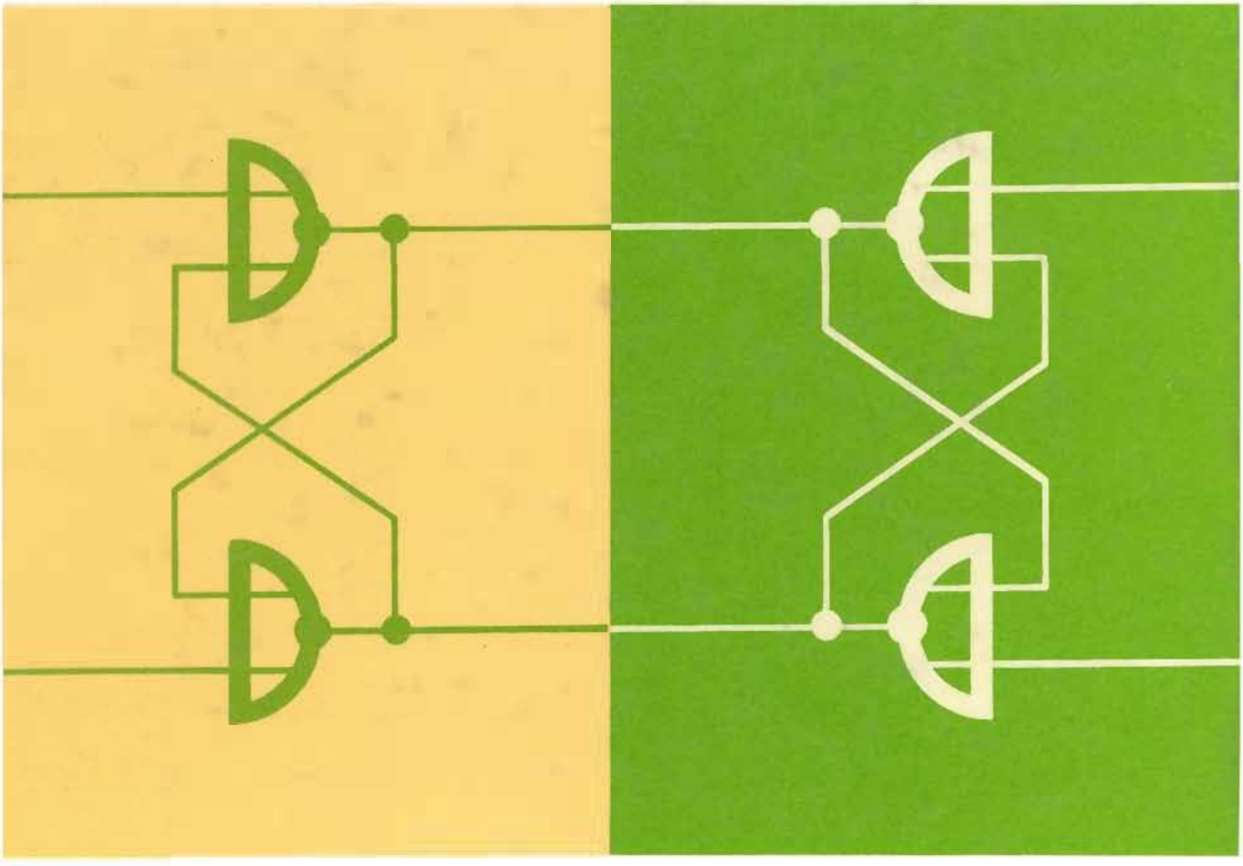
Dipl. - Ing. J. Ph. Korthals Altes - G. W. Schanz

CIRCUITI LOGICI con Transistori

BIBLIOTECA
TECNICA
PHILIPS



EDIZIONI C.E.L.I. BOLOGNA

BIBLIOTECA TECNICA « PHILIPS »

CIRCUITI LOGICI con transistori

3ª edizione ampliata e completamente rielaborata

Dipl.-Ing. J. Ph. KORTHALS ALTES
e
G. W. SCHANZ

1 9 7 2

EDIZIONI - **C. E. L. I.** - BOLOGNA
VIA GANDINO, 1

Questo libro è stato pubblicato anche
nella lingua tedesca.

Traduzione di AMEDEO PIPERNO

Copyright © N.V. Philips' Gloeinlampenfabrieken
Eindhoven, Olanda, 1966

© Edizione italiana - C.E.L.I. - Bologna - 1972

I diritti di pubblicazione per questa edizione sono concessi dalla N. V. Philips' Gloeinlampenfabrieken, Eindhoven, Olanda, alle Edizioni C.E.L.I. di Bologna, Italia Non diamo alcuna assicurazione o garanzia che la materia esposta nel presente libro sia esente da diritti di brevetto; nulla di ciò che è pubblicato deve essere interpretato come un accordo tacito o in altro modo una licenza sui brevetti, qualunque essi siano.

Stampato in Italia

Tipografia Babina - Bologna

Prefazione alla prima edizione.

Già da oltre mezzo secolo il relé ha fatto il suo ingresso nella tecnica. Esso è stato impiegato in vari modi, non solo nel campo delle telecomunicazioni, ma anche nelle macchine operatrici di impiego industriale. Con l'apparire delle macchine calcolatrici digitali si è venuta a creare la necessità di aumentare la velocità di commutazione; perciò si sviluppò la tecnica della commutazione digitale con l'impiego di tubi termoionici, pur con i loro inevitabili inconvenienti. Con i semiconduttori si sono sufficientemente superati anche questi inconvenienti.

È compito di questo libro rendere familiare al lettore l'impiego dei transistori nella commutazione, partendo per quanto possibile dai circuiti a relé già noti. Anche nei più semplici circuiti, i relé possono essere vantaggiosamente sostituiti da semiconduttori che ne aumentano la sicurezza di funzionamento.

Ciò vale soprattutto per impieghi in locali dove vi sia polvere, dove si producano scosse o vibrazioni e anche per elevare le frequenze di commutazione.

L'Autore ha avuto occasione di partecipare all'introduzione della tecnica digitale in vari processi di fabbricazione.

J. Ph. KORTHALS ALTES

Prefazione alla terza edizione.

L'impetuoso sviluppo della tecnica digitale ha reso necessario il completamento anche di questo già collaudato libro divulgativo « Circuiti logici con transistori ».

Sotto questo aspetto gli autori hanno completamente rivoluzionato il contenuto delle precedenti edizioni.

È stato sacrificato il superfluo a favore di un grande numero di nuovi argomenti, mentre altre parti hanno subito un radicale aggiornamento. Il risultato è la presente terza edizione completamente rielaborata ed ampliata.

Il contenuto di questo libro non è destinato esclusivamente ad ingegneri e tecnici; la trattazione è stata condotta in modo che da questo libro divulgativo possano trarre grande aiuto anche (e in special modo) tutti coloro che si occupano, per motivi professionali o per diletto, dell'impiego della tecnica digitale nella produzione, nell'automazione, nel campo dei telecomandi e dei radiocomandi, oppure in altri numerosi campi. Si è sempre fatto attenzione a che le descrizioni fossero presentate nel modo più piacevole e pratico possibile. Il lettore non potrà tuttavia esimersi dal prestare la sua attenzione anche a quegli argomenti che cadessero nel novero di quelli da lui considerati un po' aridi.

Questa fatica è utile, perché cognizioni approfondite spianano come sempre la via del successo.

I. Ph. KORTHALS ALTES
G. W. SCHANZ

1. Introduzione.

1.1. La « funzione relé ».

Lo scopo semplice di un relé è quello di chiudere o aprire, per mezzo di una piccola energia, circuiti con energia più grande o variabile. Questo principio, che si può chiamare « funzione relé », s'incontra sempre più nel corso dello sviluppo industriale e in nessun caso deve considerarsi limitato al relé vero e proprio. Infatti con una valvola che può essere aperta o chiusa con poca energia si può, per esempio, controllare la grande energia fornita da una caldaia a vapore; con una piccola quantità di energia è possibile comandare anche lo sviluppo di energia in un motore a combustione interna (per esempio nell'automobile); allo stesso modo con poca energia si può fare iniziare o cessare l'erogazione di energia di un motore elettrico.

In virtù della « funzione relé » è possibile sostituire la forza muscolare umana con altre sorgenti d'energia. Sotto questo profilo anche i tubi termoionici ed i transistori svolgono una funzione simile al relé; una piccola energia esterna di comando è ampiamente sufficiente per commutare o controllare energie molto più elevate.

La « funzione relé » così concepita può avere carattere sia « analogico » che « digitale ».

Il carattere « analogico » è evidente, per esempio, negli amplificatori che amplificano i segnali d'ingresso secondo una costante di proporzionalità, nei voltmetri elettronici con strumenti ad indice, nelle valvole a regolazione continua (pedale dell'acceleratore nell'automobile), nel regolo calcolatore ecc.

Come esempi di carattere « digitale » possiamo considerare il relé, il disco combinatore telefonico, le valvole con due o più posizioni (chiusura - apertura - regolazione), i nuclei magnetici con curva di isteresi rettangolare, abachi ecc. Questi ultimi esempi sono stati di proposito scelti perché non necessariamente sono considerati come digitali.

1.2. Cosa significa « digitale »?

S'incontra sempre più frequentemente l'espressione « digitale ». Qualcuno forse si è domandato il significato di tale espressione. In ogni caso bisogna considerare che essa non è affatto nuova. Soltanto recentemente tale espressione è stata usata con un significato in sempre continua evoluzione. Ma che cosa si deve intendere per « digitale »? Per facilitarne la comprensione è opportuno prima di tutto indagare sull'origine e sul significato etimologico della parola. Già gli antichi latini conoscevano la parola « digitus » e intendevano con questa indifferentemente un dito della mano o del piede. I botanici, a loro volta, definirono con il nome di digitale la nota pianta che ha la forma di ditale. I farmacologi intendono con lo stesso nome la foglia di questa pianta, che ha la proprietà di dilatare fortemente le arterie coronarie. Con l'espressione « digitale » infine i medici intendono « con il dito ». Nella tecnica moderna, cioè nella tecnica « digitale », tale parola assume, invece, il significato di « numerico ». Ciò non vuol dire necessariamente che in ogni caso debbano alla fine apparire delle cifre, bensì che la tecnica digitale si basa sulle cifre, cioè sulla rappresentazione convenzionale di entità numeriche in qualsiasi forma. Fino a che la tecnica digitale non ha assunto l'odierna importanza, si aveva piuttosto a che fare con il suo contrapposto, cioè la tecnica analogica.

« Analogico » significa « corrispondente », « simile » od « identico » e se si tiene ben presente questo significato di analogia, si può convenire che definire « analogica » la lettura di strumenti a indice è del tutto giustificato.

Grandezze fisiche generiche, non necessariamente grandezze elettriche, vengono normalmente valutate in termini geometrici od elettrici. Un facile esempio è dato dalla misura della temperatura per mezzo di un termometro a mercurio. La lunghezza della colonnina di mercurio « corrisponde » al valore della temperatura misurata. Si può perciò dire che la lunghezza della colonnina di mercurio è « analoga » alla temperatura misurata. La stessa cosa vale per la deviazione dell'indice di uno strumento: essa rappresenta la grandezza fisica misurata, per esempio una tensione, che viene rappresentata dal « corrispondente » valore della scala dello strumento.

Non si deve comunque cadere nell'errore di ritenere che le rappresentazioni digitali siano una scoperta del nostro tempo. In definitiva la mano è il più antico strumento di calcolo che l'uomo abbia ricevuto dalla natura.

Se per fare i conti non bastano le dita della mano, si considerano a volte anche quelle dei piedi, come sembra facciano i nativi della Nuova Guinea. Con il tempo si giunge ad impiegare i sassolini, le perle, i noccioli dei frutti ed infine quegli abachi o tavole da questi derivati, che ancora oggi sono impiegati. Anche il danaro dei giorni nostri può considerarsi come la più nota rappresentazione « digitale ».

1.3. La reazione.

Dall'avvento dell'automazione la notazione di « funzione relé » ha assunto un secondo significato. La pura e semplice « funzione relé » facilita il lavoro umano in maniera straordinaria, senza tuttavia renderlo superfluo, poiché, infatti, è soltanto la forza muscolare ad essere sostituita come tale, mentre rimane all'uomo il compito di osservare ed interpretare il risultato della « funzione relé » e predisporre l'azione conseguente.

Nella tecnica della regolazione automatica l'osservazione viene compiuta da strumenti di rilevamento (termometri, manometri, misuratori di pH, cellule fotoelettriche ecc.). La misura effettuata viene comparata con i valori desiderati (riferimenti o valori imposti) che non occorre siano necessariamente costanti, potendo dipendere da un programma. In funzione del valore scaturito dal confronto fra il valore rilevato e il riferimento, viene apportata automaticamente la necessaria correzione. Il segnale risultante da questo confronto è chiamato normalmente « errore »: esso può essere prelevato e trasmesso mediante un elemento regolatore che eserciti la « funzione relé » spiegata nel paragrafo 1.1. Questo procedimento di confrontare la grandezza da regolare, opportunamente trasdotta, con un valore di riferimento imposto viene chiamato *reazione*.

Naturalmente in questo caso non si tratta del tipo di reazione usata in radiotecnica.

In merito ai procedimenti menzionati nel precedente capoverso, si deve dire che gli interventi automatici di regolazione possono di-prendere non solo dal rilevamento di una sola grandezza ma anche di più grandezze diverse. Tali rilevamenti talvolta debbono subire un'ulteriore elaborazione da parte di altre apparecchiature. Pertanto non di rado un posto importante assumono le « funzioni memoria ».

La Fig. 1.1 mostra lo schema a blocchi di dispositivi elettronici per l'impiego industriale.

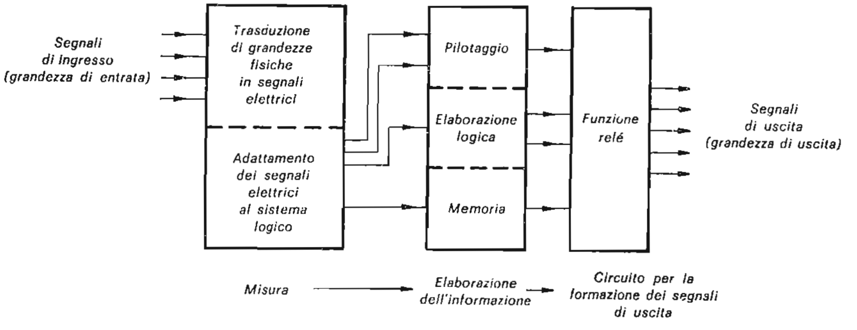


Figura 1.1. - Schema a blocchi di dispositivi elettronici per l'impiego industriale.

Alcuni processi possono avere carattere analogico o digitale. Si può anche pensare ad una combinazione di entrambi i tipi. Comunque, nell'ambito di questo libro divulgativo, non verranno trattati né le funzioni del relé analogico (amplificatori) né le tecniche di regolazione analogica. Ci riferiremo per tali argomenti alla bibliografia.

Nel corso di questo libro verranno descritti circuiti digitali impieganti semiconduttori, che sostituiscono, per quanto è possibile, i circuiti a relé.

Ci sono alcune ragioni che giustificano l'impiego dei semiconduttori nei circuiti digitali e precisamente:

a) le loro piccole dimensioni;

b) la sicurezza di funzionamento e la quasi assoluta mancanza di manutenzione;

c) durata quasi illimitata, indipendente dal numero delle commutazioni;

d) maggiore sensibilità rispetto a quella di relé tradizionale;

e) velocità di commutazione molto più elevate rispetto a quella del relé;
(per tali ragioni i dispositivi a semiconduttori hanno assunto un ruolo sempre più importante);

f) in alcuni casi viene attualmente preferita la soluzione digitale dove prima ci si serviva di quella analogica; ciò è da attribuire al fatto che i circuiti digitali con semiconduttori in confronto con quelli analogici, anche questi realizzati con semiconduttori, risentono molto meno della temperatura;

g) buon comportamento nei riguardi degli urti e delle vibrazioni;

h) strutture semplici e resistenti alla corrosione;

i) bassa tensione di funzionamento, per cui risulta accresciuta la sicurezza e ridotta al minimo la probabilità di produrre scintille, che nel caso particolare di ambienti con pericolo di esplosione, diventa un elemento di notevole importanza e favorisce la costruzione di apparecchiature « intrinsecamente sicure ».

Questo elenco potrebbe essere agevolmente ampliato. Naturalmente non si deve trascurare il fatto che i semiconduttori presentano anche certi svantaggi; questi però sono minori a paragone dei loro grandissimi vantaggi. Sia i vantaggi che gli inconvenienti verranno ampiamente chiariti nel seguito del presente libro.

2. Nozioni fondamentali di tecnica digitale.

2.1. Decimale - duale - binario.

Nell'ambito della tecnica digitale, si prenderà contatto molto presto con i tre concetti di « decimale », « duale » e « binario ». Ci si potrà forse domandare se la tecnica digitale sia fondata su concetti del tutto nuovi. Si può rispondere che non si tratta affatto di concetti nuovi. Ma alla domanda: « Deve essere poi così? » si deve rispondere con un chiaro « sì ». Vi sono nella tecnica in generale, e in particolare nella tecnica digitale, vari sistemi nei quali sono permessi soltanto due stati stabili. Dal punto di vista « analogico », che forse ancor oggi è più familiare perché più tradizionale, è un fatto certo che una finestra o un rubinetto possono essere più o meno aperti. Anche da un punto di vista digitale è possibile immaginare una finestra più o meno aperta. Ma se per semplificare si considerano solo gli estremi dello stato della finestra, tralasciando i gradi intermedi, si arriva ai concetti di « finestra chiusa » e di « finestra non chiusa » ovvero di « finestra non aperta » e di « finestra aperta ».

Questa « logica bivalente », cioè a due stati, che si presenta molte volte nella tecnica digitale, permette soltanto due asserzioni: se qualche cosa può essere vera o non vera, si avranno le formulazioni « vero » o « falso ».

Dopo queste considerazioni è bene anzitutto riportarci al punto di partenza. Il concetto di « decimale » è sufficientemente conosciuto. Anche se ciascuno giornalmente « manipola », per così dire, numeri decimali, sarà bene tuttavia chiarire la loro natura; ciò servirà per una migliore comprensione di quanto esporremo in seguito.

2.1.1. Sistema decimale.

Il sistema decimale, cioè un sistema di numerazione in base 10, dispone di 10 simboli differenti che sono precisamente 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 e che vengono denominati *cifre*. Ogni numero nel sistema decimale è rappresentato da un allineamento di cifre decimali scelte fra $0 \div 9$. Si deve riflettere sul fatto che le normali cifre sono simboli convenzionali più o meno arbitrari.

Si sarebbero potute impiegare, per lo stesso scopo, 10 lettere dell'alfabeto e vi sarebbero certamente molte altre possibilità di indicare numeri in decimale.

Allo scopo d'indagare più a fondo sull'essenza dei numeri decimali potrebbe essere utile il ragionamento seguente. Con l'impiego di simboli generici, per esempio $uvw\ xyz$ si supponga che sia stato espresso un numero di 6 cifre. Imponiamo che z stia per le unità, la y per le decine, la x per le centinaia, la w per le migliaia,. la v per le decine di migliaia e la u per le centinaia di migliaia; ciò significa che è

$$uvw\,xyz = z \cdot 1 + y \cdot 10 + x \cdot 100 + w \cdot 1.000 + v \cdot 10.000 + \\ + u \cdot 100.000$$

La scrittura mediante le potenze del 10 conduce ad una maggiore chiarezza. Pertanto si può scrivere ugualmente nel modo seguente

$$uvw\,xyz = z \cdot 10^0 + y \cdot 10^1 + x \cdot 10^2 + w \cdot 10^3 + v \cdot 10^4 + u \cdot 10^5$$

Da ciò risulta chiaro che il numero 10 è la base del sistema decimale e che il valore di un simbolo dipende dalla sua posizione nell'allineamento (numerazione posizionale).

Se B è la base di un sistema, nel sistema decimale è

$$B = 10$$

Ogni numero può essere rappresentato dalla base e dalle sue potenze con opportuni coefficienti, che designano i numeri naturali da 0 a $(B - 1)$. Nel caso di $B = 10$, per ciascuna posizione in un allineamento rappresentante un numero decimale, devono essere disponibili 10 simboli diversi. Questi sono quelli noti e cioè $0 \ldots 9$, già trattati all'inizio di questo paragrafo.

Ciò è quanto si vuole chiarire sull'essenza dei numeri decimali. Ora non vi è soltanto il sistema decimale; nello stesso modo con il quale si può ottenere con 10 simboli il sistema in base 10, sono analogamente ottenibili altri sistemi, usando un'altra base e quindi un diverso numero di simboli.

2.1.2. Sistema duale.

Un sistema di numerazione che usa soltanto due simboli diversi viene indicato genericamente col nome di « sistema duale ». Questi simboli sono 0 ed 1.

Rispetto al sistema decimale, la differenza sostanziale è che non vi sono più le decine, le centinaia ecc. Ciò apparirà chiaro ragionando come è stato fatto nel paragrafo 2.1.1., e prendendo ora come esempio un numero a piacere di 6 cifre. Per evitare equivoci si potrebbe indicare tale numero con *opq rst*.

Analizziamo allo stesso modo anche questo numero, nel quale le potenze di 10 del paragrafo 2.1.1. sono diventate potenze di 2.

Si ha allora:

$$opq\,rst = t \cdot 2^0 + s \cdot 2^1 + r \cdot 2^2 + q \cdot 2^3 + p \cdot 2^4 + o \cdot 2^5$$

A questo proposito basta ricordarsi che:

$$2^0 = 1\,, \quad 2^1 = 2\,, \quad 2^2 = 4\,, \quad 2^3 = 8\,, \quad 2^4 = 16 \quad \text{e} \quad 2^5 = 32$$

Pertanto, per chiarire l'esempio numerico, si possono impiegare altrettanto bene le potenze del 2 già calcolate, ottenendo:

$$opq\,rst = t \cdot 1 + s \cdot 2 + r \cdot 4 + q \cdot 8 + p \cdot 16 + o \cdot 32$$

Per analogia con le unità, le decine, le centinaia ecc. si dovrebbe in questo caso parlare di unità, « duine », « quartine », « ottine », « sedicine » e « trentaduine »; ma questo linguaggio certamente non è consueto.

Così è stato chiarito un altro punto non meno importante: per il sistema duale vi sono soltanto i due simboli 0 e 1, perché si è usata la base:

$$B = 2$$

Di conseguenza, nel sistema duale, anche le cifre che rappresentano un numero generico, *opq rst*, usato come esempio, si riducono soltanto a 0 ed 1.

Proseguendo in quest'analisi e usando questi nuovi simboli, dal numero generico *opq rst* si potrebbe passare ad un ipotetico numero, per esempio 101 101.

Esso apparirebbe scomposto nel modo seguente, *iniziando dall'ultima cifra di destra,* come si era fatto con l'espressione letterale:

$$101\,101 \triangleq 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^5$$

Supponendo che il simbolo 1 rappresenti l'unità e il simbolo 0 l'elemento nullo, nello sviluppo si possono tralasciare quei prodotti che danno senz'altro 0 e si ottiene quanto segue:

$$101\,101 \triangleq 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^5$$

Questo può essere ancora semplificato:

$$101\,101 \triangleq 2^0 + 2^2 + 2^3 + 2^5 = 1 + 4 + 8 + 32 = 45$$

e perciò si ha:

$$101\,101 \triangleq 45$$

Con ciò si può dire che il numero in notazione duale 101 101 *corrisponde* al numero in notazione decimale 45. Come si noterà da questo esempio, i numeri duali sono, rispetto a quelli decimali, incomparabilmente più lunghi. Bisogna fare attenzione a non scambiare i due sistemi fra loro.

Affinché ciò non avvenga si preferisce qualche volta usare simboli diversi dalle cifre 0 ed 1.

2.1.3. Da duale a binario.

Attraverso i numeri duali si giunge per forza al concetto di « binario »: binario significa qualche cosa come « bivalente » oppure « costituito da due elementi o situazioni diverse ». Un sistema di numerazione posizionale in base $B = 2$ è quindi un sistema duale, mentre binario è un generico sistema che può assumere soltanto due stati (stabili). Caratteristica di un sistema binario è dunque la bivalenza come si è visto nel sistema duale con l'uso dei due soli simboli 0 ed 1. Per rappresentare i due stati stabili possibili in un sistema binario non è necessario usare « 0 » e « 1 »; sarebbero concepibili per esempio « si » e « no » oppure « 0 » e « non 0 ». Tenendo sempre in considerazione la bivalenza, con « non 0 » si deve intendere « 1 » poiché questo è l'altro dei due stati possibili. Conseguentemente « non 1 » rappresenterebbe lo stato « 0 ». Pertanto si deve concludere che, in generale, dall'affermazione che non si tratta di uno dei due possibili stati stabili, scaturisce necessariamente che si deve trattare dell'altro.

La bivalenza era apparsa già nella trattazione dei numeri duali nel paragr. 2.1.2. È stato comunque notato che impiegando i simboli 0 ed 1 si possono generare confusioni con i numeri decimali. Inoltre, poiché le espressioni binarie potrebbero rappresentare entità che non sono affatto numeri puri, molte volte viene impiegato il simbolo « H » in luogo del simbolo « 1 » e il simbolo « L » al posto di « 0 » [1]. In tal caso il numero 101 101 diventa l'espressione binaria HLH HLH che in nessun caso può più essere confusa con un numero decimale.

Notiamo che nella pratica corrente un numero in rappresentazione duale viene spesso chiamato numero binario: *si tenga presente quindi che numero binario deve intendersi sempre come numero in rappresentazione duale.*

2.1.4. Cenni sul sistema ternario.

Nel paragrafo 2.1.3. è spiegato il concetto di « binario » come « bivalente ». Tuttavia vi sono sistemi che possono assumere non soltanto due condizioni di stabilità, ma tre, e quindi vengono indicati come « ternari » e possono essere definiti come « trivalenti » oppure « suscettibili di tre stati ». Nella tecnica dei circuiti a relé i sistemi ternari hanno una certa importanza, come per esempio i relé che consentono di ottenere tre stati di stabilità. Per contro i sistemi ternari non sono consueti nella tecnica digitale. Tuttavia può essere utile conoscere questo concetto.

---

[1] I simboli H e L derivano dall'inglese *high* (alto) e *low* (basso).

2.2. Funzioni di commutazione e simboli matematici dell'algebra di commutazione.

Le funzioni elettriche di commutazione possono essere descritte con molta facilità con l'aiuto dell'algebra di commutazione. Innanzitutto occorre chiarire in termini di funzioni « logiche » il compito di un circuito; poi si deve scrivere questo compito sotto forma di una tabella di funzionamento e conseguentemente trascriverlo in forma di equazione algebrica di commutazione. Inoltre viene fatto uso di alcune regole di calcolo per rendere minimo possibile il numero dei circuiti necessari per realizzare una certa funzione logica. Naturalmente vi è anche il procedimento inverso di analisi, per cui da un circuito si ricava l'equazione algebrica di commutazione e da essa si sviluppa una tabella di funzionamento che la descrive.

L'algebra di commutazione è sempre un eccellente ausilio, del quale i « praticoni » debbono sempre valersi. Fra l'algebra di commutazione e l'algebra matematica vi è un'ampia concordanza, *tuttavia non assoluta.* Purtroppo soltanto recentemente si è cominciato ad avviare un'unificazione nella rappresentazione simbolica (DIN 66 000): fino ad ora è stata usata da parte degli Autori una grande varietà di simboli, con diversi significati e qualche volta persino con significati opposti. Questa situazione particolarmente dannosa favorisce la possibilità di equivoci e conseguentemente porta ad una non chiara caratterizzazione dell'algebra di commutazione rispetto a quella matematica.

Vi è una serie di funzioni di commutazione alla quale vengono associati determinati simboli matematici. Purtroppo per alcune funzioni di commutazione vi sono molti significati che non si possono mettere in luce nei titoli dei singoli paragrafi. Tuttavia saranno menzionati, nel contesto dei paragrafi, i più importanti concetti loro corrispondenti. Per riuscire più chiari nell'esposizione talvolta si è cominciato da reti logiche a relé. La ragione di ciò sta nel fatto che circuiti semplici a relé possono essere più facilmente compresi; tuttavia occorre tenere presente che, in pratica, i circuiti che realizzano le funzioni di commutazione ad essi associate possono anche non avere veri e propri commutatori meccanici, come accade nei circuiti logici a tubi elettronici ed a transistori.

2.2.1. Funzione AND (congiunzione o prodotto logico).

Quando si parla di *funzione AND* (espressione anglosassone della congiunzione italiana *E*), di *connessione AND*, ovvero di « congiunzione » o di « prodotto logico » si vuole indicare l'azione concomitante di almeno due variabili di ingresso con lo scopo di influenzare con la loro contemporanea presenza lo stato delle variabili di uscita. Cerchiamo di chiarire meglio questa definizione. Come già riportato nel paragrafo 2.1.3., quando un sistema, o qualcosa di simile, è « binario », si distinguono due « stati ». Ciascuno stato si contrassegna con i simboli « L » oppure « H ». Le variabili d'ingresso possono essere nello stato « L » o « H » e dalla loro combinazione dipende se la variabile di uscita sarà « L » oppure « H ».

Se la variabile d'uscita è contrassegnata con U e le variabili di ingresso si indicano con il simbolo comune I (contrassegnato da un pedice per la numerazione progressiva, per esempio da 1 fino ad n), si può dare per la funzione AND la seguente definizione:

> La variabile di uscita di U risulta uguale ad H quando, e soltanto quando, tutte le variabili di ingresso $I_1 \dots I_n$ sono uguali ad H. In tutti gli altri casi la variabile di uscita è uguale a L.

Oppure si può dare anche quest'altra definizione:

> La variabile di uscita U è uguale ad H quando I_1 e I_2 e I_3 e $\dots I_n$ sono uguali ad H. Se soltanto una variabile di ingresso è uguale a L anche la variabile di uscita è uguale a L.

Sarebbe molto scomodo trascrivere ogni funzione AND nel modo sopra riportato. L'algebra di commutazione dispone in questo caso di un simbolo e precisamente $\wedge$. In abbreviazione matematica, la funzione AND è definita dalla seguente espressione:

$$U = I_1 \wedge I_2 \wedge \dots \wedge I_n$$

Per completezza, si deve aggiungere che il segno $\wedge$ si può tralasciare nei casi in cui non vi è possibilità di equivoci. La precedente espressione diventa allora:

$$U = I_1 I_2 \dots I_n$$

Questo trova riscontro anche nell'algebra matematica in cui si può sottintendere il segno di moltiplicazione. È bene fare uso di simile semplificazione soltanto quando si è acquisita una certa pratica.

Nel caso di scarsa esperienza in algebra di commutazione, od anche quando le notazioni devono essere accessibili ai meno esperti, si consiglia di trascrivere sempre il segno $\wedge$.

A questo punto, nasce spontanea la domanda: che cosa si può esprimere od intendere con una funzione AND? Ciò risulterà chiaro facendo un esempio con 2 variabili di ingresso ed una variabile di uscita.

Affinché la lampadina *La* possa illuminarsi debbono essere attivati, per esempio, i due relé *A* e *B*. Ciascun relé ha un contatto « normalmente aperto ». Questi contatti vengono indicati rispettivamente con *a* e *b*. Se entrambi i contatti vengono chiusi (relé eccitati), la lampadina *La* sarà alimentata dalla sorgente di tensione *V*.

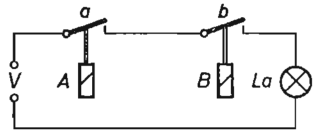


Figura 2.1. - Il collegamento in serie di due contatti normalmente aperti esemplifica una funzione *AND* (congiunzione).

Queste condizioni sono riportate nella Fig. 2.1. Nello « stato » di riposo i relé *A* e *B* sono diseccitati e di conseguenza i contatti *a* e *b* sono aperti.

La funzione di commutazione del circuito rappresentato nella Fig. 2.1 può essere tradotta in formule matematiche nel modo convenzionale, esattamente mediante l'espressione:

$$La = f\,(A, B)$$

Ciò significa che *La* è una funzione delle variabili *A* e *B*. Con ciò non è però detto in quale modo *La* dipenda da *A* e *B*. Lo chiarisce soltanto l'espressione algebrica di commutazione:

$$La = A \wedge B$$

che si legge semplicemente: « *La* uguale *A* AND *B* ». Ora è detto con precisione in quale modo *La* viene influenzata.

