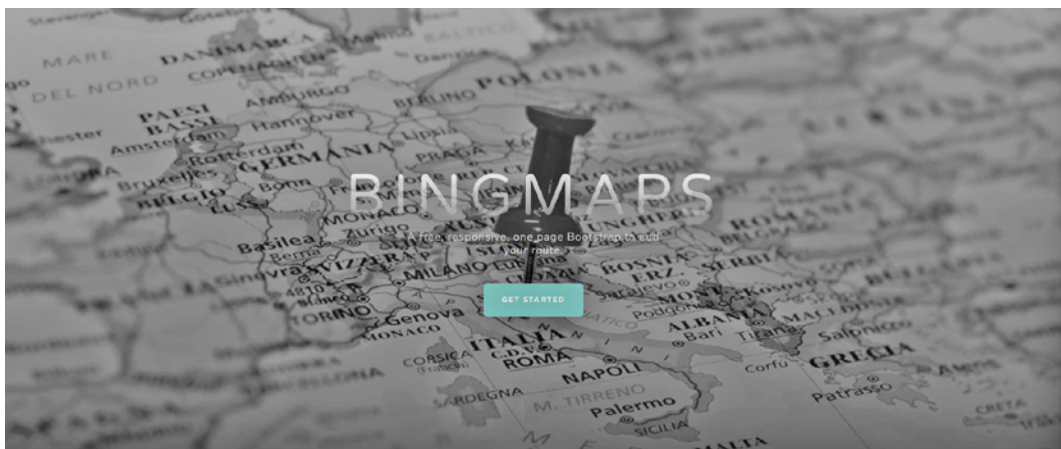
Superati questi primi check e stabilito qual è il colore da designare allo sfondo del display, andiamo ad impostare sfondo e font.

```
lcd.clear(0xFFFFFu);
cd.setBaseColor(0xFFFFFu);
cd.clear();
BG_BAR_COLOR = lcd.color888(SCELTO);
TXT_BAR_COLOR = lcd.color888(SCELTO);
```

Successivamente cominciamo a scrivere attraverso il metodo *drawString*, il quale prende in ingresso Stringa e la posizione (due interi) di dove si vuole inserire all'interno del disegno (il punto di riferimento è l'angolo in alto a sinistra).

Ovviamente prima effettuiamo un paio di controlli

Fig. 4
La pagina memorizzata all'interno dell'ESP32.



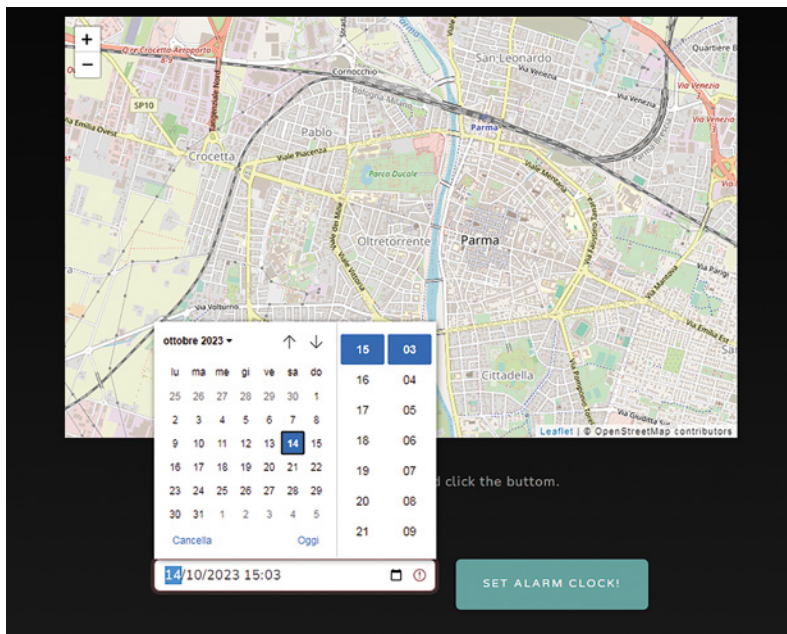


Fig.5
L'impostazione dell'ora di arrivo.

per poter stampare una data formalmente corretta, con due cifre per anno, mese ecc..

```
lcd.setFont(&fonts::FreeSans24pt7b);
lcd.setTextSize(3.5);
lcd.setTextColor(TXT_BAR_COLOR, BG_BAR_COLOR);
lcd.drawString(dh+": "+dmm, 30, 60);
```

Se ci fosse già attivo un timer andiamo a scrivere anche questo nella parte inferiore del display con gli stessi controlli sulla data. Passando ora alla funzione LOOP, questa aggrupperà il display se è cambiato l'orario del timer oppure è passato un minuto e quindi è necessario aggiornare l'orario.

```
std::int32_t tx, ty, tc;
tc = lcd.getTouch(&tx, &ty);

getEvent(tc);
if(!getLocalTime(&timeinfo)){
    Serial.println("Failed to obtain time");
}
if(alreadyPress==0){
    if(millis()>=nextTime && maps.yea>0){
        nextTime = millis() + (TH_REFCOORDS*60*1000);
        maps.getMapsAdvice(maps.myCoord0,maps.
myCoord1,maps.strTime+":00.000Z");
        String tmp = "{"+"vers\":"+""+String(vers
ionSW)+"\","year\":"+""+String(maps.yea)+"\","
mon\":"+""+String(maps.mon)+"\","day\":"+"
+String(maps.day)+"\","hh\":"+""+String(maps.
```

```
hh)+"\","mm\":"+""+String(maps.mm)+"\","myCoord\":"
"+"myCoord0"+"\","myCoord1\":"+""+myCoord1+"",\str
Time\":"+""+_tmp+""}";
        writeStringToEEPROM(0,tmp);
    }

    if(COMPARE DATE){
        drawClock();
        ind=0;
    }

}else{
    if(timeinfo.tm_sec - old_sec>=30 ||
ind>=(30000*10)){
        alreadyPress = 0;
        old_press = -1;
    }
}

ind++;
handleHttp();
```

In tutti gli altri casi verrà saltata. E' molto importante inserire la funzione di ricalcolo ogni *TH_REFCOORDS* minuti prima della funzione di disegno per poter inviare alla grafica l'orario di partenza corretto. In questo blocco infatti andiamo a chiamare nuovamente la funzione responsabile del calcolo e salviamo i dati, esattamente come facciamo in caso di ricezione dei dati dalla pagina web. Vi è anche un gestore del touch, *getEvent*, per poter

disattivare il timer in caso di sveglia programmata. Infine vi è una delle parti più importanti dell'intero codice: *handleHttp()*.

Questa è la funzione responsabile della gestione del servizio di server Web. Il codice è ben commentato ed è scaricabile dal sito della rivista, ma vediamo quali sono le sue funzionalità.

Se stiamo cercando di caricare la pagina all'interno del browser, allora abbiamo instaurato una connessione. La variabile *client* non sarà nulla e quindi entriamo dentro al primo controllo, diversamente viene tutto saltato ed usciamo subito. Viene registrato il timestamp di quando il client entra, in questo modo sarà possibile gestire la connessione ed il timeout.

Per ogni client connesso, ovviamente può gestire anche connessioni multiple essendo in un'architettura client-server, andiamo a stampare prima un header e poi tutta la pagina web, ricordandoci di aggiungere alla fine una riga vuota.

A seconda dell'URL chiamata il server gestisce anche i comandi: infatti se viene aggiunta alla url la dicitura */start* stiamo ricevendo le coordinate del punto iniziale, */end* quelle del punto finale oppure */date* la data, ultimo elemento necessario per calcolare la tratta.

In quest'ultimo caso, oltre a salvare la data di partenza, scriviamo all'interno della EEPROM, per preservare il dato in caso di spegnimento improvviso e andiamo ad aggiornare la grafica del display, aggiungendo o rimpiazzando la label dell'alert. All'interno della funzione di *drawClock* vi è inoltre un controllo per cui dopo il superamento dell'orario di partenza più una soglia predefinita, viene chiamata la *nextDate* per poter riprogrammare la sveglia il giorno seguente. Ovviamente il tutto verrà salvato in formato json all'interno della eeprom per poter preservare il dato in caso di spegnimento o malfunzionamento.

```
struct tm ltm = {0};
ltm.tm_year = maps.yea - 1900;
ltm.tm_mon = maps.mon - 1;
ltm.tm_mday = maps.day;
ltm.tm_hour = maps.hh;
ltm.tm_min = maps.mm;
int32_t epoch_seconds_set = difftime(mktime(&ltm),
(time_t)0);
int32_t epoch_seconds_now =
difftime(mktime(&timeinfo), (time_t)0);

Serial.println(epoch_seconds_now - epoch_seconds_set);

if( (epoch_seconds_now - epoch_seconds_set) > (60 *
TH_TMGap) ){
    old_color = 0;
    maps.nextDate(maps.strTime);
    String tmp = "{"+String(vers)+"\","year":\":"+String(maps.yea)+"\","mon":\":"+String(maps.mon)+"\","day":\":"+String(maps.day)+"\","hh":\":"+String(maps.hh)+"\","mm":\":"+String(maps.mm)+"\","myCoord0":\":"+maps.myCoord0+"\","myCoord1":\":"+maps.myCoord1+"\","strTime":\":"+maps.strTime+"}";
    writeStringToEEPROM(0,tmp);
}
```

Dove *timeinfo* è il tempo attuale.

SVILUPPI FUTURI

Questo codice vuole essere la base di partenza per le vostre personalizzazioni, quindi può essere integrato e migliorato in tutte le sue parti. Ad esempio si potrebbero creare i setter e getter all'interno della classe *apimaps* per poter salvare gli attributi e porli private. In questo modo andiamo a rispettare correttamente il concetto di classe esponendo il metodo e non più direttamente l'attributo. Un secondo spunto potrebbe essere quello di rendere POST la chiamata verso il server Microsoft. Infatti inserendo tutti i dati interamente nel body aumenteremmo la sicurezza e l'ottimizzazione del codice. Infine, un'ultima idea potrebbe essere quella di aggiungere il tipo di mezzo scelto in modo da contemplare ancora più percorsi e rendere aperta l'applicazione ad ogni utilizzo. Per fare ciò, come spiegato all'interno della documentazione offerta da Microsoft, andrebbe aggiunto il campo *travelMode*, il quale di default, se omesso, vale *Driving*, ma può assumere anche i seguenti valori: *Walking*, *Transit*. Non vi resta che scaricare il codice e sperimentare. □

COSA OCCORRE ?		
Codice	Descrizione	Prezzo € IVA inclusa
ESP32S335D	Display TFT 3,5" parallelo con ESP32-S3	89,00
ESP32S335DBOX	Contenitore in plexiglass per il display	19,00
IL MATERIALE VA RICHIESTO A:		
Futura Elettronica, Via Adige 11, 21013 Gallarate (VA) Tel: 0331-799775 - www.futurashop.it		

Saldare diventa più facile!

Supporto per saldatura con 6 bracci flessibili e accessori



cod. **HR2120**
€ 39,00

Composta da lampada a 16 LED con lente d'ingrandimento 3X, terza mano, braccio flessibile da 25 cm con clip a cocodrillo, porta saldatore e porta rocchetto di stagno. Viene fornita completa di pasta per la saldatura (10g) e di spugna per rimuovere lo stagno dalla punta del saldatore.

Supporto per saldatura composto da 6 bracci flessibili con clip a cocodrillo, lente d'ingrandimento 3x, ventola da 30X30 mm per assorbire il fumo della saldatura con alimentazione USB.

Postazione multifunzione



cod. **TIP019**
€ 48,00

Supporto per saldatura a 4 bracci flessibili con clip a cocodrillo



cod. **SHH4ARMS**
€ 23,90

Ideale per saldare e dissaldare componenti elettronici o per eseguire piccoli lavori di precisione. Con spugna e un pulisci punta per saldatore con paglietta in ottone.

Terza mano con lente, luce e portasaldatore



cod. **TP232**
€ 17,00

Terza mano con luce LED, lente d'ingrandimento 3,5X e supporto per saldatore

Terza mano con lente d'ingrandimento



cod. **VTHH**
€ 7,90

Terza mano con lente d'ingrandimento 2,5X e supporto per saldatore

Supporto per serraggio scheda

Permette di sorreggere e bloccare, tramite due morsetti che possono ruotare di 360°, una scheda elettronica con dimensioni max 20X14 cm.



cod. **VTHH6**
€ 12,00

Prezzi IVA inclusa

Per studenti di ogni età!

Entra nell'affascinante mondo di Arduino...

Libro "L'ABC di Arduino": una guida pratica per chi vuole scoprire il mondo di Arduino

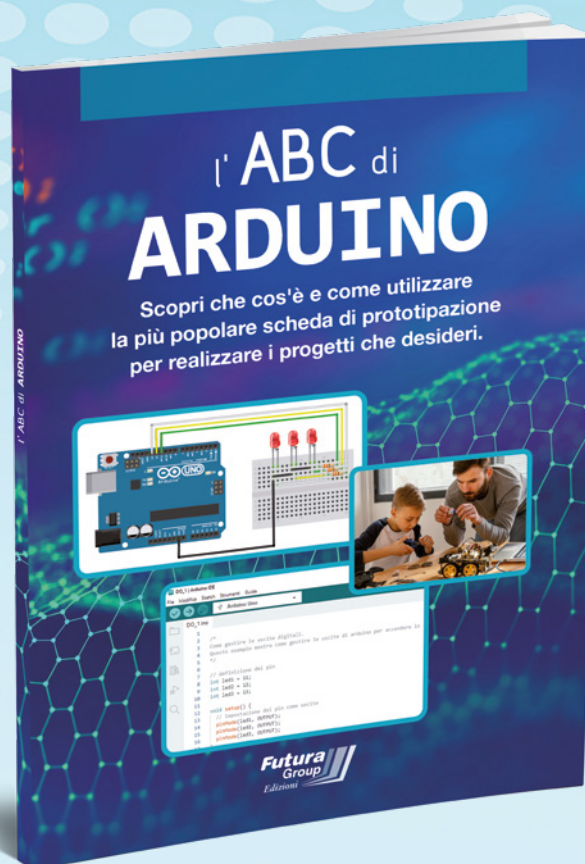
Un libro pensato per i principianti che si avvicinano per la prima volta all'elettronica e per gli hobbisti che vogliono imparare a programmare con la piattaforma Arduino. Comprende numerose esercitazioni didattiche che consentono di mettere in pratica le nozioni acquisite realizzabili con i componenti presenti nel kit "ARDUKITABC".

€ 12,90

cod. BOOKABC



Guarda il video della recensione nella scheda on-line del libro



...e impara ad utilizzarlo al meglio!

Starter kit con Arduino uno Rev3 e componenti

Starter kit con Arduino UNO REV3 contenente tutti i componenti utilizzati per realizzare gli esperimenti descritti nel libro L'ABC di ARDUINO.

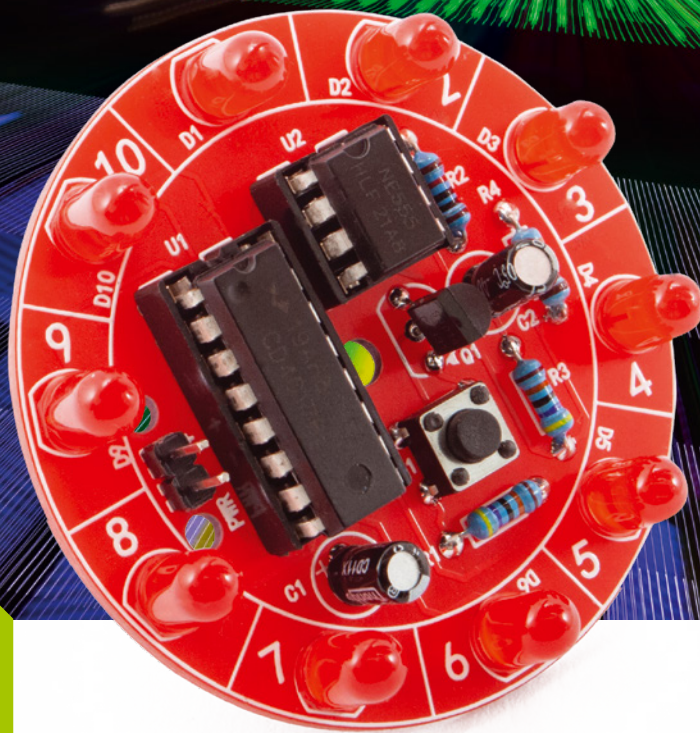


€ 58,00

cod. ARDUKITABC



RUOTA DELLA FORTUNA A LED

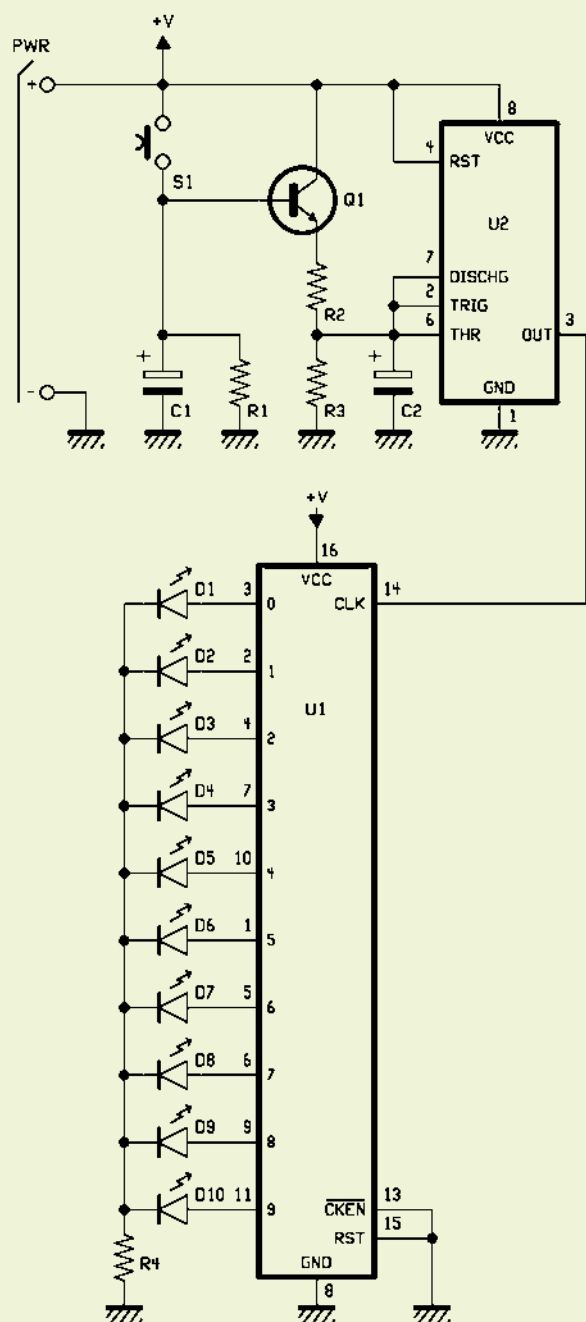


di **DAVIDE SCULLINO**

Classico gioco elettronico che consiste nell'indovinare quale LED rimarrà acceso dopo aver premuto un pulsante, può anche essere utilizzato al posto di un dado per sorteggiare un numero.

Un gioco elettronico che era molto in voga in passato era basato su una serie di luci che si avvicendavano dopo che il giocatore aveva premuto e poi rilasciato un pulsante, fermandosi con una sola accesa casualmente; le luci potevano essere disposte in fila o in cerchio, a simulare la ruota della roulette. Da questo tipo di sorteggiatore elettronico pseudo-casuale traeva origine il dado elettronico, che era qualcosa di simile. In tutti i casi il gioco consisteva nell'indovinare quale luce sarebbe rimasta accesa alla fine della sequenza.

Il progetto proposto in queste pagine riguarda qualcosa del genere, perché è un effetto luminoso consistente in un punto



che si sposta ciclicamente dall'inizio alla fine di una fila di 10 LED disposti a cerchio, per poi ripartire dall'inizio.

L'accensione sequenziale ha inizio quando si rilascia il pulsante, premendo il quale viene avviato il gioco. Possiamo considerarlo una roulette a dieci soli numeri, utilizzandolo per dilettarci in giochi

di gruppo dove bisogna indovinare quale sarà il LED che rimarrà acceso, facendo delle puntate (si auspica simboliche e non in denaro...) per rendere la cosa più accattivante. Ma il circuito può anche essere utilizzato al posto di un dado per estrarre a sorte un numero tra 1 e 10.

Il circuito è molto semplice e realizzarlo può anche essere l'occasione per esercitarsi nei montaggi elettronici a scopo didattico, per chi inizia.

I componenti utilizzati sono di facile reperibilità, perché molto comuni: si tratta di un timer 555 e di un contatore tipo CD4017, contornati da un transistor e pochi passivi.

Andiamo dunque a vedere bene di cosa si tratta, analizzando lo schema elettrico del circuito, che trovate a fianco in questa pagina.

SCHEMA ELETTRICO

Il nostro gadget è composto da un generatore di impulsi rettangolari, facente capo al timer 555 (che nello schema elettrico è siglato U2), un contatore decimale CMOS di tipo CD4017 e un visualizzatore composto da dieci LED, che sul circuito stampato sono stati disposti in linea a comporre una striscia. Il generatore di impulsi serve a dare il clock al contatore, il cui avanzamento determina l'accensione dei LED uno alla volta e in sequenza.

Il 555 tuttavia non lavora sempre ma soltanto quando un quarto blocco, che è un interruttore temporizzato a transistor, ne alimenta la rete di temporizzazione.

Tutto risulterà più chiaro analizzando lo schema elettrico passo dopo passo, a partire dal pulsante di attivazione S1, che è normalmente aperto e che quando viene premuto porta la tensione di alimentazione +V alla base del transistor T1, il quale funziona nella configurazione a collettore comune e sostanzialmente fornisce corrente dal proprio emettitore alla rete di temporizzazione del 555. Partiamo dalle condizioni iniziali supponendo l'elettrolitico C1 scarico e così pure il C2: premendo il pulsante, la base di T1 viene alimentata e l'emettitore segue (con una differenza di 0,7V dovuti alla caduta di tensione base-emettitore) la tensione +V andando così ad alimentare la rete R2, R3, C2 che serve al 555 per funzionare.

Per farvi comprendere come funziona questa parte di circuito dobbiamo per prima cosa spiegare cosa c'è all'interno del 555; ebbene, esso contiene due comparatori aventi in comune un partitore di tensione a scala di resistenze che polarizza, all'operazione superiore l'ingresso invertente e a quello inferiore, il non-invertente.

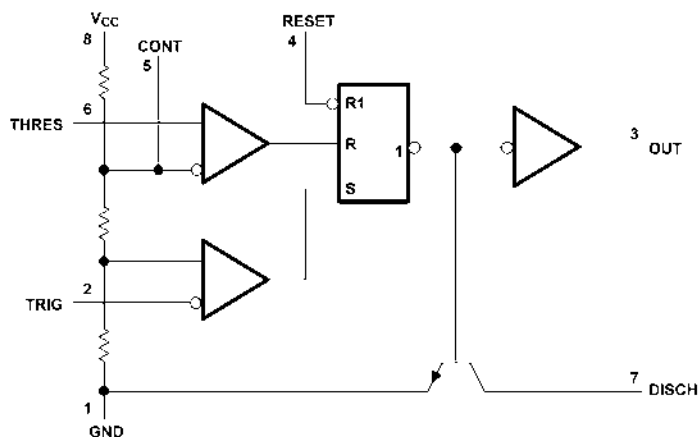


Fig. 1
Composizione
interna del
timer 555.

Dei comparatori vengono resi accessibili dall'esterno gli ingressi non-invertente di quello superiore, corrispondente al piedino 6 (THR, ossia Threshold) e l'invertente di quello superiore, corrispondente al piedino 2 (TRIG, ossia Trigger).

Notate che per "superiore" intendiamo il comparatore che si trova in alto nello schema a blocchi interno proposto nella **Fig. 1** e per "inferiore" quello in basso.

Il comparatore superiore riceve dal partitore resistivo multiplo il potenziale di riferimento più alto e quello inferiore la tensione più bassa.

Il nodo tra la prima e la seconda (considerate dall'alimentazione positiva) resistenza del partitore multiplo di riferimento dei due comparatori (alimentato, come il resto degli stadi interni al 555, dal piedino 8) viene portato all'esterno tramite il piedino 5 che qui non viene utilizzato, ma che permette di alterare le tensioni di riferimento dei comparatori, così da controllare con una tensione esterna la frequenza di lavoro nella configurazione astabile oppure la durata degli impulsi in quella da timer (monostabile).

Le uscite dei comparatori entrano una nel reset (quella del comparatore superiore, che arriva su R) e nel SET (comparatore inferiore) di un flip-flop di tipo RS, che è un circuito logico la cui uscita diretta (Q) va a livello alto (corrispondente a circa il potenziale del piedino 8) quando il SET è a livello alto, ovvero assume lo zero logico se SET è posto a circa zero volt; l'uscita presenta un comportamento esattamente opposto quando ad essere stimolato è l'ingresso reset, il quale, posto a livello

logico alto, resetta il flip-flop, intendendo con ciò che ne azzerò lo stato di Q.

Il flip-flop ha anche un'uscita complementata (/Q), la cui condizione logica è sempre l'inverso di quella Q.

Nel 555 è collegata, tramite una resistenza, alla base di un transistor NPN configurato ad open collector il cui emettitore è connesso a massa e il collettore al piedino DISCHG (Discharge, 7).

Il transistor può commutare una corrente di collettore di 200 mA, utilizzato in modo sink (ad assorbimento di corrente). L'uscita diretta, Q, è invece collegata al piedino OUT (3) dell'integrato attraverso un buffer interno push-pull, capace di erogare un massimo di 200 mA.

Il negativo di alimentazione, vale a dire la massa di riferimento del 555 corrisponde al piedino 1, mentre al 4 è connesso il reset generale (R1) a logica

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione:
3÷9V_{CC}

Corrente assorbita @6V:
50 mA

Frequenza di rotazione:
144±0 Hz

Visualizzazione a:
10 LED

invertita del flip-flop: questo piedino permette di resettare forzatamente il circuito dall'esterno attraverso l'applicazione di un livello logico basso, ma nel nostro caso la relativa funzionalità non ci interessa ed è stata quindi disattivata e ciò è stato ottenuto collegando il piedino 4 fisso al positivo di alimentazione (piedino 8) in modo che veda costantemente lo stato logico alto.

Ciò detto, vediamo che nel circuito il 555 è configurato come astabile, con una leggera differenza rispetto al circuito convenzionale, in quanto non c'è alcuna resistenza tra i piedini 7 e 2,6; invece 7 e 2,6 sono collegati a massa attraverso un condensatore e all'alimentazione fornita dall'interruttore statico temporizzato facente capo a Q1, tramite la resistenza R2. R3 serve a scaricare l'elettrolitico quando il transistor viene interdetto.

Per comprendere come funziona il 555 in questo circuito riferiamoci allo schema a blocchi di **Fig. 1** dando per assodato che l'integrato è alimentato costantemente tra i piedini 8 e 1, che l'elettrolitico C2 è scarico e che il reset esterno dell'integrato è disattivato, nonché supponendo di aver premuto il pulsante S1, tanto che tra l'emettitore del Q1 e massa si trova più o meno la tensione di alimentazione dell'intero circuito.

Con C2 scarico e avente quindi una tensione iniziale tra le armature di 0 volt, inizialmente i piedini 2 e 6 sono a zero volt e pertanto l'uscita del comparatore inferiore è a livello alto

Ciò determina il livello logico alto sull'ingresso SET del flip-flop e lo stesso sull'uscita Q (la /Q si porta a zero logico lasciando interdetto il transistor collegato al DISCHG, permettendo così al C2 di caricarsi attraverso la corrente che fluisce nella R2 (ad essere precisi, la corrente che fluisce in R2 diminuita della piccola corrente derivata dalla R3).

Il pin 7 non assorbe corrente ed è quindi come non ci fosse, fin quando la differenza di potenziale ai capi dell'elettrolitico non supera la tensione di soglia del comparatore inferiore, che è pari a 1/3 di quella applicata al piedino 8. Ora l'uscita del suddetto comparatore si porta a zero logico e libera (ossia lo lascia andare a livello alto) il SET del flip-flop, la cui uscita rimane comunque a livello alto fin quando la tensione ai capi di C2, continuando a crescere, non si porta a un valore superiore ai 2/3 della tensione di alimentazione del 555, valore corrispondente alla soglia di commutazione del comparatore superiore.

Quando ciò accade, l'uscita del comparatore superiore si porta a livello logico alto e resetta il flip-flop, la cui uscita diretta passa a zero logico mentre la

/Q si porta a livello alto, mandando in saturazione il transistor interno collegato al piedino 7, il quale attraverso scarica C2 quasi istantaneamente, non essendoci di mezzo alcuna resistenza, come invece sarebbe nello schema applicativo canonico per l'astabile basato sul 555.

In realtà la tensione del C5 non si annulla all'istante, ma comunque in un tempo che è nettamente inferiore all'intervallo richiesto dal C2 per caricarsi. Quando la tensione ai capi del C2 scende al di sotto della soglia di del comparatore inferiore, l'uscita di quest'ultimo torna a livello logico alto e setta il flip-flop, che riporta Q a 1 logico e /Q a zero. In questa condizione il condensatore riprende a caricarsi perché il piedino 7 torna nello stato open (isolato). La carica avviene nuovamente fino a 2/3 della tensione applicata tra i piedini 1 e 8 del 555, quindi il ciclo ricomincia. Per effetto di ciò abbiamo l'uscita OUT dell'integrato che si mantiene a livello alto nel periodo che serve affinché la tensione ai capi del C2 passi da 1/3 a 2/3 della tensione di alimentazione e a livello basso, invece, durante il brevissimo tempo richiesto alla scarica del condensatore C2, che porta la tensione da 2/3 della tensione di alimentazione ad 1/3.

Il periodo complessivo di "oscillazione" del multivibratore dipende sostanzialmente dai valori del C2 e della resistenza R2 (con una certa approssimazione) e più precisamente, la durata dell'impulso d'uscita a livello alto si determina come:

$$t_h \sim 0,693 (R_2) C_2$$

Tale durata coincide con la carica del condensatore. Invece la pausa dura un tempo ridottissimo, pari a pochi microsecondi ed è determinata dalla formula:

$$t_l = 0,693 \times (R_{ce}) C_2$$

e coincide con la scarica dell'elettrolitico ad opera del piedino DISCH. R_{ce} è la resistenza dinamica vista tra collettore ed emettitore del transistor collegato al piedino 7, la quale è di poche decine di ohm e cresce al diminuire della tensione ai capi dell'elettrolitico, giacché la V_{ce} cala e con essa il guadagno del transistor.

La durata del periodo T è pari a $t_h + t_l$ e il duty-cycle vale:

$$dc = t_h / T$$

Siccome t_h è praticamente uguale a T, il duty-cycle è dell'ordine di circa il 95%.

La frequenza può essere calcolata approssimativamente con la formula:

$$f = 1,44 / C2 (R2 + 20 \text{ ohm}) \sim 1,44 / 1 \mu\text{F} \times 10 \text{ kohm} = 144 \text{ Hz}$$

Queste sono le caratteristiche del segnale rettangolare fornito dall'U1, che farà da clock al contatore U1, un comune CD4017 che piloterà i 10 LED collegati alle sue uscite, determinando un effetto luminoso che consiste nel far accendere i diodi uno alla volta e in sequenza.

Siccome sul circuito stampato abbiamo disposto i LED in cerchio uno dopo l'altro nell'ordine di attivazione delle uscite del contatore, vedremo scorrere un punto luminoso lungo il cerchio, fino a che si fermerà in una posizione casuale.

Vediamo dunque cosa accade nel contatore decimale, premettendo che tale integrato conta gli impulsi in ingresso a decadi, attivando di volta in volta l'uscita corrispondente al numero di impulsi di clock contati.

Il 4017 dispone di 10 uscite, di peso crescente da 1 a 10, che nello schema elettrico sono nell'ordine 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9.

Partendo dall'istante del reset (che può essere forzato ponendo a 1 logico il piedino 15 oppure automatico all'accensione) ogni volta che viene rilevato uno stato logico alto (ovvero un passaggio 0/1 logico) da parte dell'ingresso di clock (CLK) lo stato del contatore incrementa di 1, nel senso che si porta a livello alto l'uscita di peso decimale immediatamente successivo a quello dell'uscita attualmente attiva.

Quindi, partendo dalla condizione di contatore resettato, inizialmente è a livello alto l'uscita 0; un primo impulso di clock porta ad 1 logico l'uscita 1, un secondo pone a livello alto la 2 e via di seguito, fin quando non si conta il decimo impulso, che attiva la 0, oltre il quale il conteggio riprende da 1. Le uscite assumono lo stato alto una sola per volta. Il contatore dispone di un'ulteriore uscita, localizzata al piedino 12, chiamata Carry Out, la quale fornisce un impulso a livello logico alto quando il CD4017 riceve sul clock un'ulteriore impulso quando ad essere attiva è l'uscita decimale di peso 10 (Q0).

Tale uscita, che qui non è collegata perché non ci occorre la relativa funzione, serve per triggerare un contatore in cascata, nei circuiti in cui serve contare impulsi secondo potenze di 10.

Dispone altresì della funzione di abilitazione del clock, utilizzabile ad esempio quando si deve decidere l'istante in cui far partire il conteggio; nel

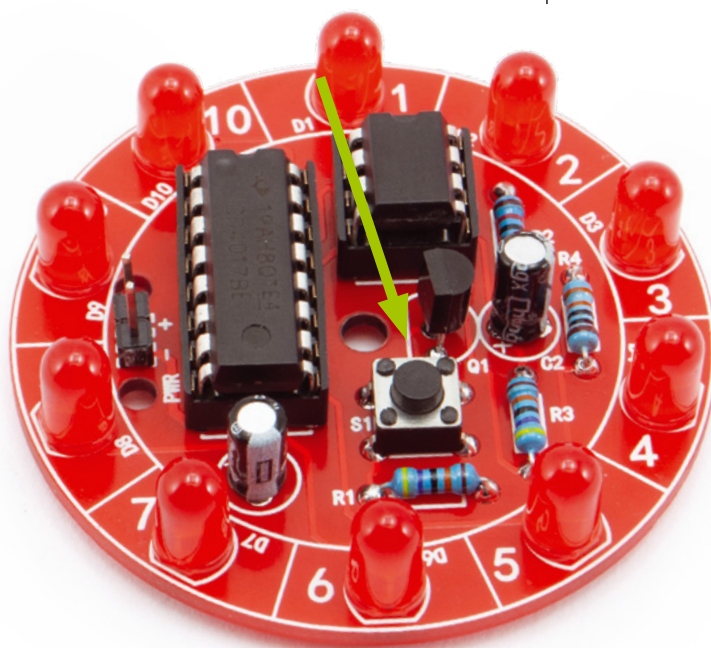
nostro caso il clock è sempre attivo e ciò perché abbiamo posto a massa il piedino 13 (/CKEN).

Per come abbiamo collegato il contatore, ossia con il piedino di reset (15) a massa (il che equivale a disattivare il reset esterno) il nostro CD4017 conta fino a dieci e viene azzerato automaticamente all'undicesimo impulso, per riprendere da capo il conteggio.

Ad ogni impulso si porta a livello l'uscita di peso decimale superiore a quella attiva fino all'istante precedente, la quale torna a zero logico. Siccome ciascuna delle uscite Q0, Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8 e Q9 pilota un LED rosso attraverso una resistenza di limitazione della corrente (R1 per D1, R2 per D2 e così via fino ad R10) si accenderanno in sequenza ed uno solo alla volta, i 10 LED, dando la sensazione che un punto luminoso scorra su una barra da un lato all'altro, per poi riprendere una volta arrivato a fine percorso.

I diodi luminosi che il 4017 pilota hanno tutti il catodo in comune, terminante a massa con un resistore da 330 ohm; questo perché, dovendosi illuminare uno solo alla volta, non serve una resistenza per ciascuno ma è possibile disporre una sola, calcolata per la corrente diretta di un solo LED. Bene, a questo punto facciamo un passo indietro e torniamo al blocco del circuito che permette il funzionamento del 555 e del contatore, ossia dall'interruttore statico temporizzato: quando si rilascia il pulsante S1, il transistor NPN rimane

↓ Premendo il pulsante la ruota inizia a girare.

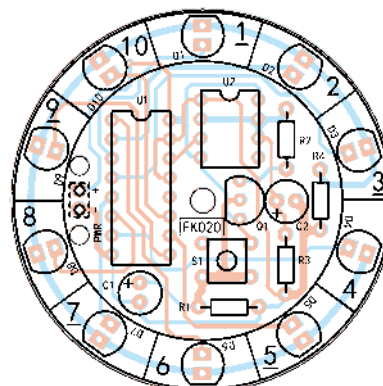
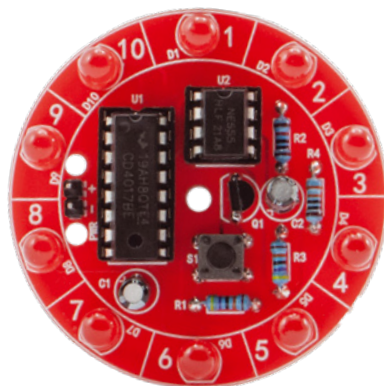


Elenco Componenti:

R1, R3: 470 kohm
 R2: 10 kohm
 R4: 330 ohm
 LD1÷LD10: LED rosso 5 mm
 C1: 47 µF 16 VL elettrolitico
 C2: 1 µF 16 VL elettrolitico
 Q1: S9014
 U1: CD4017
 U2: NE555
 S1: Microswitch

Varie:

- Zoccolo 4+4
- Zoccolo 8+8
- Strip maschio 2 vie
- Circuito Stampato FK020 (ø51 mm)



in conduzione per qualche istante ancora, vale a dire fin quando la tensione tra le sue armature è maggiore o uguale alla minima differenza di potenziale che consente il funzionamento dell'astabile, aumentata della caduta V_{be} sullo stesso.

La minima tensione che consente all'astabile di commutare è sostanzialmente quella della soglia di commutazione del comparatore superiore all'interno del 555, quindi poco più di $1/3$ dell'alimentazione applicata tra i piedini 8 e 4.

Va però precisato che man mano che C1 si scarica attraverso la resistenza R1, abbassandosi la tensione fornita dall'emettitore del Q1 si avvicinano gli istanti di commutazione dei comparatori interni al 555 e quindi la frequenza scende fino ad annullarsi al raggiungimento della predetta soglia. Questo fenomeno contribuisce a rendere ancora più casuale il conteggio del 4017 e quindi quale LED rimarrà acceso.

Approssimativamente e senza andare a sperticarci con i calcoli esponenziali richiesti, considerando una tensione di alimentazione dell'integrato 555 pari a 9 volt, l'astabile smette di lavorare dopo circa 4,5 secondi; con tensioni minori, anche prima, giacché la caduta base-emettitore del Q1 pesa maggiormente.

L'effetto visivo che si ottiene, quindi, è una rapida successione dell'accensione dei LED del circuito disposti in cerchio, fino a quando si tiene premuto il pulsante S1, quindi il punto luminoso comincia a vedersi scorrere sempre più lentamente fino a fermarsi, come accadrebbe ad esempio alla pallina della roulette.

Concludiamo la descrizione dello schema elettrico con l'alimentazione del circuito, che si applica tra i contatti PWR (V_{cc} è il positivo e GND il negativo) ai quali va applicata una tensione continua di valore compreso fra 3 e 9 volt, prelevata da una fonte di alimentazione in grado di erogare almeno 60 mA: ad esempio va benissimo una pila a secco di tipo "transistor" ossia da 9 volt, ma è possibile impiegare anche un classico portatile contenente 4 pile stilo poste in serie.

REALIZZAZIONE PRATICA

Bene, adesso che abbiamo descritto esaurientemente lo schema elettrico, possiamo passare alle note costruttive, partendo dal circuito stampato che abbiamo disegnato allo scopo e del quale rendiamo disponibile, nelle pagine di presentazione di questo numero della rivista (su www.elettronicaain.it) il file gerber che potete utilizzare per il servizio di realizzazione dei circuiti stampati PCBPRODUCTION disponibile sul sito www.futurashop.it.

Bene, procedete col montaggio dei componenti richiesti, i quali sono tutti a foro passante e quindi facilmente gestibili anche da chi ha poca esperienza ed un'attrezzatura minima limitata al classico saldatore, al filo di lega saldante e ad un qualsiasi tronchesino per elettronica.

Una volta in possesso di tutto il necessario, iniziate il montaggio con le resistenze e il pulsante miniatura, poi con condensatori, prestando attenzione alla polarità dei due elettrolitici, quindi procedete con lo zoccolo dip 4+4 contatti per il 555 e con

quello a 8+8 poli per il CD4017, cercando di allineare le tacche di riferimento come indicato nel piano di montaggio.

In alternativa è possibile saldare direttamente i due integrati, però bisogna fare attenzione a non surriscaldarli; invece se optate per il montaggio su zoccolo, inserite gli integrati una volta saldati tutti gli altri componenti.

Passate quindi al transistor, da orientare con il lato piatto rivolto al centro del circuito stampato, poi ai 10 LED, ricordando che per il loro corretto orientamento, il catodo è l'elettrodo che si trova dal lato smussato del contenitore).

Completate il montaggio saldando nelle piazzole per l'alimentazione (PWR) due fili di colore differente (idealmente rosso per il positivo e nero per il negativo) o il cavetto bipolare di una presa volante "a strappo" per pile da 9V.

Per l'orientamento dei componenti polarizzati (quindi LED, elettrolitici e integrati) fate riferimento al piano di montaggio proposto in queste pagine. Una volta completato il montaggio e verificatane l'esattezza, il vostro circuito è pronto per l'uso, dato che non richiede alcuna operazione di taratura preliminare.

Basta alimentarlo e vedrete subito accendersi casualmente un LED, perché il contatore 4017 non viene resettato all'accensione e pertanto presenta un'uscita attiva a caso.

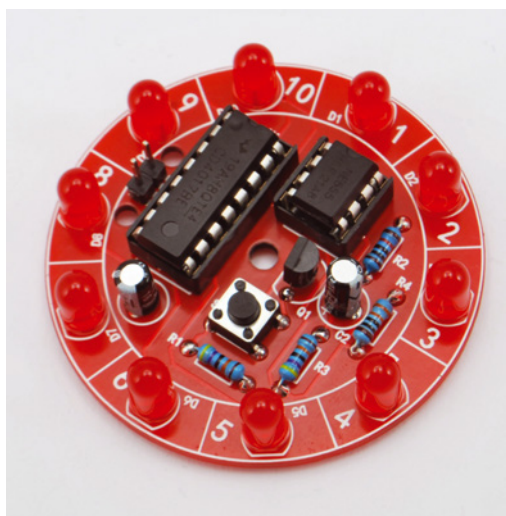
Premendo il pulsante vedrete lampeggiare tutti i LED perché lo scorrimento è più veloce di quanto il nostro occhio riesca a seguire (a causa del fenomeno della persistenza sulla retina) e rilasciandolo a un certo punto vedrete il punto scorrere fino a fermarsi.

Per far funzionare il circuito dovete fornirgli un'alimentazione continua a tensione di valore compreso fra 3 e 9; la corrente richiesta è dell'ordine dei 50 milliampere, ma conviene che l'alimentatore utilizzato allo scopo sia in grado di erogare qualcosa in più, per far fronte ai picchi di assorbimento che possono verificarsi nei transistori.

CONCLUSIONI

Bene, terminiamo la descrizione del nostro gioco elettronico precisando che i LED, che nel progetto è previsto siano tondi da 5 mm di diametro, in realtà potete sceglierli anche di altre forme: per esempio rettangolari o quadrati, ovvero LED sempre tondi ma da 3 mm.

Potete anche decidere di utilizzare dei diodi luminosi di altro colore, quindi non rossi ma arancioni, verdi o altro... persino bianchi.



Il prototipo montato e pronto per l'uso: ai pin strip si applica l'alimentazione.

Magari è conveniente introdurre il circuito in un contenitore in plastica, che ospiti anche l'eventuale pila per l'alimentazione, lasciando visibili dall'esterno i LED e montando sollevato il pulsantino S1, che potete anche sostituire con uno di tipo da pannello montandolo su una parete del contenitore.

Potete anche lavorare il coperchio del contenitore realizzando un foro del diametro di poco superiore ai 5 mm in corrispondenza di ciascuno dei LED e poi montare il PCB a ridosso del coperchio stesso in maniera da far spuntare le sommità dei diodi luminosi fuori dal contenitore.

In questo caso è possibile prolungare il pulsante con un cilindretto in plastica, ovvero scegliere per S1, un microswitch con attuatore lungo abbastanza da arrivare almeno al livello dei LED.

Bene, con questo abbiamo davvero concluso e non ci resta che augurarvi buon divertimento con il vostro nuovo gioco elettronico! □



COSA OCCORRE ?

Codice	Descrizione	Prezzo € IVA inclusa
FK020	Ruota della fortuna a LED	8,00
555	IC Timer 555	0,60
4017	IC contatore decimale/divisore a 10 uscite	1,10

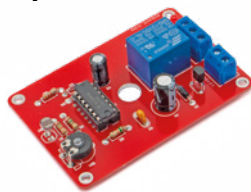
IL MATERIALE VA RICHIESTO A:

Futura Elettronica, Via Adige 11, 21013 Gallarate (VA)
Tel: 0331-799775 - www.futurashop.it

ENTRA NEL MONDO DELL'ELETTRONICA

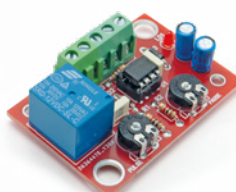
Le scatole di montaggio di Futura Elettronica sono semplici da montare e da utilizzare, ideali per avvicinarsi al fantastico mondo dell'elettronica. Non utilizzano microcontrollori e sono fornite con schemi elettrici e istruzioni.

Interruttore Crepuscolare



cod. FK001 € 9,00

Modulo timer a intermittenza



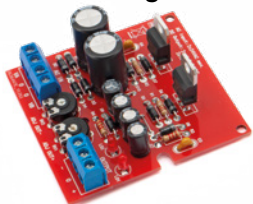
cod. FK002 € 12,00

Alimentatore stabilizzato da 1,5 a 35V



cod. FK003 € 10,50

Alimentatore stabilizzato duale e regolabile



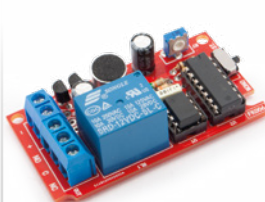
cod. FK004 € 14,00

Timer Start e Stop



cod. FK005 € 14,00

Interruttore battimani



cod. FK006 € 14,00

Scheda di controllo automatico per ventilazione



cod. FK007 € 14,00

Regolatore di velocità per ventole



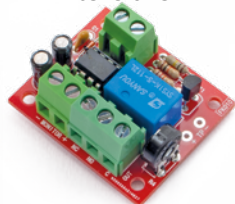
cod. FK008 € 17,80

Luce psichedelica a LED



cod. FK009 € 12,00

Protezione bassa tensione



cod. FK010 € 11,50

Regolatore PWM per pannelli fotovoltaici 12/24V



cod. FK011 € 18,00

Automatismo per tende e tapparelle motorizzate



cod. FK013 € 13,50

Indicatore di livello liquido per vasche



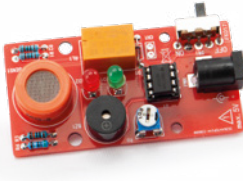
cod. FK015 € 8,50

Allarme batteria scarica



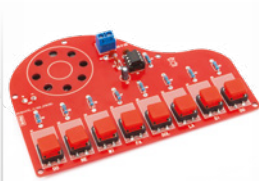
cod. FK016 € 8,00

Alcol tester



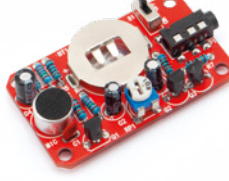
cod. FK017 € 9,00

Mini piano elettronico con NE555



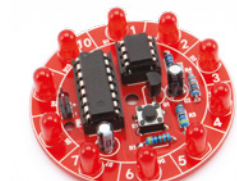
cod. FK018 € 8,00

Amplificatore acustico



cod. FK019 € 9,00

Ruota della fortuna a LED



cod. FK020 € 8,00

Candela a LED con effetto fiamma



cod. FK022 € 8,00

Scheda con relé allo stato solido



cod. FK023 € 5,50

Scheda con sensore di gas GPL, propano e idrogeno



cod. FK024 € 11,00

KIT FOR MAKERS

Caratteristiche tecniche di questi prodotti e acquisti on-line su www.futurashop.it

FUTURA ELETTRONICA®

www.futurashop.it

Futura Group srl • Via Adige, 11
21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775

AUDIO PRO: UN IMPIANTO AUDIO COMPLETO



del Prof. **MICHELE MENNITI**

**Sviluppiamo un
completo impianto
audio per casa.
Prima puntata.**

Negli anni 70-80 era molto in voga il dotarsi in casa di un impianto Hi-Fi (acronimo di High Fidelity, alta fedeltà) costituito da una serie di apparecchi le cui dimensioni rispettavano uno standard convenzionale di riferimento. Venivano sistemati in appositi mobiletti realizzati in legno e vetro e organizzati in spazi separati da ripiani, sempre in legno. Nella parte superiore c'era il "piatto", per la riproduzione dei dischi in vinile, 33 o 45 giri; poi, in ordine sparso, c'erano la "piastra" singola o doppia, per la riproduzione e registrazione delle musicassette a nastro magnetico, un sintonizzatore radio AM/FM

ed un amplificatore finale di potenza, che pilotava le "casse" esterne; non di rado il sintonizzatore era incorporato nell'amplificatore (in quel caso si parlava di sintonamplificatore).

L'amplificatore poi era dotato anche di un "pre", cioè uno stadio di preamplificazione che si occupava di standardizzare il livello dei segnali ricevuti dai vari apparecchi, per poi inviarli allo stadio finale.

Ad un certo punto comparvero anche i lettori CD audio, gli equalizzatori e i visualizzatori di spettro audio. Il retro del mobiletto era aperto, o chiuso con uno sportello, e serviva per l'accesso ai collegamenti, una marea di cavetti stereo RCA maschio-maschio che, nei casi più lussuosi, avevano gli spinotti placcati in oro, per garantire un perfetto contatto elettrico.

C'erano due "scuole di pensiero", relativamente all'acquisto di questi impianti: una parte preferiva comprare tutto della stessa marca, anche per ragioni di affinità estetica, mentre la restante parte preferiva selezionare le singole apparecchiature in base alle caratteristiche.

Le marche più richieste erano Sony, Pioneer, Marantz, Philips, Panasonic, tanto per citarne alcune. Abbiamo pensato di replicare alcune di queste apparecchiature, da abbinare poi ad un lettore CD o MP3, o anche ad uno o due microfoni.

Naturalmente, come sempre, faremo molta didattica spiegando gli schemi elettrici, in modo che questo lavoro non resti fine a sé stesso, ma permetta di comprendere il funzionamento dei suoi componenti per altre applicazioni.

Il nostro progetto, che abbiamo battezzato "Audio PRO", è di tutto rispetto, anche se non ha la velleità di competere con gli impianti Hi-Fi di cui abbiamo parlato finora; d'altra parte sarà tutto realizzabile con meno del costo equivalente di uno solo degli apparecchi che componevano quegli impianti.

Lo abbiamo strutturato in quattro apparati distinti, ossia:

- mixer d'ingresso, contenente anche l'alimentazione generale;
- equalizzatore a 8+8 bande;
- visualizzatore di Spettro Audio, a 8+8 bande;
- amplificatore finale con alimentazione dedicata.

In **Fig. 1** sono visibili i quattro apparecchi montati nei contenitori, con le mascherine realizzate appositamente, mediante incisione laser.

Tutti i circuiti sono basati sull'eccellente NE5532P, un doppio amplificatore operativo a bassissimo rumore, specifico per applicazioni audio ad alta fedeltà.

SCHEMA ELETTRICO ALIMENTATORE

Andiamo dunque a studiare le singole unità, partendo dall'analisi dello schema elettrico dell'alimentatore.

In **Fig. 2** abbiamo riportato il circuito stampato dell'alimentatore, già montato con i dissipatori e collegato ad un trasformatore toroidale.

L'alimentazione per mixer, equalizzatore e visualizzatore di spettro è unica, noi l'abbiamo collocata nel contenitore del mixer, ma nulla vieta che possa essere dotata di un contenitore proprio.

La progettazione è stata eseguita col fine di ottenere il minimo ripple possibile, per non introdurre rumore nel circuito audio, il risultato è stato piuttosto soddisfacente, considerando che abbiamo montato tutto in contenitori di plastica, e non metallici, come sarebbe stato più logico, ma si tratta comunque di un progetto che, pur avendo caratteristiche eccellenti, non aspira certo alla qualità Hi-Fi.

Avendo necessità di una tensione duale di $\pm 12V$, abbiamo adottato un trasformatore toroidale da 12-0-12 Vca 50 VA; la scelta di questo tipo di trasformatore, rispetto ad uno tradizionale a lamelle, è stata fatta tenendo conto dei numerosi vantaggi, a fronte di un costo più elevato, ma non proibitivo: i trasformatori toroidali sono più efficienti, più compatti e, avendo il campo magnetico confinato al loro interno, possono essere posizionati vicino ad altri componenti elettronici senza provocare interferenze e disturbi, l'ideale per un circuito audio. Il raddrizzamento della corrente alternata lo abbiamo ottenuto mediante quattro diodi schottky SB5100, per avere una maggiore velocità di commutazione; in parallelo ad ognuno di essi abbiamo aggiunto un condensatore in poliestere da 100 nF. La ragione di questo espediente è da ricercare nel

Fig. 1
L'impianto
Audio PRO
montato.



fatto che quando i diodi passano dallo stato di conduzione a quello di interdizione, per un breve tempo (che può essere anche dell'ordine di $1\ \mu\text{s}$) la corrente continua a fluire anche se il diodo è già polarizzato in senso inverso, per poi interrompersi di colpo. Questo comportamento può provocare un disturbo che si immetterebbe nel circuito audio; la capacità in parallelo al diodo serve appunto per ridurne gli effetti.

In genere il circuito che si trova a valle è perfettamente simmetrico, ma nel nostro caso abbiamo dovuto prevedere il ramo positivo molto più potente di quello negativo.

La ragione sta nel fatto che l'alimentazione duale serve per l'alimentazione dei circuiti di preamplificazione audio, e l'assorbimento totale di mixer, equalizzatore e base del visualizzatore non supera i 160 mA per ramo, ma poi il solo ramo positivo deve alimentare ben 18 barre da 10 LED, di cui 16 sono nel visualizzatore di spettro e 2 nell'amplificatore finale, oltre ai rispettivi circuiti integrati di pilotaggio; quindi la corrente necessaria in corrispondenza del massimo consumo è di circa 1,8 A. Ci siamo affidati all'ormai storica coppia di regolatori lineari 7812 e 7912 che, ben raffreddati, possono sopportare massimo 1 A di corrente; per tale ragione il ramo negativo prevede un condensatore elettrolitico di filtro di $2.200\ \mu\text{F}$, mentre sul ramo positivo abbiamo dovuto montare due condensatori da $4.700\ \mu\text{F}$ in parallelo, per una capacità totale di quasi $10.000\ \mu\text{F}$.

Questi valori non sono stati necessari solo per filtrare opportunamente la tensione raddrizzata, ma anche per fare da serbatoio in grado di assorbire i picchi di consumo del visualizzatore, soprattutto in modalità BAR, quando cioè i LED di ogni barra si accendono contemporaneamente e non singolarmente (come nella modalità DOT).

Il ramo negativo si basa sul solo 7912, con i classici condensatori di disaccoppiamento, utili al fine di prevenire autooscillazioni, ed un secondo condensatore elettrolitico di filtro sulla sua uscita, in questo caso è più che sufficiente una capacità di $100\ \mu\text{F}$.

Il ramo positivo invece prevede un transistor di potenza di tipo PNP, il TIP2955, che si occupa di fornire quasi tutta la corrente necessaria, sgravando il 7812. In pratica, fino ad una corrente di circa 250 mA lavora il solo 7812, in quanto ai capi del resistore da $3,3\ \text{ohm}$ si genera una caduta di tensione inferiore a $0,7\ \text{V}$.

