

Sistema di rilevamento di 16 temperature con interfacciamento a calcolatore tramite porta parallela

Il progetto utilizzato in questi appunti è tratto dal sito di Vincenzo

Villa www.vincenzov.net

Data sheet dei componenti utilizzati

- ✎ [ADC seriale Max 187](#)
- ✎ [Regolatore di tensione Max 603](#)
- ✎ [Amplificatore operazionale OP293](#)
- ✎ [Multiplexer analogico 74HC4067](#) o [4067](#)

SISTEMA DI RILEVAMENTO DI 16 TEMPERATURE CON INTERFACCIAMENTO A CALCOLATORE TRAMITE PORTA PARALLELA	1
LA PORTA PARALLELA	2
I tipi di porta parallela	4
La Standard Parallel Port (SPP).	5
La Enhanced Parallel Port (EPP).	5
La Extended Capabilities Port (ECP).	5
Configurare la porta parallela	6
L'assegnazione dei pin	9
La porta EPP	12
I segnali	14
I registri EPP	16
La scrittura di un dato	17
La scrittura di un indirizzo	21
IL SERIAL PERIPHERAL INTERFACE O SPI	29
COME AVVIENE LA COMUNICAZIONE	31
I CONVERTITORI ANALOGICO-DIGITALI	33
Servo-convertitore o tracking ADC o ADC ad inseguimento.	39

Convertitori ad approssimazioni successive	40
IL convertitore parallelo o flash	56
IL MULTIPLEXER ANALOGICO	59
IL SISTEMA DI RILEVAMENTO	69
Descrizione del circuito	69
Il software	74
Dimensionamento	74
Elenco dei componenti	76

La porta parallela

La porta parallela o *centronics* è, tra le interfacce disponibili sul personal computer, certamente la più popolare presso gli hobbisti elettronici grazie al fatto che presenta un discreto numero di ingressi ed uscite direttamente compatibili con gli usuali circuiti digitali. Inoltre il suo uso è particolarmente semplice.

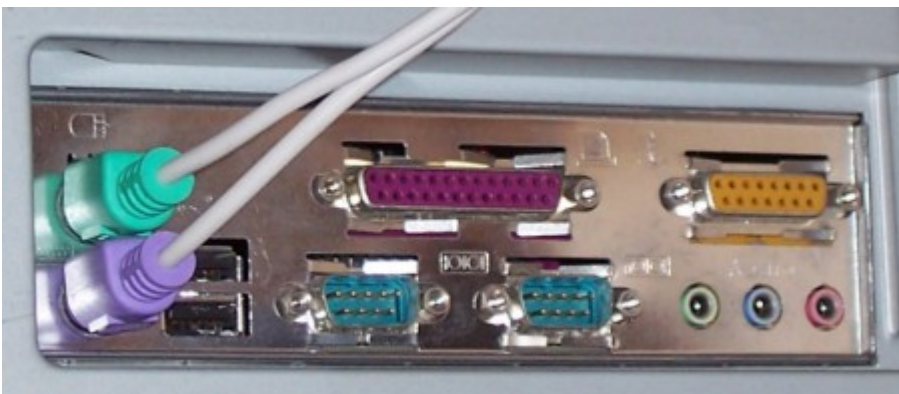
Il comune PC in genere possiede una sola porta parallela a cui possono essere connessi la stampante ed altri dispositivi "paralleli" (ZIP, scanner, lettori CD esterni...). Essa è spesso chiamata anche porta LPT (line printer), porta PRN (printer port), porta stampante oppure ancora interfaccia Centronics.

La porta parallela è facilmente riconoscibile guardando il computer dall'esterno: appare come un connettore a 25 poli DB25 femmina (cioè con 25 fori, disposti due due linee tra di loro sfalsate), posto normalmente sul retro del PC. Non va confusa con la porta seriale che, nei vecchi PC, è costituita da un connettore DB25 maschio

(cioè con gli "spilli"). Il connettore in genere installato sulle stampanti (centronics) è a 36 pin ed ha una diversa forma, pur avendo sostanzialmente la stessa funzione; in genere è scomodo da utilizzarsi in quanto ha troppi pin "inutili".



Nella prima fotografia, relativa ad un vecchio PC del 1990 circa si vede in alto il connettore della porta parallela ed in basso i connettori delle due porte seriali, un DB25 ed un DB9.



La seconda fotografia è relativa ad un PC più recente. La porta parallela è quella di color rosso. Gli altri connettori sono la porta joystick e midi (giallo), le due porte seriali a 9 pin, i tre connettori circolari audio (in basso sulla destra), i due connettori USB (sulla

sinistra, uno è in parte nascosto) e i due connettori per la tastiera e il mouse (verdi e viola, con i cavi collegati).



Nella fotografia: sulla sinistra un cavo maschio-maschio (i due connettori sono identici), un normale cavo centronics per il collegamento della stampante e, in primo piano, l'adattatore che converte un connettore maschio DB25 in un connettore femmina.

I tipi di porta parallela

Nel tempo la porta parallela montata nel PC si è evoluta anche se, con qualche eccezione, si è mantenuta la compatibilità con i primi modelli: questo significa che tutti i circuiti progettati per essere collegati alla porta parallela del primo PC-XT IBM possono, almeno in teoria, funzionare anche con un moderno P4.

Molti costruttori hanno in passato hanno apportato modifiche e miglioramenti allo standard SPP originario spesso senza porre

attenzione alla compatibilità con i modelli di altri produttori: ciò ha reso inutilizzabili sulla generalità dei PC le caratteristiche avanzate disponibili solo per alcune porte parallele.

Le categorie che comprendono tutte le porte "moderne" sono sostanzialmente tre:

La Standard Parallel Port (SPP). È il modello originario di porta parallela, installato sul primo PC XT. Pensata originariamente solo per la connessione alle stampanti, con qualche accorgimento permette anche altri usi. Tutti gli altri tipi di porta parallela sono compatibili con questo e quindi il software e l'hardware sviluppati per questa porta sono praticamente universali.

La Enhanced Parallel Port (EPP). Permette lo scambio bidirezionale dei dati fornendo un supporto hardware per l'hand shaking. È possibile raggiungere alte velocità di trasferimento, in alcune applicazioni anche 10 volte maggiori della SPP.

La Extended Capabilities Port (ECP). Permette la maggiore flessibilità di utilizzo, ha il supporto del DMA ed una grande varietà di modalità di funzionamento. Come contropartita è piuttosto difficile progettare hardware capace di usarla.

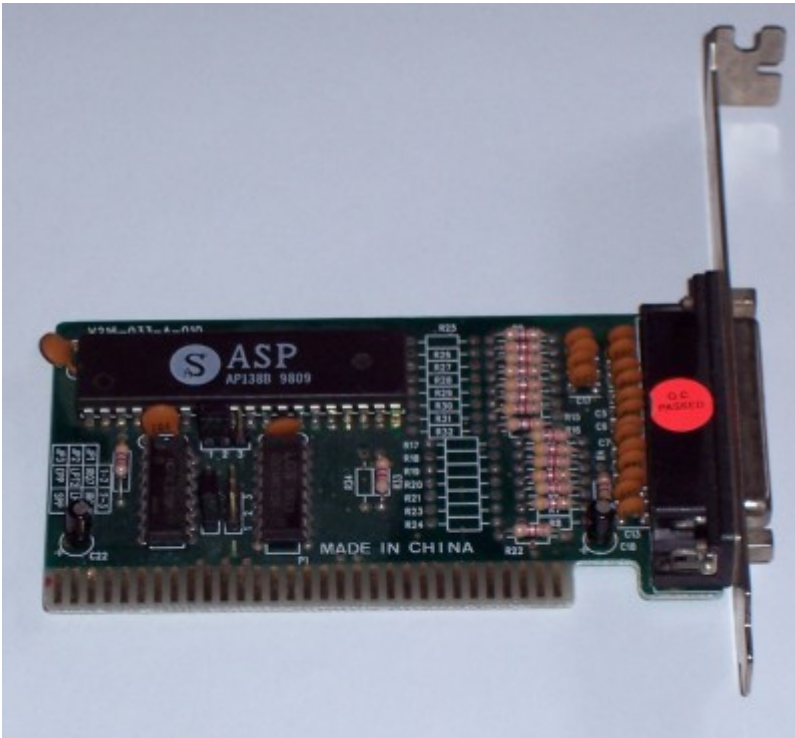
Tutti questi modi di funzionamento sono stati normati nello standard IEEE 1284 del 1994

Configurare la porta parallela

Se il PC è piuttosto vecchio (diciamo fino ad un 486 antecedente al 1995) e la porta parallela è installata su una scheda connessa al bus ISA o VL-bus, molto probabilmente la porta è una SPP e quindi non necessita di alcuna configurazione. In genere la stessa scheda che ospita il connettore stampante ha anche la funzione di controller per i dischi e le porte seriali o, in macchine molto vecchie, di scheda video.

Se la porta è costituita da un chip installato sulla scheda madre in genere è configurabile per alcuni o tutti i modi previsti dalla norma IEEE 1284. Per far ciò è necessario, prima della fase di boot, accedere al menu di configurazione dei parametri del BIOS e cercare alla voce *integrated peripherals* o simili. Per gli scopi che si vogliono raggiungere la porta va configurata come *normal* oppure *centronics* oppure *default* oppure ancora *printer mode*, tutti termini sostanzialmente equivalenti. Se previsto è anche possibile selezionare il modo *bi-directional* oppure *EPP*.

Se la porta è installata su una piccola scheda aggiuntiva, a volte è disponibile un jumper che permette di configurare la porta come SPP o EPP, oppure il produttore fornisce un software di configurazione.



Qui sopra, l'immagine della classica scheda parallela aggiuntiva su bus ISA.

La scheda va installata in uno slot libero, previa configurazione di alcuni jumper:

LPT1, LPT2 o, in alcuni casi, LPT3. Ovviamente occorre evitare la prima opzione se è già presente la porta parallela principale (cosa quasi sempre vera).

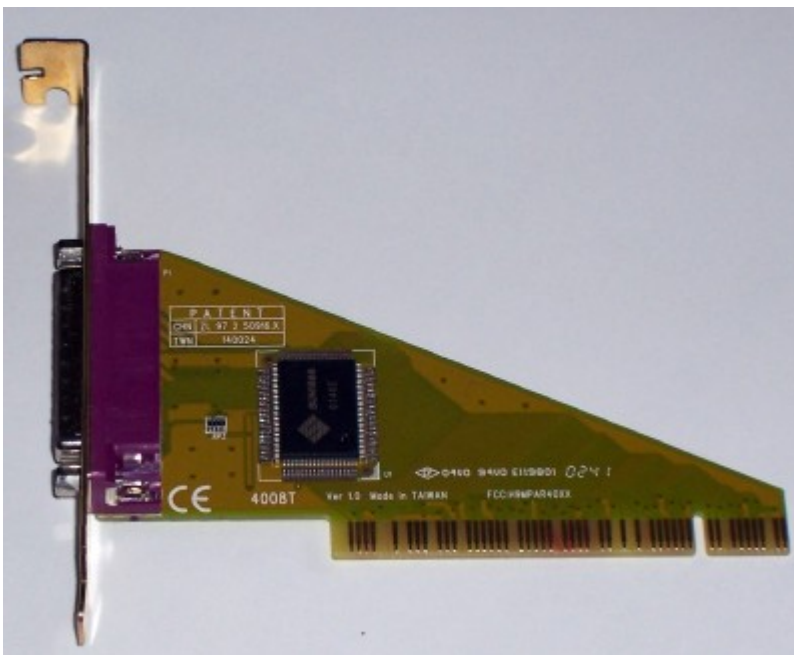
IR5 o IRQ7. Se non sapete cosa fare è opportuno non selezionare nessuno di questi jumper perché, nei PC datati normalmente configurati vi è penuria di interrupt.

Modo SPP o EPP o ancora (più raramente) ECP, quando disponibili.

Il modo EPP è più generale e quindi vi consiglio di attivarlo anche

nel caso in cui vogliate realizzare circuiti basati sulle idee presentate in questo tutorial.

Purtroppo molti PC recenti non dispongono del vecchio bus ISA, sostituito dal più performante PCI. Sono comunque disponibili anche schede per PCI come quella riportata nella fotografia seguente, in genere più costose ma anche più veloci.



Un problema che spesso si presenta con le schede PCI deriva dal fatto che non sono presenti jumper di configurazione ma per la configurazione occorre dipendere dai meccanismi di plug&play del BIOS e del sistema operativo o dai driver forniti dal costruttore (quando presenti!). Occorre anche dire che spesso i chip usati non sono documentati sulla rete. Nei PC moderni la porta parallela è gestita da un chip che controlla anche altre interfacce (seriali,

dischi...), direttamente saldato sulla scheda madre. In caso di errori nell'uso dell'interfaccia parallela si possono causare guasti fisici irreversibili che si ripercuotono sul funzionamento di tutto il PC. Il chip non è in genere sostituibile e ciò causa la necessità di dover cambiare tutta la scheda madre.

L'assegnazione dei pin

Complessivamente sono disponibili sul connettore della porta parallela 12 bit per l'output e 5 per l'input. Gli ingressi e le uscite sono TTL compatibili (alcuni possono essere a collettore aperto, in genere con resistore di pull-up integrato all'interno del PC) anche se le tensioni e le correnti effettivamente disponibili sono piuttosto variabili in funzione delle tecnologie impiegate per la costruzione della porta.

Su molti PC un uno logico appare come una tensione molto vicina ai 5V, uno zero come 0V (a vuoto). Le correnti disponibili sono in genere di almeno 5 mA sia di sink (cioè quando è il pin ad assorbire corrente) che di source (quando è il pin ad erogare corrente) ma spesso molto di più (anche 50 mA e più). Non si tratta però di una regola: in genere deve essere interpretato come uno logico qualunque tensione superiore ai 2V e come zero logico qualunque tensione inferiore a 0.8V. Inoltre si potrebbe ritenere che la

corrente assorbita da un'uscita (Isink) sia maggiore, anche di molto, di quella erogata (Isource).

E' quindi buona norma progettare circuiti che riescano a gestire correttamente segnali che rappresentano l'uno logico sia con i 2V sia con i 5V (quali per esempio i TTL, gli HCT o gli HC con resistore di pull-up. E' anche opportuno evitare correnti in ingresso o uscita superiori a qualche mA.

La seguente tabella riporta l'assegnazione dei pin (sia sul connettore DB25 che su quello Centronics), il loro nome, la direzione (Out significa che il PC invia il bit alla periferica) ed il nome del registro utilizzato per controllarli.