Per maggiore chiarezza si possono dare ancora alcune definizioni. Per ciascun caso si può affermare:

Lampada *La* accesa	= H
Lampada *La* spenta	= L
Il relé *A* attivato	= H
Il relé *A* disattivato	= L
Il relé *B* attivato	= H
Il relé *B* disattivato	= L

Con l'impiego di queste definizioni si può comodamente tracciare la cosiddetta « Tabella di funzionamento » o « Tabella della verità ». Per il circuito della Fig. 2.1 esso appare così descritto:

A	*B*	*La*
H	H	H
L	H	L
H	L	L
L	L	L

Questa Tabella di funzionamento rende straordinariamente evidente ciò che è stato espresso nella definizione della funzione AND: *La* è uguale ad H quando e soltanto quando *A* « e » *B* sono uguali ad H.

L'equazione algebrica di commutazione e la tabella di funzionamento caratterizzano inequivocabilmente una funzione AND.

2.2.2. Funzione OR (disgiunzione o somma logica).

Con *funzione OR* (espressione anglosassone della disgiunzione italiana *O*), altrimenti denominata « *connessione OR* », oppure « disgiunzione » o « somma logica », viene inteso, come per la funzione AND, il concorso di almeno due variabili di ingresso nell'influenzare lo stato delle variabili di uscita. Vi è ovviamente una essenziale differenza rispetto alla funzione AND. Cioè: mentre per la funzione AND è necessario che *tutte* le variabili di ingresso siano uguali ad H perché anche la variabile di uscita sia uguale ad H, per la funzione OR è necessario e sufficiente che soltanto una sola delle variabili di ingresso sia uguale ad H perché anche la variabile di uscita sia uguale ad H. Se indichiamo ancora la variabile di uscita con U e le variabili di ingresso con I, ciascuna con un pedice in progressione numerica (dall'1 fino ad n), si può formulare per la funzione OR la seguente definizione:

> La variabile di uscita U è uguale ad H quando anche soltanto una delle variabili di ingresso $I_1 \ldots I_n$ è uguale ad H.

Solo quando tutti gli ingressi sono L anche l'uscita è L. Per la funzione AND si richiede che almeno una delle variabili di ingresso sia uguale a L, perché anche la variabile di uscita sia uguale a L.

Invece per la funzione OR è sufficiente che una sola variabile di ingresso sia uguale ad H perché la variabile di uscita sia uguale ad H.

Anche la funzione OR può essere scritta con l'aiuto dell'algebra di commutazione. In questo caso si usa il segno $\vee$. La traduzione matematica della definizione della funzione OR è possibile mediante la seguente espressione:

$$U = I_1 \vee I_2 \vee \ \ldots \vee I_n$$

In questo caso però non è più possibile omettere il segno $\vee$, perché esso corrisponde al segno $+$ della addizione. Ciò risulta più chiaro se si rammenta che proprio nell'algebra matematica, mentre si può tralasciare il segno di moltiplicazione, non si deve mai omettere il segno $+$ della addizione (1).

Ciò che si può esprimere od intendere con una funzione OR risulterà chiaro sulla scorta di un ulteriore esempio, simile all'esempio del paragrafo 2.2.1. Anche in questo caso vi sono due variabili in ingresso ed una in uscita. Perché una lampada *La* possa illuminarsi è sufficiente che soltanto uno dei due relé A e B sia eccitato. Ogni relé ha un contatto normalmente aperto. Questi contatti vengono indicati con a e b. Se uno dei due relé, od entrambi, sono attivati, la lampada *La* può essere alimentata dalla sorgente di tensione V. Questa situazione viene riprodotta nella Fig. 2.2.

---

(1) Si noti che molto spesso si usano i simboli $\cdot$ e $+$ al posto di $\wedge$ e $\vee$: anche se questi ultimi sono più rigorosi, nella pratica comune sono i primi ad essere preferiti. Qui, per rispettare le esigenze di rigore formale, si sono usati i simboli $\wedge$ e $\vee$.

Nello « stato di riposo », il relé A e B sono disattivati e di conseguenza i contatti a e b sono aperti.

Anche il circuito di Fig. 2.2, come quello di Fig. 2.1, si può tradurre in simboli matematici convenzionali, esattamente con l'espressione:

$$La = f(A, B)$$

Questa espressione, ancora una volta, dice soltanto che La è una funzione delle variabili A e B.

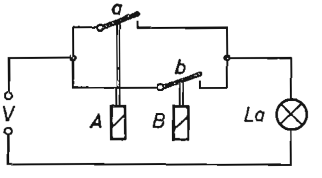


Figura 2.2. - Il collegamento in parallelo di due contatti normalmente aperti esemplifica una funzione *OR* (disgiunzione).

Ma anche in questo caso non è detto in che modo La dipenda da A e B. Ed ancora: questo modo di scrivere è perfettamente identico a quello usato a proposito della funzione AND. Anche in questo caso la dipendenza di La da A e B è chiarita soltanto con l'espressione algebrica di commutazione:

$$La = A \vee B$$

e si legge semplicemente: « La è uguale ad A OR B ». Ora è detto veramente in maniera precisa in quale modo la La viene influenzata. Per renderlo ancora più evidente si dovranno dare ancora alcune definizioni. In particolare valgono anche qui le relazioni:

Lampada La illuminata	= H
Lampada La spenta	= L
Relé A attivato	= H
Relé A disattivato	= L
Relé B attivato	= H
Relé B disattivato	= L

Con l'impiego di queste definizioni si può nuovamente tracciare una « tabella di funzionamento » o « tabella delle verità ». Rispetto a quella della funzione AND relativa alla Fig. 2.1, la tabella delle funzioni relativa al circuito 2.2 appare così:

A	*B*	*La*
H	H	H
H	L	H
L	H	H
L	L	L

Questa tabella delle funzioni rende straordinariamente evidente ciò che è stato espresso nella definizione della funzione OR: *La* è uguale ad *H*, quando e solo quando, *A* o *B* o *A* e *B* sono uguali ad H.

L'espressione algebrica di commutazione della « tabella di funzionamento » caratterizza inequivocabilmente il comportamento di una funzione OR.

2.2.3. Funzione NOT (negazione)

L'essenza della funzione NOT (NON) è ben altra cosa rispetto a quella delle funzioni AND ed OR.

A differenza delle funzioni precedenti, nella funzione NOT vi è soltanto una variabile di ingresso. La funzione NOT è enormemente importante. Essa è caratterizzata dal concetto di « negazione » o « inversione » perché la variabile di uscita è comunque la negazione della variabile d'ingresso.

In altri termini: un « si » all'ingresso diventa « no » e un « no » diventa « si », un L diventa H e un H diventa L.

Anche per la funzione NOT vi è un segno nell'algebra di commutazione. A rigore ve ne sono due diversi, dei quali tuttavia il primo domina nell'uso corrente. Esso consiste semplicemente in una sopralinea. $\bar{a}$ deve essere inteso « non *a* », anche se comunemente viene chiamato « *a* segnato » o « *a* negato ».

Dall'applicazione delle relazioni descritte nel precedente capoverso, consegue che la variabile di ingresso, a causa della funzione NOT, diventa $\bar{I}$, e come tale appare in uscita.

2

In forma di equazione algebrica di commutazione questo fatto viene espresso così:

$$U = \overline{I}$$

che viene letto « U uguale a I negato » (1).

Per dare un esempio della funzione NOT, si immagini un relé A che abbia un contatto normalmente chiuso $\overline{a}$. Fintanto che il relé A è disattivato il contatto $\overline{a}$ è chiuso.

Con ciò viene alimentata una lampada La dalla sorgente di tensione; quindi essa si accende soltanto nel caso in cui il relé sia disattivato. Questa situazione viene riprodotta nella Fig. 2.3. Nello « stato » di riposo il relé A è disattivato e, di conseguenza, il contatto $\overline{a}$ è chiuso.

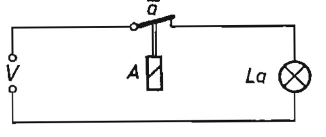


Figura 2.3. - Un contatto di riposo esemplifica una funzione *NOT* (negazione).

Se si volesse trascrivere il circuito di Fig. 2.3 in forma matematica tradizionale, l'espressione sarebbe:

$$La = f(A)\,.$$

Con ciò però non si darebbe alcuna informazione sul tipo di dipendenza delle variabili. La corrispondente espressione algebrica di commutazione è:

$$La = \overline{A}$$

che si legge semplicemente: « La uguale A negato ». Per maggiore

---

(1) Per $\overline{I}$ vi è un altro modo di scrivere e precisamente $\neg$, per cui la precedente equazione può essere scritta nel modo seguente:

$$U = \neg\, I$$

Per quanto concerne il significato e il modo di leggerla, non esiste alcuna differenza; l'ultimo modo di scriverla viene preferito in determinati campi, per esempio come « operatore logico » nel linguaggio ALGOL. Si deve tuttavia fare attenzione che qui i segni vengono espressi meccanicamente e per ragioni pratiche non possono essere collocati sopra un altro segno.

chiarezza si danno alcune definizioni e precisamente per i singoli casi esse sono:

Lampada *La* illuminata	= H
Lampada *La* spenta	= L
Relé *A* attivato	= H
Relé *A* disattivato	= L

Nel caso presente non si deve ignorare che si tratta di un contatto normalmente chiuso e non di un contatto normalmente aperto. Utilizzando le definizioni incontrate, si può nuovamente tracciare per comodità una « Tabella di funzionamento ». Per il circuito di Fig. 2.3 essa appare come segue:

A	*La*
L	H
H	L

Con ciò l'essenza della funzione NOT diventa ancora più chiara: *La* è uguale a L soltanto quando *A* è uguale ad *H* e viceversa.

Anche in questo caso l'equazione algebrica di commutazione e la « Tabella di funzionamento » caratterizzano univocamente il comportamento della funzione NOT. L'esempio molto semplice della lampada che si illumina o non s'illumina è servito soltanto per una migliore comprensione.

2.2.4. Funzione NAND (congiunzione negata).

La funzione NAND è praticamente un'inversione della funzione AND e ciò viene anche convalidato dalla espressione « congiunzione negata ». Per logica conseguenza si può immaginare la funzione NAND costituita dalle funzioni AND e NOT poste *in cascata*. Anche per la funzione NAND la variabile di uscita viene indicata con *U* e le variabili di ingresso con *I*, ciascuna con un pedice di numerazione progressiva (da 1 a *n*).

Nel caso della funzione AND, la variabile di uscita è uguale ad H quando tutte le variabili di ingresso $I_1 \dots I_n$ sono uguali ad H, altrimenti *U* è uguale a L.

Poiché nel nostro caso la presenza della funzione NOT, posta in cascata alla funzione AND, inverte tutto, il comportamento dell'insieme AND e NOT è del tutto opposto alla funzione AND. La definizione della funzione NAND è quindi:

> La variabile di uscita U è uguale a L quando e soltanto quando tutte le variabili di ingresso $I_1 \ldots I_n$ sono uguali ad H; in tutti gli altri casi la variabile di uscita U è uguale ad H.

Si può anche dire: U è uguale a L, quando $I_1, I_2 \ldots I_n$ sono tutte uguali ad H. Se vi è anche una sola variabile di ingresso uguale a L, la variabile di uscita sarà uguale ad H.

Anche la funzione NAND può essere trascritta per mezzo dell'algebra di commutazione. In questo caso si adopera il segno $\overline{\wedge}$.

La trascrizione matematica della definizione della funzione NAND porta alla seguente espressione:

$$U = I_1 \overline{\wedge} I_2 \overline{\wedge} \ldots \overline{\wedge} I_n$$

oppure:

$$U = \overline{I_1 \wedge I_2 \wedge \ldots \wedge I_n}$$

ed entrambe le espressioni hanno lo stesso significato.

Ciò che può essere espresso e descritto con una funzione NAND risulterà chiaro servendoci di un esempio. Vi sono due variabili di ingresso ed una variabile di uscita. Di conseguenza vi sono, corrispondentemente all'esempio del par. 2.2.1 (Fig. 2.1), ancora due relé A e B necessari per il comando di una lampadina La, che sarà alimentata da una sorgente di tensione V. Poiché si ha un'inversione a causa della funzione NOT associata alla funzione NAND, i relé impiegati nell'esempio non hanno contatti normalmente aperti ma contatti normalmente chiusi che vengono contrassegnati $\bar{a}$ e $\bar{b}$. Si dovrà ora decidere come debbono venire collegati i contatti, se in serie o in parallelo. La definizione della funzione NAND dice che la variabile di uscita U è uguale a L (cioè lampadina La spenta) soltanto quando tutte le variabili d'ingresso siano uguali ad H (A e B attirati, contatti $\bar{a}$ e $\bar{b}$ aperti). In tutti gli altri casi (cioè almeno un relé disattivato quindi un contatto chiuso), la variabile di uscita è uguale ad H (cioè lampadina La accesa). Da ciò si deduce che i contatti $\bar{a}$ e $\bar{b}$ debbono essere collegati in parallelo.

Queste condizioni sono indicate nella Fig. 2.4. Nello stato di riposo i relé A e B sono disattivati e per conseguenza i contatti $\bar{a}$ e $\bar{b}$ sono chiusi.

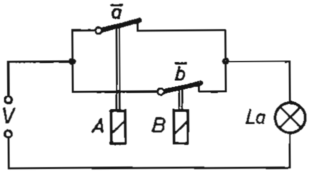


Figura 2.4. - Il collegamento in parallelo di due contatti di riposo esemplifica una funzione *NAND* (congiunzione negata).

La usuale trascrizione matematica del circuito di Fig. 2.4 è:

$$La = f(A, B)$$

e la corrispondente espressione algebrica di commutazione è:

$$La = A \mathbin{\overline{\wedge}} B$$

oppure:

$$La = \overline{A \wedge B}$$

In realtà questa funzione NAND può essere ricondotta alla funzione elementare OR. Se si riflette che occorre che soltanto uno dei due relé A e B sia disattivato perché la lampadina si accenda, ciò si può esprimere anche con:

$$La = \bar{A} \vee \bar{B}$$

Per chiarire ulteriormente la funzione NAND, si danno ancora alcuni dati di precisazione per ogni caso:

Lampada *La* accesa	= H
Lampada *La* spenta	= L
Relé *A* attivato	= H
Relé *A* disattivato	= L
Relé *B* attivato	= H
Relé *B* disattivato	= L

Sulla base di queste definizioni viene nuovamente tracciata per comodità una tabella delle funzioni. Per il circuito di Fig. 2.4 vale la seguente « Tabella di funzionamento »:

A	B	La
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Mediante questa tabella la definizione della funzione NAND risulta ulteriormente chiarita: La è uguale a L, quando e soltanto quando, A e B sono uguali ad H.

2.2.5. Funzione NOR (disgiunzione negata).

L'espressione NOR rappresenta, come l'espressione NAND, una composizione di due parole anglosassoni e precisamente di « NOT » (in italiano « non ») ed « OR » (in italiano « o »).

In analogia con la funzione NAND, si può immaginare la funzione NOR come la successione di una funzione OR e di una funzione NOT. Anche per la funzione NOR la variabile di uscita viene indicata con U e le variabili di ingresso con I, ciascuna con un pedice di numerazione progressiva (da 1 ad n). Per la funzione OR la variabile di uscita U è uguale ad H quando anche una sola delle variabili di ingresso $I_1 \dots I_n$ è uguale ad H; soltanto quando tutte le variabili di ingresso sono uguali a L anche U è uguale a L. Tuttavia, poiché la funzione NOT in cascata inverte tutto, le condizioni della funzione NOR sono perfettamente opposte. Di qui si ricava la definizione della funzione NOR:

> La variabile di uscita U è uguale ad H quando e soltanto quando tutte le variabili di ingresso $I_1 \dots I_n$ sono uguali a L. In tutti gli altri casi la variabile di uscita U è uguale a L.

Si può dire: $U = H$ quando $I_1, I_2 \dots I_n$ sono uguali a L. Se vi è anche una sola variabile di ingresso uguale ad H, la variabile di uscita sarà uguale a L.

Anche la funzione NOR può essere trascritta per mezzo dell'algebra di commutazione. In questo caso useremo il segno $\overline{\vee}$. La descrizione matematica della definizione della funzione NOR conduce a questa espressione:

$$U = I_1 \overline{\vee} I_2 \overline{\vee} \ldots \overline{\vee} I_n$$

che si può anche scrivere:

$$U = \overline{I_1 \vee I_2 \vee \ldots \vee I_n}$$

ed entrambe le espressioni hanno lo stesso significato.

Ciò che può essere espresso o descritto con una funzione NOR, verrà chiarito con un esempio. Consideriamo le due variabili di ingresso e la variabile di uscita. In conseguenza di ciò ci saranno anche qui, analogamente all'esempio del par. 2.2.2 (Fig. 2.2.), due relé *A* e *B* necessari per il comando di una lampadina *La*, che sarà alimentata dalla sorgente di tensione *V*. Tuttavia, poiché si ha un'inversione a causa della funzione NOT associata alla funzione NOR, i relé impiegati nell'esempio non avranno contatti normalmente aperti ma contatti normalmente chiusi e verranno contrassegnati con $\overline{a}$ e $\overline{b}$. Ci si può chiedere come debbono essere collegati in questo caso i contatti, se in parallelo o in serie.

La definizione della funzione NOR ci dice che la variabile di uscita *U* è uguale ad H (lampadina accesa) quando e soltanto quando tutte le variabili di ingresso sono uguali a L (relé *A* e *B* disattivato, contatti di riposo $\overline{a}$ e $\overline{b}$ chiusi). In tutti gli altri casi (almeno un relé attivato, almeno un contatto aperto), la variabile di uscita *U* è uguale a L (lampadina *La* spenta). Da ciò si deduce che i contatti $\overline{a}$ e $\overline{b}$ debbono essere collegati in serie. Queste condizioni sono riportate nella Figura 2.5. Nello « stato » di riposo i relé *A* e *B* sono disattivati e di conseguenza i contatti $\overline{a}$ e $\overline{b}$ sono chiusi.

La comune espressione matematica del circuito di Fig. 2.5 è:

$$La = f(A, B)$$

e la corrispondente espressione algebrica di commutazione è:

$$La = \overline{A \vee B}$$

oppure:

$$La = A \overline{\vee} B$$

In realtà questa funzione NOR si può ricondurre alla funzione elementare AND poiché entrambi i relé *A* e *B* debbono essere disattivati affinché la lampadina si accenda. Ciò si potrà scrivere al seguente modo:

$$La = \overline{A} \wedge \overline{B}$$

Per rendere ancora più chiara la funzione NOR si può fare il seguente quadro:

Lampadina *La* accesa	= H
Lampadina *La* spenta	= L
Relé *A* attivato	= H
Relé *A* disattivato	= L
Relé *B* attivato	= H
Relé *B* disattivato	= L

Sulla base di queste definizioni si può anche scrivere una « tabella di funzionamento », che per il circuito di Fig. 2.5 sarà la seguente:

A	*B*	*La*
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	L

Mediante tale tabella di funzionamento, la definizione della funzione NOR risulta ulteriormente chiarita: « *La* è uguale ad H quando e soltanto quando, *A*, e *B* sono uguali a L ».

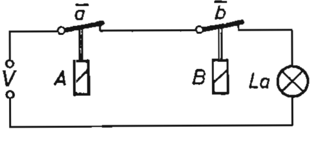


Figura 2.5. - Il collegamento in serie (cascata) di due contatti normalmente chiusi esemplifica una funzione *NOR* (disgiunzione negativa).

2.2.6. Comparatore binario e OR esclusivo.

Accanto alle funzioni fondamentali AND, OR, NOT ed alle funzioni molto importanti da queste derivate, NAND e NOR, vi sono due altre funzioni composte, che devono essere considerate altrettanto importanti.

Possiamo chamarle « coincidenza » e « anticoincidenza », anche se in pratica vengono chiamate « comparatore binario » e « OR esclusivo ». Nonostante la loro importanza esse non vengono trattate così ampiamente come quelle dei paragrafi precedenti (dal 2.2.1 al 2.2.5).

Le definizioni delle funzioni AND, OR, NAND e NOR sono riassunte nel seguente quadro:

funzione AND	$U = \mathrm{H}$ quando $I_1 \ldots I_n = \mathrm{H}$
funzione OR	$U = \mathrm{L}$ quando $I_1 \ldots I_n = \mathrm{L}$
funzione NAND	$U = \mathrm{L}$ quando $I_1 \ldots I_n = \mathrm{H}$
funzione NOR	$U = \mathrm{H}$ quando $I_1 \ldots I_n = \mathrm{L}$

Come si vede nel definire le funzioni logiche AND, OR, NAND e NOR, si sono considerate le variabili di ingresso $I_1 \ldots I_n$ *tutte* in uno stesso *ben preciso* stato, che in base alla definizione determina lo stato delle variabili di uscita (non necessariamente identico a quello di tutti gli ingressi).

Ci sono altre funzioni logiche elementari che sono definite non in base all'uguaglianza di *tutte* le variabili d'ingresso in un *ben determinato stato*, ma prendendo in considerazione, ad esempio, l'uguaglianza degli stati di ingresso o la loro disuguaglianza. È il caso della « coincidenza » e dell'« anticoincidenza ».

2.2.6.1. Comparatore binario (coincidenza)

Nel comparatore binario chi decide lo stato della variabile di uscita U è la *coincidenza* degli stati di due variabili di ingresso I_1 e I_2. La definizione è la seguente:

> La variabile di uscita U è sempre uguale ad H quando le variabili di ingresso I_1 e I_2 hanno lo stesso « stato », cioè quando sono entrambe uguali ad H oppure uguali a L. In caso contrario la variabile di uscita U è uguale a L.

L'espressione algebrica di commutazione per il comparatore binario fra due variabili di ingresso è:

$$U = (I_1 \wedge I_2) \vee (\overline{I_1} \wedge \overline{I_2})$$

e può essere interpretata nel senso che le variabili I_1 e (AND) I_2, oppure (OR) le loro negazioni $\overline{I_1}$ e (AND) $\overline{I_2}$, influiscono sullo stato della variabile di uscita. In forma semplificata si può in questo caso anche scrivere:

$$U = I_1 \equiv I_2$$

che si può leggere « U uguale a I_1 coincidente con I_2 ». La « Tabella di funzionamento » sarà la seguente:

I_1	I_2	U
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	H

2.2.6.2. OR esclusivo (anticoincidenza).

L'OR esclusivo è l'opposto del comparatore binario. Qui è la « diversità » degli « stati » di due variabili di ingresso I_1 e I_2 che determina lo « stato » della variabile di uscita U. L'OR esclusivo è definito così:

> La variabile di uscita U è sempre uguale ad H quando le variabili di entrata I_1 e I_2 hanno valori opposti, ossia quando una è uguale ad H e l'altra è uguale a L. Quindi se gli stati delle variabili di ingresso sono uguali, la variabile di uscita è uguale a L.

L'espressione algebrica di commutazione per l'OR esclusivo di due variabili di ingresso è la seguente:

$$U = (I_1 \wedge \overline{I_2}) \vee (\overline{I_1} \wedge I_2)$$

e può essere interpretata nel senso che o una variabile I_1 deve essere presa direttamente e l'altra variabile I_2 negata, oppure viceversa, perché lo stato della variabile di uscita U risulti influenzato. In forma semplificata si può scrivere:

$$U = I_1 \not\equiv I_2$$

che si legge: « U uguale I_1 diverso da I_2 ». La « tabella relativa di funzionamento » è la seguente:

I_1	I_2	U
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Si è rinunciato anche in questo caso al circuito chiarificatore a contatti.

È utile ricordare che il nome di « OR esclusivo » dato a questa funzione deriva dal fatto che soltanto I_1 « o » I_2 deve essere uguale ad H affinché U sia uguale ad H. Qui occorre notare infatti che, se una variabile di ingresso è uguale ad H, è esclusa la possibilità che l'altra variabile di ingresso sia parimenti uguale ad H, quando la variabile di uscita deve essere uguale ad H.

2.2.7. Compendio delle funzioni di commutazione.

Diamo qui un quadro riassuntivo molto conciso delle funzioni di commutazione descritte nei paragrafi che vanno dal 2.2.1 al 2.2.6.

Esso si presta bene per coloro che entro certi limiti hanno già assimilato i concetti basilari delle funzioni e ne volessero cogliere, consultandolo, soltanto gli aspetti essenziali. Si è partiti ogni volta da due variabili di ingresso; fa eccezione la funzione NOT per la quale vi è un'unica variabile di ingresso. Accanto alle « Tabelle di funzionamento », sono stati riprodotti, per le funzioni di commutazione incontrate, i relativi simboli matematici dell'algebra di commutazione.

2.2.7.1. Funzione AND (prodotto logico).

Tabella di funzionamento:

I_1	I_2	U
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

segno matematico dell'algebra di commutazione: $\wedge$

$$U = I_1 \wedge I_2$$

Per i dettagli vedere il paragrafo 2.2.1.

2.2.7.2. Funzione OR (somma logica).

Tabella di funzionamento:

I_1	I_2	U
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H

segno matematico dell'algebra di commutazione: $\vee$

$$U = I_1 \vee I_2$$

Per i dettagli vedere il paragrafo 2.2.2.

2.2.7.3. Funzione NOT (negazione).

Tabella di funzionamento:

I	U
L	H
H	L

segno matematico dell'algebra di commutazione: $-$ oppure $\neg$

$$U = \overline{I}$$

Per i dettagli vedere il paragrafo 2.2.3.

2.2.7.4. Funzione NAND (prodotto logico negato).

Tabella di funzionamento:

I_1	I_2	U
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

segno matematico dell'algebra di commutazione: $\overline{\wedge}$

$$U = \overline{I_1 \wedge I_2} = I_1 \overline{\wedge} I_2$$

Per i dettagli vedere il paragrafo 2.2.4.

2.2.7.5. Funzione NOR (somma logica negata).

Tabella di funzionamento:

I_1	I_2	U
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	L

segno matematico dell'algebra di commutazione: $\overline{\vee}$

$$U = \overline{I_1 \vee I_2} = I_1 \overline{\vee} I_2$$

Per i dettagli vedere il paragrafo 2.2.5.

2.2.7.6. Comparatore binario (coincidenza).

Tabella di funzionamento:

I_1	I_2	U
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	H

segno matematico dell'algebra di commutazione: $\equiv$

$$U = (I_1 \wedge I_2) \vee (\bar{I}_1 \wedge \bar{I}_2)$$
$$= I_1 \equiv I_2$$

Per i dettagli vedere il paragrafo 2.2.6.1.

2.2.7.7. OR esclusivo (anticoincidenza).

Tabella di funzionamento:

I_1	I_2	U
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

segno matematico dell'algebra di commutazione: $\not\equiv$

$$U = (I_1 \wedge \bar{I}_2) \vee (\bar{I}_1 \wedge I_2)$$
$$= I_1 \not\equiv I_2$$

Per i dettagli vedere il paragrafo 2.2.6.2.

2.3. Regole di calcolo dell'algebra di commutazione.

Con l'aiuto dell'algebra di commutazione si possono trascrivere i problemi della tecnica di commutazione in forma di equazioni algebriche di commutazione. Ciò fatto, viene offerta la possibilità di semplificare le equazioni trovate in modo che ne derivi il minimo di funzioni di commutazione.

In pratica ciò serve per potere impiegare il minimo numero di componenti di commutazione. Anche se una serie di regole o leggi dell'algebra di commutazione può dare l'impressione di una sua concordanza, o quanto meno di una certa rassomiglianza, con l'algebra tradizionale, non ci si deve tuttavia lasciar trarre in inganno. A ragione di ciò, a causa d'impieghi non corretti, si possono commettere facilmente errori che portano a conclusioni errate. Si deve dunque considerare l'algebra di commutazione come « un'algebra autonoma », che ha quindi le proprie regole, regole che naturalmente occorre conoscere. Per esempio, non è lecito portare « all'altro membro » di una equazione variabili singole od equazioni parziali membri dell'equazione, come è consentito fare nell'algebra tradizionale. Non senza ragione l'algebra di commutazione impiega propri simboli matematici, dopo che per lungo tempo i segni dell'algebra tradizionale avevano portato ad equivoci.

Nei successivi paragrafi viene presentato nella necessaria concisione un quadro sintetico coll'aiuto del quale si possono dedurre utili accorgimenti fondamentali.

2.3.1. Equazioni elementari.

Le equazioni elementari vengono trattate qui in forma tabellare dato che esse, nella maggior parte dei casi, possono essere capite senza ulteriori chiarimenti. Verranno date spiegazioni soltanto quando sarà necessario.

2.3.1.1. Funzioni di costanti.

Nell'algebra di commutazione vi sono soltanto due costanti e precisamente H e L. La tabella mostra, una accanto all'altra, le possibili equazioni in queste costanti per le funzioni AND, OR, NOT.

Funzione AND	Funzione OR	Funzione NOT
$\mathrm{L} \wedge \mathrm{L} = \mathrm{L}$	$\mathrm{L} \vee \mathrm{L} = \mathrm{L}$	$\overline{\mathrm{L}} = \mathrm{H}$
$\mathrm{L} \wedge \mathrm{H} = \mathrm{L}$	$\mathrm{L} \vee \mathrm{H} = \mathrm{H}$	$\overline{\mathrm{H}} = \mathrm{L}$
$\mathrm{H} \wedge \mathrm{L} = \mathrm{L}$	$\mathrm{H} \vee \mathrm{L} = \mathrm{H}$	
$\mathrm{H} \wedge \mathrm{H} = \mathrm{H}$	$\mathrm{H} \vee \mathrm{H} = \mathrm{H}$	

2.3.1.2. Funzioni di una variabile ed una costante.

Funzione AND	Funzione OR	Funzione NOT
$\mathrm{L} \wedge X = \mathrm{L}$	$\mathrm{L} \vee X = X$	$\overline{\overline{X}} = \mathrm{X}$
$\mathrm{H} \wedge X = X$	$\mathrm{H} \vee X = \mathrm{H}$	
$X \wedge X = X$	$X \vee X = X$	
$X \wedge \overline{X} = \mathrm{L}$	$X \vee \overline{X} = \mathrm{H}$	

Nella colonna relativa alla funzione NOT si nota che il doppio uso della funzione NOT (in questo caso si parla anche di doppia « inversione » o di doppia « negazione ») dà come risultato la costante oppure la variabile originaria. Allo stesso modo si può scrivere quindi $\overline{\overline{H}} = H$ ed $\overline{\overline{L}} = L$.

2.3.1.3. Funzioni di due variabili.

Proprietà commutativa fra le funzioni AND e OR	Regola di negazione per le funzioni AND e OR
$X_1 \wedge X_2 = X_2 \wedge X_1$	$\overline{X_1 \wedge X_2} = \overline{X_1} \vee \overline{X_2}$
$X_1 \vee X_2 = X_2 \vee X_1$	$\overline{X_1 \vee X_2} = \overline{X_1} \wedge \overline{X_2}$

2.3.1.4. Funzioni di 3 o 4 variabili.

Proprietà associativa delle funzioni AND e OR	Proprietà distributiva per le funzioni AND e OR
$X_1 \wedge (X_2 \wedge X_3) = (X_1 \wedge X_2 \wedge X_3)$	$X_1 \wedge (X_2 \vee X_3) = X_1 \wedge X_2 \vee X_1 \wedge X_3$
$= X_1 \wedge X_2 \wedge X_3$	$X_1 \vee X_2 \wedge X_3 = (X_1 \vee X_2) \wedge (X_1 \vee X_3)$
$X_1 \vee (X_2 \vee X_3) = (X_1 \vee X_2) \vee X_3$	$(X_1 \vee X_2) \wedge (X_3 \vee X_4) = X_1 \wedge X_3 \vee$
$= X_1 \vee X_2 \vee X_3$	$\vee X_1 \wedge X_4 \vee X_2 \wedge X_3 \vee X_2 \wedge X_4$

2.3.2. Leggi fondamentali generali.

Vengono date qui quattro regole che si possono considerare come « leggi fondamentali generali ».

La loro conoscenza è indispensabile per procedere mediante l'algebra di commutazione.

2.3.2.1. Regola d'espansione.

La regola d'espansione consente di inserire in una equazione, in ciascun posto in cui si presenti una data variabile, una funzione scelta a piacere, senza alterare l'equazione. Inoltre valgono i seguenti principi:

— l'espansione avviene di principio per una variabile singola ed avviene in tutti i posti dell'equazione originaria, ove questa variabile si presenti.