Quando la corrente assorbita dal ramo positivo raggiunge il valore di 250 mA, la caduta di tensione

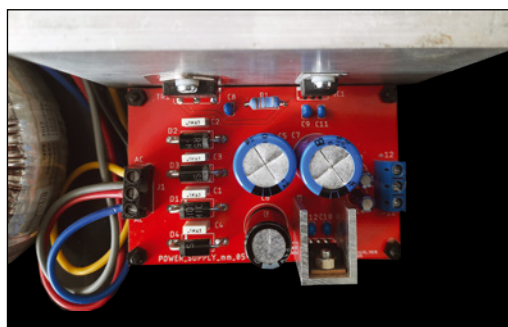
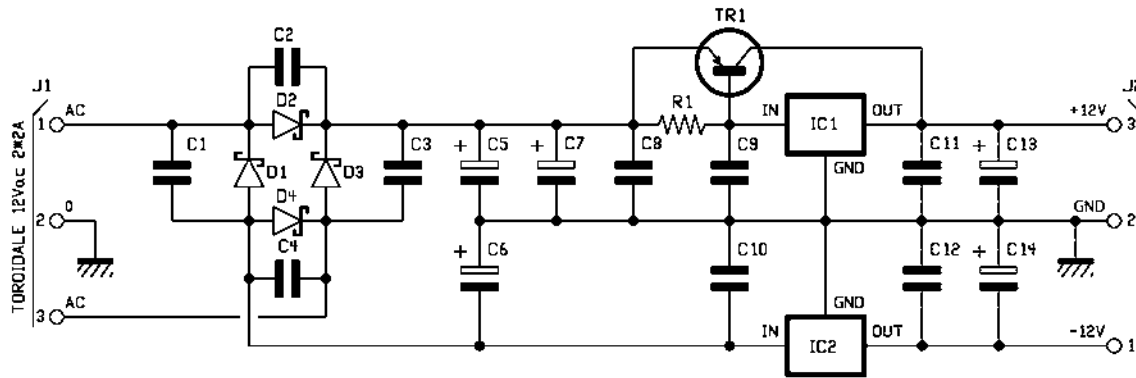


Fig. 2
Il PCB
dell'alimentatore
montato con il
trasformatore
toroidale.

ai capi del resistore da $3,3\ \text{ohm}$ supera gli $0,7\ \text{V}$, che rappresentano la V_{be} (tensione base-emettitore) in grado di mandare in conduzione il transistor; di conseguenza tutta la corrente eccedente i 250 mA viene erogata attraverso il transistor di potenza, con il 7812 che fa da stabilizzatore per l'intero circuito. Questo tipo di applicazione è estremamente interessante, in quanto permette di superare il limite di corrente del 7812: come si può vedere sono sufficienti un resistore ed un transistor PNP in grado di sopportare la corrente necessaria. Vediamo come si calcola il valore del resistore: innanzitutto occorre stabilire la corrente

CARATTERISTICHE TECNICHE

- Mixer:**
 2 ingressi AUX stereo per Lettori CD e MP3, 2 ingressi MIC mono per microfono commutabili in 1 ingresso stereo. Regolazione del volume generale in uscita.
- Equalizzatore stereo:**
 8 + 8 bande di equalizzazione: 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz, 16 kHz; regolazione mediante slider con range di $\pm 10\ \text{dB}$.
- Visualizzatore di spettro audio:**
 visualizzazione mediante 8+8 barre da 10 LED, con commutazione DOT/BAR.
- Amplificatore finale stereo:**
 potenza da 10 a 100 W per canale, dipendente dalla tensione di alimentazione dedicata, regolazione generale del volume, MUTE, visualizzatore di clipping a LED, visualizzazione del livello di volume separata per i canali destro e sinistro, mediante due barre di LED.
- Consumi alimentazione generale:**
 +12 V: 1,8 A, -12 V: 160 mA

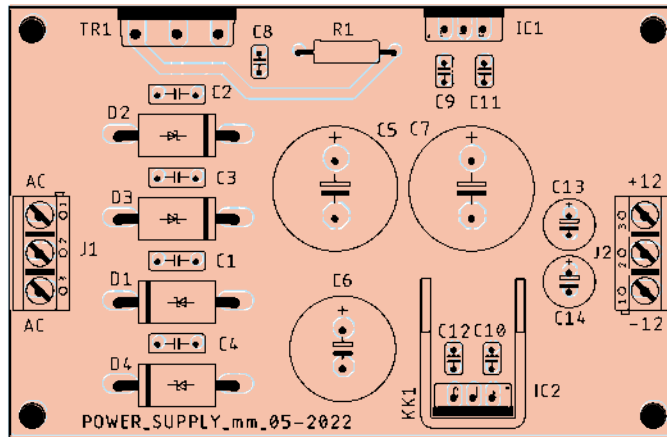


Elenco Componenti:

C1, C2, C3, C4: 100 nF ceramico
 C8, C9, C10, C11, C12: 100 nF ceramico
 C5, C7: 4700 µF 25 VL elettrolitico
 C6: 2200 µF 25 VL elettrolitico
 C13, C14: 100 µF 16 VL elettrolitico
 R1: 3,3 ohm 1/2 W o 1 W
 D1, D2, D3, D4: SB5100
 IC1: 7812
 IC2: 7912
 TR1: TIP2955

Varie:

- Trasformatore toroidale 12-0-12 Vac 2,2 A
- Dissipatore 10x6 cm
- Dissipatore TO220
- n. 3 viti M3 10 mm
- n. 3 dadi M3
- n. 1 mica e rondella isolanti per TO247
- n. 2 morsetti 3 vie passo 5,08 mm
- Circuito stampato S1678 (84x55 mm)



massima da far passare nel 7812, nel nostro caso sono 250 mA, corrispondenti a 0,25 A (I_{reg}); dal datasheet del transistor da usare bisogna ricavare il valore del suo guadagno (h_{fe}), che nel nostro caso è 50; infine occorre stabilire la corrente massima da far passare attraverso il transistor, che nel nostro caso è 2A (I_{tr}), in modo da rientrare abbondantemente nel consumo massimo di 1,8 A del ramo positivo. Ora è possibile calcolare la cor-

rente di base necessaria a mandare in conduzione il transistor (I_b), mediante la formula:

$$I_b = \frac{I_{tr}}{h_{fe}} = \frac{2}{50} = 0,04 \text{ A.}$$

La corrente che deve scorrere nel resistore è:

$$I_R = I_{RRC}; \quad I_R = 0,25 \quad 0,04 = 0,21 \text{ A.}$$

Il valore del resistore è:

$$R = \frac{V_{BE}}{I_R} = \frac{0,7}{0,21} = 3,33 \text{ ohm}.$$

È importante anche calcolare la potenza del resistore, altrimenti potrebbe surriscaldare fino a bruciarsi; la formula è:

$$P = I_R^2 * R = 0,21 * 0,21 * 3,33 = 0,15 \text{ W}$$

quindi in questo caso va benissimo un comune resistore da 0,25 W, anche se è consigliabile usarne uno da 0,5 W; nel nostro PCB abbiamo previsto dimensioni anche più ampie.

Naturalmente anche per il 7812 abbiamo previsto i due condensatori di disaccoppiamento e quello elettrolitico di filtro sull'uscita, di uguale valore rispetto all'altro ramo. Un'ultima nota riguarda la dissipazione del calore: per il 7912 abbiamo usato un piccolo dissipatore di alluminio a "U", consigliato in quanto il drop-out (differenza di potenziale tra ingresso ed uscita del regolatore) è di circa 5 V che, moltiplicati per la corrente erogata di 160 mA rappresentano una potenza di:

$$P = (V_{in} - V_{out}) * I_{reg} = (17 - 12) V * 0,16 A = 0,8 W$$

più che sufficiente per far scaldare molto il componente; con il dissipatore, la temperatura si abbassa parecchio. Sul ramo positivo, essendo in gioco una potenza maggiore per il 7812, pari a:

$$P = (V_{in} - V_{out}) * I_{reg} = (17 - 12) V * 0,25 A = 1,25 W$$

per il TIP2955, che deve dissipare:

$$P = (V_{in} - V_{out}) * I_{tr} = (17 - 12) V * 2 A = 10 W$$

Si è reso necessario usare un dissipatore molto più grande, al quale abbiamo fissato entrambi i componenti, ovviamente isolandoli elettricamente, altrimenti si sarebbe verificato il cortocircuito del collettore del transistor con la massa del regolatore. In realtà la corrente massima di 1,8 A genererà una potenza da smaltire di circa 9 W, ma la cosa non cambia molto, in termini di calore da dissipare. Per alimentare il circuito del mixer, trovandosi esso nello stesso contenitore dell'alimentatore, è sufficiente un cavetto MK a 3 poli; invece per distribuire l'alimentazione alle altre tre apparecchiature abbiamo usato tre prese di tipo XLR12 (o XLR12 mini) maschio, montate sul pannello posteriore del contenitore, e poi una presa identica su

ognuno degli altri tre apparecchi, realizzando dei cavetti di collegamento specifici, come vedremo nella parte dedicata all'assemblaggio del nostro impianto.

SCHEMA ELETTRICO MIXER

Il nostro mixer è costituito da tutti gli stadi d'ingresso preamplificati dell'impianto Audio PRO. Abbiamo previsto due ingressi AUX stereo, ai quali è possibile collegare lettori CD, MP3 o altri apparecchi audio che dispongono di un'uscita di basso livello di ampiezza, tipicamente indicata come uscita per cuffie. Sono presenti poi due ingressi MIC mono, per microfoni di tipo professionale, ma è possibile collegare anche un unico microfono stereo, un commutatore ci permetterà di usare questi due canali in parallelo (MONO) oppure separati (STEREO). Abbiamo preferito realizzare un mixer piuttosto che un preamplificatore con selezione dell'ingresso, in modo da poter rendere possibile il collegamento contemporaneo di un massimo di due lettori e due microfoni, miscelandone i segnali, mediante la regolazione singola dei guadagni dei rispettivi stadi.

La sezione degli ingressi del mixer è costituita da 6 amplificatori operazionali (contenuti in tre circuiti integrati NE5532P) in configurazione non invertente, di cui quattro per gli ingressi AUX 1 e 2, e due per gli ingressi MIC 1 e 2. Descriviamo il funzionamento di uno dei due canali di un ingresso AUX e di uno dei due ingressi MIC. Il segnale in ingresso al canale sinistro di AUX 1 passa attraverso il condensatore C1 che, assieme al resistore R1, svolge le funzioni di disaccoppiamento in continua e di filtro passa alto con frequenza di taglio di circa:

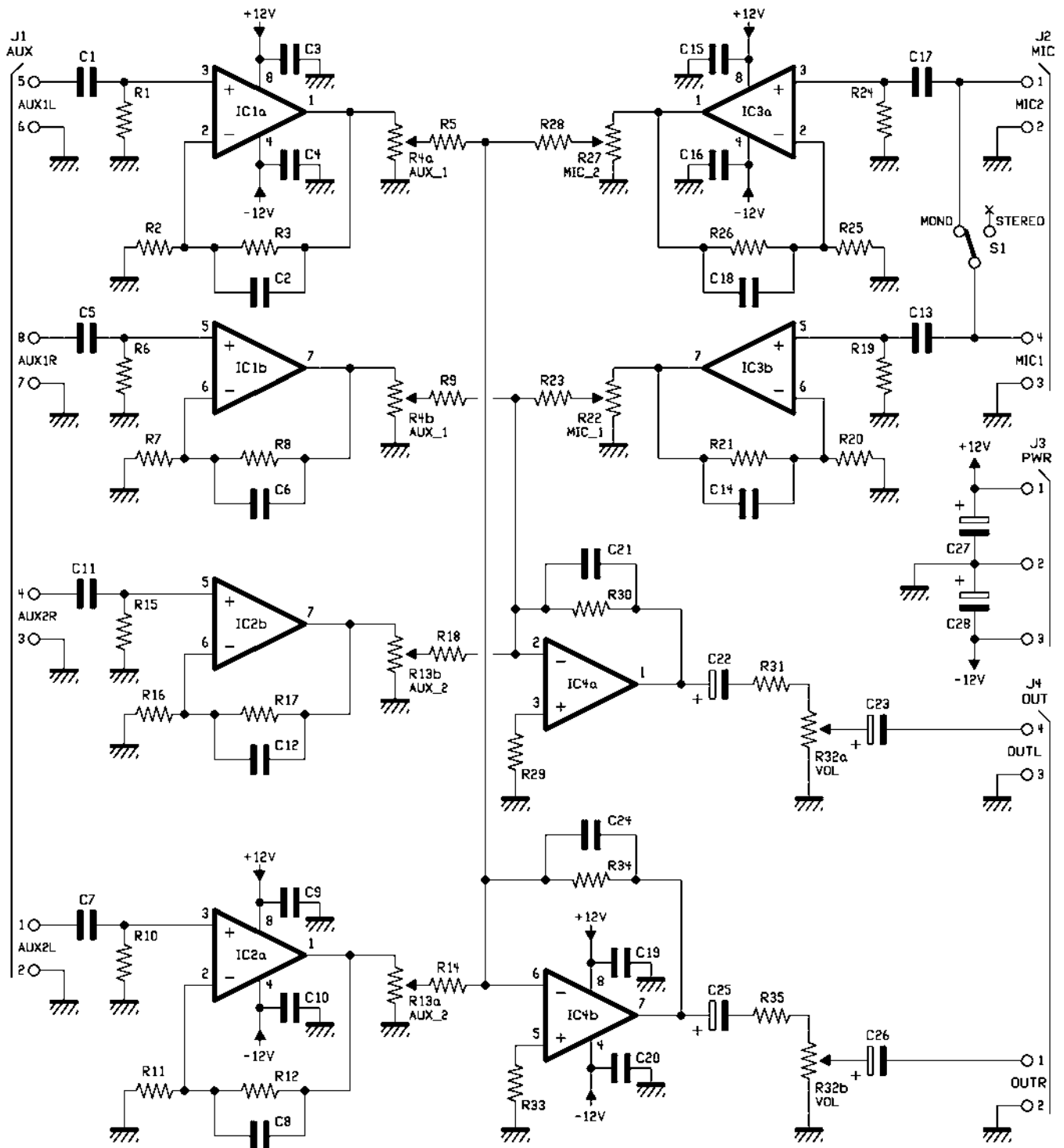
$$f = \frac{1}{2\pi * R_1 * C_1} = \frac{1}{6,28 * 47 * 0,00047} = 7 \text{ Hz}$$

Questa formula restituisce il risultato in Hz, esprimendo la resistenza in kohm e la capacità in millifarad; l'impedenza d'ingresso è di 47 kohm. La coppia di resistori R2-R3 fornisce allo stadio un guadagno (tipico delle configurazioni non invertenti) di:

$$A_v = \frac{R_3}{R_2} + 1 = \frac{47000}{2200} + 1 = 22$$

quindi un'amplificazione di circa 22 volte. La funzione di C2 è quella di evitare autooscillazioni in alta frequenza e bloccare eventuali ingressi di segnali di radiofrequenza (per esempio avvicinando troppo un dispositivo elettronico come un telefono

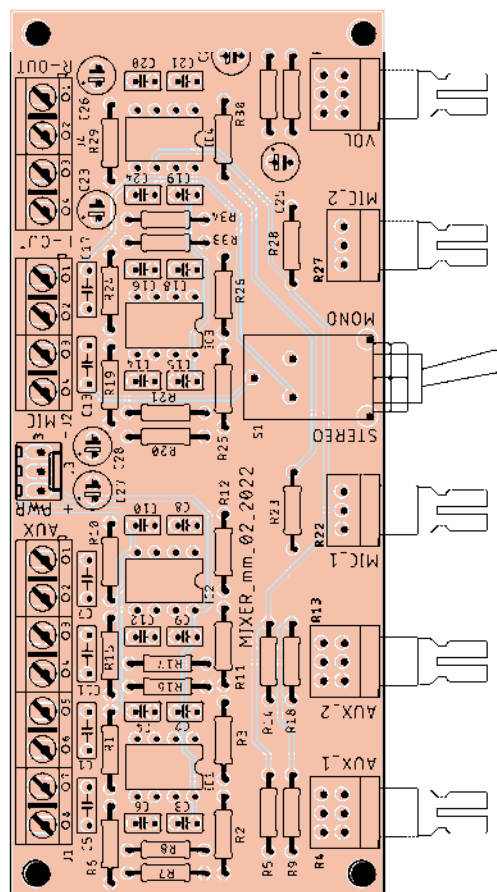
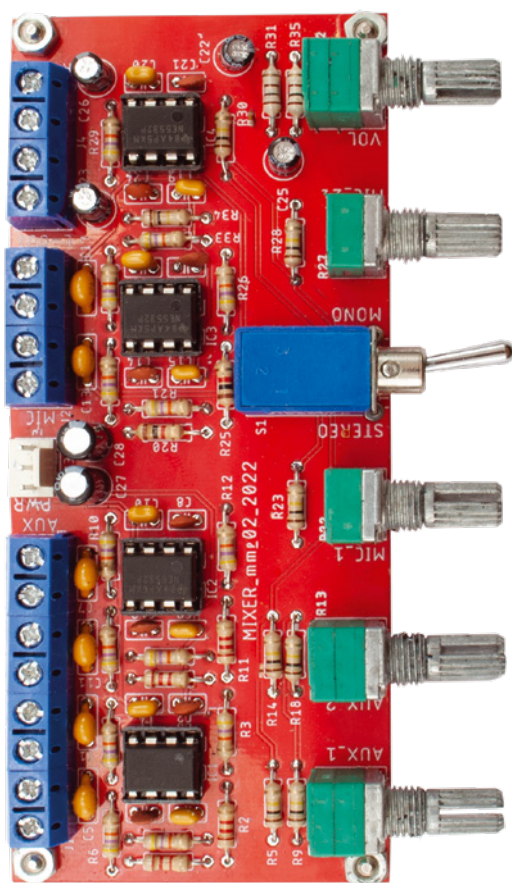




cellulare), infatti assieme a R3 costituisce sostanzialmente un filtro passa basso che taglia a circa:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_2} = \frac{1}{6,28 \cdot 47 \cdot 0,0000001} = 33.880 \text{ Hz.}$$

Infine R4a è un potenziometro (in realtà è una delle due parti del potenziometro doppio R4) che ha la funzione di regolare il volume del canale, in questo caso il sinistro dell'ingresso AUX 1. In **Fig. 3** si può osservare il modulo del diagramma di Bode



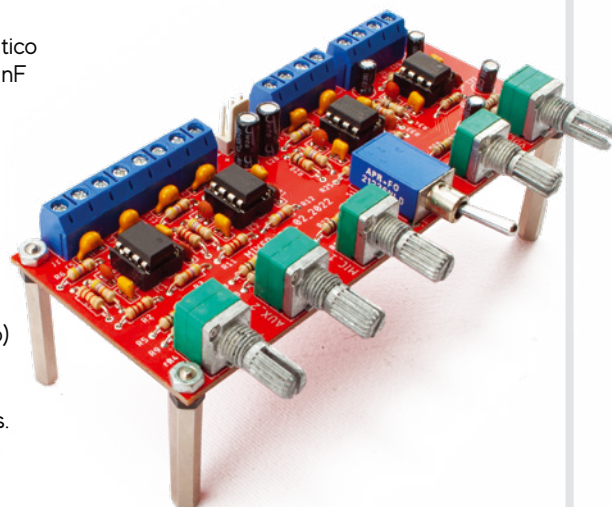
Elenco Componenti:

R1, R3, R6, R8, R10: 47 kohm
 R12, R15, R17, R19, R21: 47 kohm
 R24, R26, R29, R33: 47 kohm
 R5, R9, R14, R18, R23: 100 kohm
 R28, R30, R34: 100 kohm
 R4, R13, R32: potenziometro
 2x100 kohm RV9 90° c.s."
 R22, R27: Potenziometro 100 kohm
 RV9 90° c.s."
 R31, R35: 100 ohm
 R20, R25: 1 kohm
 R2, R7, R11, R16: 2,2 kohm
 C3, C4, C9, C10, C15, C16, C19, C20:
 100 nF ceramico
 C2, C6, C8, C12, C14, C18: 100 pF
 ceramico
 C22, C23, C25, C26: 10 µF 16 VL
 elettrolitico

C27, C28: 10 µF 25 VL elettrolitico
 C1, C5, C7, C11, C13, C17: 470 nF
 ceramico
 C21, C24: 47 pF ceramico
 IC1, IC2, IC3, IC4: NE5532P
 S1: Deviatore 90° SPDT

Varie:

- Deviatore c.s. (leggi articolo)
- Morsetto 2 vie
passo 5,08 mm (8 pz.)
- Connettore MK maschio c.s.
3 vie passo 2,54mm
- Zoccolo 4+4 (4 pz.)
- Connettore
- Circuito stampato S1679 (112x47 mm)



del comportamento di questo stadio, ottenuto mediante un simulatore on line.

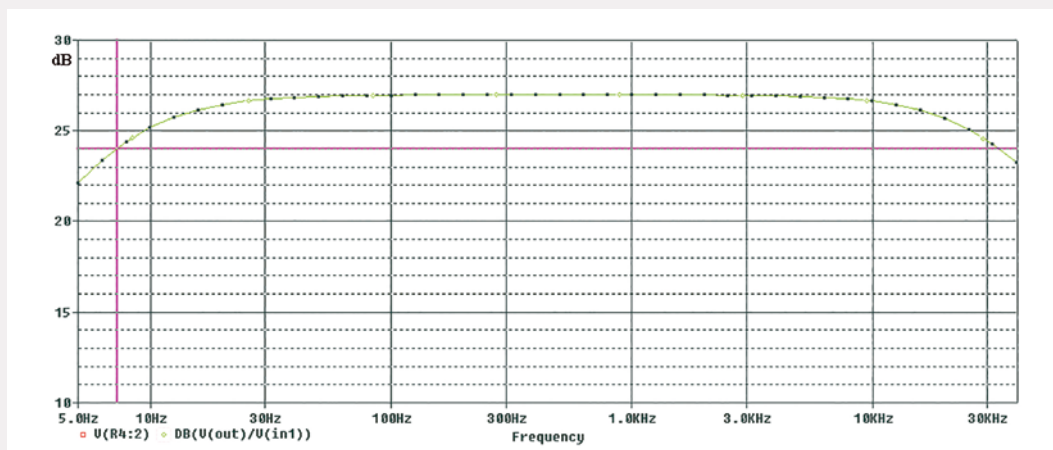
Lo stadio di ingresso MIC1 è sostanzialmente identico a quello appena descritto, con l'unica differenza del guadagno che, in questo caso è maggiore del

precedente, infatti vale:

$$A_0 = \frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{47000}{1000} + 1 = 48.$$

A proposito degli ingressi MIC1 e MIC2, è necessa-

Fig. 3
Modulo del diagramma di Bode degli stadi d'ingresso del mixer.



rio spiegare la funzione del deviatore S1, usato in realtà come interruttore. Il deviatore in posizione "STEREO" lascia separati i due ingressi microfonici e permette di collegare un microfono stereo oppure due microfoni mono alle prese MIC1 e MIC2, in entrambi i casi le voci si ascolteranno sui due canali finali sinistro (MIC1) destro (MIC2). Se invece si utilizza un solo microfono mono, collegato quindi alla presa MIC1 o alla presa MIC2, ovviamente la voce si ascolterà solo su uno dei due canali finali sinistro o destro. Volendo ottenere una sorta di effetto stereo con un solo microfono mono, sarà sufficiente posizionare il deviatore su "MONO" ed i due ingressi MIC1 e MIC2 verranno collegati in parallelo tra loro, facendo giungere la voce ad entrambi i canali finali. Ognuno dei sei stadi d'ingresso porta la propria uscita ad un ulteriore stadio, il mixer vero e proprio, tramite un resistore da 100 kohm. I due stadi mixer (uno per ogni canale) basati sempre sull'op amp NE5532P, hanno configurazione invertente con guadagno unitario determinato dalla formula:

$$A_0 = -\frac{R_{30}}{R_{23}} = -\frac{100000}{100000} = -1$$

nella quale il segno "-" indica l'inversione di fase del segnale in uscita. Per il calcolo abbiamo usato il resistore di uscita del canale MIC1, ma sarebbe la stessa cosa per tutti gli altri. Anche in questi stadi abbiamo previsto un filtro passa basso ma, avendo praticamente raddoppiato il valore del resistore, abbiamo dovuto dimezzare quello del condensatore, per mantenere la stessa frequenza di taglio, infatti è pari a:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R_{30} \cdot C_{21}} = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 0,000000047} = 33.880Hz.$$

L'uscita dei due stadi finali è collegata al potenzi-

metro doppio R32, che serve per la regolazione del volume master del mixer; il segnale stereo in uscita dal mixer viene inviato all'equalizzatore, per la regolazione delle singole bande di frequenza. I condensatori elettrolitici in serie (C22, C23, C25, C26) servono per bloccare eventuali componenti di tensione continua sommate al segnale audio. Il guadagno totale del mixer rispetto agli stadi AUX1 e AUX2 è di 26,8 dB (con un segnale di circa 20 mVpp in ingresso si ottengono circa 440 mVpp in uscita), mentre rispetto agli stadi MIC1 e MIC2 è di 33,8 dB (con un segnale di circa 9 mVpp in ingresso si ottengono sempre 440 mVpp in uscita). L'alimentazione del mixer è di $\pm 12V$, i due condensatori elettrolitici C27 e C28 hanno funzione di disaccoppiamento dagli altri circuiti collegati all'alimentatore generale. Le coppie di condensatori da 100 nF, poste direttamente sui pin di alimentazione di ogni NE5532P, svolgono il compito di disaccoppiare l'alimentazione e prevenire autooscillazioni.

SCHEMA ELETTRICO EQUALIZZATORE

Lo scopo di un equalizzatore è quello di intervenire su un segnale audio, per esempio di tipo musicale o vocale, come nel nostro caso, ed amplificare o attenuare le singole frequenze che lo compongono. Il termine indicherebbe la possibilità di portare allo stesso livello tutte le frequenze, attenuando quelle con ampiezza più elevata ed amplificando quelle con ampiezza più ridotta, ma di fatto ognuno ne fa l'uso che ritiene più consona alle proprie esigenze, infatti molti preferiscono esaltare i bassi e gli acuti, a discapito delle frequenze medie, anche se non c'è una regola, trattandosi di gusti personali.

Il circuito della base dell'equalizzatore, che contiene gli stadi amplificatori e dei filtri, ha tutti i componenti montati sulla faccia superiore del PCB, mentre l'altro PCB prevede i potenziometri slider

sulla faccia superiore ed i connettori su quella inferiore. Per la realizzazione di un equalizzatore stereo occorrerà montare due PCB base e due PCB con gli slider. Ognuno dei due canali del nostro equalizzatore è costituito da uno stadio di ingresso comune, da otto filtri attivi e da uno stadio di uscita unico. Una connessione diretta tra l'uscita del mixer e gli ingressi degli otto filtri avrebbe creato un sovraccarico sul mixer, con attenuazione del segnale. Questo stadio d'ingresso, basato sull'op amp IC1A (NE5532P), invece crea una sorta di buffer; il segnale in ingresso, la cui ampiezza viene inizialmente dimezzata dal partitore costituito da R1 e R2, viene applicato all'ingresso non invertente di IC1A, il cui guadagno è pari a:

$$A_o = \frac{R_3}{R_4} + 1 = \frac{47000}{47000} + 1 = 2;$$

in pratica il segnale dimezzato all'ingresso viene raddoppiato dall'amplificazione di IC1A e quindi riportato all'ampiezza originale. L'uscita di IC1A viene inviata contemporaneamente agli otto filtri attivi, tutti in configurazione "passa-banda a retroazione negativa multipla". In **Fig. 4** abbiamo riportato la configurazione standard di questo tipo di filtro attivo. La frequenza di taglio, la banda passante ed il fattore di qualità di ogni filtro dipendono dalla combinazione dei cinque componenti passivi collegati all'op amp. Per realizzare un equalizzatore efficiente occorre quindi calcolare correttamente questi valori, in modo da ottenere un'azione identica per ogni stadio ed una copertura totale di tutta la gamma audio tra i 60 Hz ed i 20 kHz. Nella **Tabella 1** abbiamo riportato l'elenco dei filtri, con i corrispondenti op amp, i valori dei componenti passivi, ed infine la corrispondente frequenza centrale reale di ognuno degli otto filtri.

Come si può vedere, la frequenza centrale di ogni filtro è leggermente diversa da quella ideale prevista, peraltro le tolleranze dei componenti passivi daranno in realtà un valore sicuramente diverso da quello calcolato; ma questo non è molto importante ai fini del funzionamento, in quanto il comportamento del filtro non ne risente. A dimostrazione di ciò abbiamo ricavato il diagramma di Bode di ogni filtro mediante un simulatore on line, nelle varie immagini si vede che la frequenza di taglio ha in realtà un range piuttosto ampio e quindi abbraccia tranquillamente la frequenza ideale. Nella **Fig. 5** abbiamo riportato i soli moduli senza considerare la fase. Questi grafici mostrano come ogni singolo filtro non operi selettivamente solo sulla sua frequenza di taglio ma abbia una "larghezza di banda"

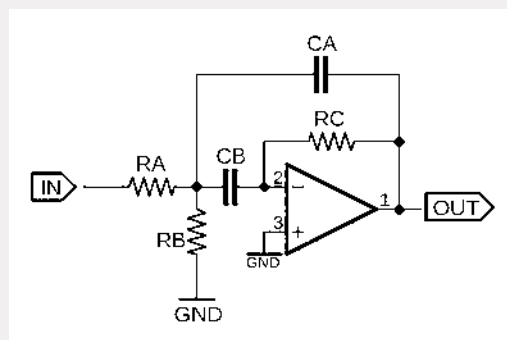


Fig. 4
Configurazione standard di un filtro attivo a retroazione negativa multipla.

o "banda passante", indicata in genere con la sigla BW (bandwidth) che dipende dal suo fattore di qualità Q: maggiore è il valore di Q più stretta sarà la banda passante e viceversa.

La banda passante è detta così in quanto, stabilisce la frequenza di taglio del filtro passa-banda, che prende il nome di "centro banda", la sua azione si estende anche alle frequenze adiacenti, sia verso il basso che verso l'alto, ma la sua entità diminuisce man mano che ci si allontana dal centro banda; tutto ciò è graficamente descritto appunto dal diagramma di Bode, una sorta di "campana" disegnata su assi cartesiani, in cui l'asse y è rappresentato dall'ampiezza del segnale, ossia il guadagno dato dal rapporto tra il segnale di uscita e quello di ingresso del filtro attivo ($\frac{V_o}{V_i}$), espresso in dB, mentre l'asse x è rappresentato dalla sua frequenza espressa in Hz; per una maggiore comprensione abbiamo schematizzato il grafico nella **Fig. 6**.

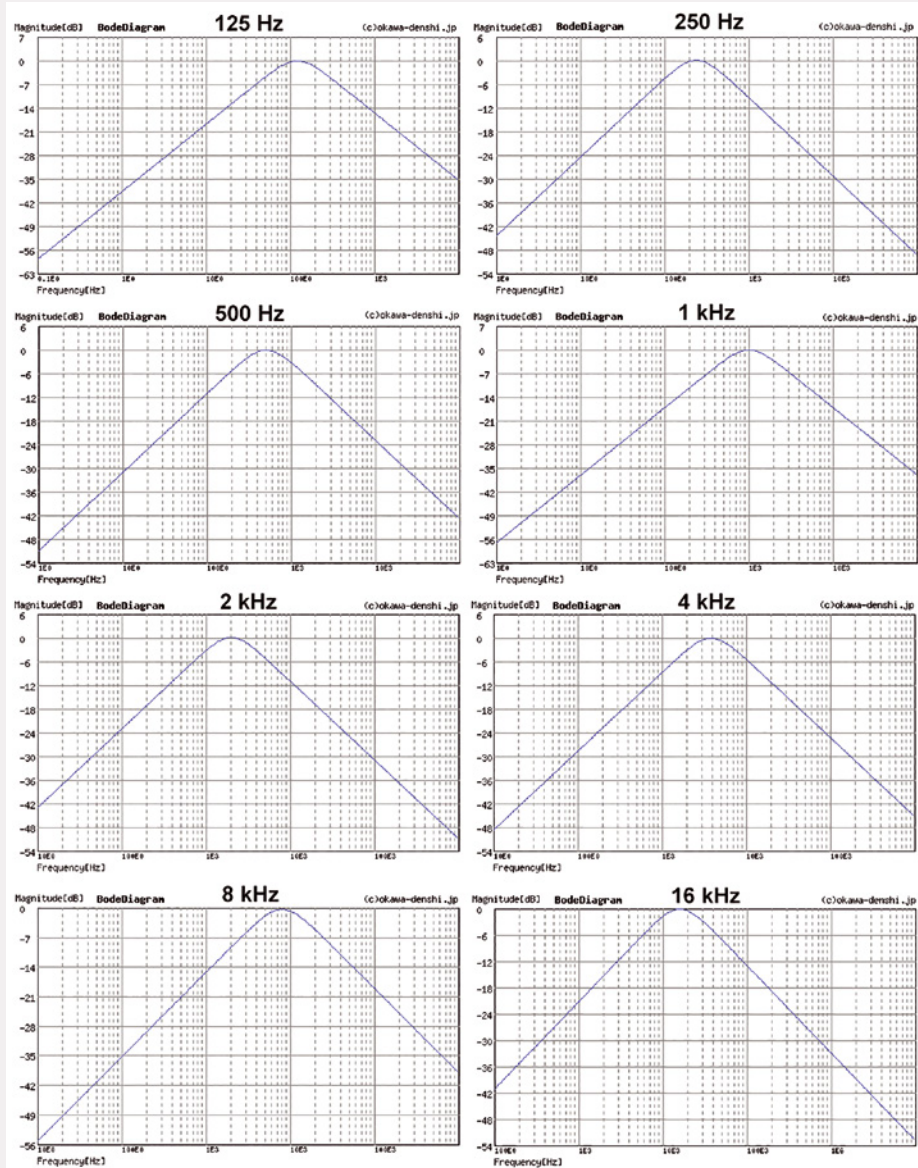
La frequenza centrale corrisponde alla frequenza di taglio ed è il punto in cui si ha il massimo guadagno in tensione (V_{peak}). L'ampiezza di banda di un filtro passa-banda è la differenza tra la frequenza superiore e quella inferiore, ricavate nel punto in cui il guadagno di tensione è $V_{peak} \cdot 0,707$, corrispondenti a circa 3 dB al di sotto della risposta alla frequenza centrale. La linea tratteggiata al livello di -3 dB identifica a sinistra la "frequenza di taglio inferiore" (f_L) e a destra la "frequenza di taglio superiore" (f_U).

Tutto il tratto che va da f_L a f_U , passando per il cen-

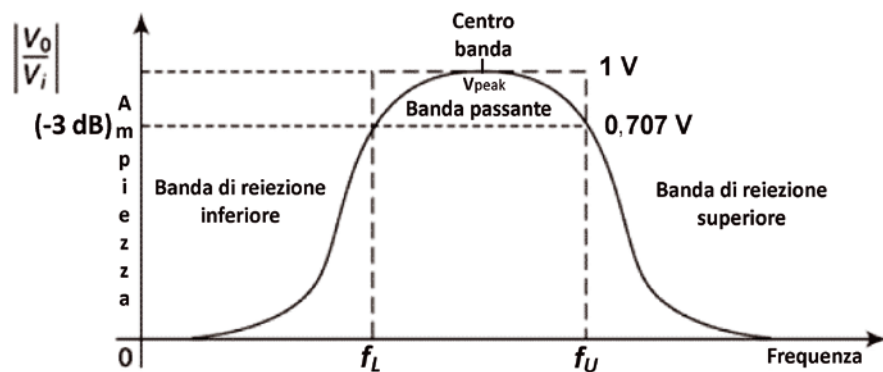
Tabella 1
Elenco dei filtri attivi

FILTRO Hz	OP AMP	RA	RB	RC	CA	CB	f reale Hz
125	IC2A	6k2	5k6	8k2	150 nF	470 nF	122
250	IC2B	6k8	6k2	9k1	68 nF	220 nF	240
500	IC3A	4k7	4k3	6k2	47 nF	150 nF	508
1000	IC3B	5k1	4k7	6k8	22 nF	68 nF	1008
2000	IC4A	5k6	4k7	7k5	10 n	33 nF	2001
4000	IC4B	6k2	5k6	8k2	4,7 nF	15 nF	3858
8000	IC5A	4k3	8k2	6k2	3,3 nF	6,8 nF	8033
16000	IC5B	4k7	4k3	6k2	1,5 nF	4,7 nF	16064

→ **Fig. 5**
Moduli dei diagrammi
di Bode degli otto
filtri.



→ **Fig. 6**
Schema grafico
della risposta in
frequenza di un
filtro.



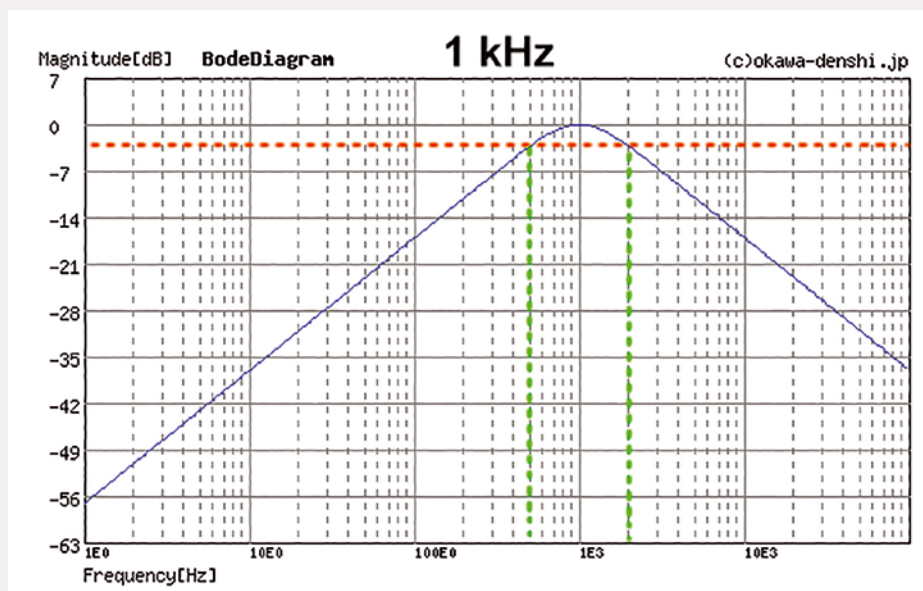


Fig. 7
Risposta in
frequenza del
filtro
da 1 kHz.

tro banda, costituisce la banda passante del filtro, cioè tutto il range di frequenza sul quale il filtro agisce durante il funzionamento, e corrisponde a $BW = f_u - f_l$. La curva della banda passante è simmetrica rispetto alla frequenza centrale, ma poiché tutte le curve dei filtri sono tracciate su scala logaritmica, non si deve pensare che i valori di f_l e f_u siano equidistanti dalla frequenza centrale che, infatti, si calcola mediante la formula: $f = \sqrt{f_u \cdot f_l}$. Per esempio osserviamo la risposta in frequenza del filtro da 1 kHz, riportato in **Fig. 7**.

Con la linea tratteggiata arancione corrispondente a -3 dB, è facile ricavare che $f_l = 500 \text{ Hz}$ e $f_u = 2000 \text{ Hz}$, indicate con le due linee verdi, quindi la larghezza di banda è $BW = f_u - f_l = 2000 - 500 = 1500 \text{ Hz}$, la cui metà è 750, che, sommati a 500 o sottratti a 2.000, danno come centro il valore 1250; ma noi sappiamo che $f = 1000 \text{ Hz}$, infatti abbiamo la conferma dalla formula precedente:

$$f = \sqrt{f_u \cdot f_l} = \sqrt{2000 \cdot 500} = \sqrt{1000000} = 1000 \text{ Hz.}$$

Tutto quanto spiegato finora ci fa comprendere come le otto bande di frequenza da noi previste siano più che sufficienti per gestire l'intera gamma audio, mediante l'interazione di tutti i filtri.

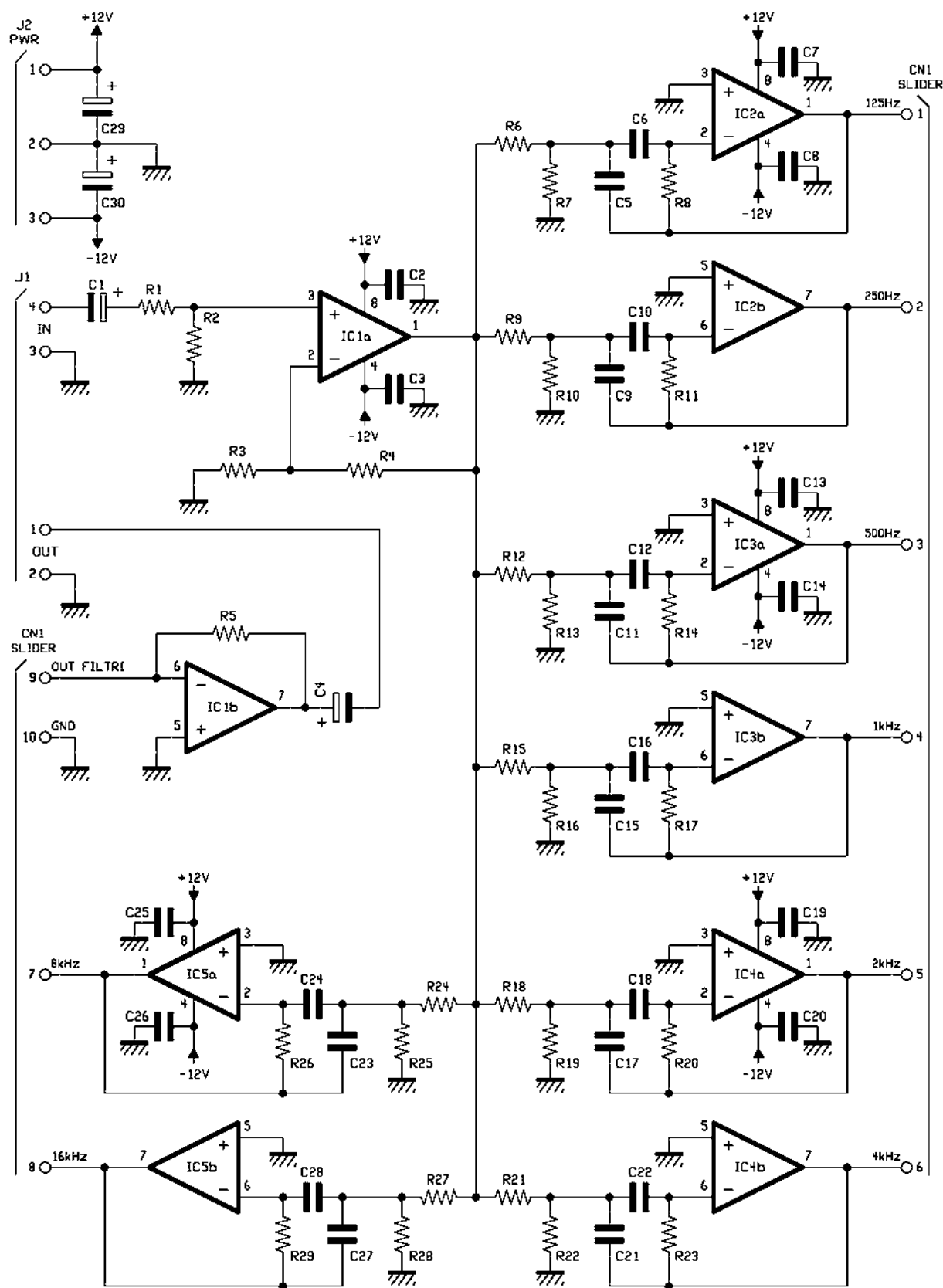
A dimostrazione di ciò, nella **Tabella 2** abbiamo riportato l'elenco delle bande passanti degli otto filtri del nostro equalizzatore.

Sulla base di questa tabella, possiamo affermare empiricamente che, con il fattore di qualità $Q=0,7$ da noi utilizzato, la frequenza di taglio inferiore corrisponde a circa la metà di quella centrale, men-

tre la frequenza di taglio superiore è circa il doppio di quella centrale. Se ora prendiamo in considerazione, per esempio, la frequenza di 700 Hz, non compresa tra quelle di taglio dei filtri, possiamo vedere che essa viene equalizzata sia dal filtro di 500 Hz che da quello di 1 kHz, in quanto rientra in entrambe le larghezze di banda di questi due filtri. Nel caso invece di una frequenza di taglio di un filtro, vediamo che essa rientra sia nel limite superiore del range del filtro precedente che in quello inferiore del range successivo, quindi sono ben tre i filtri che agiscono sulla sua equalizzazione; naturalmente questo non vale per i due filtri iniziale (125 Hz) e finale (16 kHz).

Le otto uscite dei filtri convergono sul connettore CN1 a 10 pin, i due pin in eccesso servono rispettivamente per l'uscita e la massa comune. Il connettore serve per l'innesto del secondo PCB dell'equalizzatore, quello che ospita gli slider di regolazione. Questo PCB ospita otto partitori variabili, calcolati per avere un guadagno tra circa -10 dB (cursori slider al minimo) e +10 dB (cursori slider al massimo); naturalmente questo è riscontrabile solo con ogni singola frequenza di taglio, mantenendo tutti gli altri cursori al minimo. Il segnale del pin centrale di ogni slider viene inviato nuovamente al circuito base, mediante un resistore da 47 kohm che, assieme agli altri sette identici, converge sul pin 9 del connettore CN2, portando infine la pista comune al pin invertente di IC1B, posto sul PCB principale dell'equalizzatore.

In sintesi, il segnale in ingresso, proveniente dall'uscita del mixer, viene bufferizzato dallo stadio IC1A

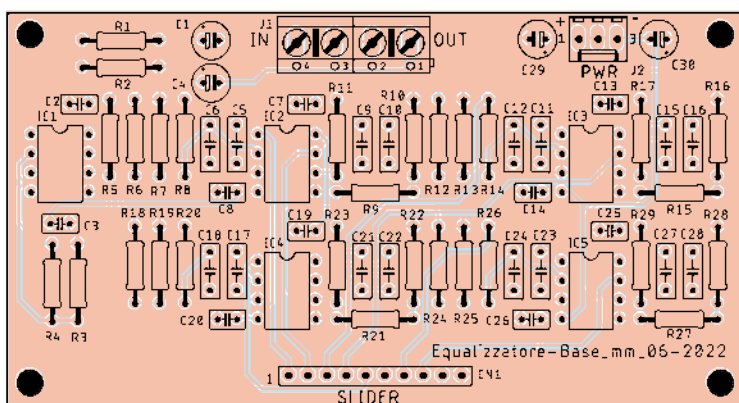
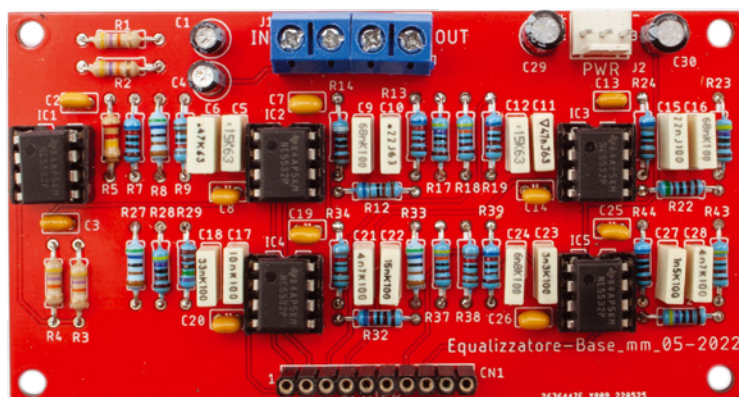


Elenco Componenti:

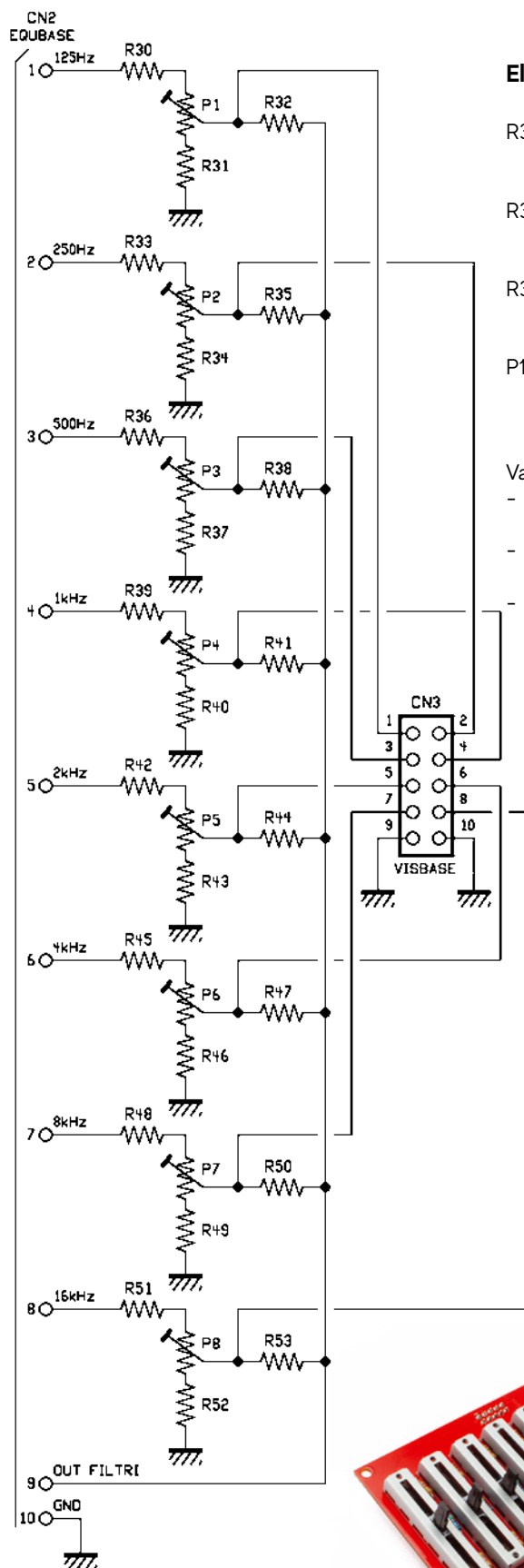
R1, R2, R3, R4: 47 kohm 1%
 R7, R18, R22: 5,6 kohm 1%
 R15: 5,1 kohm 1%
 R13, R24, R28: 4,3 kohm 1%
 R12, R16, R19, R27: 4,7 kohm 1%
 R6, R10, R14, R21, R26, R29: 6,2 kohm 1%
 R9, R17: 6,8 kohm 1%
 R20: 7,5 kohm 1%
 R8, R23, R25: 8,2 kohm 1%
 R11: 9,1 kohm 1%
 R5: 220 kohm 1%
 C2, C3, C7, C8, C13, C14, C19, C20, C25,
 C26: 100 nF ceramico
 C17: 10 nF poliestere
 C1, C4: 10 μ F 16 VL elettrolitico
 C29, C30: 10 μ F 25 VL elettrolitico
 C5, C12: 150 nF poliestere
 C22: 15 nF poliestere
 C27: 1,5 nF poliestere
 C10: 220 nF poliestere
 C15: 22 nF poliestere
 C18: 33 nF poliestere
 C23: 3,3 nF poliestere
 C6: 470 nF poliestere
 C11: 47 nF poliestere
 C21, C28: 4,7 nF poliestere
 C9, C16: 68 nF poliestere
 C24: 6,8 nF poliestere
 IC1, IC2, IC3, IC4, IC5: NE5532P

Varie:

- Pin strip femmina 10 vie
- Morsetto 2 vie passo 5,08 mm (2 pz.)
- Zoccolo 4+4 (5 pz.)
- Connettore MK maschio c.s. 3 vie passo 2,54mm
- Circuito stampato S1680_B (93x50 mm)



modulo EQUALIZZATORE SLIDER

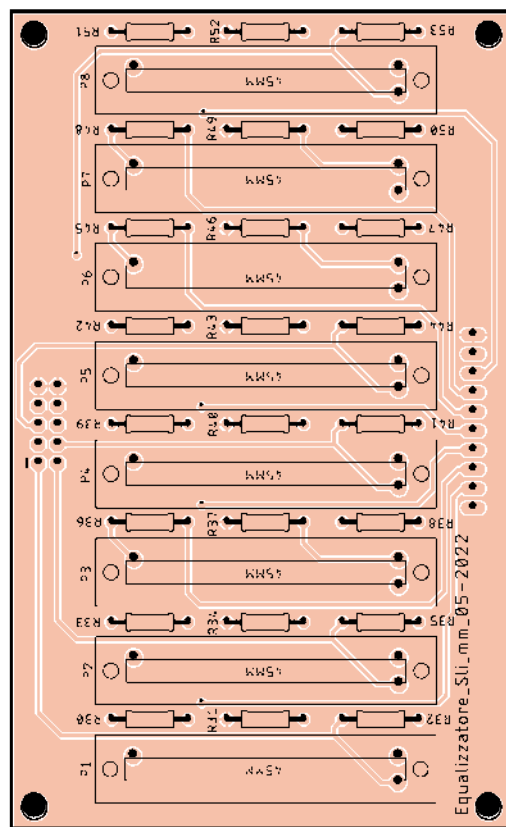
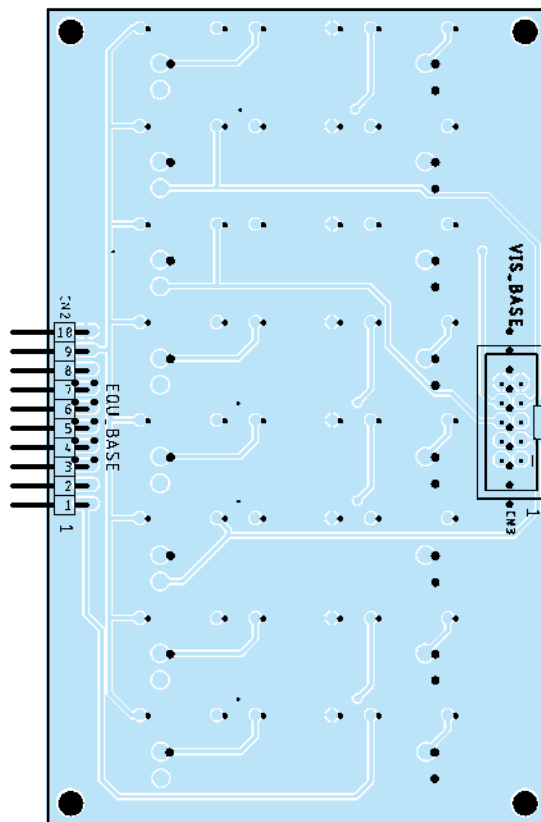


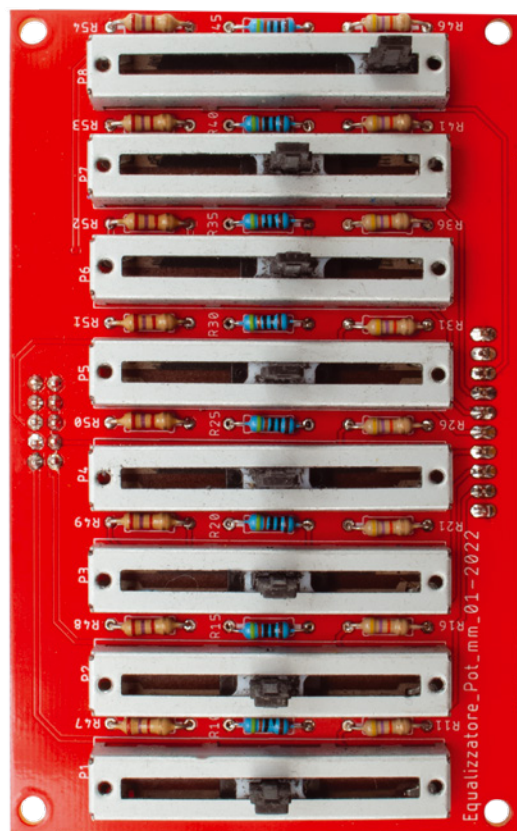
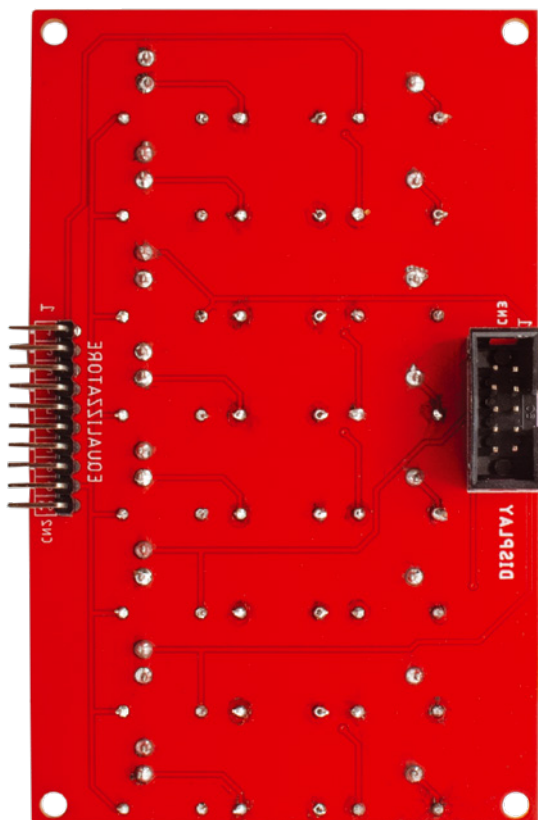
Elenco Componenti:

R30, R33, R36, R39,
R42, R45, R48, R51:
2,7 kohm
R31, R34, R37, R40,
R43, R46, R49,
R52: 430 ohm
R32, R35, R38, R41,
R44, R47, R50,
R53: 47 kohm
P1, P2, P3, P4, P5, P6,
P7, P8: Slider 10
kohm 45 mm

Varie:

- Pin strip maschio
10 vie 90°
- Connettore IDC
5+5 vie da CS
- Circuito stam-
pato S1680_S
(104x64mm)





FILTRO Hz	f_L	f_U
125	60	250
250	120	500
500	250	1000
1000	500	2000
2000	1000	4000
4000	2000	7600
8000	4000	16600
16000	8000	32000

Tabella 2
Elenco
delle bande
passanti dei
filtri.