Pin DB25 (lato PC)	Pin centronics (lato stampante)	Nome	Direzione	Registro
1	1	Strobe	Out *	Control
2	2	Data 0	Out	Data
3	3	Data 1	Out	Data
4	4	Data 2	Out	Data
5	5	Data 3	Out	Data
6	6	Data 4	Out	Data

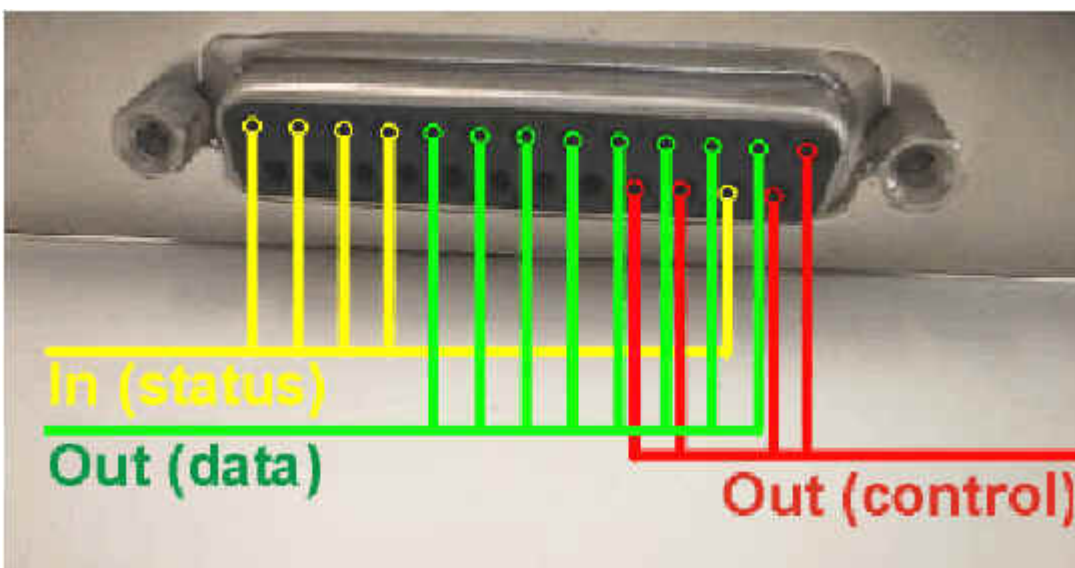
7	7	Data 5	Out	Data
8	8	Data 6	Out	Data
9	9	Data 7	Out	Data
10	10	Ack	In	Status
11	11	Busy	In	Status
12	12	Paper Out	In	Status
13	13	Select	In	Status
14	14	Linefeed	Out *	Control
15	32	Error	In	Status
16	31	Inizialize	Out *	Control
17	36	Select-in	Out *	Control
18-25	19-30, 33	Massa	-	-
-	18, 35	+ 5V (Rpu)	-	-
-	14, 34	Non usato	-	-

I pin di uscita evidenziati da un * sono utilizzabili anche come ingresso ma solo su alcune porte. In questo caso si tratta di un'uscita a collettore aperto (open collector).

Alcuni dei pin del connettore Centronics a 36 pin non sono presenti sul connettore a 25 pin.

Realizzando un circuito connesso alla porta parallela è opportuno collegare tutti i fili di massa, sia per semplificare il layout del circuito stampato sia per diminuire gli eventuali disturbi.

L'immagine seguente evidenzia i pin di uscita con l'indicazione dei relativi registri, visti dal connettore del PC. I pin non indicati sono tutti connessi a massa.



La porta EPP

Lo standard EPP 1.7 fu originariamente definito da un consorzio costituito da Intel, Xircom e Zenith ed in seguito recepito, con qualche variazione, della norma IEEE 1284 come EPP 1.9.

Diverse sono le caratteristiche interessanti della EPP:

Permette lo scambio bidirezionale di dati senza i problemi di compatibilità della SPP

È sufficientemente veloce, potendo garantire prestazioni confrontabili con quelle del bus ISA. Normalmente ha la stessa velocità della parallela ECP ed è decisamente più veloce della SPP. In funzione del tipo di chip utilizzato per costruirla e della connessione al bus di sistema (ma sostanzialmente indipendentemente dal processore, se questo è abbastanza moderno) la velocità può variare da 500 kilobyte a 2 megabyte al secondo

È più semplice da gestire rispetto alla ECP in quanto non richiede una particolare "intelligenza" alle periferiche né l'uso di driver particolarmente complessi sul PC. Infatti la comunicazione è completamente controllata dall'hardware attraverso semplici istruzioni di I/O anche senza l'uso di interrupt o DMA.

In genere tutte le porte parallele recenti sono EPP-compatibili anche se occorre impostare correttamente questa modalità di funzionamento agendo sui parametri del BIOS o posizionando un ponticello. Se la porta permette la configurazione come EPP 1.7 oppure EPP 1.9, si consiglia la seconda opzione.

I segnali

La porta EPP utilizza gli stessi connettori e segnali della porta Centronics; ne ridefinisce però i nomi e la funzione, secondo la seguente tabella.

Pin	Nome SPP	Nome EPP	Direzione	Funzione EPP
1	Strobe	nWRITE	Out	Questo segnale basso indica una scrittura
2	Data 0	PD 0	Bidirezionale	Trasporta dati e indirizzi
3	Data 1	PD 1	Bidirezionale	Trasporta dati e indirizzi
4	Data 2	PD 2	Bidirezionale	Trasporta dati e indirizzi
5	Data 3	PD 3	Bidirezionale	Trasporta dati e indirizzi
6	Data 4	PD 4	Bidirezionale	Trasporta dati e indirizzi
7	Data 5	PD 5	Bidirezionale	Trasporta dati e indirizzi
8	Data 6	PD 6	Bidirezionale	Trasporta dati e indirizzi
9	Data 7	PD 7	Bidirezionale	Trasporta dati e indirizzi
10	Ack	Interrupt	In	Se abilitato, genera un interrupt sul fronte di salita
11	Busy	nWAIT	In	Usato per la sincronizzazione.
12	Paper Out	-	In	Non usato

13	Select	-	In	Non usato
14	Linefeed	nDSTRB	Out	Quando basso indica un trasferimento di dati
15	Error	.	In	Non usato
16	Inizialize	Reset	Out	Attivo basso, resetta le periferiche
17	Select in	nASTRB	Out	Quando basso indica un trasferimento di indirizzi
18-25	Massa	Massa		

La numerazione dei pin è relativa al connettore femmina DB25 presente sul retro del PC. Per alcuni pin della modalità EPP è indicato il nome premettendo la lettera "n" minuscola (per esempio nASTRB) per indicare che è attivo basso; a volte lo stesso pin è indicato senza tale prefisso oppure con un segmento al disopra (qualunque sia la convenzione usata non vi sono però modifiche ai livelli logici ed i diagrammi temporali indicati sono quelle "fisicamente" presenti).

Come si nota tre pin di ingresso non sono usati nello standard EPP e quindi possono essere gestiti direttamente dal programma, attraverso le stesse tecniche della porta SPP. Tutti gli altri segnali

sono gestiti direttamente dall'HW della porta parallela anche se rimangono comunque disponibili per il controllo via SW secondo le modalità SPP. Ad esclusione dei tre segnali di ingresso non utilizzati non è però consigliabile un utilizzo contemporaneo della modalità EPP e SPP.

I registri EPP

La gestione della EPP avviene attraverso otto registri consecutivi, ciascuno formato da otto bit, presentati nella tabella seguente. Con *Base* si intende l'indirizzo di base della porta parallela, in genere 0x378 oppure 0x278. Si noti che la porta EPP non può avere indirizzo 0x3BC, corrispondente nella nomenclatura DOS a LPT3.

Indirizzo	Nome	R/W
Base + 0	SPP data port	W
Base + 1	SPP status port	R
Base + 2	SPP control port	W
Base + 3	EPP Address port	R/W
Base + 4	EPP data port	R/W
Base + 5	EPP dataport - 16 bit	R/W
Base + 6	EPP dataport - 32 bit	R/W

Base + 7	EPP dataport - 32 bit	R/W
----------	-----------------------	-----

Le modalità a 16 e 32 bit non sono supportate da tutte le parallele EPP: in questo caso i registri corrispondenti non sono definiti.

Come riportato nella tabella i primi tre registri sono sostanzialmente identici sia come nome che come funzione ai registri della SPP e non verranno quindi qui descritti. Questo permette di usare una porta EPP in tutte le applicazioni in cui è richiesta una porta SPP, senza alcuna modifica all'HW o al SW. L'unico problema si può eventualmente presentare qualora si vogliano sfruttare alcune caratteristiche elettriche della SPP, quale la presenza di pin a collettore aperto.

La scrittura di un dato

Come già anticipato nella precedente tabella gli otto pin PD0... 7 permettono il trasporto bidirezionale sia di indirizzi che di dati, ovviamente in tempi diversi.

La sincronizzazione del trasferimento è realizzata attraverso una coppia di segnali che devono essere attivati alternativamente da trasmettitore e ricevitore, secondo uno schema detto "intelocking handshakes". Ciò permette di adeguare la velocità al dispositivo più lento tra quelli collegati.

Il registro Base+4 (*Data port*) permette di scrivere (o di leggere) un dato sui pin della LPT, semplicemente facendo una singola operazione di scrittura (o lettura).

Di seguito si riporta il diagramma temporale semplificato con l'andamento dei segnali nel caso di scrittura di un dato (cioè un byte è generato dal PC e ricevuto dalla periferica). In verde sono indicati i segnali pilotati dal PC, in rosso quelli pilotati dalla periferica:

Il ciclo inizia con la scrittura da parte del processore di un byte nel registro Base+4 (ciclo generato dall'esecuzione di un'operazione di I/O e quindi legato alle variazioni dei segnali interni al PC IOCHRDY, WR e D0..D7, non indicati nel diagramma temporale in quanto non disponibili sul connettore EPP)

nWRITE diventa basso, per indicare un'operazione di scrittura. Questa fase inizia nella EPP 1.9 solo se nWAIT è tenuto basso dalla periferica (come indicato nel diagramma); altrimenti la sequenza si sospende e riprende sul fronte di discesa di nWAIT

Sono posti sui pin PD0...PD7 i dati scritti nel registro

nDSTRB diventa basso per indicare un trasferimento di dati. Queste tre ultime operazioni sono, se nWAIT è basso, praticamente contemporanee, come rappresentato nel diagramma temporale

Il PC attende che nWAIT, generato dalla periferica, diventi alto. Tale evento deve avvenire entro qualche microsecondo. In questo momento termina l'esecuzione dell'operazione di scrittura da parte del processore che può riprendere l'esecuzione del programma temporaneamente sospeso.

E' disattiva nDSTRB

nWRITE diventa alto (cioè inattivo)

I dati presenti su PD0... PD7 non sono più validi. Non è specificato cosa succede: da una serie di informazioni sembra che, a seconda del chip utilizzato, non si hanno cambiamenti oppure viene generato il byte precedentemente scritto in Base+0 oppure ancora i pin sono posti in alta impedenza. Il consiglio è quello di non fare nessun affidamento sullo stato assunto dopo la disattivazione di nWRITE.



Alcune osservazioni:

Tutta la sequenza è realizzata dall'HW: il software deve limitarsi alla scrittura di un singolo byte nel registro opportuno. Il tempo impiegato potrebbe però essere maggiore di quello richiesto da una semplice operazione di I/O perché è previsto l'inserimento di stati d'attesa fino al termine del ciclo, in dipendenza del segnale generato dalla periferica. Ciò permette alla periferica di acquisire il dato lentamente, sospendendo il programma.

Per acquisire il dato presente sul bus una periferica veloce (per esempio un flip-flop edge-triggered) potrebbe utilizzare il fronte di salita di nDSTRB (o di nWait): infatti i dati permangono validi ancora per un tempo di qualche decina di ns, adeguato a garantire il tempo di hold richiesto dai normali circuiti integrati digitali.

Potrebbe invece essere opportuno utilizzare il livello basso o il fronte di discesa di nDSTRB nel caso in cui la periferica sia costituita da un microcontrollore (il ritardo tra l'attivazione di nDSTRB e la validità dei dati è limitato, in funzione del chip utilizzato, a qualche decina di ns ma spesso è addirittura negativo).

Se si utilizza la EPP 1.9 il ciclo inizia solo se il segnale nWAIT è basso. In caso contrario si ha la sospensione o addirittura l'interruzione dell'operazione, evento quest'ultimo segnalato da un timeout, come descritto più avanti.

Se si utilizza la EPP 1.7 lo stato iniziale di nWAIT è ignorato. Questo permette di utilizzare periferiche progettate per la EPP 1.9 anche con porte EPP 1.7 (ma non il contrario)

Qualora la periferica non dovesse alzare il segnale di nWAIT entro un tempo "ragionevole", il ciclo viene interrotto ed il timeout segnalato come descritto più avanti.

Il punto 7 dell'elenco precedente si verifica solo se non ci sono altre operazioni di scrittura sulla porta EPP ancora pendenti. In caso contrario nWRITE rimane attivo ed inizia un nuovo ciclo.

La scrittura di un indirizzo

Il ciclo per la scrittura di un indirizzo è sostanzialmente identico alla scrittura di un dato. Le differenze sono solo due:

Il software deve scrivere nel registro Base+3 invece che in Base+4

Il segnale coinvolto non è nDSTRB ma nASTRB

Le altre operazioni, incluse le temporizzazioni ed i timeout, rimangono invariate.

Occorre notare che il termine "indirizzo" oppure "dato" è puramente convenzionale e nulla impedisce di utilizzarli come dato1 e dato2, se nella specifica applicazione hanno questa funzione.

La lettura di un dato o di un indirizzo

La porta EPP gestisce in modo automatico anche il transito di dati ed indirizzi da periferica a PC.

Il ciclo inizia con la lettura da parte del processore del registro Base+4 (oppure base+3 nel caso di lettura di un indirizzo). I segnali interni coinvolti sono, al solito, D0... D7, RD e IOCHRDY e non indicati nello schema semplificato

nDSTRB (oppure nASTRB nel caso di lettura di un indirizzo) diventa basso. Notare che nWRITE rimane alto, cioè inattivo. Anche in questo caso il ciclo inizia nel caso della EPP 1.9 solo se nWAIT è mantenuto basso dalla periferica

La periferica deve mandare sul bus PD0...PD7 i dati (o gli indirizzi). In realtà la periferica può impostare PD0...PD7 in un momento qualunque antecedente questo istante

La periferica deve alzare il pin nWAIT.

Il PC acquisisce il dato da PD0...PD7 in corrispondenza del fronte di salita di nDSTRB (oppure nASTRB).

Il PC pone alto nDSTRB (o nASTRB) e il ciclo termina. I buffer della porta EPP rimangono nello stato di alta impedenza (anche se non tutte le fonti affermano esplicitamente ciò)

La periferica deve porre nWAIT basso prima dell'inizio del ciclo successivo



È necessario che, in corrispondenza la disattivazione di nDSTRB (oppure di nASTRB) siano mantenuti stabili i pin PD0...7 al fine di rispettare i tempi di set-up e di hold della porta: per sicurezza è opportuno che la periferica mantenga i dati stabili per qualche centinaio di ns nell'intorno del fronte di nDSTRB .