— È vero che può essere inserita una qualsiasi funzione a piacere, tuttavia questa deve rimanere la stessa per ciascun procedimento d'espansione.

— Le variabili della funzione da inserire possono, in numero arbitrario, concordare con le variabili dell'equazione originaria od anche differire da queste.

L'uso della regola d'espansione viene chiarita con l'esempio che segue. L'equazione originaria sia

$$f_1(X_1, X_2, \ldots, X_n) = f_2(X_1, X_2, \ldots, X_n);$$

inseriamo ora nelle f_1 ed f_2 per la variabile X_k la funzione (qui supposta qualsiasi)

$$g(Y_1, Y_2, \ldots, Y_m)$$

In base alla regola di espansione vale la relazione:

$$f_1(X_1, X_2, \ldots, X_n) X_k/g(Y_1, Y_2, \ldots, Y_m) =$$
$$= f_2(X_1, X_2, \ldots, X_n) X_k/g(Y_1, Y_2, \ldots, Y_m)$$

con

$$1 \leqq k \leqq n$$

2.3.2.2. Regola di sostituzione.

La regola di sostituzione consente di sostituire in una funzione determinate funzioni parziali, presenti in essa, con funzioni parziali loro equivalenti.

In tal modo la funzione originaria si trasforma in una sua funzione equivalente. A questo proposito valgono i seguenti principi:

— vengono di principio sostituite funzioni parziali scelte a piacere; questo avviene in posti scelti a piacere nei quali si presentino queste funzioni parziali e nei posti appartenenti alla funzione originaria. Non è però necessario che questo avvenga in tutti i posti;

— una funzione parziale può essere sostituita soltanto con una funzione parziale ad essa equivalente.

Questa formulazione generale della regola di sostituzione verrà ora chiarita meglio.

Se una funzione è costituita da funzioni AND, OR e NOT che hanno come variabili le funzioni parziali f_1 e g_1 e queste funzioni parziali vengono sostituite con le relative funzioni equivalenti f_2 e g_2, la funzione originaria si trasforma in una sua funzione equivalente. Se si suppone dunque che sia $f_1 = f_2$ e $g_1 = g_2$, valgono le seguenti equazioni:

$$f_1 \wedge g_1 = f_2 \wedge g_2$$

$$f_1 \vee g_1 = f_2 \vee g_2$$

$$\overline{f}_1 = \overline{f}_2 \, .$$

Le nuove funzioni parziali f_2 e g_2 possono a loro volta essere sostituite con altre funzioni parziali.

2.3.2.3. *Principio di dualità e regola di negazione.*

Il principio di dualità viene spesso indicato come « teorema di de-Morgan », dal nome del suo scopritore. Nella formulazione generale esso può essere così espresso: due funzioni

$$f_1(X_1, X_2, \ldots, X_n) \qquad \text{ed} \qquad f_2(X_1, X_2, \ldots, X_n)$$

sono equivalenti alle loro rispettive funzioni duali

$$f_1^*(X_1, X_2, \ldots, X_n) \qquad \text{ed} \qquad f_2^*(X_1, X_2, \ldots, X_n)$$

Questo significa che dalla relazione

$$f_1(X_1, X_2, \ldots, X_n) = f_2(X_1, X_2, \ldots, X_n)$$

si passa alla

$$f_1^*(X_1, X_2, \ldots, X_n) = f_2^*(X_1, X_2, \ldots, X_n) \, .$$

Regola di dualità:

se in una espressione si sostituiscono tutti i segni relativi ad una connessione OR con i segni relativi ad una connessione AND, s'invertono tutte le singole variabili e successivamente s'inverte la nuova espressione, si ottiene un'espressione equivalente. Per esempio:

$$X_1 \wedge X_2 \wedge \ldots \wedge X_n = \overline{\overline{X}_1 \vee \overline{X}_2 \vee \ldots \vee \overline{X}_n} \, .$$

In questo caso una connessione AND potrebbe anche diventare una connessione NOR delle variabili invertite, poiché si potrebbe scrivere l'identità

$$X_1 \wedge X_2 \wedge \ldots \wedge X_n = \overline{X}_1 \mathbin{\overline{\vee}} \overline{X}_2 \mathbin{\overline{\vee}} \ldots \mathbin{\overline{\vee}} \overline{X}_n ,$$

allo stesso modo una funzione OR potrebbe diventare una connessione NAND delle variabili invertite

$$X_1 \vee X_2 \vee \ldots \vee X_n = \overline{\overline{X}_1 \wedge \overline{X}_2 \wedge \ldots \wedge \overline{X}_n} = \overline{X}_1 \mathbin{\overline{\wedge}} \overline{X}_2 \mathbin{\overline{\wedge}} \ldots \mathbin{\overline{\wedge}} \overline{X}_n$$

Sotto questo punto di vista anche i punti fissati nei paragrafi 2.2.4 e 2.2.5 diventerebbero comprensibili quando la funzione NAND e la funzione NOR si potessero ricondurre rispettivamente alle funzioni elementari OR ed AND, per cui

$$La = A \mathbin{\overline{\wedge}} B = \overline{A} \vee \overline{B}$$

oppure

$$La = A \mathbin{\overline{\vee}} B = \overline{A} \wedge \overline{B}$$

Riassumendo si può dire che qualunque funzione binaria può essere ricondotta a strutture formate dalle sole funzioni fondamentali AND e NOT oppure OR e NOT. Tale affermazione si basa sul principio di dualità e sulla regola di negazione. Quest'ultima dice inoltre che una funzione qualsiasi $f(X_1, X_2, \ldots, X_n)$ può essere negata, se i segni relativi alle connessioni AND e OR vengono sostituiti con rispettivi segni duali e vengono anche negate (invertite) tutte le variabili e le costanti.

2.3.3. Le più importanti regole di semplificazione.

Le regole di semplificazione consentono spesso a chi le usa, di semplificare le funzioni che si presentano. Lo scopo è sempre quello di ridurre al minimo l'impiego dei circuiti necessari alla realizzazione pratica della funzione trovata.

2.3.3.1. Prima regola di semplificazione.

In una connessione OR si possono omettere tutti quei termini, che formano una connessione AND tra una funzione arbitraria (f_1) con l'altro termine della connessione OR (f_2). In forma di equazione elementare si ha

$$X_1 \wedge X_2 \vee X_2 = X_2$$

oppure, con l'impiego della regola d'espansione (paragrafo 2.3.2.1.) in forma generalizzata

$$f_1 \wedge f_2 \vee f_2 = f_2 .$$

2.3.3.2. Seconda regola di semplificazione.

Se due elementi di due connessioni AND in connessione OR differiscono fra loro soltanto per il fatto che si presentano una volta in forma normale e un'altra in forma invertita, mentre gli altri due elementi concordano, essi possono essere sostituiti con l'elemento concordante. Espressa in forma di equazione lineare questa regola diventa

$$X_1 \wedge X_2 \vee X_1 \wedge \overline{X_2} = X_1$$

oppure con l'impiego della regola d'espansione (paragrafo 2.3.2.1.) in forma generalizzata

$$f_1 \wedge f_2 \vee f_1 \wedge \overline{f_2} = f_1$$

2.3.3.3. Terza regola di semplificazione.

In una connessione OR può essere omesso un elemento, collegato con una connessione AND, che rappresenta la forma invertita di un altro elemento della connessione OR. Sotto forma di equazione elementare questa regola si può scrivere

$$X_1 \vee \overline{X_1} \wedge X_2 = X_1 \vee X_2$$

oppure, impiegando la regola d'espansione (paragrafo 2.3.2.1.) in forma generalizzata

$$f_1 \vee \overline{f_1} \wedge f_2 = f_1 \vee f_2 .$$

3. Sistemi numerici e loro rappresentazioni.

Sui numeri decimali e duali [1] sono state già date notizie particolareggiate nei paragrafi 2.1.1. e 2.1.2. Ora questi due sistemi non sono certamente gli unici esistenti. Ovviamente voler trattare tutti quelli esistenti o immaginabili ci porterebbe troppo lontano. È tuttavia utile esaminare comparativamente alcuni sistemi, in modo che si evidenzino le differenze già nella loro rappresentazione numerica.

3.1. Paragone fra alcuni sistemi numerici.

I sistemi numerici differiscono fra loro per la loro base (B). Il sistema *decimale*, anche troppo familiare all'uomo, ha per base 10. Il sistema *octale* ha per base 8 ed è un buon intermediario tra l'uomo e la macchina in quanto la conversione dei numeri con base 8 in quelli con base 2 (duale o binario) è sostanzialmente più facile della conversione dei numeri con base 10 in quelli con base 2. Il sistema di numerazione binaria è impiegato in prevalenza nelle macchine calcolatrici e consente soltanto le cifre duali 0, 1 (o le cifre binarie L ed H).

Le seguenti rappresentazioni comparate dei tre sistemi numerici menzionati, forniscono una certa illustrazione della loro differenza nel tipo di rappresentazione.

In questa disposizione tabellare, i posti vuoti che precedono un numero sono riempiti da uno zero. Fra i sistemi decimale ed octale (a

---

[1] Ricordiamo che con numero binario viene indicato un numero in rappresentazione duale, cioè in un sistema di numerazione in base $B = 2$ e avente come cifre 0 e 1.

Entità numeriche	Sistema decimale		Sistema octale		Sistema duale o binario			
	Decine	Unità	Ottine	Unità	Ottine	Quartine	Duine	Unità
	0	0	0	0	0	0	0	0
I	0	1	0	1	0	0	0	1
II	0	2	0	2	0	0	1	0
III	0	3	0	3	0	0	1	1
IIII	0	4	0	4	0	1	0	0
IIIII	0	5	0	5	0	1	0	1
IIIIII	0	6	0	6	0	1	1	0
IIIIIII	0	7	0	7	0	1	1	1
IIIIIIII	0	8	1	0	1	0	0	0
IIIIIIIII	0	9	1	1	1	0	0	1
IIIIIIIIII	1	0	1	2	1	0	1	0
IIIIIIIIIII	1	1	1	3	1	0	1	1
IIIIIIIIIIII	1	2	1	4	1	1	0	0
IIIIIIIIIIIII	1	3	1	5	1	1	0	1
IIIIIIIIIIIIII	1	4	1	6	1	1	1	0
IIIIIIIIIIIIIII	1	5	1	7	1	1	1	1
Entità numeriche	Sistema decimale		Sistema octale		Sistema duale o binario			
	Unità $= 10^0$		Unità $= 8^0$		Unità $= 2^0$			
	Decine $= 10^1$		Ottine $= 8^1$		Duine $= 2^1$			
					Quartine $= 2^2$			
					Ottine $= 2^3$			

base 8) vi è completa concordanza fino al numero 07. Poiché il sistema octale non impiega cifre superiori al 7, la rappresentazione dello 08 decimale corrisponde a quella del 10 octale. La rappresentazione numerica del sistema duale non presenta alcuna concordanza con quella degli altri due sistemi.

3.2. Calcoli nei diversi sistemi numerici.

Effettuato un confronto tra i sistemi decimale, octale e binario (par. 3.1.), ora illustriamo il calcolo nei differenti sistemi numerici. Abbiamo rinunciato a spiegare il calcolo nel sistema decimale in quanto lo si suppone noto. Comunque, nell'illustrare la trasformazione tra due sistemi numerici, abbiamo necessariamente fatto riferimento anche al sistema decimale.

3.2.1. Calcoli nel sistema binario.

Per il calcolo con i numeri binari, vale lo stesso algoritmo usato per i numeri decimali. Nel calcolo con il sistema decimale si determina uno spostamento o scarto di posto ogniqualvolta venga superata la cifra 9. La stessa cosa avviene nel sistema binario quando venga superata la cifra 1. Questo verrà chiarito meglio in seguito.

3.2.1.1. Addizione di due numeri binari.

$$\begin{array}{r} 1001101 \\ +\ 110110 \\ \hline 10000011 \end{array}$$

che corrisponde all'addizione decimale $77 + 54 = 131$.

3.2.1.2. Sottrazione tra due numeri binari.

$$\begin{array}{r} 1001101 \\ -\ 110110 \\ \hline 10111 \end{array}$$

che corrisponde alla sottrazione decimale $77 - 54 = 23$.

3.2.1.3. Moltiplicazione tra due numeri binari.

Nel sistema binario valgono per la moltiplicazione soltanto le seguenti regole:

$$0 \cdot 0 = 0, \quad 0 \cdot 1 = 0, \quad 1 \cdot 0 = 0 \quad \text{e} \quad 1 \cdot 1 = 1\,.$$

Allora

```
  1001101 · 110110
   1001101
    0000000
     1001101
      1001101
       0000000
  ------------
 1000000111110
```

che corrisponde alla moltiplicazione decimale 77 · 54 = 4158.

3.2.1.4. Divisione tra due numeri binari.

```
  100101011 : 1101 = 10111
 - 1101
 -------
    10110
   - 1101
   -------
     10011
    - 1101
    -------
       1101
     - 1101
```

che corrisponde alla divisione decimale 299 : 13 = 23.

3.2.2. Calcolo nel sistema octale (a base 8).

Il sistema octale viene impiegato in stretta unione con quello binario. Pertanto anche il passaggio tra i due sistemi è quanto mai facile, come infatti verrà indicato. Tuttavia non ci si deve lasciar trarre in inganno dalla loro rappresentazione numerica: non si tratta di numeri decimali!

3.2.2.1. Addizione tra numeri octali.

```
  115
 + 66
 ----
  203
```

Il procedimento del calcolo è il seguente:

$5 + 6 = 13$; si scrive 3 e si riporta 1

$1 + 1 + 6 = 10$; si scrive zero e si riporta 1

$1 + 1 = 2$; si scrive 2.

3.2.2.2. Sottrazione tra due numeri octali.

$$\begin{array}{r} 115 \\ -\ 66 \\ \hline 27 \end{array}$$

Il procedimento del calcolo è il seguente:

$15 - 6 = 7$; si scrive 7 e si riporta 1

$11 - (6 + 1) = 2$; si scrive 2 .

3.2.2.3. Moltiplicazione tra due numeri octali.

$$\begin{array}{r} 115 \cdot 66 \\ \hline 716 \\ 716 \\ \hline 10076 \end{array}$$

La seguente « tavola pitagorica » del sistema octale facilita il calcolo:

	1	2	3	4	5	6	7
1	1	2	3	4	5	6	7
2	2	4	6	10	12	14	16
3	3	6	11	14	17	22	25
4	4	10	14	20	24	30	34
5	5	12	17	24	31	36	43
6	6	14	22	30	36	44	52
7	7	16	25	34	43	52	61

3.2.2.4. Divisione tra due numeri octali.

$$
\begin{array}{rl}
 & 453 : 15 = 27 \\
- & 32 \\
 & \overline{133} \\
- & 133
\end{array}
$$

3.2.3. Conversione di numeri.

La tabella di soltanto 3 sistemi numerici differenti ha già fornito all'inizio di questo capitolo una prima impressione sulla differenza tra i sistemi esaminati. In particolare, gli esempi di calcolo nel sistema binario ed in quello octale hanno mostrato che al loro uso non si oppone alcuna difficoltà degna di nota, fintanto che ci si limita al calcolo entro l'ambito del sistema relativo. Non è più così quando è necessario una conversione da un sistema ad un altro, cosa non rara nella tecnica digitale.

3.2.3.1. Conversione di un numero decimale in numero binario.

Dobbiamo per esempio trasformare il numero decimale 174 in un numero in rappresentazione duale, cioè in un numero binario. Si procede come segue: per prima cosa si cerca il numero intero positivo p più grande, per cui 2^{p-1} è inferiore o al massimo uguale a 174. Per questo caso p è uguale a 8. Il primo risultato è quindi $174 = 1 \cdot 2^7 + 46$. Successivamente si cerca quante volte 2^6 sta nel 46, quindi quante volte 2^5 sta nella cifra che resta e così via fino a 2^0. Si ottiene infine la rappresentazione seguente:

$$174 = 1 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$$

Questa è la scomposizione del numero 174 a base 10 in potenze di 2 dalle quali trascrivendo soltanto i coefficienti si ricava il numero binario ricercato

$$10101110$$

Dall'esempio precedente può derivare l'impressione che si possano risolvere tutte le conversioni procedendo unicamente in questo modo. Invece, supponiamo che si debba convertire anche un numero decimale un po' particolare e precisamente il numero 0,34375 in un numero binario. Appare chiaro che da un numero decimale fratto deriva ora un numero binario fratto. Poiché prima della virgola vi è uno zero, occorre cercare prima di tutto quante volte 2^0 è contenuto in 0,34375, quindi quante volte 2^{-1} è contenuto nel resto e così via. La sequenza di cifre così ottenuta viene trascritta e si appone una virgola successivamente al 2^0. La scomposizione del numero decimale fratto 0,34375 in potenze di 2 ci dà

$$0{,}34375 = 0 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2} + 0 \cdot 2^{-3} + 1 \cdot 2^{-4} + 1 \cdot 2^{-5}$$

che ci porta al numero duale fratto cercato

$$0{,}01011 \, .$$

3.2.3.2. Conversione di un numero binario in un numero decimale.

La conversione di un numero binario in un numero decimale risulta relativamente più facile del procedimento inverso, in quanto il numero binario è già praticamente una sequenza di potenze di 2 che devono essere corrispondentemente calcolate e sommate.

Dovendo per esempio convertire il numero binario 10101110 in un numero decimale, si procede in questo modo. Poiché il numero binario ha 8 cifre, si presentano dunque 8 potenze di 2: da 2^0 (la posizione più esterna a destra) fino a 2^7 (la posizione più esterna a sinistra). Si ottiene

$$10101110 \triangleq 0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^7$$

Naturalmente con un po' di esercizio si trascurano a priori tutte le posizioni che danno senz'altro zero.

Per cui risulta evidente la rappresentazione

$$10101110 \triangleq 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^7 \, .$$

Naturalmente si può con un po' di esercizio tralasciare anche di esprimere il fattore 1 di ciascun termine e si ottiene in tal modo una maggiore chiarezza

$$10101110 \triangleq 2^1 + 2^2 + 2^3 + 2^5 + 2^7$$

Si può quindi alla fine, o anche all'inizio della conversione (dipende dall'esperienza e dall'esercizio) trascrivere i valori decimali delle potenze di 2 che occupano le posizioni con fattore 1. E cioè

$$10101110 \doteq 2 + 4 + 8 + 32 + 128 = 170$$

Per ogni conversione di numeri binari in numeri decimali si opera sempre in questo modo.

3.2.3.3. Conversione di un numero octale in un numero binario.

La conversione di un numero octale nel suo corrispondente binario è la più semplice possibile. Lo si comprende se si riflette che la base (B) del sistema octale è appunto 8, quindi uguale a 2^3. Vi sono dunque 3 potenze di 2 che ci indicano la via da seguire per la conversione. Ogni cifra octale viene quindi convertita in una sequenza di 3 cifre binarie. Chiariamo meglio il concetto prendendo come esempio il numero octale 523. Vale l'eguaglianza

$$523 \doteq 5 \cdot 8^2 + 2 \cdot 8^1 + 3 \cdot 8^0 .$$

Questa scomposizione del numero octale in potenze di 8 può essere trasformata facilmente in una sequenza di potenze di 2

$$5 \cdot 8^2 + 2 \cdot 8^1 + 3 \cdot 8^0 = 1 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + \\ + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 .$$

I fattori disposti avanti alle potenze di 2 danno il numero binario cercato

$$101\,010\,011 .$$

Si può anche verificare che il numero octale 523 e il numero binario 101010011 corrispondono al numero decimale 339.

3.2.3.4. Conversione di un numero binario in un numero octale.

Se la conversione di un numero octale in un numero binario è molto facile, il procedimento inverso, cioè la conversione di un numero binario in un altro octale lo è ancora di più. Procedendo dalla virgola (se ve ne è una, altrimenti cominciando da destra) il numero duale viene suddiviso in gruppi di tre cifre. Per esempio per il numero duale

101010011

si ottiene

101 010 011

che come numero octale può essere scritto precisamente

523

Se dalla suddivisione in gruppi di tre cifre si ottiene un gruppo incompleto, quest'ultimo deve essere completato con gli zeri. L'ottenimento delle cifre octali da gruppi di 3 cifre binarie è pertanto facile perché delle tre cifre di ogni gruppo, la destra rappresenta 2^0, l'intermedia 2^1 e la sinistra 2^2 cioè 1, 2 e 4. La seguente tabella servirà a chiarire meglio quanto ora esposto

Numero binario	Cifra octale
000	0
001	1
010	2
011	3
100	4
101	5
110	6
111	7

3.3. Codificazione.

Come già esposto all'inizio del paragrafo 2.1. si trova in molti punti nella tecnica digitale una « logica bivalente », o a due stati, che consente cioè soltanto due diverse affermazioni antitetiche. Questa bivalenza porta necessariamente al concetto di « binario » cioè « costituito da 2 elementi » (paragr. 2.1.3.).

Se si volessero, per esempio, azionare materialmente dei circuiti contatori in base 10, questi dovrebbero essere costituiti da elementi capaci di assumere 10 diversi « stati ». Non è che non si abbiano tali elementi: vi sono infatti nelle macchine calcolatrici elementi simili (quali i selettori rotanti od i rulli), solo che, per ragioni di costo, di velocità di lavoro, di sensibilià ai disturbi, si rinuncia al loro impiego. È sostanzialmente più affidabile sostituirli con elementi che distinguono esclusivamente tra « acceso » o « spento » o tra « conduce » e « non conduce », per citare qualche esempio. Questi sono quindi elementi a 2 stati cioè « binari ».

Ma elementi binari possono eseguire conteggi? Certamente sì, ma non direttamente in modo decimale. Si possono ovviamente contare anche i numeri decimali con elementi binari, ma non « direttamente ».

Per questo si impiega un *codice*. Un codice è l'insieme delle corrispondenze esistenti tra un gruppo di simboli ed un altro. Codificare significa rappresentare univocamente un gruppo di simboli mediante un altro gruppo, secondo regole imposte dal codice. I singoli simboli (segni) di un gruppo e dell'altro possono essere diversi.

La codificazione si ottiene per mezzo di simboli (per esempio impulsi, fori, stati di magnetizzazione e simili). L'insieme dei simboli è un « alfabeto ». Il significato di alfabeto qui non va inteso nel senso « corrente » di abecedario (ABC).

Per chiarire, diciamo che l'alfabeto binario impiega i segni L ed H e l'alfabeto decimale, che serve per la notazione dei numeri decimali, impiega i segni 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 e 9. Per qualunque alfabeto vi è la stessa possibilità di formare « parole » quale quella offerta dall'« ABC ». Una « parola » è un gruppo di simboli. Una parola può contenere naturalmente anche « sillabe ».

Se le parole in codice (cosiddette codificate) sono formate dai simboli binari (L ed H) questo codice si indica come « codice binario ». Ogni singolo simbolo viene indicato col nome di *bit*. Questa espressione è stata tratta dall'inglese « *bi*nary digi*t* ».

Esiste un grande numero di codici. Questi non servono esclusivamente per la rappresentazione dei numeri. Se ci si limita tuttavia alla trattazione di quei codici che servono alla rappresentazione dei *numeri*, si possono distinguere soltanto tre categorie di codici binari e precisamente:

a) Codice binario puro;

b) Codice binario decimale (indicato anche come codice BCD dall'inglese *b*inary *c*oded *d*ecimal code).

c) Codice Gray.

A questo riguardo vi sono anche codici speciali che vengono impiegati per il riconoscimento di errori e la correzione degli stessi. A causa dei limiti imposti a questo libro, non è purtroppo possibile una discussione particolareggiata sui codici. Per darne comunque una certa idea, vengono qui riportati alcuni codici più conosciuti e più frequentemente impiegati.

3.3.1. Codice binario puro.

Il codice binario puro si basa sulla numerazione duale e pertanto viene anche denominato codice duale. Tenendo conto che la rappresentazione dei numeri è posizionale, il valore delle singole posizioni che compongono la parola codificata è una potenza di 2. Tale valore è anche chiamato « peso ».

Il valore decimale del numero si ottiene dalla somma dei pesi di ogni posizione contrassegnata dal simbolo H. La lunghezza di ciascuna parola codificata può essere grande a piacere, allo stesso modo che per i numeri binari. Qui di seguito è riportata una tabella di codice a 4 *bit* ove possono essere rappresentati cifre e numeri decimali da 0 a 15.

Cifre decimali e numeri	Pesi 2^3	2^2	2^1	2^0
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H

Il vantaggio più importante del codice binario puro sta nel fatto che le più frequenti operazioni (somma, sottrazione, moltiplicazione e divisione) possono essere fatte nel modo più semplice possibile. Il suo svantaggio invece è costituito dalla difficoltà da parte dell'uomo di interpretarlo quando venga ampliato nella quantità di *bit*. Pertanto, malgrado il vantaggio illustrato, nella massima parte dei casi si preferisce avvalersi di altri codici.

3.3.2. Codice binario decimale (BCD Code).

I codici binari per la rappresentazione di *cifre* decimali si distinguono per il fatto che ogni singola cifra decimale viene codificata indipendentemente dalle altre.

Si tratta sempre di un insieme di simboli binari posti in una disposizione particolare.

Di questo tipo di codice si distinguono due specie e precisamente: *codici pesati* e *codici non pesati*. Si ha il codice « pesato » ogni qualvolta si può dare un « peso » a ciascuna posizione binaria (*bit*) di una parola codificata. Tutti gli altri codici nei quali non si può attribuire un « peso » a questa posizione, sono « codici di posizione ». Questi ultimi sono creati o in base a sviluppi matematici complessi o più semplicemente sono caratterizzati da una tabella. I codici che si basano soltanto su tabelle vengono indicati pertanto come « *codici tabellari* ».

Per la formazione di un codice binario decimale (codice BCD) si offrono molte possibilità. Per poter rappresentare ognuna delle 10 possibili cifre decimali (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9) in codice binario sono necessarie almeno quattro cifre binarie (*bit*). Vi sono però anche codici che per varie ragioni impiegano un maggior numero di posizioni. Per non parlare delle molteplici possibiltà nella costruzione di codici, diciamo che con quattro *bit* si ricavano soltanto 16 parole codificate (confronta paragrafo 3.3.1.). Se si usano quattro *bit* per individuare un'entità tra dieci si ha uno spreco di circa 0,7 *bit*, troppo ma inevitabile. Questo eccesso viene indicato come « ridondanza ».

Si è pensato ad un aumento del minimo di simboli binari necessari per la rappresentazione e l'elaborazione di una informazione. Se si impiegano non 4 *bit* ma 5 *bit* per la rappresentazione di cifre decimali, la ridondanza aumenta fino a 1,7 *bit*.

Senza addentrarci oltre nei particolari, riportiamo qui di seguito alcuni tra i codici più conosciuti, a 4 o 5 *bit* ed inoltre due altri importanti codici. La letteratura specializzata fornisce ulteriori chiarimenti.

3.3.2.1. Codice 8-4-2-1.

Il codice 8-4-2-1 è un codice binario puro limitato ad una decade. I pesi corrispondono pertanto alle prime quattro posizioni di questo codice. È il codice BCD per antonomasia e come tale è spesso indicato. Esso si adatta bene alle operazioni aritmetiche. Nuoce, comunque, in alcuni impieghi, la comparsa della « parola zero », cioè di una parola codificata che non contiene simboli H ma soltanto simboli L (in questo caso LLLL equivalente a 0).

Cifre decimali e numeri	Pesi 8	4	2	1
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

3.3.2.2. Codice Aiken.

Il codice Aiken è un codice 2-4-2-1 pesato. Per le cifre decimali 0, 1, 2, 3 e 4 vi è corrispondenza con il codice 8-4-2-1 (paragrafo 3.3.2.1.).

La parte successiva concorda con i numeri da 11 a 15 del codice binario puro (paragr. 3.3.1.). La struttura di questo codice ha il vantaggio di essere *autocomplementante,* cioè « invertendo » *bit* a *bit* qualunque parola codificata si ottiene ogni volta il relativo « complemento » al 9. Nuoce in alcuni impieghi la comparsa non soltanto della « parola zero » come per il codice 8-4-2-1 (LLLL equivalente a 0) ma anche della cosiddetta « parola H », cioè di una parola codificata che non ha simboli L, ma soltanto simboli H (in questo caso HHHH equivalente a 9).

Cifre decimali e numeri	Pesi 2	4	2	1
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	H	L	H	H
6	H	H	L	L
7	H	H	L	H
8	H	H	H	L
9	H	H	H	H

3.3.2.3. Codice « eccesso 3 » (3 excess code).

Il codice « eccesso 3 » detto anche codice Stibitz, dal suo inventore, non è pesato. Le parole codificate con questo codice concordano con le parole codificate col codice binario puro per le cifre, quindi per i numeri, da 3 a 12. Qui non compaiono le parole LLLL ed HHHH. Inoltre come nel codice Aiken, invertendo qualsiasi parola codificata si ha ogni volta il relativo « complemento al 9 ».

Cifre decimali e numeri	Nessun peso			
0	L	L	H	H
1	L	H	L	L
2	L	H	L	H
3	L	H	H	L
4	L	H	H	H
5	H	L	L	L
6	H	L	L	H
7	H	L	H	L
8	H	L	H	H
9	H	H	L	L

3.3.2.4. Codice 7-4-2-1-0.

Il codice 7-4-2-1-0 è un cosiddetto « codice 2 su 5 » *pesato*. A differenza dei codici con 4 *bit* trattati dal paragrafo 3.3.2.1. al paragrafo 3.3.2.3., si tratta di un codice con 5 *bit*. Per quanto riguarda il

« peso », il fatto che si tratti di un codice 2 su 5 costituisce una certa contraddizione, poiché in siffatto codice ciascuna parola codificata contiene due cifre binarie H. Ne consegue che per esempio la parola codificata per la cifra decimale 0 ha il valore 7 + 4 = 11.

Offre comunque il vantaggio della possibilità di un controllo dovuto al fatto che, in tali condizioni, ogni parola codificata contiene sempre due H. Quindi parole codificate che contengano un numero di H diverso da 2 sono certamente false o errate (per esempio su una via di trasmissione).

Cifre decimali e numeri	Peso 7	4	2	1	0
0	H	H	L	L	L
1	L	L	L	H	H
2	L	L	H	L	H
3	L	L	H	H	L
4	L	H	L	L	H
5	L	H	L	H	L
6	L	H	H	L	L
7	H	L	L	L	H
8	H	L	L	H	L
9	H	L	H	L	L

3.3.2.5. Codice biquinario e codice quibinario.

Il codice biquinario e quello quibinario sono fatti in modo diverso che il precedente. Sono codici 2 su 7 pesati. I nomi si assomigliano molto tra loro, ma questo non deve portare ad equivoci. Ciascuno dei due codici consta di una parte binaria (2) e di una parte quinaria (5). È comunque facile ricordare il perché dei loro nomi se si tengono presenti le particolarità dei due codici.

Il codice biquinario (bi-quinario) consta di « 2 » (bi) serie di combinazioni di 5 *bit* (qui); il codice quibinario (qui-binario) consta di 5 (qui) serie di combinazioni di 2 *bit* (bi).

Poiché in entrambi i casi si tratta di un codice *2 su 7*, vi è anche qui una possibilità di controllo perché in ogni parola codificata vi sono due H. Parole codificate che contengano la H in numero diverso da 2 sono certamente false o errate. Per amore di chiarezza le tabelle che illustrano il codice sono state qui riprodotte una vicina all'altra.

Codice biquinario									*Codice quibinario*						
Parte binaria		Parte quinaria					Cifra decimale	Parte quinaria					Parte binaria		
* 5	0	4	3	2	1	0		8	6	4	2	0	1	0	*
L	H	L	L	L	L	H	0	L	L	L	L	H	L	H	
L	H	L	L	L	H	L	1	L	L	L	L	H	H	L	
L	H	L	L	H	L	L	2	L	L	L	H	L	L	H	
L	H	L	H	L	L	L	3	L	L	L	H	L	H	L	
L	H	H	L	L	L	L	4	L	L	H	L	L	L	H	
H	L	L	L	L	L	H	5	L	L	H	L	L	H	L	
H	L	L	L	L	H	L	6	L	H	L	L	L	L	H	
H	L	L	L	H	L	L	7	L	H	L	L	L	H	L	
H	L	L	H	L	L	L	8	H	L	L	L	L	L	H	
H	L	H	L	L	L	L	9	H	L	L	L	L	H	L	

Nota: 2 serie di 5 (perciò bi-quinario)
* = peso.