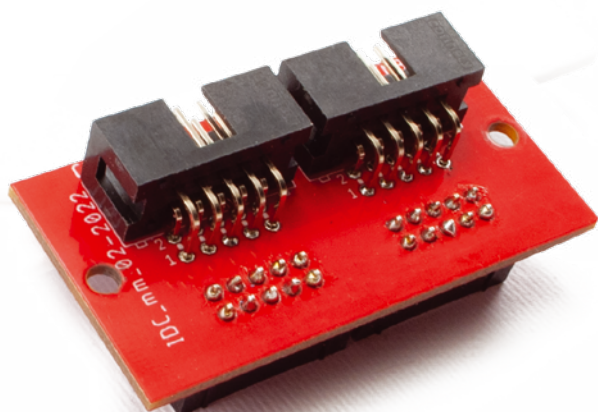
ed inviato contemporaneamente agli ingressi non invertenti degli otto filtri (IC2+IC5A/B), quindi viene suddiviso ed equalizzato in base alla regolazione delle 8 bande di frequenza, mediante i relativi slider; a valle dei filtri viene riunito nuovamente all'ingresso invertente dello stadio di amplificazione in uscita (IC1B). Poiché ogni segnale equalizzato converge sul pin invertente di IC1B tramite un resistore da 47 kohm, ognuno di questi resistori, assieme a R5, genera una amplificazione del relativo segnale di:

$$A_v = \frac{R_5}{47000} = \frac{220000}{47000} = 4,6.$$

Sul pin 7 di IC1B ci ritroveremo il segnale originale proveniente dal mixer, equalizzato in base alla posizione dei cursori degli slider, quindi attenuato o amplificato per le frequenze centrali dei filtri e per quelle rientranti nel loro range di azione. Inoltre quest'ultimo stadio riporterà il segnale in fase con quello della fonte audio originaria. Anche in questo caso, come già visto per il mixer, i condensatori elettrolitici in serie (C1, C4) servono per bloccare eventuali componenti di tensione continua sommate al segnale audio. Dal pin centrale degli slider preleviamo anche i segnali da inviare all'impianto del visualizzatore grafico a barre di LED, approfondiremo più avanti questo aspetto. Come per il mixer, l'alimentazione dell'equalizzatore è di ± 12 V, i due condensatori elettrolitici C29 e C30 hanno funzione di disaccoppiamento dagli altri circuiti collegati all'alimentatore generale. Le coppie di condensatori da 100 nF poste direttamente sui pin di alimentazione di ogni NE5532P svolgono il compito di disaccoppiare l'alimentazione e prevenire autooscillazioni.

SCHEMA ELETTRICO ADATTATORE IDC

Questo circuito è in realtà un semplice adattatore IDC maschio-maschio a 10 poli, che servirà per portare all'esterno dell'equalizzatore i segnali da inviare al circuito base del visualizzatore di spettro

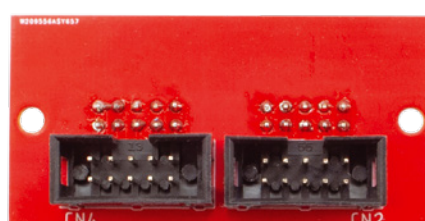
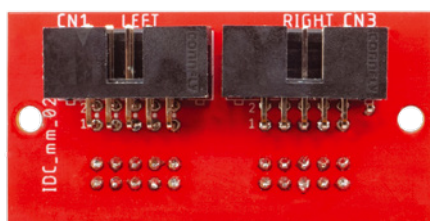
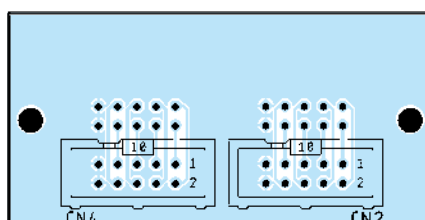
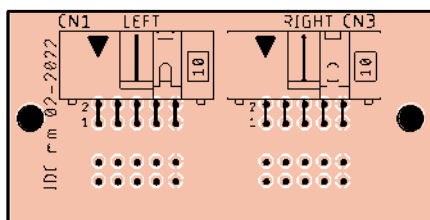
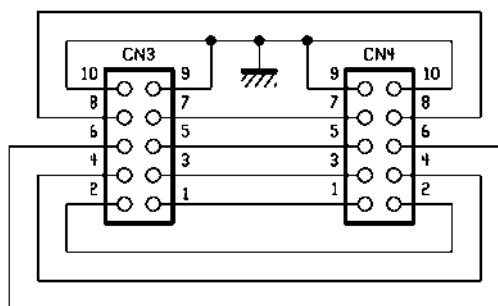
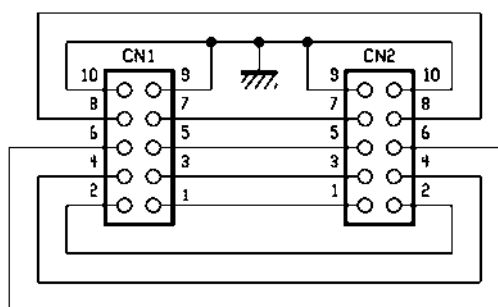


Elenco Componenti:

CN2, CN4: Connettore IDC 5+5 vie (2 pz.)
CN1, CN3: Connettore IDC 5+5 vie 90° (2 pz.)

Varie:

- Circuito stampato S1681 (54x28 mm)



COSA OCCORRE ?

Codice	Descrizione	Prezzo € IVA inclusa
PCBPRODUCTION	Servizio realizzazione PCB (il costo dipende dalle dimensioni)	
NE5532P	Doppio amplificatore operazionale	1,70

I restanti componenti sono di facile reperibilità.

IL MATERIALE VA RICHIESTO A:

Futura Elettronica, Via Adige 11, 21013 Gallarate (VA)
Tel: 0331-799775 - www.futurashop.it

audio. Ogni PCB è costituito da due coppie di connettori IDC, uno dritto (sulla faccia inferiore) e l'altro a 90° (sulla faccia superiore); bisognerà montarne comunque due, uno per il contenitore dell'equalizzatore e l'altro per quello del visualizzatore di spettro audio. Termina qui la prima puntata di questo progetto, in cui abbiamo illustrato una parte degli schemi elettrici e la relativa descrizione teorica. Nella prossima puntata ci occuperemo dei restanti schemi elettrici ed inizieremo ad affrontare la parte pratica, con il montaggio dei primi PCB e il loro assemblaggio nei contenitori. □

Scuola di saldatura!

**Stazione saldante
48 W con display**



cod. VTSSC40N

€ 94,00

**Stazione saldante/
dissaldante per
componenti SMD**



cod. VTSS230

€ 165,00

**Saldatore stilo
30 Watt**



cod. TP0055

€ 9,90

**Aspirafumi da banco
per saldatura – 23W**



cod. TP0065

€ 56,00

**Pompetta dissaldante
con riscaldatore**



cod. VTDESOL3

€ 11,80

**Pompetta
succhiastagno**



cod. VTD7

€ 3,60

**Stagno per saldatura
senza piombo
100GR – 0,56 mm**



cod. SOLD100G6SPB

€ 23,00

**Pulisci punta
per saldatore**



cod. WT45239

€ 6,00

**Pasta saldante
per SMD – Vol. 10cc**



cod. SMDPASTASALD

€ 8,90

**Pasta per saldare
50 g**



cod. WT45238

€ 3,90

**Pasta saldante per SMD
(senza piombo)- 50g**



cod. SOLDER50G

€ 37,00

**Anti flussante spray
200 ml**



cod. F02

€ 10,80

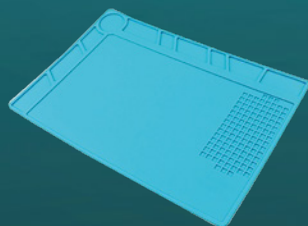
**Lacca isolante
spray 200 ml**



cod. V66

€ 11,50

**Tappeto in silicone per
saldatura 337x227 mm**



cod. AS10

€ 9,00

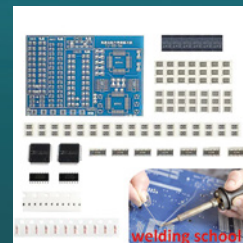
**Set di componenti per
imparare a saldare**



cod. YX286

€ 4,00

**Set di componenti SMD
per imparare a saldare**



cod. YX672

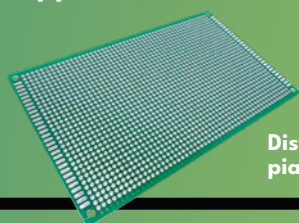
€ 5,00

Piastre sperimentali

Ideali per creare velocemente un circuito sperimentale per effettuare test, senza dover necessariamente realizzare un PCB.

MILLEFORI

Piastra Millefori 150×90 mm
doppia faccia



cod. YK653

€ 4,50

Distanza tra piazzole: 2,54 mm

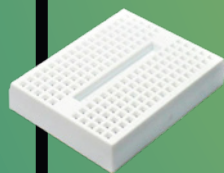
CODICE	MISURA (mm)	FACCIA	DISTANZA PIAZZOLE (mm)	PREZZO (€)
YK604	150×90	singola	2,54	3,80
YK647	100×50	singola	2,54	2,60
YK009	70×30	doppia	2,54	1,50
HR2570	120×80	doppia	-	4,50

BREADBOARD

Breadbord 170 contatti
colore bianco
45×35 mm

cod. BBMINIW

€ 2,50



● ROSSO

cod. BBMINIR

● NERO

cod. BBMININ

● BLU

cod. BBMINIB

● VERDE

cod. BBMINIV

Breadbord con base
autoadesiva 400 contatti
82×55 mm

cod. BB400

€ 4,00



Breadboard 1660 contatti
con base in metallo
e boccole

Misura piastra:
164×109×9,5 mm

Misura base:
215×131×1 mm

cod. YJ319

€ 14,00



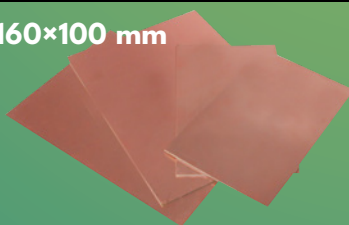
COD.	MISURA (mm)	N. CONT.	PREZZO (€)	COD.	MISURA PIASTRA (mm)	MISURA BASE (mm)	N. CONT.	PREZZO (€)
BB830	165×55	830	5,50	BB3220	188×182×9,5	240×210	3220	21,00

RAMATE

Piastra Ramata 160×100 mm
singola faccia

cod. P-951

€ 2,50



CODICE	MISURA (mm)	FACCIA	PREZZO (€)
P-952	200×150	singola	4,20
P-956	160×100	doppia	5,40
P-957	200×150	doppia	6,20

PRESENSIBILIZZATE

Piastra Presensibilizzata
160×100 mm singola faccia

cod. 4062

€ 6,00



CODICE	MISURA (mm)	FACCIA	PREZZO (€)
4072	160×100	doppia	7,80
P-995	233×160	singola	13,50
P-997	233×160	doppia	17,00

Prezzi IVA inclusa.

RIPRODUTTORE MP3 16 BRANI

di **ALESSANDRO
SOTTOCORNOLA**

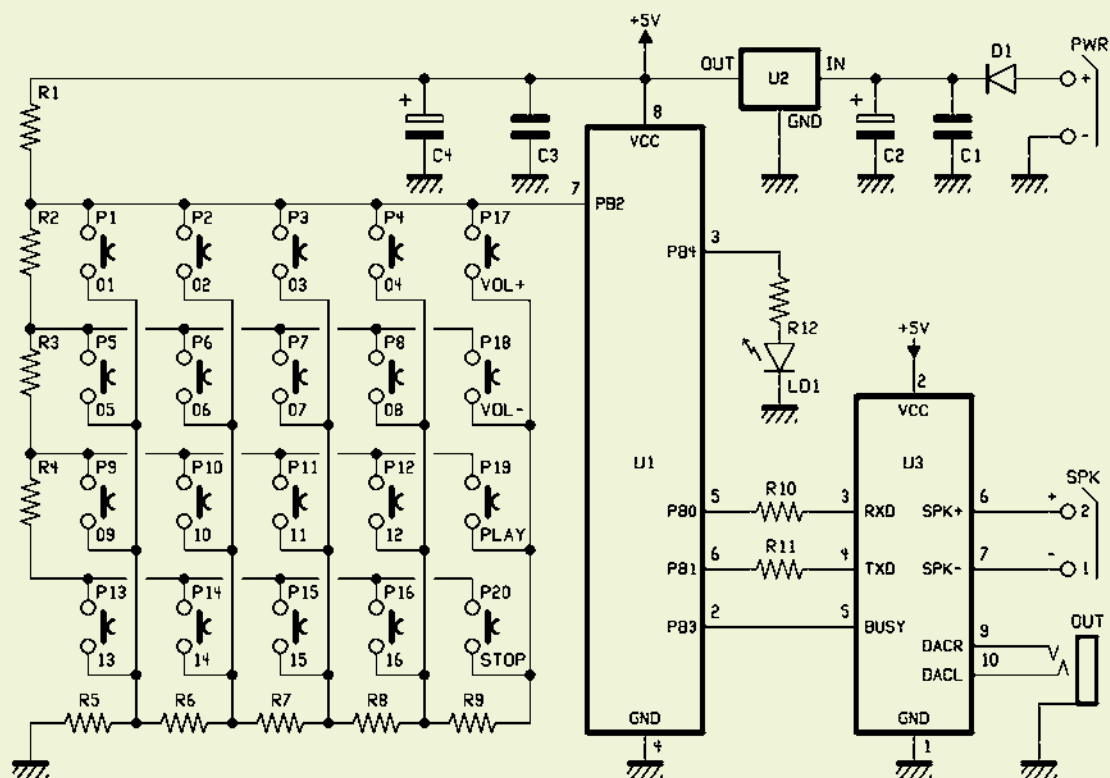


Dotiamo un modulo MP3 commerciale di una tastiera che consente l'accesso diretto ai file audio memorizzati.



Oggigiorno esistono in commercio moltissime soluzioni integrate per la registrazione e la riproduzione di audio in digitale, approcciabili da chiunque non solo per il basso costo, ma anche per la semplicità di utilizzo; un prodotto molto interessante è il modulo riproduttore

MP3 JR6001 della cinese Jiaren (commercializzato in Italia, ad esempio da Futura Elettronica con il codice MP3PLAYERUSB) che permette di memorizzare un certo numero di brani in una Flash EPROM interna collegandolo via USB ad un Personal



Computer, che dal sistema operativo viene gestita come una comune Pen Drive USB e quindi è possibile caricare i file senza bisogno di software dedicati. La riproduzione dei brani avverrà mediante comandi locali a pulsanti o tramite istruzioni impartite da porta seriale. Siccome il modulo MP3 in questione è predisposto esclusivamente per la gestione di quattro pulsanti che riguardano le funzioni essenziali (PLAY/STOP/VOL+/VOL-) abbiamo voluto interfacciarlo ad un microcontrollore (ATtiny85) in modo da realizzare un semplice riproduttore da 16 tracce riproducibili distintamente grazie a una matrice di pulsanti dedicati, che verrà letta dal micro, il quale convertirà il tasto premuto in un comando diretto al modulo MP3 affinché sia riprodotto il brano corrispondente. La tastiera conta complessivamente 20 tasti, che sono i 16 di riproduzione diretta dei brani più i 4 delle funzioni base contemplati dalla logica del modulo MP3. Andiamo dunque a vedere di cosa si tratta, iniziando con lo spendere qualche paragrafo per spiegare che cos'è e in che modo funziona il cuore del progetto, ossia il modulo lettore JR6001.

IL MODULO RIPRODUTTORE

Il dispositivo impiegato in questo progetto è un riproduttore di file audio preventivamente

memorizzati nella memoria interna da 4MB nella quale è possibile copiare dei file con estensione MP3, piuttosto che WAV. Nel nostro caso useremo esclusivamente file di tipo MP3.

Nel PCB del modulo si trovano tre circuiti integrati che sono uno il decoder MP3/VAW a interfaccia seriale/USB, uno la memoria dove si immagazzinano i file audio e l'altro il piccolo amplificatore BF che fornirà il segnale ad alto livello per l'ascolto attraverso un piccolo altoparlante.

Il modulo JR6001 è dotato di uscita a bassa impedenza per un altoparlante (grazie all'amplificatore BF integrato in classe D) di un'uscita di linea a basso livello e alta impedenza, nonché di una linea di ingresso analogica che tramite una serie di resistenze permette di leggere lo stato dei pulsanti essenziali, ossia quelli dei comandi base, ovvero regolazione volume e gestione della riproduzione. Infine il modulo dispone di due linee per la comunicazione seriale, che verranno utilizzate sia per riprodurre la traccia desiderata, come per regolare il volume.

Nella **Fig. 1** trovate la piedinatura del modulo JR6001 e la tabella riportante le specifiche dei singoli pin.

Come si vede dai dati riportati nella tabella che corredata la pin-out, per poter funzionare, il modulo

richiede una tensione di alimentazione continua compresa fra 3,6 e 5,2V.

L'interfaccia seriale lavora, a prescindere dalla differenza di potenziale applicata tra i piedini Vcc e GND, con livelli logici 0/3,3V pertanto come da specifiche del costruttore, nel circuito (lo vedrete nello schema elettrico) abbiamo posto in serie alla linea RX una resistenza da 1kohm in quanto il microcontrollore lavora a una tensione superiore, ossia 5 volt.

La conversione dei file in suoni avviene ad opera del DAC a 24-bit, capace di una gamma dinamica di ben 90 dB ed un "rispettabile" rapporto segnale/ rumore di 85 dB; il modulo supporta il controllo AD e two-wire serial port (TX/RX).

L'amplificatore di uscita BF consente la regolazione del volume in 30 passi; inoltre il modulo prevede una linea di uscita chiamata BUSY che comunica al microcontrollore o altro dispositivo interfacciato ad esso, quando il DAC è impegnato nella conversione e sta avvenendo la riproduzione di una traccia audio, così che non vengano impartiti ulteriori comandi nel frattempo, che potrebbero alterare la riproduzione.

Come il modulo sia stato impiegato nel circuito lo vedete nello schema elettrico proposto nella pagina qui accanto, che adesso andiamo a descrivere nel dettaglio.

SCHEMA ELETTRICO

Diamo quindi uno sguardo al circuito e vediamo subito che il modulo JR6001, siglato U3, viene alimentato attraverso la tensione stabilizzata dal

regolatore a tre terminali U2 (si tratta del comune 7805 in package TO-220) e che gli stessi 5V ricavati da quest'ultimo fanno funzionare il microcontrollore ATtiny, che nello schema è siglato U1. Il microcontrollore svolge sostanzialmente la funzione di interprete dei comandi impartiti dai pulsanti e, nello specifico, in base al tasto che viene premuto genera un comando che poi invia in formato seriale (sotto forma di codici ASCII) attraverso l'interfaccia UART implementata dai suoi pin PB0 (TXD) e PB1 (RXD). Inoltre tramite il pin PB3, impostato come ingresso, legge il pin BUSY del modulo, in modo da conoscere quando il JR6001 è in riproduzione e quindi operare su richiesta il controllo del volume.

Il firmware in esecuzione nel microcontrollore U1, sostanzialmente contiene tutti i comandi necessari a ordinare al modulo JR6001 la riproduzione delle 16 possibili tracce MP3/WAV, l'incremento o decre-

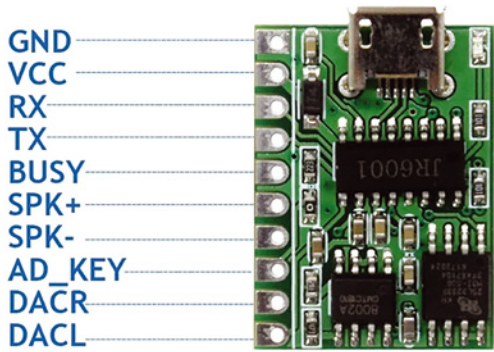
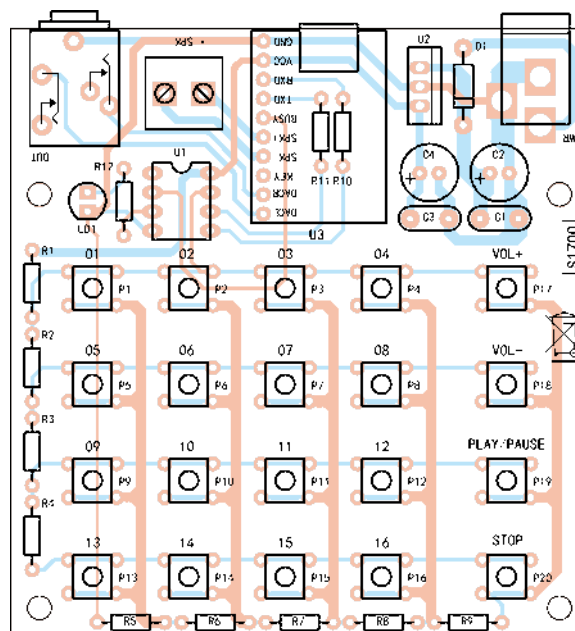
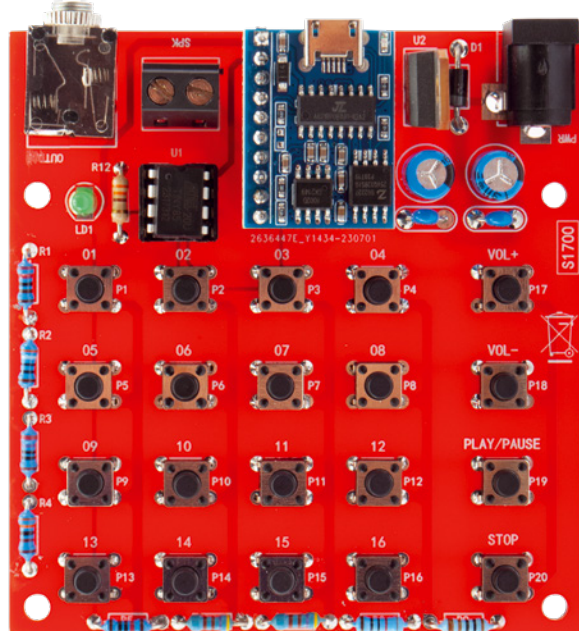


Fig.1
Piedinatura
del mo-
dulo MP3
utilizzato nel
progetto.

N° PIN	NOME PIN	DESCRIZIONE FUNZIONE
1	GND	Negativo alimentazione
2	VCC	Positivo alimentazione
3	RX	Ingresso dati porta seriale
4	TX	Uscita dati porta seriale
5	BUSY	Uscita a livello alto livello durante l a riproduzione
6	SPK+	Uscita per altoparlante
7	SPK-	Uscita per altoparlante
8	AD_KEY	Riservato ai 5 pulsanti di controllo esterno (Volume+, Volume-, Play/pausa, Brano successivo, Brano precedente)
9	DACR	Uscita Audio canale destro
10	DACL	Uscita Audio canale sinistro





Elenco Componenti:

R1: 2,2 kohm 1%
 R2: 390 ohm 1%
 R3: 270 ohm 1%
 R4: 3,3 kohm 1%
 R5: 120 ohm 1%
 R6: 470 ohm 1%
 R7: 560 ohm 1%
 R8: 820 ohm 1%
 R9: 1 kohm 1%
 R12: 330 ohm
 R10, R11: 1 kohm
 C1, C3: 100 nF ceramico
 C2, C4: 220 µF 16 VL elettrolitico
 U1: ATTINY85-20PU (MF1700)

U2: 7805
 D1: 1N4007
 P1 ÷ P20 Microswitch
 LD1 LED 3 mm verde

Varie:

- Plug alimentazione
- Morsetto 2 vie passo 5.08 mm
- Presa jack stereo 3.5 mm da CS
- Zoccolo 4+4
- Strip maschio 10 vie
- Strip femmina 10 vie
- Circuito stampato S1700 (77x80 mm)

mento del volume, lo STOP e il PLAYback; ciascuno dei comandi viene correlato al pulsante premuto. E qui viene il bello, ossia il modo in cui l'ATtiny legge i pulsanti; infatti se pensiamo che si tratta di un piccolo microcontrollore da 8 bit che ha soltanto 8 piedini, per potergli far leggere 20 pulsanti normalmente aperti dovevamo inventarci qualcosa, perché certo non potevamo avere 20 pin disponibili né tantomeno affidarci alla classica struttura a matrice, che comunque avrebbe richiesto 9 piedini (5 righe e 4 colonne).

Ci siamo quindi affidati all'A/D converter interno al micro, assegnato da firmware al piedino 7 (linea PB2) e a una particolare connessione dei pulsanti a una scala di resistenze, costituenti un partitore

resistivo multiplo, per ottenere una tensione diversa in base al tasto premuto. In pratica utilizziamo un piedino soltanto e leggiamo la tensione che la pressione di ogni pulsante della tastiera determina su di esso, giocando sul fatto che le resistenze sono dimensionate affinché ogni tasto determini un valore univoco e sufficientemente diverso da quelli più vicini da poter essere discriminato dal firmware.

Se nessun pulsante viene premuto, il piedino 7 dell'ATtiny è portato a 5V dalla resistenza R1, che in questo caso fa da pull-up ed è isolata dalle altre; qualsiasi pulsante venga premuto, R1 verrà a fare partitore con R, mentre chiudendo P2 farà partitore con R5+R6.

In linea generale, più si scende di fila, maggiore sarà la resistenza collegata tra il piedino 7 del microcontrollore e massa e, di riflesso, più alta sarà la tensione all'ingresso dell'ADC; similmente, nella stessa fila la resistenza aumenta man mano che il pulsante premuto è uno di quelli più a destra, pertanto sempre rimanendo sulla fila in alto, la resistenza inserita fra il pin 7 dell'U1 e massa premendo P1 è minore di quella associata alla pressione del P5, infatti nel primo caso la partizione avviene ad opera di R1 ed R5, mentre nel secondo di R1 e la serie di R5, R6, R7, R8, R9. Quindi la tensione letta dall'ADC è, a parità di fila, maggiore man mano che ci si sposta da sinistra a destra.

Resta inteso che quando scriviamo che la tensione è maggiore intendiamo che si approssima di più ai 5V, ma chiaramente il potenziale più alto sul piedino 7 del microcontrollore si riscontra quando nessun tasto è premuto.

I rapporti di partizione associati ai singoli pulsanti sono stati calcolati considerando la tolleranza dei componenti e la precisione e risoluzione dell'A/D converter dell'ATtiny, perché in questo caso abbiamo un ADC a 10 bit di risoluzione, quindi capace di campionare 1.024 valori.

Nel progettare una tastiera come quella da noi implementata vanno presi in considerazione due parametri, ossia la minima distanza binaria nelle letture a fronte della pressione dei pulsanti, e l'impedenza offerta al piedino di lettura analogica del microcontrollore.

La nostra tastiera è sostanzialmente una 4 righe per 5 colonne (anche se tale espressione è impropria perché riferita a una configurazione a matrice) quindi la minima distanza è di 24 unità binarie. Considerato che l'ADC ha come tensione di riferimento 5V e che quindi tale valore corrisponde a 1.024, ogni unità binaria equivale a $5V/1.024=4,88mV$; 24 unità significano 117,12 millivolt. Il partitore multiplo dovrà quindi essere dimensionato per fare in modo che la tensione determinata da un pulsante differisca di oltre 117,12 mV da quella dei tasti adiacenti; avendo 20 pulsanti e una risoluzione di 10 bit non è difficile realizzare ciò. Per fare un esempio, premendo il pulsante P1 si determina sul piedino 7 del micro un potenziale di 0,258V mentre agendo sul P2 il potenziale all'ingresso dell'ADC è di 1,057V; premendo P5 il potenziale vale 0,22V.

Nel firmware sono stati scritti tutti i valori di tensione ottenibili, sotto forma di numeri binari, con una certa tolleranza intorno ad essi per assicurare un funzionamento certo e stabile.

Ogni valore determina un comando inviato lungo la linea seriale al modulo MP3, quindi quelli di selezione individuale delle tracce audio, nonché i comandi per il playback, lo stop e il volume (UP e DOWN).

L'audio in uscita dall'integrato viene reso disponibile tra i contatti SPK, dai quali giunge alla morsetteria omonima che permette di pilotare direttamente un piccolo altoparlante per l'ascolto in modo; siccome lo stadio di potenza audio del modulo è di tipo a ponte, i piedini SPK+ ed SPK- sono sollevati dalla massa.

Il modulo rende disponibile anche una seconda uscita BF, ma a basso livello, facente capo ai piedini di uscita DACL e DACR in quanto il modulo è nativamente stereofonico; l'uscita stereo viene inviata a una presa jack stereo cui collegare ad esempio una cuffia.

Come si vede dalle foto del prototipo, nonché nella **Fig. 1**, il modulo MP3 è dotato di un connettore micro-USB che una volta connesso al PC via cavo, permetterà di copiare le tracce MP3 desiderate, ma come si vede dallo schema elettrico, allo stesso tempo porterà alimentazione 5V.

Riguardo al comando di playback la traccia è riproducibile singolarmente o in Loop. Nel primo caso sarà sufficiente premere e rilasciare il tasto, mentre nel secondo caso dovrà essere mantenuto premuto il pulsante relativo alla traccia, in questo modo, al termine della riproduzione, dopo un tempo di pausa fisso di 1 secondo, verrà riprodotta nuovamente la traccia.

Come anticipato, sulla scheda saranno presenti i 16 tasti per la riproduzione diretta della traccia e altri 4 pulsanti tra cui quello per aumentare il volume, quello per diminuirlo ed infine il tasto di play/pausa oltre a quello di Stop. Nel caso in cui il pulsante fosse mantenuto premuto, fornendo alimentazione, la traccia verrà automaticamente riprodotta.

Riguardo alle tracce, queste possono essere copiate direttamente in formato .MP3 o .WAV all'interno della memoria permanente (di 4 MB) del modulo lettore attraverso la presa USB, ma è importante rispettare una determinata sintassi per fare in modo che vengano poi riprodotti.

Più esattamente, il file presente in memoria dovrà essere copiato nella directory principale e il nome dovrà essere composto obbligatoriamente da 5 caratteri rappresentanti l'ID della traccia, ad esempio la traccia associata al pulsante 6 avrà il nome "00006.mp3", di conseguenza la traccia 15 avrà nome "00015.mp3".



Come anticipato, il modulo prevede una memoria integrata (non espandibile) di 4MB e per potervi accedere, sarà sufficiente collegare il connettore micro-USB al computer, quindi il driver verrà automaticamente installato e al termine comparirà nel sistema un nuovo archivio (memoria di massa) nel quale saranno già presenti delle tracce campione che potranno essere eliminate in modo da lasciare spazio alle tracce audio che desiderate.

L'intero circuito viene alimentato attraverso i contatti + e - PWR, che fanno capo a una presa jack da circuito stampato, il cui polo positivo porta all'anodo del diodo di protezione D1, mentre il negativo è collegato alla massa comune; il diodo protegge il circuito dall'inversione accidentale (o meno) di polarità e porta la tensione di alimentazione all'ingresso del regolatore integrato U2, ben filtrato dai condensatori C1 e C2.

L'uscita del 7805 fornisce 5V ben stabilizzati (e filtrati mediante i condensatori C3 e C4) che verranno utilizzati per alimentare il microcontrollore e il modulo MP3.

Come accennato qualche pagina indietro, sulla seriale che mette in comunicazione il microcontrollore ATtiny85 con il modulo MP3 si trovano due resistenze da 1kohm (R10 ed R11) per adattare i livelli logici, ossia evitare il sovraccarico delle linee d'input a 3,3V.

Il microcontrollore prevede inoltre la gestione di un LED, che verrà utilizzato sia all'avvio per indicare che il sistema funziona, tramite il lampeggio per 5 volte, sia per indicare se è o meno in riproduzione una traccia audio (Play = LED illuminato).

La tastiera è anch'essa collegata al microcontrollore, più precisamente ad una porta analogica, così

da poter effettuare la lettura del valore risultante dalla pressione del tasto premuto.

Per lo schema di connessione della tastiera, fare riferimento allo schema generale in quanto tutti e 20 i tasti sono connessi ad una sola linea del microcontrollore.

IL PROTOCOLLO DI COMUNICAZIONE

Nel firmware che verrà eseguito dal microcontrollore è implementato il protocollo di comunicazione seriale con il modulo MP3, sebbene siano stati gestiti solo alcuni dei comandi disponibili, ovvero:

- Play (A2)
- Pause (A3)
- Stop (A4)
- Volume Setting (AF)
- Paly traccia (A7)

Il set completo dei comandi disponibili del modulo JR6001 è quello che abbiamo riepilogato nella

Tabella 1.

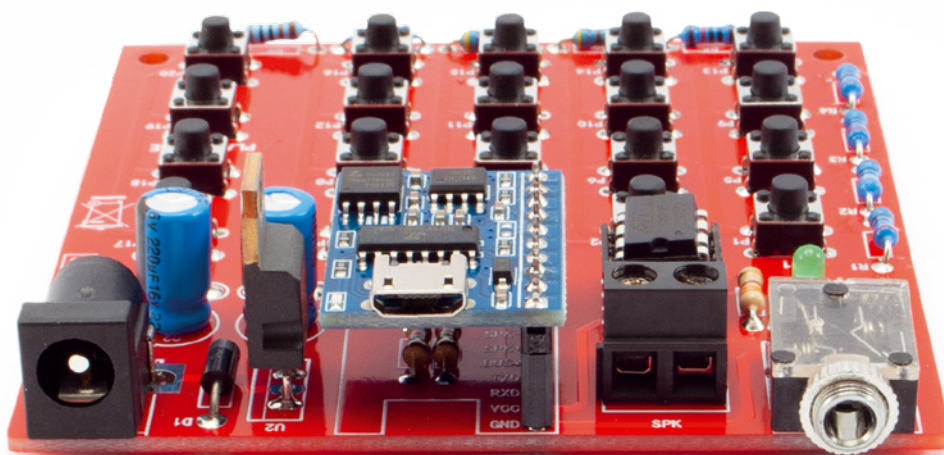
REALIZZAZIONE PRATICA

Bene, passiamo adesso alle note costruttive, premettendo che per il riproduttore abbiamo previsto e disegnato un circuito stampato a doppia ramatura, le cui tracce potete scaricare dalla pagina di presentazione di questo numero della rivista dal nostro sito www.elettronica.in.it.

Per realizzare il circuito stampato potete utilizzare l'economico servizio PCBPRODUCTION di Futura Elettronica. Una volta ricevuto lo stampato potete iniziare il montaggio dei componenti partendo dalle resistenze e dal diodo al silicio, passando ai micro-pulsanti, quindi inserendo e saldando lo



Da sinistra, il jack di alimentazione, la presa USB del modulo, la morsettiera per altoparlante e il jack stereo.



DESCRIZIONE	COMANDO	NOTE / ESEMPIO
Play	A2	Note: Any time this command is issued, the current track will be played from scratch.
Pause	A3	Esempio: A3
Stop	A4	Esempio: A4
Next	A5	Esempio: A5
Last	A6	Esempio: A6
Designated tracks	A7	Esempio: A7:00008 Note: Specifies to play a file named 00008 in the current memory.
Specify Disk Character, Specify Path Play	A8	Esempio: A8:00+Path
End play	AE	Note: This instruction can terminate the current operation ahead of time, will terminate the current play, if it is in the plug-in, etc., will end the plug-in a head of time and return to the original state.
Volume Setting	AF	Esempio: AF:20 Note: Value 0-30
Volume plus	B0	Esempio: B0
Volume minus	B1	Esempio: B1
Setting cycle mode	B4	Esempio Set to Mono Stop : B4:01
Combination play	B7	Esempio: B7:01020504 Note: Files named 01, 02, 05, 04 in ZH folder will be played in this order
End Combination Play	B8	Esempio: B8

Tabella 1
I comandi supportati dal modulo JR6001.

zoccolo per il microcontrollore, la presa jack stereo, il LED e i condensatori per poi terminare con la presa jack e una fila di strip femmina da 10 poli per ospitare il modulo MP3, oltre che con la morsettiera bipolare. Dotate quindi quest'ultimo di un pin-strip a 10 poli e introducetelo come mostrato nel piano di montaggio e nelle foto del prototipo visibili in queste pagine. Nello zoccolo DIP a 4+4 pin inserite, infine, il microcontrollore, prestando attenzione a orientarlo come indicato nel piano di montaggio (ossia con la tacca di riferimento rivolta alla morsettiera) e a non piegare alcun terminale sotto il corpo.

Fatto ciò il vostro riproduttore MP3 è pronto: dovrete collegarlo al PC con un cavo microUSB, attendere che la sua memoria venga identificata, quindi trasferirvi i file audio desiderati, rammentando che il loro nome deve essere numerato affinché il modulo possa correttamente indirizzarli. Dopo che sono stati caricati i file audio potete sconnettere il computer e alimentare il circuito con un alimentatore in grado di fornire da 9 a 12Vcc e

una corrente di circa 300 milliampere. Ricordate che per l'ascolto potete sia collegare alla morsettiera SPK+/SPK- un altoparlante con impedenza di 8+16 ohm, sia utilizzare una cuffia, ovvero collegare con un cavetto provvisto di jack stereo 3,5 mm la presa jack del circuito all'ingresso di un amplificatore di potenza stereo anch'esso. Bene, con questo abbiamo terminato e non ci resta che augurarvi buon lavoro! ■

COSA OCCORRE ?		
Codice	Descrizione	Prezzo € IVA inclusa
FT1700	Kit Demoboard MP3 (MP3PLAYERUSB disponibile separatamente)	14,00
MP3PLAYERUSB	Mini riproduttore MP3, WAV	5,50
IL MATERIALE VA RICHIESTO A:		
Futura Elettronica, Via Adige 11, 21013 Gallarate (VA) Tel: 0331-799775 - www.futurashop.it		



Batteria scarica? Niente paura!

Powerbank per bici e moto da 5000 mAh

- Supporto per il fissaggio al manubrio girevole a 360° per una facile installazione.
- Funzione Quick Charge QC 3.0 e Power Delivery per una ricarica fino a 4 volte più veloce.
- Torcia a LED integrata per l'uso in emergenza.
- Indicatore di stato a LED per una facile visualizzazione della carica rimanente.
- Compatto e facile da trasportare, ideale per viaggi e campeggio.
- Tensioni di ingresso 5Vdc/3A – 9Vdc/2A 12Vdc/1.5A.

- Tensione di uscita:
 - USB-A QC 3.0 (Quick Charge): 5Vdc/3A/15W – 9Vdc/2A/18W
 - USB type C (Power Delivery): 5Vdc/3A/15W – 9Vdc/2A/18W
- Protezione contro corto circuito e sovraccarico.
- Lunghezza cavo USB 0,3 m.
- Temperatura di funzionamento da 0°C a +45°C.
- Dimensioni: lunghezza 108 mm, diametro 30 mm.
- Peso 117 grammi.

Ricarica completa in meno di 1 ora e mezza

due input di ingresso per una maggiore flessibilità di ricarica



Skateboard elettrici



Bici elettriche



Laptop



cod. WT60656

€ 29,00



Monopattini

Disponibili anche:

Power Bank Slim 10.000 mAh



cod. WT40891

€ 26,50

Power Bank 20.000 mAh – Quick Charge



cod. WT53939

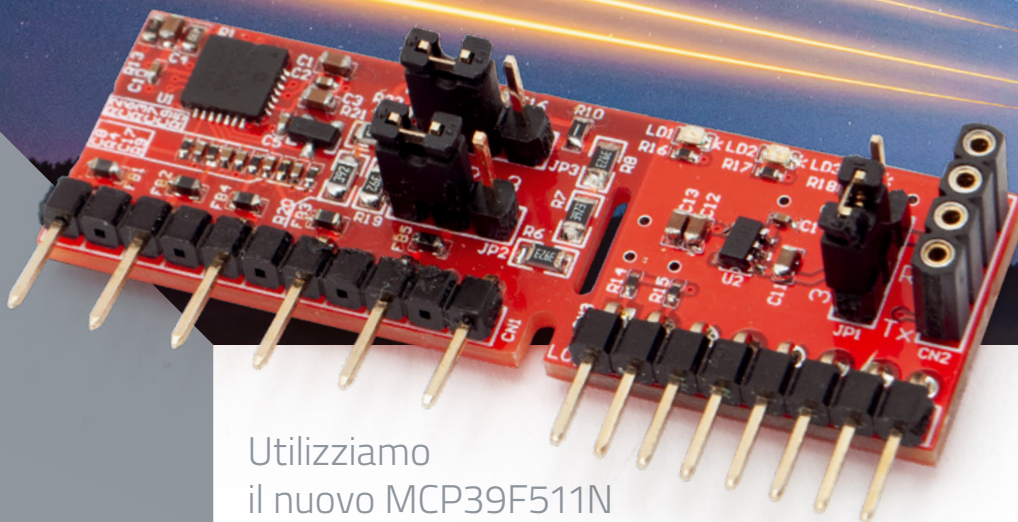
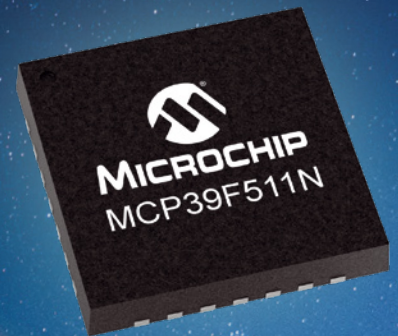
€ 49,00



Prezzi IVA inclusa.

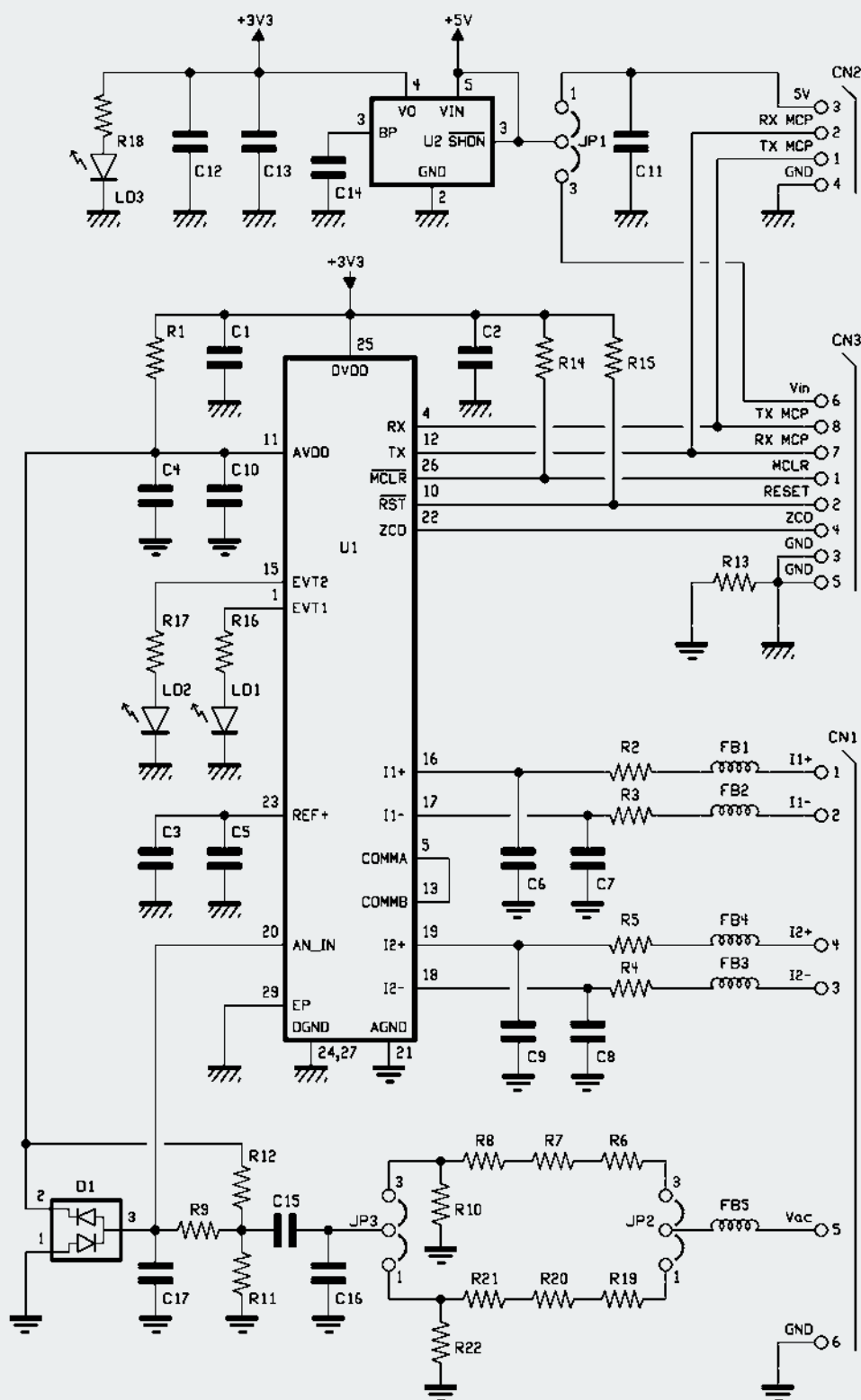
ENERGY METER DUALE

di MATTEO DESTRO



Utilizziamo il nuovo MCP39F511N di Microchip per calcolare le potenze apparenti, attive e reattive di due carichi distinti, rendendo disponibili le misure via USB per visualizzarle tramite un apposito software. Prima puntata.

Data l'esperienza maturata con l'integrato MCP39F511 presentato nel numero 220 e usato per le misure elettriche di tensione e corrente di rete, si è deciso di valutare l'utilizzo dell'integrato MCP39F511N che oltre alla lettera "N" nel codice aggiunge la possibilità di misurare la corrente assorbita da due carichi distinti. In pratica ha un doppio canale differenziale per la misura della corrente RMS e un canale **NON** differenziale per la misura della tensione RMS.



L'integrato è stato sviluppato per calcolare le potenze apparenti, attive e reattive di entrambi i canali differenziali. Questo permette di realizzare applicazioni in cui si può monitorare due carichi indipendenti con un solo integrato. Un esempio potrebbe essere la valutazione della corrente generata da un impianto fotovoltaico rispetto alla corrente prelevata dal contatore ENEL al fine di valutare quanta energia si immette in rete rispetto a quella che si preleva. Oppure monitorare l'assorbimento elettrico di due elettrodomestici al fine di un confronto qualitativo sulla classe energetica degli stessi. Le potenzialità dell'integrato sono molteplici e le applicazioni su cui si può sviluppare sono decisamente molte.

INTRODUZIONE

L'energia elettrica viene distribuita in regime alternato sinusoidale e la tensione e la corrente sono così rappresentate:

$$u(t) = \sqrt{2} * U * \sin(2\pi ft) \quad i(t) = \sqrt{2} * I * \sin(2\pi ft + \varphi)$$

Il prodotto di tensione e corrente fornisce la potenza istantanea detta anche lavoro nell'unità di tempo:

$$p(t) = u(t) * i(t) = U * I * \cos(\varphi) - U * I * \cos(4\pi ft + \varphi)$$

Il primo termine è costante e rappresenta il lavoro medio che il sistema è in grado di compiere nel periodo (Potenza attiva) mentre il secondo termine è oscillante e rappresenta la potenza istantanea scambiata tra il campo magnetico e il dielettrico, il suo valore massimo viene detto potenza reattiva.

Il termine $\cos(\varphi)$ è il fattore di potenza, φ è l'angolo di sfasamento tra la corrente e la tensione in un sistema elettrico in corrente alternata.

Se il sistema è puramente resistivo lo sfasamento sarà nullo e quindi il fattore di potenza sarà pari a uno. Se il sistema è di tipo induttivo, con componente resistiva non nulla (ad esempio un motore elettrico), l'angolo di sfasamento sarà compreso tra 0 e $\pi/2$ (in ritardo).

Se invece il sistema è capacitivo lo sfasamento sarà compreso tra 0 e $-\pi/2$ (in anticipo).

Se il fattore di potenza assume valore unitario significa che la potenza apparente corrisponde alla potenza attiva e la potenza reattiva è nulla. Solitamente la potenza reattiva è indesiderata e quindi si tende sempre a far convergere il fattore di potenza al valore unitario.

Data la natura analogica della corrente elettrica si deve introdurre un elemento di conversione tra analogico e digitale. Questo permette così di elaborare le misure elettriche fatte e renderle disponibili in vari formati digitali al fine di poterli sia visualizzare sia di registrarli così da potere generare, ad esempio, dei log dettagliati dell'impianto elettrico che si sta monitorando o per visualizzare nel tempo l'andamento dei consumi elettrici in una casa così da valutare delle politiche di risparmio energetico ecc.

La **Fig.1** evidenzia lo schema a blocchi dell'integrato MCP39F511N utilizzato per le misurazioni di tensione e corrente nonché delle misure di potenza elettrica. Come si può osservare ai due PGA (Amplificatore con guadagno programmabile) indipendenti fanno capo le misure differenziali di corrente con i relativi ADC delta sigma a 24bit mentre la misura di tensione fa capo a un conver-

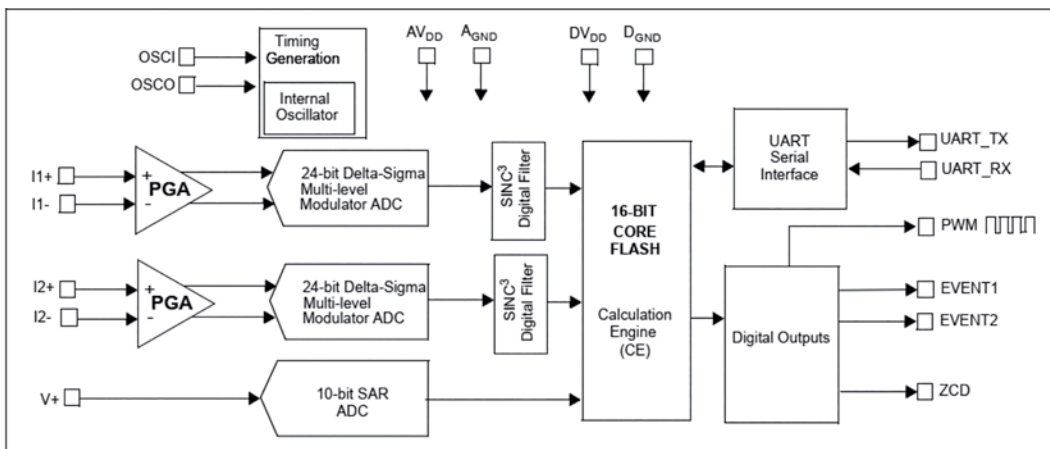
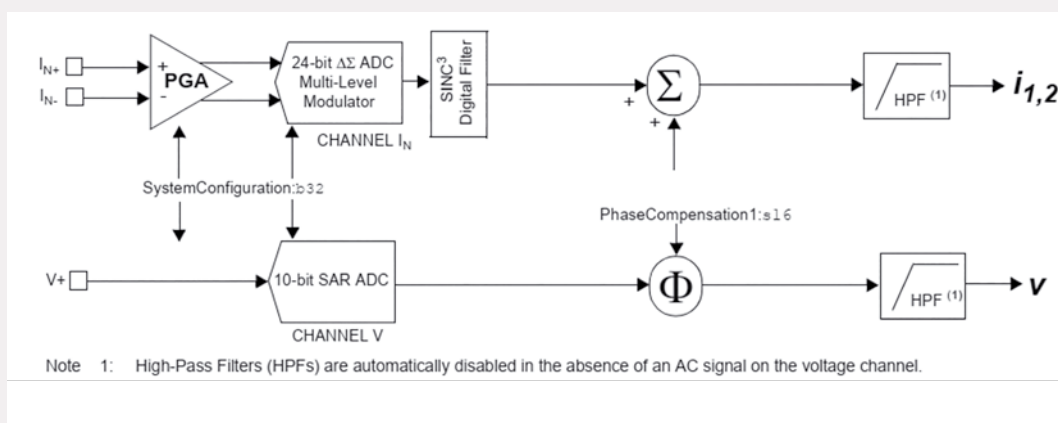


Fig. 1
Schema
a blocchi.
MCP39F511N.

Fig. 2
Schema a blocchi
dettagliato
per ingressi di
corrente I_N e di
tensione V .



titore ADC a 10bit di tipo SAR. I segnali convertiti dai due ADC delta sigma, prima di giungere al core di elaborazione (Calculation Engine), passano per i filtri digitali SINC³ mentre il canale per la misura di tensione non li prevede.

Il core di elaborazione detto **"Calculation Engine"** restituisce le seguenti misure:

1. Potenza attiva, reattiva e apparente per i canali CH1 e CH2;
2. Corrente RMS per i canali CH1 e CH2;
3. Tensione RMS;
4. Frequenza di linea;
5. Fattore di potenza per i canali CH1 e CH2;
6. Energia attiva importata e esportata per i canali CH1 e CH2;
7. Energia reattiva importata e esportata per i canali CH1 e CH2.

L'interfaccia di comunicazione messa a disposizione è una classica UART da utilizzare come bus di comunicazione verso un microcontrollore o, se convertita in segnale USB, verso un PC dove con un software appositamente scritto si può dialogare con l'integrato e quindi configurarlo, tararlo e infine leggerne i valori di misura voluti. Se necessario l'interfaccia UART può essere opto-isolata al fine di isolare la parte ad alta tensione (230Vac) da quella a bassa tensione (+5Vdc).

I possibili campi di applicazione sono:

1. Monitoraggio della potenza elettrica assorbita da due carichi indipendenti;
2. Monitoraggio della potenza elettrica assorbita o erogata in un impianto domotico casalingo. Ad esempio energia prodotta da pannelli solari contro energia assorbita dalla rete elettrica;
3. Monitoraggio illuminazione in industria;
4. Distribuzione intelligente dell'energia elettrica;
5. Misure elettriche in alimentatori AC/DC.

COME FUNZIONA MCP39F511N

L'integrato MCP39F511N utilizza un algoritmo che aggancia in fase la frequenza di campionamento a quella di linea sull'ingresso del canale di tensione con un numero intero di campioni per ciclo di linea. Questo è definito come ciclo di computazione ed è dipendente dalla frequenza. Quindi ogni cambiamento della frequenza determinerà un cambiamento sulla velocità di aggiornamento delle misure in uscita.

La **Fig. 2** mostra che ci sono due percorsi separati di computazione; il primo riguarda gli ingressi di corrente I_N (Canale 1 & 2) e il secondo la tensione. Quindi in uscita avremo che le misure di corrente, potenza e energia saranno duplicate, una per ogni canale I_N e di conseguenza anche tutti i registri di configurazione saranno duplicati. Ovviamente ci sono anche i registri di configurazione per le misure di tensione che si trovano sull'altro percorso.

Calcolo di tensione e corrente RMS

L'integrato MCP39F511N esegue tutte le misure elettriche in autonomia fornendo così in uscita, su appositi registri, le misure effettuate alleggerendo di conseguenza il carico di lavoro che dovrebbe sostenere un microcontrollore ad esso collegato. La **Fig. 3** mostra il flusso di computazione per quanto riguarda le misure di corrente RMS dei due canali nonché la misura di tensione RMS. Alla fine del flusso viene poi calcolata la potenza apparente. La misura della corrente RMS e della tensione RMS vengono eseguite secondo le seguenti formule:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{2^N-1} (i_n)^2}{2^N}} \quad V_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{2^N-1} (v_n)^2}{2^N}}$$

Il calcolo della radice quadrata media viene fatto su un numero di campioni pari a 2^N , dove N viene definito tramite il registro di accumulazione ovvero **"Accumulation Interval Parameter"**.

In altre parole identifica il numero di cicli di linea su cui vengono effettuati i campionamenti per le misure di corrente e tensione RMS.

Quindi se N è impostato a 2 vuol dire che i campioni di misura vengono presi su 4 cicli di linea. Più N aumenta e più tempo è necessario per processare i campioni acquisiti.

Osservando ancora la **Fig. 3** si notano i registri di configurazione:

- OffsetCurrentRMS 1 & 2
- GainCurrentRMS 1 & 2
- GainVoltageRMS
- Range 1 & 2

Questi registri vanno adeguatamente configurati e di questo ne parleremo più avanti.

Calcolo della potenza apparente, attiva, reattiva e fattore di potenza

La misura della potenza apparente avviene alla fine dello schema a blocchi di **Fig. 3**. Come si può vedere la tensione RMS e la corrente RMS vengono moltiplicate tra loro ottenendo così la potenza apparente. Il valore ottenuto viene poi scalato secondo questa formula:

$$S = \frac{I_{RMS} \cdot V_{RMS}}{10^{ApparentPowerDivisor}}$$

Il valore contenuto nel registro **"ApparentPower-Divisor"** serve per allineare il valore di potenza alla

risoluzione impostata per i due valori di tensione e corrente RMS.

Quando si esegue la misura della potenza attiva/reattiva e della relativa energia tali misure possono assumere segno positivo o negativo a seconda del fatto che la potenza, e di conseguenza l'energia, venga importata (segno positivo, corrente assorbita dal carico) o esportata (segno negativo, energia rilasciata dal carico).

La **Fig. 4** evidenzia quanto detto, notare sia il cerchio della potenza che il relativo triangolo; la potenza apparente è indicata con S, la potenza attiva con P e quella reattiva con Q.

Il cerchio è suddiviso in quadranti a identificare se il carico è di tipo induttivo o capacitivo e se l'energia viene importata o esportata.

L'accumulazione dell'energia importata/esportata avviene alla fine di ogni ciclo di computazione ammesso che sia stato attivato il sistema di accumulo e questo viene fatto settando o resettando un apposito bit nel registro **"System Configuration Register"**. Dato che i canali per la misura della corrente RMS sono due e indipendenti ne consegue che esistono due bit da configurare per l'accumulo dell'energia e sono rispettivamente **"Energy1"** e **"Energy2"**.

Oltre ai due bit sopra citati c'è anche un registro di configurazione chiamato **"No Load Threshold"** il quale indica la soglia sotto la quale non verrà accumulata l'energia per nessuno dei due canali. Il registro accetta valori interi senza segno con risoluzione di 10mW, quindi un ipotetico valore 100 indica che la soglia sotto la quale l'energia non viene accumulata è 1W.