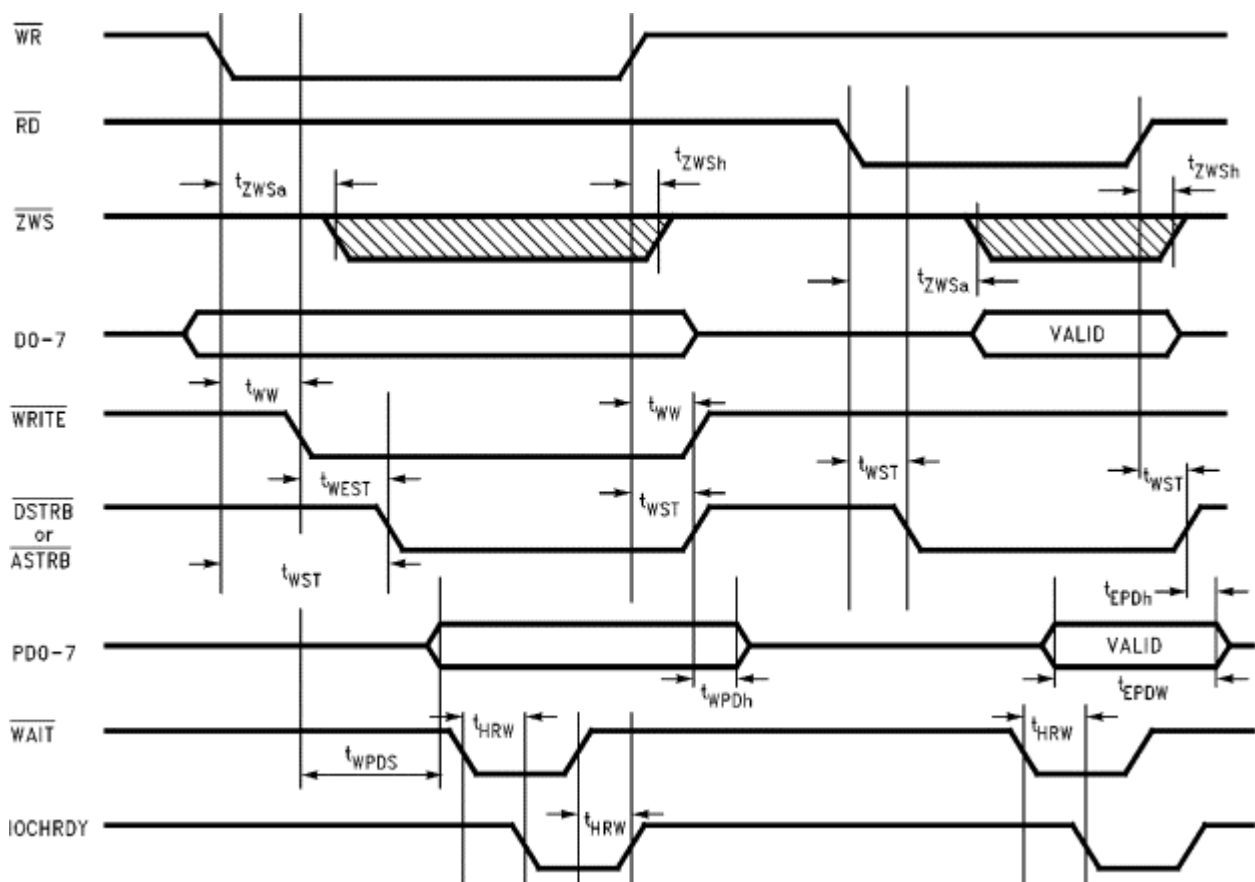
Un esempio reale

Nella figura seguente sono riportate le temporizzazioni dettagliate della porta EPP PC87307VUL prodotta da National Semiconductor (<http://www.national.com>) e ampiamente usato in molti PC. Tale grafico è utilizzabile per la progettazione anche se occorre notare che non si tratta dello standard ufficiale ma solo di un'implementazione relativa ad uno specifico chip.

Accanto ai segnali riportati anche nei precedenti diagrammi semplificati sono presenti anche alcuni segnali interni al PC (WR, RD, D0... 7, IOCHRDY, ZWS), utili per comprendere nel dettaglio il

funzionamento del chip ma non necessari per la progettazione di periferiche esterne.

Nel diagramma temporale è rappresentata un'operazione di scrittura seguita da una di lettura. Dallo stato del segnale nWAIT all'inizio del ciclo si vede che la rappresentazione grafica è relativa alla EPP 1.7, come del resto chiarito dalla nota 1.



Simbolo	Parametro	Condizioni	Min	Max	Unità
t_{WW}	Tempo tra i fronti di \overline{WR} (interno) e di \overline{nWRITE} (1)			45	ns
t_{WST}	Tempo tra i fronti di \overline{WR}	EPP 1.7		45	ns

	(interno) e di nDSTRB (o nASTRB) (2)	EPP 1.9 (1)		65	ns
tWEST	Tempo tra l'attivazione di nWRITE e di nDSTRB (o nASTRB)	EPP 1.7	0		ns
		EPP 1.9	10		ns
tWPDh	Tempo di hold di PD0...PD7 dopo che nDSTRB (o nASTRB) diviene inattivo		50		ns
tHRW	Tempo tra l'attivazione di nWAIT e IOCHRDY (3)	EPP 1.7		40	
tWPDS	PD0...PD7 validi dopo che nWRITE diviene attivo			15	ns
tEPDW	Tempo di validità di PD0...PD7		80		ns
tEPDh	Validità di PD0...PD7 dopo nDSTRB o nASTRB		0		ns

(1) I tempi tWW e tWST sono, nel caso della EPP 1.9, relativi al fronte di WR solo se nWAIT è basso. Altrimenti sono misurati rispetto all'istante in cui nWAIT diviene basso.

(2) E' garantito che nWRITE non passi da basso ad alto prima di nDSTRB (o nASTRB)

(3) Nel caso di EPP 1.9, tempo tra l'attivazione di nRD o nWR e IOCHRDY

Il time-out

Il tempo impiegato dalla porta EPP per completare un ciclo di scrittura o di lettura dipende sostanzialmente dal tempo che la periferica impiega per gestire il pin nWRITE. E' infatti secondario il tipo di chip utilizzato, il tipo di processore e, anche se in misura minore, il tipo di bus con cui la porta EPP è collegata al processore.

Il pin nWRITE interviene direttamente sul segnale IOCHRDY interno al computer che ha lo scopo di sospendere l'esecuzione dell'istruzione di I/O fino al suo completamento, inserendo un certo numero di cicli di ritardo. Si noti che tale sospensione avviene all'interno di un'operazione elementare e questo blocca completamente l'hardware del processore, rendendo impossibile la prosecuzione del programma o l'intervento del sistema operativo, qualunque esso sia. Questo meccanismo porterebbe quindi ad un blocco irreversibile dell'intero computer se, per esempio, nessuna periferica fosse collegata alla porta EPP...

La soluzione è costituita da una sorta di watchdog (cane da guardia) che rileva la situazione appena descritta ed interrompe la sospensione del processore intervenendo direttamente sull'hardware sbloccando il segnale IOCHRDY dopo alcuni microsecondi di inattività. Questo errore è segnalato attraverso l'uso del bit 0 del registro di stato (indirizzo Base+1): se tale bit vale 0 non vi sono stati errori, se vale 1 il ciclo non si è potuto completare a causa di un timeout.

E' opportuno verificare regolarmente questo bit se si utilizza la modalità EPP. Si noti che in caso di errore il SW deve esplicitamente azzerare questo bit altrimenti anche tutte le operazioni successive genereranno a loro volta un timeout.

La lettura/scrittura di dati a 16 e 32 bit

Alcune parallele EPP supportano il trasferimento di dati a 16 e 32 bit. Per fare ciò è sufficiente scrivere (o leggere) una word (16 bit) o una double word (32 bit) nel registro base+4; la porta provvederà a convertire quest'unica scrittura (o lettura) in due o quattro cicli EPP. Il vantaggio è costituito dal fatto che il processore esegue più velocemente la scrittura o la lettura, eseguendo una sola operazione di I/O invece di due o quattro.

Non tutte le porte parallele EPP supportano tale metodo e ciò limita la portabilità tra macchine diverse di questa tecnica.

Per gli indirizzi è previsto solo il trasferimento di 8 bit.

La preparazione della porta

Prima di utilizzare la porta in modalità EPP è opportuno eseguire due operazioni:

La porta EPP nel suo stato inattivo ha i segnali nDSTRB, nASTRB e nWRITE alti. In alcune porte, prima dell'inizio del primo ciclo di I/O EPP, potrebbe essere necessario porli manualmente in questo stato scrivendo direttamente nel registro di controllo SPP. Nel caso di porte che non richiedono questa impostazione, l'operazione è inutile ma assolutamente non dannosa, né per la configurazione della porta né per la periferica

Alcune porte non possono iniziare un ciclo EPP se il buffer bidirezionale della porta SPP è stato configurato in ingresso attraverso il settaggio del bit 5 del registro di controllo

Per questi motivi è opportuno porre sul registro di controllo il byte 00000100b attraverso l'istruzione:

```
outportb (control_reg, 0x04);
```

Questa operazione è necessaria una sola volta, all'inizio del programma: nelle successive operazioni di I/O il controllo di questi

segnali è gestito unicamente dall'HW. La successiva gestione via SW potrebbe addirittura creare problemi e pertanto vivamente sconsigliata.

Prima dell'utilizzo è ovviamente necessario impostare la porta (attraverso il settaggio dei parametri del BIOS o un apposito jumper) come EPP 1.7, 1.9 oppure EPP/SPP.

Il Serial Peripheral Interface o SPI

Il Serial Peripheral Interface o SPI è un *bus* standard di comunicazione seriale ideato dalla *Motorola* e sviluppato, in una sua variante, anche dalla *National Semiconductor* con il nome di bus Microwire.

Il bus SPI è un bus sincrono e full-duplex ideale in tutte quelle situazioni in cui un dispositivo master deve interfacciarsi a diversi dispositivi slave e con loro dialogare in modo efficace e performante.

Esso si basa su 4 segnali:

SCLK Serial Clock

SDI Serial Data Input

SDO Serial Data Output

CS Chip Select

Di questi il Chip Select non è indispensabile in tutte le situazioni.

Il segnale SCLK è il clock seriale che scandisce gli istanti di emissione e di lettura dei bit sulle linee di dato. È un segnale emesso dal master ed è quindi quest'ultimo a richiedere di volta in volta la trasmissione di una parola.

Il segnale SDI è la linea attraverso cui il dispositivo (master o slave) riceve il dato seriale emesso dalla controparte. Corrispondentemente, il dispositivo emette, con la stessa cadenza, il suo output ponendo il dato sulla linea SDO (linea di output di dato).

La linea CS è dedicata all'abilitazione del dispositivo slave da parte del master che così facendo abilita l'uno o l'altro dispositivo slave che si affaccia al bus ad intrattenere una trasmissione. La linea CS, normalmente attiva bassa, in caso di disabilitazione lascia il dispositivo slave con uscita in alta impedenza e quindi isolato completamente dal bus indifferentemente dall'esistenza del segnale di clock.

Il numero di dispositivi slave che si possono connettere al bus è limitato esclusivamente dal numero di possibili linee di chip select gestibili dal dispositivo master. La frequenza di clock, e di conseguenza la velocità del bus, può raggiungere, con questo

standard, livelli anche elevati nell'ordine delle decine di MHz ed anche oltre.

Come avviene la comunicazione

La trasmissione dei dati sul bus SPI si basa sul funzionamento dei registri a scorrimento (shift register). Ogni dispositivo sia master che slave è dotato di un registro a scorrimento interno i cui bit vengono emessi e, contemporaneamente, immessi, rispettivamente, tramite l'uscita SDO e l'ingresso SDI. Il registro può avere dimensione arbitraria (ma uguale per dispositivo master e slave) anche se usualmente ha la dimensione di 8 bit.

Il registro a scorrimento è un'interfaccia completa mediante la quale vengono impartiti comandi e trasmessi dati che arrivano in modo seriale ma che internamente sono prelevati, a fine trasmissione, in modo parallelo.

Ad ogni impulso di clock i dispositivi che stanno comunicando sulle linee del bus emettono un bit dal loro registro interno rimpiazzandolo con un bit emesso dall'altro interlocutore. La sincronizzazione è fatta sui fronti di clock di salita o di discesa regolata da 2 parametri impostabili: CKP e CKE.

CKP regola la polarità del clock ovvero discrimina lo stato normale di riposo cui si porta la linea di clock quando non è attiva. Quando

CKP è impostato a 0 il clock, nel suo stato di riposo, si porta a livello logico basso, viceversa si porta a livello logico alto, durante il tempo di inattività, se CKP è impostato ad 1.

CKE regola il fronte di clock in cui il ricevente campiona il segnale in ingresso. Se $CKP=0$ allora con CKE possiamo scegliere di campionare il dato sul fronte di discesa del segnale di clock, impostando $CKE=0$, oppure sul fronte di salita, impostando CKE ad 1. L'inverso accade se CKP è settato ad 1.

Queste opzioni, in genere, sono impostabili sul dispositivo master e permettono di adattarlo a tutte le possibili varianti di dispositivi slave che normalmente, invece, vengono progettati per avere uno dei 4 modi di comunicazione possibili (tutte le combinazioni di CKE e CKP).

Le modalità di funzionamento più spesso utilizzate dai dispositivi in commercio sono quelle con $CKE=CKP=0$ e con $CKE=CKP=1$.

Il dato di output è emesso sempre in corrispondenza della prima transizione del clock.

La comunicazione viene intrapresa sempre su iniziativa del dispositivo master che abilita lo slave tramite CS e successivamente impone il clock sulla linea dedicata. Con questa procedura ha inizio lo scambio dei bit tra i due registri. Alla fine di ogni parola

trasmessa il contenuto del registro dello slave sarà passato al master e viceversa. Con opportune parole identificative si possono inviare comandi al dispositivo ricevente che potrà effettuare l'elaborazione assegnata ponendo quindi nel suo shift-register il dato richiesto che al prossimo ciclo di trasmissione verrà trasmesso al richiedente.

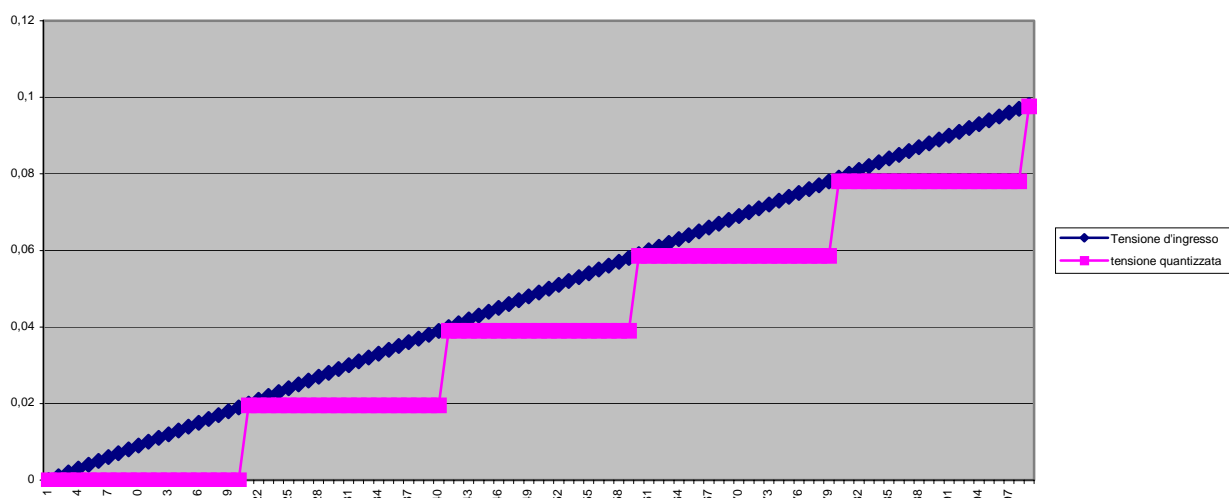
I convertitori analogico-digitali

Un convertitore analogico digitale ha la funzione inversa a quella di un convertitore DAC, poiché il suo scopo è quello di permettere ad un sistema a microprocessore di acquisire informazioni su grandezze analogiche, trasformandole in stringhe di bit corrispondenti. Quindi un ADC accetta in ingresso una grandezza analogica, per esempio una tensione, e restituisce in uscita un numero espresso in forma binaria secondo un opportuno codice, che rappresenta la grandezza analogica in ingresso.