Nota: 5 serie di 2 (perciò qui-binario)

3.3.3. Codice ciclico.

Se si devono analizzare i dispositivi per la misura di distanze o di angoli è assolutamente necessario che il passaggio da una parola codificata ad un'altra adiacente non determini in molti o quasi tutti i *bit* variazioni dello stato. Infatti, se così fosse, nel passaggio da una parola alla successiva si potrebbero presentare a volte « parole » codificate senza senso, che potrebbero disturbare in modo rilevante i dispositivi collegati successivamente.

Questa circostanza esige che in un codice ogni posizione decimale debba essere codificata per se stessa, ed in modo che il passaggio da una cifra decimale a una successiva (indifferentemente verso l'alto o verso il basso) rappresenti la variazione di un unico *bit*. Pertanto la codificazione complessiva deve essere condotta in modo che per il passaggio da un numero al suo adiacente vari soltanto una cifra decimale.

Ciò si può realizzare facendo in modo che la seconda decade sia per esempio l'immagine speculare della prima. I codici ciclici vengono anche indicati come codici a « correzione d'errore ». Un esempio di tale tipo di codice è il codice Gray che viene qui riprodotto in parte. È un classico codice non pesato.

Cifra decimale e numeri	Codice Gray
0	L L L L L
1	L L L L H
2	L L L H H
3	L L L H L
4	L L H H L
5	L L H H H
6	L L H L H
7	L L H L L
8	L H H L L
9	L H H L H
10	L H H H H
11	L H H H L
12	L H L H L
13	L H L H H
14	L H L L H
15	L H L L L
16	H H L L L
17	H H L L H
18	H H L H H

Anche nel caso del codice ciclico si rimanda per le sue particolarità alla letteratura specializzata, poiché i limiti impostici, purtroppo, non consentono in questa sede una discussione approfondita in merito.

4. Semiconduttori.

A questo punto non intendiamo procedere ad una illustrazione approfondita dei semiconduttori poiché questo è compito di opere di diverso carattere; piuttosto vogliamo porre in evidenza particolarità che sono essenziali per familiarizzarci con i semiconduttori impiegati nella tecnica digitale. In sostanza quindi ci si familiarizzerà con la tecnica degli impulsi e con rappresentazioni dei semiconduttori, forse diverse da quelle consuete nella tecnica delle correnti forti.

4.1. Diodi.

I diodi vengono impiegati, per esempio nella radiotecnica, da molti anni. Il quasi leggendario cristallo a galena rappresenta già un diodo. Più tardi esso venne sostituito con diodi a vuoto che a, loro volta, ai nostri giorni, hanno dovuto lasciar posto ai moderni diodi a semiconduttore. Quando nella trattazione che segue si parlerà di diodi a semiconduttore, si vedrà che questi diodi non sono « familiari » soltanto nella tecnica radiotelevisiva, ma che si è già aperta loro una vasta gamma di impieghi della tecnica digitale.

I circuiti che li impiegano sono di concezione semplice, ma tuttavia coloro che vogliono impratichirsi nella tecnica digitale si preparino a sempre nuove difficoltà. Questi circuiti sono talmente semplici che qualcuno forse sospetterà che vi sia ancora « qualche cosa dentro » non rilevabile.

4.1.1. Funzionamento del diodo.

La Fig. 4.1 mostra il noto simbolo del diodo a semiconduttore. È bene rendersi conto di qualche punto essenziale. Il simbolo doveva indicare originariamente la direzione classica della corrente (dal + al −). La freccia triangolare materializza l'anodo, la barra trasversale, il catodo. Detto questo non occorre fare ulteriori importanti annotazioni. E bene ricordare che se l'anodo è ad un potenziale positivo rispetto al catodo, cioè la tensione anodo-catodo è positiva, il diodo conduce; se invece il catodo è ad un potenziale positivo rispetto all'anodo, cioè tensione anodo-catodo negativa, il diodo non conduce, cioè è bloccato.

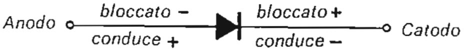


Figura 4.1. - Simbolo di un diodo a semiconduttore con i dati relativi al suo funzionamento.

In forma più semplice si può anche scrivere: l'anodo blocca se è al − e conduce se è al +, oppure il catodo blocca se è al + e conduce se è al −. Basta ovviamente ricordarsi di una soltanto delle due affermazioni perché l'altra può essere sempre ricavata dalla prima. Per quanto questa affermazione possa apparire a tutta prima di importanza secondaria, tuttavia essa facilita la comprensione dei circuiti con diodi che tratteremo in seguito.

4.1.2. Caratteristiche dei diodi.

La Fig. 4.2 mostra assai genericamente la caratteristica nella zona di conduzione di un diodo. Si può rilevare che è sufficiente appena una piccola tensione V_B per fare passare una considerevole corrente I_D attraverso il diodo. La resistenza diretta, cioè la resistenza offerta dal diodo in conduzione, è dunque piccola. È necessario accennare che l'andamento della curva non è lineare il che, nel campo di impiego della tecnica digitale, non disturba molto.

Un altro fatto è tuttavia determinante. La caratteristica di conduzione mostrata dalla Fig. 4.2 appartiene infatti ad un diodo al germanio. Per il diodo al germanio infatti è caratteristico il fatto che l'inizio della conduzione corrisponde esattamente all'origine delle coordinate. Nei diodi al silicio l'andamento della curva è quasi identico, anche se

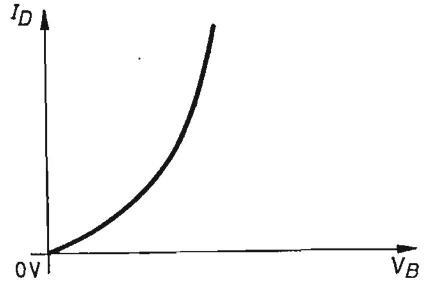


Figura 4.2. - Rappresentazione schematica della caratteristica di conduzione di un diodo; la resistenza diretta è relativamente piccola.

il passaggio della corrente nel senso di conduzione ha inizio soltanto a partire da tensioni di circa 0,5 V; questa è la caratteristica propria dei diodi al silicio. Le differenze saranno illustrate successivamente in base alla Fig. 4.4.

Nella Fig. 4.2 si presuppone che il diodo venga fatto funzionare materialmente in senso di conduzione diretta. L'anodo per conseguenza deve essere collegato al polo positivo della sorgente di tensione e il catodo al polo negativo. In ogni caso è necessario mettere in guardia dal collegare il diodo, nel senso di conduzione, direttamente con una sorgente di tensione poiché ciò porterebbe ad una distruzione immediata del diodo stesso.

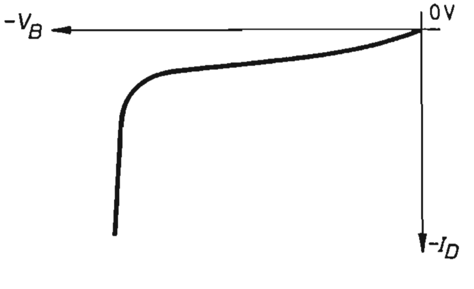


Figura 4.3. - Rappresentazione schematica della caratteristica di interdizione di un diodo; la resistenza inversa è relativamente grande, il che comporta una corrente inversa molto piccola; appena si raggiunge la zona del ginocchio si distrugge lo strato di svuotamento, cosicché la corrente inversa aumenta in modo rilevante.

Naturalmente vi è una seconda possibilità di collegamento del diodo, quella cioè di collegare l'anodo al polo negativo di una sorgente di tensione e il catodo al polo positivo. In questo tipo di funzionamento si determina una corrente inversa che scorre in senso opposto alla corrente di conduzione (diretta). La caratteristica di interdizione di un diodo che si ricava è riprodotta nella Fig. 4.3. Una tensione $-V_B$ determina una corrente $-I_D$. Questa è molto piccola e, entro ampi limiti, indipendente dalla tensione $-V_B$ fino a che non venga superata la « zona del ginocchio ».

In confronto alla corrente diretta di un diodo, la corrispondente corrente di interdizione è molto piccola e, per l'impiego dei diodi nei circuiti digitali, è praticamente trascurabile nella massima parte dei casi. Pertanto le definizioni incontrate nella Fig. 4.1 « interdetto » ed « in conduzione » saranno prese come base nelle trattazioni successive. Qui si pone in risalto il fatto che vi sono due stati caratteristici, poiché in luogo di « interdetto » od « in conduzione » si può ugualmente stabilire « no » oppure « si » che consente di nuovo l'affermazione binaria « L » oppure « H ».

Dunque da una parte « interdice », « no », « L » corrispondono ad uno stato, dall'altra parte « conduce », « si », « H » corrispondono allo stato opposto.

Nella conclusione del penultimo capoverso, la zona del ginocchio è stata indicata come limite per piccoli valori della corrente inversa. In realtà la caratteristica di interdizione si muove dall'origine in un primo momento in direzione di valori costanti, senza mai tuttavia tenersi parallela all'ascissa ($-V_B$).

La resistenza di interdizione è molto grande ma non infinita. Aumentando ancora la tensione $-V_B$ si raggiunge la zona del ginocchio, in cui la corrente diviene notevolmente più grande. Nei diodi al silicio la zona del ginocchio è molto ristretta, in quelli al germanio è invece più larga. Dopo il superamento della zona del ginocchio lo strato di svuotamento si rompe; ne consegue il « collasso » del diodo. In questa parte della caratteristica di interdizione la corrente assume valori considerevoli, cosicché il suo andamento è praticamente parallelo all'ordinata ($-I_D$). Questa proprietà viene sfruttata nei diodi Zener, che sono diodi al silicio con tensioni di ginocchio relativamente basse e ben definite. Sono molto adatti per la stabilizzazione, limitazione e filtraggio di tensioni ed altresì come resistenza con caduta di tensione costante e come sorgente di tensioni di riferimento.

Le Figg. 6.3 e 12.16 mostrano esempi che completano lo specchio delle possibilità di impiego.

Capita spesso nella tecnica digitale anche di dover sopprimere piccole tensioni residue. Dato che si tratta soltanto di qualche decimo di volt, ciò è ampiamente possibile se si impiegano diodi al silicio. Come dimostrazione serve la Fig. 4.4 che mostra una accanto all'altra le caratteristiche di conduzione rispettivamente di un diodo al germanio e di un diodo al silicio. Si riconosce chiaramente che i punti d'inizio del fluire della corrente diretta nei due tipi differisce di molti decimi di volt l'uno dall'altro.

Piccole tensioni che determinano nel diodo al germanio già una notevole corrente diretta sono nel diodo al silicio ancora inefficaci. Se un diodo al silicio non raggiunge il valore di soglia considerato, a volte si collegano anche più diodi al silicio in serie.

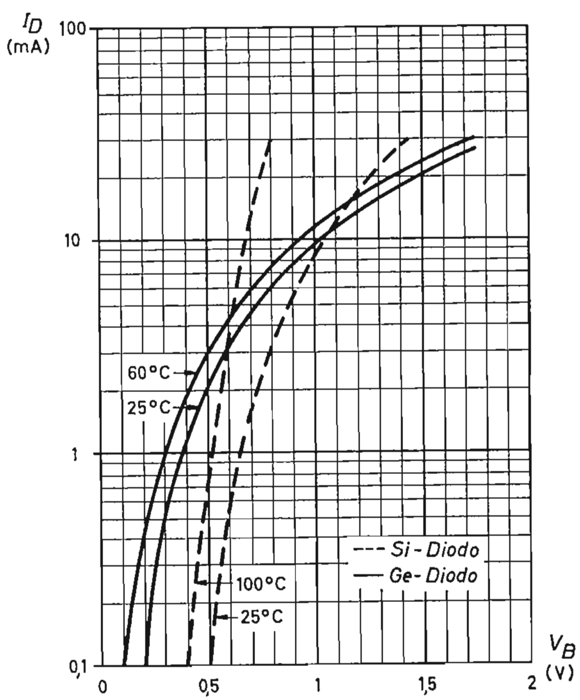


Figura 4.4. - Caratteristiche di conduzione di un diodo al germanio a 25 °C e 60 °C e di uno al silicio per 25° e 100 °C; per semplicità sono trascurate le correnti dirette al di sotto di 0,1 mA.

4.2. Transistori.

Come nei diodi si distinguono i diodi al germanio e quelli al silicio, anche fra i transistori si farà distinzione fra quelli al germanio e quelli al silicio. Inoltre per ogni tipo possono aversi strutture PNP e strutture NPN.

Se si fa astrazione dai circuiti integrati che verranno trattati più avanti, si può dire senza esagerare che per i circuiti digitali sono preferiti di gran lunga i transistori NPN al silicio. Ora ai transistori impiegati nella tecnica digitale spetta normalmente il compito dei commutatori. Però un transistore non può essere semplicemente inserito in luogo di un contatto. Vi sono vari punti da osservare con attenzione, punti che saranno chiariti successivamente e che dovranno illustrare le sostanziali differenze tra i commutatori tradizionali a relé e quelli a transistori.

4.2.1. Funzionamento di un commutatore meccanico.

Gli interruttori a relé sono sufficientemente noti dall'elettrotecnica classica. In realtà sono tanto noti che molte volte non viene rammentata più nemmeno la loro essenza; pertanto il loro modo di funzionare viene accettato come ovvio. Si sconterà quest'errore più avanti, quando si vorranno impiegare interruttori che presentino proprietà di natura un po' diversa; per esempio i circuiti a scatto a transistori (relé statici). È bene quindi riportare alla memoria (una tantum) il funzionamento del relé finora quotidianamente usato o fatto funzionare senza considerarlo con attenzione.

Per la maggior parte dei casi un contatto di relé è situato tra una fonte di energia ed un carico. Nel caso ideale, nella posizione « aperto », non vengono fornite né corrente né tensione al carico; ciò significa che non viene prelevata dalla fonte di energia alcuna potenza. Se ora, per esempio, si osserva un semplice contatto inserito in un impianto elettrico usuale, colpisce l'occhio il fatto che questo, inserito nel percorso del conduttore che porta la tensione verso massa, è « unipolare ».

Se il contatto è aperto, vi è tra i suoi due poli l'intera tensione. Questa condizione è chiarita nella Fig. 4.5 *a*. La fonte di energia è rappresentata dal generatore *G*. Come carico *L* si è supposta una resistenza. Il contatto *S* ha due poli *S'* ed *S''*.

In questo ragionamento viene ancora tacitamente sottinteso il fatto che la resistenza interna del contatto *S* aperto è praticamente infinita. Con « resistenza interna » si vuole significare in questo caso la resistenza fra i due poli S' ed S''. Inoltre ai suoi terminali non si deve presentare alcuna caduta di tensione. Con ciò si deve presupporre che il voltmetro disegnato indichi la tensione V_G intera del generatore.

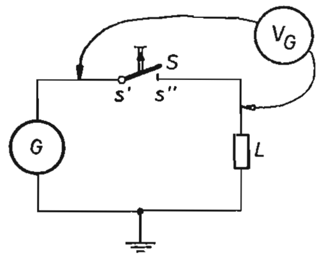


Figura 4.5 *a*. - Una resistenza di carico *L* è collegata con un generatore *G* tramite un contatto *S* unipolare « aperto »; ai due poli del contatto *S'* ed *S''* vi è la tensione intera V_G del generatore.

La situazione cambia istantaneamente appena viene chiuso il contatto *S*, vedi Fig. 4.5 *b*. Ora attraverso il contatto *S* vengono portati al carico *L* sia la corrente che la tensione. In contrasto con la situazione precedente non si può più sottintendere tacitamente che la resistenza interna del contatto chiuso *S* (resistenza tra S' ed S''), è praticamente uguale a zero. Questa condizione è un'esigenza estremamente importante ed è indispensabile per non avere alcuna caduta di tensione ai capi del contatto. È evidente che il voltmetro, ora in parallelo al carico *L*, indica nuovamente l'intera tensione V_G del generatore. Inoltre vi è da rilevare che nelle due condizioni (Fig. 4.5 *a* e Fig. 4.5 *b*) il contatto *S* deve passare con velocità infinita dalla posizione di « aperto » (flusso di corrente interrotto), a quella di « chiuso » (corrente circolante) e viceversa. Per questo passaggio da aperto a chiuso, il contatto deve richiedere piccola energia. La commutazione in verità costa un po' di energia che tuttavia, rispetto all'energia commutata, è trascurabile. Detta energia per i contatti azionati manualmente deve essere fornita dalla persona che aziona il comando; nei relé o nelle protezioni si traduce nell'energia che è necessaria all'eccitazione della bobina (paragrafo 1.1.).

La realizzazione pratica si discosta, secondo le circostanze, in alcuni punti da questa rappresentazione idealizzata. Prima di tutto il contatto presenta una resistenza in parallelo che nella posizione di « aperto » può essere trascurata. Quindi la resistenza interna di un contatto aperto non è rigorosamente « infinita ». In secondo luogo il contatto presenta una certa resistenza in serie che, oltre certi limiti dipendenti dal valore della corrente, può disturbare notevolmente nel-

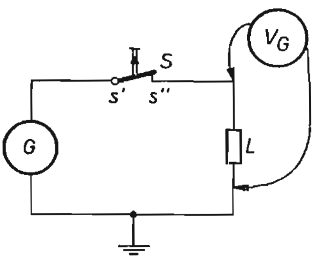


Figura 4.5 *b*. - Una resistenza di carico *L* viene collegata, tramite un contatto *S* unipolare « chiuso », ad un generatore *G*; ai capi della resistenza di carico *L* vi è la tensione del generatore V_G.

la posizione « chiuso », ma che al disotto di questi limiti, è ancora trascurabile. Quindi la « resistenza interna » di un contatto chiuso non è uguale a zero. In terzo luogo per il processo di commutazione occorre un dato tempo Δt. È opportuno puntualizzare che per « tempo » deve essere inteso quello che intercorre fra l'istante in cui il contatto si trova ancora in posizione di « aperto » (oppure « chiuso ») e l'istante in cui il contatto ha raggiunto completamente una stabile posizione di « chiuso » (oppure « aperto »). È chiaro che la commutazione meccanica non avviene a « velocità infinita ».

4.2.2. Funzionamento dei circuiti a scatto a transistori.

Anche i transistori possono venire impiegati come contatti (relé statici). Naturalmente le condizioni sono diverse. Il fatto che i transistori si distinguano per la loro struttura nei tipi PNP e NPN, per ora non è importante. Per chiarire meglio un simile impiego dei transistori, variamo un poco il circuito di Fig. 4.5. Il contatto S è ora un contatto normalmente aperto del relé R_S che con l'aiuto di un contatto S' può essere collegato alla batteria *Ba*.

La variante è riportata nella Fig. 4.6 *a*.

Ora chiariamo brevemente il comportamento di un transistore (per esempio un transistore PNP) come dispositivo di commutazione, riferendoci alla Fig. 4.6 *b*. In questo circuito abbiamo inserito prima di tutto una batteria Ba_1 e un potenziometro R_{var} per prelevare una tensione regolabile. Poi abbiamo posto il transistore T_S nel circuito del carico e due amperometri nei circuiti di base e di collettore del transistore.

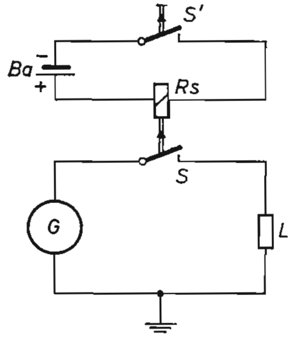


Figura 4.6 *a*. - Estensione del circuito di Fig. 4.5; il contatto *S* è in questo caso il contatto normalmente aperto di un relé R_S che a sua volta è collegato con una batteria *Ba*; se il contatto *S'* è aperto, il circuito in figura corrisponde al circuito di Fig. 4.5 *a*; se il contatto *S'* è chiuso, corrisponde al circuito di Fig. 4.5 *b*.

Delle deviazioni dell'indice di questi strumenti parleremo in seguito. Infine abbiamo posto una batteria Ba_2 con una resistenza di carico *L* in serie al collettore. La Fig. 4.6 *b* rappresenta la versione « elettronica » del circuito di Fig. 4.6 *a*. L'analogia fra i due circuiti è evidente sulla scorta dei seguenti confronti:

Fig. 4.6 *a*	—	Fig. 4.6 *b*
Batteria *Ba*	—	Batteria Ba_1
Contatto *S'*	—	Potenziometro R_{var}
Relé R_S con contatto *S*	—	Transistore T_S
Generatore *G*	—	Batteria Ba_2
Resistenza di carico *L*	—	Resistenza di carico *L*

Allora la massima potenza dissipata in un transistore è dunque un quarto della potenza utile al carico con il transistore saturo. Questa potenza può essere molto più grande di quella consentita per il funzionamento in regime continuo. È concesso, in particolare, che il transistore, durante la commutazione, attraversi per un tempo brevissimo questa zona altrimenti proibita. Vengono quindi superate la tensione collettore/emettitore ed anche la corrente di collettore massime consentite. Comunque è importante provvedere a che questo passaggio avvenga il più rapidamente possibile per ridurre il più possibile il valore medio della potenza dissipata nel transistore (perdite di commutazione). Se la commutazione è prodotta agendo su un contatto meccanico, si può pensare che la velocità sia elevata. Se invece chi fa commutare il transistore è un segnale qualsiasi assumono importanza il suo tempo di salita e la sua ampiezza, specialmente nel caso di elevata frequenza di commutazione. I circuiti a scatto a transistori sono impiegati in grande quantità nella tecnica digitale. Solitamente si fa questo per amplificare i segnali, mantenendo la loro polarità, in modo che possano essere caricati con piccole impedenze, oppure per invertire la polarità dei segnali stessi. Transistori in commutazione sono impiegati anche nei dispositivi a soglia od ancora molto semplicemente quando vengono commutati dei carichi.

4.3. Tiristori.

I tiristori sono raddrizzatori controllati a semiconduttore (silicon controlled rectifier).

Sebbene non si incontrino affatto nell'interno dei circuiti logici, possono essere usati benissimo come elementi di separazione dai circuiti digitali se per la regolazione ed il comando si sale a potenze più elevate. Pertanto i tiristori assolvono gli stessi compiti dei tiratroni e ignitroni che li hanno preceduti. In confronto a questi due ultimi offrono i seguenti vantaggi:

a) vita molto più lunga;

b) nessuna necessità di corrente di riscaldamento (che per grandi tiratroni può rappresentare un problema), né di raffreddamento ad acqua (come richiedono molto spesso gli ignitroni);

c) piccole dimensioni;

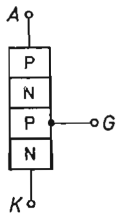


Figura 4.7 *a*. - Successione *PNPN* nei tiristori.

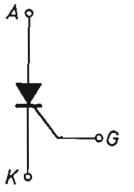


Figura 4.7 *b*. - Simbolo circuitale dei tiristori.

In questa rappresentazione i simboli hanno il seguente significato:

A = anodo; elettrodo principale, dove entra la corrente se se il tiristore si trova nello stato di bassa resistenza;

K = catodo; elettrodo principale, da dove le corrente esce se il tiristore si trova nello stato di bassa resistenza;

G = elettrodo di comando (Gate).

L'anodo è la zona P esterna, il catodo è la zona N esterna, l'elettrodo di comando è la zona P interna. La corrente nel tiristore è unidirezionale, quindi si può avere la commutazione solo quando il tiristore è nella zona di caratteristica con $V_{AK} > 0$ e $I_{AK} > 0$. In questa zona gli stati stabili sono due: tiristore in conduzione, e tiristore in interdizione.

Nel caso opposto, cioè $V_{AK} < 0$ e $I_{AK} < 0$, il tiristore ha un solo stato stabile: l'interdizione. Si noti che non basta avere V_{AK} positiva per far condurre il tiristore: occorre innescarlo inviando un opportuno segnale all'elettrodo di comando. Infatti la caratteristica corrente-tensione ha un andamento, per un primo tratto in entrambe le zone di funzionamento, simile a quello della caratteristica di interdizione di un raddrizzatore in funzione (confrontare Fig. 4.3).

Nella zona di commutazione sono tuttavia possibili i due stati di stabilità menzionati, e precisamente uno di interdizione (elevata resistenza) ed uno di conduzione (a bassa resistenza).

Soltanto quando l'anodo è positivo rispetto al catodo il tiristore può essere portato in conduzione, rendendo l'elettrodo di comando (detto anche in inglese « gate » che sta per « porta ») per un breve istante positivo rispetto al catodo. Il tiristore rimane in conduzione per il tempo in cui l'anodo rimane positivo rispetto al catodo, anche quando l'elettrodo di comando è portato a 0 V rispetto al catodo o anche quando diventa negativo, sempre rispetto al catodo.

Non appena l'anodo diventa negativo rispetto al catodo, il tiristore, qualunque sia la tensione applicata all'elettrodo di comando, si interdice. Quando l'anodo diventa nuovamente positivo, il tiristore rimane bloccato fino a che l'elettrodo di comando resta negativo o ad un potenziale nullo rispetto al catodo. Un impulso di una durata di alcuni microsecondi con intensità di corrente sufficiente, basta tuttavia per fare diventare conduttore il tiristore (per esempio 20 microsecondi a 200 mA bastano per commutare una corrente di 70 A). Questo rende sufficientemente evidente il funzionamento tipo relé del tiristore (par. 1.1.).

5. Realizzazione delle funzioni di commutazione.

Nel par. 2.2. abbiamo trattato una serie di funzioni di commutazione. Ora queste funzioni non hanno soltanto valore teorico ma, realizzate praticamente, sono ampiamente usate. La realizzazione è possibile in diversi modi; quindi, dopo alcune definizioni che sono assolutamente necessarie per una migliore comprensione, verranno qui trattati i circuiti fondamentali a semiconduttori (diodi e transistori) che realizzano le funzioni logiche elementari.

Può sorgere il dubbio se valga ancora la pena di studiare i circuiti digitali del tipo tradizionale a discreti, cioè che impiegano componenti singoli dato che l'uso dei circuiti integrati si espande sempre di più. Ebbene vale proprio la pena, perché i costruttori di circuiti integrati continuano a riportare nelle proprie pubblicazioni sia lo schema funzionale logico del circuito, sia, molto spesso anche lo schema « tradizionale » dell'interno dei circuiti integrati.

5.1. Definizioni.

Per la migliore comprensione dei circuiti logici fondamentali trattati nel par. 5.2. ed altresì del loro impiego e del collegamento di insieme, occorre prima dare qualche definizione. Sarebbe bene non trascurare nessuna di queste definizioni a meno che non si sia ampiamente informati su tale argomento.

5.1.1. Tensioni di alimentazione.

Considerato l'impiego dei semiconduttori, l'ordine di grandezza approssimativo delle tensioni di alimentazione nei circuiti digitali è già prestabilito. Inoltre, nessuno probabilmente vorrà costruire tali circuiti per conto proprio partendo, da componenti singoli. La norma sarà quindi senz'altro quella di collegare tra loro dispositivi logici elementari premontati o circuiti integrati per formare i circuiti logici complessi desiderati. Infatti non occorre rinunciare all'impiego di circuiti logici appartenenti ad un determinato sistema e che potrebbero apparire particolarmente adatti per lo scopo prefisso, poiché nella massima parte dei casi c'è solo la necessità di adattare un circuito a un sistema qualsiasi. Il valore della tensione di alimentazione viene condizionato non soltanto dal valore della tensione ammessa dai transistori impiegati, ma altresì dalle esigenze riguardanti l'immunità al rumore. È ovvio che ciò deve portare ad inevitabili compromessi fra diverse esigenze.

Valori consueti di tensione di alimentazione sono, per circuiti lenti, 24 V, per circuiti a velocità media, 12 V e per circuiti veloci, 6 V. Le espressioni come « lento », « a velocità media » e « veloce » si riferiscono alla frequenza massima degli impulsi o delle commutazioni che il circuito può accettare o fare senza errori. Per il funzionamento di circuiti integrati sono previste tensioni di 6 V od anche di 3 V.

Riguardo alla polarità delle tensioni di alimentazione è determinante in primo luogo l'impiego di transistori PNP o NPN. Inizialmente molti circuiti logici elementari sono stati costruiti ancora con transistori PNP per i quali la tensione di alimentazione deve essere negativa rispetto al punto di riferimento (massa o simile). Per i transistori NPN montati successivamente in prevalenza, la situazione è stata completamente rovesciata. Per cui succede che in una serie di circuiti viene ancora usata una tensione ausiliaria la cui polarità è opposta a quella della tensione di alimentazione vera e propria.

5.1.2. Assegnamento dei livelli di tensione.

Per « assegnamento dei livelli di tensione » si deve intendere la definizione di quale tensione deve corrispondere nei circuiti ad un segno binario (L od H). Non è possibile per varie ragioni, quale per esempio la tolleranza dei componenti e delle tensioni di alimentazione, lavorare esattamente con tensioni 0 V e V_B (tensione di alimentazione), perché i loro valori sono soggetti a certe oscillazioni; occorre dunque ammettere un determinato campo di tolleranza: ce ne dà un'idea la Fig. 5.1 *a* in cui si suppone per esempio di avere 12 V come tensione di alimentazione. Considereremo uguali a L (o H) tutti quei livelli di tensione compresi tra 0 V e 0,3 . . . 1 V; al simbolo binario H (o L) corrisponderanno invece tutte le tensioni comprese nella fascia da 6 . . . 8 V fino all'alimentazione 12 V.

È ovvio che cambiando V_B cambieranno anche le fasce, ma il procedimento di assegnazione è lo stesso. Tra queste due fasce, che devono essere distinte, esiste un insieme di tensioni che né agli ingressi né alle uscite dei circuiti devono mai comparire.

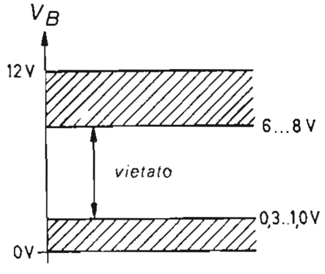


Figura 5.1 *a*. - Ai simboli logici binari *L* e *H* corrispondono le tensioni comprese rispettivamente nella fascia inferiore e superiore (o viceversa). V_B = 12 V è solo un esempio.

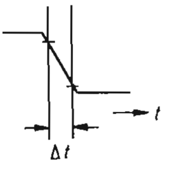


Figura 5.1 *b*. - Per il passaggio dei transistori dallo stato di saturazione a quello di interdizione e viceversa deve venir consentito un intervallo di tempo Δt, poiché il passaggio non può avvenire con velocità infinita.

D'altra parte si deve anche riflettere che il passaggio dei transistori, che sono contenuti nei vari circuiti, dallo stato di saturazione a quello di interdizione e viceversa, non ha luogo con velocità infinita: la commutazione richiede invece il tempo Δt indicato nella Fig. 5.1 *b*.

Per i dettagli si rimanda al par. 4.2.2.

Stabilita *arbitrariamente* una relazione fra i simboli L e H ed opportune fasce di tensioni, è comunque necessario che la convenzione rimanga la stessa in tutto il circuito e nei circuiti identici. Ha così importanza il concetto di logica « positiva » o « negativa » trattato nel successivo paragrafo 5.1.3.

5.1.3. Logica « positiva » e « negativa ».

I concetti « positivo » e « negativo » hanno un significato che si riferisce alle tensioni che contraddistinguono gli stati binari L e H. Se ad H corrispondono tensioni algebricamente maggiori di quelle in relazione con L, allora la logica sarà « positiva ». Se invece allo stato H corrispondono tensioni minori in senso algebrico di quelle dello stato L, si parla di « logica negativa ». Supposto che un sistema contenga transistori NPN, la tensione di alimentazione V_B viene considerata positiva, cosicché si può scrivere anche $+V_B$. Su questo presupposto si basano le spiegazioni che seguono e che forse saranno comprese meglio delle precedenti definizioni.

Per la logica positiva vale l'assegnazione: $H \mathrel{\hat{=}} +V_B$
$L \mathrel{\hat{=}} 0\,V$

Per la logica negativa vale l'assegnazione: $H \mathrel{\hat{=}} 0\,V$
$L \mathrel{\hat{=}} +V_B$

Allora un circuito con un ben determinato comportamento elettrico realizzerà una funzione logica di commutazione oppure la duale, a seconda dell'assegnazione fatta. La Fig. 5.2 mostra un generico circuito digitale che in base alle due logiche opposte realizza funzioni di tipo diverso. Nelle esposizioni che seguono, per distinguere i due tipi di logica impiegheremo l'indice *P* per la logica positiva e l'indice *N* per la logica negativa.