Il calcolo della potenza attiva viene realizzato come indicato dalla **Fig. 5**, questo flusso di segnale

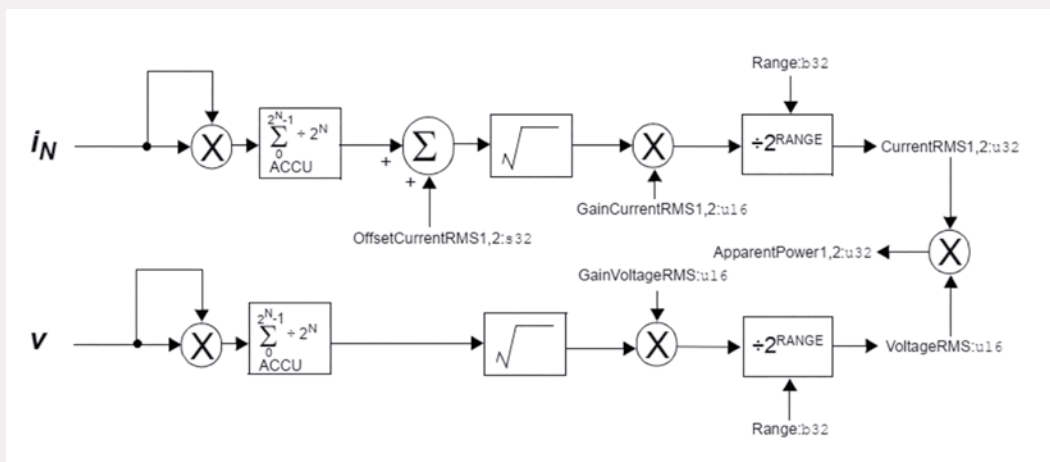
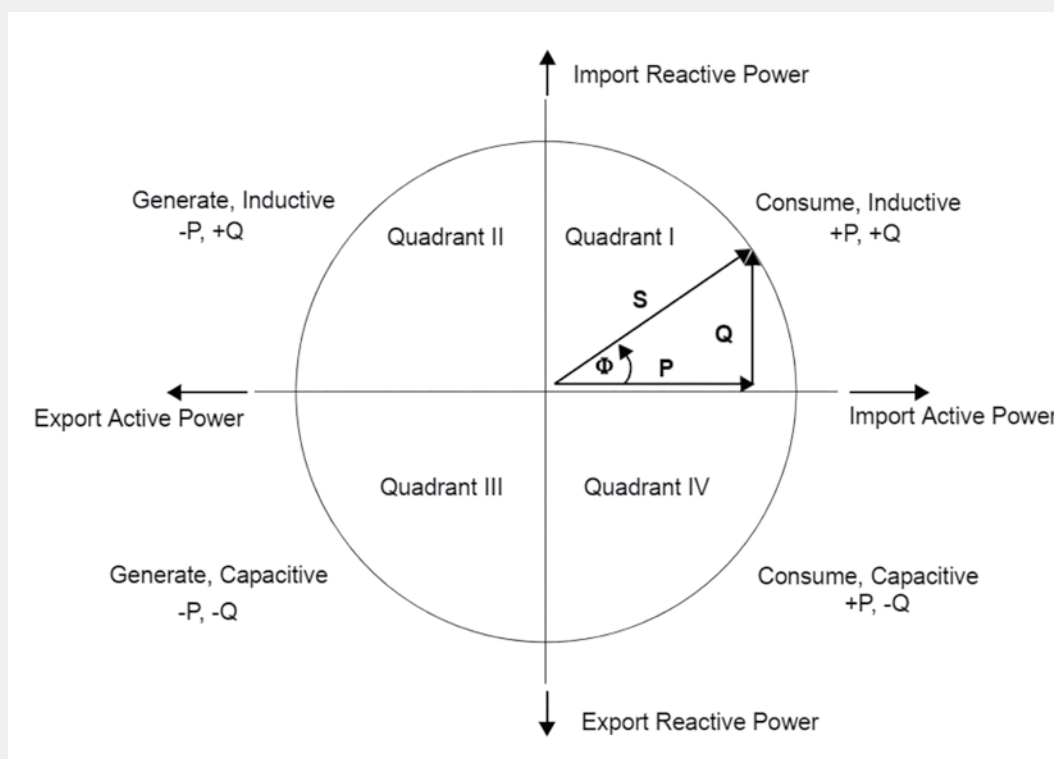


Fig. 3
Flusso di computazione per la misura delle correnti I_N e della tensione V.

Fig. 4
Triangolo delle
potenze.



vale per entrambi i canali di corrente, come si può vedere per il calcolo della potenza attiva il sistema prima moltiplica tra loro la corrente istantanea e tensione in modo da ottenere la potenza istantanea.

Questa potenza ottenuta viene quindi mediata per ottenere la potenza attiva.

La seguente formula riassume quanto detto:

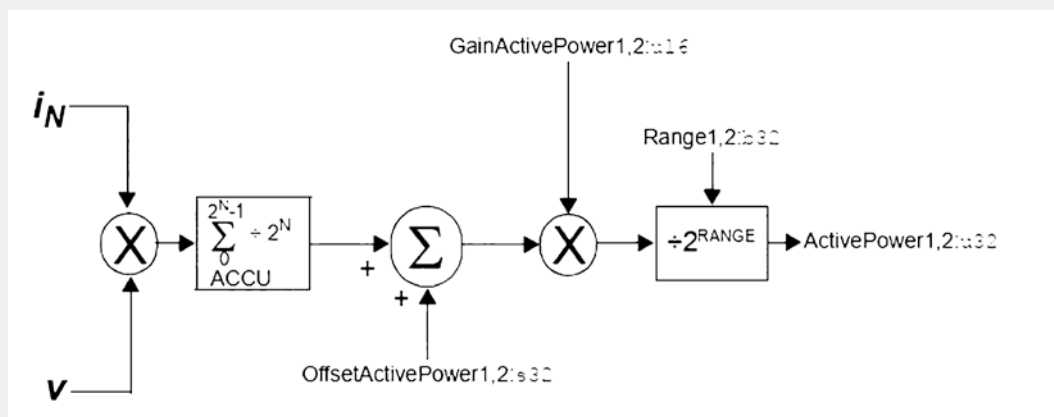
$$P = \frac{1}{2^N} \sum_{k=0}^{2^N-1} (v_k \times I_k)$$

Si noti che l'equazione non ha segno in quanto questo viene restituito dal bit "SIGN_PA_CH1", per quanto riguarda il calcolo della potenza per il canale 1, e "SIGN_PA_CH2" per la potenza dell'altro canale.

Entrambi i bit sono memorizzati nel registro "SystemStatusRegister".

Nella Fig. 5 si nota che nel flusso del segnale entrano in gioco il registro di compensazione dell'offset "OffsetActivePower", il registro con indicato il guadagno da applicare al segnale "GainActivePower" e il registro "Range" contenente il fattore

Fig. 5
Flusso di
computazione
per la
potenza attiva.



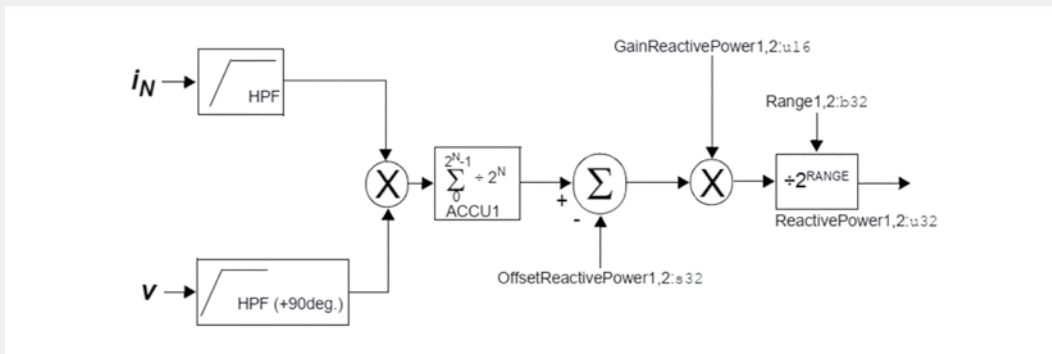


Fig. 6
Flusso di
computazione
per la
potenza attiva.

di scala. Ovviamente questi registri sono in coppia, uno per il canale 1 e uno per il canale 2.

La **Fig. 6** mostra il flusso del segnale per il calcolo della potenza reattiva sia per il canale 1 che per il canale 2. Il calcolo della potenza reattiva si ottiene nello stesso modo della potenza attiva salvo sfasare la tensione di 90° in anticipo rispetto alla corrente. Anche in questo caso nel flusso del segnale entrano in gioco i registri di compensazione dell'offset, il registro con indicato il guadagno da applicare al segnale e il relativo fattore di scala. Ovviamente sono indipendenti dai precedenti e sono doppi; ovvero uno per il canale 1 e uno per il canale 2 ("**OffsetReactivePower**", "**GainReactivePower**" e "**Range**").

Per quanto riguarda il fattore di potenza questo viene calcolato come rapporto tra la potenza attiva e la potenza apparente:

$$PF = \frac{P}{S}$$

Il valore del fattore di potenza viene salvato in un registro a 16bit in complemento a due dove il bit più significativo identifica il segno. Il segno positivo indica che si sta importando potenza attiva, invece se il segno è negativo significa che si sta esportando potenza attiva. Sfruttando poi il segno della potenza reattiva si può capire se il carico è induttivo (segno positivo) oppure capacitivo (segno negativo). Dato che il valore è rappresentato in complemento a due significa che un valore di 0x7FFF corrisponde a un fattore di potenza pari a 1 mentre se il valore è pari a 0x8000 il fattore di potenza è pari a -1.

MCP39F511N E I SUOI REGISTRI

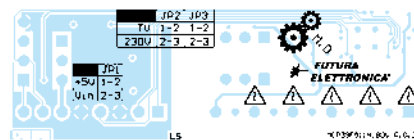
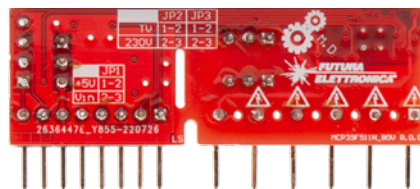
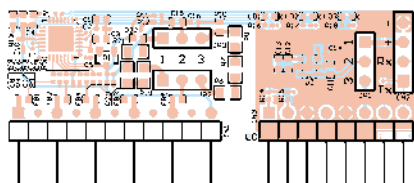
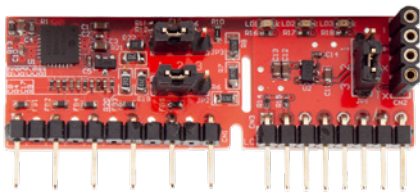
I registri dell'integrato MCP39F511N sono mappati a partire dall'indirizzo 0x0000 fino all'indirizzo 0x00FE per un totale di 256 Byte. Alcuni registri sono di sola lettura, come ad esempio le misure elettriche, mentre altri sono sia di lettura che di

scrittura come per esempio i registri di configurazione. A seconda della funzione a cui sono predisposti, i registri possono essere a 16 Bit con e senza segno oppure a 64bit senza segno. La mappatura dei registri è fatta in modo coerente e ciò significa che sono suddivisi per categoria. In altre parole abbiamo: "**Output Registers**" usati per riportare le misure elettriche effettuate per ogni ciclo di computazione compresi i registri di accumulo dell'energia, i "**Calibration Registers**" usati per la calibrazione delle sezioni di misura e i "**Design Configuration Register**" usati per configurare l'integrato nelle sue funzioni e per la taratura delle misure elettriche rispetto a un target di misura. Per ultimo seguono i registri "**Control Registers for Peripherals**" di cui ci interessano i registri di configurazione di un eventuale PWM in uscita e il registro di soglia per l'accumulo di energia di cui abbiamo già parlato prima.

PIN-OUT MCP39F511N

Diamo ora una breve descrizione della pin-out dell'integrato MCP39F511N partendo dagli ingressi differenziali per la misura della corrente, canale 1 e 2, ovvero i pin 16 e 17 per il canale 1 (**I1+** e **I1-**) e i pin 19 e 18 per il canale 2 (**I2+** e **I2-**). La misura di tensione viene fatta su un ingresso non differenziale sul pin 20 (**V+**).

Gli ingressi differenziali per la misura della corrente accettano in ingresso un segnale massimo pari a ±2V senza subire danni mentre il range di misura deve essere pari a ±600mV/GAIN con V_{REF} interna pari a +1.2V. Quindi se il guadagno del PGA in ingresso è impostato a 1 significa che il range di misura accettato in ingresso deve essere ±600mV e di conseguenza bisogna dimensionare lo shunt di corrente o il TA in modo opportuno al fine di ottimizzare le misure. Più il guadagno dei PGA aumenta e più diminuisce il range di ingresso per le misure.



Elenco Componenti:

R2, R3, R4, R5, R9: 1 kohm 1% (0402)
 R16, R17, R18: 1,2 kohm 1% (0402)
 R14, R15: 10 kohm 1% (0402)
 R11, R12: 47 kohm 1% (0402)
 R13: 0 ohm 1% (0603)
 R1: 33 ohm 1% (0603)
 R22: 1 kohm 0,1% (0603)
 R10: 4,02 kohm 0,1% (0603)
 R19, R20, R21: 3,9 kohm 0,1% (0805)
 R6, R7, R8: 392 kohm 0,1% (0805)
 C6, C7, C8, C9, C16, C17: 33 nF 50 VL ceramico (0402)
 C2, C5, C10, C14: 100 nF 50 VL ceramico (0402)
 C1, C3, C4, C11, C12, C13: 10 μ F 25 VL ceramico (0603)
 C15: 47 μ F 6,3 VL ceramico (0603)
 FB1, FB2, FB3, FB4, FB5:

Ferrite 600 ohm (0603)
 LD1: LED verde (0603)
 LD2: LED giallo (0603)
 LD3: LED rosso (0603)
 U1: MCP39F511N-E/MQ
 U2: LK112M33
 D1: BAT54S

Varie:

- Strip Maschio 12 vie 90°
- Strip Maschio 8 vie 90°
- Strip Maschio 3 vie (3 pz.)
- Strip femmina 4 vie
- Jumper (3 pz.)
- Circuito Stampato S1711

Per quanto riguarda l'ingresso per la misura della tensione si ha che il range di misura va da $D_{GND} - 300mV$ a $+DV_{DD} + 300mV$.
 Gli ingressi **OSCI** e **OSCO** (Pin 6 e 7) servono per collegare un quarzo esterno da 4MHz, se non si vuole usare un quarzo esterno è sufficiente non collegare niente su questi pin e automaticamente l'integrato utilizzerà l'oscillatore interno.
 Per la connessione verso una MCU si prendano in considerazione le seguenti: **UART_{TX}** e **UART_{RX}** (Pin 12 e 4) per la comunicazione seriale, il pin di ingresso **RESET** (Pin 10, attivo basso) per mantenere nello stato di reset i convertitori ADC delta-sigma, i PGA, la V_{REF} interna e altri blocchi funzionali del front-end analogico. Il pin di ingresso **MCLR** (Pin 26, attivo basso) mantiene resettato il device.
 Il pin di uscita **ZCD** (Pin 22) riporta i passaggi per lo zero della tensione di rete. Il pin di uscita **DR** (Pin 28) indica quando un ciclo di computazione è terminato (questo pin deve essere lasciato flottante). Infine i pin di uscita programmabili **EVENT1** e

EVENT2 (Pin 1 e 15) utili per riportare l'avvenuto riconoscimento di qualche evento, ad esempio un superamento di soglia, segue il pin di uscita **PWM** (Pin 14) sul quale si può generare un segnale PWM programmabile con una risoluzione di 10bit. Di quest'ultimo è possibile variare sia la frequenza del segnale PWM che il suo duty-cycle.
 I pin **COMMON_A** e **COMMON_B** (Pin 5 e 13) devono essere cortocircuitati tra loro.
 Per ultimo abbiamo la sezione di alimentazione con **D_{VDD}** e **A_{VDD}** (Pin 25 e 11) che sono rispettivamente la sezione di alimentazione della parte digitale e della parte analogica con i rispettivi pin di massa **D_{GND}** e **A_{GND}** (Pin 24, 27 e 21) più il pin **EP** (Pin 29) detto "**Exposed Thermal Pad**" da collegare anch'esso alla massa digitale (si trova sotto l'integrato e aiuta nella dissipazione di calore).
 Le due alimentazioni, digitale e analogica, possono essere separate da una resistenza da 10R a 33R. I restanti pin sono **NC** (Pin 2, 3, 8 e 9) ovvero non connessi.

IL MODULO CON MCP39F511N

Per sfruttare le potenzialità dell'integrato MCP39F511N abbiamo sviluppato un modulo a inserzione verticale con l'elettronica necessaria al suo corretto funzionamento in svariate configurazioni di misura (ad esempio misura di corrente con SHUNT resistivo o con trasformatore di corrente TA; misura diretta della tensione di rete 230Vac oppure tramite trasformatore di tensione TV).

Per ogni possibile configurazione di misura ci sarà un opportuno settaggio e taratura dei vari registri di configurazione dell'integrato nonché l'impostazione di due jumper per la selezione della misura della tensione di rete tramite TV o diretta.

Se le misure di tensione e corrente vengono fatte direttamente collegandosi alla rete 230V si deve prestare particolare attenzione in quanto non si ha isolamento galvanico dalla rete elettrica stessa. Quindi potrebbe essere necessario usare degli opto-isolatori per le linee di comunicazione. Ovviamente si possono fare anche configurazioni miste come misura di corrente tramite SHUNT e misure di tensione tramite TV o viceversa.

I TV usati per le misure di tensione sono i consueti **SLV101201** della ITACOIL già sfruttati nel precedente progetto con l'integrato MCP39F511. Questo accetta in ingresso valori di tensione da 100V a 275V con un errore di linearità tipico minore di $\pm 0,50\%$.

Il TV usato ha due secondari che a seconda di come sono collegati permettono di ottenere una determinata tensione di uscita.

Con una tensione nominale di ingresso pari a 230V

si ha che sui secondari collegati in serie si ottiene una tensione di 10V.

Per quanto riguarda le misure di corrente si possono utilizzare sia i TA **SBT002**, sempre di ITACOIL, oppure i TA **SBT005**. Il primo permette di misurare una corrente nominale massima di 42,5A con classe di precisione pari a 0.2. La resistenza di Burden da usare è pari a 50R. Se si necessita di misurare correnti più grandi, a discapito della precisione, si può arrivare fino a 51.6A nominali ma il valore della resistenza di Burden deve essere diminuito a 5R. Il secondo TA permette di misurare una corrente nominale di 100A con classe di precisione 0.1 e in questo caso resistenza di Burden da 5R.

Per entrambi i TA il rapporto spire è 1:2000.

Vediamo ora lo schema elettrico della schedina di misura e cominciamo dai due ingressi differenziali per le misure di corrente (pin 16 e 17 per ingresso differenziale I1 e pin 19 e 18 per ingresso differenziale I2). Dati i TA sopra descritti vogliamo che la corrente massima misurabile sia $51A_{RMS}$ ovvero una corrente di picco di $72A_p$. Dato che i TA hanno un rapporto spire di 1:2000 ne consegue che sul secondario la corrente di picco sarà $36mA_p$.

Vogliamo anche soddisfare che la tensione differenziale in ingresso sia pari a $\pm 600mV$, con guadagno del PGA settato a $G=1$. Per ottemperare a queste specifiche guardiamo la **Fig. 7** la quale mostra come viene suddivisa la resistenza di Burden al fine di avere $\pm 600mV$ alla massima corrente di ingresso di $51A_{RMS}$. Come si vede la resistenza di Burden viene divisa in quattro resistenze le quali sono uguali a due a due.

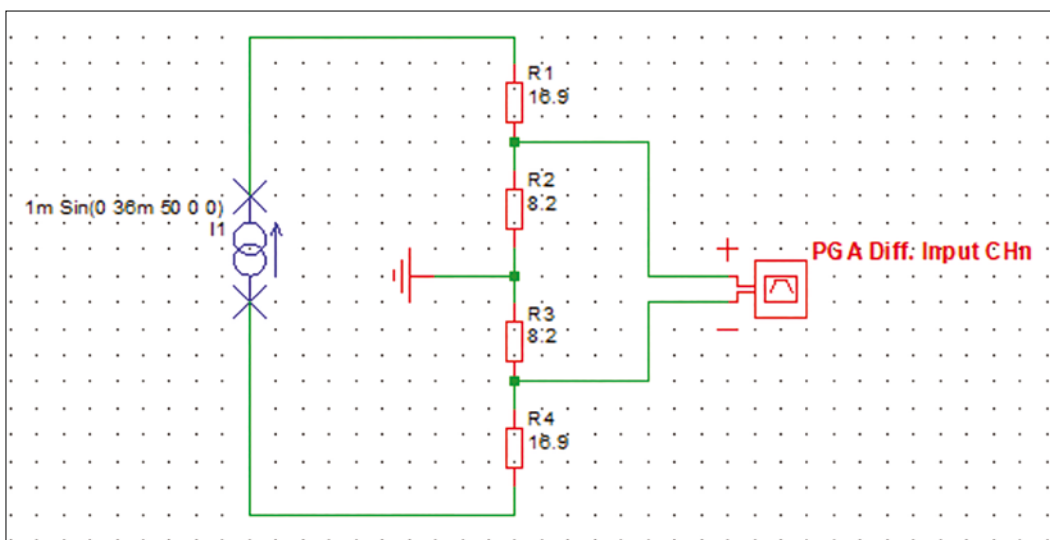


Fig. 7
Resistenza di
Burden usata.

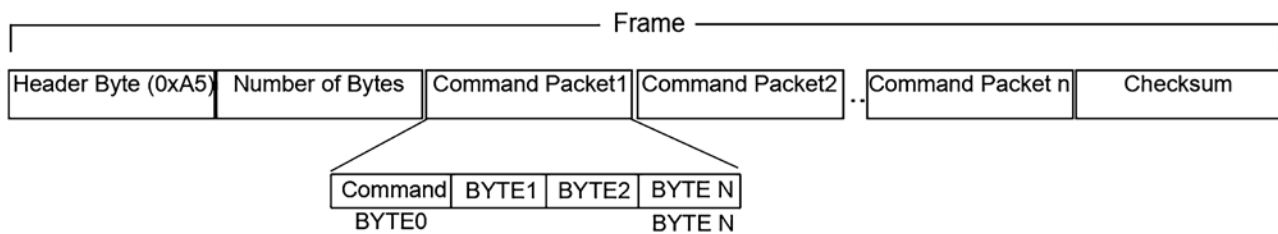


Fig. 8
Frame
protocollo di
comunicazione.

La caduta sulle resistenze R2 e R3 determina la tensione differenziale in ingresso al PGA. Ovviamente se si superano i $51A_{RMS}$ sul primario del TA si andrà a saturare l'ingresso differenziale. La massima tensione differenziale ammessa senza danneggiarlo è di $\pm 2V$. Se si avesse la necessità di misurare correnti maggiori sarebbe necessario agire sulle resistenze R2 e R3 al fine di rimanere nei $\pm 600mV$ e di conseguenza adattare le resistenze R1 e R4.

Quindi per una corrente RMS di $51A$ le quattro resistenze che determinano la resistenza di Burden devono avere i seguenti valori:

- R1 e R4 da $15R9$
- R2 e R3 da $8R2$

Le resistenze sopra descritte che vanno a formare la resistenza di Burden **NON** sono montate sulla schedina di misura ma devono essere predisposte sulla scheda che accoglie il nostro modulo e quindi a seconda dell'applicazione possono essere ricalcolate.

La misura di corrente oltre che con il TA può essere fatta anche sfruttando uno shunt resistivo andando però a perdere l'isolamento galvanico. Con uno shunt da $0R002/8W$ si possono misurare fino a un massimo di $60A_{RMS}$ che corrispondono a $68A_p$.

Sull'ingresso differenziale avremmo quindi una tensione pari a $\pm 130mV$ che è ampiamente dentro i parametri richiesti. Ovviamente anche lo shunt resistivo **NON** è montato sulla schedina di misura.

Per ognuno degli ingressi differenziali si imposta un filtro in ingresso formato da una resistenza da $1K$ e da un condensatore da $33nF$. Prima delle resistenze si interpone una ferrite.

Per quanto riguarda la misura di tensione questa non viene fatta su un ingresso differenziale ma su ingresso analogico dove la massima tensione in ingresso ammessa è di $\pm 3.6V$.

Se la misura della tensione di rete viene fatta sfruttando un TV allora i jumper JP2 e JP3 devono essere posizionati sui pin 1-2 se invece si vuole eseguire una misura diretta della tensione di rete i jumper devono essere posizionati sui pin 2-3. Bisogna prestare massima attenzione alla configurazione dei jumper JP2 e JP3 perché se si applica una tensione di rete $230V$ quando i jumper sono posizionati su 1-2 si ottiene la rottura immediata delle resistenze R19, R20 e R21.

Il partitore resistivo per la misura di tensione tramite TV ha un rapporto 1:15 mentre nel caso della misura diretta sulla tensione di rete il rapporto è 1:293 quindi data una tensione massima di $\pm 300V_{eff}$ che equivalgono a una tensione di picco di $\pm 424.264V_p$ all'ingresso si avrà una tensione massima di $\pm 1.44V_p$.

Dato che l'ingresso non è differenziale si deve spostare verso l'alto la forma d'onda sfruttando una componente DC da sommare alla tensione AC ottenuta dal partitore. La componente DC si ottiene tramite partitore resistivo partendo dall'alimentazione $+3V3A$ (resistenze R11 e R12). Così facendo la componente DC che si ottiene è $+1.65V$ sufficiente a spostare verso l'alto la tensione AC ottenuta da uno dei due partitori. Il condensatore C15 serve come disaccoppiamento. Per proteggere l'ingresso analogico V+ (pin 21) da eventuali picchi di tensione si utilizza un BAT54S. Anche per questo ingresso si introduce un filtro formato da una resistenza da $1K$ e un condensatore da $33nF$.

Dato che la scheda nasce come un oggetto da inserire nei propri progetti si predispongono due connettori: il primo (CN1 con passo $5.08mm$) serve per portare i segnali analogici di misura mentre il secondo (CN3 con passo $2.54mm$) serve per le interconnessioni digitali verso un eventuale microcontrollore o PC. Sul secondo connettore c'è anche l'alimentazione necessaria al funzionamento della schedina.

Sul connettore CN3 vengono riportati i seguenti segnali digitali:

- **TX** e **RX** dell'interfaccia seriale di MCP39F511N
- Le linee **MCLR** e **RESET** comprensivi della resistenza di pull-up
- La linea **ZCD** (Zero Cross Detection)

Se non si utilizzano i TA e i TV per le misure si dovrà avere accortezza di opto-isolare questi segnali al fine di avere il giusto isolamento rispetto alla tensione di rete.

Per potere parametrizzare l'integrato MCP39F511N, soprattutto durante la calibrazione, si è pensato di aggiungere il connettore CN2 a cui si può collegare il convertitore RS232/USB FT782M disponibile presso il sito www.futurashop.it.

Il connettore prevede semplicemente i segnali **RX** e **TX** della UART nonché l'alimentazione +5V e GND.

Dato che l'integrato MCP39F511N prevede una alimentazione da +3.3V si è aggiunto un regolatore di tensione LK112M33TR per generare la tensione necessaria.

La tensione di ingresso al regolatore può essere prelevata direttamente dalla scheda FT782M, e quindi il jumper JP1 deve essere posizionato su 1-2, se invece si vuole alimentare la scheda dall'alimentazione proveniente dal connettore CN3 si deve spostare il jumper JP1 nella posizione 2-3. Il regolatore di tensione LK112M33TR è un LDO con una corrente massima in uscita pari a 150mA e una tensione massima di ingresso di +16V. Quindi se si decide di alimentare la scheda tramite la tensione +Vin, e quindi jumper in posizione 2-3, si consiglia di utilizzare una tensione di +12V. Sia sull'ingresso che sull'uscita del regolatore vengono posizionati dei condensatori ceramici da 10uF/25V.

Per ultimo abbiamo predisposto tre led di segnale: il led verde LD1 è collegato alla linea **EVT1** (EVENT1), il led giallo LD2 è collegato alla linea **EVT2** (EVENT2) mentre il led rosso LD3 è collegato all'alimentazione +3V3. Le linee EVENT1 e 2 dipendono da come viene programmato l'integrato.

PROTOCOLLO DI COMUNICAZIONE

L'integrato MCP39F511N mette a disposizione una interfaccia UART la quale permette di realizzare una comunicazione punto-punto tra un dispositivo HOST, che può essere un micro-controllore oppure un PC, e un singolo integrato MCP39F511N. La comunicazione dati da e verso l'integrato sfrutta un protocollo di comunicazione il quale viene impacchettato secondo una ben precisa struttura detta "**frame**" come evidenziato dalla **Fig. 8**

Ogni "**Frame**" comprende un "**Header Byte**" seguito da un campo che indica il numero di byte di cui è composto il frame. Segue il "**Command Packet**" contenente il comando da trasmettere e gli eventuali byte ad esso associato. Possono esserci più "**Command Packet**" uno in fila all'altro. Infine a completare il "**Frame**" c'è il byte di "**Checksum**". Un "**Frame**" può essere al massimo lungo 35 byte. Nessun comando presente nel "**Frame**" viene eseguito fintantoché il "**Checksum**" e il numero di byte non vengono validati dal ricevente.

Dopo la ricezione di un "**Frame**" l'integrato MCP39F511N può generare tre possibili risposte:

1. **Acknowledge** (ACK → 0x06): "**Frame**" ricevuto con successo, comando capito ed eseguito;
2. **No Acknowledge** (NAK → 0x15): "**Frame**" ricevuto con successo ma il comando non è stato capito e quindi non eseguito;
3. **Checksum fail** (CSFAIL → 0x51): "**Frame**" ricevuto con successo ma il checksum presente nel frame è errato e quindi pacchetto scartato.

	ID COMANDO	DESCRIZIONE	PARAMETRI	N° DI BYTE	RISPOSTA VALIDA
1	0x4E	Lettura registri, N bytes	Numero di byte	2	ACK, Data, Checksum
2	0x4D	Scrittura registri, N bytes	Numero di byte	1+N	ACK
3	0x41	Imposta puntatore indirizzo	Indirizzo	3	ACK
4	0x53	Salva modifiche registri in FLASH	Pagina	1	ACK
5	0x42	Legge pagina EEPROM	Pagina	2	ACK, Data, Checksum
6	0x50	Scrive pagina EEPROM	Nessuno	18	ACK
7	0x4F	Cancella EEPROM	Nessuno	1	ACK

Tabella 1
Lista
comandi
disponibili.



➔ **Tabella 2**
Frame - Comando di lettura registri.

BYTE #	VALORE	DESCRIZIONE	RISPOSTA DA MCP39F511N
1	0XA5	Header Byte	
2	0X08	Numero di byte nel frame	
3	0X41	Comando per impostare il puntatore all'indirizzo desiderato	
4	0X00	Indirizzo, parte alta	
5	0X02	Indirizzo, parte bassa	
6	0X4E	Comando di lettura di uno o più byte	
7	0X20	Numero di byte da leggere (Al massimo 32 byte)	
8	0X5E	Checksum	ACK + Numero di byte del frame di risposta + 32 byte letti come da richiesta + checksum

➔ **Tabella 3**
Frame - Comando di scrittura registri.

BYTE #	VALORE	DESCRIZIONE	RISPOSTA DA MCP39F511N
1	0XA5	Header Byte	
2	0X25	Numero di byte nel frame	
3	0X41	Comando per impostare il puntatore all'indirizzo desiderato	
4	0X00	Indirizzo, parte alta	
5	0X82	Indirizzo, parte bassa	
6	0X4D	Comando di scrittura di uno o più byte	
7	0X14	Numero di byte da scrivere (Al massimo 32 byte)	
8÷36	*Data*	Dati da scrivere	
37	CHK	Checksum	ACK

➔ **Tabella 4**
Frame - Comando per "congelare" i dati in FLASH.

BYTE #	VALORE	DESCRIZIONE	RISPOSTA DA MCP39F511N
1	0XA5	Header Byte	
2	0X04	Numero di byte nel frame	
3	0X53	Comando per salvare i dati in FLASH	
4	CHK	Checksum	ACK

➔ **Tabella 5**
Frame - Comando per lettura pagina memoria EEPROM.

BYTE #	VALORE	DESCRIZIONE	RISPOSTA DA MCP39F511N
1	0XA5	Header Byte	
2	0X05	Numero di byte nel frame	
3	0x42	Comando di lettura pagina EEPROM	
4	0X01	Numero di pagina da leggere	
5	0xF8	Checksum	ACK + dati letti dalla EEPROM + checksum

Il checksum viene generato sommando i byte del "Frame" ricevuto o da inviare, compreso lo "Header Byte", la somma viene divisa per 256. Il resto della divisione è il "Checksum".

La **Tabella 1** è una lista dei comandi disponibili per MCP39F511N, vengono tralasciati i comandi per l'auto-calibrazione i quali non sono gestiti dal nostro software.



BYTE #	VALORE	DESCRIZIONE	RISPOSTA DA MCP39F511N
1	0xA5	Header Byte	
2	0x15	Numero di byte nel frame	
3	0x50	Comando di scrittura pagina EEPROM	
4	0x01	Numero di pagina da scrivere	
5÷20	*Data*	Dati da scrivere (16Byte per pagina)	
37	CHK	Checksum	ACK

Tabella 6
Frame -
Comando di
scrittura
pagina
memoria
EEPROM.

BYTE #	VALORE	DESCRIZIONE	RISPOSTA DA MCP39F511N
1	0xA5	Header Byte	
2	0x04	Numero di byte nel frame	
3	0x4F	Comando per cancellare la EEPROM	
4	0xF8	Checksum	ACK

Tabella 7
Frame -
Comando per
cancellazione
memoria
EEPROM.

Esaminiamo il comando numero 1 il quale ha codice ID 0x4E. Questo serve per leggere uno o più registri mappati a partire dall'indirizzo 0x0000. Per poter funzionare questo comando necessita prima di tutto dell'indirizzo di partenza da cui iniziare a leggere e per fare ciò si deve usare il comando 3 con codice ID 0x41. Quindi abbiamo due possibilità: la prima consiste di usare due "frame" differenti ovvero mandiamo un "frame" per impostare l'indirizzo di partenza da cui leggere e poi inviamo il "frame" con il comando di lettura. Oppure creiamo un "frame" che contenga entrambi i comandi avendo cura prima di inviare il comando per impostare il puntatore in memoria e successivamente il comando di lettura. Quindi il "frame" può essere impostato come si vede nella **Tabella 2**.

Lo stesso discorso lo si può applicare al comando numero 2, con codice ID 0x4D, per la scrittura sui registri a partire da un dato indirizzo. Riportiamo un esempio nella **Tabella 3**.

Dopo la scrittura dei dati nei registri di interesse è necessario inviare un comando per salvarne il contenuto in FLASH in modo da mantenere l'impostazione nel tempo. Per fare ciò si utilizza il comando numero 4 con codice ID 0x53. Nella **Tabella 4** è riportato il "frame" necessario.

L'integrato MCP39F511N dispone di 512 Byte di memoria EEPROM organizzata in word utile per memorizzare dati di qualsiasi tipo sia inerenti le misure in essere che dati di altro tipo necessari all'applicazione in esame, è come se si avesse a disposizione una memoria EEPROM su bus I²C o SPI. La memoria è suddivisa in pagine da 16 Byte ciascuna (8 word) per un totale di 32 pagine.

L'accesso alla memoria avviene a livello di pagina. L'integrato mette a disposizione tre distinti comandi per la gestione della EEPROM; un comando di scrittura, un comando di lettura e un comando per cancellare tutta la memoria in un colpo solo. Nella **Tabella 5** viene riportato il "Frame" di lettura pagina EEPROM.

Il "frame" di scrittura EEPROM sarà invece quello indicato nella **Tabella 6**.

Infine nella **Tabella 7** è indicato il comando per cancellare la EEPROM.

Con questo abbiamo concluso la trattazione hardware dell'integrato MCP39F511N nonché della nostra schedina di misura FT1663M. Nella prossima puntata vi mostreremo le novità del software Energy Meter e come usarlo per configurare e tarare al meglio l'integrato MCP39F511N a seconda della vostra applicazione. □



COSA OCCORRE ?

Codice	Descrizione	Prezzo € IVA inclusa
MCP39F511N	IC di monitoraggio della potenza	8,00
FT782M	Modulo convertitore USB/seriale	15,50

IL MATERIALE VA RICHIESTO A:

Futura Elettronica, Via Adige 11, 21013 Gallarate (VA)
Tel: 0331-799775 - www.futurashop.it



LA TENSIONE DI RETE OVUNQUE TU SIA

INVERTER DA 12 VDC A 220 VAC CON FORMA D'ONDA D'USCITA SINUSOIDALE PURA O MODIFICATA DOTATI DI PROTEZIONE DA SOVRACCARICO, SOVRATENSIONE D'INGRESSO, CORTOCIRCUITO E ALLARME BATTERIA SCARICA. DISPONGONO DI USCITA USB SUPPLEMENTARE (5 V - 500 mA), PRESA DI TIPO SCHUKO E CAVI PER IL COLLEGAMENTO ALLA BATTERIA.

FORMA D'ONDA MODIFICATA



cod. FR670M300
€ 48,00

INVERTER DA 12VDC A 220VAC/300W CON PRESA USB E DISPLAY A LED

- Tensione di ingresso: 12 Vdc nominali
- Tensione di uscita: 220-240 VAC - 50 Hz
- Allarme batteria scarica: 10,5-11,5 Vdc
- Dimensioni (mm): 175x112x56
- Peso: 612 grammi



cod. FR670M600
€ 69,00

INVERTER DA 12VDC A 220VAC/600W CON PRESA USB E DISPLAY A LED

- Tensione di ingresso: 12 Vdc nominali
- Tensione di uscita: 220-240 VAC - 50 Hz
- Allarme batteria scarica: 10,5-11,5 Vdc
- Dimensioni (mm): 205x112x58
- Peso: 760 grammi



cod. FR670M1500
€ 148,00

INVERTER DA 12VDC A 220VAC/1500W CON PRESA USB E DISPLAY A LED

- Tensione di ingresso: 12 Vdc nominali
- Tensione di uscita: 220-240 VAC - 50 Hz
- Allarme batteria scarica: 10,5-11,5 Vdc
- Dimensioni (mm): 270x150x70
- Peso: 1.890 grammi

FORMA D'ONDA PURA



cod. FR668P300
€ 98,00

INVERTER DA 12VDC A 220VAC/300W CON PRESA USB

- Tensione di ingresso: 12 Vdc nominali
- Tensione di uscita: 220-240 VAC - 50 Hz
- Allarme batteria scarica: 10,5-11,5 Vdc
- Dimensioni (mm): 205x112x60
- Peso: 880 grammi



cod. FR668P600
€ 178,00

INVERTER DA 12VDC A 220VAC/600W CON PRESA USB E DISPLAY A LED

- Tensione di ingresso: 12 VDC nominali
- Tensione di uscita: 220-240 VAC - 50 Hz
- Allarme batteria scarica: 10,5-11,5 Vdc
- Dimensioni (mm): 220x115x55
- Peso: 980 grammi

IDEALE
SU CAMPER,
CAMION, ROULOTTE,
PER ALIMENTARE TV,
VCR, PC E MOLTO
ALTRO!



IL PIANO A INDUZIONE

di THE RINTINCOLA

Esaminiamo il funzionamento e la sofisticata tecnologia del piano a induzione, ormai sempre più diffuso all'interno delle nostre abitazioni.

Il piano a induzione ha iniziato a diffondersi in modo commerciale nei primi anni 2000, sia grazie agli sviluppi tecnologici che hanno reso possibile la produzione a basso costo e la riduzione delle dimensioni, sia per il mercato americano che spingeva su tecnologie di cottura elettrica. Infatti, a differenza di noi europei che utilizziamo il gas, gli americani usano maggiormente piastre elettriche e fornelli radianti per la cottura dei cibi, e l'avvento dell'induzione è stato accolto come un prodotto di assoluta rivoluzione, in quanto andava ad eliminare molti dei difetti e dei pericoli legati all'uso delle vecchie tecnologie. I primi show room dedicati all'induzione mostrarono subito notevole interesse da parte del pubblico, che rimaneva sorpreso nel constatare che la pentola si scal-

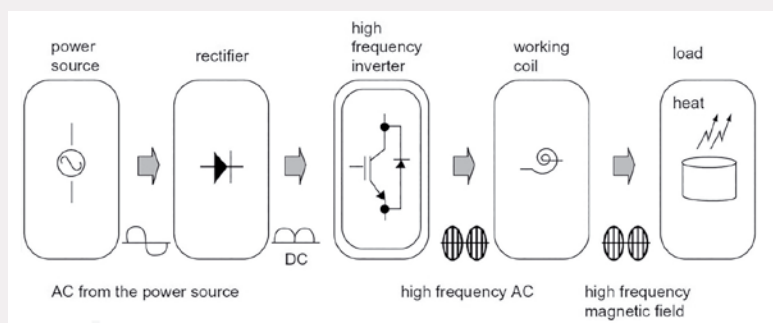


Fig. 1
Schema
a blocchi
semplificato
di un piano a
induzione.

dasse nonostante la superficie di vetro del piano cottura rimanesse perfettamente fredda. La prova principe che veniva svolta era quella di chiedere alle persone una banconota e interporla fra vetro e pentola mentre l'acqua bolliva, per poi restituirla al termine della dimostrazione, creando nelle prime manifestazioni un notevole stupore.

Il piano a induzione è un prodotto semplice e complesso allo stesso tempo, in quanto il principio fisico è noto già da metà '800, ma la tecnologia, l'elettronica e il controllo necessario per farlo funzionare è tutt'altro che banale, il che lo rendono tutt'oggi l'elettrodomestico, dal punto di vista elettronico, più complesso da progettare e realizzare, con pochi centri di sviluppo in Italia e nel mondo che si occupano di ricerca e progettazione su tali prodotti.

Il core del prodotto si compone principalmente di una scheda elettronica e di una bobina, il tutto contenuto all'interno di una meccanica che li alloggia e di un vetro che li separa dalla pentola. La scheda elettronica è, sostanzialmente, un inverter AC-AC che prende la tensione alternata a bassa frequenza (50-60 Hz) di ingresso e la trasforma in una tensione alternata ad alta frequenza che viene applicata alla bobina. Posizionando la pentola sulla bobina le perdite provocate dal campo magnetico ad alta frequenza sul materiale della pentola la fanno scal-

dare, riuscendo quindi a generare l'effetto voluto per cuocere il cibo (**Fig. 1**).

Ovviamente, partendo dal concetto base, negli anni si sono fatti notevoli passi avanti, sia in ambito di potenza, sia in ambito di prestazioni raggiunte, e si è passati da piani cottura a singola bobina con potenza massima di 2kW, a piani cottura molto più grandi, con più bobine che possono raggiungere 3.6kW ciascuna, con una potenza complessiva del piano che può arrivare a 12kW. Ovviamente sono state sviluppate architetture di inverter molto più evolute per riuscire a gestire tutte le bobine. Si sono anche migliorate le efficienze dei prodotti, che sono passate dall'80% circa dei primi prodotti a circa 90% delle piattaforme più evolute attualmente in commercio, e si sono risolti i problemi di stand-by che nei primi prodotti si aggiravano sui 20W, arrivando a 0.5W del giorno d'oggi, con l'obiettivo dei prossimi anni di abbassare a 0.3W questo valore.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il principio fisico che sta alla base del funzionamento del piano a induzione è quello delle "Eddy Current". Questo fenomeno si verifica quando un oggetto composto da materiale metallico conduttivo viene immerso in un campo magnetico variabile. Quest'ultimo, penetrando nel materiale, genera delle correnti indotte che, a causa della resistenza del materiale metallico, provoca la generazione di calore (**Fig. 2**).

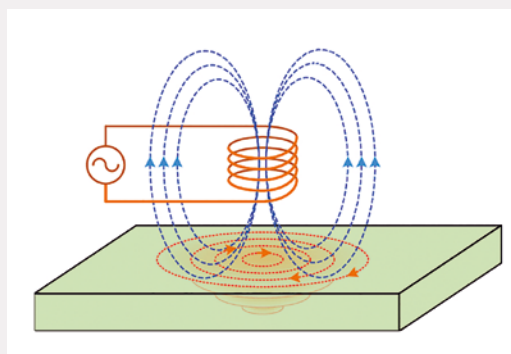
Questo fenomeno è generalmente valutato in modo negativo in moltissime applicazioni, come ad esempio trasformatori e motori, in quanto provoca perdite di efficienza e riscaldamento delle parti elettriche, quindi si adottano tecniche per cercare di ridurre gli effetti il più possibile, ma nell'applicazione dell'induzione le perdite sono proprio ciò che si vuole ottenere per riuscire a riscaldare il metallo; pertanto, si cerca di accentuare il fenomeno il più possibile. Di seguito vengono riportate le due formule che descrivono fisicamente il fenomeno.

$$P = \frac{\pi^2 B_p^2 d^2 f^2}{6 k \rho D}$$

Dove

- P è la potenza persa per unità di massa (W/kg)
- B_p è il picco del campo magnetico (T)
- d è lo spessore del foglio o il diametro del filo (m)
- f è la frequenza (Hz)
- k è una costante uguale a 1 per fogli sottili e 2 per fili sottili

Fig. 2
Rappresentazione
delle Eddy Current
all'interno di una
lastra metallica.



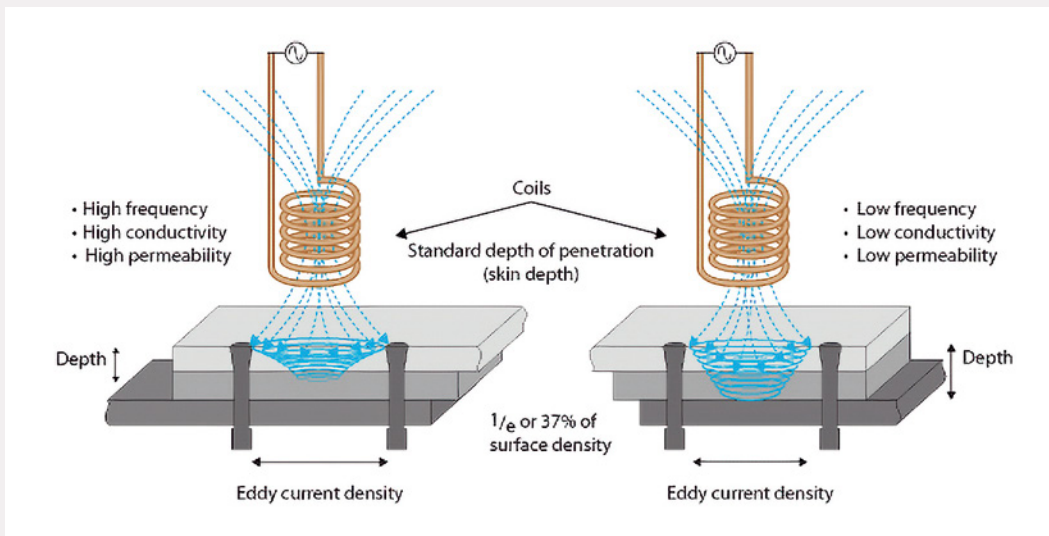


Fig. 3
Andamento delle Eddy Current all'interno della lastra metallica in due differenti condizioni.

- ρ è la resistività del materiale ($\Omega \cdot m$)
- D è la densità del materiale (kg/m^3)

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

Dove

- δ è la profondità di penetrazione (m)
- f è la frequenza (Hz)
- μ è la permeabilità magnetica del materiale (H/m)
- σ è la conducibilità elettrica del materiale (Hz)

La prima formula si riferisce alla potenza persa in un metallo a causa delle Eddy Current e come si può vedere, considerando che la geometria della pendola non può essere cambiata, per riuscire ad incrementare le perdite bisogna far sì di aumentare l'intensità e la frequenza del campo magnetico variabile che penetra nel fondo della pentola (questa è una prima spiegazione del perché la bobina lavora in alta frequenza).

La seconda formula si riferisce alla penetrazione per effetto pelle. Infatti, nonostante questo possa creare perplessità, all'aumentare della frequenza le correnti parassite indotte si concentrano sempre più sulla superficie del materiale, lasciando le parti più interne totalmente escluse da questo fenomeno. Ciò che si osserva è un cono di correnti decrescente esponenzialmente verso l'interno, che viene descritto perfettamente dalla stessa legge che segue il fenomeno dell'effetto pelle (**Fig. 3**). Un aspetto molto importante è anche il tipo di metallo che viene inserito nella bobina. Di seguito viene riportato un tipico andamento dei valori letti

all'LCR Meter di una bobina al cui interno vengono inseriti diversi materiali. I grafici sono in funzione della frequenza a cui sono stati misurati i valori (**Fig. 4**).

Come si può vedere l'andamento dell'induttanza

Fig. 4
Induttanza e resistenza serie vista ai capi della bobina.

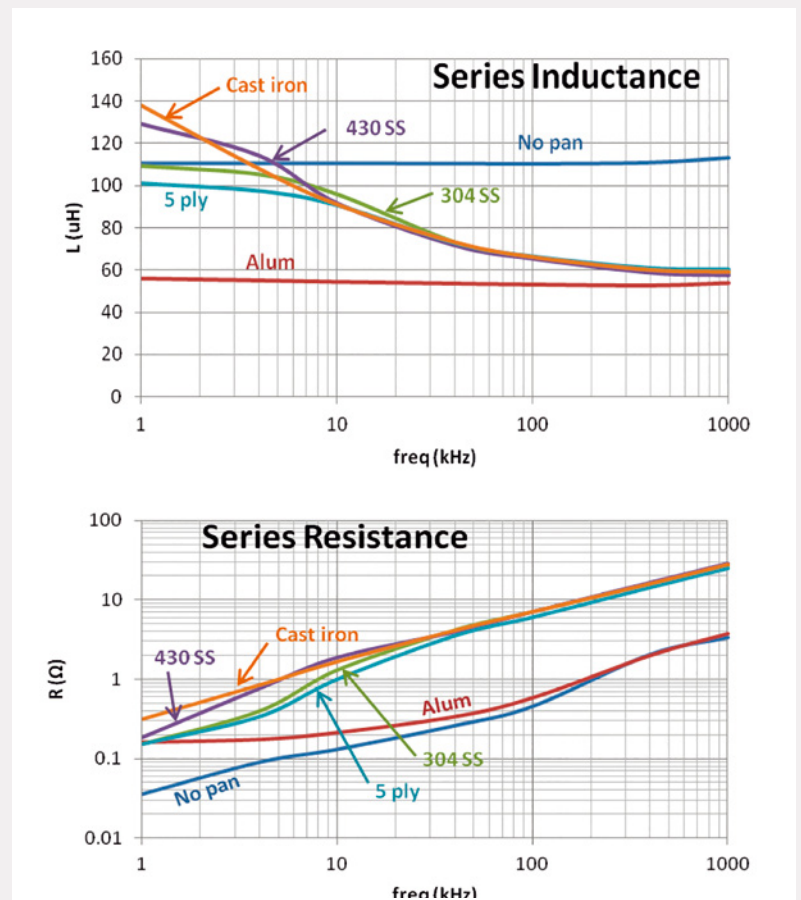
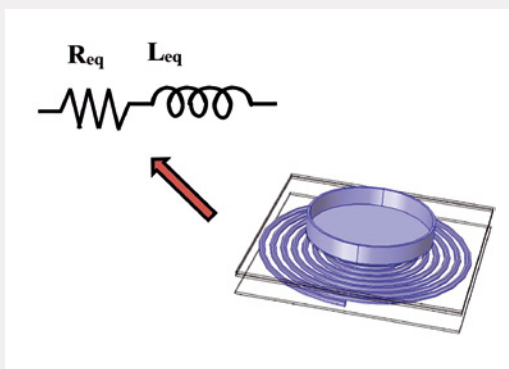


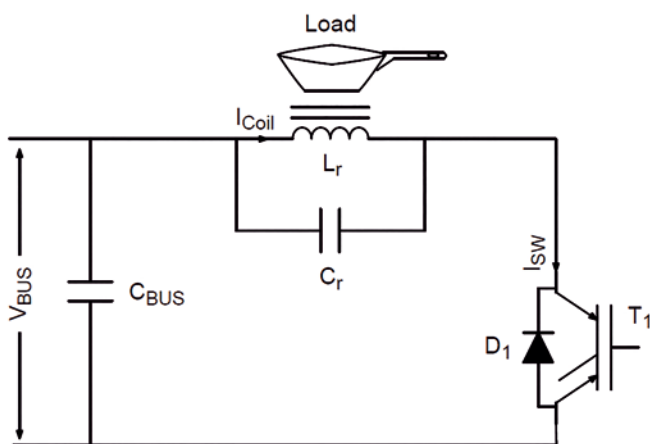
Fig. 5
Circuito equivalente
Bobina + Pentola.



e della resistenza della bobina varia in funzione del materiale e della frequenza di misurazione. Di seguito vengono analizzati due casi limite delle misurazioni:

- Materiali ferromagnetici (ferro): all'aumentare della frequenza il valore di resistenza aumenta mentre il valore di induttanza cala. Le motivazioni di questo andamento possono essere spiegate dalle due leggi fisiche viste in precedenza. L'induttanza diminuisce perché inizialmente, a bassa frequenza, inserendo il materiale ferromagnetico nella bobina l'induttanza aumenta grazie all'alta permeabilità relativa del materiale. Aumentando la frequenza il campo magnetico penetra sempre di meno all'interno del materiale ferroso e viene cancellato già in prossimità della superficie. La resistenza aumenta perché aumentano le perdite causate dalle correnti parassite, che sono confinate sempre più sulla superficie e che interessano una porzione sempre più piccola di materiale.
- Materiali paramagnetici (alluminio): all'aumentare della frequenza il valore di resistenza

Fig. 6
Circuito concettuale
topologia
Quasi
Resonant.



aumenta mentre il valore di induttanza resta costante. L'induttanza non varia in quanto, essendo l'alluminio un materiale paramagnetico, non è influenzato dalla penetrazione del campo magnetico. La resistenza, invece, aumenta per lo stesso motivo dei materiali ferromagnetici, anche se con valori di resistenza inferiori ai precedenti, in quanto bisogna raggiungere frequenze molto più alte per confinare le correnti parassite sulla superficie.

Dalle osservazioni sperimentali è quindi possibile considerare il sistema (bobina+pentola) come un circuito elettrico equivalente RL (**Fig. 5**). Ovviamente, come visto, questi valori non sono costanti ma variano in funzione di alcuni parametri, che possono essere considerati parametri del primo e del secondo ordine.

Parametri del primo Ordine:

- Materiale, parametro che maggiormente influenza i valori misurati.
- Frequenza, che come abbiamo visto ha un grosso peso sui valori misurati.
- Posizione, a seconda se la pentola copre parzialmente o interamente la bobina.
- Distanza, da intendersi come distanza verticale della pentola dal vetro.

Parametri del secondo ordine:

- Temperatura, in quanto provoca un cambiamento di resistività e permeabilità del materiale. Inoltre, nella bobina, sono presenti delle ferriti che non possono superare la loro temperatura di Curie.
- Corrente, in quanto alte correnti possono causare l'insorgere di effetti di non linearità sul materiale e saturazione nelle ferriti della bobina.

Ovviamente esistono modelli molto più complessi e completi di un semplice circuito RL, come ad esempio modelli a trasformatore, ma per un'analisi iniziale il circuito RL si adatta in modo affidabile al comportamento elettrico della bobina.

ARCHITETTURE PRINCIPALI

Già a partire dagli anni '80 sono state studiate e realizzate molte architetture di inverter per riuscire a pilotare la bobina ed erogare potenza sulla pentola, ma fra tutte quelle possibili ce ne sono 2 che al giorno d'oggi vanno per la maggiore e che ricoprono il 90% dei prodotti presenti sul mercato:

- Inverter Quasi Resonant
- Inverter Half Bridge

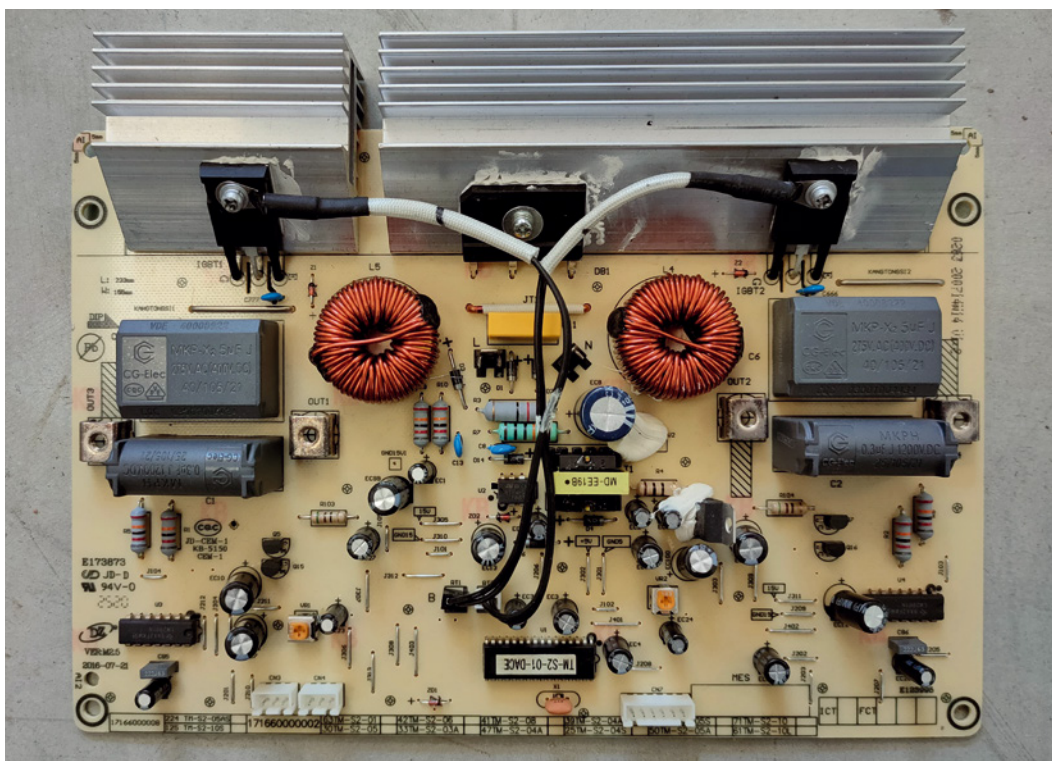


Fig. 7
Vecchia
scheda
inverter con
topologia
Quasi
Resonant.