Nella conversione analogico/digitale è ineliminabile la perdita d'informazione. Infatti una grandezza analogica varia con continuità all'interno di un range quindi assume infiniti valori mentre la grandezza numerica in uscita può assumere un numero finito di valori in dipendenza del numero di bit che compongono il dato in uscita. Se, ad esempio, abbiamo un ADC ad otto bit che accetta in

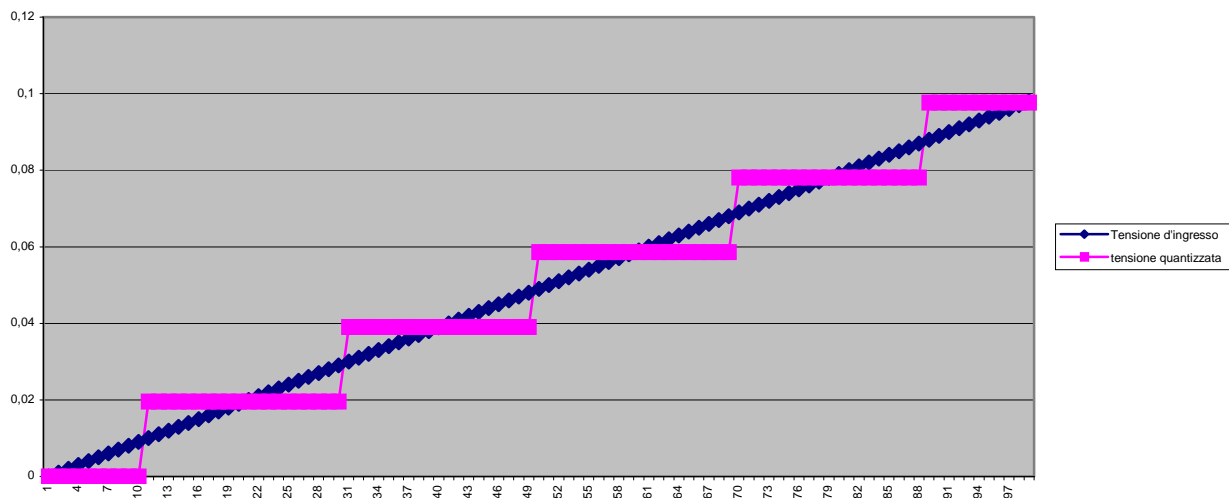
ingresso tensioni comprese fra 0 e 5 volt, poiché con 8 bit sono rappresentabili soltanto $2^8=256$ combinazioni diverse, si possono rappresentare soltanto 256 valori diversi di tensioni d'ingresso, valori che differiscono fra loro di un quanto Q pari a $5 \text{ volt}/256=19,3 \text{ millivolt}$ circa. Ciò significa che una variazione della tensione d'ingresso inferiore al quanto non verrebbe rilevata in uscita. Il quanto viene anche detto intervallo di quantizzazione. Tale intervallo di quantizzazione o errore di quantizzazione può essere minimizzato soltanto aumentando il numero di bit che costituiscono l'uscita dell'ADC.

Supponiamo ora, sempre continuando con il nostro esempio, di fare in modo che il numero prodotto in uscita dall'ADC vari da N ad $N+1$ quando la tensione di ingresso varia fra $N*Q$ ed $(N+1)Q$.



Come si può notare, l'errore massimo che si commette, confrontando la tensione quantizzata con la tensione d'ingresso è proprio pari al quanto.

Vediamo ora un secondo esempio in cui facciamo in modo che l'uscita vari da N ad N+1 quando la tensione d'ingresso sia compresa a metà dell'intervallo compreso fra NQ ed (N+1)Q.



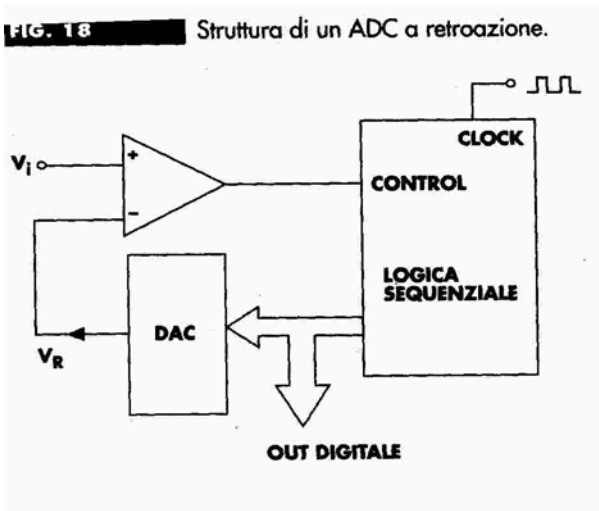
come si può verificare dal grafico e dai calcoli effettuati dal foglio elettronico si vede che l'errore massimo che si commette diventa la metà del quanto. Questa è la scelta ottimale, nel senso che permette di minimizzare l'errore di quantizzazione. . poiché con n bit si possono comporre al massimo 2^n combinazioni diverse, il numero in uscita può essere al massimo $2^n - 1$ corrispondente ad una tensione quantizzata $V = Q * (2^n - 1)$. La tensione $V_{FS} = Q * 2^n$ viene detta

tensione di fondo scala. Nella migliore delle ipotesi l'errore di quantizzazione è pari a $Q/2 = (V_{FS}/2^n)/2 = V_{FS}/2^{n+1}$.

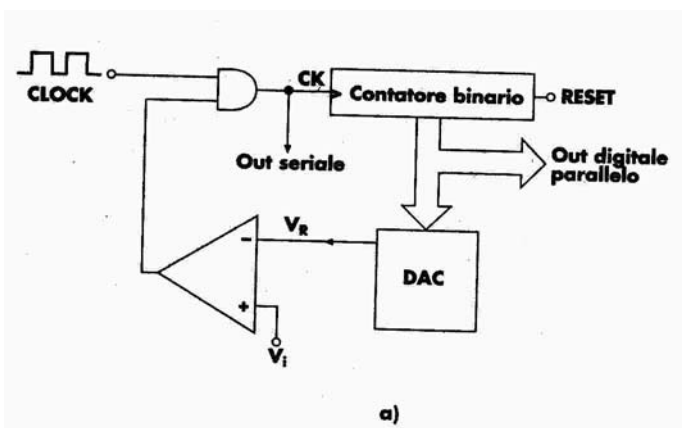
L'errore di quantizzazione si può interpretare come un rumore indesiderato che si sovrappone al nostro segnale d'ingresso. Con una serie di passaggi matematici si trova che il rapporto fra il segnale e questo rumore diventa tanto migliore quanto maggiore è il rapporto fra il valore massimo del segnale ed il valore di fondo scala dell'ADC. Questo deriva dal fatto che un segnale di piccola ampiezza rispetto al valore di fondo scala dell'ADC non ne sfrutta tutta la risoluzione. Se dobbiamo convertire un segnale, quindi, conviene prima amplificarlo in modo da portare il suo valore massimo al massimo valore ammissibile in ingresso all'ADC. Dalla formula matematica che abbiamo tralasciato nonostante sapessimo di poter contare sulle vostre incredibili capacità matematiche universalmente riconosciute, si vede anche che il rapporto segnale-rumore migliora al crescere del numero n dei bit dell'ADC.

Il principio di funzionamento di un ADC è rappresentato in figura. Il blocco logica sequenziale è un blocco che è in grado di generare tutte le combinazioni possibili degli n bit dell'ADC. Queste sequenze di bit vanno in ingresso ad un DAC che genera la corrispondente tensione in uscita. Appena tale tensione diventa maggiore o uguale

a quella di ingresso, l'uscita del comparatore va bassa bloccando il circuito sequenziale e congelando la stringa di bit che si voleva ottenere come risultato della conversione.

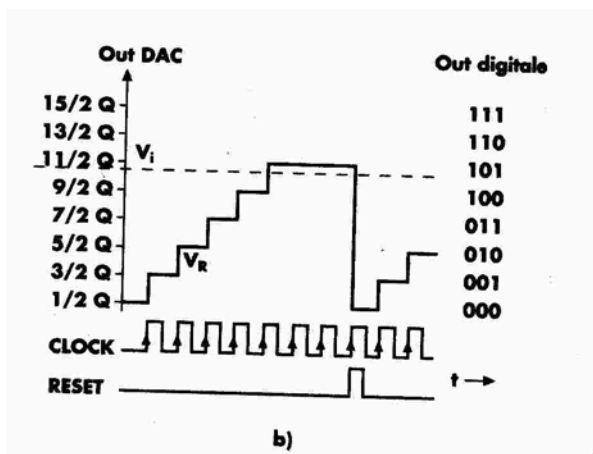


questo è lo schema di principio dei **convertitori A/D a retroazione**. L'esempio più semplice è il **counting ADC o convertitore a conteggio o a gradinata** il cui schema di principio è il seguente



In questo ADC il circuito di logica sequenziale è un contatore binario, pilotato da un clock. Ad ogni impulso di clock il contenuto del contatore binario si aggiorna . il numero contenuto nel

contatore passa al DAC. Quando la gradinata prodotta dal DAC raggiunge e supera il valore di tensione V_i , l'uscita del comparatore va a zero per cui blocca a zero l'uscita della porta AND, impedendo al clock di raggiungere il contatore binario. In tal modo l'uscita del contatore binario rimane congelata. Per far partire una nuova conversione occorre resettare il contatore binario mediante il segnale di RESET.

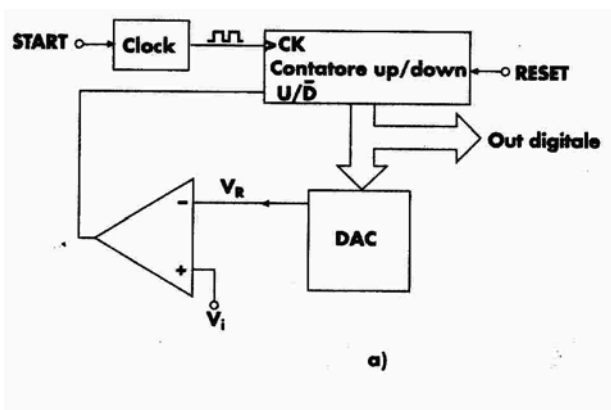


Questo tipo di convertitore presenta come problema fondamentale quello del tempo impiegato per la conversione che è elevato ed inoltre è molto variabile a seconda della tensione da convertire. Infatti tanto più è elevato il valore di tale tensione tanto maggiore sarà il numero di periodi di clock necessari perché l'uscita del DAC giunga a superare la tensione d'ingresso. Per sicurezza chi progetta il circuito in cui è inserito l'ADC, per evitare problemi di sincronizzazione dovrà considerare prudenzialmente il tempo

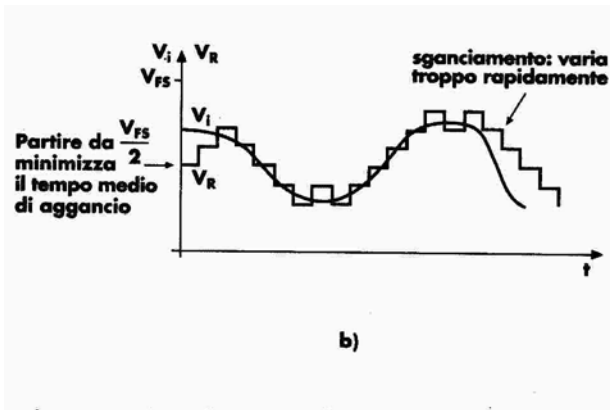
massimo possibile che coincide con il tempo necessario affinché il contatore giunga a contare il numero massimo possibile che è 2^n-1 .

Servo-convertitore o tracking ADC o ADC ad inseguimento.

Se il segnale di ingresso diminuisce la sua ampiezza dopo che l'ADC ha portato a termine la sua conversione, il convertitore a gradinata non può modificare la sua uscita per seguire la diminuzione del segnale in ingresso. Per ottenere questa possibilità possiamo modificare lo schema precedente sostituendo al contatore up un contatore up/down facendo in modo che l'uscita del comparatore serva per selezionare la direzione del conteggio (vedi figura)



se la tensione d'ingresso è minore di quella fornita dal DAC, l'uscita del comparatore è a zero per cui il contatore funziona in modalità down e la tensione di uscita del DAC tende a diminuire. Se la tensione da convertire diventa superiore a quella del DAC, l'uscita del comparatore va ad 1 ed il contatore viene impostato in modalità up. Nella figura seguente è mostrato il processo di aggancio

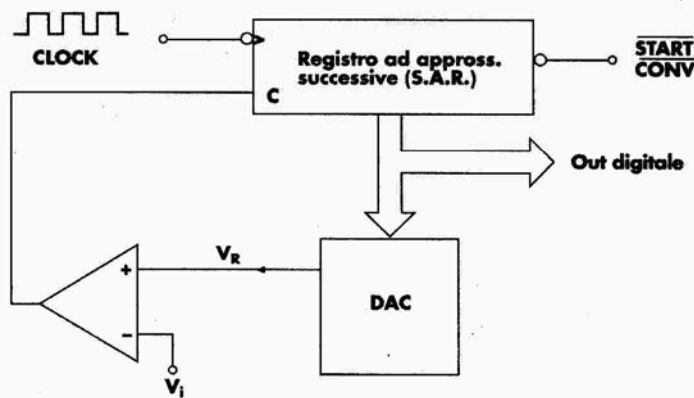


se il convertitore è lasciato libero di inseguire le variazioni della tensione d'ingresso si dice che è in free running. Per questi tipi di convertitori non ha molto senso cercare di stabilire la velocità di conversione . diventa più interessante definire lo slew rate ammissibile in ingresso, cioè la velocità massima di variazione dell'ingresso affinché il convertitore sia ancora in grado di agganciarsi ad essa. Si può dimostrare che lo slew rate massimo è pari al rapporto fra quanto Q e tempo di clock.

Convertitori ad approssimazioni successive

Questa architettura consente di avere convertitori più veloci e quindi più adatti a sistemi di acquisizione dati basati su microprocessore.

FIG. 21 Struttura di un ADC ad approssimazioni successive.



il circuito sequenziale in questo caso è un registro S.A.R. o registro ad approssimazioni successive. Questo registro funziona nella logica della ricerca dicotomica. Applicata al nostro problema questa strategia si può rappresentare nel modo seguente. Noi vogliamo individuare la stringa di bit corrispondente al valore di tensione V_i presente in ingresso. Consideriamo la seguente tabella che mostra le uscite del DAC per un ADC a 8 bit.