Figura 5.2. - Il contenuto di questo « rettangolo » può adempiere ugualmente bene ad una funzione *AND*, come pure ad una funzione *OR*. Si tratta di vedere se viene presa per base la logica positiva o quella negativa.

Nella logica positiva ($H_P \mathrel{\hat{=}} +V_B$) il potenziale all'uscita del circuito di Fig. 5.2 è

$$U = +V_B \quad \text{se} \quad I_1 = +V_B \quad \text{« and »} \quad I_2 = +V_B$$

Per conseguenza vale l'espressione algebrica di commutazione

$$U_P = I_{1P} \wedge I_{2P}$$

Nella logica negativa ($H_N \triangleq 0$ V) il potenziale all'uscita del circuito di Fig. 5.2 è

$$U = 0 \text{ V} \quad \text{se} \quad I_1 = 0 \text{ V} \quad \text{« or »} \quad I_2 = 0 \text{ V}$$

per conseguenza vale l'espressione algebrica di commutazione

$$U_N = I_{1N} \vee I_{2N}$$

Poiché H_P è identico a $+ V_B$ e H_N è identico a 0 V viene stabilito che

$$H_P = \overline{H}_N$$

Secondo il principio di dualità (par. 2.3.2.3.), l'espressione per la logica positiva

$$U_P = I_{1P} \wedge I_{2P}$$

diventa

$$\overline{U}_P = \overline{I}_{1P} \vee \overline{I}_{2P}$$

Analogamente l'espressione con logica negativa

$$U_N = I_{1N} \vee I_{2N}$$

diventa

$$\overline{U}_N = \overline{I}_{1N} \wedge \overline{I}_{2N}$$

In base a queste considerazioni, l'interno del dispositivo di Fig. 5.2 può adempiere a una funzione AND (par. 2.2.1. e 2.2.7.1.) o ad una funzione OR (par. 2.2.2. e 2.2.7.2.), in dipendenza dalla logica scelta. Pertanto se in un circuito fornito come componente, il costruttore indica che si tratta di un elemento AND/OR (par. 5.2.1.), questa doppia indicazione si intende riferita rispettivamente alla logica positiva/negativa impiegata. Viene nominata cioè per prima la funzione in logica positiva, quindi quella in logica negativa. La scelta è lasciata in definitiva a chi lo impiega.

5.2. Circuiti fondamentali.

L'enorme varietà di dispositivi digitali non deve trarre in inganno sul fatto che questi sono composti in definitiva da varie combinazioni di un piccolo numero di circuiti fondamentali. Tratteremo successivamente tali circuiti fondamentali. Ad ogni modo non impiegheremo più per illustrarli, rappresentazioni con relé o contatti, ma ci varremo, per questo scopo, di semiconduttori. Per ogni circuito fondamentale verrà dato il simbolo della funzione, accompagnato da un normale schema di circuito realizzabile con transistore PNP ed una sua illustrazione « parallela » realizzabile con transistore NPN.

Del resto tra queste esposizioni e quelle del par. 2.2. e specialmente quelle del par. 2.2.7. vi è una stretta analogia.

5.2.1. Elemento AND/OR.

Un elemento AND/OR adempie in logica positiva ad una funzione AND (par. 2.2.1. e 2.2.7.1.) ed in logica negativa ad una funzione OR (par. 2.2.2. e 2.2.7.2.). La rappresentazione simbolica come elemento AND risulta evidente dalla Fig. 5.3.

Il numero *degli ingressi* è pressoché illimitato. Nella rappresentazione della Fig. 5.3 *a* (per l'impiego come elemento AND e prendendo per base la logica positiva), per il segnale di uscita vale la relazione

$$x = a \wedge b$$

e corrispondentemente per la rappresentazione di Fig. 5.3 *b*

$$x = a \wedge b \wedge c \wedge d \wedge e$$

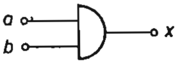


Figura 5.3 *a*. - Rappresentazione simbolica di un elemento *AND* con due ingressi.

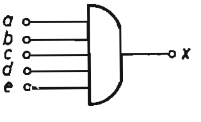


Fig. 5.3 *b*. - Rappresentazione simbolica di un elemento *AND* con 5 ingressi.

Le indicazioni *a* e *b* corrispondono a quelle dei contatti normalmente aperti della Fig. 2.1. Per confronto con la tabella di funzionamento del par. 2.2.7.1. risulta che *a* corrisponde a I_1, *b* a I_2 ed *x* a *U*. Quindi *a* e *b* sono le variabili di ingresso ed *x* la variabile di uscita.

La rappresentazione simbolica della Fig. 5.3 non dice naturalmente nulla di come è fatto l'« interno » del circuito. Ciò, se da una parte giova alla comprensione esatta degli schemi logici funzionali, d'altra parte conducono un principiante ad un modo di pensare astratto, in forma di funzioni di commutazione. Per dare un'idea dell'interno di un elemento AND/OR la Fig. 5.4 mostra due diverse strutture.

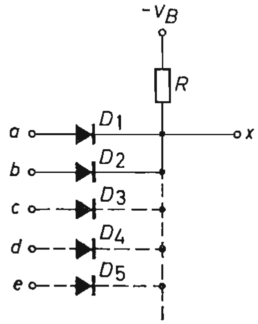


Figura 5.4 *a*. - **Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento** *AND/OR* **e adatto all'impiego con transistori** *PNP*.

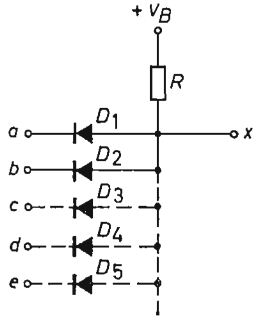


Figura 5.4 *b*. - **Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento** *AND/OR* **e adatto all'impego con transistori** *NPN*.

Esse differiscono l'una dall'altra nei seguenti punti: tensioni di alimentazione opposte ($-V_B$ nella Fig. 5.4 *a*, $+V_B$ nella Fig. 5.4 *b*) ed opposte polarità dei diodi $D_1 \ldots D_5$ (catodo a destra nella Fig. 5.4 *a*, catodo a sinistra nella Fig. 5.4 *b*). Queste differenze sono condizionate dal fatto che la versione di Fig. 5.4 *a* è destinata all'impiego con transistori PNP e la versione di Fig. 5.4 *b* invece all'impiego con transistori NPN. Riguardo al funzionamento non vi sono tuttavia differenze.

La funzione viene pertanto chiarita in base alla Fig. 5.4 *b*. Prendendo come base la logica positiva il circuito svolge una funzione AND; è quindi un elemento AND. Il numero dei diodi è di secondaria importanza perché i diodi in soprannumero che non vengono collegati non influiscono sul suo funzionamento. Per contro si possono realizzare gli ingressi aggiuntivi necessari, mediante collegamento con altri diodi, gli anodi dei quali (o corrispondentemente i catodi se ci si riferisce al circuito di Fig. 5.4 *a*) occorre vengano collegati soltanto con l'uscita *x*. Nelle realizzazioni pratiche, per questo scopo, è previsto un collegamento separato che viene indicato come « ingresso di espansione », e, nel caso della Fig. 5.4, esso viene collegato direttamente con l'uscita *x*.

La funzione AND viene determinata dalla polarità della tensione di alimentazione (in questo caso $+ V_B$), da quella dei diodi (D_1, D_2, ecc.) ed altresì da quella dei segnali di ingresso (a, b, ecc.).

Per quanto riguarda i segnali di ingresso, si deve rilevare che sono impulsi di tensione di durata variabile: la tensione all'ingresso passa da 0 V a $+ V_B$, cioè lo stato della variabile d'ingresso ha una transizione da L a H e dopo un certo tempo si ha la transizione inversa da H a L. Ciò significa che gli ingressi (a, b, ecc.), quando non vi è applicata $+ V_B$ hanno una tensione di 0 V: i diodi D_1, D_2, ecc., in conseguenza di ciò, conducono. Poiché le loro resistenze interne in confronto alla resistenza R sono molto piccole, ciò equivale ad un corto circuito tra il punto x (uscita) ed il punto a 0 V. Di conseguenza il livello di x è 0 V: x si trova, quindi, nello stato L. Nulla cambia (per semplificare si assume nulla la resistenza diretta di ciascun diodo) di tale situazione, fintanto che anche uno solo di questi diodi conduce. Soltanto quando l'ultimo diodo viene interdetto, non fluisce più corrente attraverso la resistenza R ed il punto x (uscita) rimane al livello $+ V_B$, quindi si trova nello stato H. Da qui si spiega la funzione AND ($x = a \wedge b \wedge$ ecc.) ove la lunghezza dell'espressione è determinata dal numero degli ingressi (a, b ecc.). A causa della polarità dei diodi all'interno del circuito, i diversi ingressi sono disaccoppiati l'uno dall'altro. La situazione s'inverte completamente, prendendo per base la logica negativa, poiché il circuito in questo caso compie una funzione OR e diventa quindi un elemento OR. La funzione OR viene determinata dalla polarità della tensione di alimentazione (qui $+ V_B$), da quella dei diodi (D_1, D_2, ecc.) ed altresì da quella dei segnali di ingresso (a, b, ecc.). In questo caso si deve rilevare che, in contrapposizione al funzionamento come elemento AND, i segnali di ingresso sono costituiti da impulsi di tensione di durata variabile, ma dopo una transizione L $\rightarrow$ H cioè da $+ V_B$ a 0 V, si ha l'opposta transizione H $\rightarrow$ L cioè da 0 V a $+ V_B$. Ciò significa che gli ingressi (a, b ecc.), senza la presenza di segnali H comportano potenziale $+ V_B$ e quindi il segnale d'ingresso è nello stato L.

I diodi $D_1 D_2$ sono in conseguenza di ciò interdetti. Poiché le loro resistenze « di interdizione » (inverse) sono molto grandi rispetto alla resistenza R, il punto x (uscita) si trova al potenziale $+ V_B$ e con ciò nello stato L. Qualche cosa cambia quando anche soltanto uno dei diodi si mette a condurre.

In quell'istante il punto x, a causa della resistenza « di conduzine » del diodo « che conduce », che equivale ad un cortocircuito, si porta al livello 0 V e con ciò allo « stato H ». Di qui si spiega la funzione OR: $x = a \vee b \vee$ ecc. ove, anche in questo caso, la lunghezza dell'espressione è determinata dal numero degli ingressi (a, b, ecc.). Riguardo al disaccoppiamento dei diversi ingressi vale quanto detto per il funzionamento relativo all'elemento AND. I due casi ora descritti indicano quindi che un circuito quale quello di Fig. 5.4 è impiegabile sia come elemento AND che come elemento OR. Nel primo caso occorre prendere per base la logica positiva, nel secondo caso quella negativa. A ragione della duplice possibilità d'impiego il circuito viene indicato come elemento AND/OR.

5.2.2. Elemento OR/AND.

Un elemento OR/AND assolve in logica positiva una funzione OR (par.fi 2.2.2. e 2.2.7.2.) ed in logica negativa, una funzione AND (par.fi 2.2.1. e 2.2.7.1.). La rappresentazione simbolica (come elemento OR) è in Fig. 5.5.

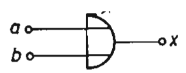


Figura 5.5 *a*. - Rappresentazione simbolica di un elemento *OR* con due ingressi.

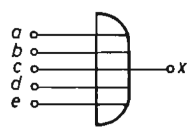


Figura 5.5 *b*. - Rappresentazione simbolica di un elemento *OR* con quattro ingressi.

Per il simbolo in Fig. 5.5 *a* (per l'impiego come elemento OR e prendendo per base la logica positiva) per i segnali di uscita, vale la relazione

$$x = a \vee b$$

e nella Fig. 5.5 *b*

$$x = a \vee b \vee c \vee d \vee e$$

Le indicazioni a e b corrispondono a quelle dei contatti normalmente aperti di Fig. 2.2. Da un confronto con le tabelle di funzionamento del par. 2.2.7.2. risulta: a equivalente a I_1, b equivalente a I_2, x equivale a U; quindi a e b sono le variabili di ingresso e x la variabile di uscita.

La rappresentazione simbolica in Fig. 5.5 non dice ovviamente nulla dell'« interno » dell'elemento. Se ciò porta da una parte ad una chiara comprensione degli schemi logici funzionali, d'altra parte costringe, in maniera particolare coloro che vi si applicano per la prima volta, ad un ragionamento astratto in forma di funzioni di commutazione. Per ricavare un'idea del contenuto di un elemento OR/AND, la Fig. 5.6 mostra due diverse rappresentazioni. Esse differiscono fra loro nei seguenti punti: tensione di alimentazione di polarità opposta (0 V e $+ V_H$ nella Fig. 5.6 *a*, 0 V e $- V_H$ nella Fig. 5.6 *b*) e opposta polarità dei diodi da D_1 a D_2 (catodo a sinistra in Fig. 5.6 *a*, catodo a destra in Fig. 5.6 *b*) queste differenze sono determinate dal fatto che la realizzazione secondo la Fig. 5.6 *a* prevede l'impiego dei transistori PNP, e la realizzazione di Fig. 5.6 *b*, per contro, quello dei transistori NPN. Dal punto di vista del funzionamento non si presenta alcuna differenza. La funzione viene pertanto spiegata solo osservando la Fig. 5.6 *b*. Prendendo per base la logica positiva, il circuito assolve a una funzione OR; quindi è un elemento OR. Il numero dei diodi è, come per l'elemento AND/OR (par. 5.2.1.), di importanza secondaria, in quanto i diodi in soprannumero che non vengono collegati, non hanno influenza alcuna sul suo funzionamento. Si possono invece realizzare gli ingressi supplementari necessari mediante collegamento con altri diodi, i catodi dei quali (corrispondentemente gli anodi, se ci si riferisce al circuito di Fig. 5.6 *a*) occorre che vengano connessi soltanto con l'uscita *x*. Nelle realizzazioni pratiche, per questo scopo, è previsto un collegamento separato che viene indicato come « ingresso di espansione » e nel caso del circuito di Fig. 5.6 collegato direttamente con l'uscita *x*.

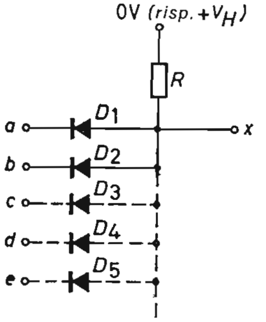


Figura 5.6 *a*. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *OR/AND* e adatto all'impiego con transistori *PNP*.

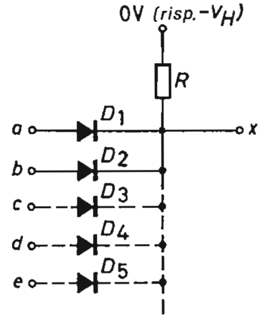


Fig. 5.6 *b*. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *OR/AND* e adatto all'impiego con transistori *NPN*.

La funzione OR viene determinata dalla polarità della tensione di alimentazione (0 V oppure $-V_H$), dei diodi (D_1, D_2, ecc.) ed altresì da quella dei segnali di ingresso (a, b, ecc.). Per quanto riguarda le variabili di ingresso, si deve rilevare che queste sono impulsi di tensione di durata variabile e la tensione all'ingresso passa da 0 V a $+V_B$ (transizione L $\rightarrow$ H) e dopo un certo tempo ritorna a 0 V (transizione H $\rightarrow$ L). Ciò significa che gli ingressi (a, b, ecc.) senza la presenza di segnali H comportano un potenziale di 0 V (o di $-V_H$), quindi segnale L. I diodi D_1, D_2, ecc. sono conseguentemente senza corrente o interdetti. Per conseguenza anche il punto x (uscita) assume il potenziale 0 V, (oppure $-V_H$), quindi si trova nello stato L. La situazione cambia quando anche solo uno degli ingressi (a, b, ecc.) ha applicata una tensione $+V_B$, cioè si porta nello stato H. Per conseguenza quindi anche il punto x si porta allo stato H.

Di qui si spiega la funzione OR ($x = a \vee b \vee$ ecc.), ove la lunghezza dell'espressione è determinata dal numero degli ingressi (a, b, ecc.). Per il resto è senza importanza se soltanto un ingresso oppure più ingressi od, eventualmente, tutti gli ingressi si portano allo stato H. A causa della polarità dei diodi all'interno del circuito, i diversi ingressi sono disaccoppiati l'uno dall'altro. Anche in questo caso le condizioni vengono istantaneamente invertite, se si prende per base la logica negativa, poiché in questo caso il circuito realizza una funzione AND, per cui diventa un elemento AND. La funzione AND viene determinata dalla polarità della tensione di alimentazione (qui 0 V o corrispondentemente $-V_H$), da quella dei diodi (D_1, D_2 ecc.), come pure da quella dei segnali di ingresso (a, b ecc.).

In questo caso si deve rilevare che, in contrapposizione al funzionamento come elemento OR, i segnali di ingresso sono ancora impulsi di durata variabile, ma dal livello $+V_B$ (stato L) l'ingresso passa a 0 V (stato H) per poi passare di nuovo da 0 V a V_B. Ciò significa che gli ingressi (a, b, ecc.) senza la presenza di segnali H hanno una tensione di $+V_B$, cioè sono nello stato L.

I diodi D_1, D_2, ecc. per conseguenza di ciò conducono. Poiché le loro resistenze dirette sono molto piccole rispetto alla resistenza R, ciò equivale ad un cortocircuito tra il punto x (uscita) e il punto a 0 V (oppure $-V_H$). Per conseguenza anche il punto x ha una tensione 0 V (oppure $-V_H$); dunque si trova nello stato L. Nulla cambia (per semplicità si assume la resistenza nel senso di conduzione di ciascun diodo di valore uguale a 0 ohm) di tale situazione fintanto che anche solo uno di questi diodi conduce. Soltanto quando l'ultimo diodo viene interdetto, non fluisce più corrente attraverso la resistenza R ed il punto x (uscita) si porta a $+ V_B$, quindi si trova nello stato H. Di qui si spiega la funzione AND ($x = a \wedge b \wedge$ ecc.), ove anche in questo caso la lunghezza dell'espressione è determinata dal numero degli ingressi (a, b, ecc.). Per quanto riguarda il disaccoppiamento tra i diversi ingressi vale quanto detto sopra per il funzionamento come elemento OR.

Come risulta chiaro dalle esposizioni ora fatte, un circuito uguale a quello di Fig. 5.6 è impiegabile sia come elemento OR che come elemento AND. Nel primo caso occorre prendere per base la logica positiva, nel secondo quella negativa. A ragione della doppia impiegabilità il circuito viene indicato come elemento OR/AND.

5.2.3. Elemento NOT.

Un elemento NOT assolve ad una funzione NOT (par. 2.2.3. e 2.2.7.3.). Viene indicato anche come « negatore » od « invertitore ». La rappresentanza simbolica dell'elemento NOT è riportata in Fig. 5.7.

Per il segnale di uscita vale la relazione

$$x = \bar{a}$$

La notazione $\bar{a}$ concorda perfettamente con la notazione relativa al contatto normalmente chiuso di Fig. 2.3. Dal confronto con la tabella di funzionamento del par. 2.2.7.3. risultano le relazioni: a corrisponde a I ed x a U, poiché a è la variabile di ingresso e x quella di uscita.

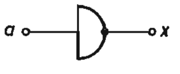


Figura 5.7. - Rappresentazione simbolica di un elemento *NOT*.

La rappresentazione simbolica di Fig. 5.7 non dice assolutamente nulla circa il contenuto dell'elemento NOT. Ciò porta alla chiarezza negli schemi funzionali e tuttavia costringe a pensare solo in forma di funzioni di commutazione. Per avere un'idea del contenuto di un elemento NOT, la Fig. 5.8 presenta due diverse rappresentazioni. Esse differiscono tra loro nei seguenti punti: polarità opposta della tensione di alimentazione ($- V_B$ e $+ V_H$ nella Fig. 5.8 *a*, $+ V_B$ e $- V_H$ nella Fig. 5.8 *b*), diverso tipo di transistori (transistore PNP in Fig. 5.8 *a* e transistore NPN in Fig. 5.8 *b*). Con ciò il tipo d'impiego è chiarito a sufficienza.

Dal punto di vista del funzionamento non vi sono differenze: il circuito è dimensionato in modo che il transistore T_S sia interdetto in presenza di un potenziale di 0 V all'ingresso *a*. Quindi la tensione all'uscita x è $- V_B$ (Fig. 5.8 *a*) o rispettivamente $+ V_B$ (Fig. 5.8 *b*) perché la resistenza R_1, se il transistore T_S è interdetto, non è praticamente percorsa da corrente. Se la tensione all'ingresso *a* è uguale a $- V_B$ (Fig. 5.8 *a*) o rispettivamente $+ V_B$ (Fig. 5.8 *b*), il transistore T_S è saturo e con ciò la tensione d'uscita x diventa circa 0 V.

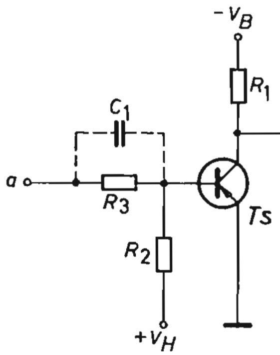


Figura 5.2 *a*. - Esempio di circuito per la realizzazione di un elemento *NOT* con transistore *PNP*.

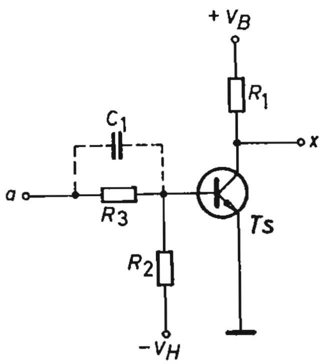


Figura 5.8 *b*. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *NOT* con transistore *NPN*.

Per completare il circuito colleghiamo in parallelo alla resistenza R_3 un condensatore C_1. Questo deve esercitare un'azione accelerante (*speed-up*) in modo che il transitore T_S passi rapidamente dallo stato di interdizione a quello di saturazione e viceversa. Questo effetto può essere accresciuto dimensionando opportunamente gli elementi del circuito in modo che, per esempio, il transistore T_S rimanga ancora interdetto quando il potenziale di ingresso assume già il valore di un terzo di V_B e passi allo stato di saturazione quando la tensione d'ingresso ha raggiunto il valore di $2/3$ di V_B. La commutazione sarà tanto migliore quanto più ripido verrà reso il fronte dell'impulso d'ingresso, cioè quanto più breve sarà il tempo necessario alla transizione 0 V $\rightarrow V_B$ e $V_B \rightarrow$ 0 V. Il circuito serve contemporaneamente a rigenerare il livello dei segnali che nel passaggio specialmente attraverso elementi passivi viene un po' « abbassato ». È importante ricordare che con l'impiego di elementi NOT gli stati dei segnali d'ingresso vengono sempre invertiti.

Nelle precedenti esposizioni si è evitato di proposito di parlare in termini di H e di L, poiché questi non sono necessari per la comprensione del funzionamento di un elemento NOT. L'invertitore è una funzione NOT qualunque sia il tipo di logica usato.

5.2.4. Elemento NAND.

Nel par. 2.2.4. si è già detto che la funzione NAND può essere intesa come una composizione di una funzione AND e di una funzione NOT in cascata. Questa composizione non è soltanto una dimostrazione teorica ricavata dall'algebra di commutazione ma è anche una realtà nella tecnica dei circuiti. Infatti un elemento NAND si ottiene dalla composizione di un elemento AND e di un elemento NOT.

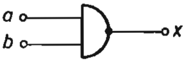


Figura 5.9. - Rappresentazione simbolica di un elemento *NAND* con due ingressi.

Ciò viene già espresso dalla rappresentazione simbolica riprodotta nella Fig. 5.9 che può essere considerata come « combinazione » delle Figg. 5.3 *a* e 5.7. Anche per il « contenuto » vale ciò che vale per il simbolo. Per la descrizione si presuppone pertanto acquisito quanto esposto nel par. 5.2.1., riguardante l'elemento AND/OR, come pure nel par. 5.2.3. riguardante l'elemento NOT. Risulta così chiaro il significato dei due circuiti di Fig. 5.10 che rappresentano in definitiva la composizione del circuito di Fig. 5.4 con quella di Fig. 5.8. La Fig. 5.10 *a* indica la versione con transistore PNP e la Fig. 5.10 *b* quella con transistore NPN.

Prendendo come base la logica positiva si ottiene una funzione NAND ($x = a \mathbin{\overline{\wedge}} b \mathbin{\overline{\wedge}}$ ecc.), nella quale la lunghezza dell'espressione viene determinata dal numero degli ingressi (*a*, *b*, ecc.). Naturalmente anche per l'elemento NAND si può prendere come base la logica negativa; in questo caso tuttavia esso assolve una funzione NOR, cioè $x = a \overline{\vee}\, b \overline{\vee}$ ecc. Per cui seguendo le considerazioni fatte nei paragrafi 5.2.1. e 5.2.2., si passa da un elemento NAND a un vero e proprio elemento NAND/NOR.

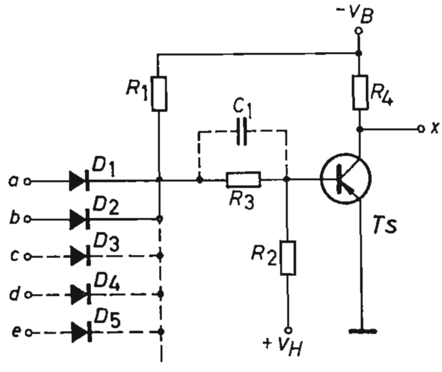


Figura 5.10 *a*. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *NAND* (elemento *NAND/NOR*) con transistori *PNP*.

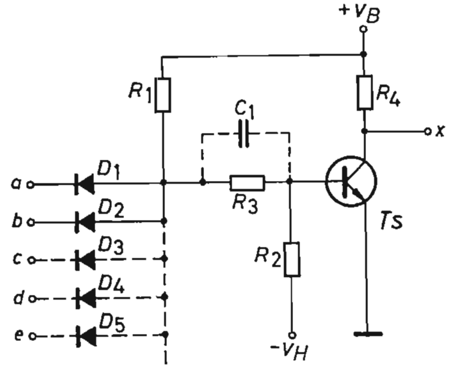


Figura 5.10 *b*. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *NAND* (elemento *NAND-NOR*) con transistori *NPN*.

5.2.5. Elemento NOR.

Nel par. 2.2.5. si è già detto che la funzione NOR può essere intesa come una composizione di una funzione OR e di una funzione NOT. Questa composizione non è soltanto una dimostrazione teorica tratta dall'algebra di commutazione ma anche una realizzazione pratica nella tecnica dei circuiti. Infatti un elemento NOR corrisponde alla composizione di un elemento OR e di un elemento NOT.

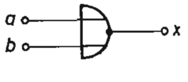


Figura 5.11. - Rappresentazione simbolica di un elemento *NOR* con due ingressi.

Ciò viene già espresso dalla rappresentazione simbolica riprodotta nella Fig. 5.11 che può essere vista come « combinazione » delle Figg. 5.5 *a* e 5.7. Anche per il « contenuto » vale ciò che vale per il simbolo NOR. Per la descrizione di suppone pertanto acquisito quanto esposto nel par. 5.2.2., riguardante l'elemento OR/AND come pure nel par. 5.2.3., riguardante l'elemento NOT. Per cui risulta chiaro il significato dei circuiti di Fig. 5.12, che rappresentano in definitiva la composizione dei circuiti delle Figg. 5.6 e 5.8, dove la Fig. 5.12 *a* indica la versione con transistori PNP e la Fig. 5.12 *b* quella con transistori NPN.

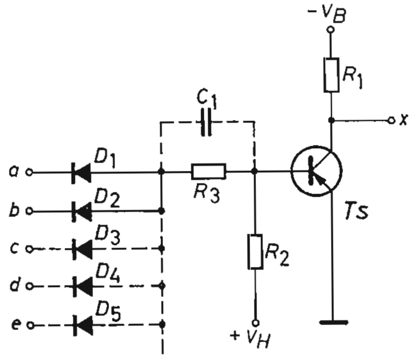


Figura 5.12 *a*. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *NOR* (elemento *NOR/NAND*) con transistori *PNP*.

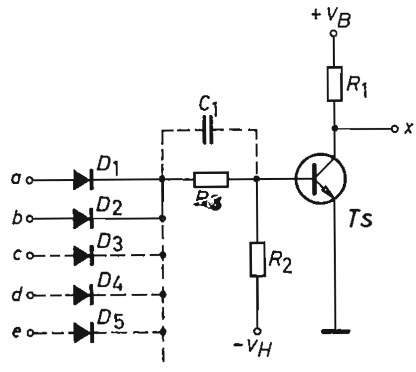


Figura 5.12 *b*. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *NOR* (elemento *NOR/NAND*) con transistori *NPN*.

Prendendo come base la logica positiva si ottiene la funzione NOR ($x = a \overline{\vee}\, b \overline{\vee}$ ecc.) nella quale la lunghezza dell'espressione è data dal numero degli ingressi (a, b, ecc.). Ovviamente anche per un elemento NOR si può prendere come base la logica negativa; in questo caso tuttavia esso assolve a una funzione NAND, cioè $x = a \overline{\wedge}\, b \overline{\wedge}$ ecc. Per cui seguendo le considerazioni fatte nei paragrafi 5.2.1. e 5.2.2. si passa da un elemento NOR ad un vero e proprio elemento NOR/NAND.

5.3. Circuiti logici e loro collegamento d'insieme.

I circuiti fondamentali descritti al paragrafo 5.2. sono generalmente reperibili, unitamente ad una serie di altri circuiti, come singole unità logiche a componenti discreti, o come parti di circuiti integrati. L'impiego di un tipo di unità logica a componenti discreti o di determinati circuiti integrati impone delle scelte successive, che vanno dall'alimentazione ai collegamenti con gli altri circuiti logici. In questo paragrafo verrà indicata una via da seguire in proposito.

5.3.1. Molteplicità oppure uniformità dei circuiti?

Chi impiega i circuiti logici si pone la domanda: un solo tipo di circuito o più circuiti diversi? Come già detto in altra parte nessuno o pochissimi progetteranno e costruiranno i circuiti logici complessi voluti, partendo dai singoli componenti elettrici (*R*, *C*, semiconduttori). Anzi non ci si lascerà sfuggire il vantaggio offerto da una vera e propria produzione in serie di « componenti » digitali, poiché si dispone in tal modo di una vasta gamma di circuiti logici in forma di « moduli logici singoli » (costituti da elementi circuitali singoli) o di circuiti integrati. Del dilemma se sia meglio avere a disposizione il massimo numero possibile di componenti logici diversi (molteplicità di circuiti), oppure se si debba impiegare il minimo numero possibile di tipi diversi con criteri d'impiego standardizzato (uniformità di circuiti), si è occupato fino ad ora lo stesso costruttore di circuiti logici premontati. Per conseguenza si trovano disponibili sistemi di entrambi i tipi. Infine vi sono per ognuna delle due soluzioni argomenti pro e contro. Sotto certi aspetti chi li impiega ha il vantaggio di poter operare una scelta in funzione del proprio problema particolare.

5.3.2. Tecnica dei circuiti NOR e NAND.

Quando nel paragrafo precedente 5.3.1. è emerso il concetto della « uniformità » dei circuiti, forse si è insinuato il dubbio se e come sia possibile costruire circuiti complessi con un minimo di circuiti fondamentali diversi: ciò è praticamente possibile dato che si possono realizzare le funzioni di commutazione descritte nel paragrafo 2.2. per mezzo di soli elementi NOR o per mezzo di soli elementi NAND. Le regole di calcolo date nel paragrafo 2.3. offrono un valido aiuto a questo proposito.

Con il trascorrere del tempo — causa la tendenza all'uniformità — si è sviluppata una tecnica che impiega, per realizzare circuiti logici, esclusivamente elementi NOR o elementi NAND. In questo senso si parla di tecnica NOR o rispettivamente NAND. Ciò deve essere inteso nel senso che qualunque funzione logica, anche complessa, può essere realizzata componendo opportunamente solo elementi NOR oppure solo elementi NAND. Dal punto di vista industriale si ha un vantaggio decisivo: non occorre tenere a disposizione una varietà di tipi di circuiti, ma basta svilupparne solo un tipo. Naturalmente in pratica si possono sviluppare anche 2 o 3 tipi, se con ciò si possono ricavare altri vantaggi.