Quasi Resonant

Questa topologia di inverter (**Fig. 6**) rientra nei convertitori di tipo risonanti ed è una delle prime ad essere stata usata ed è tutt'ora presente nei piani cottura ad induzione. I suoi punti di forza stanno nella semplicità dell'architettura, il basso costo dell'elettronica e le ridotte dimensioni della scheda, il che la rende il candidato ideale per i piani cottura di fascia bassa (**Fig. 7**).

Di contro, però, presenta alcune limitazioni in termini prestazionali, in quanto:

- difficilmente si trovano pentole compatibili per un'erogazione a piena potenza;
- il rendimento del piano cottura è inferiore al 90%;
- la regolazione di potenza sulla pentola è difficoltosa e necessità di tecniche ON-OFF per la bassa potenza;
- presenta bobine più grosse e sensibili a fenomeni di surriscaldamento e saturazione;
- durante il funzionamento genera sulle pentole un livello di rumore udibile.

Half Bridge

Anche questa topologia di inverter (**Fig. 8**) rientra nei convertitori di tipo risonanti ed è una delle prime ad essere stata usata, tutt'ora presente nei piani cottura ad induzione. È stata sviluppata successivamente come miglioramento di quelli che

sono le limitazioni del Quasi Resonant ed è dedicata ai prodotti di fascia alta dell'induzione, in quanto il controllo è più complesso e il costo dell'elettronica è superiore (**Fig. 9**).

Configurazione Monofase, Bifase e Trifase

A seconda della potenza che si desidera avere per la propria cucina e della potenza che si ha a disposizione dentro casa, è possibile scegliere piattaforme da 3.6kW, 7.2kW e 11.8kW. In base a questo valore è possibile optare per una diversa configurazione:

- 3.6kW: collegamento Monofase

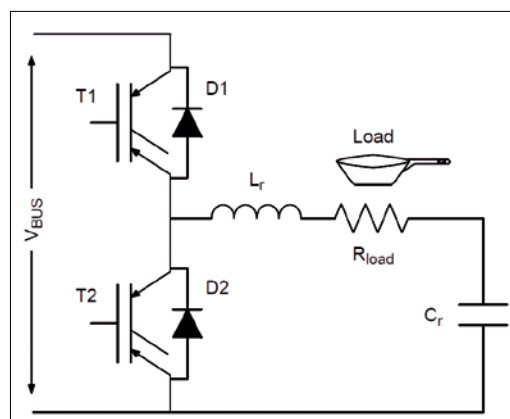


Fig. 8
Circuito
concettuale
topologia Half
Bridge.

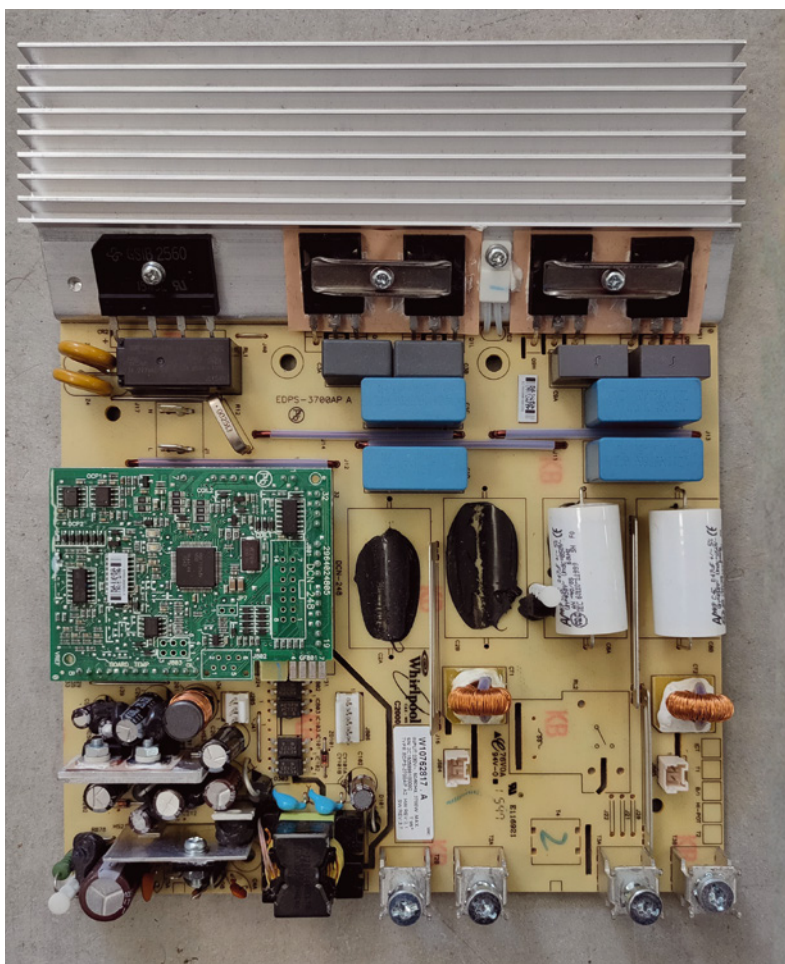


Fig. 9
Vecchia
scheda
inverter con
topologia Half
Bridge.

- 7.2kW: collegamento Monofase o Bifase
- 11.8kW: collegamento Trifase, Bifase e Bifase concatenata

Ogni scheda inverter può raggiungere la potenza di 3.6kW, quindi, ad esempio, la configurazione trifase altro non è che un piano induzione contenente 3 schede monofase, ognuna alimentata con una fase diversa. La domanda che si ci potrebbe porre è come mai non si usano architetture trifase per il collegamento alla trifase. La risposta è che le configurazioni monofasi offrono una maggiore versatilità e una potenza sufficiente su ciascuna bobina del piano (**Fig. 10**). Le architetture trifase si usano per convertitori di forni a induzione, dove le potenze su ciascuna bobina sono notevolmente superiori.

BOBINA PER INDUZIONE (COIL)

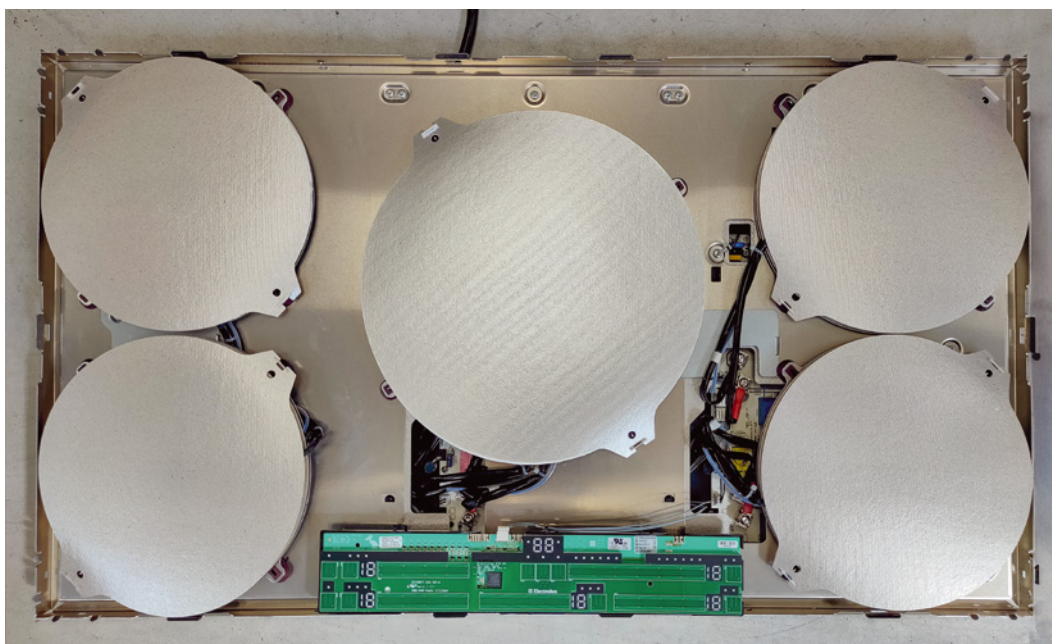
La bobina è quell'elemento attraverso il quale viene trasferita potenza dall'inverter alla pentola. In generale si pensa ad una bobina come un

avvolgimento a forma di solenoide ma, esistendo dei vincoli geometrici dati dalla forma del fondo delle pentole, si è dovuto optare per una geometria dell'avvolto a forma di spirale piatta.

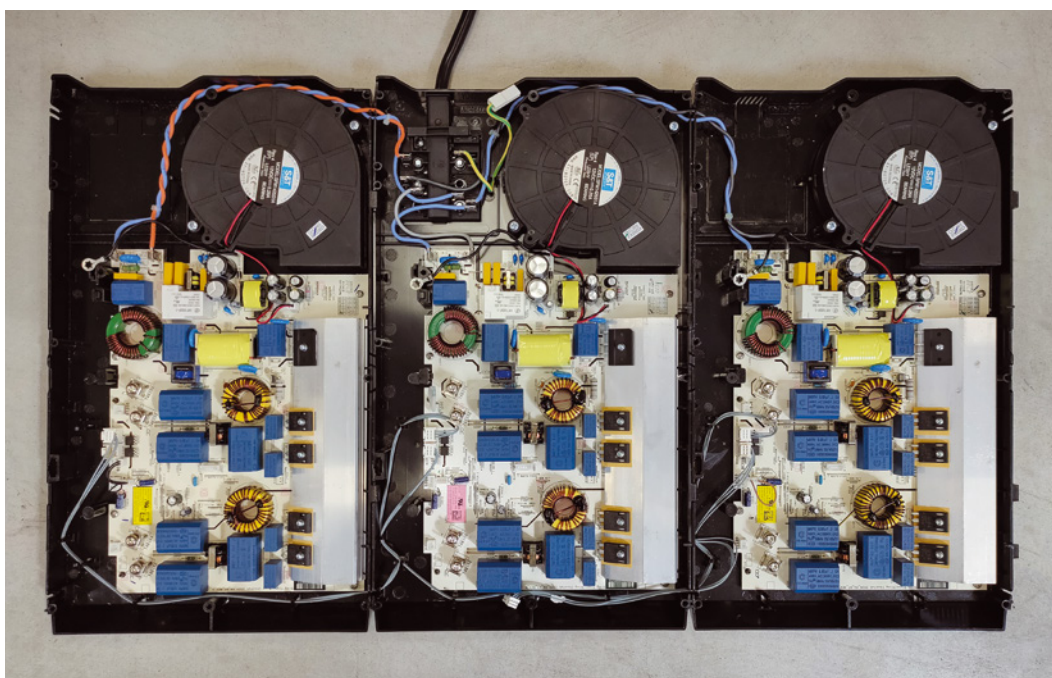
Dai primi prototipi che sono stati realizzati, fino al giorno d'oggi, questo elemento ha subito diversi aggiornamenti, che hanno trasformato una semplice bobina in qualcosa di molto raffinato.

In concomitanza con la spiegazione fisica del fenomeno dell'induzione e dell'approssimazione, dal punto di vista elettrico, del sistema (bobina+pentola) a un circuito RL, chi progetta queste bobine ragiona in termini di "accoppiamento" tra bobina e pentola. Infatti è possibile assimilare il sistema (bobina+pentola) al modello di un trasformatore con nucleo aperto, dove il primario corrisponde alla bobina e il secondario corrisponde al fondo della pentola, modellizzato come una singola spira continua in corto circuito, in cui la corrente che scorre provoca generazione di calore a causa della resistenza del metallo. Questo punto di vista deriva dall'intento del progettista di massimizzare l'accoppiamento del flusso magnetico fra bobina e pentola, proprio come si fa nella progettazione di un trasformatore tra primario e secondario. Nella **Fig. 11** viene mostrata la struttura della bobina così composta:

- Avvolgimento: la principale caratteristica della bobina è il filo di cui è composta. Infatti, lavorando ad alta frequenza, è necessario usare un filo a trefoli per ridurre il fenomeno dell'effetto pelle. Non si tratta di un vero filo di Litz, in quanto non segue le regole geometriche per essere definito tale, ma risulta un buon compromesso fra costo e prestazioni. Inoltre, è possibile trovare composizioni di metalli diversi, che vanno da trefoli in rame puro fino al CCA, un filo con anima in alluminio rivestito in rame. La temperatura massima di esercizio per questi conduttori è di 350°C.
- Ferriti: hanno lo scopo di migliorare l'accoppiamento tra bobina e pentola e disaccoppiare la bobina con la base di alluminio su cui è appoggiata. Questi componenti soffrono in temperatura, con un limite di Curie che si aggira fra i 200-250°C. Questa caratteristica fa sì che ad alte temperature c'è il rischio che la bobina possa entrare in saturazione per valori elevati di corrente.
- Spacer: sono componenti plastici la cui funzione è quella di aggiungere uno spazio aggiuntivo tra bobina e vetro. Questi non sono presenti sulle bobine pilotate da inverter Half Bridge, bensì sono obbligatori su quelle pilotate da inverter



◀ **Fig. 10a**
Piano a induzione con 4 bobine singola zona laterali e una bobina doppia zona centrale, per un totale di 5 zone cottura.



◀ **Fig. 10b**
Elettronica presente all'interno del piano. Da notare la presenza di 3 schede monofase perfettamente identiche.

Quasi Resonant. La motivazione è che la pentola troppo vicina alla bobina risulta essere troppo resistiva per la topologia in questione e l'inverter perde la condizione risonante, trovandosi a lavorare in condizioni di hard switching.

- Mica: viene usato questo materiale in fogli sottili con lo scopo di isolare termicamente il contatto della bobina dal vetro.
- NTC: è il sensore attraverso cui viene misurata la temperatura della pentola. È un componente obbligatorio su ogni bobina del piano a induzione in quanto, senza di questo, potrebbe verificarsi che accidentalmente le pentole possano raggiungere temperature elevatissime.
- Alluminio: la piastra di alluminio ha una funzione strutturale, in quanto deve sorreggere e fissare

➔ **Fig. 11**
Assieme esploso
della bobina.



l'assieme (bobina+ferriti); una funzione termica, in quanto garantisce una diffusione uniforme del calore generato internamente dalla bobina; e inoltre funge da schermo elettromagnetico, in quanto protegge l'elettronica della scheda inverter dal campo magnetico generato dalla bobina.

È stato scelto come materiale della piastra l'alluminio in quanto, essendo paramagnetico, non viene riscaldato dalla bobina. Al contrario, però, come visto, l'alluminio fa crollare l'induttanza della bobina, in quanto cancella il flusso magnetico che la stessa genera: è questo il motivo per cui le ferriti interposte fra bobina e alluminio svolgono anche la funzione di disaccoppiamento con la piastra.

LIMITI STRUTTURALI

Per quanto riguarda, invece, quelle che sono le condizioni massime di funzionamento, bisogna specificare che, trattandosi di un elemento magnetico, questo viene dimensionato in funzione della

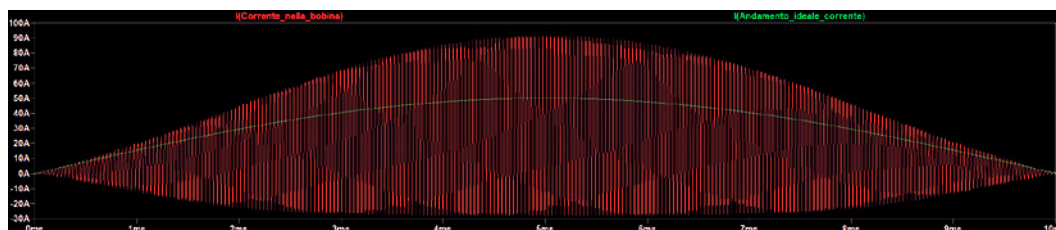
corrente. Infatti, il controllo dell'inverter impone sulla bobina un determinato valore di corrente, per riuscire a raggiungere i valori di potenza richiesta; di conseguenza, ogni bobina viene dimensionata per reggere un determinato valore di corrente RMS, per un determinato periodo di tempo.

Uno dei fenomeni più pericolosi che può avvenire nella bobina è quello della saturazione. Questo fenomeno si presenta quando il valore di temperatura della bobina è vicino al limite di Curie delle ferriti e, con valori di corrente che risultano idonei a bassa temperatura, in questa condizione fanno entrare in saturazione la bobina. Questo fenomeno è analogo a quello dei trasformatori, dove la saturazione fa perdere l'accoppiamento tra primario e secondario, causando un mancato trasferimento di energia e un surriscaldamento del nucleo e dell'avvolgimento del primario. Allo stesso modo, nella bobina, questo fenomeno causa una netta diminuzione della potenza trasferita alla pentola e un'impennata delle perdite e, se non prontamente rilevato, porta all'autodistruzione della bobina in tempi molto rapidi. Negli sviluppi che ha avuto negli anni il controllo dell'inverter si è implementato il modo di rilevare questa condizione e impedire che ciò avvenga. Nelle figure 12 viene mostrato un confronto fra il funzionamento di una bobina in condizioni normali (**Fig. 12b**) e di saturazione (**Fig. 12a**) durante l'erogazione in una semionda di rete. Da notare l'innalzamento nella zona centrale che non segue una legge sinusoidale.

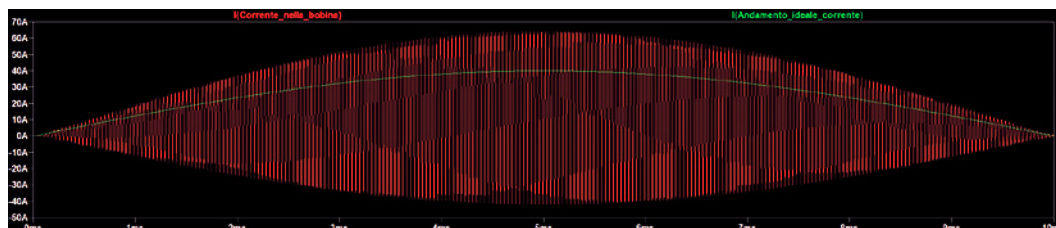
RILEVAZIONE DELLA PENTOLA

Una delle fasi principali del funzionamento del piano a induzione è quella della rilevazione della

➔ **Fig. 12a**
Bobina in cui si
manifesta il fenomeno
della saturazione.



➔ **Fig. 12b**
Bobina in condizioni
di funzionamento
normali.



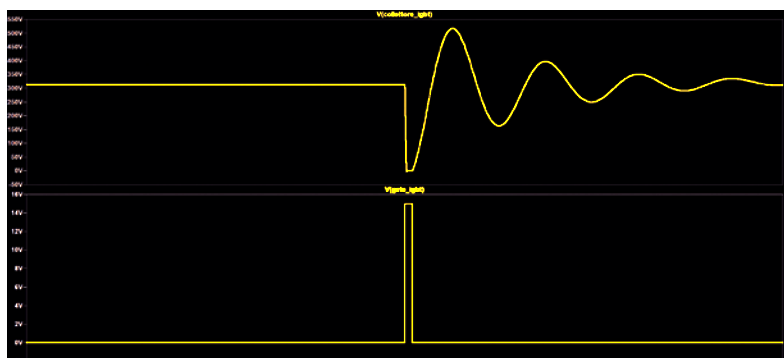
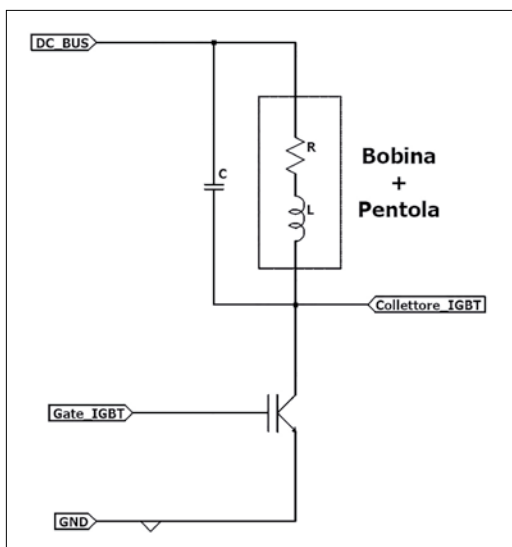


Fig. 13a
Punto di applicazione del segnale Gate_IGBT e punto di misurazione Collettore_IGBT.

Fig. 13b
Forme d'onda viste su Gate_IGBT e Collettore_IGBT.

pentola. Infatti, il piano a induzione non è fatto per accendersi con tutti i metalli e con tutte le geometrie, ma solo con pentole che rientrano in un determinato range di valori. Si pensi, ad esempio, a tutti quegli oggetti metallici che ci sono in cucina, come ad esempio coltelli, forchette, mestoli, ecc...; se accidentalmente uno di questi finisse su una delle bobine, questa non deve accendersi. Oppure, si pensi anche a tutte quelle pentole che, posizionate sulla bobina, non vengono rilevate dal piano. Nel primo caso non accenderà l'inverter perché rileva la presenza di oggetti non idonei; nel secondo caso rileva che il materiale non è idoneo. Tutte queste situazioni vengono gestite dal controllo, che decide se ci sono le condizioni per erogare potenza. Ovviamente esistono delle tecniche

che, a seconda della topologia, vengono utilizzate per raggiungere tale scopo.

Quasi Resonant

In questa tipologia viene usata la tecnica dell'impulso (**Fig. 13**) per rilevare la presenza della pentola sulla bobina, metodo che causa un "tic" caratteristico che indica la presenza di questo tipo di inverter all'interno del piano.

La tecnica consiste nel generare un impulso di breve durata, circa $2\mu s$, per accendere l'IGBT di potenza e misurare l'andamento della tensione sul collettore del transistor.

Trattandosi di un circuito LCR stimolato con un impulso, questo oscillerà con la sua frequenza fondamentale, ed essendo noto il valore di C, in

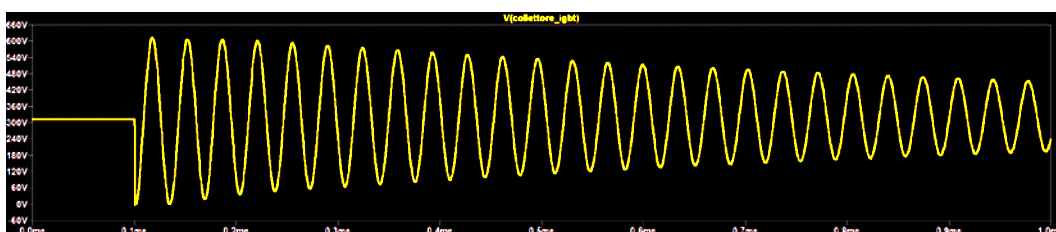
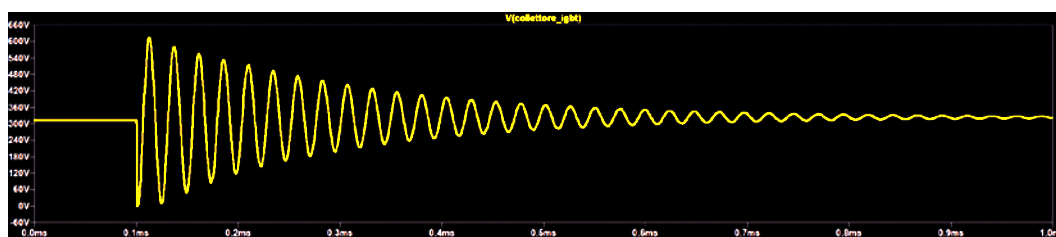


Fig. 14a
Andamento della tensione di Collettore_IGBT quando non è presente nessuna pentola.

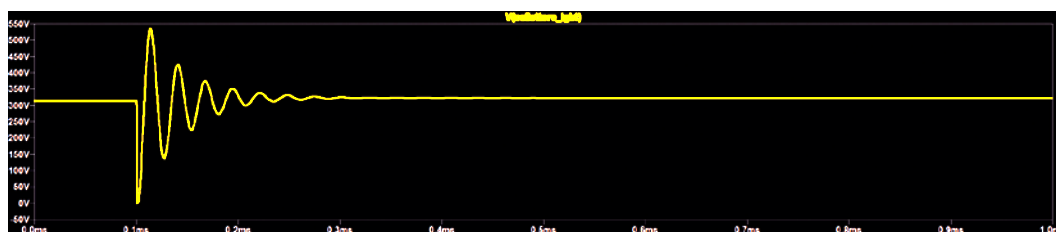


Fig. 14b
Andamento della tensione di Collettore_IGBT quando sono presenti posate o geometrie non idonee.

➔ **Fig. 14c**
Andamento della tensione di Collettore_IGBT quando è presente una pentola non idonea.



➔ **Fig. 14d**
Andamento della tensione di Collettore_IGBT quando è presente una pentola idonea.



➔ **Fig. 14e**
Andamento della tensione di Collettore_IGBT quando non sono presenti gli spacer.



quanto è un componente montato su scheda, è possibile ricavare dalle equazioni del circuito e, dalla misurazione effettuata, i valori di L ed R. Se questi valori ricadono in un range considerato valido, allora il controllo accenderà l'inverter ed inizierà l'erogazione di potenza.

Di seguito sono riportati alcuni esempi di misurazioni e i casi a cui si riferiscono.

- Nel caso in cui non sia presente la pentola (**Fig. 14a**) la misura evidenzia una bassa frequenza di oscillazione (L elevata) e uno smorzamento inesistente (R corrisponde alla resistenza interna della bobina).
- Nel caso di posate o di geometrie non idonee (**Fig. 14b**) la misura evidenzia una bassa frequenza di oscillazione (L elevata) e uno smorzamento poco pronunciato (R bassa).
- Nel caso di pentola non adatta (**Fig. 14c**) la misura evidenzia un'alta frequenza di oscillazione (L bassa) e uno smorzamento poco pronunciato (R bassa).
- Nel caso di pentola idonea (**Fig. 14d**) la misura evidenzia una frequenza di oscillazione e uno smorzamento compatibile con il regime di funzionamento.
- Nel caso in cui non fossero presenti gli spacer

(**Fig. 14e**) la misura evidenzerebbe una frequenza di oscillazione alta (L bassa) e uno smorzamento elevato (R alta), non compatibile con la condizione di funzionamento risonante.

Half-Bridge

In questa topologia viene utilizzata una tecnica di analisi in frequenza per rilevare la presenza della pentola sulla bobina (**Fig. 15**).

Essendo questo metodo continuo ed in alta frequenza, i piani a induzione con questo inverter presentano un livello di rumore decisamente più basso.

La tecnica consiste nello stimolare con una frequenza nota, al di sopra di quella risonante (tipicamente 50kHz), il circuito LCR per la durata di mezza semionda di rete (10ms) e viene misurato l'andamento della tensione sul nodo risonante del convertitore. Essendo anche in questo caso il valore di C noto, in quanto montato su scheda, usufruendo di una serie di equazioni che si ereditano dai convertitori risonanti di tipo LLC e con i dati ricavati dalle misurazioni è possibile ricavare i valori di L ed R.

Anche in questo caso se questi valori ricadono in un range considerato valido, allora il controllo

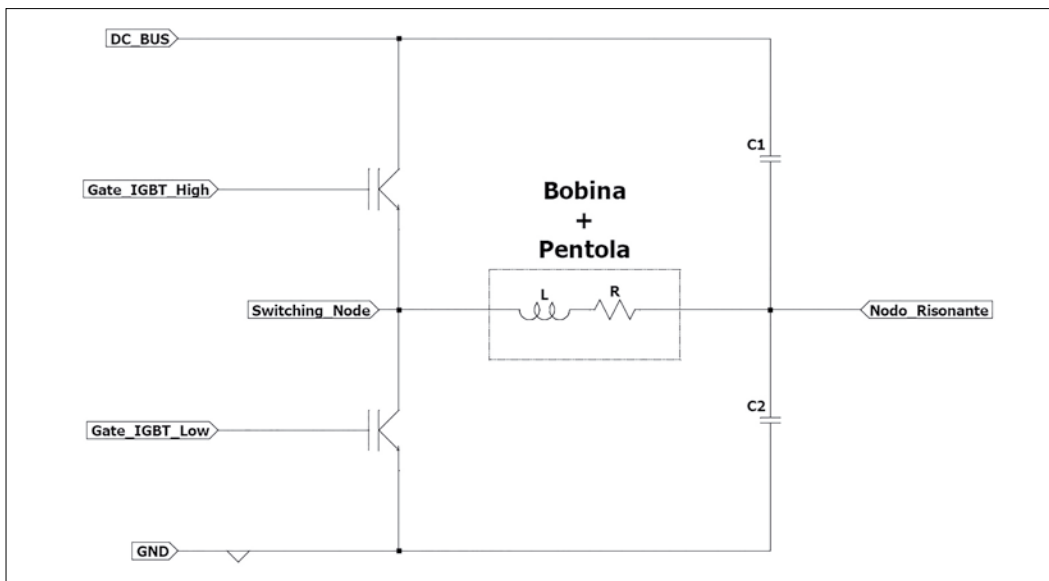


Fig. 15
Punto di
applicazione
dei segnali
Gate_IGBT_
Low e Gate_
IGBT_High
e punto di
misurazione
Nodo_Riso-
nante.

accenderà l'inverter e inizierà l'erogazione di po-
tenza. Di seguito vengono riportati alcuni esempi di
misurazioni e a quali casi corrispondono.

- Nel caso in cui non sia presente la pentola
(**Fig. 16a**) la misura evidenzia un basso guada-
gno di tensione sul nodo risonante e un fattore

di smorzamento quasi inesistente.

- Nel caso di posate o di geometrie non idonee
(**Fig. 16b**) la misura evidenzia ancora un basso
guadagno di tensione sul nodo risonante e un
basso fattore di smorzamento
- Nel caso di pentola non adatta (**Fig. 16c**) la

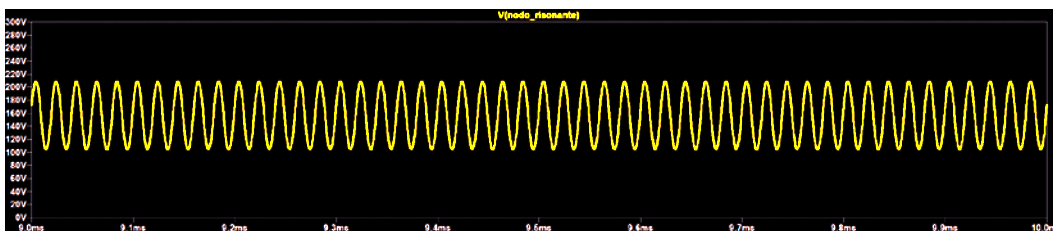


Fig. 16a
Andamento
della tensione
di Nodo_Riso-
nante quando
non è presen-
te nessuna
pentola.

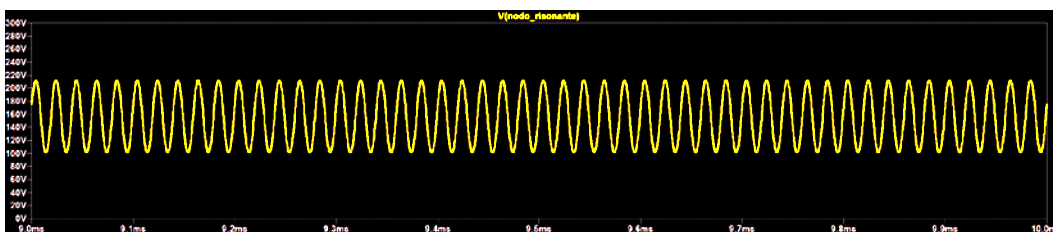


Fig. 16b
Andamento
della tensione
di Nodo_Riso-
nante quando
sono presen-
ti posate o
geometrie
non idonee.

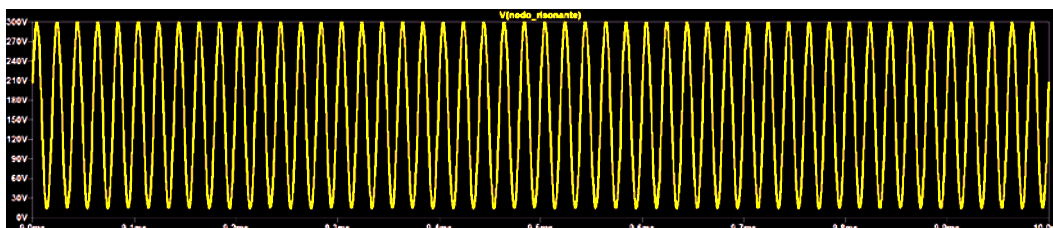
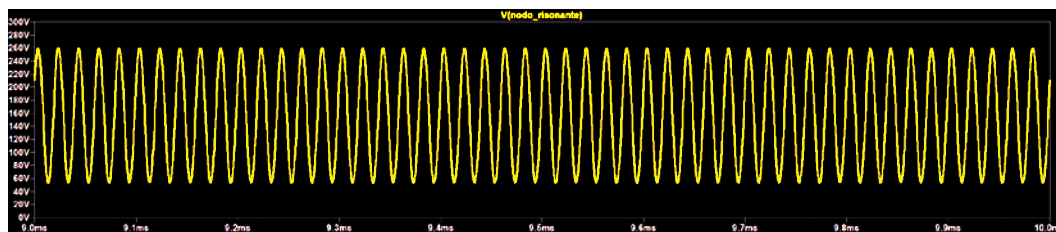


Fig. 16c
Andamento
della tensione
di Nodo_Riso-
nante quando
è presente
una pentola
non idonea.

→ **Fig. 16d**
Andamento della
tensione di Nodo_
Risonante quando
è presente una
pentola idonea.



misura evidenzia un elevato guadagno sul nodo risonante ma un basso fattore di smorzamento

- Nel caso di pentola idonea (**Fig. 16d**) la misura evidenzia un guadagno e uno smorzamento nel range di funzionamento ottimale.

Altri metodi di rilevazione della pentola

I metodi sopra elencati presentano alcune limitazioni e svantaggi, tra cui i più rilevanti sono:

- generazione di rumore;
- impossibilità di effettuare la misura quando la bobina sta erogando potenza;
- assenza di informazioni sulla posizione effettiva e dimensione della pentola rispetto alla bobina.

Per superare queste limitazioni si sono trovati metodi alternativi per raggiungere l'obiettivo, e fra le tante idee quella presente nei piani di altissima fascia è la presenza di bobine ausiliare per effettuare la rilevazione della pentola.

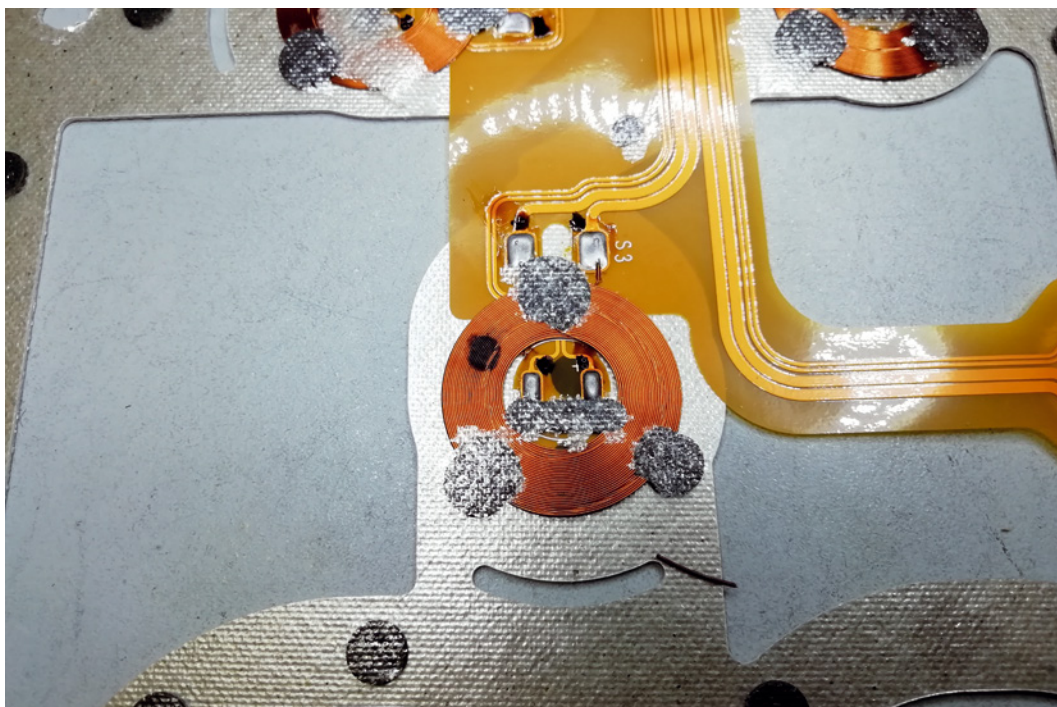
Queste sono riposte su uno strato interposto tra le bobine di potenza e il vetro, con uno spessore di qualche decimo di millimetro. In queste bobine viene inviato un segnale nell'ordine di qualche Mhz e, con la stessa tecnica usata nei metal detector, sono in grado di rilevare la presenza della pentola sopra il vetro.

Essendo queste piccole bobine presenti in numero nettamente superiore rispetto alle bobine di potenza, è possibile stabilire la posizione e la dimensione esatta della pentola, ed è possibile monitorare i suoi movimenti anche quando l'inverter eroga potenza, in quando si tratta di circuiti fisicamente separati (**Fig. 17**).

REGIME DI FUNZIONAMENTO

Una volta rilevata la presenza della pentola e ricavati i valori di L ed R, il controllo attiva l'inverter e inizia l'erogazione di potenza, con un valore compatibile con il livello impostato dall'utente, che

→ **Fig. 17**
Bobine ausiliarie
per la rivelazione
della pentola.
Da notare
l'avvolgimento
realizzato con filo
di rame smaltato
sottilissimo e un
diametro della
bobina di circa 3 cm.
Il collegamento della
bobina al circuito di
rilevazione è
effettuato tramite
Flex PCB.



generalmente va da 1 a 10. Negli anni sono stati implementati diversi algoritmi per trovare soluzioni di erogazione che si avvicinano il più possibile al livello impostato, ma esistono principalmente due modalità di funzionamento che accomunano tutti i piani esistenti:

- modalità di erogazione continua (**Fig. 18a**), in cui l'erogazione è costante e presente su ogni semionda di rete, con parametri scelti dal controllo che garantiscono la coincidenza fra livello impostato e potenza erogata;
- modalità di erogazione discontinua (**Fig. 18b**), in cui il controllo non riesce a trovare una soluzione per il livello richiesto e il piano eroga in modo discontinuo sulla pentola. Questa situazione è caratteristica delle basse potenze, in quanto non garantiscono il funzionamento in regime riso-
nante dell'inverter, quindi la logica che si adotta è quella di far erogare per brevi periodi di tempo una potenza superiore a quella richiesta e poi tenere spento l'inverter al fine di garantire per il periodo considerato una potenza media coincidente con il livello impostato. Questa modalità è più frequente nella topologia Quasi Resonant, in quanto difficilmente esistono condizioni di funzionamento continuo al di sotto dei 700W.

Di seguito verrà illustrata la modalità di erogazione continua dell'inverter nelle due topologie e di come il controllo regola la potenza erogata sulla pentola.

Quasi Resonant

La regolazione di potenza erogata in questa topologia viene effettuata imponendo la durata del tempo di accensione dell'IGBT (T_{on}). Dopo l'operazione di rilevazione della pentola al controllo risultano noti quelli che sono i valori di L ed R, quindi dispone di tutti i parametri per prevedere quello che sarà il comportamento del circuito.

Il controllo calcola un T_{on} compatibile con la potenza richiesta, accende l'IGBT per il tempo calcolato, dopo di che attende la durata di un certo tempo (T_{off}) prima di riaccendere nuovamente l'IGBT.

Il T_{off} dipende dai valori di L, C ed R del circuito ed è, per definizione, il tempo che passa da quando termina il T_{on} a quando la tensione sul collettore dell'IGBT raggiunge il successivo minimo locale, istante ottimale per procedere all'accensione dell'IGBT, in quanto garantisce basse perdite di commutazione ed una maggiore efficienza dell'inverter. Vengono riportate le forme d'onda della situazione descritta nella **Fig. 19**.

Come detto, la regolazione della potenza avviene

Dai alle tue piante il giusto nutrimento!

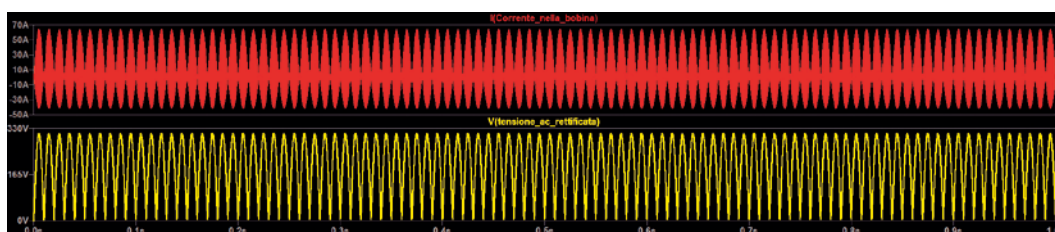
Misuratore di luce-umidità-PH



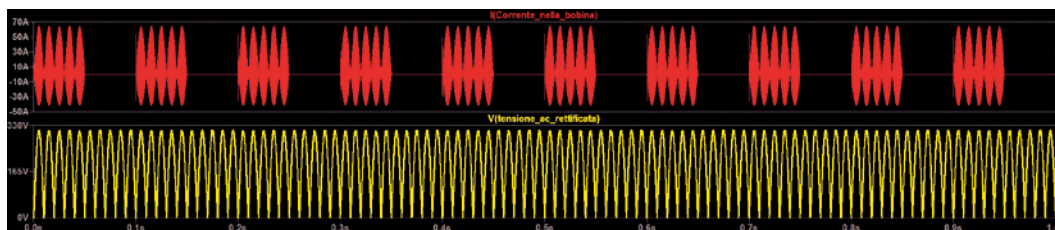
Se ti appresti a coltivare un giardino o un orto, ti sarà utile conoscere la qualità del terreno. Questo strumento 3 in 1 ti aiuterà a capire rapidamente quando le piante hanno bisogno di acqua, controllare il pH e capire se ricevono abbastanza luce. Basta inserire la sonda nel suolo a una profondità di almeno 10 cm per ottenere dati precisi. Leggero e portatile, lo puoi utilizzare sia per misurazioni in campo sia in vaso, permettendoti di mantenere le piante in condizioni ottimali. Il misuratore non richiede nessuna fonte di alimentazione.

FUTURA ELETTRONICA® www.futurashop.it

➔ **Fig. 18a**
Modalità di erogazione continua.



➔ **Fig. 18b**
Modalità di erogazione discontinua.



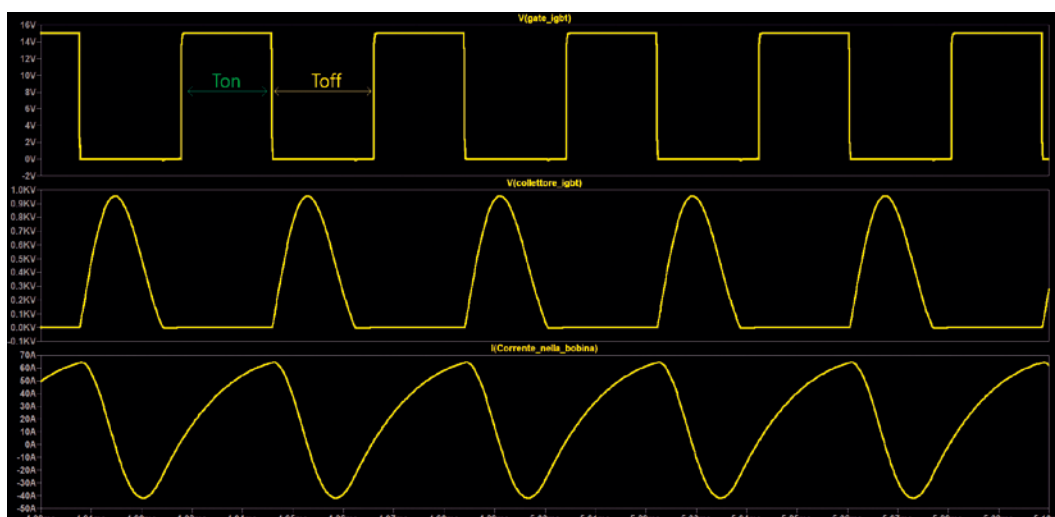
mediante regolazione del solo T_{on} , in quanto il T_{off} è un valore fisso, non controllabile, che dipende dai parametri del circuito e dal punto di lavoro. Potete vedere il confronto fra due diversi valori di potenza erogata, una di 900W (**Fig. 20a**) e l'altra di 2800W (**Fig. 20b**), con la stessa pentola posizionata sulla bobina. Da notare che nel caso di 900W la commutazione avviene con un leggero hard switching di tensione. Ovviamente può succedere che i valori di L ed R cambino durante l'erogazione, banalmente basti pensare al caso in cui l'utente sposta la pentola sul piano. In questo caso nel controllo sono implementate delle funzioni che si accorgono tempestivamente dell'evento e fermano l'erogazione. Successivamente viene effettuata la procedura di rilevazione della pentola e vengono memorizzati i nuovi valori di L ed R, e l'erogazione

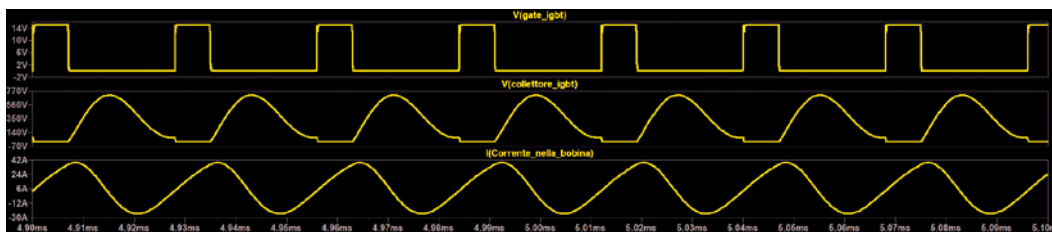
riprende con lo stesso livello di potenza impostato. Questa operazione viene svolta velocemente dal controllo, in un tempo inferiore ai 100ms.

Half Bridge

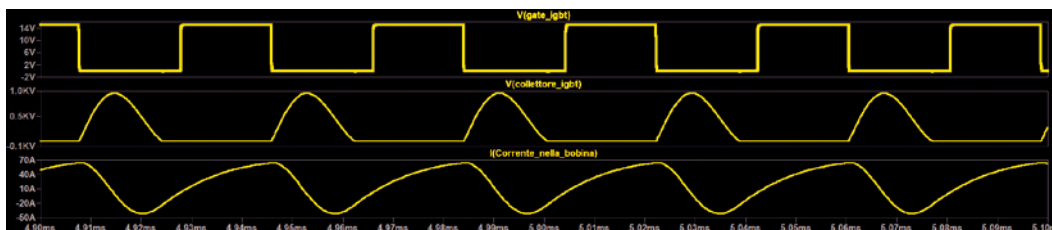
La regolazione di potenza in questa topologia viene effettuata regolando la frequenza di commutazione del mezzo ponte. Trattandosi di un circuito LCR serie, questo avrà la propria frequenza di risonanza, punto nel quale risulta essere massima la potenza erogata alla pentola. Allontanandosi dalla frequenza di risonanza la potenza erogata sulla pentola diminuisce. Anche in questo caso, dopo la rilevazione della pentola, al controllo sono noti i valori di L ed R, mediante il quale riesce a calcolare la frequenza di risonanza del circuito e, a seconda del livello di potenza impostato, ricavare la frequenza di lavoro

➔ **Fig. 19**
Forme d'onda del funzionamento a regime della topologia Quasi Resonant.





◀ **Fig. 20a**
Forme d'onda della topologia Quasi Resonant mentre eroga 900W.

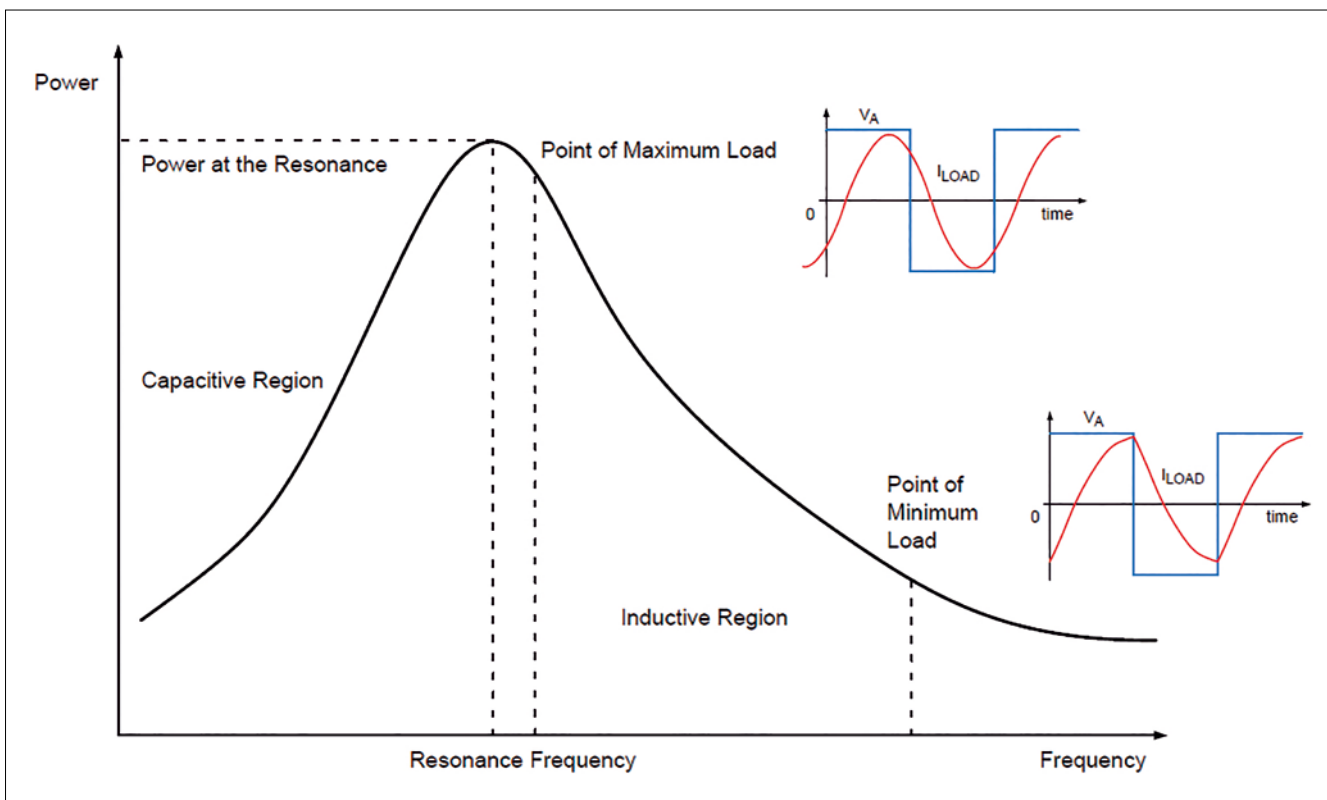


◀ **Fig. 20b**
Forme d'onda della topologia Quasi Resonant mentre eroga 2800W.

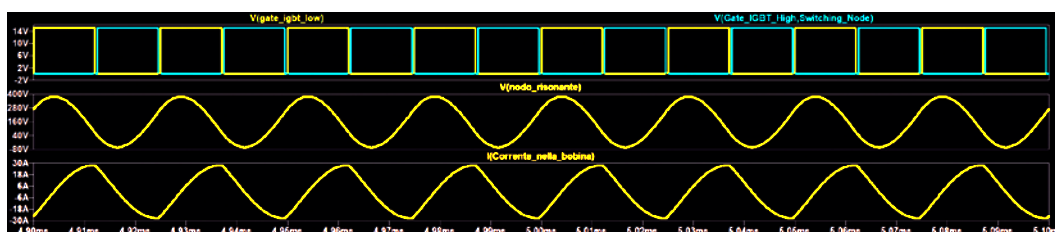
per erogare la potenza richiesta. Il grafico in **Fig. 21** mostra l'andamento della potenza in funzione della frequenza di commutazione del mezzo ponte. Vedete il confronto fra due diversi valori di potenza erogata, una di 500W (**Fig. 22a**) e l'altra di 2800W (**Fig. 22b**), con alla stessa pentola posizionata sulla bobina. Come enunciato nei precedenti paragrafi, la topologia Half Bridge può essere considerato un con-

vertitore LLC, e come tale ci sono alcuni accorgimenti pratici da tenere in conto. Trattandosi di un convertitore risonante, il controllo deve garantire che vi sia sempre un funzionamento nella regione induttiva del convertitore, ovvero a una frequenza superiore a quella di risonanza fino a un massimo di 50kHz, limite superiore imposto dalle prestazioni degli IGBT. Inoltre non è possibile lavorare troppo vicino alla

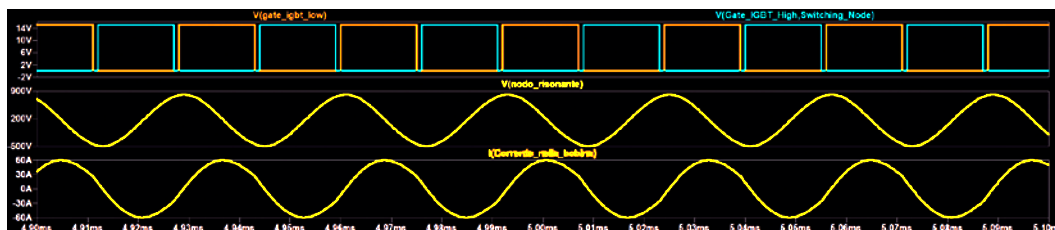
↓ **Fig. 21**
Andamento della potenza erogata in funzione della frequenza di commutazione.



➔ **Fig. 22a**
Forme d'onda
della topologia Half
Bridge mentre eroga
500W.



➔ **Fig. 22b**
Forme d'onda
della topologia Half
Bridge mentre eroga
2800W.



frequenza di risonanza, in quanto sono presenti ai capi degli IGBT dei condensatori di snubber che non verrebbero caricati correttamente né in condizioni vicine allo ZCS (Zero Current Switching), né troppo in alto in frequenza per raggiungere piccole potenze erogate.

Limiti strutturali e Derating

Nonostante le potenze dei piani a induzione possono arrivare fino a 12kW (3.6kW per bobina) in realtà non è garantito che il controllo del piano permetta di fare ciò. Infatti, oltre al problema di pentole non adatte per raggiungere la potenza massima, bisogna tenere in conto che il piano funziona incassato nel mobile della cucina, dove il ricambio d'aria, in molte circostanze, è pressoché inesistente. Ricordando che i piani ad induzione hanno un rendimento medio del 90%, il loro funzionamento causa necessariamente una produzione di calore che fa innalzare la temperatura dell'aria all'interno del mobile e, dopo un certo periodo di funzionamento a massima potenza, si raggiungerebbe una temperatura incompatibile con il funzionamento dell'elettronica al suo interno. Per questo motivo, nel controllo di tutti i piani a induzione sono implementate delle logiche di "Derating". Quando il controllo si accorge che la temperatura inizia a essere troppo elevata, fa partire una lenta procedura di diminuzione della potenza erogata sulla pentola, fino a raggiungere un minimo inferiore pari al 40% della potenza nominale del piano. In tali condizioni, anche se l'utente imposta il livello massimo di potenza questo verrà visualizzato sul display ma il controllo non eseguirà il comando.

IL FUTURO DELL'INDUZIONE

Nei laboratori R&D che sviluppano prodotti per l'induzione una grossa parte delle attività è incen-

trata sulla ricerca, per ridurre i costi ed incrementare le prestazioni dei prodotti, aggiungendo sempre più funzioni per trasformare un piano cottura in una cucina intelligente. Fra i tanti punti aperti la ricerca si sta incentrando principalmente sui seguenti obiettivi:

- aumentare l'efficienza: uno dei problemi principali dei piani è il surriscaldamento, che comporta una perdita delle prestazioni a causa dell'intervento del derating. Aumentare l'efficienza fino a valori del 95% garantirebbe l'utilizzo della cucina a prestazioni più elevate per più tempo;
- aumentare la tensione: ridurrebbe i costi delle materie prime, specialmente il rame. Infatti, a parità di potenza erogata abbiamo che, in rispetto della formula $P=VI$, la corrente che scorre nella scheda e nella bobina diminuisce;
- aumentare la frequenza: allo stesso modo della tensione, le bobine che lavorano a frequenze più alte risultano avere meno spire, quindi richiedono una minore quantità di rame. Inoltre, consentirebbe l'utilizzo di un più alto numero di pentole in quanto aumenta la platea di materiali compatibili con l'erogazione;
- sostituzione dei dispositivi obsoleti: la quasi totalità dei piani ad induzione utilizza IGBT, dispositivi ormai datati che risultano essere molto limitati in frequenza. La sostituzione con dispositivi MOSFET o SiC aprirebbe le porte ai punti sopra elencati;
- wireless: esistono brevetti e prototipi in grado di far funzionare elettrodomestici presenti in cucina (opportunamente modificati) posizionandoli sopra il piano a induzione. L'idea è quella di eliminare tutti i cavi e usare il piano cottura come piattaforma per gli altri elettrodomestici ([link video: https://www.youtube.com/watch?v=1CXDmgv9ws8&t=2s](https://www.youtube.com/watch?v=1CXDmgv9ws8&t=2s)).