DECIM	BINARIO								TENSIONE	
	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	QUANTIZZATA	Quanto
										0,019531
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	0	0	0	0	0	0	1	0,01953125	
2	0	0	0	0	0	0	1	0	0,0390625	
3	0	0	0	0	0	0	1	1	0,05859375	
4	0	0	0	0	0	1	0	0	0,078125	
5	0	0	0	0	0	1	0	1	0,09765625	

6	0 0 0 0 0 1 1 0	0,1171875
7	0 0 0 0 0 1 1 1	0,13671875
8	0 0 0 0 1 0 0 0	0,15625
9	0 0 0 0 1 0 0 1	0,17578125
10	0 0 0 0 1 0 1 0	0,1953125
11	0 0 0 0 1 0 1 1	0,21484375
12	0 0 0 0 1 1 0 0	0,234375
13	0 0 0 0 1 1 0 1	0,25390625
14	0 0 0 0 1 1 1 0	0,2734375
15	0 0 0 0 1 1 1 1	0,29296875
16	0 0 0 1 0 0 0 0	0,3125
17	0 0 0 1 0 0 0 1	0,33203125
18	0 0 0 1 0 0 1 0	0,3515625
19	0 0 0 1 0 0 1 1	0,37109375
20	0 0 0 1 0 1 0 0	0,390625
21	0 0 0 1 0 1 0 1	0,41015625
22	0 0 0 1 0 1 1 0	0,4296875
23	0 0 0 1 0 1 1 1	0,44921875
24	0 0 0 1 1 0 0 0	0,46875
25	0 0 0 1 1 0 0 1	0,48828125
26	0 0 0 1 1 0 1 0	0,5078125
27	0 0 0 1 1 0 1 1	0,52734375
28	0 0 0 1 1 1 0 0	0,546875
29	0 0 0 1 1 1 0 1	0,56640625
30	0 0 0 1 1 1 1 0	0,5859375
31	0 0 0 1 1 1 1 1	0,60546875
32	0 0 1 0 0 0 0 0	0,625
33	0 0 1 0 0 0 0 1	0,64453125
34	0 0 1 0 0 0 1 0	0,6640625

35	0 0 1 0 0 0 1 1	0,68359375
36	0 0 1 0 0 1 0 0	0,703125
37	0 0 1 0 0 1 0 1	0,72265625
38	0 0 1 0 0 1 1 0	0,7421875
39	0 0 1 0 0 1 1 1	0,76171875
40	0 0 1 0 1 0 0 0	0,78125
41	0 0 1 0 1 0 0 1	0,80078125
42	0 0 1 0 1 0 1 0	0,8203125
43	0 0 1 0 1 0 1 1	0,83984375
44	0 0 1 0 1 1 0 0	0,859375
45	0 0 1 0 1 1 0 1	0,87890625
46	0 0 1 0 1 1 1 0	0,8984375
47	0 0 1 0 1 1 1 1	0,91796875
48	0 0 1 1 0 0 0 0	0,9375
49	0 0 1 1 0 0 0 1	0,95703125
50	0 0 1 1 0 0 1 0	0,9765625
51	0 0 1 1 0 0 1 1	0,99609375
52	0 0 1 1 0 1 0 0	1,015625
53	0 0 1 1 0 1 0 1	1,03515625
54	0 0 1 1 0 1 1 0	1,0546875
55	0 0 1 1 0 1 1 1	1,07421875
56	0 0 1 1 1 0 0 0	1,09375
57	0 0 1 1 1 0 0 1	1,11328125
58	0 0 1 1 1 0 1 0	1,1328125
59	0 0 1 1 1 0 1 1	1,15234375
60	0 0 1 1 1 1 0 0	1,171875
61	0 0 1 1 1 1 0 1	1,19140625
62	0 0 1 1 1 1 1 0	1,2109375
63	0 0 1 1 1 1 1 1	1,23046875

64	0 1 0 0 0 0 0 0	1,25
65	0 1 0 0 0 0 0 1	1,26953125
66	0 1 0 0 0 0 1 0	1,2890625
67	0 1 0 0 0 0 1 1	1,30859375
68	0 1 0 0 0 1 0 0	1,328125
69	0 1 0 0 0 1 0 1	1,34765625
70	0 1 0 0 0 1 1 0	1,3671875
71	0 1 0 0 0 1 1 1	1,38671875
72	0 1 0 0 1 0 0 0	1,40625
73	0 1 0 0 1 0 0 1	1,42578125
74	0 1 0 0 1 0 1 0	1,4453125
75	0 1 0 0 1 0 1 1	1,46484375
76	0 1 0 0 1 1 0 0	1,484375
77	0 1 0 0 1 1 0 1	1,50390625
78	0 1 0 0 1 1 1 0	1,5234375
79	0 1 0 0 1 1 1 1	1,54296875
80	0 1 0 1 0 0 0 0	1,5625
81	0 1 0 1 0 0 0 1	1,58203125
82	0 1 0 1 0 0 1 0	1,6015625
83	0 1 0 1 0 0 1 1	1,62109375
84	0 1 0 1 0 1 0 0	1,640625
85	0 1 0 1 0 1 0 1	1,66015625
86	0 1 0 1 0 1 1 0	1,6796875
87	0 1 0 1 0 1 1 1	1,69921875
88	0 1 0 1 1 0 0 0	1,71875
89	0 1 0 1 1 0 0 1	1,73828125
90	0 1 0 1 1 0 1 0	1,7578125
91	0 1 0 1 1 0 1 1	1,77734375
92	0 1 0 1 1 1 0 0	1,796875

93	0 1 0 1 1 1 0 1	1,81640625
94	0 1 0 1 1 1 1 0	1,8359375
95	0 1 0 1 1 1 1 1	1,85546875
96	0 1 1 0 0 0 0 0	1,875
97	0 1 1 0 0 0 0 1	1,89453125
98	0 1 1 0 0 0 1 0	1,9140625
99	0 1 1 0 0 0 1 1	1,93359375
100	0 1 1 0 0 1 0 0	1,953125
101	0 1 1 0 0 1 0 1	1,97265625
102	0 1 1 0 0 1 1 0	1,9921875
103	0 1 1 0 0 1 1 1	2,01171875
104	0 1 1 0 1 0 0 0	2,03125
105	0 1 1 0 1 0 0 1	2,05078125
106	0 1 1 0 1 0 1 0	2,0703125
107	0 1 1 0 1 0 1 1	2,08984375
108	0 1 1 0 1 1 0 0	2,109375
109	0 1 1 0 1 1 0 1	2,12890625
110	0 1 1 0 1 1 1 0	2,1484375
111	0 1 1 0 1 1 1 1	2,16796875
112	0 1 1 1 0 0 0 0	2,1875
113	0 1 1 1 0 0 0 1	2,20703125
114	0 1 1 1 0 0 1 0	2,2265625
115	0 1 1 1 0 0 1 1	2,24609375
116	0 1 1 1 0 1 0 0	2,265625
117	0 1 1 1 0 1 0 1	2,28515625
118	0 1 1 1 0 1 1 0	2,3046875
119	0 1 1 1 0 1 1 1	2,32421875
120	0 1 1 1 1 0 0 0	2,34375
121	0 1 1 1 1 0 0 1	2,36328125

122	0 1 1 1 1 0 1 0	2,3828125
123	0 1 1 1 1 0 1 1	2,40234375
124	0 1 1 1 1 1 0 0	2,421875
125	0 1 1 1 1 1 0 1	2,44140625
126	0 1 1 1 1 1 1 0	2,4609375
127	0 1 1 1 1 1 1 1	2,48046875
128	1 0 0 0 0 0 0 0	2,5
129	1 0 0 0 0 0 0 1	2,51953125
130	1 0 0 0 0 0 1 0	2,5390625
131	1 0 0 0 0 0 1 1	2,55859375
132	1 0 0 0 0 1 0 0	2,578125
133	1 0 0 0 0 1 0 1	2,59765625
134	1 0 0 0 0 1 1 0	2,6171875
135	1 0 0 0 0 1 1 1	2,63671875
136	1 0 0 0 1 0 0 0	2,65625
137	1 0 0 0 1 0 0 1	2,67578125
138	1 0 0 0 1 0 1 0	2,6953125
139	1 0 0 0 1 0 1 1	2,71484375
140	1 0 0 0 1 1 0 0	2,734375
141	1 0 0 0 1 1 0 1	2,75390625
142	1 0 0 0 1 1 1 0	2,7734375
143	1 0 0 0 1 1 1 1	2,79296875
144	1 0 0 1 0 0 0 0	2,8125
145	1 0 0 1 0 0 0 1	2,83203125
146	1 0 0 1 0 0 1 0	2,8515625
147	1 0 0 1 0 0 1 1	2,87109375
148	1 0 0 1 0 1 0 0	2,890625
149	1 0 0 1 0 1 0 1	2,91015625
150	1 0 0 1 0 1 1 0	2,9296875

151	1 0 0 1 0 1 1 1	2,94921875
152	1 0 0 1 1 0 0 0	2,96875
153	1 0 0 1 1 0 0 1	2,98828125
154	1 0 0 1 1 0 1 0	3,0078125
155	1 0 0 1 1 0 1 1	3,02734375
156	1 0 0 1 1 1 0 0	3,046875
157	1 0 0 1 1 1 0 1	3,06640625
158	1 0 0 1 1 1 1 0	3,0859375
159	1 0 0 1 1 1 1 1	3,10546875
160	1 0 1 0 0 0 0 0	3,125
161	1 0 1 0 0 0 0 1	3,14453125
162	1 0 1 0 0 0 1 0	3,1640625
163	1 0 1 0 0 0 1 1	3,18359375
164	1 0 1 0 0 1 0 0	3,203125
165	1 0 1 0 0 1 0 1	3,22265625
166	1 0 1 0 0 1 1 0	3,2421875
167	1 0 1 0 0 1 1 1	3,26171875
168	1 0 1 0 1 0 0 0	3,28125
169	1 0 1 0 1 0 0 1	3,30078125
170	1 0 1 0 1 0 1 0	3,3203125
171	1 0 1 0 1 0 1 1	3,33984375
172	1 0 1 0 1 1 0 0	3,359375
173	1 0 1 0 1 1 0 1	3,37890625
174	1 0 1 0 1 1 1 0	3,3984375
175	1 0 1 0 1 1 1 1	3,41796875
176	1 0 1 1 0 0 0 0	3,4375
177	1 0 1 1 0 0 0 1	3,45703125
178	1 0 1 1 0 0 1 0	3,4765625
179	1 0 1 1 0 0 1 1	3,49609375

180	1 0 1 1 0 1 0 0	3,515625
181	1 0 1 1 0 1 0 1	3,53515625
182	1 0 1 1 0 1 1 0	3,5546875
183	1 0 1 1 0 1 1 1	3,57421875
184	1 0 1 1 1 0 0 0	3,59375
185	1 0 1 1 1 0 0 1	3,61328125
186	1 0 1 1 1 0 1 0	3,6328125
187	1 0 1 1 1 0 1 1	3,65234375
188	1 0 1 1 1 1 0 0	3,671875
189	1 0 1 1 1 1 0 1	3,69140625
190	1 0 1 1 1 1 1 0	3,7109375
191	1 0 1 1 1 1 1 1	3,73046875
192	1 1 0 0 0 0 0 0	3,75
193	1 1 0 0 0 0 0 1	3,76953125
194	1 1 0 0 0 0 1 0	3,7890625
195	1 1 0 0 0 0 1 1	3,80859375
196	1 1 0 0 0 1 0 0	3,828125
197	1 1 0 0 0 1 0 1	3,84765625
198	1 1 0 0 0 1 1 0	3,8671875
199	1 1 0 0 0 1 1 1	3,88671875
200	1 1 0 0 1 0 0 0	3,90625
201	1 1 0 0 1 0 0 1	3,92578125
202	1 1 0 0 1 0 1 0	3,9453125
203	1 1 0 0 1 0 1 1	3,96484375
204	1 1 0 0 1 1 0 0	3,984375
205	1 1 0 0 1 1 0 1	4,00390625
206	1 1 0 0 1 1 1 0	4,0234375
207	1 1 0 0 1 1 1 1	4,04296875
208	1 1 0 1 0 0 0 0	4,0625

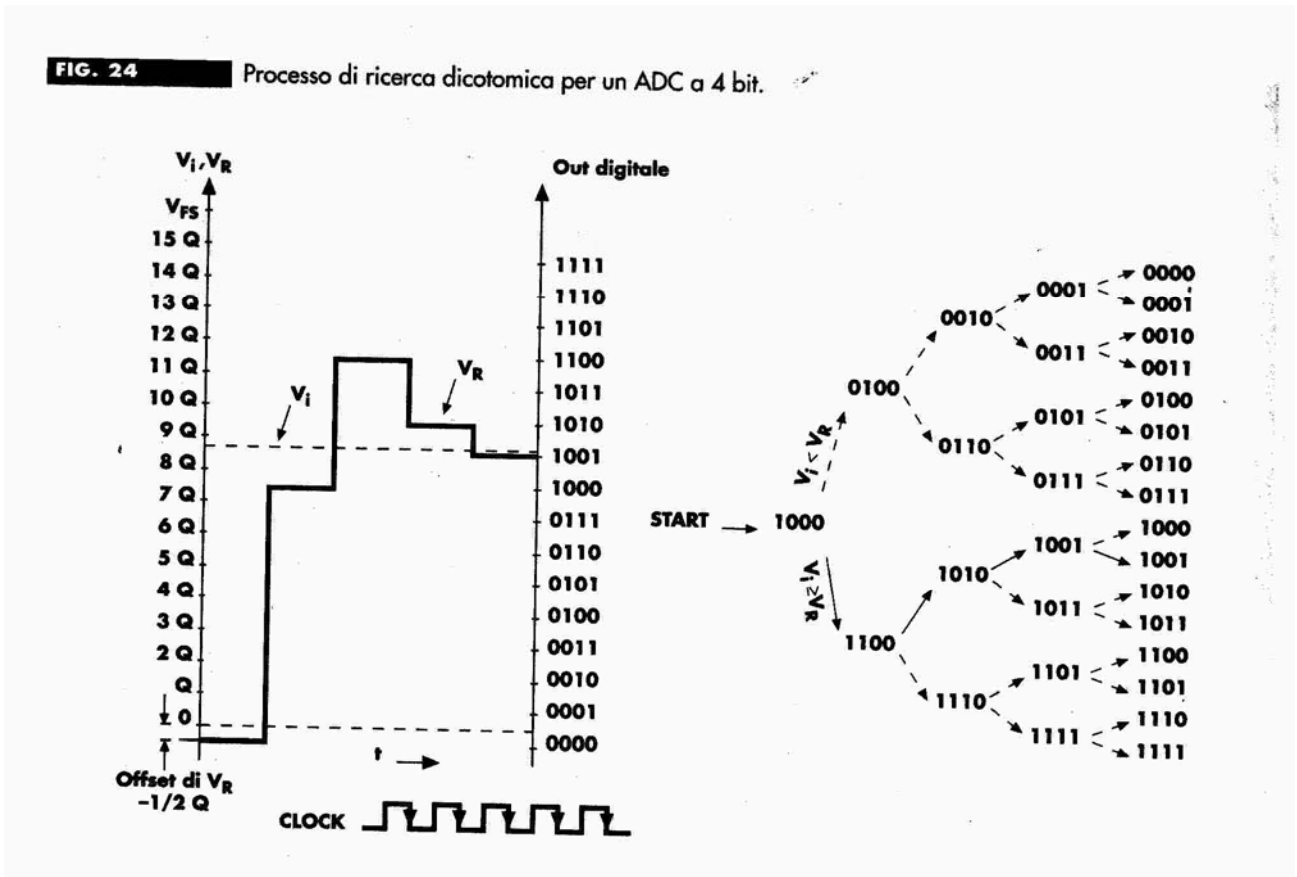
209	1 1 0 1 0 0 0 1	4,08203125
210	1 1 0 1 0 0 1 0	4,1015625
211	1 1 0 1 0 0 1 1	4,12109375
212	1 1 0 1 0 1 0 0	4,140625
213	1 1 0 1 0 1 0 1	4,16015625
214	1 1 0 1 0 1 1 0	4,1796875
215	1 1 0 1 0 1 1 1	4,19921875
216	1 1 0 1 1 0 0 0	4,21875
217	1 1 0 1 1 0 0 1	4,23828125
218	1 1 0 1 1 0 1 0	4,2578125
219	1 1 0 1 1 0 1 1	4,27734375
220	1 1 0 1 1 1 0 0	4,296875
221	1 1 0 1 1 1 0 1	4,31640625
222	1 1 0 1 1 1 1 0	4,3359375
223	1 1 0 1 1 1 1 1	4,35546875
224	1 1 1 0 0 0 0 0	4,375
225	1 1 1 0 0 0 0 1	4,39453125
226	1 1 1 0 0 0 1 0	4,4140625
227	1 1 1 0 0 0 1 1	4,43359375
228	1 1 1 0 0 1 0 0	4,453125
229	1 1 1 0 0 1 0 1	4,47265625
230	1 1 1 0 0 1 1 0	4,4921875
231	1 1 1 0 0 1 1 1	4,51171875
232	1 1 1 0 1 0 0 0	4,53125
233	1 1 1 0 1 0 0 1	4,55078125
234	1 1 1 0 1 0 1 0	4,5703125
235	1 1 1 0 1 0 1 1	4,58984375
236	1 1 1 0 1 1 0 0	4,609375
237	1 1 1 0 1 1 0 1	4,62890625