Ora è interessante osservare come possono essere realizzate le semplici funzioni fondamentali AND, OR e NOT con un tipo di circuito unico (con elementi NOR o rispettivamente NAND).

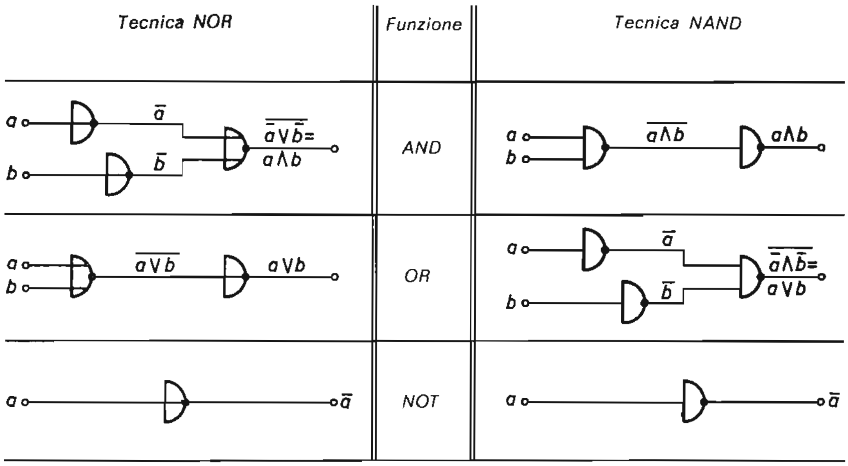


Figura 5.13. - **Come mostrano i singoli schemi, le funzioni logiche fondamentali** *AND*, *OR*, *NOT* **possono essere realizzate, nell'ambito della tecnica** *NOR* **e** *NAND*, **anche con elementi** *NOR* **o rispettivamente** *NAND*; **l'abbondanza di funzioni** *AND* **e** *OR*, **che balza agli occhi negli schemi, ha, in questo caso, carattere prevalentemente teorico, poiché nei circuiti realizzati praticamente di rado è necessaria una grande quantità di connessioni singole** *AND* **o rispettivamente** *OR*.

A questo riguardo la Fig. 5.13 mostra un compendio delle realizzazioni di AND, OR e NOT mediante la tecnica NOR o rispettivamente NAND.

Si riconosce che AND e OR possono essere realizzati soltanto con un alto dispendio di elementi passivi (cioè costruiti senza elementi attivi) AND o rispettivamente OR. Per contro per la funzione NOT in entrambi i casi è sempre necessario un solo elemento NOR o rispettivamente NAND, del quale tuttavia viene usato soltanto un ingresso. Ad una osservazione superficiale tutto ciò potrebbe apparire dispendioso, ma non è affatto così. Un abile progettista di sistemi, sfruttando anche artifici legittimi, ridurrà al minimo il numero dei circuiti.

Quando i circuiti diventano molto complessi o quando devono essere realizzati in grande serie, il problema della progettazione ottimale può essere risolto con l'uso di un calcolatore digitale, la cui spesa è facilmente ammortizzata dal risparmio sui componenti.

Nell'ambito della tecnica NOR oppure NAND in nessun caso devono essere sprecati componenti. L'osservazione della Fig. 5.13 deve portare a questa conclusione, perché salta agli occhi lo spreco per la realizzazione di una singola funzione AND oppure OR. In effetti questo spreco ha soltanto carattere teorico! Nei circuiti realizzati praticamente è necessaria di rado un'abbondanza di singole connessioni AND oppure OR.

Nella massima parte dei casi alcune connessioni risultano in certo qual modo « scarti » o « derivati », quando i circuiti realizzati sono un po' complessi. Il seguente esempio mostra come, secondo i casi, uno spreco di circuiti possa anche venire ridotto.

Si realizzi con l'ausilio di elementi AND e OR la funzione algebrica di commutazione

$$x = (a \wedge b) \vee (c \wedge d) = r \vee s$$

Vien fatto di pensare che ciò si potrebbe ottenere realizzando le due espressioni parziali $(a \wedge b)$ e $(c \wedge d)$, ciascuna con un elemento AND. A questi due elementi AND dovrebbe seguire poi un elemento OR per realizzare la connessione OR delle due espressioni parziali.

Le condizioni sono soddisfatte in quanto

$$(a \wedge b) = r \qquad \text{e} \qquad (c \wedge d) = s$$

Per ragioni elettriche è necessario porre un amplificatore in cascata all'elemento AND a componenti passivi. Poiché l'amplificatore è un elemento NOT, la realizzazione di questo circuito diventa veramente complessa come mostra la Fig. 5.14. Sono infatti necessari due elementi NOT per ciascun ramo, poiché si deve compensare l'inversione causata dal primo elemento NOT mediante l'inversione operata dal secondo elemento NOT per ripristinare lo stato iniziale del cir-

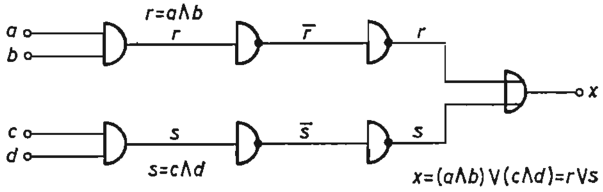


Figura 5.14. - Realizzazione della funzione algebrica di commutazione:

$x = (a \wedge b) \vee (c \wedge d) = r \vee s$

con l'ausilio di elementi *AND*, *OR* e *NOT*; l'importanza dell'elemento *NOT* è chiarita nel testo.

cuito. Sarebbe in verità un considerevole spreco di circuiti se si volesse riuscire a questo intento soltanto con elementi AND, OR e NOT. In questo caso l'aiuto di elementi NAND offre una soluzione « sbalorditivamente » facile, altrimenti impossibile.

Ci si deve immaginare cioè che un elemento AND e un elemento NOT formino insieme un elemento NAND. Con ciò si può ricavare dalla Fig. 5.14 il circuito che va dalle variabili *a, b, c, d* fino a $\bar{r}$ ed $\bar{s}$, attraverso 2 elementi NAND. Il passo successivo è costituito dal fatto che l'azione collegata di due elementi NOT e successivo elemento OR è uguale all'azione di un elemento NAND, per cui la restante parte del circuito da $\bar{r}$ ad $\bar{s}$ fino a x, può essere costituita da un altro elemento NAND, cosicché, come indica la Fig. 5.15, si ottiene un circuito costituito soltanto da 3 elementi NAND.

Il costo è in questo caso minimo ed in nessun caso si potrebbe ridurlo ulteriormente.

Tale soluzione potrebbe diventare problematica quando fossero necessarie eventuali condizioni AND delle entrate *a* e *b* e/oppure

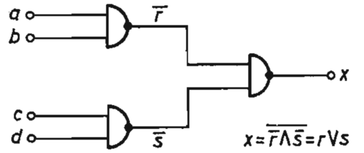


Figura 5.15. - Realizzazione della stessa equazione della Fig. 5.14, con ausilio di elementi *NAND*; il numero di circuiti è minimo.

c e *d* per qualsivoglia uscita del circuito. Per questo comunque si dovrebbero invertire $\bar{r}$ ed $\bar{s}$ con l'aiuto di due elementi NAND per ottenere *r* ed *s*. Comunque anche in questo caso il circuito conterrebbe 5 elementi NAND e non complessivamente 7 elementi AND, OR e NOT.

5.3.3. Collegamento d'insieme.

Per il collegamento d'insieme di circuiti digitali esistono determinate regole. Nelle considerazioni che seguono viene trascurata l'importanza dell'aspetto meccanico e di montaggio: si terrà conto solo del carico. Per esempio nel progetto di un circuito potrebbe accadere che un certo tipo di componente logico non possa pilotare direttamente un altro tipo di componente e richieda l'inserzione di un terzo. Potrebbe anche accadere che non sia possibile pilotare, con un certo tipo di componente, un *numero arbitrario* di componenti di altro tipo.

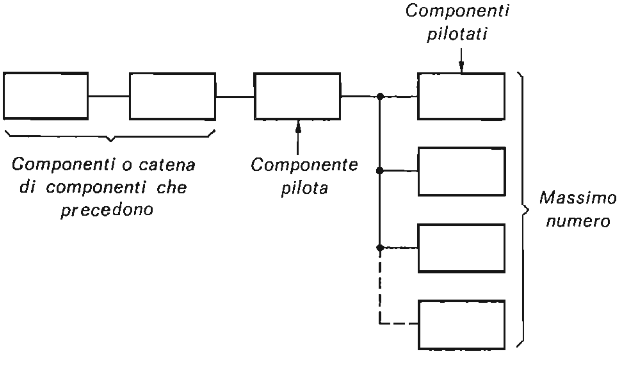


Figura 5.16. - Schema corrente di collegamento d'insieme di componenti digitali.

Di massima i collegamenti di componenti digitali si possono ricondurre al caso riportato schematicamente nella Fig. 5.16. In essa si vede un circuito logico preceduto da uno o più circuiti logici e seguito a sua volta da un carico formato da uno o più circuiti pilotati in parallelo.

Per la maggior parte dei casi si risparmia un laborioso calcolo del carico, basandosi sulle istruzioni contenute nei fogli dei dati tecnici. I costruttori di « moduli » logici e di circuiti integrati hanno seguito due diverse strade per permettere, a chi li usa, una rapida verifica della compatibilità elettrica e logica delle caratteristiche dei circuiti logici intercollegati.

Una strada è costituita dalla cosiddetta « tabella di carico » che fornisce informazioni sulle possibilità più frequenti di combinazione. Comunque più un sistema di componenti è esteso meno comprensibile può diventare una simile tabella. Oltre a ciò, per la realizzazione di un sistema, le tabelle abbisognano, in determinati casi, di importanti varianti, nel caso che le possibilità di combinazione siano sostanzialmente diverse. L'altra via evita tale difficoltà e, presumibilmente, la si preferisce anche per questa ragione. Per seguirla vi sono due procedimenti, che in linea teorica non differiscono molto tra loro. In uno di questi viene standardizzato il carico ammissibile all'ingresso di un elemento logico attivo, in modo che il componente che precede venga caricato con una cosiddetta « unità di carico ». Dai fogli dei dati tecnici quindi, si può desumere facilmente con quante unità di carico può essere caricata al massimo l'uscita di qualsivoglia circuito logico. Un tale procedimento è molto semplice e porta rapidamente alla soluzione per mezzo di calcoli elementari. Si può ottenere lo stesso risultato anche con l'altro procedimento, che consiste nello standardizzare la capacità di carico dell'uscita di un componente attivo, in modo da attribuirle un cosiddetto « indice di caricabilità », per esempio 10.

Corrispondentemente, per i carichi ammissibili agli ingressi di ciascun componente che segue sono fissati « indici di carico » che devono essere poi sommati. Nel caso dell'esempio supposto, la somma degli indici non deve comunque superare 10.

Nel primo caso, dunque, viene standardizzato il carico presentato all'ingresso dell'elemento attivo pilotato: così tutto il sistema che precede tale elemento è condizionato.

Nell'altro caso è standardizzata la capacità di carico dell'uscita dell'elemento attivo pilota e quindi per tutto il sistema che segue. Senza alcuna standardizzazione degli ingressi e delle uscite dei componenti logici, si dovrebbero calcolare anche i dati « unità di carico » o « indici » di caricabilità per l'ingresso e l'uscita e ciò comporterebbe un sovraccarico di lavoro per chi impiega i circuiti.

Nel collegamento d'insieme dei singoli circuiti logici e dei loro sistemi, l'inosservanza delle istruzioni fornite dal costruttore comporta sostanziali difficoltà. I casi d'impiego si possono ricondurre nella loro totalità all'esempio indicato nella Fig. 5.16.

Prendiamo ora in considerazione secondo due diversi punti di vista l'elemento logico pilota. Secondo la prima visuale, questo componente deve essere considerato esso stesso elemento pilotato. Il componente, o la catena dei componenti che lo precede, fornisce nel collegamento di insieme consentito, la potenza di pilotaggio necessaria. Secondo l'altro punto di vista si determina, in base alle proprietà caratteristiche dell'uscita dell'elemento pilota, il numero massimo dei componenti pilotati che possono essere a lui collegati successivamente.

Comportano ben altre difficoltà quei casi in cui per cause di forza maggiore sia necessario collegare insieme elementi di sistemi diversi. In tali casi si commette troppo facilmente l'errore di curarsi esclusivamente delle tensioni di alimentazione. Si dovrebbe piuttosto presentare la massima attenzione all'ammissibilità o meno del collegamento d'insieme dei componenti e non ultima, alla massima frequenza di funzionamento.

Una catena di circuiti logici possiede necessariamente una velocità di commutazione pari a quella del più « lento » dei suoi componenti. Simili considerazioni valgono naturalmente anche per il collegamento dei circuiti logici con dispositivi ausiliari di qualunque specie. Tornerà sempre utile spendere il tempo occorrente per le osservazioni critiche delle situazioni che si possono determinare. Per esaurire l'argomento non rimane che accennare al fatto che, per quanto riguarda la capacità di carico d'uscita degli elementi componenti, si è introdotto il concetto di « massima ramificazione » delle uscite (dall'inglese « fan out ») e, per quanto riguarda la capacità di collegamento dell'ingresso o degli ingressi degli elementi componenti, si è introdotto il concetto di « massima ramificazione degli ingressi » (dall'inglese « fan in »).

6. Amplificazione dei segnali.

L'amplificazione dei segnali ha un ruolo importante anche nella tecnica digitale. Naturalmente ciò vale soltanto se e in quanto ci consente di disporre, dopo l'amplificazione, di segnali che possono venire elaborati nell'interno dei circuiti logici.

6.1. Amplificazione di tensione e di corrente.

Vi sono due tipi di amplificazione della potenza ($P = V \cdot I$) possibili e precisamente:

a) amplificazione di corrente, ove ha importanza l'aumento della I, subordinato al mantenimento della V costante;

b) amplificazione di tensione ove ha importanza l'aumento della V.

Nel primo caso si tratta dell'adattamento di due impedenze. Se l'impedenza di uscita di un circuito (per esempio di un circuito logico a diodi senza successiva amplificazione) è elevata, mentre l'impedenza d'ingresso del circuito successivo è bassa, è necessario inserire tra i due circuiti un amplificatore di corrente. Se invece la tensione è scesa ad un valore inferiore al livello di tensione necessario, occorre ripristinare tale livello. L'elemento NOT (par. 5.2.3.) potrebbe già costituire un esempio di quest'ultimo caso. Infatti, si tratta di una amplificazione di tensione in cui la concomitante amplificazione di corrente, sotto certi aspetti, non ci interessa. Naturalmente vi sono alcuni casi che richiedono la contemporanea amplificazione di corrente e di tensione.

Sono stati sviluppati anche circuiti che possiedono una particolare azione discriminante; essi presentano solamente due stati. Quando la tensione d'ingresso rimane al di sotto di un determinato valore, la tensione di uscita è uguale ad uno dei due livelli logici per esempio « L »; quando invece la tensione d'ingresso supera un altro valore determinato, la tensione d'uscita è pari all'altro livello, per esempio « H ».

In realtà vi è una piccola zona di instabilità: ciò significa che nel passaggio della tensione di entrata di un siffatto discriminatore da un livello all'altro, il transistore, sfruttando le caratteristiche di reazione positiva dovuta all'instabilità, si inverte invertendo istantaneamente la tensione di uscita. Per questa ragione, tale circuito si chiama anche « formatore di impulsi » (in inglese: « pulse shaper »). L'effetto così ottenuto può venire combinato anche con l'adattamento di impedenza (amplificazione di corrente).

6.2. Adattatore d'impedenza (emitter follower).

L'adattatore di impedenza, conosciuto anche con il nome di « emitter follower », rappresenta un circuito che serve esclusivamente all'amplificazione della corrente e corrispondentemente alla trasformazione dell'impedenza. In contrasto con l'elemento NOT (par. 5.2.3.), assolve la sua funzione senza provocare la contemporanea inversione

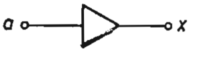


Figura 6.1. - Simbolo di un adattatore di impedenza (emitter follower).

della polarità. La Fig. 6.1 mostra il simbolo di un adattatore di impedenza. Dal punto di vista funzionale per il segnale di uscita vale la relazione:

$$x = a$$

Quindi, per quanto riguarda la tensione, non avviene alcuna variazione del segnale d'ingresso. Questo fatto, tuttavia, rappresenta, per molte applicazioni, un limite di questo circuito, in quanto il valore della tensione di uscita è sempre pressocché identico a quello di entrata. La sua uscita, per contro, può venire caricata molto di più di quella dei circuiti precedenti.

Le Figg. 6.2 *a* e 6.2 *b* mostrano due circuiti « emitter follower ». Queste due versioni differiscono tra loro in due punti:

— polarità opposta delle tensioni di alimentazione ($-V_B$ e $+V_H$ nella Fig. 6.2 *a*; $+V_B$ e $-V_H$ nella Fig. 6.2 *b*);

— diverso tipo dei transistori impiegati (transistori PNP nella Fig. 6.2 *a* e NPN nella Fig. 6.2 *b*).

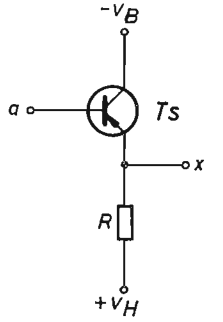


Figura 6.2 *a*. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di adattatori di impedenza (Emitter follower) impiegando un transistore *PNP*.

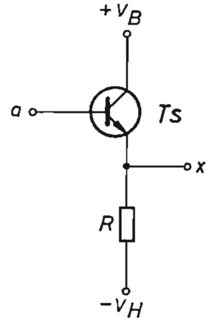


Figura 6.2 *b*. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di adattatori di impedenza (Emitter follower) impiegando un transistore *NPN*.

Nei circuiti logici non sempre un trasformatore di impedenza deve assolvere a compiti funzionali. Con una piccola variante, il circuito di Fig. 6.2 può venire usato come sorgente di corrente costante (stabilizzata). Questo può interessare molte operazioni di misura, per esempio misure automatiche di resistenza. Il valore delle resistenze da misurare viene trasformato in valore di tensione. La variante da apportare al circuito viene indicata soltanto per il circuito di Fig. 6.2 *b*, in quanto la versione con transistori PNP può venire facilmente ottenuta per analogia. Nel circuito di Fig. 6.3, un diodo Zener D si incarica di fornire una tensione costante tra la base del transistore T_S e $-V_H$. Poiché la tensione alla base è uguale a quella all'emettitore, anche la tensione ai capi della resistenza R rimane costante ed uguale alla tensione V_Z (a meno della V_{BE} di T_S).

La corrente che scorre attraverso la resistenza R, rimane per conseguenza costante e la corrente che fluisce attraverso la resistenza di carico R_L è $I_C = I_E - I_B$. Poiché I_E, rimane costante, rimane costante anche I_B, indipendentemente dal valore della resistenza di carico R_L, presupponendo che la tensione tra collettore ed emettitore non diventi inferiore a circa 1 V.

Ne consegue che anche I_C deve rimanere costante. La resistenza di carico R_L, attraversata da corrente costante, è posta tra la tensione di alimentazione $+ V_B$ e il collettore del transistore T_S. La caduta di tensione V sulla resistenza di carico R_L è uguale a $I_C \cdot R_L$ e quindi proporzionale alla resistenza R_L.

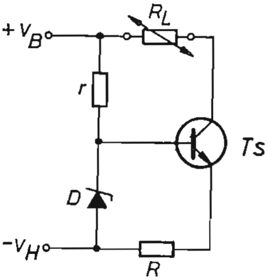


Figura 6.3. - Esempio di circuito per l'impiego dell'adattatore di impedenza (« Emitter follower ») di Fig. 6.2 *b* come sorgente di corrente costante a scopo di misura; il circuito è illustrato nel testo.

Il circuito è un po' dipendente dalla temperatura, in quanto la tensione base-emettitore è a sua volta influenzata dalla temperatura. Questa influenza può essere limitata notevolmente, se viene scelto un valore di tensione V_Z elevato. Nella misura la variazione percentuale della tensione ai capi della resistenza R diventa tanto inferiore, quanto più elevata è la V_Z. Inoltre è possibile compensare le influenze della temperatura con l'ausilio di un diodo.

Se vengono per esempio assunte:

tensione di alimentazione	$+ V_B = 24$ V
tensione di Zener	$V_Z = 6$ V
resistenza	$R = 600\ \Omega$

allora la corrente di emettitore aumenta al valore

$$I_E = 6/600 \text{ A} = 10 \text{ mA}$$

Per un fattore di amplificazione di corrente pari a 100, la corrente di base I_B è $= 0{,}1$ mA e, per conseguenza, la corrente di collettore $I_C = 9{,}9$ mA. Quest'ultima può essere assunta, per una diminuzione della resistenza R dell'1 % (594 Ω), col valore di 10 mA. Si desume che la tensione collettore-emettitore non può diventare più piccola di 1 V (il che si verifica quando la tensione ai capi della R_L diventa uguale a $24 - 6 - 1 = 17$ V, quindi quando la resistenza di carico aumenta a $(17/10) \times 10^3\ \Omega = 1{,}7\ \mathrm{k}\Omega$), per cui una corrente di 10 mA può venire stabilizzata mediante una resistenza di carico R_L che può variare tra 0 Ω e 1,7 kΩ. La tensione V varia tra 17 V ed 1 V. La corrente può venire regolata per mezzo della resistenza R.

6.3. Invertitore (elemento NOT).

Considerato come invertitore, l'elemento NOT (par. 5.2.3.) rientra nel campo degli « amplificatori di segnali ». In assoluto contrasto con quanto avviene nell'adattatore di impedenza (« emitter follower ») (par. 6.2.), nell'invertitore il segnale di ingresso viene « elevato » approssimativamente al valore della tensione di alimentazione V_B, vale a dire, « rigenerato », e per giunta subisce una trasformazione di impedenza. Pertanto l'invertitore ha maggiore importanza dell'« emitter follower ».

L'inevitabile inversione del segnale naturalmente è svantaggiosa nei casi in cui essa è indesiderata: due invertitori in cascata, però, eliminano questo svantaggio. Per ulteriori dati rimandiamo al par. 5.2.3.

6.4. Discriminatore di livello (Schmitt Trigger).

Talvolta nei circuiti digitali le sorgenti di segnale forniscono segnali che non sono compatibili con le caratteristiche del resto del sistema digitale. Invece i segnali devono essere forniti ad un livello e con una forma tali, che sia possibile elaborarli in circuiti logici: occorre trasformali. A questo scopo sono necessari opportuni circuiti che sono conosciuti con il nome di *discriminatori*, circuiti di commutazione a soglia o trigger di Schmitt.

Il simbolo è quello di Fig. 6.4. Per il funzionamento vale la relazione $x = a$, con la limitazione che mentre la tensione di uscita al terminale x può variare tra i valori binari L ed H, la tensione di ingresso al terminale a è efficace a partire da un determinato valore di soglia.

Il circuito può anche essere progettato in modo che valga la relazione $x = \bar{a}$. Senza specifica conoscenza di ciascuna situazione, si può assegnare al discriminatore la funzione logica: $x = f(a)$.

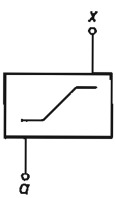


Figura 6.4. - Rappresentazione simbolica di un discriminatore (trigger di Schmitt).

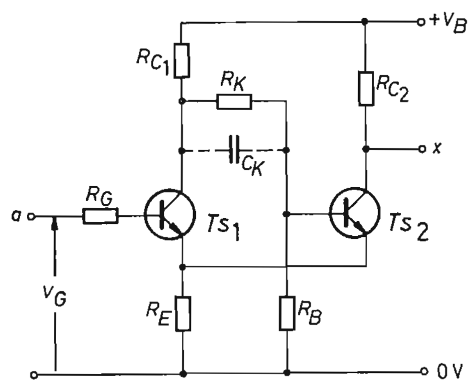


Figura 6.5. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un discriminatore (trigger di Schmitt) con transistori *NPN*.

Il circuito di un discriminatore è in Fig. 6.5. A questo proposito bisogna rilevare che in sostanza vi sono due modi di interpretare tale circuito. Secondo il primo, nelle condizioni di riposo del circuito, il transistore T_{S1} viene considerato in conduzione ed il transistore T_{S2} interdetto. Per conseguenza, la tensione all'uscita x è circa uguale alla tensione di alimentazione V_B; soltanto se la tensione d'ingresso supera un determinato valore di soglia, la tensione d'uscita cade a 0 V. Secondo l'altro modo d'interpretazione, nelle condizioni di riposo del circuito il transistore T_{S1} viene considerato interdetto ed il transistore T_{S2} saturo. Quindi la situazione è completamente invertita, in quanto la tensione all'uscita è *circa* uguale a 0 V e salta a $+ V_B$ con il superamento del valore di soglia da parte della tensione all'ingresso.

Quest'ultima situazione è rappresentata nel circuito di Fig. 6.5. Gli stati di commutazione che interessano vengono indicati nella Fig. 6.6.

Con V_E è indicato il valore della tensione d'ingresso V_G (tensione del generatore), oltre il quale il discriminatore entra in funzione, lasciando il suo stato di riposo nel quale il transistore T_{S1} era interdetto ed il transistore T_{S2} era saturo. Il valore V_E è il valore di soglia per l'innesco. Il suo valore non corrisponde esattamente a quello per il quale avviene il disinnesco.

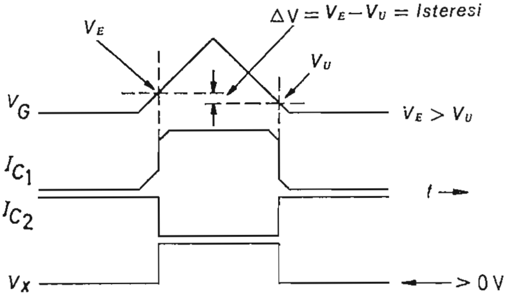


Figura 6.6. - Stati e funzionamento del circuito di Fig. 6.5.

V_E = tensione di soglia superiore - V_U = tensione di soglia inferiore.

Quest'ultimo valore di tensione di ingresso viene indicato con V_U. La differenza tra i due valori $\Delta V = V_E - V_U$ è « l'isteresi » del discriminatore che, con un dimensionamento accurato, può scendere fino a qualche decimo di volt.

7. Generazione e formazione dei segnali.

Non sono pochi i casi nella tecnica digitale nei quali occorre generare segnali, oppure « formarne » alcuni già disponibili. In un certo senso, anche il discriminatore trattato al par. 6.4, opera una formazione del segnale. Anche l'invertitore trattato nel par. 6.3. e l'elemento NOT trattato nel par. 5.3.2. agiscono nello stesso senso. La loro funzione tuttavia è da considerare soltanto dal punto di vista dell'amplificazione del segnale. Essi infatti contribuiscono efficacemente a formare i segnali per quanto riguarda la loro ampiezza; tuttavia non alterano quasi in niente la loro durata, il che altrimenti equivarrebbe ad una « formazione » anche della durata del segnale.

I circuiti che tratteremo nel paragrafo che segue si comportano ben diversamente.

7.1. Multivibratore astabile.

Il multivibratore astabile, come indica la definizione stessa, non presenta alcuno stato di stabilità.

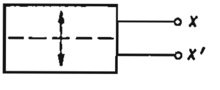


Figura 7.1. - Rappresentazione simbolica di un multivibratore astabile.

Circuiti di questo tipo vengono usati per la generazione di oscillazioni con forme d'onda rettangolari. La rappresentazione simbolica corrispondente è in Fig. 7.1. Non se ne può indicare una funzione algebrica di commutazione, poiché il circuito funge, in certo senso, da generatore e non elabora in alcun modo segnali provenienti dall'esterno.

La Fig. 7.2 indica lo schema classico di un multivibratore astabile. Il circuito oscilla permanentemente tra l'uno e l'altro dei due possibili stati. Ora conduce il transistore T_{S1} e T_{S2} è interdetto, ora è interdetto T_{S1} e T_{S2} conduce. La frequenza viene determinata dalle due costanti di tempo

$$\tau_1 = R_1 \cdot C_1$$

$$\tau_2 = R_2 \cdot C_2$$

Spesso in questi circuiti la ripidità dei fronti delle oscillazioni rettangolari generate non è soddisfacente, oppure può interessare bloccare e sbloccare elettronicamente le oscillazioni, per ottenere, quindi, un generatore, in certo senso, « pilotabile ». Il circuito indicato dalla Fig. 7.3 viene incontro alle due esigenze.

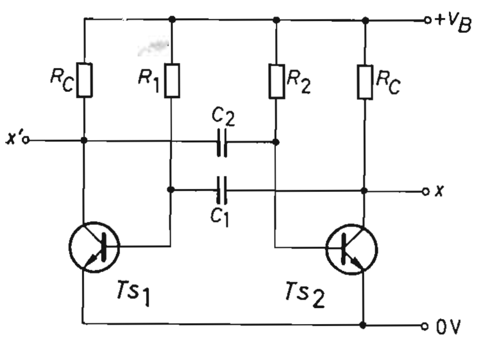


Figura 7.2. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un multivibratore astabile con transistori *NPN*.

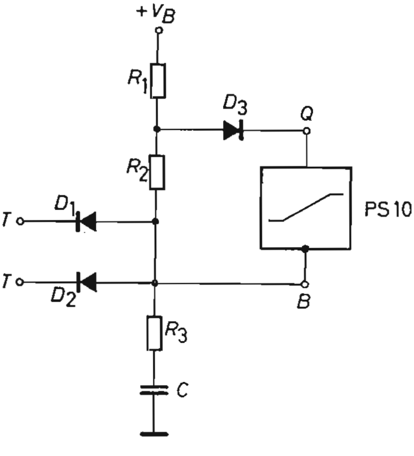


Figura 7.3. - Esempio di circuito per l'impiego di un discriminatore (Trigger-Schmitt) PS 10 (Valvo GmbH) come multivibratore astabile; il circuito viene illustrato nel testo.

Il « nucleo » è un discriminatore tipo PS 10 (Valvo GmbH). Il multivibratore astabile può essere pilotato per mezzo di tensioni continue ai terminali di pilotaggio T. I due diodi D_1 e D_2 formano un elemento

AND. Per quanto riguarda il funzionamento del multivibratore astabile, le oscillazioni vengono interrotte in corrispondenza del livello L ($V_T \leqq 0{,}3$ V) ad uno dei terminali di ingresso, e se entrambi i terminali di ingresso vengono portati come minimo a due terzi di V_B, si generano le oscillazioni, la cui frequenza è determinata dal condensatore C. La tabella che segue vale come orientamento circa la relazione fra i valori di capacità del condensatore C ed i valori corrispondenti della frequenza di oscillazione:

C	0,01	0,1	1,0	10,0	µF
$1/f = t$	0,07	0,72	7,5	80	ms

Per rendere più chiara l'idea dell'interno del componente PS 10, nella Fig. 7.4 viene riportato lo schema completo.

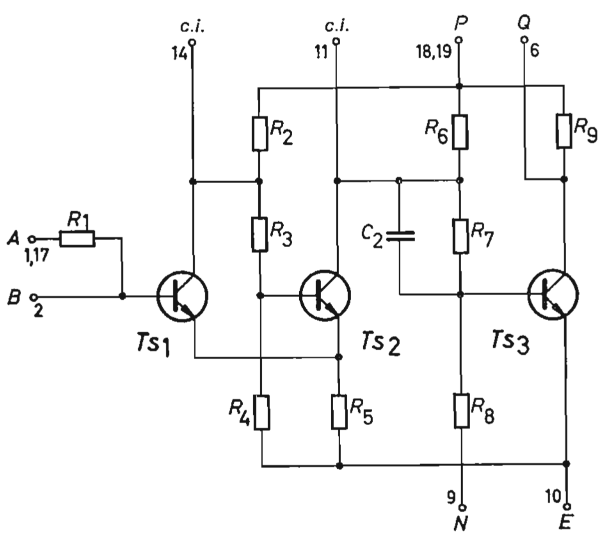


Figura 7.4. - Schema del componente logico PS 10 (Valvo GmbH); i numeri si riferiscono ai componenti degli elementi: c.i. significa collegamento interno (non destinato per collegamenti con l'esterno).