Ad ogni batteria la sua ricarica!



PER BATTERIE NI-CD / NI-MH / LI-ION

CARICABATTERIE UNIVERSALE CON DISPLAY LCD PER BATTERIE NI-MH, NI-CD, LI-ION, LIFEPO4



Caricabatterie con display LCD in grado di caricare batterie Ni-MH, Ni-Cd, Li-Ion e LiFePO4 dei formati più diffusi in commercio. Sul display vengono visualizzate: tensione, corrente, stato di carica e tipo di batteria. Il caricabatterie è alimentato tramite una porta d'ingresso USB Type-C.

cod. UC2
€ **28,00**

PER BATTERIE NI-CD / NI-MH

CARICABATTERIE CON DISPLAY LCD PER BATTERIE NI-MH E DISPLAY

cod. TP203
€ **24,00**



Caricabatterie intelligente controllato da microcontrollore, dotato di display LCD retroilluminato e in grado di ricaricare 4 batterie Ni-MH tipo AA o AAA. Rileva le batterie danneggiate, non ricaricabili o inserite male. Dispone di timer di sicurezza che interrompe la ricarica dopo 6,5 ore. Sul display LCD viene visualizzato lo stato di carica di ogni singola batteria.

CARICABATTERIE A 4 POSTI PER BATTERIE AA/AAA/9V

Permette di caricare da 1 a 4 batterie (Ni-Cd e Ni-MH) formato AA, AAA e 9V. Dotato di LED operativi che forniscono indicazioni sullo stato di ricarica delle batterie.



cod. WT40902
€ **19,00**

PER BATTERIE AL PIOMBO

CARICABATTERIE INTELLIGENTE 6-12V CON CORRENTE DI CARICA MAX 4A

Per batterie tipo WET, AGM, GEL, VRLA, MF, Ca / Ca da 6V e 12V di tensione. Controllato da un microcontrollore esegue in totale autonomia: la diagnosi, la ricostruzione (rigenerazione), la carica, il mantenimento e verifica l'efficienza della batteria.



cod. TP274
€ **48,00**

CARICABATTERIE INTELLIGENTE 6-12V CON CORRENTE DI CARICA MAX 1A

Per batterie tipo WET, AGM, GEL, VRLA, MF, Ca / Ca da 6V e 12V di tensione. Controllato da un microcontrollore esegue in totale autonomia: la diagnosi, la ricostruzione (rigenerazione), la carica, il mantenimento e verifica l'efficienza della batteria.



cod. TP221
€ **19,50**

PER BATTERIE LI-ION

CARICABATTERIE A RICARICA RAPIDA CON CORRENTE DI CARICA MAX 2A

Compatibile con diverse tipologie di batterie come le 18650, 26650, 14500, 16340 e 18500. Fornisce una corrente di ricarica fino a 2A. Dispone di LED indicatori per monitorare lo stato di ricarica.



cod. LIONCH2
€ **12,00**

Precisione fino all'ultimo grammo!

Celle di carico ed elettronica necessari per la misura del peso di oggetti in moltissimi ambiti dalle bilance elettroniche alle pesche industriali.

Cella di carico 50 kg

Composta da una struttura in metallo e da piccoli elementi chiamati estensimetri (strain gauges) montati in precisi punti sulla struttura. Fornisce in uscita un segnale elettrico che varia in funzione della deformazione che la forza, applicata sul componente, produce.



€ 9,90

Cod. LC50KG

Cella di carico tipo "S" range 1 Tonnellata

Cella di carico di tipo "S" realizzata in acciaio inossidabile, classe di precisione C3, range 1 tonnellata e due fori filettati M12. Fornisce in uscita un segnale elettrico che varia in funzione della deformazione che la forza (trazione o compressione) applicata sul componente produce.



€ 64,00

Cod. LCST1TONS

DISPONIBILE ANCHE IN DIFFERENTI RANGE:

500 Kg	cod. LCST500KG	€ 64,00
200 Kg	cod. LCST200KG	€ 64,00
100 Kg	cod. LCST100KG	€ 64,00

Cella di carico 10 kg

Composta da una struttura in metallo e da piccoli elementi chiamati estensimetri montati in precisi punti sulla struttura. Fornisce in uscita un segnale elettrico che varia in funzione della deformazione che la forza applicata sul componente produce.



€ 7,00

Cod. 10KGLOADCELL

DISPONIBILE ANCHE IN DIFFERENTI RANGE:

20 Kg	cod. 20KGLOADCELL	€ 7,00
5 Kg	cod. 5KGLOADCELL	€ 7,00
1 Kg	cod. 1KGLOADCELL	€ 7,00

Con elettronica integrata o separata

Kit cella di carico con elettronica

Set composto da una scheda elettronica di interfaccia e da una cella di carico da 20 kg montata all'interno di una struttura meccanica. La scheda elettronica è basata sul chip HX711, un convertitore analogico-digitale a 24 bit, specifico per interfacciare la cella di carico a un microcontrollore come Arduino, Fishino o compatibili.

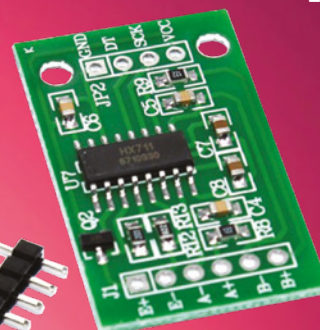


€ 28,00

Cod. LOADCELLKIT

Scheda elettronica con chip HX711 per cella di carico

Scheda elettronica basata sul chip HX711, un convertitore analogico-digitale a 24 bit, specifico per interfacciare la cella di carico a un microcontrollore come Arduino, Fishino o compatibili. Dimensioni: 33,6x20,5x3 mm.



€ 5,00

Cod. HX711BOARD

Prezzi IVA inclusa.

RASPBERRY Pi PICO COME ANALIZZATORE di SPETTRO

del Prof. Dr. MARTIN OSSMANN

Come costruire un analizzatore di spettro basato
su un semplice Raspberry Pi Pico.

Con una risoluzione di 12 bit e un tasso di campionamento
di 500 kS/s è l'ideale per misurazioni audio.

Con un ADC esterno, è possibile raggiungere addirittura i 50 MS/s!

Q

uando si utilizza il convertitore analogico-digitale (ADC) integrato nel microcontrollore Raspberry Pi RP2040, i segnali analogici vengono campionati fino a 500 kS/s con una risoluzione a 12 bit. Per visualizzare i valori può essere utilizzato un PC. Come passo successivo può essere collegato un display LCD,

che consente di ottenere un analizzatore autonomo.

Aggiungendo un ADC esterno, si possono raggiungere fino a 50 MS/s, rendendo l'analizzatore adatto per segnali fino a 25 MHz.

500 KS/S E CONNESSIONE AL PC

Per i primi esperimenti, il Raspberry Pi Pico è cablato come mostrato nella **Figura 1**. R2 e R3 innalzano il punto zero dell'ADC a metà della tensione di alimentazione. C1 rimuove i componenti di tensione continua dal segnale in ingresso. L'ingresso utilizzato, ADC2, utilizza il Pin 34 insieme al GPIO28. T1 viene utilizzato insieme a R1 per stabilire un livello TTL per l'output dati al PC tramite l'interfaccia seriale a 115.200 baud.

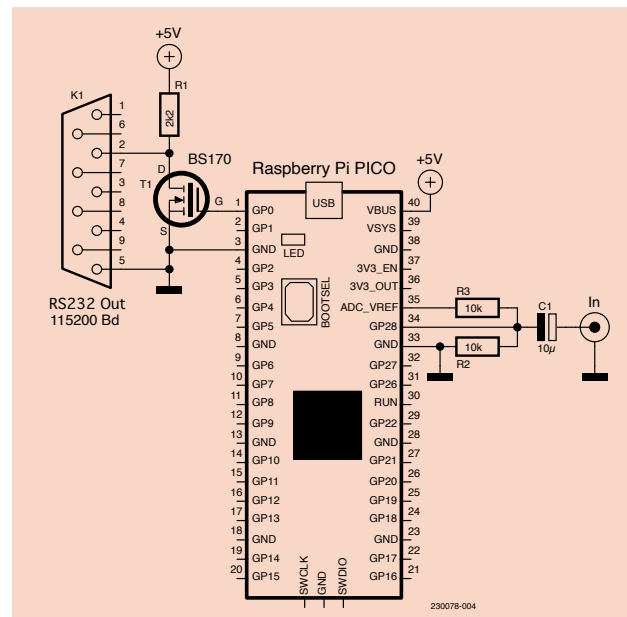
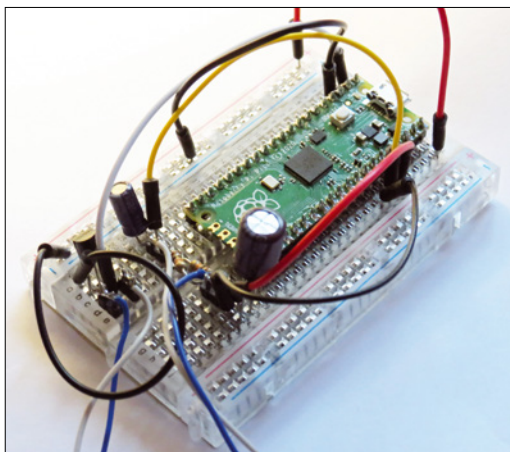


Fig. 2
La realizzazione su breadboard del circuito.



Poiché il circuito è piuttosto semplice, può essere facilmente implementato su una breadboard, come mostrato nella **Figura 2**. L'ADC opera inizialmente con il tasso di campionamento predefinito di 500 kHz. Trasferisce i suoi campioni a 12 bit a un'unità FIFO, da dove entrano in un buffer che può memorizzare N valori. N ha tipicamente un valore di 1.024. Ogni volta che il buffer è pieno, i valori vengono inviati in serie al PC.

DFT E FFT

Lo spettro viene calcolato utilizzando la trasformata di Fourier discreta (DFT). Questo algoritmo prende N campioni s_n (con $n = 0$ a $N-1$) del segnale in ingresso per calcolare N valori dello spettro Z_k (con $k = 0$ a $N-1$). La regola di trasformazione applicata è la seguente:

$$Z_k = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j \left(\frac{2\pi kn}{N} \right)} = \sum_{n=0}^{N-1} s_n \left[\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right]$$

La DFT consiste in N numeri complessi. Se il segnale in ingresso è reale, come in questo caso, la DFT risultante è simmetrica e si applica quanto segue:

$$Z_{N-k} = \overline{Z_k}$$

Quindi solo i primi valori $N/2$ sono rilevanti. Questo è dovuto al teorema del campionamento, secondo il quale si ottengono valori univoci solo fino a metà del tasso di campionamento. Di conseguenza, vengono utilizzati solo i primi valori $N/2$ dello spettro. Lo spettro calcolato corrisponde a quello del segnale di ingresso S , prolungato con il periodo N . Per comprendere perché la DFT effettua effettivamente un'analisi spettrale, consideriamo prima

come il segnale in ingresso $s_n = \cos(2\pi m n / N)$ è trasformato, ad esempio, con $m = 5$ e $N = 16$. Questo segnale in ingresso è una oscillazione cosinusoidale con la frequenza $f = f_s m / N$. I valori trasformati risultanti sono $Z_m = Z_5 = N/2 = 8$, e gli altri valori, Z_k , sono tutti zero. Quindi, un'oscillazione di frequenza m diventa notabile esattamente nel valore trasformato di m^{th} . Se invece del segnale cosinusoidale, venisse trasformato un segnale sinusoidale, la parte immaginaria di Z_m non sarebbe zero. Ma cosa succede quando si trasforma un segnale composto da oscillazioni di diverse frequenze? Anche questo è semplice: la DFT è una trasformazione lineare, il che significa che la DFT di una somma è anche uguale alla somma delle DFT dei singoli segnali. La formula risultante è:

$$\text{DFT}(u U_n + v V_n) = u \text{DFT}(U_n) + v \text{DFT}(V_n)$$

con i prefattori u e v .

Se il segnale in ingresso è composto da diverse oscillazioni $s_n = \cos(2\pi m n / N)$ con diverse frequenze m , questo porta esattamente alle oscillazioni individuali nello spettro. Un segnale $s_n = A \cos(2\pi m n / N)$ con ampiezza A porta a un valore $Z_m = A N / 2$ nello spettro. Questo valore dipende dal numero di campioni. Per eliminare questo, la DFT è scalata da un fattore di $2 / N$. Lo spettro nuovo avrà quindi i valori $W_k = 2 Z_k / N$. Un segnale cosinusoidale con ampiezza A porta quindi a un valore dello spettro di esattamente A . Il valore di ampiezza A è il valore di picco del segnale cosinusoidale. Per il valore efficace, deve essere diviso per $\sqrt{2}$.

TEMPO DI CALCOLO

Il tempo di calcolo della DFT cresce quadraticamente con il numero N di campioni. Può quindi richiedere molto tempo con un N più grande. Misure con il Raspberry Pi Pico hanno portato all'approssimazione $T_{\text{DFT}} \approx 9 N^2 \mu\text{s}$. Se N è una potenza di due, è possibile utilizzare la trasformata veloce di Fourier (FFT) invece della DFT, poiché calcola gli stessi valori molto più velocemente. Sulla scheda Pico, il tempo di calcolo è $T_{\text{FFT}} \approx 4 N \log_2(N)$.

La **Tabella 1** mostra i tempi di calcolo per alcuni valori praticabili di N . Per un'analisi spettrale semplice, $N = 1024$ è spesso utilizzato. Il tempo di calcolo della DFT sarebbe ancora accettabile qui con circa 9 s, ma la FFT è molto più veloce con 40 ms. Occasionalmente, viene utilizzato anche $N = 16.384$, per il quale la DFT richiederebbe già un

buon 40 minuti, quindi è inaccettabilmente lenta. La FFT, invece, impiega meno di un secondo! Quindi, **N** è sempre selezionato come potenza di due a favore della FFT.

VALORE RMS E DBM

Nell'ingegneria delle comunicazioni, le grandezze sono spesso specificate come valori efficaci. Poiché per questo la grandezza dipendente dal tempo viene elevata al quadrato, mediata e quindi viene presa la radice, il termine radice quadratica media (RMS) è diventato comune per questo concetto. Per un segnale discreto e periodico con lunghezza di periodo **N** come i nostri segnali DFT, il valore RMS viene calcolato nel seguente modo:

$$RMS_s = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |s_n|^2}$$

È anche possibile calcolare il valore RMS dei valori spettrali. Otteniamo quindi:

$$RMS_Z = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Z_k|^2} \quad \text{e} \quad RMS_W = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |W_k|^2}$$

Ora vale quanto segue:

$$RMS_s = RMS_Z / \sqrt{N} \quad \text{e} \quad RMS_s = \sqrt{N} \cdot RMS_W / 2$$

Ciò significa che il valore RMS può essere calcolato anche nel dominio delle frequenze invece che nel dominio del tempo. Per questo, è necessario considerare solo il prefattore. Questa relazione è anche chiamata identità di Parseval (https://en.wikipedia.org/wiki/Parseval%27s_identity). L'energia nel dominio del tempo è quindi accuratamente riflessa dalla somma delle energie delle singole oscillazioni nel dominio delle frequenze. I rapporti di energia o potenza sono spesso espressi in dB nell'ingegneria delle comunicazioni. Per il rapporto di potenza $v = P_1 / P_0$, otteniamo $v_{dB} = 10 \log_{10}(P_1 / P_0)$. Per livelli assoluti, il livello di riferimento $P_0 = 1 \text{ mW}$ è comune. Otteniamo quindi $P_{dBm} = 10 \log_{10}(P / 1 \text{ mW})$. Se vogliamo specificare tensioni **U** in dBm, utilizziamo la potenza **P** su una resistenza di **R = 50 Ω**, alla quale viene applicata la tensione **U_{RMS}**. Poiché la potenza dissipata dalla resistenza è $P = U^2 / R$, otteniamo $U_{dBm} = 10 \log_{10}(U_{RMS}^2 / (R \cdot 1 \text{ mW}))$. Per l'analizzatore di spettro descritto qui, l'asse Y è scalato in dBm, la rappresentazione logaritmica usuale per gli analizzatori di spettro; ma

N	DFT in s	FFT in s
256	0.590	0.008
1,024	9.437	0.041
4,096	150.995	0.197
16,384	2,415.919	0.918

attenzione, nell'ingegneria audio dBm si riferisce spesso a una carico di 600 Ω.

SEGNALI E FINESTRE

Finora abbiamo considerato segnali in ingresso che rientrano esattamente in una finestra di **N** valori. La frequenza **m** del segnale $s_n = A \cos(2 \pi m n / N)$ era quindi un numero intero. La **Figura 3** mostra lo spettro a **m = 5.5** e **N = 256**.

In realtà, ci si aspetterebbe uno spettro a forma di linea perché il segnale contiene una sola frequenza. Invece, si ottiene uno spettro che diminuisce lentamente su entrambi i lati dei valori massimi. Questo è ovviamente inutile per un analizzatore di spettro. Il motivo è che il segnale periodicamente ripetuto (lunghezza di periodo **N**) contiene un salto ai bordi. Questo è chiaramente visibile nel diagramma ampiezza/tempo di due periodi nella **Figura 4**: al campione **N**, il segnale passa da +1 V a -1 V. Questo salto genera componenti ad alta frequenza

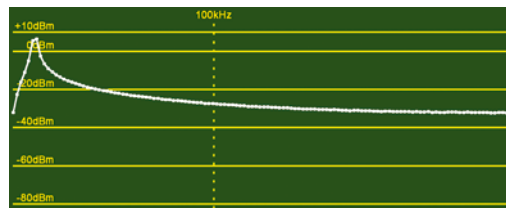


Fig. 3
Rappresentazione spettrale carente alla frequenza semi-intera.

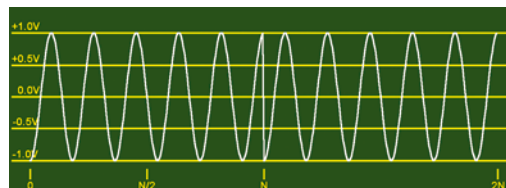


Fig. 4
Al campione **N**, si verifica un salto di ampiezza se il segnale viene ripetuto periodicamente.

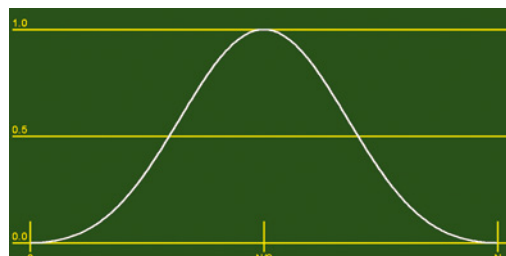


Fig. 5
Funzione finestra di Blackman.

Fig. 6

Il segnale elaborato dalla funzione finestra presenta una curva continua ai bordi.

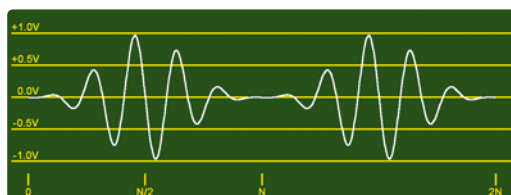
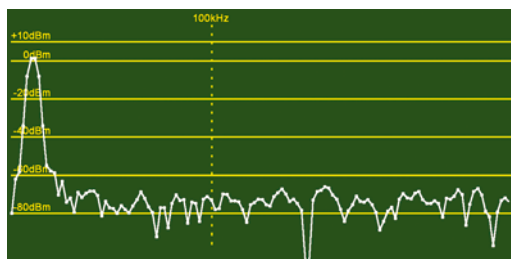


Fig. 7

Spettro dopo l'applicazione della funzione finestra.



oltre alla frequenza del segnale.

Per evitare questi effetti, si applica la tecnica della finestra, che in principio è equivalente a un involuppo sovrapposto. Questo comporta la moltiplicazione del segnale di ingresso per una funzione finestra, che lo riduce delicatamente ad ampiezza 0 ai limiti della finestra, non cambiando molto il segnale. La **Figura 5** mostra la funzione finestra utilizzata.

La **Figura 6** mostra due periodi del segnale moltiplicati per la funzione finestra. Si può vedere chiaramente come il segnale sia modulato in ampiezza in modo che non ci siano salti ai bordi del periodo (0, N, 2N...) ma che proceda in modo continuo. Ci sono diverse funzioni finestra in uso, ognuna con vantaggi e svantaggi differenti.

La seguente lista C mostra come viene calcolata la finestra di Blackman (a tre termini) utilizzata qui:

```
double windowFun(int k) {
    double alpha=0.16;
    double a0=(1-alpha)/2;
    double a1=0.5;
    double a2=alpha/2;
    return a0-a1*cos(2*PI*k/(N-1))+a2*cos(4*PI*k/(N-1));
}
```

La funzione finestra è composta da due funzioni coseno. Dopo l'applicazione della finestra, la FFT restituisce lo spettro della **Figura 7**. Il massimo spettrale ha una larghezza di quattro bin intorno a $m = 5.5$ e poi diminuisce significativamente.

Con valori più grandi per N , l'espansione spettrale è ben accettabile e si ottengono spettri a forma di linea di buona qualità.

Tuttavia, dobbiamo considerare che la funzione

finestra riduce l'ampiezza del segnale. Come fattore finestra, possiamo approssimare utilizzando il valore medio aritmetico dei valori della funzione finestra, come nel seguente elenco.

```
float getWindowFactor() {
    float mean=0;
    for (k=0; k < N ; k++) {
        mean += abs(windowFun(k));
    }
    return mean/N ;
}
```

Per compensare la riduzione dell'ampiezza, dividiamo lo spettro per il fattore finestra dopo aver calcolato la FFT. Quando si utilizza una funzione finestra, l'identità di Parseval non si applica più.

OPZIONI DELL'ANALIZZATORE

L'analizzatore di spettro offre diverse opzioni configurabili. Nel caso più semplice, il μC campiona il segnale, calcola lo spettro, lo visualizza e ripete questo processo all'infinito.

Il tasso di campionamento f_s è pari alla frequenza di campionamento. Allo stesso tempo, definisce l'intervallo di frequenza dello spettro perché in principio va da 0 a $f_s / 2$. Quindi, a 500 kS/s, possiamo analizzare componenti di frequenza fino a 250 kHz. La lunghezza del segnale N determina quanti campioni vengono utilizzati per lo spettro e definisce la risoluzione della FFT. Due linee spettrali adiacenti (chiamate bin) hanno una distanza $\Delta = f_s / N$. A 500 kS/s e $N = 1024$, la risoluzione è $\Delta = 500 \text{ kHz} / 1024 \approx 488 \text{ Hz}$. È sufficiente per elaborare i segnali RF trasmessi.

Nell'analisi dei segnali con componenti di rumore, gli spettri individuali sono spesso molto irregolari. Questo può essere migliorato facendo la media su spettri successivi. Questa procedura è attivata dall'opzione "MEAN" del software dell'analizzatore, che, tra l'altro, può essere scaricato gratuitamente dal sito Elektor per questo articolo al (<https://www.elektormagazine.com/magazine/elektor-312/62150>).

Lo spettro del trasmettitore del segnale orario DCF77 può essere usato per vedere quanto sia vantaggiosa la media. Qui, la frequenza di campionamento è 250 kHz e N è 16,384. La **Figura 8** mostra lo spettro risultante nell'intervallo di $\pm 5 \text{ kHz}$ intorno alla frequenza centrale di 77.5 kHz.

La sottile linea bianca mostra uno spettro singolo chiaramente rumoroso. La media (curva verde spessa) mostra che il DCF77 ha uno spettro altrettanto rumoroso. Questo perché il DCF77 trasmette

i dati con rumore pseudo-casuale a una frequenza di bit di $77.5 \text{ kHz} / 120 \approx 645.8 \text{ Hz}$, oltre alla modulazione di ampiezza (molto stretta in banda). La larghezza di banda di $\pm 645.8 \text{ Hz}$ è rappresentata dalle due linee verticali.

Successivamente, viene analizzato lo spettro del trasmettitore EFR (129.1 kHz). EFR trasmette dati RTTY con uno spostamento di $\pm 170 \text{ Hz}$ e una velocità di trasmissione dati di 200 Bd. Quindi, due linee spettrali dovrebbero essere visibili nello spettro a 128.93 kHz e 129.27 kHz. Tuttavia, poiché vengono inviati solo brevi messaggi con lunghi intervalli tra essi, la frequenza di $+170 \text{ Hz}$ appare solo raramente ed è quindi difficile da rilevare. A questo scopo, il software offre la funzione **MAXHOLD**, in cui il massimo degli spettri viene calcolato su molti spettri. In questo modo, i componenti spettrali che si verificano brevemente a 129.27 kHz sono più evidenti (vedi **Figura 9**). La sottile linea bianca è uno spettro singolo. Poiché al momento non viene inviato alcun messaggio, è visibile solo il picco a 128.93 kHz. Lo spettro MAXHOLD è rappresentato dalla curva verde più spessa. I due picchi a 129.1 kHz $\pm 170 \text{ Hz}$ (alle linee verticali tratteggiate) sono chiaramente visibili. Per ottenere uno spettro così finemente risolto, sono necessari molti campioni con **N = 16,384**. Il tasso di campionamento è 500 kHz e quindi la risoluzione è $\Delta = 500 \text{ kHz} / 16,384 \approx 30.5 \text{ Hz}$. Quindi, le due linee spettrali sono solo a circa 11 campioni di frequenza l'una dall'altra.

DOMINIO DEL TEMPO (FUNZIONE DELL'OSCILLOSCOPIO)

Naturalmente, il segnale nel dominio del tempo è informativo, anche solo per controllare quanto è utilizzato l'intervallo di acquisizione dell'ADC. Anche il software può farlo, semplicemente visualizzando il segnale campionato. La **Figura 10** mostra una sorta di oscillogramma del segnale DCF77 a 77.5 kHz.

Poiché sono di particolare interesse qui le cadute del portante che avvengono ogni secondo, è consigliabile selezionare un tasso di campionamento più basso e un numero maggiore di campioni. Per la rappresentazione nella **Figura 10**, sono stati scelti $f_s = 4 \text{ kHz}$ e **N = 16,384**. La finestra temporale ha quindi una dimensione di $T_s = N/f_s \approx 4 \text{ s}$, con conseguenti quattro cadute del portante nella **Figura 10**.

Il segnale a 77.5 kHz è fortemente sottocampionato, ma questo non è un problema, poiché qui è rilevante solo l'ampiezza.

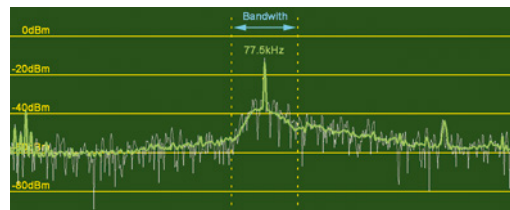


Fig. 8
Lo spettro "normale" del DCF77 (bianco) e il suo spettro medio (verde).

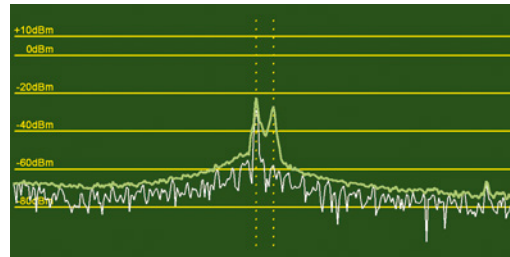


Fig. 9
Spettro del DCF49 (EFR a 129,1 kHz) con funzione MAXHOLD.

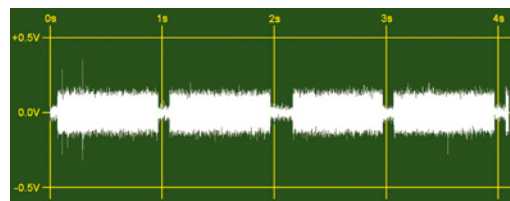


Fig. 10
Ampiezza nel tempo del segnale DCF77.

IL TEOREMA DEL CAMPIONAMENTO

Secondo il teorema del campionamento, i segnali da analizzare possono contenere frequenze fino a un massimo della metà del tasso di campionamento. È necessario rispettare questa condizione oppure aggiungere un opportuno filtro passa-basso prima dell'ADC.

Fino a questo punto, non è stato suggerito alcun filtro adeguato poiché dipende sempre dall'applicazione specifica. È interessante studiare anche le condizioni quando si analizzano frequenze più elevate. Se campioniamo i segnali con impulsi infinitamente brevi (pulsazioni di Dirac), otteniamo uno spettro periodico con una larghezza pari al tasso di campionamento. Le linee spettrali contenute nel segnale vengono quindi periodicamente ripetute con una larghezza f_s . Di conseguenza, le frequenze più grandi di f_s compaiono anche nello spettro. Vengono "piegate" nell'intervallo fondamentale, per così dire. Se la distanza di campionamento è maggiore, le frequenze più elevate vengono attenuate più fortemente.

Le relazioni sono illustrate nell'esempio seguente dove è stato utilizzato un tasso di campionamento f_s di 500 kHz per analizzare un segnale a onda quadra con una frequenza di 225 kHz e un ciclo di lavoro del 10%.

Nello spettro nella **Figura 11**, l'onda fondamentale a 225 kHz appare più a destra e ha il livello più alto.

Fig. 11

Sottocampionamento di un segnale a onda quadra di 225 kHz con $f_s = 500$ kHz.

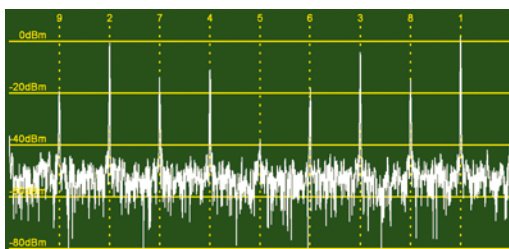
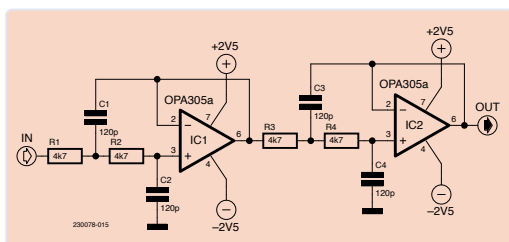


Fig. 12

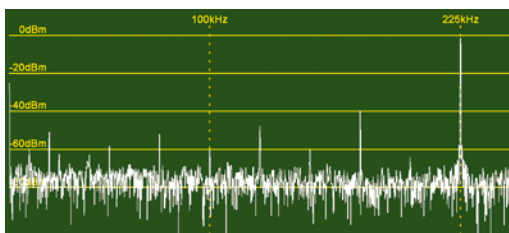
Filtro anti-aliasing che utilizza due filtri Sallen-Key di secondo ordine con una frequenza di taglio di 280 kHz.



L'armonica fondamentale ($k = 2$) ha la frequenza $2 * 225 \text{ kHz} = 450 \text{ kHz}$, che è già oltre $f_s / 2$. A causa della simmetria, appare quindi a $f = 500 \text{ kHz} - 450 \text{ kHz} = 50 \text{ kHz}$ nello spettro sotto la linea verticale tratteggiata "2" con un'amplitude ancora considerevole. La frequenza per q è pari a $225 \text{ kHz} * 9 = 2025 \text{ kHz}$. Poiché questo è equivalente a $4 * 500 \text{ kHz} + 25 \text{ kHz}$, questo picco a 25 kHz appare molto a sinistra dello spettro sotto la linea del cursore etichettata "9". Gli indici della linea del cursore $k = 1..9$ rappresentano le posizioni teoricamente attese degli armonici del segnale analizzato con frequenze di $k * 225 \text{ kHz}$, note come "frequenze alias". Anche se le frequenze superano i 2 MHz, dieci picchi compaiono nella finestra fino a 250 kHz. Ciò significa che l'ADC può gestire certamente frequenze più alte di $f_s / 2$. Questo effetto è utilizzato in quello che è noto come sotto-campionamento. Prima del campionamento, il segnale può essere filtrato da un filtro passa-banda con una banda passante di $f_s / 2$ in modo che vengano catturate solo le aree rilevanti dello spettro. A tal fine, potremmo aggiungere una funzione sample-and-hold alla configurazione, per poter comunque elaborare le alte frequenze con l'ADC. Se questo

Fig. 13

Spettro del segnale a onda quadra dopo l'anti-aliasing.



effetto interferisse, tuttavia, il segnale verrebbe filtrato con un filtro passa-basso (filtro anti-aliasing) per sopprimere le componenti del segnale ad alta frequenza prima del campionamento.

FILTRO ANTI-ALIASING

L'effetto di un filtro passa-basso anti-aliasing è illustrato di seguito. Qui, un segnale a onda quadra simmetrica con 225 kHz e un ciclo di lavoro del 50% viene filtrato attraverso il filtro passa-basso mostrato in **Figura 12** prima dell'ADC. Il filtro è stato simulato con LTspice (<https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>) e costruito con amplificatori operazionali del tipo OPA2350.

Si può chiaramente vedere nello spettro del segnale filtrato mostrato in **Figura 13** che gli armonici sono fortemente attenuati e che solo l'onda fondamentale a 225 kHz spicca chiaramente sopra i -40 dBm. Tuttavia, il nostro filtro attenua già abbastanza pesantemente a 225 kHz. Quindi, un filtro con pendenze più ripide sarebbe più ideale.

RUMORE E ENOB

Finora sono stati analizzati solo segnali composti da singole oscillazioni sinusoidali di diverse frequenze e ampiezze. Nella pratica, tuttavia, ci sono anche segnali di rumore con diverse larghezze di banda. Il loro trattamento in termini di ingegneria delle comunicazioni non è esattamente banale, motivo per cui vengono descritti solo casi semplici. Come esempio, vengono generati valori di rumore n_k con un'ampiezza di A per il rumore binario con una frequenza di rumore f_n . In ogni caso, i determina a caso se applicare $s_k = +A$ o $s_k = -A$ per il valore successivo. Inizialmente, vale $f_n = 1 \text{ MHz}$, in modo che i valori vengano generati più velocemente di quanto l'ADC possa campionarli. Di conseguenza, i campioni sono indipendenti l'uno dall'altro e il valore è $\pm A$ in ogni caso. Di conseguenza, il segnale di rumore è quasi "bianco", il che significa che tutte le frequenze si presentano ugualmente nel suo spettro. Il segnale è generato tramite software sul Raspberry Pi Pico. Per consentire a questo compito di funzionare in parallelo con il software dell'analizzatore di spettro, utilizza il secondo core della CPU RP2040.

È implementato utilizzando una macchina a stati, che consente di generare fino a 125 Mb/s. Di solito viene utilizzato il valore RMS della tensione di rumore. Poiché il segnale non è periodico, non possiamo utilizzare formalmente la formula per il valore RMS.

Tuttavia, per un gran numero di campioni M , il valore RMS può essere approssimato con:

$$RMS_n \approx \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} n_k^2}$$

Sarà distribuito uniformemente su w_k . Per semplicità, si presume che tutti i w_k siano uguali per dimensione e pari a w . Mettendo tutto insieme, otteniamo: $w^2 = 4 RMS_n^2 / N$. Qui, w è esattamente la potenza cercata del segnale di rumore nello spettro. Nella **Figura 15**, questo livello può essere visto come una linea viola spessa. È effettivamente una buona previsione del reale livello di rumore. Diventa anche chiaro perché questo livello diminuisce con N più grandi: è perché l'energia del rumore è distribuita su più linee spettrali.

Nel prossimo esempio, la frequenza di bit della sorgente di rumore è ridotta a $f_n = 25$ kHz. Pertanto, 20 campioni successivi sono sempre uguali, il che equivale a una sorta di filtraggio passa-basso. Lo spettro risultante è mostrato nella **Figura 16**. La linea sottile rossa mostra di nuovo una funzione singola. Lo spettro medio è mostrato in verde. Il primo punto di zero dello spettro è a 25 kHz. Lo spettro è proporzionale a $H(f) = \text{si}(\pi f / f_n)$; dove $\text{si}(x) = \sin(x) / x$ è ciò che è noto come funzione gap. Semplificando, si può calcolare il livello intorno a 0 come segue: la larghezza di banda è approssimativamente $f_{BW} = 12,5$ kHz, che equivale a $k_{BW} = N f_{BW} / f_s = 25$ linee spettrali.

Se lo spettro ha una larghezza di banda costante di w , si ottiene l'equazione $RMS_w^2 = 2 k_{BW} w^2 / N$ per i valori RMS sommando le linee spettrali all'interno della larghezza di banda. Il fattore 2 è necessario perché la FFT fornisce uno spettro simmetrico con le linee spettrali $N - k_{BW}$ a N . Utilizzando l'identità di Parseval, la potenza spettrale w viene calcolata come segue: $w^2 = 2 RMS_n^2 / k_{BW}$. È mostrato nella **Figura 16** dalla linea viola spessa e si adatta abbastanza bene allo spettro attuale.

Il prossimo esempio è leggermente più pratico: l'ADC riceve ora il segnale di un generatore di segnali sinusoidali con un'ampiezza di 3 VSS (circa 14 dBm). La frequenza del segnale di $f_s = 48.828$ kHz corrisponde esattamente alla 100a linea spettrale.

La **Figura 17** mostra lo spettro risultante. La linea spettrale a f_s è evidente e ha anche la dimensione corretta. A $2 f_s$, possiamo vedere l'armonica causata dal generatore di segnali con un livello di circa 45 dB sotto il segnale.

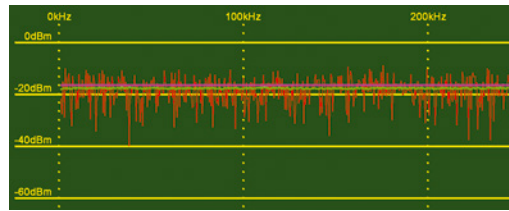


Fig. 14
Rumore binario come segnale nel dominio del tempo con un'ampiezza di ± 750 mV.

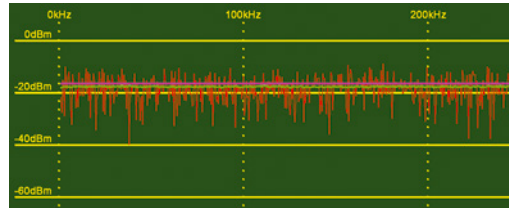


Fig. 15
Spettro del rumore binario.

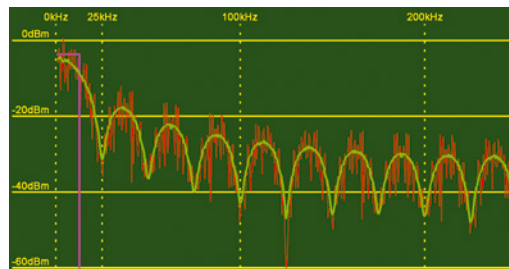


Fig. 16
Spettro del rumore a una frequenza di bit di 25 kHz.

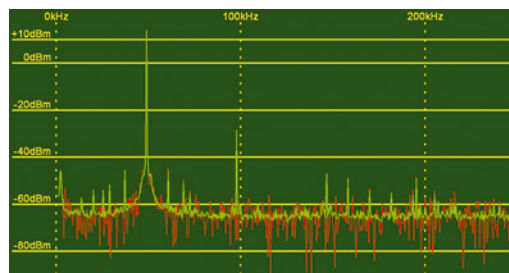


Fig. 17
Spettro di un segnale sinusoidale a 48,828 kHz con un tasso di campionamento di 500 kHz.

Sono visibili numerose piccole linee spettrali, poiché i componenti non sono ideali e presentano piccole non linearità. Anche il livello di rumore è interessante. Possiamo chiaramente vedere dallo spettro medio (verde) che è di circa -65 dBm. Con la formula data sopra, possiamo convertire il livello nella tensione efficace del rumore di circa 2 mVRMS (circa 5 mVSS). La risoluzione dell'ADC è $3.3 \text{ V} / 4096 = 0.8 \text{ mV}$. Il rumore quindi copre circa sei livelli di quantizzazione. Più di 2 bit vengono quindi persi a causa del rumore. Tuttavia, i picchi spettrali con -55 dBm spiccano ancora bene rispetto al rumore. Il range dinamico è quindi almeno $14 \text{ dBm} - (-55 \text{ dBm}) = 69 \text{ dB}$ - un fattore di ≈ 2800 .

La reale risoluzione o l'ENOB (numero effettivo di bit) dell'ADC raggiunge più di 11 grazie alla media, il che non è affatto male. A proposito, gli esperimenti sul rumore sono stati fatti senza finestre in

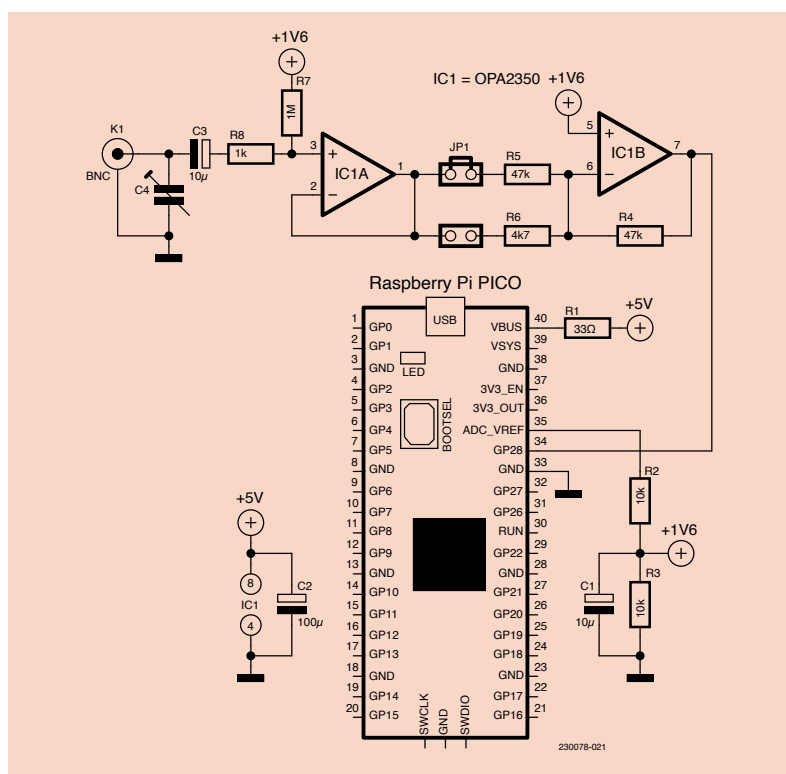


Fig. 18
Preamplificatore con una resistenza di ingresso di 1 MΩ. Per l'IC1, è possibile utilizzare amplificatori operazionali alternativi come AD823 o MCP602.

modo che i livelli siano mantenuti esattamente e sia applicabile l'identità di Parseval.

PREAMPLIFICATORE CON INGRESSO DA 1 MΩ

Gli oscilloscopi di solito hanno una resistenza di ingresso di 1 MΩ. Questo significa che normalmente non introducono un carico significativo durante la misura e consentono l'uso delle sonde 1:1 e 10:1 abituali. Questa comodità dovrebbe essere offerta anche da un analizzatore di spettro, ecco perché è stato progettato il preamplificatore mostrato nella **Figura 18**. L'Opamp IC1A funge da convertitore di

impedenza. L'impedenza di ingresso è determinata da R7. IC1B funge da preamplificatore con un guadagno di 1 o 10 selezionabile tramite JP1. IC1A deve avere una bassa corrente di polarizzazione, altrimenti questa corrente a R7 causerebbe una caduta di tensione troppo grande, spostando quindi la linea zero del segnale lontano dal centro della gamma di acquisizione dell'ADC. Ad esempio, il modello AD8042 con la sua corrente di polarizzazione $I_b = 1.2 \mu A$ comporterebbe uno spostamento dell'offset di $1.2 \mu A * 1 M\Omega = 1.2 V$. Con C4, può essere realizzata un'adattamento a una sonda, se necessario.

La **Figura 19** mostra il prototipo realizzato su una breadboard insieme alla scheda Pico e al display.

CLOCK ADC E FREQUENZA DI CAMPIONAMENTO

Secondo il datasheet, il clock ADC deve essere di 48 MHz. Questo clock è normalmente generato dalla PLL USB. Il prescaler a 16 bit non è attivo in questo caso (divisione per 1). L'ADC lavora in modalità di free-running, in cui acquisisce e fornisce continuamente i valori. Il timing è generato da un contatore ADC che è triggerato dal clock ADC. Il contatore ADC va in overflow al valore **ADCClkDiv** e quindi retriggera l'ADC. Poiché una conversione richiede 96 impulsi di clock, deve essere soddisfatta la condizione **ADCClkDiv ≥ 96**. Al valore più piccolo di **ADCClkDiv = 96**, otteniamo la massima frequenza di campionamento di $f_s = 48 \text{ MHz} / 96 = 500 \text{ kHz}$.

Il contatore ADC è un contatore frazionario 16.8: la parte intera è larga 16 bit e si può dividere in frazioni per 8 bit per produrre frequenze di campionamento anche non comuni nel modo più preciso possibile. La frequenza di campionamento più lenta è $f_s = 48 \text{ MHz} / 65,536 = 732 \text{ Hz}$. Nel prossimo esperimento, l'ADC lavora molto al di fuori delle specifiche per una frequenza di campionamento di 1 MHz. Per questo, il clock ADC deve essere di 96 MHz.

Il clock PLL USB con i suoi 48 MHz non è sufficiente. L'ADC è quindi sincronizzato dalla PLL per il clock di sistema **SYS-PLL**.

Il tasso di clock generato per il processore è normalmente di 125 MHz. Tuttavia, se è impostato a 96 MHz, può essere usato per sincronizzare direttamente l'ADC e abilitare una frequenza di campionamento di 1 MHz. Sfortunatamente, il processore funziona circa il 23% più lentamente. Tuttavia, questo non è un problema, perché il software non sfrutta completamente la capacità della CPU.

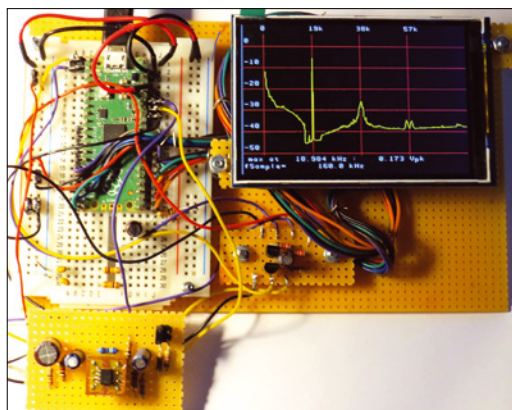


Fig. 19
Analizzatore costituito da una scheda Pico con LCD e un preamplificatore da 1 MΩ, che mostra un segnale multiplex VHF.

Viene utilizzato un segnale sinusoidale a 400 kHz con un'ampiezza di 2 VSS come segnale di test. La **Figura 20** mostra lo spettro risultante. Il segnale utile è mostrato con il livello corretto nella posizione corretta. Tuttavia, l'armonica prima a **800 kHz** viene abbassata a $1 \text{ MHz} - 800 \text{ kHz} = 200 \text{ kHz}$. Il livello di rumore di -65 dBm non è peggiore rispetto a una frequenza di campionamento di 500 kHz. Quindi, non sembrano esserci obiezioni serie contro il clock dell'ADC a 96 MHz.

LCD

Poiché spesso sono di interesse i dettagli fini negli spettri, è stato scelto il MAR3502 Arduino Shield grazie alla sua risoluzione relativamente alta di 320x480 pixel. È collegato in parallelo alla scheda Pico come mostrato nella **Figura 21**. Ciò consente di configurare un analizzatore di spettro come dispositivo stand-alone, ma mancano comunque i controlli. La **Figura 20** mostra lo spettro di un segnale audio multiplex FM sul display. Si può chiaramente vedere il segnale mono (L+R) nella gamma a 17 kHz. A 19 kHz, appare la linea spettrale del tono pilota stereo. A 38 kHz, è visibile lo spettro del segnale di differenza stereo (L - R). A 57 kHz, è visibile lo spettro del segnale RDS, che consiste in due bande laterali intorno a 57 kHz.

ADC DA 12 BIT E 50 MS/S

Per frequenze più basse, il tasso di campionamento di 500 kHz dell'ADC integrato nel RP2040 è sufficiente. Ma per la gamma delle frequenze radio, la scheda Pico può essere estesa con un ADC esterno utilizzando il chip ADS807E. Con questo ADC da 12 bit, è possibile raggiungere fino a 53 MS/s. Per verificare gli spettri, è necessaria molta potenza di calcolo e quindi utilizzeremo alcuni trucchi per raggiungere questa alta frequenza di campionamento. L'ADS807E fornisce una tensione di riferimento integrata. L'ADC è collegato alla scheda Pico come mostrato nella **Figura 22**.

A causa del collegamento parallelo, molti pin GPIO sono occupati, quindi sfortunatamente non è possibile collegare contemporaneamente l'LCD. Per questo motivo, l'ADS807 utilizza una seconda scheda Pico. Durante i primi esperimenti, i dati vengono elaborati e visualizzati utilizzando il PC come all'inizio. Diversi front-end analogici possono essere collegati a K2, che vengono presentati di seguito. La **Figura 23** mostra la configurazione di test di una scheda Pico con un ADS807 e un front-end a trasformatore da 50 Ω.

A proposito: se l'ADS807 è troppo costoso o non

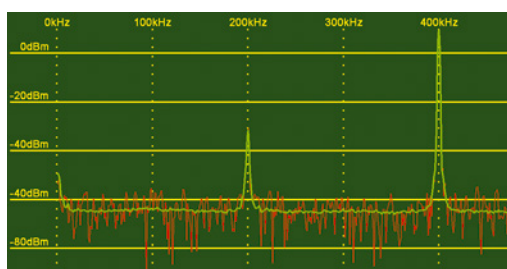


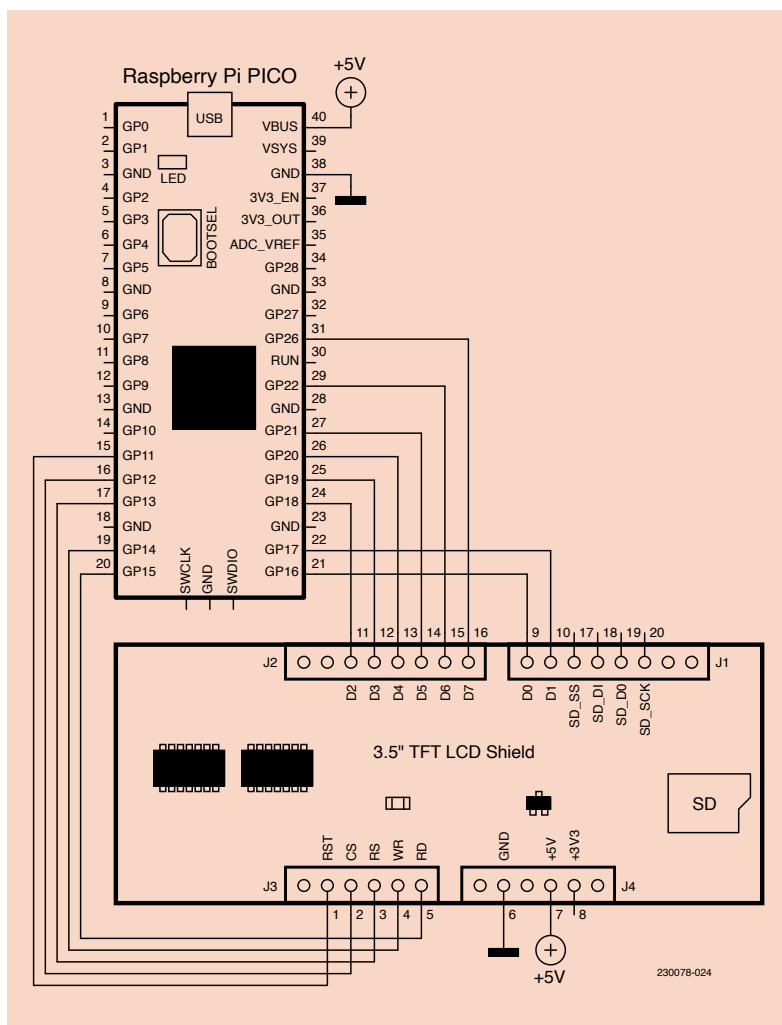
Fig. 20
Spettro di un segnale sinusoidale di 400 kHz a una frequenza di campionamento di 1 MHz.

hai bisogno dei suoi 12 bit, puoi utilizzare un ADC economico a 8 bit come l'ADS830E, ad esempio; offre frequenze di campionamento fino a 60 MS/s e richiede solo una routine di campionamento adattata.

CAMPIONAMENTO RAPIDO TRAMITE PIO, FIFO E DMA

Il processore RP2040 è normalmente sincronizzato a 125 MHz.

Fig. 21
Connessione parallela di un display LCD da 3,5" con risoluzione di 480x320 pixel alla scheda Pico.



→ Fig. 22
Collegamento dell'ADC
esterno ADS807 alla
scheda Pico.

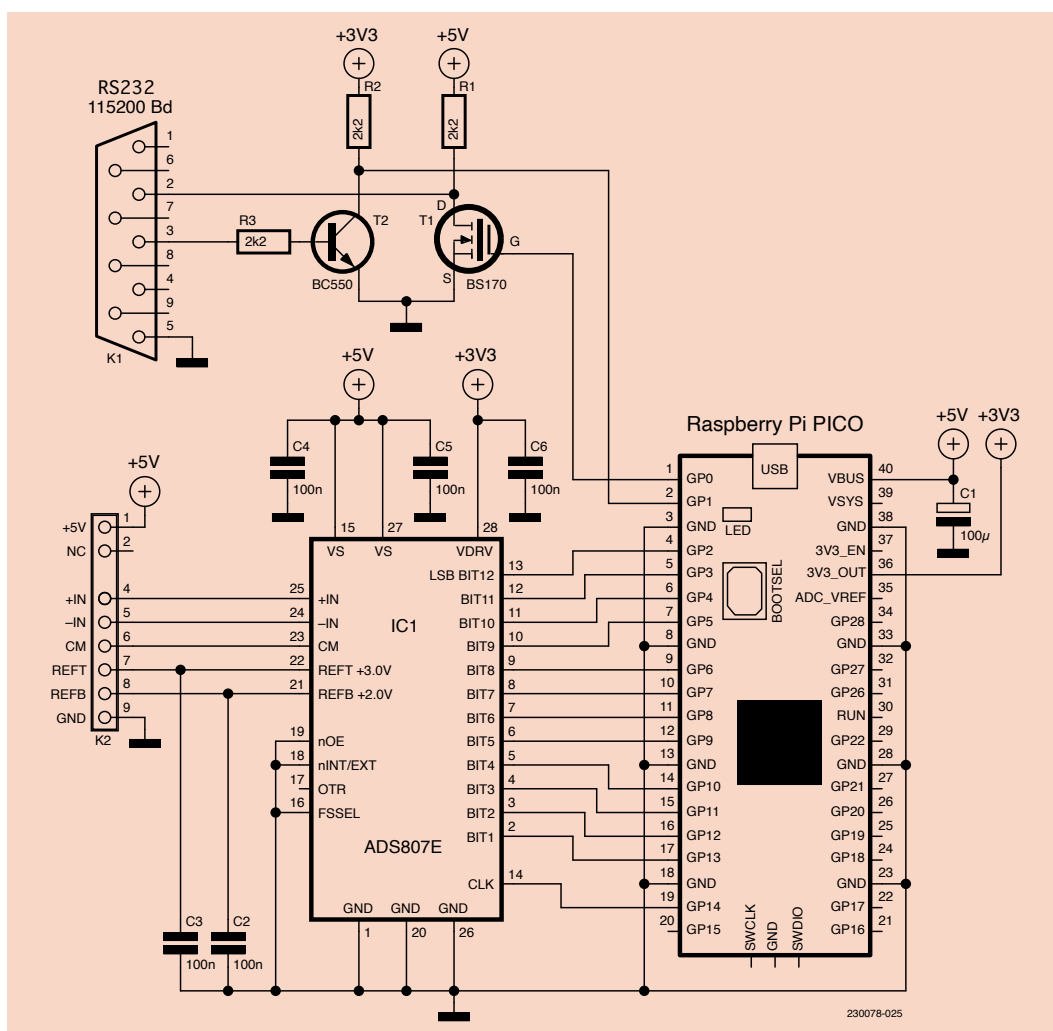
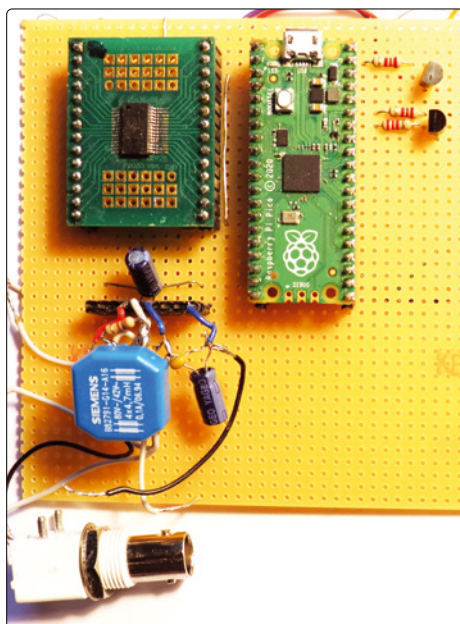


Fig. 23
Scheda Pico aggiuntiva
con ADS807 e front-end
a trasformatore da 50 Ω .