238	1	1	1	0	1	1	1	0	4,6484375
239	1	1	1	0	1	1	1	1	4,66796875
240	1	1	1	1	0	0	0	0	4,6875
241	1	1	1	1	0	0	0	1	4,70703125
242	1	1	1	1	0	0	1	0	4,7265625
243	1	1	1	1	0	0	1	1	4,74609375
244	1	1	1	1	0	1	0	0	4,765625
245	1	1	1	1	0	1	0	1	4,78515625
246	1	1	1	1	0	1	1	0	4,8046875
247	1	1	1	1	0	1	1	1	4,82421875
248	1	1	1	1	1	0	0	0	4,84375
249	1	1	1	1	1	0	0	1	4,86328125
250	1	1	1	1	1	0	1	0	4,8828125
251	1	1	1	1	1	0	1	1	4,90234375
252	1	1	1	1	1	1	0	0	4,921875
253	1	1	1	1	1	1	0	1	4,94140625
254	1	1	1	1	1	1	1	0	4,9609375
255	1	1	1	1	1	1	1	1	4,98046875

Data la tensione V_i d'ingresso si cerca di stabilire innanzitutto se il bit più significativo deve stare a 1 o a zero. Si pone il bit più significativo ad 1 e tutti gli altri bit a zero. Il DAC darà la tensione corrispondente e il comparatore confronterà le due tensioni. Se la tensione di uscita del DAC supera la tensione di ingresso da convertire il comparatore porta la sua uscita a 1 costringendo il SAR a porre l'MSB a 0. se la tensione di uscita del DAC è inferiore a quella di ingresso da convertire, il comparatore pone la sua uscita

ad 1 lasciano il MSB del SAR ad 1. a questo punto il SAR pone il bit successivo (il bit 6) ad 1 e si esegue lo stesso controllo e così via fino a giungere a determinare il bit meno significativo. Supponiamo ad esempio di voler convertire una tensione d'ingresso pari a 4,2 volt. Il SAR pone l'MSB ad 1 (il bit 7) e tutti gli altri bit a zero. Dalla tabella notiamo che ciò comporta una tensione in uscita dal DAC pari a 2,5 volt, per cui l'uscita del comparatore sarà 1. il SAR pone allora il bit 6 ad 1. dalla tabella vediamo che ciò corrisponde ad una tensione in uscita dal DAC pari a 3,75 volt. L'uscita del comparatore è ancora ad 1 per cui la scelta del bit 6 rimane inalterata. Ora il SAR prova a porre il bit 5 ad 1. ciò corrisponde ad una tensione in uscita dal DAC pari a 4,375 volt. Stavolta la tensione di uscita dal DAC è inferiore alla tensione che si vuole convertire per cui l'uscita del comparatore va a zero. Ne deriva che il SAR riporta il bit 5 a zero. Ora il SAR porta il bit 4 ad 1. ciò corrisponde alla stringa 11010000 e ad una tensione in uscita dal Dac pari a 4,0625 volt. Questa tensione è inferiore a quella d'ingresso per cui l'uscita del comparatore rimane a livello alto e il bit 4 rimane a livello logico 1. successivamente il SAR prova a porre il bit 3 a 1. la stringa 11011000 corrisponde ad una tensione in uscita dal Dac pari a 4,21875 volt. L'uscita del comparatore va bassa ed il bit verrà

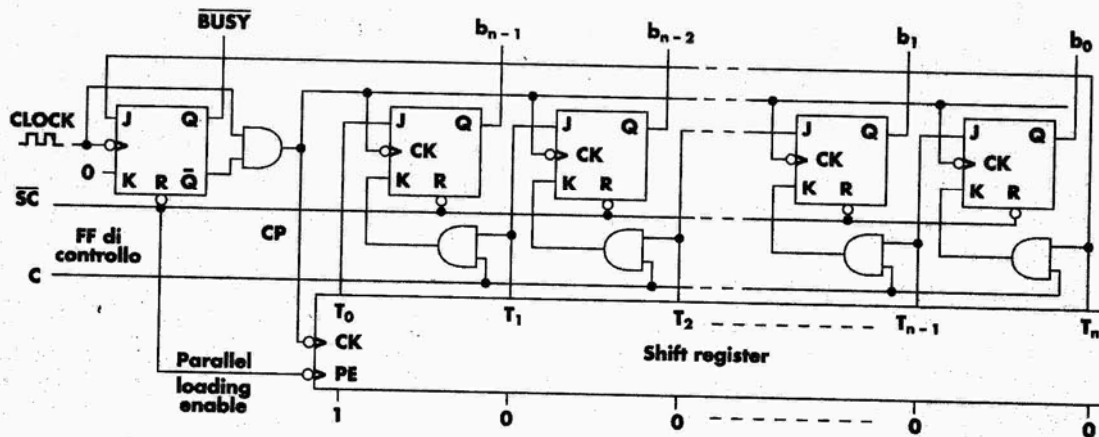
riportato a zero. Ciò avverrà anche per i bit 2,1 e 0. In definitiva il risultato della conversione sarà la stringa 11010000.



e' evidente il vantaggio in termini di tempi di conversione di un ADC ad approssimazioni successive rispetto ad un ADC a gradinata. Nel primo caso esso era pari a $(2^n-1)T_{CK}$, ora è pari soltanto a $(n-1)T_{CK}$. vedremo più avanti che minore è il tempo di conversione e maggiore è la frequenza dei segnali che possiamo convertire. Un esempio di realizzazione di un SAR è il seguente.

FIG. 22

Possibile implementazione del registro ad approssimazioni successive.

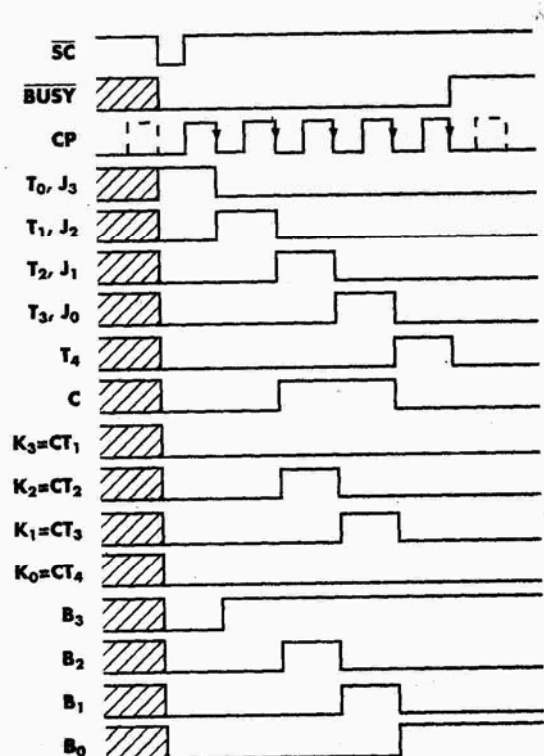


possiamo notare n flip flop di tipo JK ed un flip flop di controllo alla sinistra dello schema che decide se il clock di sistema può raggiungere o meno gli altri flip flop. Supponiamo di dare avvio alla conversione mediante il segnale SC (start of Conversion). Come si può vedere dallo schema, SC è collegato al segnale di Reset di ogni flip flop per cui resetta tutti i contatori e quindi il risultato dell'ultima conversione effettuata. Si noti che SC funge anche da segnale PE (Parallel Loading Enable) per lo shift register cioè consente che il registro venga caricato dai suoi ingressi. Ma i suoi ingressi sono bloccati in modo che il bit meno significativo venga posto ad 1 e gli altri a 0. in sostanza i flip flop vengono azzerati e lo shift register viene caricato con la stringa 00000001. poiché il flip flop di controllo è stato resettato la sua uscita Q si porta a zero e viene usata come si può vedere dallo schema per generare un

segnale BUSY attivo basso che indica, finché sta a zero, che l'ADC è impegnato nella conversione. L'uscita Q negata sta invece ad 1 e, costituendo uno degli ingressi di una porta AND consente al clock di sistema di raggiungere gli altri flip flop e lo shift register. Ora consideriamo il flip flop più significativo: J si trova ad 1 perché corrisponde al bit meno significativo in uscita dello shift register, mentre come si può notare dallo schema K è pari a 0. allora $b_{n-1}=1$ e gli altri bit si portano a zero. Ad un nuovo ciclo di clock viene attivato lo shift register per cui il bit 1 passa da T_0 a T_1 . per cui per il flip flop corrispondente al bit b_{n-2} $J=1$ e $K=0$, allora b_{n-2} viene portato ad 1. intanto il DAC ha provveduto a generare la tensione corrispondente alla stringa 10000000. ora se tale tensione risulta superiore a V_i , l'uscita del comparatore si trova ad 1, per cui $C=1$, allora per il flip flop corrispondente al bit b_{n-1} si ha che $J=0$ perché corrisponde a T_0 che per effetto dello shift è diventato 0, mentre K è il risultato della AND fra T_1 che adesso è pari ad 1 per effetto dello shift e di $C=1$,. l'uscita della And è allora pari a 1 per cui $J=0$ e $K=1$ e il flip flop viene resettato per cui b_{n-1} torna a zero. se invece la tensione V_R , corrispondente alla stringa 10000000, è inferiore alla tensione V_i , si ha $C=0$, l'uscita della AND =0, per cui $J=0$, $K=$, e il flip flop resta nello stato precedente. Abbiamo dunque fatto in modo

di variare automaticamente il valore del bit più significativo. Via via che i vari impulsi di clock fanno shiftare l'uno nello shift register lo stesso processo avverrà per ogni flip flop, per cui i vari bit verranno settati o resettati automaticamente. Quando il bit di controllo raggiunge il bit T_n , poiché questo è collegato all'ingresso J del flip flop di controllo tale flip flop viene settato, l'uscita BUSY torna ad 1 ad indicare che la conversione è terminata, la sua uscita Q negata va a zero ed il clock non si può più propagare al SAR bloccando la conversione.

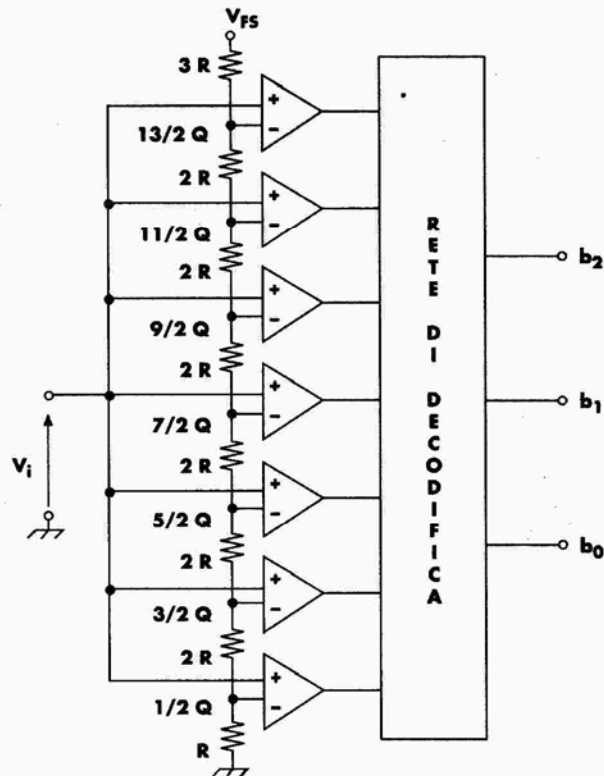
FIG. 23 Diagramma di temporizzazione di un S.A.R. a 4 bit.



IL convertitore parallelo o flash

La struttura di un convertitore parallelo è la seguente

FIG. 16 Struttura di un ADC flash a 3 bit di uscita.



come si può vedere dalla figura abbiamo una batteria di comparatori di tensione. La tensione da convertire viene mandata in parallelo a tutti i comparatori. Ogni comparatore la confronterà con una tensione di riferimento ottenuta da un partitore resistivo. Come si può notare dalla figura si vuole fare in modo che le transizioni dei bit avvengano a metà dell'intervallo di quantizzazione.

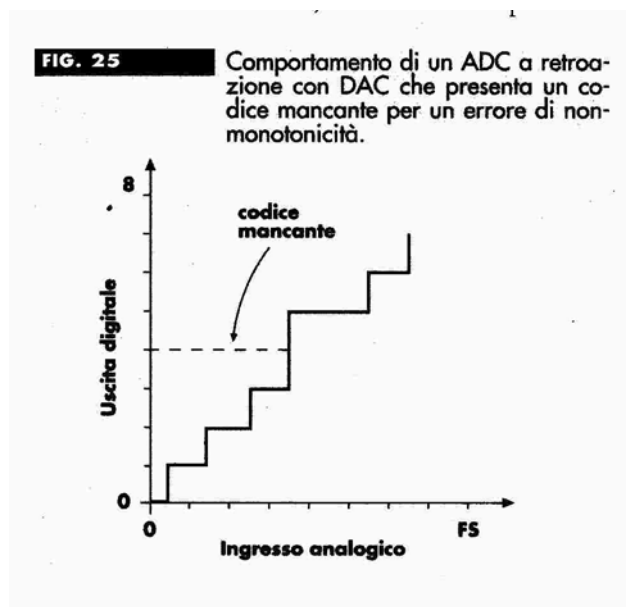
La rete di decodifica trasforma le uscite dei comparatori in codice binario. E' evidente che un sistema di questo tipo è il più veloce

immaginabile. Il difetto è dato dal fatto che all'aumentare dei bit del ADC la complessità del circuito aumenta in maniera proibitiva. Se , ad esempio, vogliamo realizzare un DAC ad 8 bit, le combinazioni possibili, cioè il numero dei livelli di discretizzazione è pari a $2^8=256$, per cui occorrerebbero 256 comparatori diversi.