7.2. Multivibratore monostabile.

Se si devono formare impulsi diversi tra loro come durata ed ampiezza, ad esempio, ma di uguale area, si prende in considerazione un multivibratore monostabile. La Fig. 7.5 ne mostra la rappresentazione simbolica. In questo caso per il suo funzionamento vale la relazione $x = a$, oppure la relazione $x = \bar{a}$, a seconda del tipo di circuito.

La caratteristica fondamentale del circuito è che soltanto uno stato, precisamente lo stato di riposo, è stabile e da questa condizione deriva il nome stesso del circuito. Con un impulso di comando all'entrata a, il circuito si porta per un dato tempo (ritardo) nel suo stato instabile di funzionamento, per poi ritornare nuovamente nello stato stabile di riposo. Un esempio di tale circuito è riprodotto nella Fig. 7.6.

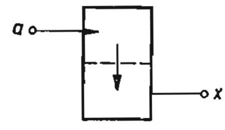


Figura 7.5. - Rappresentazione simbolica di un multivibratore monostabile.

Per lo stato di riposo del circuito sono date in sostanza due possibilità, che riguardano lo stato di conduzione o di interdizione dei suoi due transistori. Per il circuito rappresentato nella Fig. 7.6, nello stato di riposo il transistore T_{S1} è interdetto e il transistore T_{S2} conduttore. In tale stato, la tensione collettore-emettitore V_{CE} di T_{S2} è quasi nulla. La corrente, che fluisce attraverso il transistore T_{S2} determina ai capi della resistenza comune di emettitore R_8 una determinata caduta di tensione.

Per mezzo del partitore di tensione formato da R_4 e R_7, la base del transistore T_{S1} viene polarizzata rispetto al suo emettitore in modo tale che T_{S1} è sicuramente interdetto. Se ora un impulso di sufficiente ampiezza raggiunge la base del transistore T_{S1}, questo si mette a condurre. In conseguenza di ciò, si determina al collettore di T_{S1} una caduta di tensione che attraverso il condensatore C_1 viene riportata alla base del transistore T_{S2}. L'ulteriore conseguenza è una diminuzione della corrente che attraversa T_{S2}, per cui il potenziale del collettore di T_{S2} aumenta nuovamente. Perciò la base del T_{S1} diventa fortemente positiva e la corrente che attraversa T_{S1} aumenta ancora. Questo processo continua cosicché si verifica una rapida commutazione dallo stato di riposo stabile a uno stato instabile che permane soltanto fino a quando, attraverso la resistenza R_2, sia defluita la carica del condensatore C_1. Cioè fino a quando la tensione del condensatore C_1 ha raggiunto un valore per cui il transistore T_{S2} comincia nuovamente a condurre e tutto il processo viene istantaneamente invertito. La durata dello stato instabile (ritardo) nel caso del multivibratore monostabile non viene determinato dalla durata del segnale di ingresso, ma dal dimensionamento dei componenti del circuito. Inoltre non è possibile influenzare dall'esterno il comportamento del circuito.

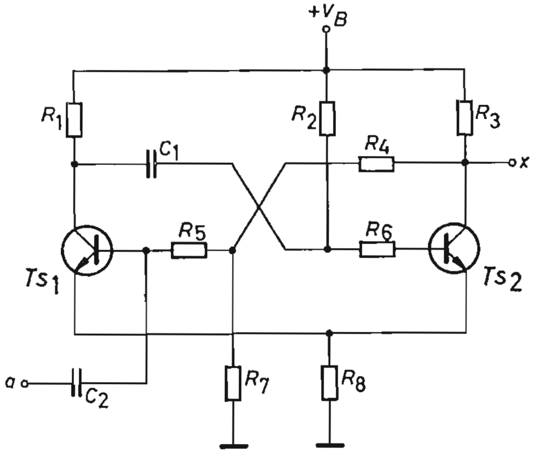


Figura 7.6. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un multivibratore monostabile con transistore *NPN*.

7.3. Derivazione (differenziazione) degli impulsi.

Non è sempre necessario portare gli impulsi ad una durata talvolta rilevante, come è possibile con il multivibratore monostabile (par. 7.2.). In alcuni casi è anche richiesto di derivare impulsi brevi, per esempio di durata 1 o 2 μs, dal fronte di salita o di discesa di un impulso rettangolare più lungo.

Il circuito che serve a questo scopo non è straordinario ed è anche di facile concezione. Viene denominato circuito differenziatore (derivatore). Il suo funzionamento viene chiarito dalla Fig. 7.7.

La Fig. 7.7 *a* mostra un impulso rettangolare di determinata durata. Se questo impulso viene condotto al circuito indicato nella Figura 7.7 *b*, il fronte di salita dell'impulso fa sì che istantaneamente scorra una corrente attraverso la resistenza R e con questa corrente venga caricato il condensatore C. Conseguentemente, nell'istante iniziale, ai capi della resistenza R vi è intera ampiezza dell'impulso.

Durante la carica del condensatore C la corrente diminuisce e con ciò anche la tensione ai capi della resistenza R. Si viene a determinare così il piccolo impulso diretto verso l'alto, rappresentato nella parte sinistra della Fig. 7.7 *c*. L'effettiva durata di questo « nuovo » impulso si ricava dalla costante di tempo del circuito differenziatore. Tale costante di tempo è il prodotto della capacità del condensatore C (in farad) per il valore della resistenza R (in Ω).

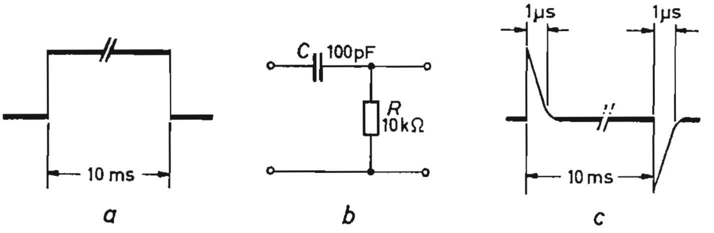


Figura 7.7. - Un impulso rettangolare (*a*) viene portato per essere differenziato ad un elemento differenziatore (*b*); si ricavano picchi di tensione (impulsi ad ago) dai suoi fronti di salita e di discesa (*c*).

I valori impiegati per esemplificazione nella Fig. 7.7 *b* sono rispettivamente:

$$100\,\mathrm{pF} = 10^{-10}\,\mathrm{F} \qquad \mathrm{e} \qquad 10\,\mathrm{k\Omega} = 10^{4}\,\Omega\,,$$

dai quali si ottiene una costante di tempo di

$$10^{-10} \times 10^{4} = 10^{-6}\,\mathrm{s} = 1\,\mu\mathrm{s}$$

Il fronte di discesa dell'impulso determina un corrispondente impulso in senso opposto, come risulta evidente dalla parte destra della Figura 7.7 *c*. Se si considera soltanto un impulso in un determinato senso (ricavato soltanto da un fronte dell'impulso rettangolare originario), l'altro impulso può essere bloccato per mezzo di un diodo adeguatamente polarizzato.

A volte, un tale diodo, viene inserito in luogo della resistenza R. Gli impulsi così ottenuti, sono disponibili per gli ulteriori compiti del circuito.

8. Multivibratori bistabili (Flip-Flop).

Nella tecnica digitale i circuiti che possono assumere stati stabili vengono impiegati per la memorizzazione di stati di segnali e di dati numerici. Con la denominazione di multivibratore bistabile o flip-flop si è affermato, nel corso degli anni passati, un altro circuito (con tutte le sue varianti) la cui proprietà caratteristica consiste nel fatto che presenta due stati di stabilità. A ragione di questa caratteristica esso si presta a due importanti possibilità d'impiego. In certo senso, infatti, consente di « fissare », e quindi di immagazzinare, un dato stato del segnale d'ingresso. D'altra parte consente di ridurre o di ripartire serie di impulsi che gli pervengono.

Questa caratteristica infatti manca ai circuiti finora trattati in quanto il loro segnale di uscita viene determinato normalmente dallo stato del segnale d'entrata o dalle sue variazioni all'istante considerato. Oltre a questi vi sono circuiti, il segnale d'uscita dei quali non dipende soltanto dallo stato istantaneo di eventuali segnali d'ingresso ma anche dagli stati dei segnali prima dell'istante considerato. Tali circuiti vengono chiamati circuiti sequenziali. Il più semplice circuito sequenziale è il flip-flop. La rappresentazione simbolica è in Fig. 8.1.

8.1. Principio teorico, circuiti d'ingresso e modi di funzionare.

È ovviamente molto facile provare che in un flip-flop vi sono due stati di stabilità.

Ora questo è anche il caso di un relé in un circuito autobloccante e tuttavia nessuno indicherebbe simile circuito come un flip-flop. Per conseguenza, tratteremo ora il principio teorico di funzionamento, i possibili circuiti d'ingresso ed inoltre il tipo di funzionamento del flip-flop. La conoscenza di questi argomenti è straordinariamente importante, poiché senza di essa diverrebbe più difficile la comprensione dei circuiti contatori (par. 9).

8.1.1. Principio teorico.

Nell'introduzione del Capitolo 8.1. è stato fatto cenno ad un relé in un circuito autobloccante.

Non si può certamente identificare un tale circuito con un flip-flop.

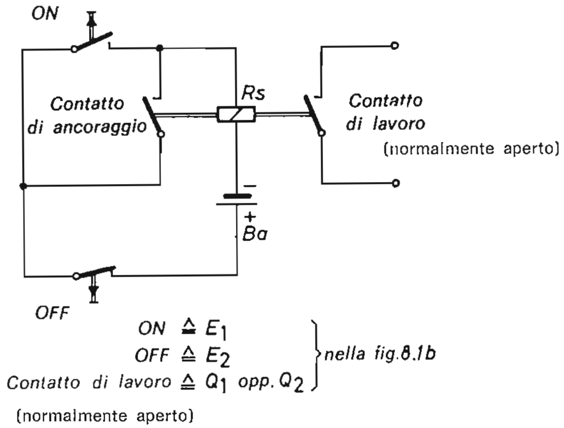


Figura 8.1 *a*. - Rappresentazione di un relé in circuito autobloccante; fondamentalmente questo circuito ha due ingressi di comando (*ON* e *OFF*) e consente di assumere due stati di stabilità cosicché è paragonabile a un flip-flop. (Fig. 8.1 *b*).

Comunque giova comprenderne il funzionamento, in quanto esso è impiegato in vari modi per compiti di comando. Esternamente presenta, per la maggior parte dei casi, soltanto, due tasti, su uno dei quali vi è la dicitura « ON », oppure « START » o simile e sull'altro la dicitura « OFF », « STOP » o simile. Nel nostro caso prendiamo in considerazione tale tipo di comando. Il punto di partenza comprende quindi i due tasti ON ed OFF (Fig. 8.1. *a*).

Se viene premuto il tasto ON, si avvia il funzionamento, mentre se viene premuto il tasto OFF lo si arresta. Se tuttavia si è azionato una volta il tasto ON, è superfluo e assolutamente inutile azionarlo una seconda o terza volta ecc., in quanto con ciò non si cambia nulla. Se si trasferisce questa situazione in una rappresentazione simbolica di un flip-flop, quale quella di Fig. 8.1 *b*, il tasto ON corrisponde all'ingresso E_1, il tasto OFF all'ingresso E_2 ed il pilotaggio alle uscite Q_1 e Q_2 a scelta. Il comportamento del flip-flop è paragonabile a quello del relé in un circuito autobloccante.

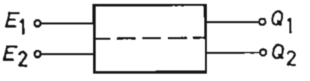


Figura 8.1 *b*. - Rappresentazione simbolica di un flip-flop in forma generica; questa forma base verrà completata con tutte le forme di realizzazione.

Ora interesserà anche conoscere un circuito possibile di un flip-flop. Per prima cosa si consideri il circuito di Fig. 8.2. Vi si trovano nuovamente gli ingressi E_1 ed E_2 ed altresì le uscite Q_1 e Q_2 di Fig. 8.1 *b*. Il circuito ha dunque due stati di stabilità. Ciò significa che un transistore conduce e l'altro è interdetto. Si può provocare, inviando un comando a uno dei due ingressi (E_1 o E_2), il passaggio istantaneo dal-

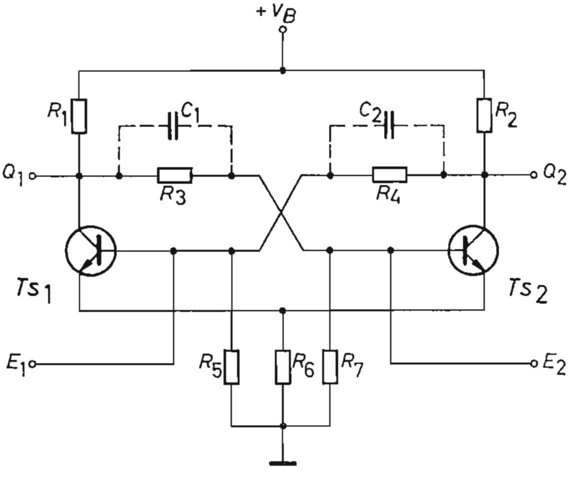


Figura 8.2. - Schema di principio di un flip-flop; la commutazione fra i due stati di stabilità si consegue attraverso E_1 ed E_2: gli stati sono presenti in Q_1 e Q_2 sotto forma di segnali.

l'uno all'altro stato. Comunque — e ciò lo ripetiamo di proposito — il comando reiterato posto allo stesso ingresso è senza alcun effetto fino a che non sia stato « inviato » un comando almeno una volta all'altro ingresso. Ognuno dei due transistori costituisce per conto proprio un invertitore (par. 6.3.) od un elemento NOT (par. 5.2.3.). Il circuito bistabile è formato dall'accoppiamento dei due stadi invertitori. Stati intermedi non sono possibili poiché l'amplificazione durante il passaggio da uno stato all'altro è sensibilmente più elevata di 1, per cui il circuito durante questo tempo è molto instabile.

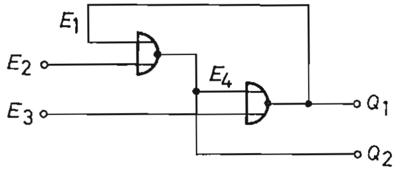


Figura 8.3. - Flip-flop costituito da due elementi *NOR* in raffigurazione simbolica.

La stabilità ritorna quando diminuisce l'amplificazione, quindi una saturazione chiama in causa il corrispondente sovrapilotaggio. Questo stato viene raggiunto quando un transistore è in conduzione completa e l'altro in interdizione assoluta.

Volendo accelerare il passaggio fra i due stati possibili, si cortocircuitano le due resistenze R_3 ed R_4 capacitivamente per mezzo dei condensatori C_1 e C_2 come indicato nella Fig. 8.2.

In precedenza si è parlato di circuiti flip-flop particolarmente *sbalorditivi.* Circuiti costituiti rispettivamente da due elementi NAND o due elementi NOR possono realizzare un circuito bistabile. La Fig. 8.3. mostra come esempio un flip-flop realizzato con due elementi NOR. Per comprendere il funzionamento di questi circuiti flip-flop, occorre ricorrere all'ausilio dell'algebra di commutazione.

Per le uscita Q_1 e Q_2 del circuito di Fig. 8.3 valgono le seguenti relazioni, nelle quali è stato fatto uso del principio di dualità e della regola di negazione (par. 2.3.2.3.).

$$\overline{Q_1} = E_4 \vee E_3$$

oppure

$$Q_1 = \overline{E_4} \vee \overline{E_3}$$

e con ciò

$$\overline{E_4} = E_1 \vee E_2 = Q_1 \vee E_2$$

Da cui consegue che

$$Q_1 = (Q_1 \vee E_2) \wedge \overline{E_3}$$

Inoltre

$$\overline{Q_2} = Q_1 \vee E_2$$

oppure

$$Q_2 = \overline{Q_1} \wedge \overline{E_2}$$

Il circuito di Fig. 8.3 può essere ridisegnato efficacemente come in Fig. 8.4. Questa rappresentazione passa nuovamente alla forma nota di Fig. 8.1.

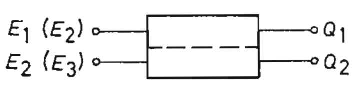


Figura 8.4. - Rappresentazione significativa del circuito di Fig. 8.3.

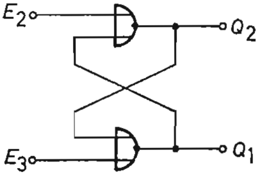


Figura 8.5. - Rappresentazione del circuito di Fig. 8.3 con il simbolo del flip-flop. di Fig. 8.1.

Nella Fig. 8.5 è fatta una trasformazione: qui l'ingresso E_1 corrisponde all'ingresso E_2 di Fig. 8.4 e l'ingresso E_2 all'ingresso E_3 di Fig. 8.4.

Le uscite Q_1 e Q_2 del flip-flop sono *generalmente* opposte, cioè quando un'uscita Q_1 è, ad esempio, nello stato H, l'uscita Q_2 è nello stato L. Vale dunque

$$Q_1 = \overline{Q_2}$$

oppure

$$Q_1 \not\equiv Q_2$$

Ad ogni modo occorre notare in particolare in questo caso che le uscite Q_1 e Q_2 del flip-flop costituito da elementi NAND o rispettivamente NOR, non sono sempre opposte.

L'andamento funzionale del fenomeno nel circuito di Fig. 8.4 viene riassunto successivamente in una tabella. Comunque è necessario dare prima alcuni dati, cioè l'indicazione più particolareggiata degli intervalli di tempo, rispettivamente prima e dopo l'arrivo di un segnale d'ingresso. Ciò si fa indicando con n il tempo che precede il segnale d'ingresso e con $n + 1$, $n + 2$, ecc. gli intervalli di tempo successivi al segnale d'ingresso.

Questo modo di indicare risulta chiaro per mezzo della rappresentazione di Fig. 8.6.

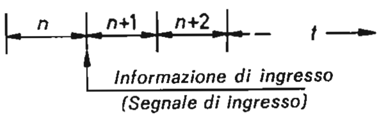


Figura 8.6. - Suddivisione del tempo prima e dopo il segnale di ingresso; n è il tempo prima dell'ingresso del segnale, $n + 1$, $n + 2$ ecc. è il tempo dopo l'ingresso del segnale.

Conoscendo tali dati, la tabella riassuntiva che segue risulta chiara. Nella prima colonna è indicato lo stato dell'uscita Q_1 prima dell'arrivo di un segnale d'ingresso (Q_{1n}). Nella seconda sono riportati gli stati relativi agli ingressi E_2 ed E_3. La terza e la quarta colonna danno informazioni sugli stati alle uscite Q_1 e Q_2 dopo l'arrivo del segnale d'ingresso (intervallo $n + 1$).

Q_{1n}	E_2	E_3	$Q_{1(n+1)} = (Q_{1n} \vee E_2) \wedge \bar{E}_3$	$Q_{2(n+1)} = (\bar{Q}_1 \wedge \bar{E}_2)$
L H	L	L	$(Q_{1n} \vee \mathrm{L}) \wedge \mathrm{H} = Q_{1n} \left\langle \begin{matrix} \mathrm{L} \\ \mathrm{H} \end{matrix} \right\}$ *Memorizzazione*	$\bar{Q}_1 \wedge \mathrm{H} = \bar{Q}_1 \left\langle \begin{matrix} \mathrm{H} \\ \mathrm{L} \end{matrix} \right\}$ *Memorizzazione*
L H	H	L	$(Q_{1n} \vee \mathrm{H}) \wedge \mathrm{H} =$ H *Posizionamento*	$\bar{Q}_1 \wedge \mathrm{L} =$ L *Azzeramento*
L H	L	H	$(Q_{1n} \vee \mathrm{L}) \wedge \mathrm{L} =$ L *Azzeramento*	$\bar{Q}_1 \wedge \mathrm{H} =$ H *Posizionamento*
L H	H	H	$(Q_{1n} \vee \mathrm{H}) \wedge \mathrm{L} =$ L *	$\bar{Q}_1 \wedge \mathrm{L} =$ L *

(*) Entrambe le uscite nello stato *L*; nessun funzionamento come flip-flop.

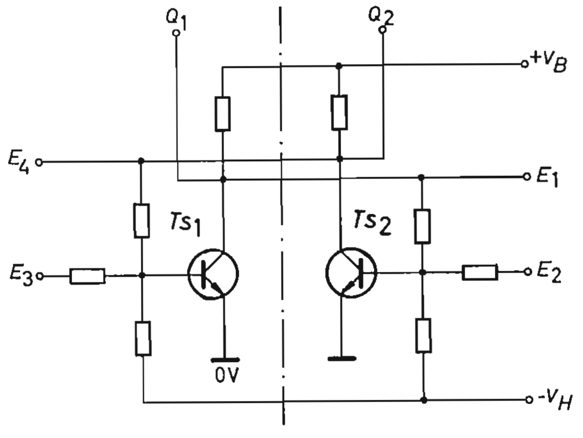


Figura 8.7. - Una forma di circuito realizzabile di un flip-flop costituito da due elementi *NOR*.

La prima riga descrive la « posizione *memoria* » del flip-flop, la seconda e la terza riga, rispettivamente, il processo dell'azzeramento del posizionamento. Nella quarta riga è riassunto ciò che è stato prima esposto; se entrambi gli ingressi sono nello stato H, non si determina più il funzionamento come flip-flop. Nondimeno, con certi presupposti, questa circostanza merita attenzione. La Fig. 8.7 indica una forma di circuito realizzabile. Tutti i segnali e gli stati che interessano sono riassunti nella tabella sottostante, in modo da risparmiare ulteriori chiarimenti.

E_2	E_3	T_{S1}	T_{S2}	Q_1	Q_2
0	0	Posizione memoria			
0	$+V_B$	conduttore	bloccato	0	$+2V_B/3$
$+V_B$	0	bloccato	conduttore	$+2V_B/3$	0
$+V_B$	$+V_B$	conduttore	conduttore	0	0

8.1.2. Circuiti d'ingresso.

In tutte le precedenti rappresentazioni e descrizioni di elementi logici e di altri circuiti, è stato tacitamente presupposto che i loro ingressi ed i loro circuiti d'ingresso agissero in modo statico, cioè che essi fossero direttamente accoppiati (in continua).

L'azione prende inizio, supposta una logica positiva, sempre da un segnale nello stato H, oppure da un segnale L che viene subito invertito. I segnali si possono presentare in due forme: una statica in cui interessano solo gli stati (L o H) e in tali casi si considerano solo le variabili normali od invertite come A od $\bar{A}$ od altre.

Oltre a questa vi è ancora un'altra forma: del segnale interessa il passaggio da uno stato ad un altro. Questo passaggio può avvenire per esempio da A ad $\bar{A}$, oppure da $\bar{A}$ ad A. Per le considerazioni successive valgono le seguenti notazioni:

1) il passaggio da $\bar{A}$ ad A corrisponde ad $\dot{A}$ ed è una transizione L → H ;

2) il passaggio da A ad $\bar{A}$ corrisponde ad $\dot{\bar{A}}$ ed è una transizione H → L.

Per chiarire serve la Fig. 8.8, dalla quale risultano evidenti le notazioni incontrate. Simili « transizioni » non possono comunque essere rilevate dai circuiti d'ingresso statici finora descritti. Questa circostanza ha portato alla creazione dei cosiddetti circuiti d'ingresso dinamici che talvolta vengono indicati come « ingresso di trigger, o d'impulso ». Essi non soltanto rilevano senza possibilità di dubbio le transizioni, ma reagiscono sempre soltanto ad un passaggio L → H o ad un passaggio H → L.

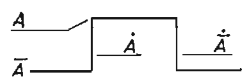


Figura 8.8. - Definizione di transizione del segnale: il passaggio da $\bar{A}$ ad A è un passaggio $L \rightarrow H$ e viene indicato nel testo con $\dot{A}$, il passaggio da A ad $\bar{A}$ è un passaggio $H \rightarrow L$ e viene indicato nel testo con $\dot{\bar{A}}$.

Ciò significa che viene registrato il fronte di salita o quello di discesa (Fig. 8.8.).

Le possibili forme di realizzazione di circuiti di ingresso dinamici sono indicate qui di seguito. I circuiti che riproducono queste condizioni presentano due ingressi ed un'uscita A. Per quanto riguarda gli ingressi si deve distinguere fra un cosiddetto « ingresso di consenso » G e il vero e proprio ingresso d'impulso T (indicato come ingresso del trigger). I circuiti di ingresso dinamici hanno a loro volta impulsi di uscita che vengono impiegati per il pilotaggio degli stadi successivi. Comunque questi impulsi di uscita sono senz'altro di scarsa ampiezza, pertanto non utilizzabili direttamente e devono perciò essere successivamente collegati a transistori.

Caso A: A questo circuito occorre, all'ingresso G, un segnale L per il consenso e fornisce, per un passaggio L → H all'ingresso T, impulsi all'uscita A. La tabella che segue dà informazioni su ogni combinazione di segnali agli ingressi G e T e così pure all'uscita A.

G	L	L	H	H
T	L → H	H → L	L → H	H → L
A	L	L	Imp.	L

La Fig. 8.9 *a* è la rappresentazione simbolica di questo circuito d'ingresso dinamico mentre la Fig. 8.9 *b* contiene il diagramma della sequenza delle commutazioni.

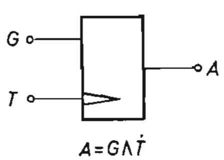


Figura 8.9 *a*. - Rappresentazione simbolica di un circuito di ingresso dinamico che deve essere preparato con un segnale *H* all'ingresso *G* e che fornisce impulsi d'uscita con un passaggio *L/H* all'ingresso *T*.

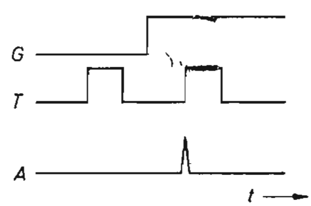


Figura 8.9 *b*. - Diagramma della successione delle commutazioni relativo alla Fig. 8.9 *a*.

Per il caso A vale la situazione riportata in fig. 8.9 *c*. Il circuito presenta lo svantaggio che gli impulsi d'uscita sbloccano il transistore successivamente collegato e lo rendono conduttore. Si autoimpedisce cioè, a causa del diverso valore di tensione base-emettitore

V_{BE} di ogni singolo transistore, di collegare più transistori in parallelo a questo circuito d'ingresso in quanto ogni singolo transistore non potrebbe mai diventare conduttore contemporaneamente agli altri.

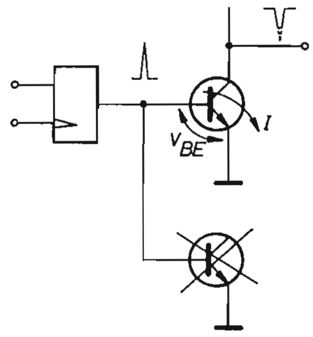


Figura 8.9. *c.* **- Situazione con l'impiego del circuito di Fig. 8.9** *a.*

CASO *B*: A questo circuito occorre per il consenso un segnale H all'ingresso *G* e si hanno impulsi all'uscita *A* con il passaggio H→L all'ingresso *T*. La tabella che segue dà informazioni su ogni combinazione di segnali all'ingresso *G* e *T* all'uscita *A*.

G	L	L	H	H
T	L→H	H→L	L→H	H→L
A	L	L	L	Imp.

La Fig. 8.10 *a* è la rappresentazione simbolica di questo circuito di ingresso dinamico, mentre la Fig. 8.10 *b* rappresenta il diagramma della sequenza delle commutazioni.

Per il caso *B* vale Fig. 8.10 *c*. La situazione che si determina nel caso *B* non presenta lo svantaggio descritto per il caso *A*. In questo caso, infatti, gli impulsi di uscita interdicono il (i) transistore (transistori) collegato (i) successivamente. Per cui diviene ovviamente possibile collegare più transistori in parallelo al circuito d'ingresso dinamico.

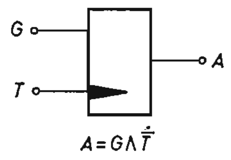


Figura 8.10 *a*. - **Rappresentazione simbolica di un circuito di ingresso dinamico in cui** *G* **nello stato** *H* **è il consenso e che dà all'uscita** *A* **impulsi di uscita, con una transizione** *H/L* **all'ingresso** *T*.

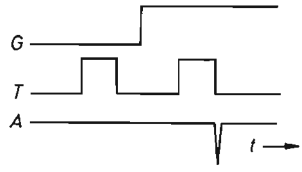


Figura 8.10 *b*. - **Diagramma delle sequenze delle commutazioni relativo alla Figura 8.10** *a*.

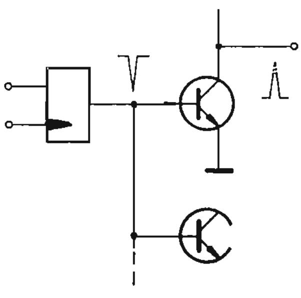
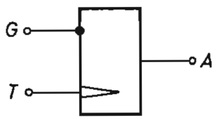


Figura 8.10 *c* - **Situazione con impiego del circuito di Fig. 8.10** *a*.

CASO *C*: A questo circuito occorre che *G* sia nello stato L e con ciò il passaggio L → H all'ingresso *T* produce impulsi d'uscita in *A*. La tabella che segue dà indicazioni su ogni combinazione di segnali agli ingressi *G* e *T* e così pure all'uscita *A*.

G	H	H	L	L
T	L → H	H → L	L → H	H → L
A	L	L	Imp.	L

La Fig. 8.11 *a* è la rappresentazione simbolica relativa a questo circuito di ingresso dinamico, mentre la Fig. 8.11 *b* contiene il diagramma della sequenza delle commutazioni, relativo a detta figura.



$A=\bar{G}\wedge\dot{T}$

Figura 8.11 *a.* - Rappresentazione simbolica di un circuito d'ingresso dinamico in cui il consenso è dato dallo stato *L* in *G* e che dà all'uscita *A* impulsi di uscita per la transizione *L/H* all'ingresso *T*.

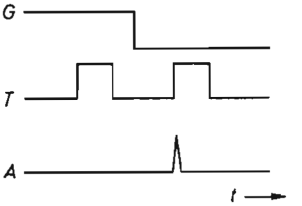


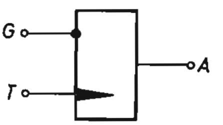
Fig. 8.11 *b.* - Diagramma della sequenza delle commutazioni relativo alla Figura 8.11 *a*.

CASO *D*: A questo circuito il consenso è dato da L all'ingresso *G* e con ciò la transizione H→L all'ingresso *T* provoca impulsi di uscita *A*. La tabella che segue dà indicazioni su ogni combinazione di segnali all'ingresso *G* e *T* e così pure all'uscita *A*.

G	H	H	L	L
T	L→H	H→L	L→H	H→L
A	L	L	L	Imp.

La Fig. 8.12 *a* è la rappresentazione simbolica relativa a questo circuito d'ingresso dinamico, mentre la Fig. 8.12 *b* mostra il diagramma della sequenza delle commutazioni.

Per il caso *D* si determina la situazione riportata in Fig. 8.12 *c*. Ora è ovvio che non sempre ci si può o ci si vuole accontentare di un solo ingresso di consenso *G*. L'estensione a più ingressi di con-



$A=\bar{G}\wedge\dot{\bar{T}}$

Figura 8.12 *a.* - Rappresentazione simbolica di un circuito d'ingresso dinamico che deve essere abilitato con segnale *L* all'ingresso *G* e che dà per un passaggio *H/L*, all'ingresso *T*, segnali di uscita in *A*.

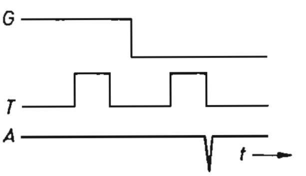


Fig. 8.12 *b.* - Diagramma della sequenza delle commutazioni relative alla Figura 8.12 *a*.

senso non è comunque possibile per il circuito riportato nella Figura 8.12 *c*, perché il collegamento in parallelo di più resistenze (per ingresso *G′* ecc.) porterebbe ad una ripartizione della tensione nel punto *X*.

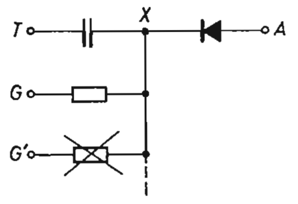


Figura 8.12 *c*. - Situazione con l'impiego del circuito di Fig. 8.12 *a*.