Il seguente elenco mostra il ciclo minimo per acquisire N valori di dati con esso:

```
for (k = 0; k < N; k++) {
    sampleBuffer[k] = gpio_get_all();
    gpio_put(ADCClock,0);
    gpio_put(ADCClock,1);
}
```

Secondo le mie misurazioni, il processore RP2040 raggiunge al massimo 15 MS/s, ancora molto lontano dai 53 MS/s di un ADS807. Tuttavia, il processore ha un'unità di input-output periferica (PIO), che consiste in otto macchine a stati programmabili. Queste macchine a stati possono essere controllate con il clock del processore e programmate con comandi semplici.

Di seguito vengono evidenziati alcuni aspetti dell'applicazione di campionamento. I dettagli

completi sono piuttosto complessi, quindi consulta la documentazione RP2040 (<https://datasheets.raspberrypi.com/rp2040/rp2040-datasheet.pdf>) per questo.

Il programma PIO consiste solo di due comandi:

```
.wrap_target
    in pins,12 side 0b0
    nop side 0b1
.wrap
```

Le parole chiave *.wrap_target* e *.wrap* fanno sì che i due comandi tra di esse vengano eseguiti continuamente uno dopo l'altro. Il loop stesso non comporta alcun overhead nel processo. Il comando *in* fa sì che 12 bit vengano spostati dall'ADC nel ISR (input shift register). Come sappiamo, l'istruzione *nop* non fa nulla. Dopo ogni istruzione viene utilizzata l'opzione *side*. Con questa, è possibile influenzare i pin GPIO in parallelo al comando PIO effettivo. In questo modo, il clock ADC è generato su GPIO14. Poiché ogni istruzione richiede un ciclo, questo programma può, in linea di principio, processare 125/2 MS/s. Questo è sufficiente per l'ADS807. Oltre al programma effettivo, la configurazione della macchina a stati gioca un ruolo importante. Definisce, ad esempio, quali pin sono influenzati da side-set. Inoltre, è stata configurata in modo che, dopo ogni due campioni (quando sono arrivati 24 bit nel ISR), il valore ISR venga scritto in un FIFO di output. I dati vengono scritti rapidamente nella memoria tramite DMA (direct memory access). Il campionamento effettivo avviene quindi autonomamente. Il processore deve solo recuperare i valori dal buffer dopo ogni trasferimento DMA.

In linea di principio, lo stesso software utilizzato per l'ADC ADS807 può essere utilizzato anche per l'ADC integrato. È necessario solo adattare la routine di campionamento. Per raggiungere la massima frequenza di campionamento di 53 MHz, ad esempio, è possibile configurare un clock del processore di 106 MHz e impostare il prescaler PIO su 1. Ora, il programma PIO viene eseguito a 106 MHz. Poiché ogni campione richiede due clock, la frequenza di campionamento è esattamente di 53 MHz. Purtroppo, il processore lavorerà circa il 15% più lentamente. Tuttavia, questo è sufficiente per eseguire senza problemi i compiti necessari. La **Figura 24** mostra lo spettro di un segnale di onda quadra con un ciclo di lavoro del 10% a una frequenza di campionamento di 50 MHz. Le armoniche fino a 25 MHz sono chiaramente visibili. A

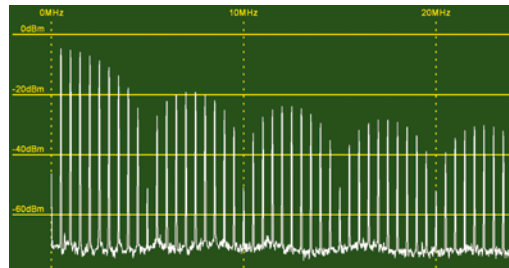


Fig. 24
Spettro di un segnale a onda quadra da 500 kHz con un ciclo di lavoro del 10%.

causa del ciclo di lavoro del 10%, manca la decima armonica. Attraverso il sottocampionamento, è ancora possibile analizzare componenti del segnale fino a circa 200 MHz utilizzando l'ADS807 senza problemi.

FRONT-END ANALOGICI

Gli ingressi differenziali **+IN** e **-IN** dell'ADS807E hanno un elevato rapporto segnale-rumore anche a frequenze più elevate. Tuttavia, il chip è leggermente più difficile da gestire rispetto agli ADC con ingresso sbilanciato. I possibili front-end che possono essere collegati a K2 nella **Figura 22** sono descritti di seguito.

La gamma dinamica dell'ADS807 è di 2 VSS, con una risoluzione di $2 \text{ V} / 4096 = 480 \mu\text{V}$.

Front-end 1: single-ended

Nel caso più semplice, si ignora l'ingresso differenziale, si imposta **-IN** a CM (Common Mode) e si alimenta semplicemente il segnale a **+IN**. Si lavora quindi con accoppiamento AC, e l'offset DC di 2,5 V è fornito da CM (**Figura 25**). Se si desidera avere un'impedenza di ingresso di 50 Ω, è possibile collegare semplicemente un resistore da 50 Ω in parallelo all'ingresso K2.

Front-end 2: accoppiamento a trasformatore con 50 Ω

Utilizzando un trasformatore RF con tre avvolgimenti strettamente accoppiati con lo stesso

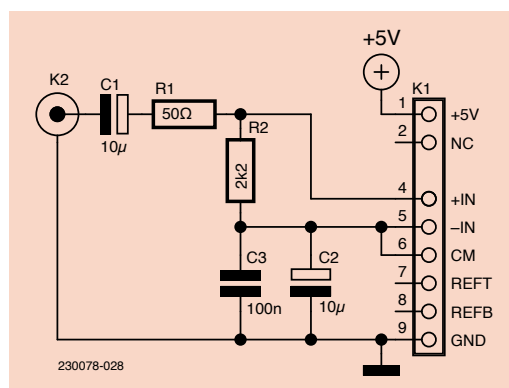


Fig. 25
Front-end single-ended.

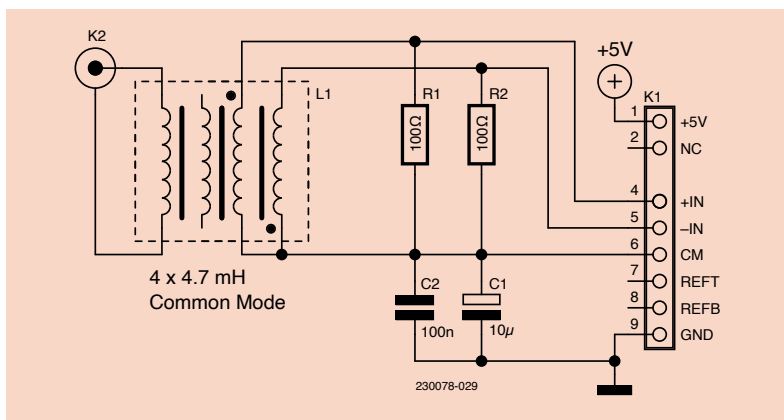


Fig. 26
Front-end a trasformatore accoppiato da 50 Ω .

numero di spire, è possibile ottenere un semplice utilizzo dell'ingresso differenziale. Il prototipo utilizzava un induttore comune di modo comune da 4,7 mH con quattro avvolgimenti, di cui ne vengono utilizzati solo tre (**Figura 26**). L'induttore blu della Siemens è chiaramente visibile nella **Figura 23**. Un avvolgimento alimenta ciascuno degli ingressi **+IN** e **-IN** con fasi opposte. Gli avvolgimenti hanno ciascuno una resistenza parallela di 100 Ω .

L'accoppiamento 1:1 trasforma queste resistenze in due resistori da 100 Ω collegati in parallelo sul lato primario, con un'impedenza di ingresso di 50 Ω . Poiché l'ADC vede il doppio della tensione di ingresso, questo comporta un fattore di amplificazione di 2. Allo stesso tempo, l'ingresso è isolato elettricamente dall'ADC, evitando interferenze in modo comune. Il circuito è adatto per misurazioni su sistemi a 50 Ω . Se vuoi realizzare il trasformatore L1, dovresti avvolgere i tre avvolgimenti in modo trifilare (cioè un avvolgimento con tre fili avvolti insieme) per ottenere un buon accoppiamento anche a frequenze elevate. Il nucleo dovrebbe avere un'alta permeabilità anche a frequenze fino a 25 MHz.

Front-end 3: Preamplificatore da 25 MHz con 1 M Ω

Per determinate misurazioni, anche un analizzatore di spettro veloce richiede un'ingresso ad alta impedenza. Questo consente l'uso delle consuete sonde per oscilloscopi 10:1. La **Figura 27** mostra il circuito di un preamplificatore adatto.

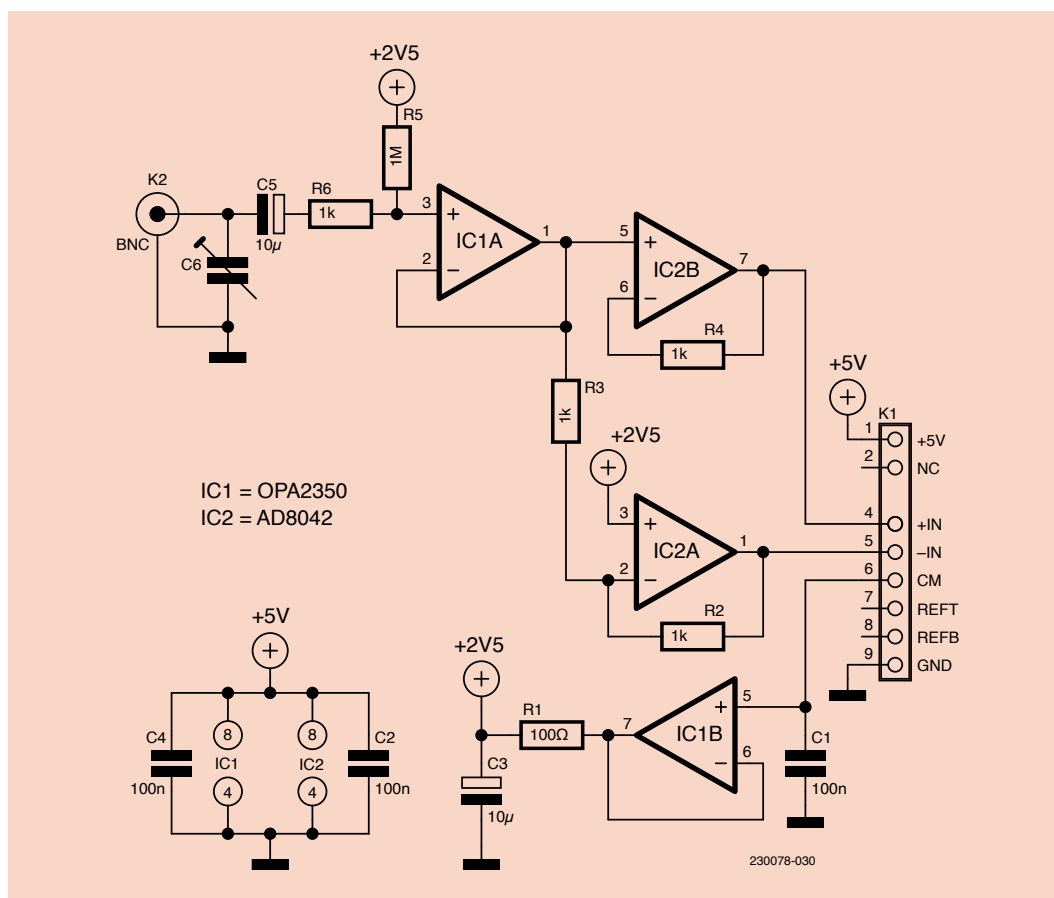


Fig. 27
Preamplificatore RF con un'impedenza di ingresso di 1 M Ω .

L'opamp IC1A funge da convertitore di impedenza con una resistenza di ingresso di 1 MΩ a causa di R5. Il tipo OPA2350 non solo è veloce, ma ha anche una bassa corrente di polarizzazione e un basso rumore di ingresso. IC2A e IC2B fungono da driver bipolari per l'ADC. Poiché l'ingresso unipolare viene convertito in un segnale differenziale, ne risulta un fattore di amplificazione di due. IC2 è stato selezionato considerando l'ampia larghezza di banda in modo che la differenza di fase tra +IN e -IN rimanga il più piccola possibile. R2 e R4 sono utilizzati per la stabilità di questi opamp. IC1B bufferizza la tensione di offset di 2,5 V. La **Figura 28** mostra, tra le altre cose, la configurazione del front-end su una breadboard.

RUMORE

Certi sorgenti di rumore rendono difficile la vita di un progettista di circuiti. A R5, ad esempio, si verifica una tensione di rumore termico di $U_{N, \text{RMS}} = \sqrt{(4 k_B T B R)}$, dove k_B è la costante di Boltzmann, T è la temperatura assoluta (in Kelvin), B è la larghezza di banda (qui 25 MHz) e R è il valore di R5 (1 MΩ). Questo si traduce in una tensione di rumore effettiva di 6,3 mV. Questo è diverse volte la risoluzione dell'ADC, e il livello di rumore è fortemente evidente nelle misurazioni ad alta impedenza e banda larga. Questo spiega anche perché un sistema a bassa impedenza, ad esempio di 50 Ω, è più vantaggioso per le radiofrequenze. La corrente di ingresso di un OPA2350 ha una densità di rumore di 4 fA / √Hz. Questo si traduce in una tensione di rumore efficace trascurabile di

20 μV a R5 a una larghezza di banda di 25 MHz. Per il rumore di tensione di ingresso, è specificata una densità di 7 V / √Hz. Questo si traduce in una tensione di rumore di 30 μV a 25 MHz, anch'essa trascurabile. Tuttavia, diventa chiaro come i parametri di rumore dell'opamp influenzino il design. Ad esempio, l'AD8042 ha una corrente di rumore di 500 fA / √Hz ed è quindi inadatto come convertitore di impedenza all'ingresso.

VISUALIZZAZIONE GRAFICA

Come già menzionato, non è possibile collegare contemporaneamente l'ADC esterno e l'LCD a causa della mancanza di pin GPIO. Per un dispositivo autonomo, questa mancanza viene compensata utilizzando due schede Pico separate: una per l'acquisizione di dati dall'ADC esterno e una per l'LCD. Quest'ultima funge da terminale grafico che può eseguire autonomamente varie funzioni di base come disegnare linee e rettangoli, nonché output di testo. Sulla scheda Pico con l'ADS807, sono implementate le funzioni dell'analizzatore di spettro. Per l'output grafico, questa parte invia comandi corrispondenti al terminale grafico tramite l'interfaccia seriale. A un prezzo di pochi dollari per una scheda Pico, questo design a doppia scheda è economicamente giustificato.

La **Figura 28** mostra come potrebbe apparire questa soluzione con due schede Pico. Il display mostra lo spettro di un segnale di onda quadra da 1 MHz a una frequenza di campionamento di 50 MS/s. Gli armonici diventano rapidamente più piccoli con l'aumentare dell'ordine."

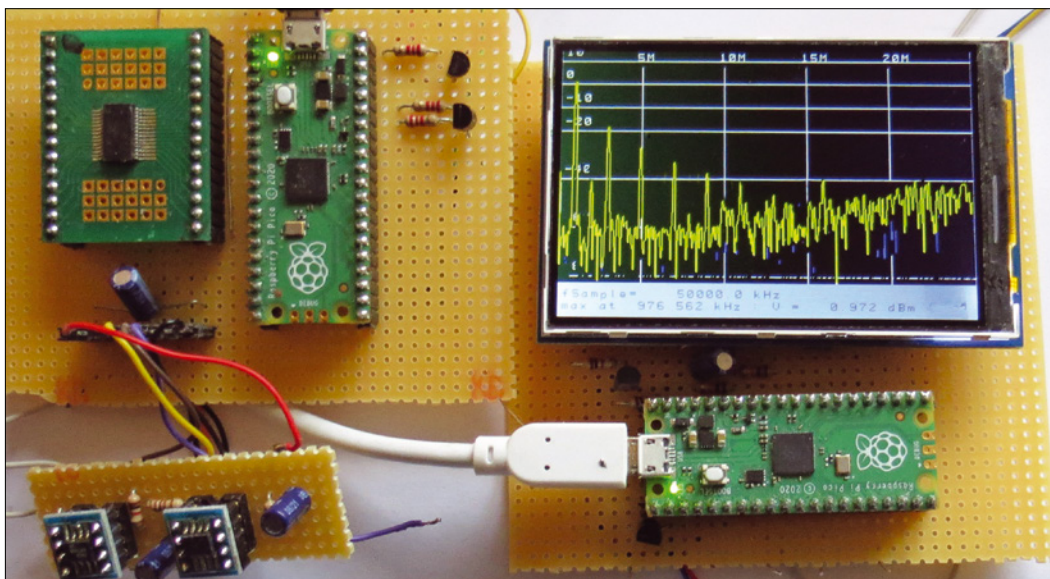
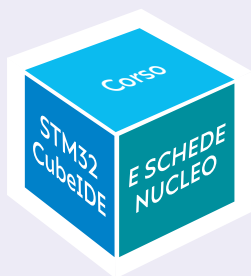


Fig. 28
Analizzatore di spettro stand-alone basato su due schede Pico.

Per maggiori informazioni visita la pagina elektormagazine.com/magazine/elektor-312/62150



1

STM32CubeIDE E SCHEDE NUCLEO: LA POTENZA DELL'EMBEDDED A PORTATA DI MANO

di VALTER SARTORI

Guida su STM32CubeIDE per schede STM32 Nucleo e microcontrollori ARM® Cortex®-M, con analisi delle funzionalità e tecniche di sviluppo progetti. Prima puntata.

Il corso mira a essere un'esperienza formativa completa ed esaustiva, volta a fornire un percorso dettagliato e strutturato per l'apprendimento delle conoscenze fondamentali e delle competenze tecniche necessarie per utilizzare con efficacia le schede STM32 Nucleo. Queste schede sono particolarmente note per i loro microcontrollori avanzati, basati su processori ARM® Cortex®-M, i quali si distinguono per le loro capacità di combinare prestazioni di alto livello, efficienza

in termini di tempo reale, elaborazione avanzata di segnali digitali, oltre a un funzionamento ottimizzato per il risparmio energetico e la compatibilità con bassi livelli di tensione. Verranno introdotti i concetti fondamentali e le tecniche di base necessarie per programmare le schede STM32 Nucleo. Questo verrà realizzato attraverso l'uso dell'ambiente di sviluppo integrato STM32CubeIDE, uno strumento potente e versatile, che permette di sviluppare applicazioni in modo effi-

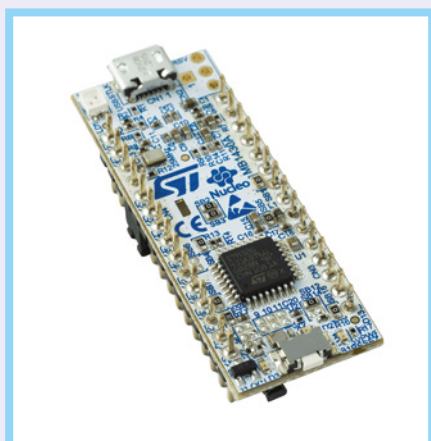


Fig. 1 Scheda Nucleo-G431KB 32 pin
Arduino Nano V3 compatibile

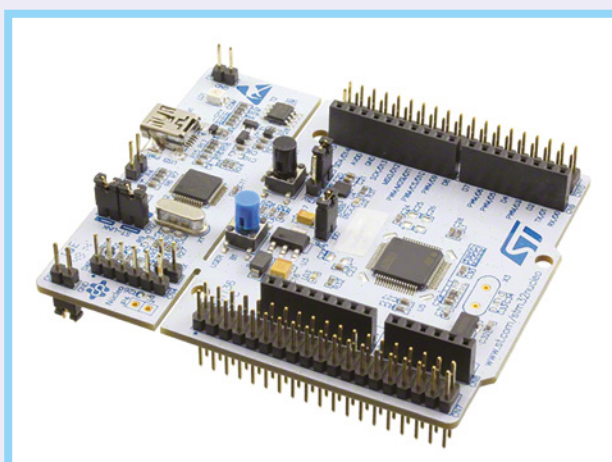


Fig. 2 Scheda Nucleo-L476RG 64 pin

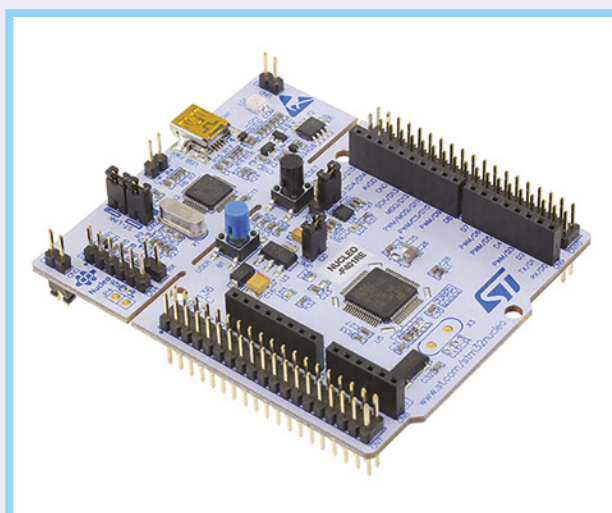


Fig. 3 Scheda Nucleo-F401RE 64 pin

ciente e intuitivo. Attraverso esempi pratici e progetti guidati, si avrà l'opportunità di implementare applicazioni semplici ma significative, che dimostreranno l'applicabilità delle competenze acquisite nel contesto reale.

In particolare, in questa prima puntata, ci concentreremo su una disamina approfondita della famiglia di schede STM32 Nucleo, esplorandone le caratteristiche distintive, le potenzialità e le diverse applicazioni. Successivamente, procederemo con l'installazione e la configurazione dell'ambiente di sviluppo STM32CubeIDE. Questo processo sarà accompagnato da istruzioni dettagliate e supporto passo-passo, garantendo così che tutti possano configurare con successo il loro ambiente di sviluppo e prepararsi adeguatamente per le fasi successive del corso.

INTRODUZIONE

Le schede STM32 Nucleo, realizzate da STMicroelectronics, sono basate sui microcontrollori STM32 e si distinguono per essere economiche, facili da usare e compatibili con diversi strumenti e framework di sviluppo. Questa linea di schede di sviluppo si appoggia sulla piattaforma ARM Cortex-M, offrendo prestazioni elevate e consumo energetico ridotto. Caratterizzate da un'ampia gamma di opzioni di packaging e integrazione di periferiche, queste schede trovano impiego in svariati ambiti quali:

- Automazione industriale
- Elettronica di consumo
- Internet delle cose (IoT)
- Applicazioni di sicurezza (carte SIM e sistemi di pagamento)
- Monitoraggio della salute

Le schede Nucleo sono disponibili in una molteplice varietà di configurazioni, tra cui schede a 144 pin, schede a 64 pin, schede a 48 pin e schede a 32 pin.

In questa pagina vi proponiamo solo alcune delle schede disponibili: in **Fig. 1** abbiamo la STM32G431 a 32 pin, in **Fig. 2** e **Fig. 3** rispettivamente la Nucleo L476RG e la Nucleo F401RE.

STMicroelectronics ha rilasciato una linea di schede di sviluppo della serie Nucleo catalogandole come STM32F, STM32L, STM32H, STM32G e STM32U, individuandone la potenzialità e i campi di applicazione.

In **Tabella 1** si possono valutare le caratteristiche dei singoli processori RISC ARM e in **Tabella 2** ritroviamo per ogni singola tipologia di scheda Nucleo, i processori utilizzati, le principali caratteristiche e le applicazioni a cui vengono principalmente destinati.

I processori ARM Cortex-M, M sta per eMbedded, fanno parte di una gamma di processori scalabile, efficiente dal punto di vista dei consumi energetici, pratici da utilizzare e progettati per il mercato embedded a basso costo.

I core ARM Cortex-M possono raggiungere velocità di clock fino a 1 GHz e possono essere utilizzati per eseguire applica-



Caratteristiche	Cortex-M0+	Cortex-M3	Cortex-M4	Cortex-M7
Core	ARMv6-M	ARMv7-M	ARMv7-M	ARMv7-M
RAM	32 KB	32 KB	64 KB	128 KB
ROM	512 KB	512 KB	1 MB	2 MB
Unità di calcolo	NO	NO	YES	YES
Consumo energetico	LOW	MEDIUM	HIGH	HIGH
Prestazioni	LOW	MEDIUM	HIGH	HIGH

 **Tabella 1** Tipologie e processori RISC ARM

zioni complesse.

Per poter selezionare le schede più appropriate all'uso prefissato, oltre alle tabelle, si possono prendere in considerazione i prospetti forniti da STMicroelectronics e raffigurati in **Tabella 3** e **Tabella 4**.

Le schede Nucleo sono equipaggiate con l'interfaccia ST-Link, un sistema avanzato per la programmazione e il debug del software. Questa tecnologia, che combina hardware e software, facilita la programmazione, il debug e il monitoraggio dei microcontrollori.

L'interfaccia ST-Link si presenta in diverse forme, tra cui un dongle USB, un connettore JTAG, e un connettore SWD, offrendo flessibilità agli sviluppatori.

Nelle schede Nucleo, l'interfaccia ST-Link è integrata e può essere acceduta sia tramite micro USB che attraverso il connettore SWD. Questo strumento è fondamentale per gli sviluppatori, permettendo loro di impostare punti di interruzione, esaminare i registri del microcontrollore e monitorare il codice in esecuzione in tempo reale. Inoltre, le schede di sviluppo Nucleo a 64 pin includono una coppia di connettori compatibili con Arduino Uno V3 e una coppia di connettori denominati "Morpho" (identificati come CN7 e CN10). Questi connettori consentono di accedere a tutti i pin del microcontrollore, estendendo ulteriormente le possibilità di sviluppo e sperimentazione.

L'HARDWARE

Il layout hardware di un esempio di scheda Nucleo 64 pin è rappresentato in **Fig. 4**, mentre nelle **Fig. 5** e **Fig. 6** vengono individuati i singoli pin dei connettori compatibili Arduino e dei connettori Morpho di due schede che verranno utilizzate negli esempi software: la Nucleo F401RE e la L476RG.

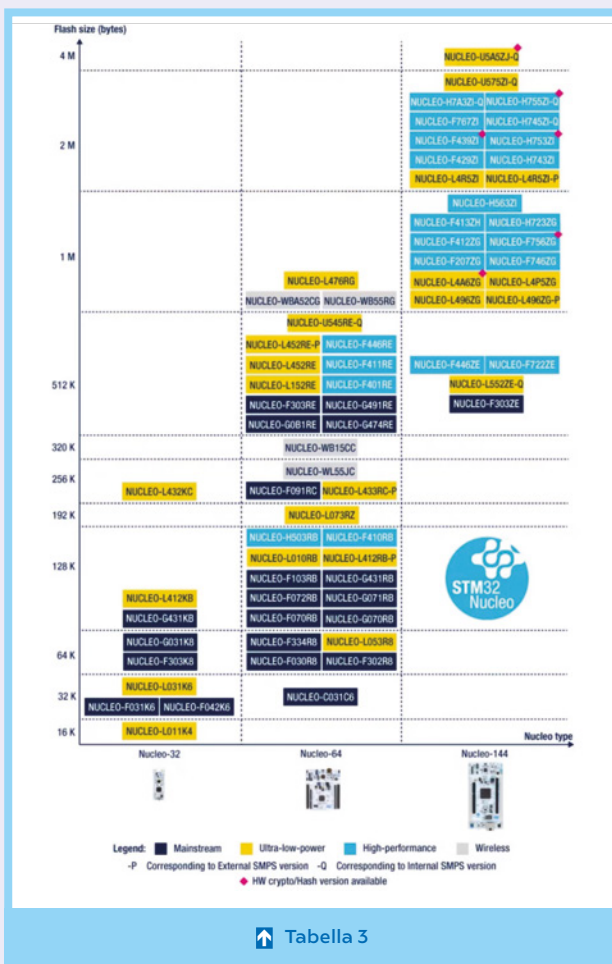
Le schede Nucleo prese in considerazione in questo corso appartengono alle famiglie F, L e G, in particolare Nucleo-F401RE, Nucleo-F446RE, Nucleo-L476RG, a 64 pin e la Nucleo G431KB a 32 pin.

Oltre alle informazioni qui fornite, risulta sempre indispensabile consultare i datasheet di STMicroelectronics presenti on-line, in particolare nel nostro caso faremo riferimento a:

- UM1724 User Manual Nucleo-64
- UM1725 description-of-stm32f4-hal-and-lowlayer-drivers-stmicroelectronics
- UM2397 STM32G4 User Manual Nucleo-32
- MB1136.SchDoc Schematic
- Datasheet di ogni rispettivo microcontrollore.

Caratteristiche	STM32F	STM32L	STM32H	STM32G	STM32U
Core	ARM Cortex-M3, ARM Cortex-M4, ARM Cortex-M7	ARM Cortex-M0+, ARM Cortex-M3, ARM Cortex-M4	ARM Cortex-M7	ARM Cortex-M4	ARM Cortex-M7
RAM	32 KB - 2 MB	8 KB - 256 KB	2 MB - 16 MB	2 MB - 16 MB	2 MB - 16 MB
ROM	32 KB - 16 MB	64 KB - 1 MB	1 MB - 8 MB	1 MB - 8 MB	1 MB - 8 MB
Consumo	Basso	Medio	Alto	Elevato	Elevato
Prestazioni	Medio	Alto	Elevato	Elevato	Elevato
Applicazioni	Automatizzazione industriale, elettronica di consumo, IoT	Dispositivi indossabili, sensori, sistemi di alimentazione	Sistemi elaborazione delle immagini, sistemi di visione artificiale, sistemi di comunicazione	Militare e aerospaziale	Medico

 **Tabella 2** Tipologie schede Nucleo: caratteristiche e applicazioni



Le schede di sviluppo Nucleo 64 pin presentano tutte le medesime caratteristiche hardware qui elencate:

- 1 pulsante di Reset
- 1 pulsante per utilizzo utente (B1)
- 1 led verde per utilizzo utente (LD2)
- 1 led rosso per verifica alimentazione
- CN5 connettore ARDUINO
- CN6 connettore ARDUINO
- CN8 connettore ARDUINO
- CN9 connettore ARDUINO
- CN7 connettore ST MORPHO
- CN10 connettore ST MORPHO

Le Nucleo 64 pin possono differire tra loro non solo per la diversa MCU, ma anche per la disposizione dei pin, per cui occorre sempre fare riferimento alla documentazione.

Il led indicato come LD2 sulle schede può essere utilizzato dall'utente per qualsiasi generico uso; LD2 risulta collegato alla porta PA5 (pin 21) o alla porta PB13 (pin 34) a seconda della scheda; sui connettori Arduino compatibili LD2 corrisponde al segnale D13.

Il pulsante B1 risulta collegato al pin 23 di CN7 corrispondente alla porta PC13.

Riprendiamo l'immagine proposta precedentemente (**Fig. 5**) confrontandola con gli I/O della MCU STM32F401RE di

Fig. 7 e analizziamo come individuare gli I/O messi a disposizione sulle schede di sviluppo a 64 pin.

Come si può osservare, l'MCU dispone di una serie di porte alle quali sono affidate molteplici funzioni:

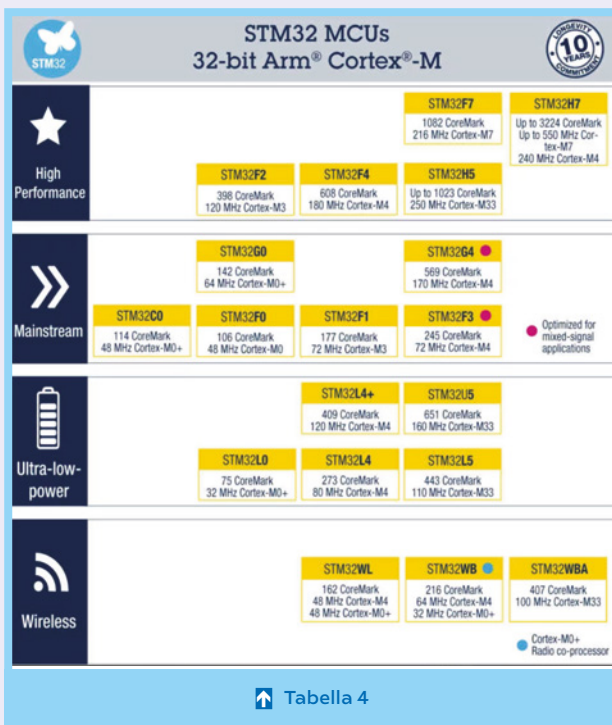
- Porta A 16 I/O PA0 - PA15
- Porta B 16 I/O PB0 - PB15
- Porta C 16 I/O PC0 - PC15
- Porta D 1 I/O PD2
- Porta H 2 I/O PH0 - PH1

La selezione delle periferiche della MCU, quali porte seriali, bus I2C o SPI ad esempio, possono essere agevolmente configurate utilizzando i tools messi a disposizione da STM.

Precorrendo momentaneamente i tempi possiamo vedere in **Fig. 8** come potremo configurare le singole porte mediante semplici selezioni grafiche. Questo aspetto verrà descritto in modo dettagliato prossimamente.

Ulteriori aspetti hardware che riguardano la scheda e in particolare la MCU STM32F104RE sono:

- Frequenza di clock max: 84 MHz
- 512 kB Flash memory
- 96 kB SRAM
- 16 stream DMA Controller
- 8 timer di cui due a 32 bit
- 3 interfacce I2C
- 3 interfacce seriali
- 4 interfacce SPI
- RTC



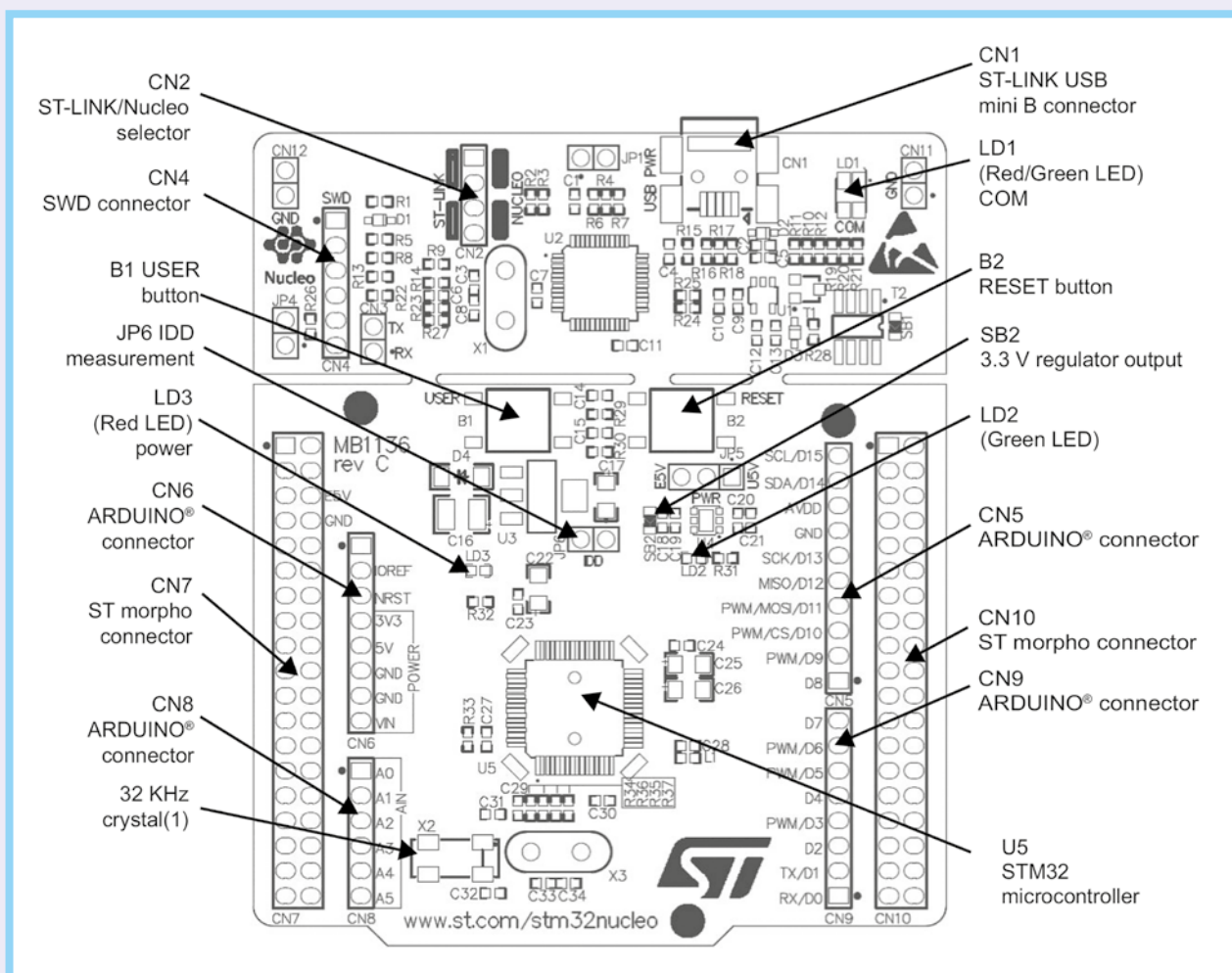


Fig. 4 Layout hardware di una scheda Nucleo 64 pin

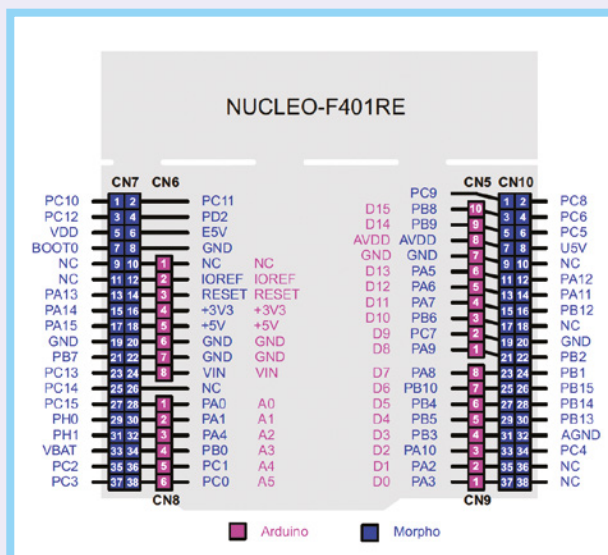


Fig. 5 Nucleo-F401RE: disposizione connessioni I/O

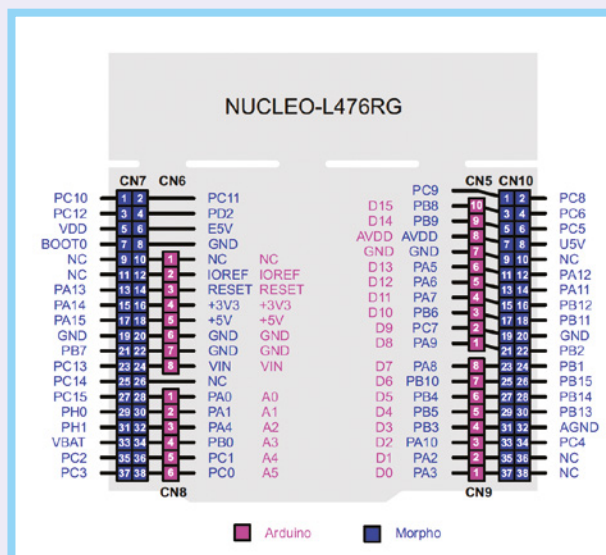
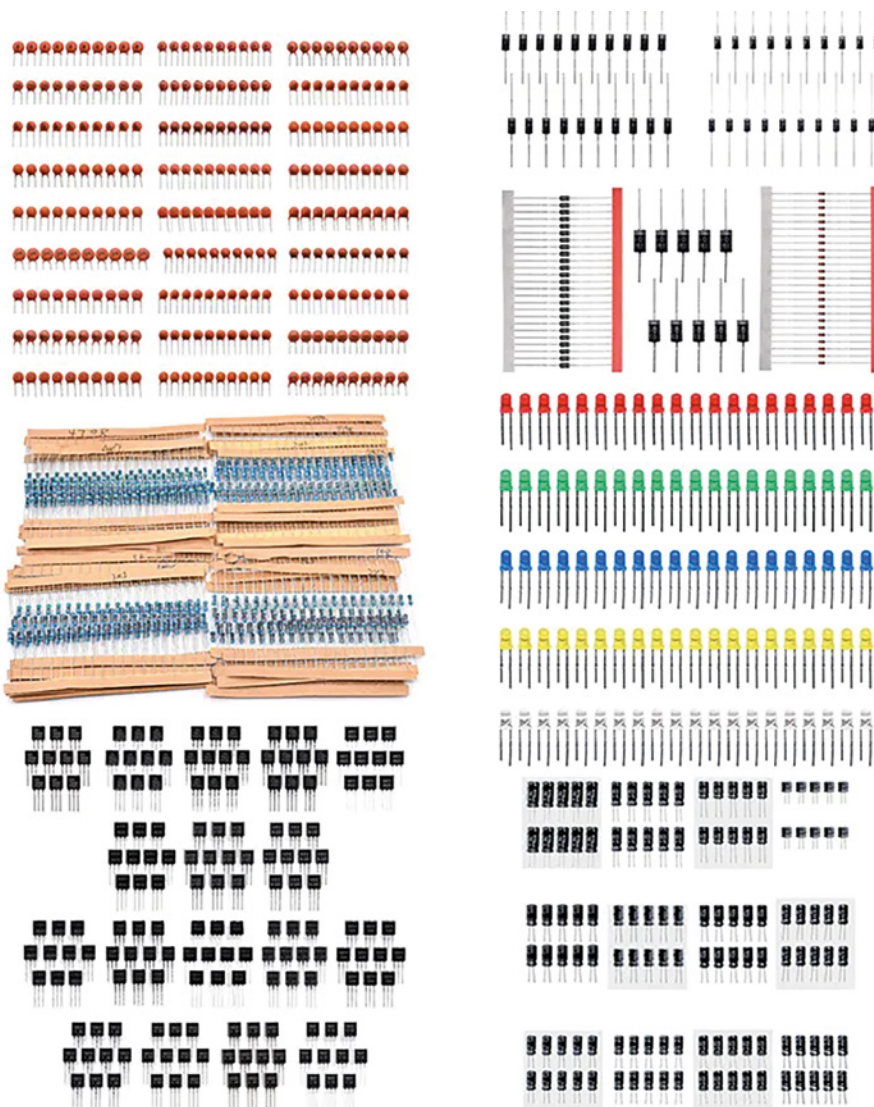


Fig. 6 Nucleo-L476RG: disposizione connessioni I/O

Rifornisci il tuo laboratorio!

Set con **1390** componenti elettronici assortiti

Indispensabile per gli appassionati di elettronica, gli hobbisti, gli studenti che desiderano avere a disposizione una vasta selezione di componenti per i loro progetti. Il set include condensatori elettrolitici, diodi, LED, resistenze, condensatori ceramici e transistor, tutti con valori assortiti.



Prezzo IVA inclusa.

Visita la sezione **"SET COMPONENTI"**
su **WWW.FUTURASHOP.IT**

€ **17,00**

cod. SET1390COMP

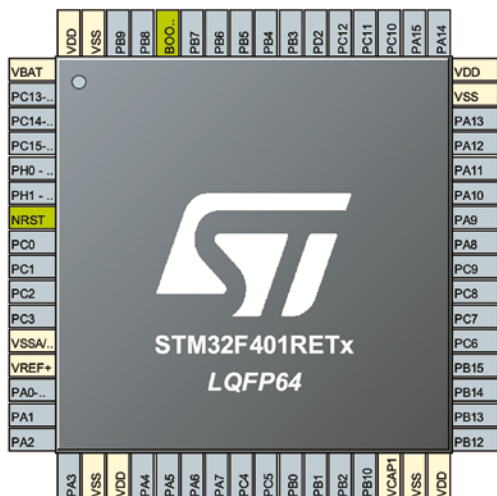


Fig. 7 STM32F401RE: raffigurazione dei pin del micro

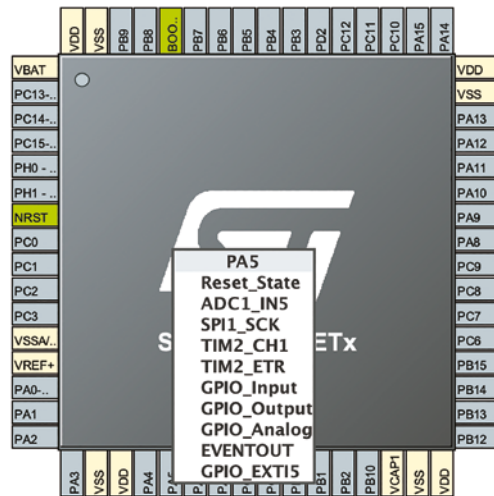


Fig. 8 Modalità di selezione della funzione dell' I/O

Analizzando ulteriormente il datasheet del microcontrollore delle schede Nucleo, si scoprono caratteristiche aggiuntive di rilievo. Sfogliando il datasheet del micro si possono valutare ancora altre caratteristiche, tra le quali tutti gli I/O digitali sono dichiarati 5V full tolerant, ciò permette di interfacciare questo micro a chip con porte funzionanti a 5 V, facendo attenzione ad inserire in serie una resistenza adatta. Per riassumere le caratteristiche elencate allegiamo la

Tabella 5 che evidenzia anche altre particolarità.

Ulteriori pin presenti sulla MCU riguardano:

- VDD, VSS pin di alimentazione (3.3 V, GND)
- VSSA, VDDA pin con tensioni di riferimento
- NRST pin di RESET MCU
- VBAT pin per collegamento con batteria esterna
- BOOT0 pin di boot

Nonostante la complessità che si percepisce leggendo queste

System	ART Accelerator™	Connectivity
Power supply 1.2V internal regulator POR/PDR/PVD/BOR	Arm® Cortex®-M4 CPU 84 MHz	3x PC
Xtal oscillators 32 kHz + 4 ~26 MHz	Floating point unit (FPU)	4x SPI (2x with I²S)
Internal RC oscillators 32 kHz + 16 MHz	Nested vector interrupt controller (NVIC)	SDIO
PLL	JTAG/SW debug	USB 2.0 OTG FS
Clock control	Embedded trace macrocell (ETM)	3x USART LIN, smartcard, IrDA, Modem control
RTC/AWU	Memory protection unit (MPU)	Analog
2x watchdogs (independent + window)	AHB-Lite bus matrix	1x 12-bit ADC 2.4 MSPS 16 channels / 0.41 µs
36/50/81 I/Os	APB bus	Temperature sensor
Cyclic redundancy check (CRC)	16-channel DMA	Control
96-bit unique ID	512-Kbyte Flash memory	5x 16-bit timer
Voltage scaling	96-Kbyte SRAM	1x 16-bit motor control PWM synchronized AC timer
	80-byte backup data	2x 32-bit timer

Tabella 5

Fig. 9 STM32CubeIDE: pagina di introduzione

Already registered?

Enter your e-mail address and password to login your myST user.

E-mail address

Password

☐ Remember me on this computer. ⓘ

[Login](#)

[Forgot password?](#)

New user?

myST brings you a set of personalized features:

- Participate to ST Events
- Stay informed with ST eNewsletters
- Get help with ST Online Support
- Discuss on the ST Community
- Benefit from our Online Design Tools
- Download Software
- Order free samples
- Manage your weekly product updates
- Buy ST Products & Tools

[Create Account](#)

Fig. 10 STM32CubeIDE: pagina di registrazione

ultime righe, STMicroelectronics è riuscita a semplificare la gestione delle periferiche presenti nelle sue MCU. Utilizzando gli strumenti di sviluppo forniti da STMicroelectronics, l'utente ha la possibilità di configurare le periferiche disponibili della MCU e ottenere la configurazione software che ne permette l'utilizzo.

La piattaforma che STMicroelectronics mette a disposizione degli utenti affiancando le sue schede Nucleo è la STM32CubeIDE basata sul framework Eclipse e sulla toolchain GCC permettendo l'integrazione delle centinaia di plugin esistenti che completano le caratteristiche dell'IDE Eclipse.

INSTALLAZIONE IDE STM32CUBEIDE

L'ambiente di sviluppo integrato STM32CubeIDE, nella sua attuale versione 1.13.2, si basa sul rinomato framework Eclipse, ereditandone la vasta gamma di plugin e funzionalità

estensibili. Questo IDE rappresenta una soluzione completa per la creazione di software, la programmazione e il debug di progetti focalizzati sui microcontrollori STM32.

La sua compatibilità e ottimizzazione specifica per le schede di sviluppo della serie Nucleo lo rendono particolarmente adatto a sviluppatori che lavorano in questo ambito.

L'ambiente di sviluppo STM32CubeIDE è offerto gratuitamente, richiedendo soltanto una registrazione sul sito ufficiale per abilitare il download.

Questo processo garantisce agli utenti l'accesso completo alle funzionalità e ai pacchetti offerti dall'IDE.

Al momento dell'avvio del programma, gli utenti devono inserire i dati forniti durante la registrazione.

Anche questo passaggio è cruciale per attivare tutte le funzioni di STM32CubeIDE, assicurando così un'esperienza utente completa e senza restrizioni.

Part Number	General Description	Latest version	Download	All versions
STM32CubeIDE-DEB	STM32CubeIDE Debian Linux Installer	1.13.1	Get latest	Select version
STM32CubeIDE-Lnx	STM32CubeIDE Generic Linux Installer	1.13.1	Get latest	Select version
STM32CubeIDE-Mac	STM32CubeIDE macOS Installer	1.13.1	Get latest	Select version
STM32CubeIDE-RPM	STM32CubeIDE RPM Linux Installer	1.13.1	Get latest	Select version
STM32CubeIDE-Win	STM32CubeIDE Windows Installer	1.13.1	Get latest	Select version

Fig. 11 STM32CubeIDE: pagina di selezione del sistema operativo in uso

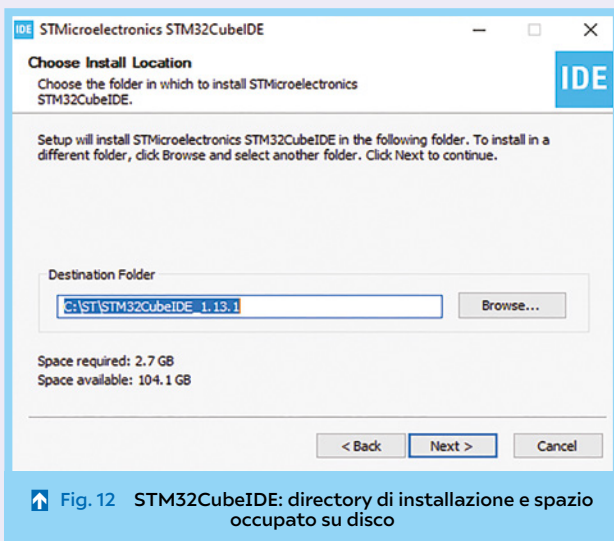


Fig. 12 STM32CubeIDE: directory di installazione e spazio occupato su disco

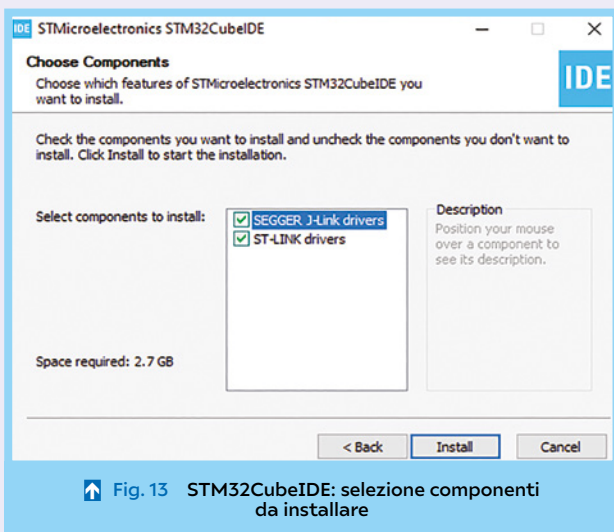


Fig. 13 STM32CubeIDE: selezione componenti da installare

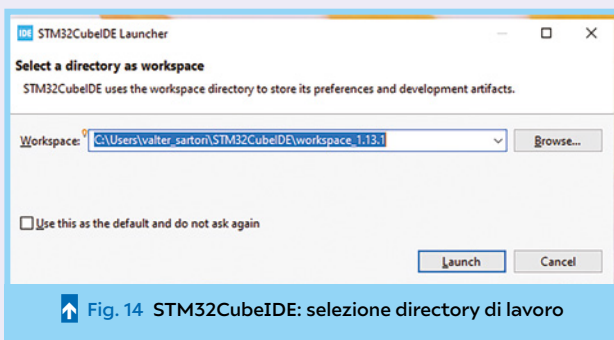


Fig. 14 STM32CubeIDE: selezione directory di lavoro

STM32CubeIDE viene rilasciato per tutti i principali sistemi operativi tra cui:

- Windows
- MacOS
- Linux (Generic, Debian, RPM)

Il compilatore è basato su GNU C/C++ per ARM toolchain e GDB debugger.

Occorre ricordare che le versioni attuali di STM32CubeIDE sono valide esclusivamente per sistemi operativi a 64 bit. Per scaricare e installare STM32 IDE occorre raggiungere il sito di STM dove sono contenuti i tools di sviluppo all'indirizzo <https://www.st.com/en/development-tools/stm32cubeide.html>. Aprendo la pagina dedicata all'IDE (Fig. 9), è consigliabile iniziare registrandosi al sito cliccando come indicato in figura. Apparirà una finestra dedicata come in Fig. 10 con i campi da completare.

Terminata la registrazione e ritornati sulla pagina iniziale ci spostiamo verso il basso per selezionare la versione di STM32CubeIDE adatta al sistema operativo (Fig. 11).

Oltre a scaricare i files di installazione è sempre importante osservare la documentazione che viene proposta cliccando nella TAB "Documentation".

Al termine del download verrà visualizzato un file compresso con estensione zip.

In seguito alla decompressione comparirà una directory con all'interno un eseguibile che, avviato, installerà completamente la nostra IDE.

Le immagini proposte raffigurano una installazione su sistema operativo Windows, ma l'installazione su altri sistemi operativi è identica e presenta gli stessi passaggi.

All'avvio del programma di installazione e fornite le opportune autorizzazioni, occorre seguire le indicazioni presenti sulle finestre che compariranno durante le fasi dell'installazione. Per limitare eventuali difficoltà, le immagini che seguono illustrano le fasi e i passaggi che compariranno durante l'installazione.

Questi passaggi sono identici per qualsiasi sistema operativo su cui verrà installato STM32CubeIDE.

In Fig. 12 e Fig. 13 vengono riproposti due passaggi importanti riguardanti le directory di default dove verrà installato il programma che consigliamo di non cambiare, soprattutto per quanto riguarda i futuri aggiornamenti dell'IDE, lo spazio che occuperà il programma che equivale a 2.7 GB e i componenti che dovranno essere selezionati e installati.

Al termine dell'installazione, cliccando sull'icona dell'IDE, si avvierà STM32CubeIDE richiedendo alcune configurazioni: innanzitutto il software dovrà predisporre una directory di lavoro dove troveremo i nostri progetti.

In Fig. 14 si osserva che di default l'IDE propone una directory nominata con la versione stessa del software installato. Possiamo accettare la proposta, oppure nominare una directory a nostro piacimento; la generazione della workspace avverrà automaticamente.

Al termine dell'avvio comparirà la schermata di Fig. 15 dove compare un avviso che STM utilizzerà in modo anonimo dati sulle funzionalità usate durante l'uso del programma. Dopo aver acconsentito, STM32CubeIDE è pronto per la creazione di un nuovo progetto o, eventualmente, per importarlo se già presente o per osservare esempi software (Fig. 16).



CONFIGURAZIONE DI UN SEMPLICE PROGETTO

Il progetto che stiamo per sviluppare sfrutta le funzionalità integrate nella scheda Nucleo-F401RE, una piattaforma versatile e ricca di potenzialità. Tra le varie caratteristiche disponibili per l'uso da parte dell'utente, due elementi giocano un ruolo cruciale: il LED LD2 e il pulsante B1.

Selezioniamo, come si vede in **Fig. 17**, il pulsante indicato e l'IDE inizierà ad aggiornare le librerie e predisporrà per iniziare la configurazione.

Nella fase successiva del processo di configurazione nel software STM32CubeIDE, ci viene richiesto di specificare il tipo di hardware con cui ci stiamo interfacciando. Questo passaggio è cruciale per garantire che l'ambiente di sviluppo sia correttamente configurato per supportare le specifiche e le funzionalità del dispositivo target.

Nel nostro progetto, come precedentemente anticipato, si utilizza la scheda Nucleo-F401RE. Questa scelta deve essere indicata nella schermata di selezione del hardware per assicurare che l'IDE carichi tutte le impostazioni, i driver e le librerie necessarie specifiche per quella scheda.