Parametri e cause di errore in un ADC.

Codici mancanti

Questa possibile causa di errore si può verificare nel caso di ADC a retroazione che contengono un DAC al proprio interno. Questo errore deriva da un errore di non linearità del DAC.



a causa della non linearità del DAC (vedi figura), si ha un codice mancante, infatti se, in corrispondenza di quel codice il DAC fornisce in uscita il livello corrispondente ad un altro codice, il blocco di logica sequenziale non potrà riprodurlo in uscita.

Transizione di zero

Abbiamo visto che, allo scopo di minimizzare l'errore introdotto dalla quantizzazione si cerca di fare in modo che la transizione da una combinazione di bit ad un'altra avvenga a metà di un intervallo di quantizzazione. L'offset del comparatore o errori di zero del DAC possono fare in modo che ci sia una traslazione nel punto di transizione.

Errore di guadagno, di non linearità e di non linearità differenziale

Sono errori causati dagli errori omologhi del DAC.

Il multiplexer analogico

Solitamente nei processi industriali controllati sono presenti decine di sensori, per cui non è economico riservare a ciascun segnale un sistema di acquisizione (amplificazione, conversione analogica/digitale) dedicato. In tal caso lo schema di acquisizione prevede uno stadio di moltiplicazione dei segnali in ingresso in un unico canale di acquisizione, implementato mediante particolari dispositivi denominati multiplexer. I multiplexer sono dispositivi caratterizzati da molti ingressi ed una sola uscita e possono essere di tipo analogico e digitale. In funzione di opportuni segnali logici di selezione, uno ed un solo

ingresso è messo in comunicazione con l'unica uscita. L'Unità di Governo scandisce, uno dopo l'altro, tutti gli ingressi e li legge ad una velocità tale da garantire il rispetto del teorema del campionamento su quel determinato segnale. Il Multiplexer analogico è un dispositivo che consente di commutare n canali analogici in ingresso in un unico canale analogico di uscita. La commutazione viene comandata da un segnale digitale che codifica il canale di ingresso da selezionare. Il multiplexer analogico può essere a canale singolo oppure a canale differenziale. Nel primo caso il dispositivo è

predisposto a commutare canali analogici singoli, mentre nel secondo è utilizzabile su segnali differenziali.

Lo schema funzionale del multiplexer analogico a canale singolo è mostrato in figura 3.36. Nello schema è possibile notare gli ingressi analogici indicati con i simboli I_{n_1}, \dots, I_{n_n} . Ciascun canale di ingresso può essere o meno in collegamento con l'uscita a seconda dello stato di un interruttore comandato da un decoder logico. Il decoder attiva un solo interruttore alla volta in base ad un segnale digitale rappresentato dagli ingressi A_1, \dots, A_m , $m = \log_2(n)$, che codificano il canale di ingresso da attivare. Un ulteriore segnale logico di Enable consente di disattivare tutti gli interruttori contemporaneamente, ottenendo una disconnessione completa del canale di uscita. Il multiplexer è tipicamente utilizzato come primo componente di un sistema di acquisizione, per cui può essere collegato a trasduttori remoti, che possono avere una tensione di uscita con valore molto diverso dal riferimento di tensione del multiplexer. Questo può produrre un possibile danneggiamento del componente, e quindi è giustificata la presenza di un dispositivo di protezione dalle sovratensioni sul segnale di ingresso. Inoltre, le protezioni per gli ingressi comprendono anche una resistenza R_{in} posta in serie a ciascun segnale analogico, il cui ruolo è quello di evitare di corto-

circuitare i canali di ingresso tra loro quando il multiplexer non è alimentato o è guasto. Tuttavia, come si vedrà in seguito, la presenza di tale resistenza può peggiorare la qualità del segnale analogico in transito.

In figura 3.37 è mostrato il dispositivo a canale differenziale. L'unica differenza sostanziale consiste nella presenza di due canali analogici accoppiati corrispondenti ad un'unica configurazione digitale per la selezione del canale.

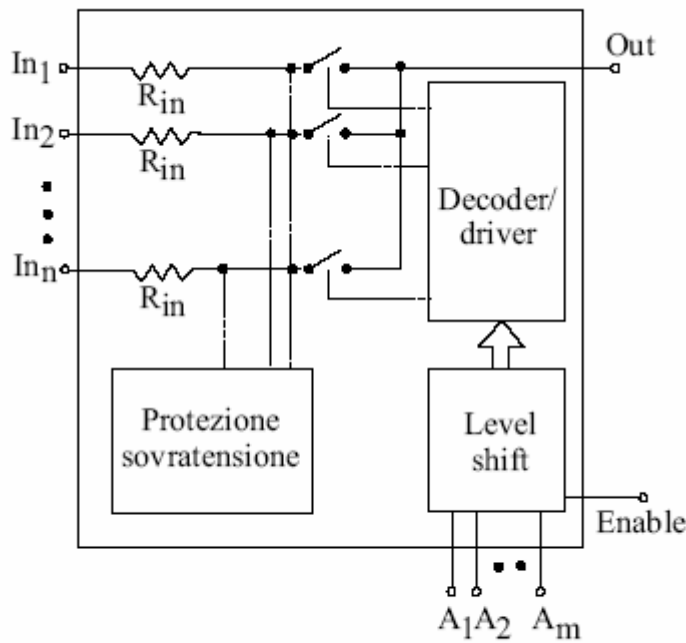


Figura 3.36: Multiplexer analogico

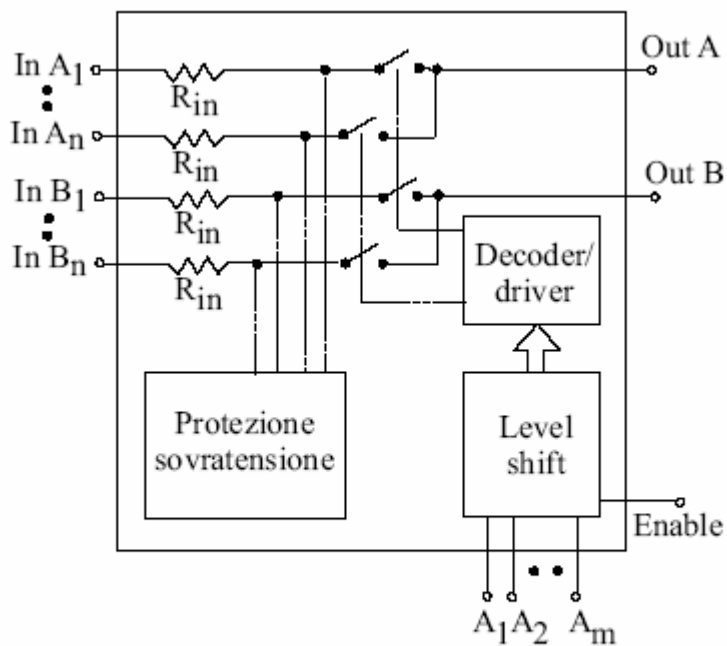


Figura 3.37: Multiplexer analogico differenziale

Il circuito equivalente del multiplexer analogico a singola uscita è mostrato in Figura 3.38. Il canale del multiplexer selezionato è modellato tramite una resistenza di canale indicata solitamente con

R_{on} . Questa resistenza si va ad aggiungere alla impedenza di uscita della sorgente di segnale V_{s1} .

Se chiamiamo R_l la resistenza di carico, l'errore dovuto alla ripartizione del segnale utile V_{s1} vale:

$e\% =$

$R_{s1} + R_{on}$

$R_{s1} + R_{on} + R_l \times 100$

I canali aperti del multiplexer presentano una resistenza R_{off} non infinita ai segnali non selezionati.

L'effetto di tali non idealità vengono tenute in conto attraverso una corrente di perdita I_{leak} (leakage current). Tale correnti di leakage sommate alla corrente di bias I_{bias} dell'amplificatore producono una tensione di offset quantificabile in:

$$V_{offset} = (I_{bias} + I_{leak})(R_{on} + R_{s1})$$

Per minimizzare questi errori occorre:

- Usare un amplificatore con impedenza di ingresso più elevata possibile.
- Usare un trasduttore con impedenza di uscita più piccola possibile.

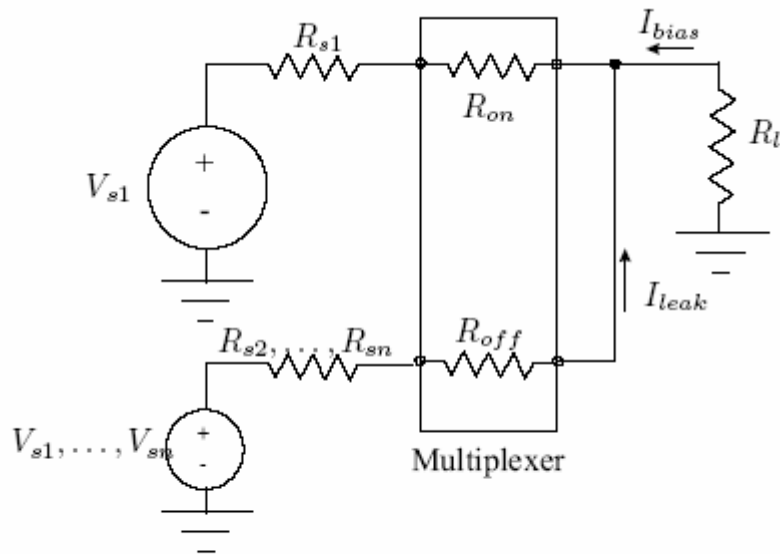


Figura 3.38: Circuito equivalente del multiplexer ad uscita singola.

In Figura 3.39 è mostrato il circuito equivalente di un multiplexer differenziale, in cui è possibile notare gli stessi fenomeni parassiti del multiplexer a singolo canale, la resistenza R_{on} del canale selezionato e la corrente di leakage I_{leak} relativa ai canali non selezionati.

Nel caso del multiplexer differenziale occorre tenere in conto anche la differenza del valore reale dei fenomeni parassiti tra i due canali I_{leak} e R_{on} , in quanto produce un errore sul segnale differenziale.

Il multiplexer analogico presenta un comportamento dinamico rilevante, in quanto durante le commutazione tra due canali, che generalmente si trovano a differenti potenziali, le capacità parassite

associate al componente, al trasduttore connesso al canale attivo ed al carico (in generale un amplificatore) producono dei ritardi temporali nell'assestamento del segnale.

Per tenere conto di questi effetti il costruttore del componente dichiara un tempo di assestamento (settling time) che corrisponde al tempo necessario affinché il segnale si assesti all'interno di una

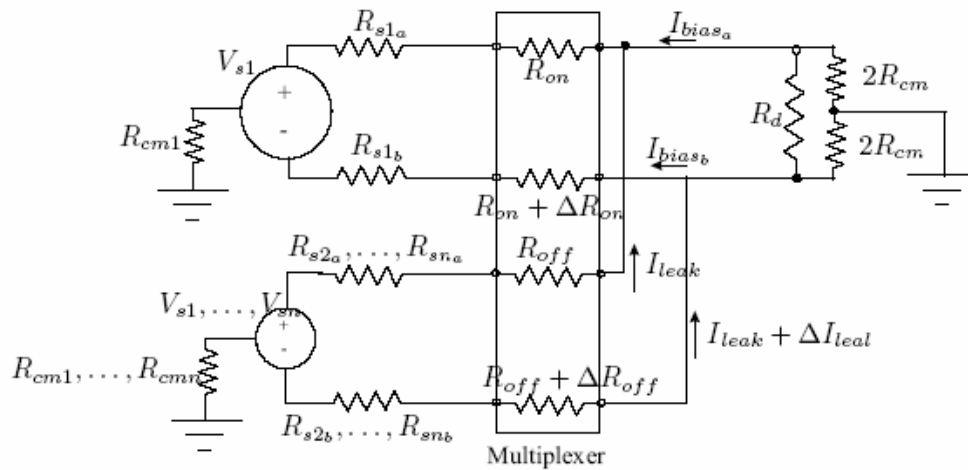


Figura 3.39: Circuito equivalente del multiplexer ad uscita differenziale.

fascia centrata attorno al valore di regime. L'ampiezza della fascia di assestamento è misurata in percento del valore di regime.

Altri parametri dinamici del multiplexer sono relativi alla interfaccia digitale di selezione del canale. Nel seguito alcuni di questi parametri vengono elencati:

- Access time, t_A . Il tempo che intercorre dall'applicazione di una configurazione di ingresso digitale e la chiusura del canale analogico corrispondente.

- Break-before-make delay, t_{open} . Per evitare che due canali analogici si trovino in cortocircuito,

la logica di commutazione del multiplexer interpone un certo ritardo tra l'apertura del canale analogico correntemente attivo e la chiusura del canale analogico da attivare. Tale ritardo viene detto t_{open} .

- t_{on} e t_{off} . L'uscita analogica del multiplexer può essere isolata completamente dagli ingressi agendo sul segnale digitale di enable. Il ritardo tra l'attivazione e la disattivazione dell'enable e l'effettivo isolamento dell'uscita analogica viene indicato dai tempi t_{on} e t_{off} .

In genere i multiplexer analogici sono prodotti in taglie da 8 o 16 ingressi (singolo canale) oppure 4 o 8 ingressi (differenziali). Volendo acquisire più segnali di ingresso è possibile utilizzare una configurazione con più multiplexer, che possono essere connessi "a nodo singolo" (Single-node expansion, Figura 3.40), oppure a due livelli (Two-tier expansion, Figura 3.41).

La configurazione a nodo singolo, pur essendo meno costosa, non è immune da possibili guasti di anche un solo componente. Infatti, qualora uno dei multiplexer si danneggi, il livello di tensione di uscita non è più attendibile. Inoltre, sul nodo di uscita si accumulano le correnti di leakage di tutti i dispositivi. La

configurazione a due livelli impiega un multiplexer in più rispetto alla connessione, a nodo singolo, tuttavia è immune da possibili guasti di uno dei multiplexer di primo livello, ed ha una corrente di leakage dovuta al solo multiplexer di secondo livello.