Nel processo di selezione del tipo di hardware all'interno dell'IDE STM32CubeIDE, l'utente ha a disposizione diverse opzioni per identificare il dispositivo con cui sta lavorando (**Fig. 18**). Questo passaggio è essenziale per assicurare che l'IDE sia configurato adeguatamente per il dispositivo specifico, facilitando così lo sviluppo del progetto:

- **Selezione MCU/MPU:** nella tab "MCU/MPU" gli sviluppatori possono selezionare direttamente la MCU (Microcontroller Unit) che intendono utilizzare. Questa opzione è utile quando si conosce il modello esatto della MCU e si desidera configurare il progetto partendo dal microcontrollore stesso.
- **Selezione della Scheda (Board Selector):** passando alla

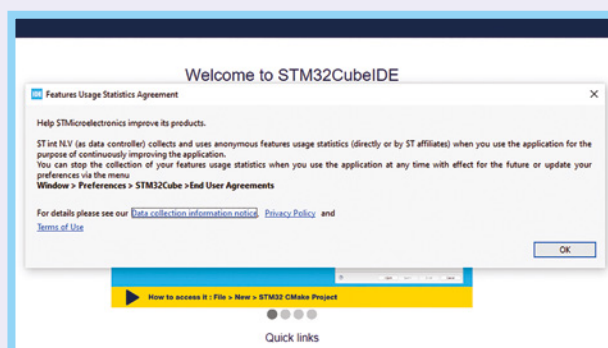


Fig. 15 STM32CubeIDE: avviso di trattamento anonimo dei dati sull'utilizzo del software



Fig. 16 STM32CubeIDE: pagina iniziale dell'ambiente di sviluppo integrato

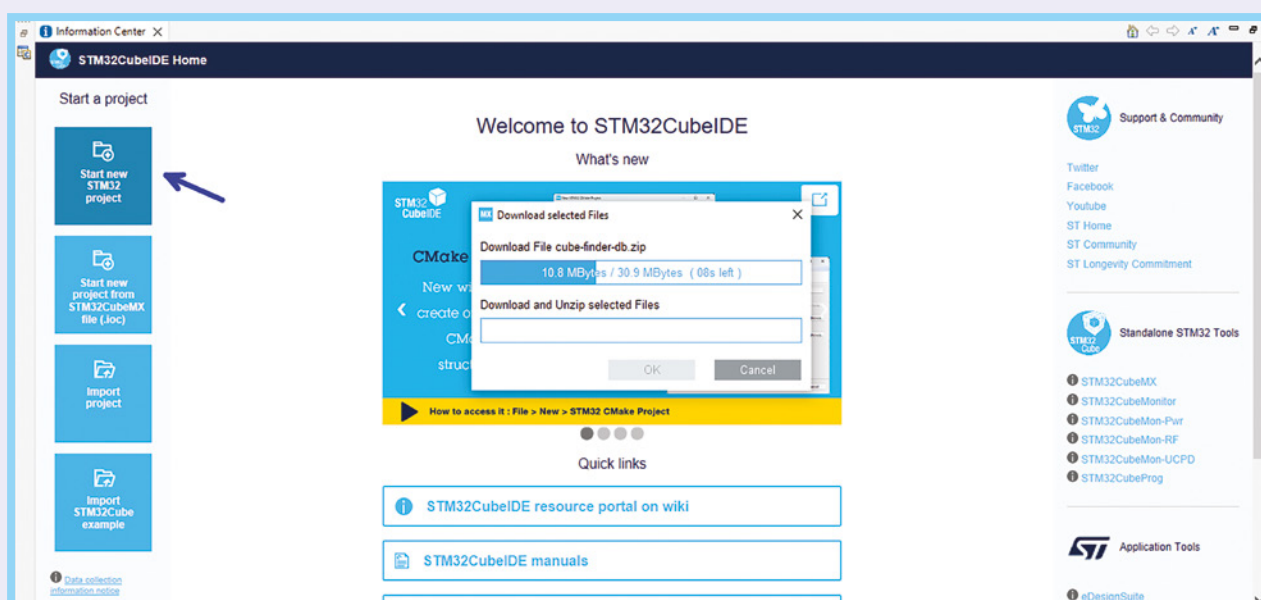


Fig. 17 STM32CubeIDE: Configurazione di un nuovo progetto



Fig. 18 STM32CubeIDE: Metodo di selezione della scheda

tab "Board Selector", è possibile selezionare la scheda di sviluppo specifica in uso. Questa scelta è particolarmente vantaggiosa perché l'IDE, riconoscendo il modello esatto della scheda (come nel nostro caso la Nucleo-F401RE), può automaticamente configurare gli I/O, il clock, e altri parametri importanti basandosi sulle caratteristiche specifiche della scheda. Questo aiuta a ottimizzare il progetto per sfruttare al meglio le capacità del hardware selezionato.

- **Selezione di un Progetto di Esempio (Example Selector):** un'ulteriore opzione è il "Example Selector". Qui, gli sviluppatori possono scegliere tra vari progetti di esempio basati sulla scheda selezionata.

Quindi selezioniamo il tab "Board Selector", il tipo di scheda, e infine evidenziamo l'oggetto che ci viene proposto.

Dopo aver effettuato questa selezione, si noterà che il pulsante "Next" situato in fondo alla schermata diventa attivo. Questo indica che si è completato correttamente il processo di selezione della scheda e si è pronti a procedere alla fase successiva. Cliccando sul pulsante "Next", si avanza nel processo di configurazione, portandoci un passo avanti verso la creazione e l'elaborazione del nostro progetto sulla scheda Nucleo-F401RE.

Nella prossima finestra inseriremo il nome con cui si vuole definire il progetto, ad esempio "F401_LedBlink".

Come parametri impostiamo C come Target Language, Executable come Targeted Binary Language e STM32Cube come Targeted Project Type.

Premendo il pulsante "Finish" STM32CubeIDE inizierà il setup del firmware; nel caso comparissero domande tipo "Initialize all peripherals with their default mode?" oppure "Do you want to open this perspective now?" rispondiamo affermativamente. Eccoci giunti, dopo questi passaggi che possono sembrare complessi, ma in realtà con un po' di esperienza diverranno banali, all'apertura di STM32CubeMX, il tool grafico incorporato in STM32CubeIDE che permette una facile configurazione dei microcontrollori STM sfruttando un ambiente grafico come si evince dalla Fig. 19.

Nella schermata le frecce indicano diverse sezioni chiave che compongono l'interfaccia utente.

Ogni sezione ha una funzione specifica e contribuisce al processo di sviluppo, rendendo l'ambiente di sviluppo sia completo che intuitivo.

- **Sezione File:** Situata a sinistra, questa sezione è dedicata ai file che compongono il codice sorgente del progetto. Qui, gli sviluppatori possono facilmente navigare attraverso i vari componenti del loro progetto. All'interno della directory "Core", troviamo diversi tipi di file che sono fondamentali per lo sviluppo. I File Header, tipicamente con estensione ".h", contengono dichiarazioni di funzioni, macro, costanti e definizioni di tipi utilizzate nel progetto. I File Sorgente, con estensione ".c", contengono il codice sorgente in linguaggio C che implementa le funzioni dichiarate nei file header. I Drivers, cruciali per il controllo delle varie periferiche hardware della scheda e per la gestione dell'interfaccia tra il software e il hardware.



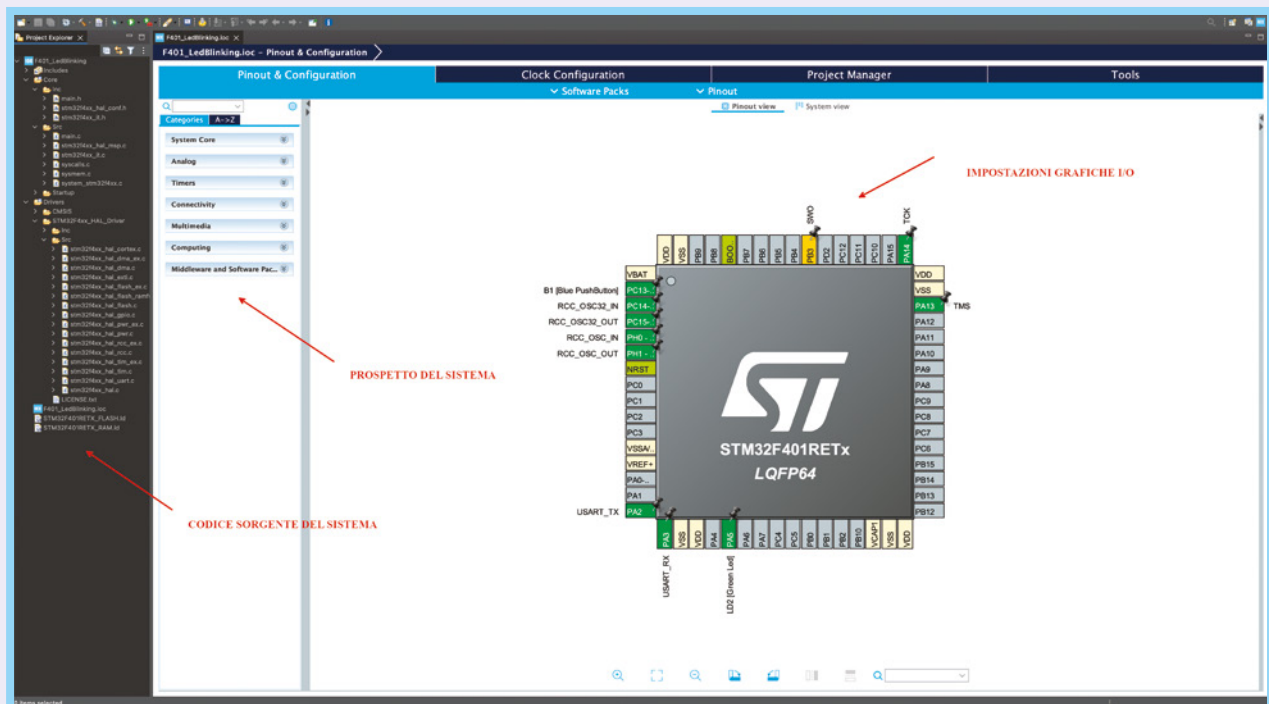


Fig. 19 STM32CubeIDE: apertura dell'applicazione STM32CubeMX

- **Librerie HAL (Hardware Abstraction Layer):** le librerie HAL forniscono una interfaccia astratta al hardware, semplificando la programmazione dei vari componenti hardware del microcontrollore.
- **Tab "Pinout & Configuration":** questa tab contiene un prospetto di sistema che permette agli sviluppatori di configurare in modo dettagliato qualsiasi periferica del microcontrollore.

La parte grafica, anch'essa utile per configurare direttamente gli I/O, permette di selezionare per ogni pin la funzione che desideriamo. Ad esempio, avendo selezionato inizialmente come hardware, la scheda Nucleo-F401 possiamo notare che automaticamente le porte PA5 e PC13 sono state configurate per utilizzare rispettivamente il led LD2 e il pulsante B1. Cliccando con tasto sinistro su PA5 si apre una finestra con l'elenco delle possibili funzioni supportate da PA5. Evidenziata in verde la funzione GPIO_Output configurata di default, avendo selezionato all'inizio come hardware utilizzato la scheda Nucleo-F401RE. La porta PA5 è collegata al led LD2 e il nostro obiettivo sarà quello di gestirla per pilotare il led. Una caratteristica interessante è fornita cliccando con il pulsante destro sul pin PA5 con la comparsa di una finestra dove, selezionando "Enter User Label", verrà proposto un widget testo dove modificare il nome del pin (Fig. 20). Attenzione, il nome del pin verrà mantenuto come riferimento per l'utilizzo nel programma. In questo caso lasciamo tutto come preimpostato senza attuare modifiche.

Sempre rimanendo nel contesto di STM32CubeMX, spostandoci nella tab "Clock Configuration" possiamo osservare uno schema a blocchi del generatore di clock del microcontrollore (Fig. 21).

Osserviamo che la generazione del clock avviene utilizzando il blocco interno HSI RC a 16 MHz in modalità By Pass Clock Source e il blocco LSI RC a 32 kHz è disabilitato in quanto non è attivata la funzione RTC.

Utilizzando il blocco PLL la frequenza viene portata a 84 MHz, il massimo previsto per questa MCU. Le periferiche e i bus verranno gestiti alle frequenze di clock individuate per ogni singola uscita visibili sul lato destro dell'immagine.

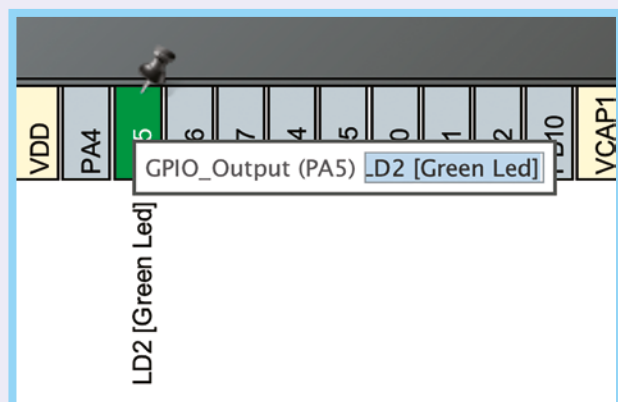


Fig. 20 STM32CubeIDE: Label per modificare il nome della porta

Verificate le configurazioni e conclusa la prima panoramica di presentazione della piattaforma di sviluppo, ci accingiamo a salvare il file .ioc, riguardante la configurazione hardware. Selezioniamo attraverso l'icona di comando rapido (save all) o aprendo da menù Project - Generate Code o File - Save all e STM32CubeIDE definirà in automatico i sorgenti necessari per attivare le periferiche precedentemente configurate.

Ritornando al nostro obiettivo, cioè far lampeggiare il led LD2, dobbiamo capire quale comando utilizzare per ottenere lo scopo. Un metodo che si può utilizzare è quello di aprire la cartella dei drivers (**Fig. 25**); seguendo l'albero aprire la cartella STM32F4xx_HAL_Driver, la cartella Src e comparirà una serie di librerie HAL (Hardware Abstraction Layer). Le librerie HAL di STM32 forniscono un'interfaccia di alto



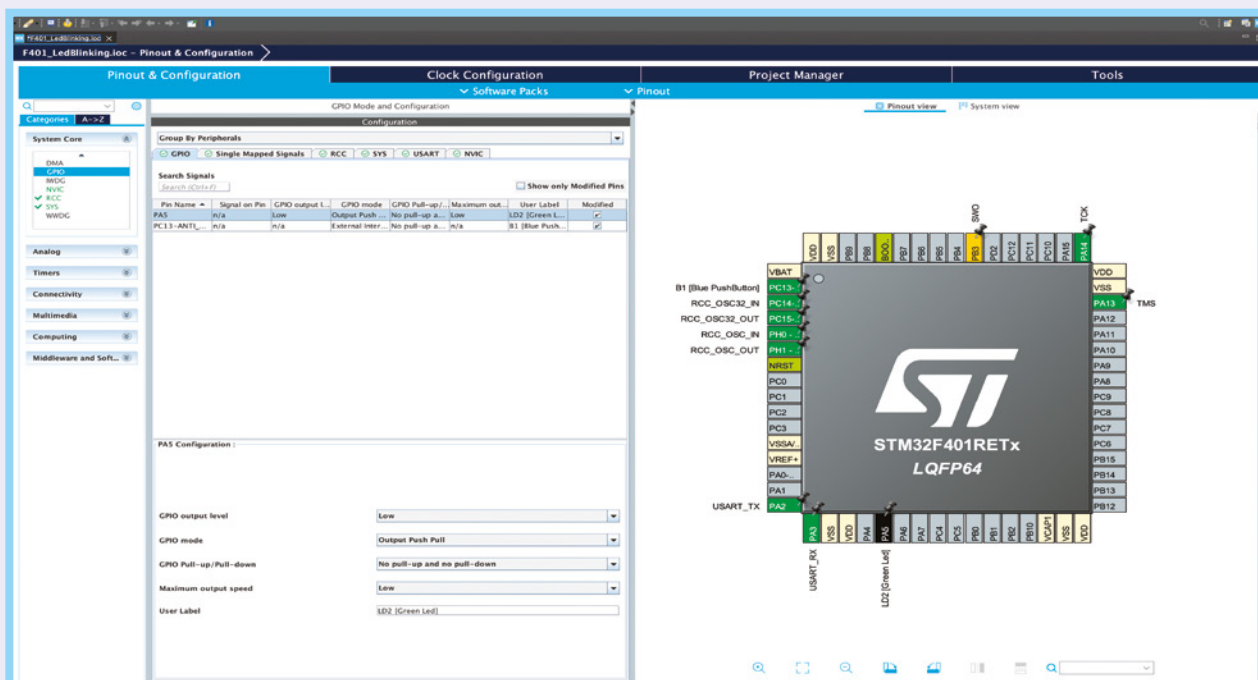


Fig. 22 STM32CubeIDE: Sezione dedicata alla configurazione delle singole porte

livello per accedere alle periferiche del microcontrollore e sono progettate per semplificare lo sviluppo di applicazioni embedded, nascondendo la complessità dell'hardware. Nel nostro caso selezioniamo il file `stm32f4xx_hal_gpio.c`, dedicato come indicato dalla denominazione al GPIO, e osserviamo nella finestra di destra l'elenco delle funzioni utilizzabili.

La funzione evidenziata, `HAL_GPIO_TogglePin`, esegue ad ogni chiamata una commutazione dell'uscita. Selezionandola nell'elenco visualizzato nella finestra di destra, osserviamo che l'IDE si posiziona direttamente sulla funzione alla riga 433 del listato. Possiamo renderci conto delle variabili che vengono richieste

```

188  * @retval None
189  */
190  static void MX_GPIO_Init(void)
191  {
192      GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStruct = {0};
193      /* USER CODE BEGIN MX_GPIO_Init 1 */
194      /* USER CODE END MX_GPIO_Init 1 */
195
196      /* GPIO Ports Clock Enable */
197      __HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
198      __HAL_RCC_GPIOH_CLK_ENABLE();
199      __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
200      __HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();
201
202      /*Configure GPIO pin : B1_Pin */
203      HAL_GPIO_WritePin(LD2_GPIO_Port, LD2_Pin, GPIO_PIN_RESET);
204
205      /*Configure GPIO pin : LD2_Pin */
206      GPIO_InitStruct.Pin = B1_Pin;
207      GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_IT_FALLING;
208      GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
209      HAL_GPIO_Init(B1_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);
210
211      /*Configure GPIO pin : LD2_Pin */
212      GPIO_InitStruct.Pin = LD2_Pin;
213      GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
214      GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
215      GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
216      HAL_GPIO_Init(LD2_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);
217
218      /* USER CODE BEGIN MX_GPIO_Init 2 */
219      /* USER CODE END MX_GPIO_Init 2 */
220  }
221
222  /* USER CODE BEGIN 4 */
223  /* USER CODE END 4 */
224
225  /**
226   * @brief This function is executed in case of error occurrence.
227   * @retval None
228  */

```

Fig. 23 STM32CubeIDE: Listato file main.c. Configurazione I/O/S

```

65  /*
66  int main(void)
67  {
68      /* USER CODE BEGIN 1 */
69      /* USER CODE END 1 */
70
71      /* MCU Configuration ----- */
72
73      /* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the Systick. */
74      HAL_Init();
75
76      /* USER CODE BEGIN Init */
77      /* USER CODE END Init */
78
79      /* Configure the system clock */
80      SystemClock_Config();
81
82      /* USER CODE BEGIN SysInit */
83      /* USER CODE END SysInit */
84
85      /* Initialize all configured peripherals */
86      MX_GPIO_Init();
87      MX_USART2_UART_Init();
88      /* USER CODE BEGIN 2 */
89      /* USER CODE END 2 */
90
91      /* Infinite loop */
92      /* USER CODE BEGIN WHILE */
93      while (1)
94      {
95          /* USER CODE END WHILE */
96
97          /* USER CODE BEGIN 3 */
98          /* USER CODE END 3 */
99      }
100  }
101  /*
102  * @brief System Clock Configuration
103  * @retval None
104  */
105  */

```

Fig. 24 STM32CubeIDE: Listato file main.c. Sezioni software

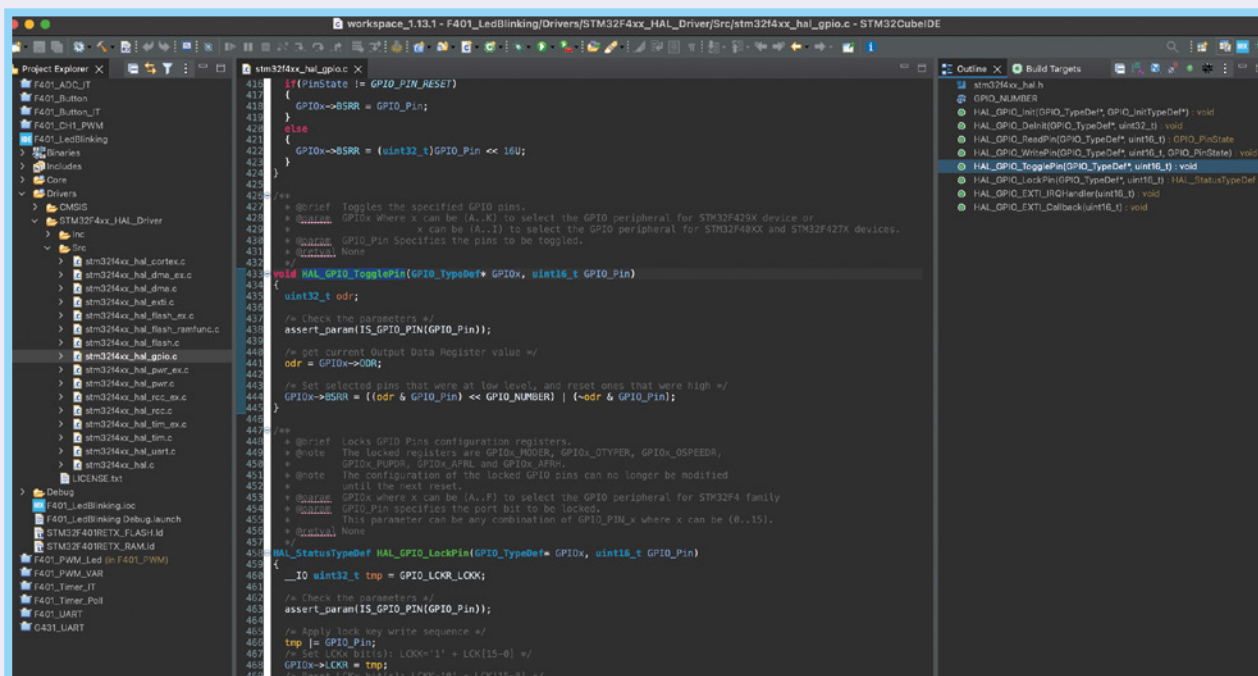


Fig. 25 STM32CubeIDE: Listato file stm32f4xx_hal_gpio.c

dalla funzione: GPIO_Port e GPIO_Pin.

Copiamo la definizione della funzione della riga 433 del file stm32f4xx_hal_gpio.c e incolliamola nel file main.c alla riga 102 (dopo la linea /* USER CODE BEGIN WHILE */) all'interno del loop infinito (Fig. 26).

Ora sfrutteremo una valida utilità di Eclipse con il completamento automatico delle funzioni/istruzioni. Premendo contemporaneamente Control + barra spazio verrà completata la funzione.

Ora dobbiamo sostituire le indicazioni fornite dall'IDE con le corrette variabili. Per effettuare la ricerca possiamo utilizzare una ulteriore utility che ci mette a disposizione la nostra IDE. Selezionando alla riga 20 del file main.c la definizione "main.h" e premendo il tasto destro del mouse compare una finestra menù dove troviamo la funzione "Open Declaration". Selezioniamo la funzione e attiveremo la ricerca che produrrà il listato del file main.h (Fig. 27).

Nella sezione di destra (tab "outline") si può osservare l'elenco delle definizioni implementate automaticamente dall'IDE per la gestione di ciascuna porta configurata su nostra specifica richiesta.

Selezionando ad esempio come in LD2_Pin (Fig. 28), nella finestra dedicata al listato si può osservare che la linea 66 viene evidenziata.

Le linee 66 e 67 definiscono la porta PA5 con la variabile "LD2_GPIO_Port" per quanto riguarda la porta di appartenenza (GPIOA) e con la variabile "LD2_Pin" l'uscita 5 della porta (GPIO_PIN_5).

A questo punto non resta che copiare entrambe le definizioni

e inserirle nella funzione HAL_GPIO_TogglePin.

Per completare il nostro semplice progetto non ci resta che inserire ancora una funzione di ritardo presente nella libreria HAL: la HAL_Delay.

Come fatto in precedenza inseriamo le prime tre lettere (HAL) nella riga 103 ed effettuiamo la ricerca premendo contemporaneamente CTRL+Barra Spazio.

Verranno elencate tutte le funzioni HAL disponibili, possiamo scorrerle per curiosità, e individuata la funzione di ritardo (HAL_Delay(uint32_t Delay)) selezioniamola con un click. Impostiamo come tempo di ritardo 500 ms (Fig. 29), salviamo il programma e ci predisponiamo ad una prima compilazione.

In Fig. 30 è indicato con la freccia il comando veloce per la

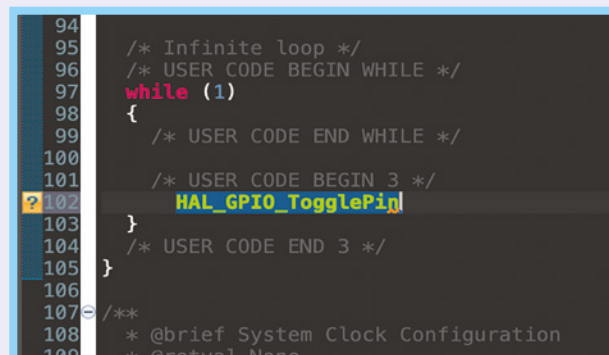


Fig. 26 STM32CubeIDE: Listato file main.c. Istruzioni per la gestione di LD2

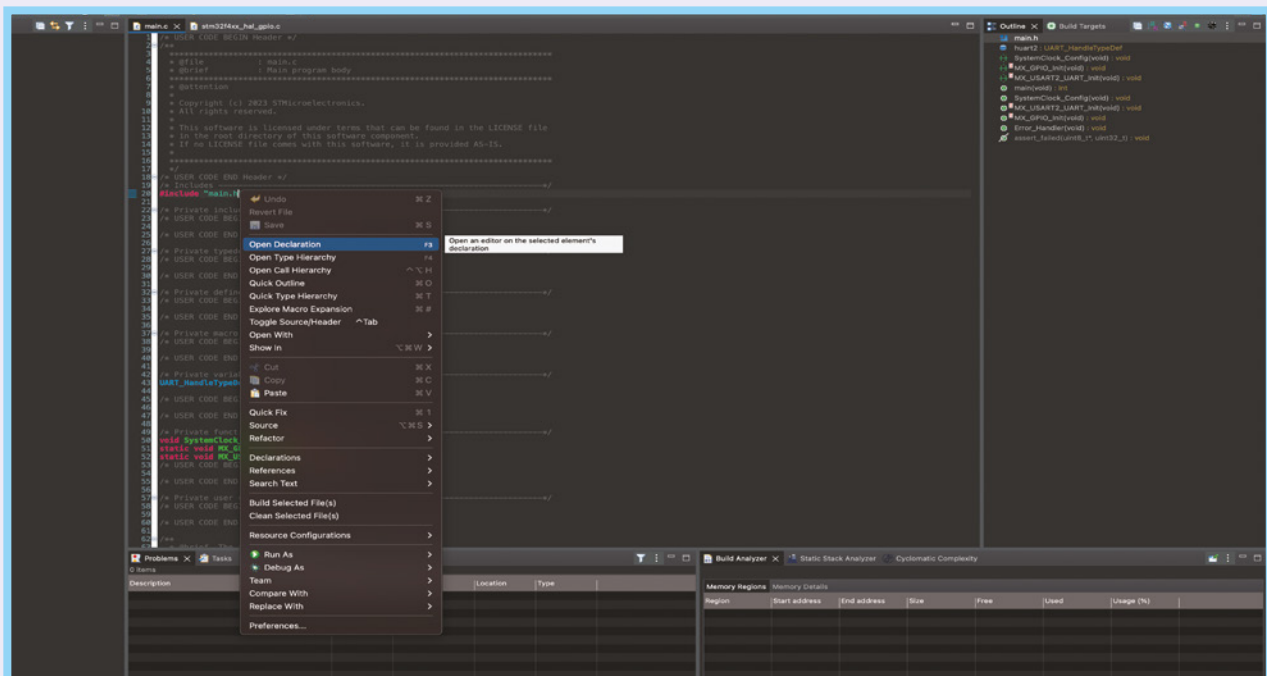


Fig. 27 STM32CubeIDE: Listato file main.c. Funzione 'Open Declaration'

compilazione a cui seguirà nella finestra "Console" l'esito. A questo punto possiamo collegare con cavo USB la scheda Nucleo-F401 al computer e, per chi ha adottato un Mac per l'installazione dell'IDE, nella finestra del Finder comparirà la

connessione individuata come nuovo disco. Per attivare la programmazione del micro e il debugger, di cui verrà approfondito l'argomento successivamente, occorre selezionare il comando veloce a forma di "bug" appunto.

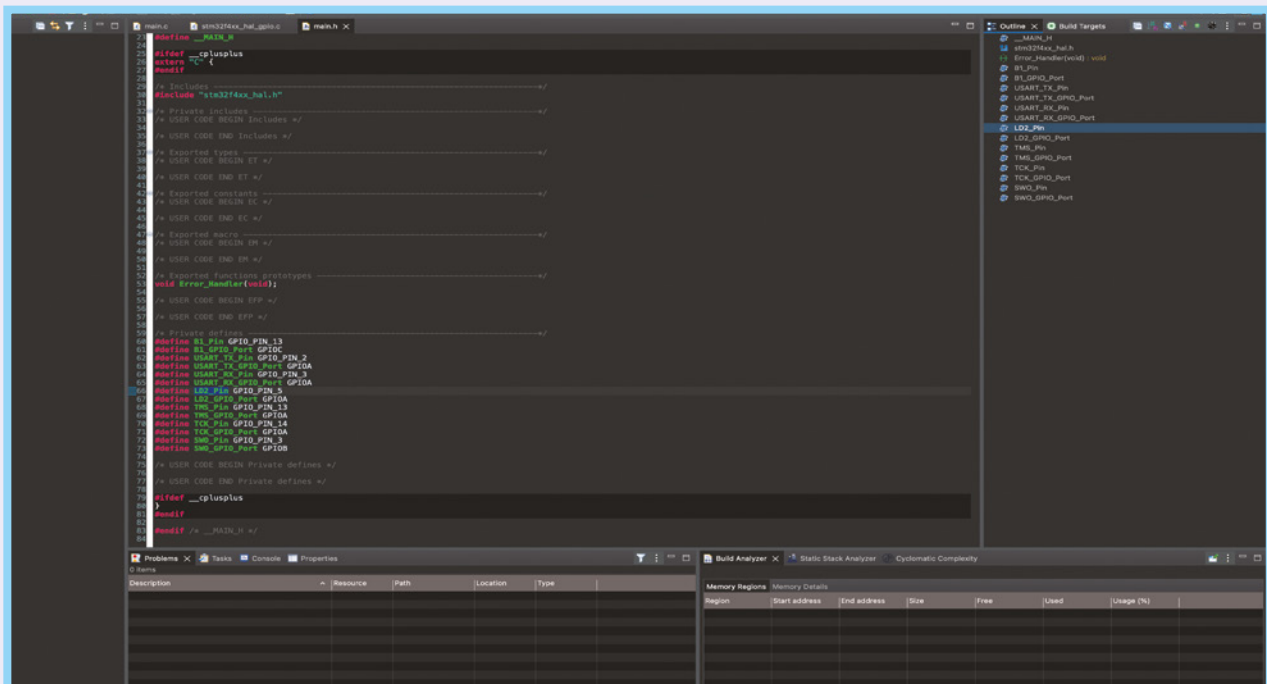


Fig. 28 STM32CubeIDE: Listato file main.h. Definizioni riguardanti pin e porta

```

95  /* Infinite loop */
96  /* USER CODE BEGIN WHILE */
97  while (1)
98  {
99      /* USER CODE END WHILE */
100
101      /* USER CODE BEGIN 3 */
102      HAL_GPIO_TogglePin(LD2_GPIO_Port, LD2_Pin);
103      HAL_Delay(500);
104  }
105  /* USER CODE END 3 */
106

```

Fig. 29 STM32CubeIDE: Listato file main.c. Completamento dell'istruzione di ritardo

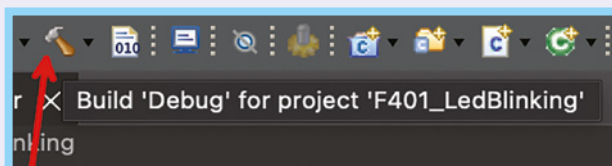


Fig. 30 STM32CubeIDE: Comando di building

Prima di continuare con la compilazione e l'upload del programma sulla scheda, approfondiamo alcuni dettagli legati alla configurazione dell'IDE che possono essere richiesti soprattutto quando vengono presentati aggiornamenti o viene creato un nuovo progetto.

In quest'ultimo caso prima della compilazione e dell'attivazione del debug con ST-Link potrebbero comparire le finestre del configuratore del debugger. Lasciamo tutto come proposto di default.

Ci occuperemo successivamente di questo argomento, per ora selezioniamo il tasto OK accettando la configurazione proposta da STM32CubeIDE.

Una ulteriore richiesta che potrebbe comparire riguarda il firmware di ST-Link che periodicamente viene aggiornato. Se viene richiesto l'update del firmware di ST-Link occorre rispondere affermativamente.

Comparirà una successiva finestra che ci guiderà passo passo all'aggiornamento del firmware. In Fig. 31 selezionare il pulsante indicato dalla freccia e si attiverà il pulsante per avviare l'upgrade. Al termine dell'operazione comparirà un messaggio "Upgrade successfull" se tutto ha funzionato correttamente e chiudendo la finestra rientreremo nell'IDE.



Fig. 31 STM32CubeIDE: Upgrade firmware ST-Link

```

72  /* MCU Configuration-----*/
73  /* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the Systick. */
74  HAL_Init();
75  /* USER CODE BEGIN Init */
76
77

```

Fig. 32 STM32CubeIDE: Listato file main.c. Debugger in attesa

Dopo la compilazione, se non sono presenti errori, il programma viene caricato sulla scheda Nucleo. Il led LD1, durante il caricamento, lampeggia con colore verde e rosso per indicare il processo in esecuzione.

A questo punto entra in funzione ST-Link e le funzioni di debugger e possiamo osservare che il programma è in attesa alla riga 75 alla prima istruzione "HAL_Init()" di un comando per proseguire (Fig. 32).

Per osservare il semplice lampeggio di LD2 possiamo avviare il programma selezionando il comando di "Resume" (icona del play in Fig. 33). Successivamente descriveremo i vari comandi messi a disposizione dal debugger. Per ora faremo attenzione ad una richiesta dell'IDE riguardante un cambio di prospettiva a cui risponderemo affermativamente e che ci mostrerà nuove sezioni dedicate ad un debugger più approfondito come vedremo successivamente.

A questo punto LD2 dovrebbe iniziare a lampeggiare.

Per uscire dal debugger occorre selezionare l'icona "Terminate" (pulsante stop in Fig. 33).

CONCLUSIONI

Il primo approccio con STM32CubeIDE ha sollevato parecchi argomenti e curiosità, ma la complessità che potrebbe apparire in prima battuta non deve scoraggiare perché con un minimo di esperienza e di impegno si possono superare facilmente le difficoltà e usufruire di strumenti veramente importanti per lo sviluppo di progetti interessanti. Abbiamo analizzato alcune tipologie di schede STM32 Nucleo, valutandone le diverse caratteristiche come hardware e ambiti di impiego, abbiamo installato l'IDE STM32CubeIDE e con un primo semplice progetto abbiamo potuto constatare alcune delle sue potenzialità.

Nella prossima puntata approfondiremo i temi dedicati al Debugger e all'interfaccia ST-Link, alla gestione degli I/O utilizzando tecniche di interrupt.

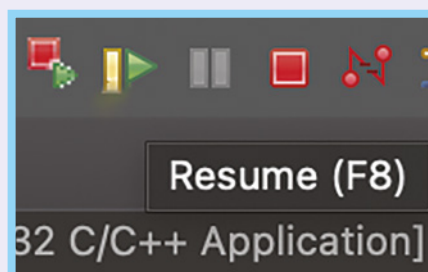


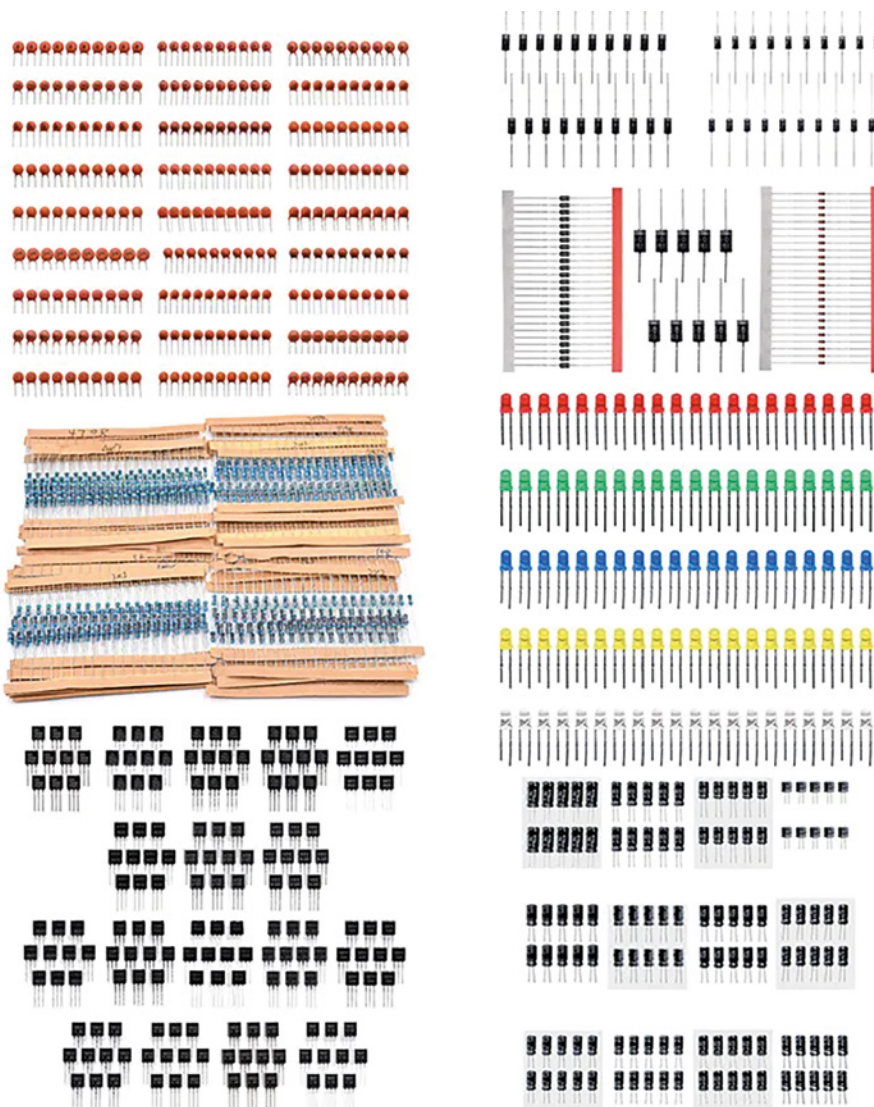
Fig. 33 STM32CubeIDE: Comando Resume



Rifornisci il tuo laboratorio!

Set con **1390** componenti elettronici assortiti

Indispensabile per gli appassionati di elettronica, gli hobbisti, gli studenti che desiderano avere a disposizione una vasta selezione di componenti per i loro progetti. Il set include condensatori elettrolitici, diodi, LED, resistenze, condensatori ceramici e transistor, tutti con valori assortiti.



Prezzo IVA inclusa.

Visita la sezione **"SET COMPONENTI"**
su **WWW.FUTURASHOP.IT**

€ **17,00**

cod. SET1390COMP

Arriva il dumper a fuel cell

General Motors e Komatsu hanno siglato un accordo per sviluppare un nuovo modulo di potenza a fuel cell per elettrificare il dumper da miniera 930E di Komatsu, il modello più venduto al mondo in questo settore. Le celle a combustibile a idrogeno rappresentano, per questo tipo di applicazioni, una valida soluzione a emissioni zero, soprattutto in termini di peso, compattezza e velocità di rifornimento.

In genere, questi mezzi operano per il loro intero ciclo di vita nella stessa cava, il che semplifica la creazione di una logistica e di un'infrastruttura per il rifornimento e la manutenzione delle flotte.

Nei prossimi anni Komatsu testerà il primo prototipo dotato di fuel cell presso l'Arizona Proving Grounds (AZPG). Questo dumper, dal carico nominale di 320 tonnellate, sarà alimentato dal sistema HYDROTEC, sviluppato da GM, con oltre 2 MW di potenza. La base di questo sistema è il modulo HYDROTEC contiene più di 300 celle a combustibile a idrogeno e fornisce 77 kilowatt di potenza. L'elettricità prodotta farà funzionare la propulsione elettrica del dumper.

Leggere e veloci da rifornire, le celle a combustibile a idrogeno sono ideali per elettrificare le applicazioni tradizionalmente alimentate da motori diesel. L'idrogeno fornisce un metodo efficace per immagazzinare grandi quantità di energia a bordo del veicolo, senza compromettere la capacità di carico.

Komatsu si è posta l'obiettivo di ridurre le proprie emissioni del 50% entro il 2030 e la neutralità delle emissioni di carbonio entro il 2050. GM conduce ricerca e sviluppo di prodotti sulle celle a combustibile da oltre 50 anni ed è una delle poche aziende con piattaforme tecnologiche avanzate e sviluppate internamente sia per le batterie agli ioni di litio che per le fuel cell.

<https://www.komatsu.jp/en>



Kodiak Robotics, uno dei principali sviluppatori di tecnologie di guida autonoma per i mercati dei trasporti e della difesa, ha presentato il suo primo veicolo di prova autonomo progettato specificamente per il Dipartimento della Difesa (DoD) degli Stati Uniti. Questo veicolo è un Ford F-150 dotato del sistema autonomo Kodiak, il Kodiak Driver, e contiene sia l'hardware che il software di autonomia necessari per utilizzare un veicolo militare terrestre. Il veicolo equipaggiato con Kodiak Driver è progettato

per gestire ambienti militari complessi, diverse condizioni operative e aree con GPS degradato, nonché variabili fuoristrada come rocce, polvere, fango e acqua. Il Kodiak Driver fornisce inoltre all'esercito la possibilità di utilizzare i veicoli a distanza quando necessario.

Il nuovo veicolo autonomo di Kodiak dimostra la maturità e la portabilità del suo sistema di guida autonoma Kodiak Driver, realizzato per essere integrato in qualsiasi veicolo, da un camion di Classe 8, a un pick-up, a

Primo fuoristrada militare autonomo per Kodiak



un veicolo da difesa di futura generazione. L'integrazione della tecnologia Kodiak in un veicolo fuoristrada mostra il potenziale per scopi commerciali di una tecnologia a duplice utilizzo, che qui va incontro all'esigenza del Dipartimento della Difesa di rivoluzionare la sicurezza nazionale attingendo alla guida autonoma di alcuni veicoli, che tra le altre cose può salvare la vita dei militari in particolari operazioni.

Kodiak ha dimostrato la portabilità del Kodiak Driver integrandolo in un nuovo veicolo in meno di sei mesi. Il veicolo utilizza lo stesso software dei camion autonomi a lungo raggio di Kodiak ed è dotato di Kodiak DefensePods, una versione adattata dei SensorPod modulari e intercambiabili di Kodiak, progettati per applicazioni di difesa. Un tecnico può sostituire un DefensePod sul campo in 10 minuti o

meno, senza che sia richiesta alcuna formazione specializzata.

Nel dicembre 2022, Kodiak è diventata fornitrice del Dipartimento della Difesa, in particolare dell'Unità per l'innovazione della difesa degli Stati Uniti. L'esercito svilupperà prototipi dimostrativi di veicoli terrestri autonomi. Nell'ambito di questo contratto, Kodiak ha progettato il suo veicolo in linea con l'esclusiva strategia Software Acquisition Pathways del programma Robotic Combat Vehicle del Product Manager dell'Esercito. La strategia Software Acquisition Pathways consente al Dipartimento della Difesa di acquisire soluzioni hardware e software separatamente, per garantire che il Dipartimento ottenga la migliore combinazione possibile di hardware e software.

<https://kodiak.ai>



Gambe robuste per l'allunaggio

La tecnologia richiesta per le missioni interplanetarie spinge l'ingegneria ai suoi limiti. Le prossime missioni lunari apriranno la strada agli esseri umani che potranno trascorrere periodi prolungati sulla Luna, studiandone la superficie e imparando a vivere e lavorare lì. La navicella spaziale Peregrine di Astrobotic atterrerà presto sulla superficie lunare; Peregrine, è stato sviluppato nell'ambito dell'iniziativa Commercial Lunar Payload Service (CLPS) della NASA e il suo lancio è previsto per il 2024. Airbus è stata responsabile del layout, del dimensionamento, della progettazione, della produzione e della qualificazione del sistema di atterraggio: quattro gambe che assorbiranno lo shock e stabilizzeranno la navicella per consentire allunaggi sicuri.

Recentemente è stato testato anche il sistema di atterraggio per la prossima navicella spaziale di Astrobotic, Griffin. Gli ingegneri di Airbus hanno contribuito al successo della campagna di test di caduta su una gamba sola, dimostrando il design robusto del sistema di atterraggio e degli ammortizzatori di carico. La previsione del successo dell'atterraggio, la cinematica, la progettazione meccanica e l'analisi del carico, nonché la progettazione e la produzione di sensori di contatto sono state eseguite da Airbus. I dati raccolti sono stati utilizzati per correlare i modelli per la simulazione multicorpo, che consentiranno di simulare un numero molto elevato di casi di atterraggio, andando anche oltre la dimostrazione in sicurezza in laboratorio. Tali dati saranno anche valutati per fornire probabilità di successo degli allunaggi tenendo conto di rocce, piccoli crateri e pendii. Su un banco di prova, una gamba di atterraggio ha superato 10 test di caduta.

www.airbus.com





CO₂: dall'atmosfera alla mineralizzazione

Catturare l'anidride carbonica dall'atmosfera e immagazzinarla in aggregati di cemento riciclato o in serbatoi geologici è tecnicamente fattibile ed ha un'impronta di carbonio positiva. Sono questi i risultati di un progetto pilota condotto dall'ETH di Zurigo e commissionato dalla Confederazione svizzera. Siccome le emissioni di CO₂ sono difficili da abbattere, bisogna lavorare sulla rimozione dall'atmosfera e il riutilizzo. I ricercatori hanno esplorato due soluzioni per lo stoccaggio permanente di CO₂: mineralizzazione nel calcestruzzo riciclato da demolizione prodotto in Svizzera e mineralizzazione in un serbatoio geologico

in Islanda. I ricercatori hanno analizzato il ciclo dalla cattura e liquefazione della CO₂ nel punto di origine, al suo trasporto e stoccaggio, determinando quanta nuova CO₂ viene prodotta. In tutti i casi la quantità di CO₂ sequestrata superava le emissioni prodotte lungo la catena dei trasporti. Lo stoccaggio in calcestruzzo riciclato da demolizione, il rapporto tra le emissioni immagazzinate e le nuove emissioni è del 90%; quando si immagazzina in un serbatoio geologico in Islanda, si arriva a circa l'80%, comprendendo il trasporto.

<https://ethz.ch/en>

Defibrillatori: con i droni arrivano prima



In caso di arresto cardiaco, ogni minuto può essere di troppo; in assenza di un DAE (defibrillatore automatico esterno) nelle vicinanze occorre attendere l'ambulanza, che potrebbe arrivare tardi. Ecco quindi nascere l'idea di sfruttare i droni per trasportare i DAE sul luogo del bisogno, più in fretta di come farebbe un'auto-medica. Se il cuore smette di battere fuori da un ospedale, le possibilità di sopravvivenza sono in genere inferiori al 10%. Un defibrillatore automatico, in grado di diagnosticare automaticamente ritmi cardiaci pericolosi ed erogare una scossa elettrica per riattivare il cuore, aumenta nettamente questa

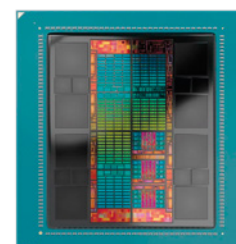
percentuale. Siccome i DAE sono progettati per essere utilizzati praticamente da chiunque, perché forniscono istruzioni chiare sull'uso, poterli portare in fretta sul luogo dove si trova il paziente è vitale. Un team di ricercatori svedesi ha condotto una sperimentazione della durata di 11 mesi nella periferia di Göteborg, dimostrando che i droni arrivano prima delle ambulanze nel 67% dei casi. Il progetto nasce da una collaborazione con l'operatore Everdane su 194,3 chilometri quadrati di aree semiurbane, supportando una popolazione di circa 200.000 abitanti. Nel progetto sono stati impiegati 5 droni DJI inviati da hangar in altrettante località. Ogni drone trasportava un DAE che poteva essere abbassato con un verricello da un'altitudine di 30 metri. Unici limiti all'utilizzo sono stati pioggia e vento forte, zone interdette al volo o chiamate provenienti da grattacieli.

<https://news.ki.se>

La prossima GPU di AMD è un superchip integrato 3D

AMD ha svelato il suo prossimo chip acceleratore AI, l'Instinct MI300, una versione del quale alimenterà il supercomputer El Capitan; questo System On Chip è una torta a strati di elaborazione, memoria e comunicazione alta tre fette di silicio, che può contenere fino a 17 terabyte di dati verticalmente. Il risultato è un aumento di 3,4 volte della velocità per alcuni calcoli critici per il machine learning. L'MI300a impila tre chiplet della CPU (chiamati die complessi di calcolo, o CCD, nel gergo di AMD) e sei chiplet di accelerazione (XCD) sopra quattro die di input-output (IOD), il tutto sopra un pezzo di silicio che li collega insieme a otto stack di DRAM ad alta larghezza di banda che circondano il superchip. Con il rallentamento del ridimensionamento dei transistor nel piano del silicio, lo stacking 3D è visto come un metodo chiave per ottenere più transistor nella stessa area e portare avanti la Legge di Moore. L'integrazione viene effettuata utilizzando due tecnologie della TSMC: CoWoS e SoIC. Quest'ultimo impila i chip più piccoli sopra quelli più grandi utilizzando il bonding ibrido, che collega i pad di rame su ciascun chip direttamente senza saldatura. Viene utilizzato per produrre V-Cache di AMD, un chiplet in espansione della memoria cache che si impila sui chiplet della CPU di fascia alta. Il primo, CoWoS, impila i chiplet su un pezzo di silicio più grande, chiamato interposer, costruito per contenere interconnessioni ad alta densità.

www.amd.com



SERVIZIO DI PROGETTAZIONE

L'area R&D di Futura Group studia, progetta e realizza prototipi per differenti settori utilizzando tecnologie innovative. Il team Futura Group è composto, oltre che dal personale dei nostri laboratori tecnici, anche da un numero elevato di collaboratori esterni, ciascuno specializzato nel proprio settore.



SERVIZIO DI REALIZZAZIONE PCB

Grazie al Servizio di realizzazione PCB potrai ricevere i tuoi circuiti stampati semplicemente caricando sul nostro sito il tuo Gerber e scegliendo le dimensioni e le caratteristiche preferite. È possibile ordinare schede a una singola faccia oppure multistrato, scegliendo anche il colore del solder.



Trasformiamo le tue idee in realtà!

FUTURA ELETTRONICA È IL TUO PARTNER DI RIFERIMENTO PER MOLTEPLICI SERVIZI.
I NOSTRI TECNICI SONO A TUA DISPOSIZIONE PER FORNIRE TUTTE LE INFORMAZIONI
E UNA VALUTAZIONE PERSONALIZZATA IN BASE ALLE TUE NECESSITÀ.

SERVIZIO TAGLIO LASER

Futura Elettronica offre la possibilità di realizzare mediante taglio laser i tuoi progetti in plexiglass (o metacrilato) con spessore massimo di 10 mm e con dimensioni massime lavorabili di 130x90 cm. Carica sul nostro sito il tuo file .DXF, scegli le dimensioni e le caratteristiche preferite.



SERVIZIO STAMPA 3D

Futura Elettronica mette a disposizione le proprie stampanti 3D FDM (fused deposition modeling), per chi intende realizzare un oggetto tridimensionale con dimensioni fino a 40x40x40 cm partendo da un modello 3D digitale. Carica sul nostro sito il tuo file .STL, scegli le dimensioni e le caratteristiche preferite.



**FUTURA
ELETTRONICA®**

www.futurashop.it

Futura Group srl
Via Adige, 11 • 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775

OSCILLOSCOPIO DA LABORATORIO 2 CANALI-100 MHz

COD. DSO2C10
€ 298,00



CARATTERISTICHE TECNICHE OSCILLOSCOPIO

Display: TFT 7" - Frequenza di campionamento (in tempo reale): 1GSa/s (canale singolo), 500MSa/s (due canali)
Larghezza di banda del canale analogico: 100 MHz - Funzione FFT (Fast Fourier Transform) integrata - Profondità di memoria: 8MB
Software per l'analisi in tempo reale con il PC - Porta USB Host, USB Device

OSCILLOSCOPIO DA LABORATORIO 2 CANALI-100 MHz CON GENERATORE FORME D'ONDA ARBITRARIE FINO A 25 MHz



COD. DSO2D10
€ 358,00

CARATTERISTICHE TECNICHE GENERATORE FORME D'ONDA

Numero canali: 1 - Sample Rate: 200 MSa/s - Risoluzione Verticale: 12 bit - Massima Frequenza di uscita: 25 MHz
Forma d'onda di uscita: sine, square, ramp, Exp, noise, DC - Forme d'onda arbitraria: Arb1, Arb2, Arb3, Arb4
Profondità forma d'onda: 4KSa - Ampiezza (range di uscita): 10mV~7Vp-p (alta impedenza) / 5mV~3.5Vp-p (50Ω)
DC offset: range $\pm 3,5$ V, alta impedenza / $\pm 1,75$ V, 50 Ω - Risoluzione: 100 μ V o 3 bits - Impedenza di uscita: 50 Ohm.

Le caratteristiche tecniche della parte relativa all'oscilloscopio sono le stesse del modello DSO2C10.

Coppia di ricetrasmittitori 8 canali PMR446

Comunica a costo zero con i nuovi
ricetrasmittitori PMR 446.

Ideali per: tempo libero, escursione, lavoro,
arrampicata, caccia, softair, o come interfono
all'interno dell'abitazione.

PORTATA
FINO A **5Km**
IN SPAZI APERTI

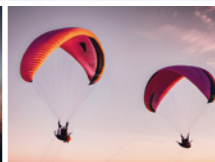
Coppia di ricetrasmittitori a 8 canali
operanti sulla banda UHF. Appartengono
alla categoria PMR446 e non necessitano
di licenza d'uso. Dispongono di display
retroilluminato, 10 tipi di suonerie di
chiamata, VOX per comunicare a mani
libere, funzione SCAN, tasto CALL di
chiamata e mini torcia a LED.

€ **35,50**

cod. WTA446



Escursionismo



Sport



Lavoro



Interfono

Prezzo IVA inclusa.

ANCHE I DETTAGLI PIÙ PICCOLI DIVENTANO VISIBILI!

**MICROSCOPI DIGITALI IN GRADO DI CATTURARE IMMAGINI
CON UN'INGRANDIMENTO FINO A 1200X.**

MICROSCOPIO DIGITALE 1-1200X CON MONITOR LCD A COLORI DA 7"

Microscopio digitale con ampio monitor LCD a colori da 7 pollici e ingrandimento fino a 1200X. Dispone di una telecamera a colori che riprende l'oggetto da ingrandire e lo visualizza in alta risoluzione sullo schermo LCD.

Le foto e i video degli oggetti ingranditi possono essere salvati su una SD card inserita nell'apposito slot (max 128GB, acquistabile separatamente). Il microscopio dispone di una base stabile in alluminio e di doppia luce a LED con bracci flessibili. La distanza del punto di osservazione del campione può essere facilmente regolata tramite l'asta a cremagliera che consente di ottenere una distanza che va da 10 a 130 mm. Lo schermo è ruotabile di 360° e inclinabile. Può funzionare tramite batteria al litio integrata oppure tramite l'alimentatore USB in dotazione.



cod. LCDMICROS7

€154,00



Prezzi IVA inclusa.

MICROSCOPIO DIGITALE CON INGRANDIMENTO FINO A 600X CON MONITOR LCD DA 4,3"

Microscopio digitale portatile, dotato di telecamera a colori con sensore da 3,6 Megapixel, monitor LCD a colori da 4,3", illuminatore composto da 8 potenti LED a luce bianca, batteria al litio ricaricabile integrata, slot per micro SD card (max 64GB) e staffa a ventosa.



cod. LCDMICROS

€102,00

MICROSCOPIO USB DIGITALE CON INGRANDIMENTO FINO A 500X

Microscopio USB digitale a colori da 2 Megapixel dotato di stand con supporto regolabile in altezza. Si collega alla porta USB e consente di catturare e visualizzare immagini e video direttamente sullo schermo del computer. Dispone di 8 LED bianchi, con intensità luminosa regolabile.



cod. CP745

€28,00