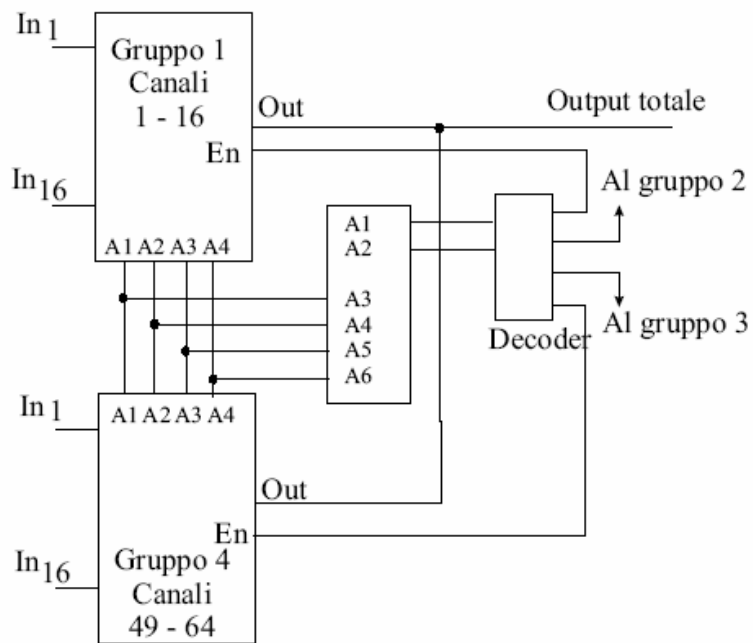


Figura 3.40: Connessione a nodo singolo per 4 multiplexer.

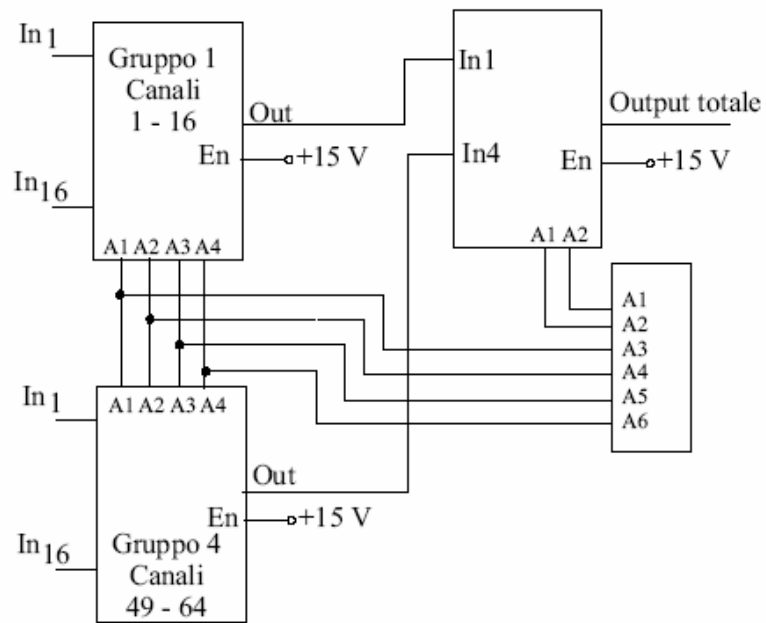


Figura 3.41: Connessione a due livelli per 4 multiplexer.

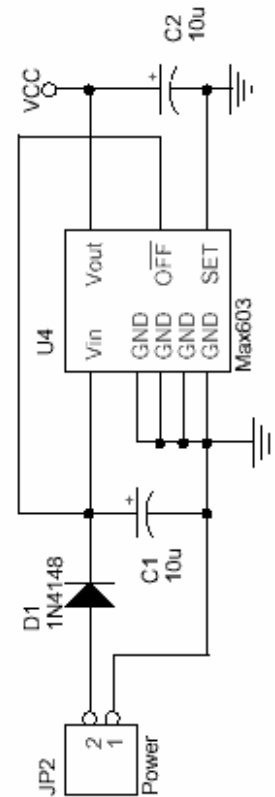
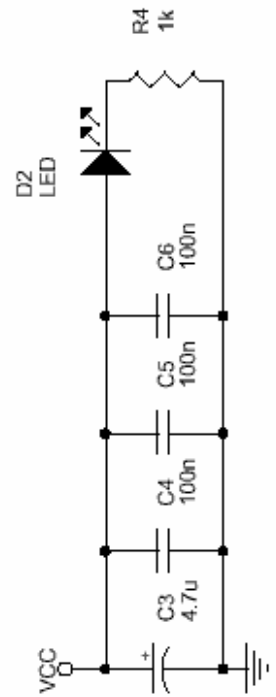
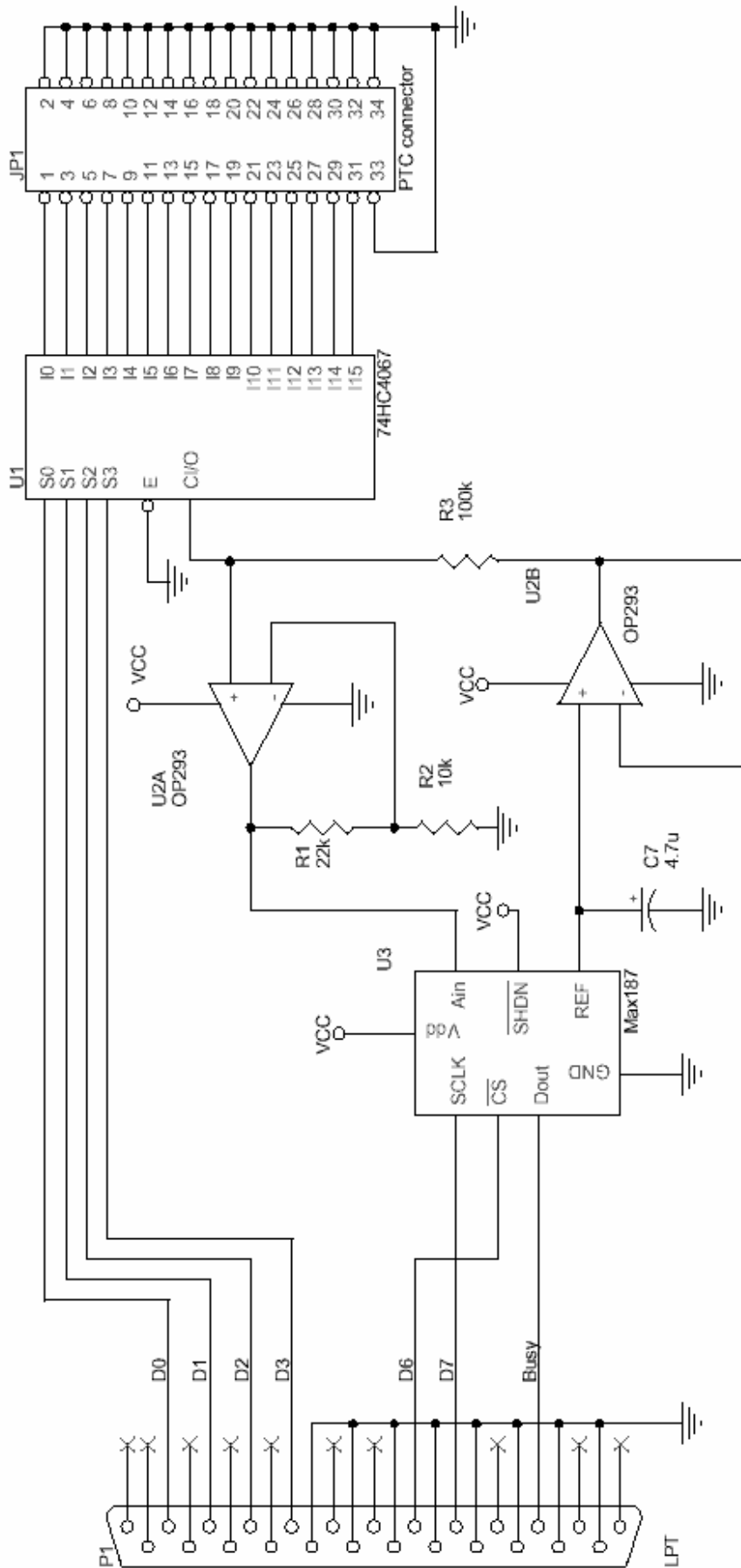
Il sistema di rilevamento



Il circuito si collega alla porta parallela di un normale personal computer e permette di digitalizzare la temperatura rilevata da 16 sensori.

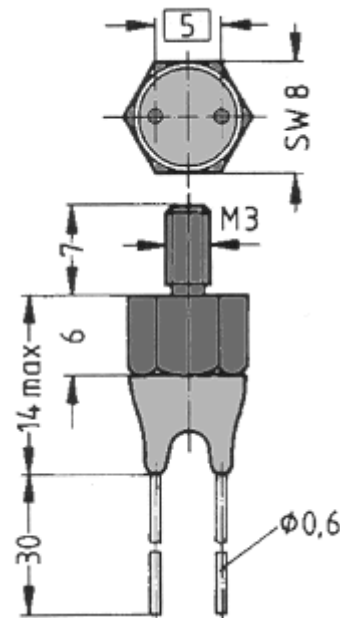
Descrizione del circuito

Lo schema del circuito è nella figura seguente



Il trasduttore utilizzato è un NTC (termistore a coefficiente di temperatura negativo) cioè un componente la cui resistenza dipende dalla temperatura, diminuendo quando essa sale: lo specifico modello utilizzato presenta una R a 25°C di circa 47 kohm e di circa 770 ohm a 135°C. Le ragioni della scelta sono il costo basso, la sensibilità elevata e la (relativa) facile reperibilità. In particolare si è scelto un componente con resistenza abbastanza elevata anche ad alta temperatura.

La connessione del circuito stampato ai 16 termistori è fatta utilizzando un flat-cable a 34 poli, identico a quello per la connessione dei floppy disk nei PC.



Al fine di misurare la resistenza del trasduttore si è realizzato un partitore resistivo costituito da una resistenza di 100 kohm (R3

nello schema) e dal termistore stesso connesso a massa (non indicato esplicitamente nello schema ma da collegare ad uno dei 16 ingressi presenti sul connettore J1). A questo partitore è applicata attraverso un buffer (U2B) la tensione fissa di 4,096 V ottenuta a partire dal riferimento interno del convertitore analogico-digitale MAX187. La tensione presente all'uscita dal partitore è amplificata da U2A, applicata all'ingresso dell'ADC MAX187 e quindi digitalizzata. L'ADC utilizzato ha risoluzione di 12 bit ed uscita seriale sincrona SPI compatibile. Per collegare alternativamente i 16 NTC è stato utilizzato un multiplexer analogico CMOS a 16 ingressi. Sia gli ingressi del multiplexer che dell'ADC sono pilotati dalla porta parallela del PC. Per garantire una precisione adeguata si devono utilizzare resistori con tolleranze contenute (1% o migliore) ed amplificatori operazionali di precisione.

OP293 è un amplificatore operazionale adatto a funzionare con alimentazione singola e con una tensione di offset abbastanza piccola.

Il multiplexer analogico è forse il componente più problematico per quanto riguarda gli errori di misura, soprattutto se si intendono utilizzare termistori con bassi valori ohmici: la sua resistenza di chiusura r_{dsout} (cioè la resistenza che inserisce quando consente

ad uno degli ingressi di passare in uscita) infatti costituisce un errore "sistematico" si circa 200 ohm in serie al termistore; purtroppo tale valore non è per nulla costante per cui non si può calcolarne l'effetto per eliminarlo dalla misura. Due sono le soluzioni, che si possono adottare:

- ✘ utilizzare invece che il più diffuso 4067 un 74HC4067 o un altro modello ad alte prestazioni, più difficili da reperire ma che presentano una resistenza di chiusura almeno dimezzata.
- ✘ usare una correzione software dell'errore, tenendo conto della risonanza del multiplexer. La soluzione più semplice è quella di considerarla costante ma è in linea di massima possibile inserire un'equazione più raffinata, anche se comunque largamente imprecisa.

L'alimentazione da fornire deve essere continua e compresa tra 6.5 e 12V; perfettamente adeguata risulta una batteria da 9V. Il regolatore MAX603 provvede a fornire i 5 V con la stabilità e la precisione richieste da tutti gli integrati. E' implementata la protezione contro l'inversione di polarità ed è presente un led indicante l'accensione, da omettere se il consumo di corrente fosse un problema.

Il software

Tutte le operazioni di gestione del multiplexer e del convertitore sono realizzate direttamente dal PC attraverso la porta parallela. Il software di gestione della scheda deve avere le seguenti funzionalità

- ✦ Il pilotaggio della porta parallela e le altre operazioni a basso livello : queste funzioni permettono in particolare di impostare i quattro bit di indirizzo del multiplexer ed i due bit che costituiscono il clock e l'ingresso digitale dell'ADC; inoltre è possibile leggere il segnale di uscita dell'interfaccia SPI e formattare opportunamente i 12 bit provenienti serialmente dal convertitore.
- ✦ Le operazioni più importanti sono quella di trasformare il numero letto dal convertitore nella corrispondente resistenza o temperatura e quella salvare i risultati in un file di testo

Dimensionamento

Il convertitore analogico digitale non fa altro che convertire la tensione presente al proprio ingresso (che deve essere compresa tra 0 e 4.095 V) in un numero intero compreso tra 0 e 4095. La conversione è quindi immediata, tenendo conto della presenza di un amplificatore operazionale U2A all'ingresso:

$$V = \frac{N}{1000} \cdot \frac{1}{gain}$$

V Tensione in ingresso [V]

N Numero intero generato dall'ADC, compreso tra 0 e 4095

gain Guadagno dell'amplificatore, pari a $1 + R2/R1$ (3.2 con i valori indicati nello schema)

Conoscendo la tensione applicata al partitore di tensione costituito dal R3 e dal termistore, è possibile ricavare la resistenza del termistore. Nella formula seguente si è considerata anche la *rdson* del multiplexer, in serie al termistore (sebbene non sia un valore rigorosamente costante, l'errore complessivo risulta di molto ridotto se si effettua la correzione indicata)

$$R = \frac{R_3 \cdot V}{4.095 - V} - rdson$$

R Resistenza del termistore [ohm]

R3 100 kohm con i valori indicati nello schema [ohm]

rdson Resistenza di chiusura del multiplexer, valore molto variabile intorno ai 100-200 ohm [ohm]

V Tensione ricavata dalla formula precedente [V]

L'ultima formula presentata è piuttosto approssimata e permette di ricavare dalla resistenza del termistore la corrispondente temperatura:

$$T = \frac{1}{\frac{1}{T_{25}} + \frac{1}{b} \cdot \log\left(\frac{R}{R_{25}}\right)}$$

T Temperatura effettiva [K]

T25 Temperatura di riferimento (usualmente 25°C = 298K) [K]

R Resistenza effettiva, ricavata dalla formula precedente [kohm]

R25 Resistenza alla temperatura di riferimento [kohm]

b coefficiente dato dal produttore del termistore

Elenco dei componenti

C1,C2 10uF tantalio

C3,C7 4.7uF tantalio

C4,C5,C6 100nF

D1 1N4148 o altro diodo per piccoli segnali

D2 LED (opzionale)

JP1 Connettore per cavo piatto 2x17 poli, passo 2.54mm

JP2 Connettore 2 poli, passo 5mm

P1	Connettore per porta parallela, tipo D, 25 poli maschio per circuito stampato				
R1	22k 1%				
R2	10k 1%				
R3	100k 1%				
R4	1k 5% (opzionale)				
U1	74HC4067 (oppure 4067)				
U2	OP293				
U3	MAX187				
U4	MAX603				
R5 e R21	Termistori	B57045	K45/47k/K	EPCOS	(Siemens Matsushita)