Una estensione a più ingressi di consenso è possibile secondo il circuito del caso *B*. La Fig. 8.13 *a* è la rappresentazione simbolica relativa ad un tale circuito d'ingresso dinamico mentre la Fig. 8.13 *b* riporta un diagramma della sequenza delle commutazioni.

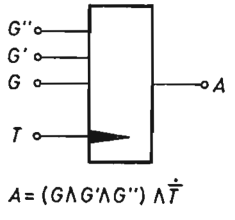


Figura 8.13 *a*. - Estensione del circuito di Fig. 8.10 *a* agli ingressi *G′* e *G″* (rappresentazione simbolica).

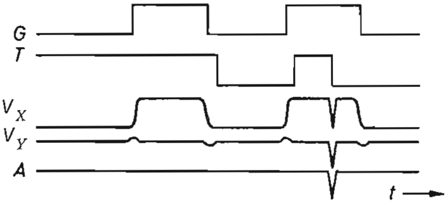


Figura 8.13 *b*. - Diagramma delle sequenze delle commutazioni, relativo a Figura 8.13 *a*; *G* rappresenta l'insieme degli ingressi *G*, *G′* e *G″*. Gli andamenti della tensione V_X e V_Y si riferiscono alla Fig. 8.13 *c* (punti *X* e *Y*).

L'ultimo diagramma comprende anche l'andamento delle tensioni V_X e V_Y, che si riferiscono alle realizzazioni possibili di Fig. 8.13 *c*. Gli ingressi di consenso *G′* e *G″* sono formati per mezzo dell'aggiunta di ulteriori diodi. Il funzionamento di questa parte di circuito corrisponde a quello di un elemento AND (par. 5.2.1.).

questo caso tra gli ingressi e le uscite di un dato circuito si trovano tre flip-flop che, attraverso una rete, sono collegati uno all'altro.

Il tipo di funzionamento « sincrono » di flip-flop è ben diverso: la commutazione viene comandata da un generatore di impulsi di cadenza unico in tutto (o in parte) il sistema. La corrispondente variante all'esempio di Fig. 8.16 viene riprodotta in Fig. 8.17.

Anche in questo caso vi sono tre flip-flop collegati l'uno all'altro tramite una rete di collegamento; tuttavia tutti gli ingressi *C* sono comandati dal suddetto generatore di cadenza.

I flip-flop vengono abilitati e commutati contemporaneamente, tramite gli ingressi *C* (ingressi di orologio), da un impulso di clock. Inoltre lo stato di ogni flip-flop dipende dagli stati dei segnali all'ingresso di consenso al momento dell'arrivo di un dato impulso di cadenza e anche dalla condizione in cui si trova in quell'istante il flip-flop stesso.

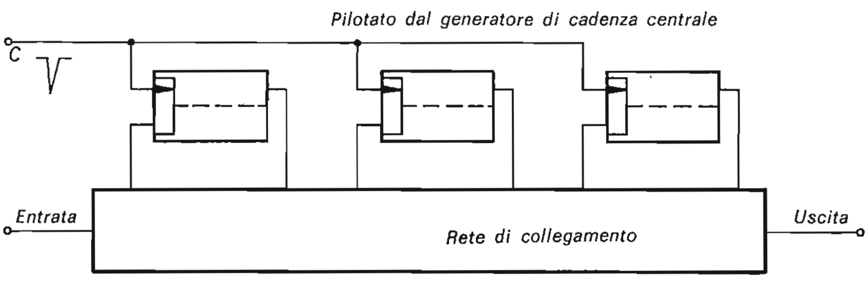


Figura 8.17. - Esempio di commutazione in funzionamento « sincrono » di flip-flop dinamici.

8.2. Forme realizzative.

I flip-flop esistono in diverse forme realizzative: non si vuole intendere con ciò realizzazioni particolari, che, per quanto ci riguarda, sono di secondaria importanza. Si intendono piuttosto le realizzazioni che riguardano la impiegabilità dei circuiti. Anche per gli stessi flip-flop dinamici con cui si ha a che fare qui e nella pratica, vi sono alcune varianti che hanno ciascuna per proprio conto proprietà specifiche. Nei paragrafi che seguono verranno trattate le realizzazioni più conosciute.

8.2.1. Flip-flop RS.

La denominazione flip-flop *RS* deriva dal modo di indicare gli ingressi. Precisamente *R* deriva dall'inglese « reset » ed *S* dall'inglese « set ». Volendo bizantineggiare sul fatto che « reset » avrebbe senso logico soltanto dopo « set » (cioè « cancellare » dovrebbe seguire un precedente « posizionare »), occorrerebbe usare la denominazione flip-flop *SR*. Le due denominazioni sono comunque equivalenti.

I flip-flop *RS* hanno due ingressi di scrittura o di consenso precisamente *R* ed *S*. La rappresentazione simbolica è indicata nella Fig. 8.18. La successiva tabella del funzionamento dà chiarimenti circa il comportamento di un flip-flop *RS*. R_n ed S_n sono gli stati del segnale agli ingressi di scrittura *R* ed *S*, mentre Q_{n+1} dà lo stato di un'uscita dopo l'arrivo del susseguente impulso di cadenza all'ingresso *C*.

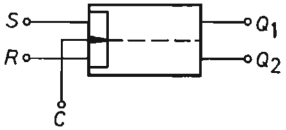


Figura 8.18. - Rappresentazione simbolica di un flip-flop *RS*.

R_n	S_n	Q_{n+1}	
L	L	L	nessuna variazione
		H	(memoria)
L	H	H	Posizionamento
H	L	L	Azzeramento
H	H	*non definito*	

Un flip-flop *RS* può per esempio essere usato anche come divisore binario (divisore per 2). La Fig. 8.19 ne indica la rappresentazione simbolica. Gli ingressi *R* ed *S* sono rispettivamente collegati con le uscite Q_1 e Q_2. Nel funzionamento come divisore gli impulsi giunti con frequenza f_C all'ingresso *C* vengono dimezzati cosicché ad ogni uscita Q_1 e Q_2 appare un segnale di frequenza $f_C/2$. Ovviamente queste due frequenze $f_C/2$ presenti in Q_1 e Q_2 sono tra loro sfasate di 180°. Il circuito, descritto in precedenza come divisore binario, si basa sul funzionamento asincrono del flip-flop *RS*. Naturalmente possono venire collegati in serie anche più divisori di tale specie. Occorre soltanto osservare che il tempo di commutazione di tale flip-flop comporta un certo ritardo.

I flip-flop possono, come divisori binari, essere anche azionati sincronicamente. La Fig. 8.20 mostra la rappresentanza simbolica. In questo circuito sono necessarie tutte e due gli ingressi *R* ed *S*. Gli ingressi R ed S sono di volta in volta messi in una connessione AND. Ciascun ingresso R od S è, come per il circuito in funzionamento asincrono (Fig. 8.19), collegato con la rispettiva uscita (Q_1 e Q_2); inoltre ciascun ingresso R ed S è collegato unitamente all'altro ad un ulteriore ingresso T, al quale viene portato, in questo tipo di circuito, la frequenza da dividere. All'ingresso degli impulsi C viene portato l'impulso di cadenza. Rispetto al circuito di Fig. 8.19, in questo caso vale come frequenza da dividere f_T anziché f_C.

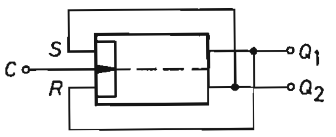


Figura 8.19. - Rappresentazione simbolica di un flip-flop *RS* come divisore binario (funzionamento asincrono).

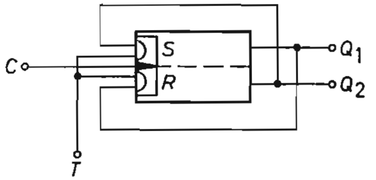


Figura 8.20. - Rappresentazione simbolica di un flip-flop *RS* divisore binario (funzionamento sincrono).

8.2.2. Flip-flop T.

La realizzazione del flip-flop RS nelle condizioni descritte in Figura 8.20 viene denominata anche flip-flop T. Se supponiamo infatti di considerare interne le reazioni tra gli ingressi R e S e le uscite Q_1 e Q_2 e di indicare anche ciascun ingresso S e R con un nuovo ingresso T, si ottiene la rappresentazione simbolica della Fig. 8.21.

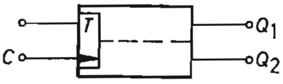


Figura 8.21. - Rappresentazione simbolica di un flip-flop *T*.

Dato che un flip-flop T viene impiegato in pratica per circuiti contatori, questa rappresentazione vale al tempo stesso come contributo per una rappresentazione più chiara di schemi di funzionamento.

Bisogna anche accennare che la denominazione flip-flop T deriva dall'inglese « trigger ».

8.2.3. Flip-flop D.

Supponiamo che manchino le reazioni tra gli ingressi R ed S e le uscite Q_1 e Q_2 (supposte esterne nei circuiti di Figg. 8.19 e 8.20 ed interne in quelle di Fig. 8.21): al loro posto si operi un collegamento tra gli ingressi R ed S di un flip-flop RS nel modo indicato nella Fig. 8.22. Si ha così un flip-flop D. Questa denominazione si richiama all'inglese « delay » (= ritardo). La Fig. 8.23 ne mostra la rappresentazione simbolica. I flip-flop D sono spesso usati per i « Registri a spostamento » (shift registers). A questo scopo nella Fig. 8.24 viene riportato un esempio di circuito con tre flip-flop D. Ad ogni impulso di cadenza lo stato di ciascun flip-flop viene trasferito al flip-flop successivo.

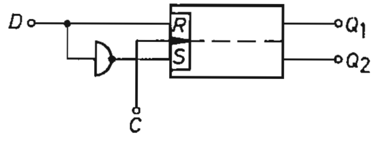


Figura 8.22. - Rappresentazione simbolica di un flip-flop *RS* completato con un elemento *NOT*; da qui nasce un flip-flop *D*.

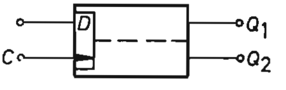


Figura 8.23. - Rappresentazione simbolica di un flip-flop *D*.

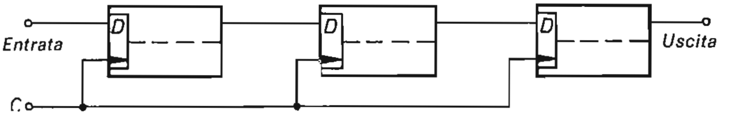


Figura 8.24. - Esempio di « shift register » costituito da flip-flop (rappresentazione simbolica).

8.2.4. Flip-flop JK.

Fin qui abbiamo considerato vari tipi di flip-flop, ognuno dei quali ha un suo particolare, ma limitato, campo di impiego. Il passo successivo è quello di considerare un flip-flop più versatile, che possa essere usato, con opportuni accorgimenti, in diversi modi: è il flip-flop JK.

In questo caso i due ingressi R ed S, a differenza di quanto avviene nel flip-flop T, non sono riuniti in un ingresso T ma portati fuori ed accessibili separatamente. Così il flip-flop rappresentato simbolicamente dalla Fig. 8.25 *a* con gli ingressi separati J e K diventa il flip-flop *JK* rappresentato simbolicamente nella Fig. 8.25. L'universalità viene messa in evidenza a mezzo delle rappresentazioni di Fig. 8.26. È lasciato a chi l'impiega di inserire tale flip-flop *JK* come flip-flop *RS* (*a*), flip-flop *T* (*b*) o flip-flop *D* (*c*).

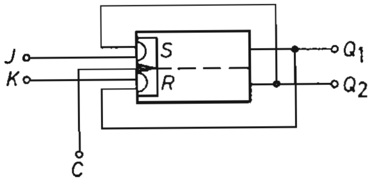


Figura 8.25 *a*. - Rappresentazione simbolica di un flip-flop *RS* che diventa flip-flop *JK*.

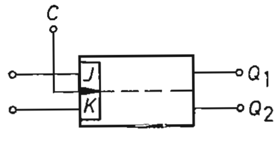


Fig. 8.25 *b*. - Rappresentazione simbolica di un flip-flop *JK*.

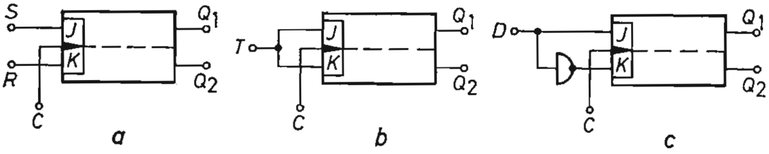


Figura 8.26. - Rappresentazione simbolica dell'impiego di un flip-flop *JK* come flip-flop *RS* (*a*), *T* (*b*) o *D* (*c*).

8.2.5. Flip-flop « master-slave ».

Con il nome flip-flop « master-slave » non è necessariamente indicata una « versione » di flip-flop.

Con tale termine viene espresso anzitutto un sistema di collegamento. Che in secondo luogo, tuttavia, si voglia indicare una forma di realizzazione, si comprenderà certamente da quanto segue. Nei circuiti integrati, impiegati sempre in numero crescente, si deve evitare, per quanto possibile, per ragioni tecnologiche, di inserire condensatori. Una via d'uscita è offerta dal principio « master-slave ». Si intende con questo termine un collegamento di flip-flop in cascata con inserzioni di flip-flop ausiliari. Naturalmente, secondo questo principio, possono venir fatti funzionare circuiti di tipo tradizionale, come pure circuiti integrati.

Per questo un flip-flop « master-slave » è, in un senso, un tipo di circuito secondo il quale può essere costruito un flip-flop e, in altro senso, una forma di realizzazione, particolarmente per quanto riguarda quella con circuiti integrati.

Il vero e proprio flip-flop che ne caratterizza il funzionamento è il master (dall'inglese « signore »), mentre il flip-flop che non decide del funzionamento, ma che è di regola « necessario » è lo « slave » (dall'inglese « schiavo »). La Fig. 8.27 *a* indica simbolicamente un collegamento in cascata di due flip-flop, con inserito tra loro un flip-flop ausiliario. Gli ingressi dei flip-flop non contengono alcun condensatore. In un tale circuito i flip-flop sono attivi alternativamente. La Fig. 8.27 *b* mostra il relativo diagramma della sequenza di commutazione.

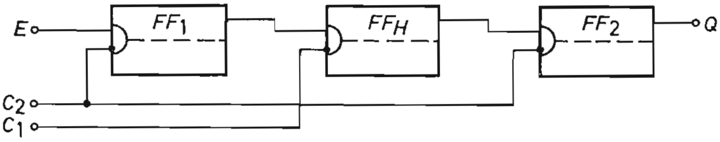


Figura 8.27 *a*. - Rappresentazione simbolica del collegamento a cascata di due flip-flop con l'interposizione di un flip-flop ausiliario (principio « master-slave »).

Come risulta evidente dalle due rappresentazioni, questo tipo di circuito presuppone impulsi di cadenza di due specie (C_1 e C_2).

Si può comunque aggirare questa necessità, se si dà agli impulsi di cadenza una forma opportuna, come quella indicata dalla Fig. 8.27 *c*. I fronti anteriore e posteriore hanno una certa pendenza; si può fare in modo di ottenere una forma della curva triangolare. Si può riuscirvi differenziando (par. 7.3.) il fronte di salita del primo impulso

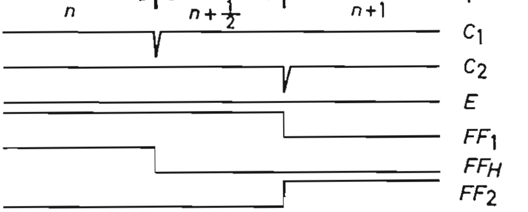


Figura 8.27 *b*. - Diagramma della sequenza delle commutazioni relativa alla Fig. 8.27 *a*.

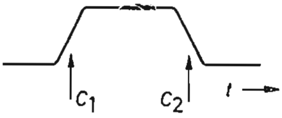
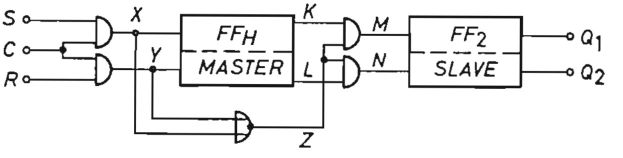


Figura 8.27 *c*. - **Dalla forma opportuna degli impulsi di ingresso si possono ricavare gli impulsi di cadenza necessari per il principio « master-slave », di due specie, mediante derivazione del fronte di salita e di discesa (C_1 e C_2), per cui si determina il pilotaggio a due fronti.**

Figura 8.28 *a*. - **Circuito di un flip-flop «master-slave» costituito da due flip-flop** *RS*.



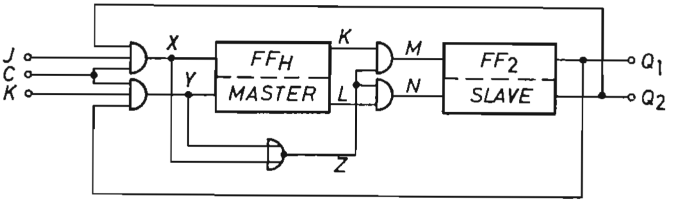


Figura 8.28 *b*. - **Circuito di un flip-flop «master-slave» costituito da due flip-flop** *JK*.

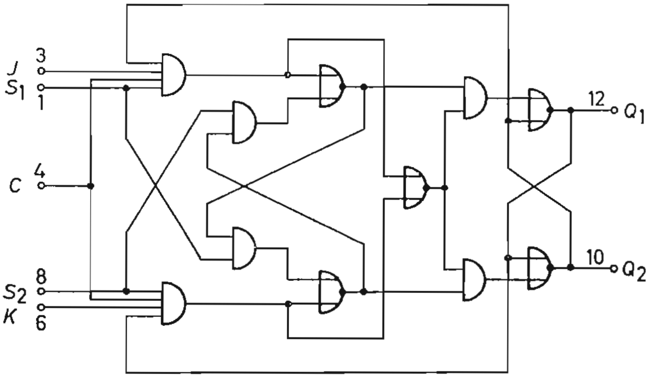


Figura 8.29. - Schema di funzione di un flip-flop « master-slave » in circuito integrato.

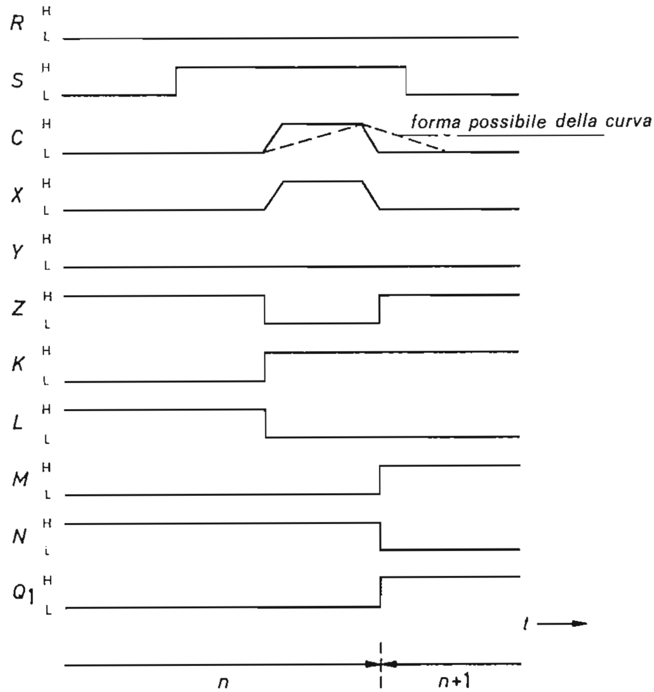


Figura 8.30. - Diagramma della cadenza delle commutazioni relative alla Fig. 8.28.

di cadenza (C_1) e il fronte di discesa del secondo impulso di cadenza (C_2).

Un circuito che può essere azionato con tale impulso di cadenza è riprodotto alla Fig. 8.28 *a*, con due flip-flop *RS* e dalla Fig. 8.28 *b* con due flip-flop *JK*. Naturalmente si può costruire questo circuito con due elementi NOR in funzione di flip-flop, i cui circuiti d'ingresso non contengano condensatori. La Fig. 8.29 ne dà un'idea.

Non si tratta comunque di un circuito costituito da singoli elementi logici, ma di uno schema di funzione di un flip-flop « master-slave » in circuito integrato.

Il diagramma della sequenza di commutazione per lo schema di Fig. 8.28 è contenuto nella Fig. 8.30. Il tratto n indica gli stati prima di un determinato impulso di cadenza e il tratto $n + 1$ gli stati successivi.

9. Circuiti contatori.

Dato che per « digitale » s'intende « numerico » è data per scontata l'esistenza dei circuiti contatori (par. 1.2.). La commutazione di un flip-flop è già per se stessa un procedimento di conteggio da 0 ad 1, ma ciò, naturalmente, non basta. Parlando dunque di circuiti di conteggio (contatori) si partirà dai concetti basilari per arrivare a comprendere i procedimenti di conteggio in forma più lata, giacché, a parte speciali contatori, atti ad impieghi straordinari, il concetto è nella massima parte dei casi universale. I circuiti contatori rappresentano spesso un compromesso tra il sistema decimale tradizionale e quello duale (poiché si opera appunto con stati binari), ma ciò non è un problema. Sono comunque consueti in moltissime applicazioni anche i contatori a decadi, che sono concepiti in base al numero delle potenze di 10. Le vie percorse sono, per comprensibili motivi, molto diverse.

9.1. Possibilità del conteggio degli impulsi.

Ogni conteggio avviene per via elettronica con l'ausilio di impulsi. Questi impulsi possono nascere come « informazioni secondarie » da qualunque fenomeno o processo: essi devono quindi per lo più essere solo portati ad una forma adatta, necessaria per il comando di un circuito contatore.

Nel caso che non vi siano già tali impulsi, occorre crearli e poiché molti e diversi sono i fenomeni e i processi che richiedono un conteggio, molti e diversi sono i modi di ottenere impulsi. Sostanzialmente vi sono due possibilità: la prima è quella di fare agire dei contatti azionati dagli oggetti in movimento. I contatti meccanici consentono tuttavia una frequenza di lavoro molto bassa, che nella massima parte dei casi non soddisfa. Inoltre i contatti meccanici hanno i rimbalzi che, in generale, sono indesiderati. L'altra possibilità è quella di ricavare impulsi senza accoppiamento meccanico con gli oggetti in movimento: solitamente ciò avviene per via induttiva o fotoelettrica.

I circuiti che permettono di avere impusi in questi due modi sono molti e non è il caso di trattarli qui. Gli impulsi, per qualunque via ottenuti, possono essere contati elettronicamente per mezzo dei flip-flop, che trovano nei contatori il fondamentale campo d'impiego (cap. VIII). Poiché i flip-flop possono assumere due stati di stabilità, sarebbe possibile con una serie di flip-flop in cascata eseguire un conteggio duale (par.fi 2.1.2. e 3.3.1.).

I risultati del conteggio devono essere accettati così come sono, cioè in forma binaria, oppure trasformati in forma decimale. Entrambe le soluzioni sono poco « comode ».

Per compiti di conteggio vengono spesso impiegate delle « decadi », non soltanto per la loro possibilità di impiego universale, ma anche per un'abitudine « decimale » tipica dell'uomo. Inoltre in base al numero di cifre decimali (potenze di 10) desiderate, si può facilmente adeguare la « lunghezza » del contatore. Se si usano dei flip-flop, ci si deve tuttavia servire di un accorgimento. Una decade ha infatti 10 posizioni (da 0 a 9): allora 3 flip-flop non bastano perché al massimo consentono di contare fino a $2^3 = 8$, e 4 flip-flop sono troppi perché si conterrebbe fino a 16. Occorre quindi impiegare 4 flip-flop limitandoci a considerare solo 10 condizioni e tralasciando le 6 superflue. Un contatore decadico dopo aver contato da 0 a 9 deve infatti ricominciare da 0. Tuttavia questa sovrabbondanza di 6 stati, confrontata con quella relativa ad altri circuiti possibili, è ancora abbastanza contenuta. Riguardo al procedimento di calcolo da adottare internamente ad una decade, non ci si limita a contare in codice binario puro (par. 3.3.1.), oppure in codice 8-4-2-1 (par. 3.3.2.1.), cominciando eventualmente con LLLL (equivalente a zero), interrompendo il calcolo dopo HLLH (equivalente a 9) e tralasciando gli altri possibili stati da HLHL (equivalente a 10) a HHHH (equivalente a 15).

Si possono impiegare molto bene sia gli altri codici binari per cifre decimali (generico codice BCD), sia il codice ciclico (codice di Gray) (par. 3.3.3.).

Impiegando codici a 5 *bit* (per esempio il codice 7-4-2-1-0 del par. 3.3.2.4.) ovviamente non bastano più 4 flip-flop, in quanto occorre un flip-flop per ogni *bit*. Nel codice biquinario o quibinario (paragrafo 3.3.2.5.) sono in gioco 7 *bits* perciò ci vogliono 7 flip-flop. Prima che fossero disponibili i circuiti logici modulari o i circuiti integrati, si sono impiegate a questo scopo decadi che contenevano una parte bistabile (flip-flop) ed una con 5 stati di stabilità. Per il conteggio in codice biquinario con tali decadi, il segnale d'ingresso del contatore entrava prima nella parte con 5 stati di stabilità ed infine in quella bistabile. La caratteristica del codice biquinario consiste appunto in due cicli quinari, cosicché la parte con 5 stati di stabilità può essere interessata due volte.

Per contro, nelle decadi con conteggio in codice quibinario, si ha prima la parte bistabile e quindi quella con 5 stati di stabilità. In questo caso si hanno 5 cicli binari, cosicché la parte bistabile deve essere « percorsa » 5 volte.

I circuiti contatori che trattiamo successivamente si limitano alle realizzazioni con l'impiego di flip-flop.

9.2. Contatori unidirezionali.

I contatori unidirezionali hanno una sola direzione di conteggio: ciò significa che possono contare soltanto in avanti oppure soltanto all'indietro e non avanti ed indietro contemporaneamente. Questa limitazione non ne pregiudica affatto le molteplici possibilità di impiego e non è perciò sentita come uno svantaggio. Già nel par. 9.1. sono state esposte, in breve, alcune possibili concezioni di circuiti contatori. L'esempio più semplice è in realtà un contatore decadico costituito da 4 flip-flop, sulla base del codice 8-4-2-1 (par. 3.3.2.1.). Quest'ultimo concorda con le prime 10 cifre del codice binario puro (par. 3.3.1.), quindi il conteggio fino a 10 è organizzato in forma binaria (potenze di 2).

Lo schema di funzionamento di un siffatto contatore decadico è riprodotto nella Fig. 9.1. Il contatore è formato da 4 flip-flop che vengono commutati in modo asincrono (confrontare Fig. 8.16). Nella condizione di riposo tutti i flip-flop hanno (sulla base della logica positiva) le uscite Q_1 nello stato L e le uscite Q_2, invece, in H. Il contatore è detto « in azzeramento ». Il conteggio è fatto in codice binario e quindi al primo, al terzo, al quinto ed al settimo impulso (ma anche al 9°) di entrata il flip-flop FF_A viene rimosso dal suo stato iniziale.

Corrispondentemente il flip-flop FF_B viene tolto dal suo stato iniziale al secondo impluso d'entrata e vi ritorna al quarto; al sesto ne viene

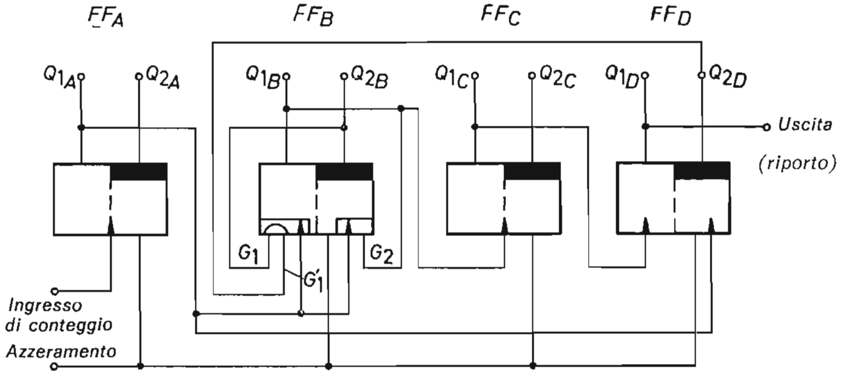


Figura 9.1. - Schema di funzionamento di un contatore decadico costituito da 4 flip-flop; il conteggio viene effettuato in codice 8-4-2-1.

nuovamente rimosso e all'ottavo impulso di entrata vi viene riportato ancora una volta. Il flip-flop FF_C viene tolto dal suo stato iniziale al 4° impulso di entrata e vi ritorna nuovamente all'8°. Il flip-flop FF_D viene tolto dal suo stato iniziale soltanto all'8° impulso di entrata e vi ritorna al 10°. La situazione è riportata dalla Fig. 9.2.

Come si vede, tutti flip-flop si trovano dopo il 10° impluso di entrata nuovamente allo stato di riposo: i 6 stati di commutazione eccedenti vengono dunque soppressi. Ciò è reso possibile mediante l'impiego di un elemento AND, che si trova tra il flip-flop FF_A ed il flip-flop FF_B. Nella Fig. 9.1 esso è incorporato nel flip-flop FF_B e può essere

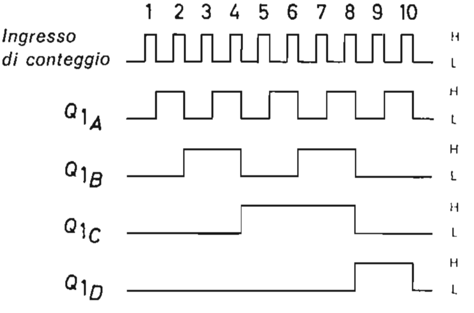


Figura 9.2. - Diagramma della sequenza di commutazione relativo alla Fig. 9.1.

considerato parte costituente del flip-flop (almeno di un certo tipo). In ogni caso debbono essere disponibili due ingressi di consenso (preparazione) (G_1 e G_1') (confronta Fig. 8.13).

Dopo l'8° impulso di ingresso l'elemento AND, disposto prima del flip-flop FF_B, viene bloccato dallo stato L dell'uscita Q_{2D}. In conseguenza di ciò il 10° impulso di ingresso non ha effetto sul flip-flop FF_B, sebbene all'uscita Q_{1A} si presenti una transizione H $\rightarrow$ L. Soltanto i flip-flop FF_A e FF_D vengono quindi commutati, cosicché l'uscita Q_{1D} ha una transizione H $\rightarrow$ L e si porta allora nello stato L. Questa transizione serve come segnale di uscita della decade e in certi casi come segnale di riporto per la successiva decade.

L'azzeramento, cioè il « ritorno » della decade da qualsiasi stato allo stato di riposo, può essere fatto con un comando posto all'ingresso di azzeramento (indicato nella Fig. 9.1 con « azzeramento »).

Inoltre poiché ogni stato del contatore decadico rappresenta una cifra decimale, è possibile rilevare tale stato ed eventualmente trasferirlo dal codice 8-4-2-1, assunto come base, in altro codice. Per i dettagli si rimanda al par. 9.6. Riguardo alla massima velocità di conteggio vi sono dei limiti dovuti alla natura dei flip-flop e dei circuiti loro collegati.

9.3. Contatori reversibili.

Di massima è possibile concepire una decade di conteggio per il conteggio reversibile, ancora costituita da 4 flip-flop. È evidente che il numero dei circuiti logici necessari è maggiore che nei normali contatori unidirezionali.

Occorre anche far rilevare subito che un contatore reversibile non richiede soltanto impulsi di conteggio ai suoi ingressi, ma anche, in aggiunta, un segnale d'ingresso che decida il « senso » del conteggio. Questa scelta avviene in un particolare circuito, i dettagli del quale sono dati nel par. 9.6.

Si è detto prima che per poter contare avanti e indietro occorre un numero maggiore di circuiti logici. Ora però occorre fare qualche precisazione. Così, per esempio, è anche possibile realizzare un contatore reversibile (una decade) con 4 flip-flop e con i circuiti d'ingresso ausiliari relativi, che però lavori « asimmetricamente ». Questa denominazione significa che, in questo caso, viene effettuato il conteggio « avanti » nel codice 8-4-2-1 e quello « indietro » nel codice

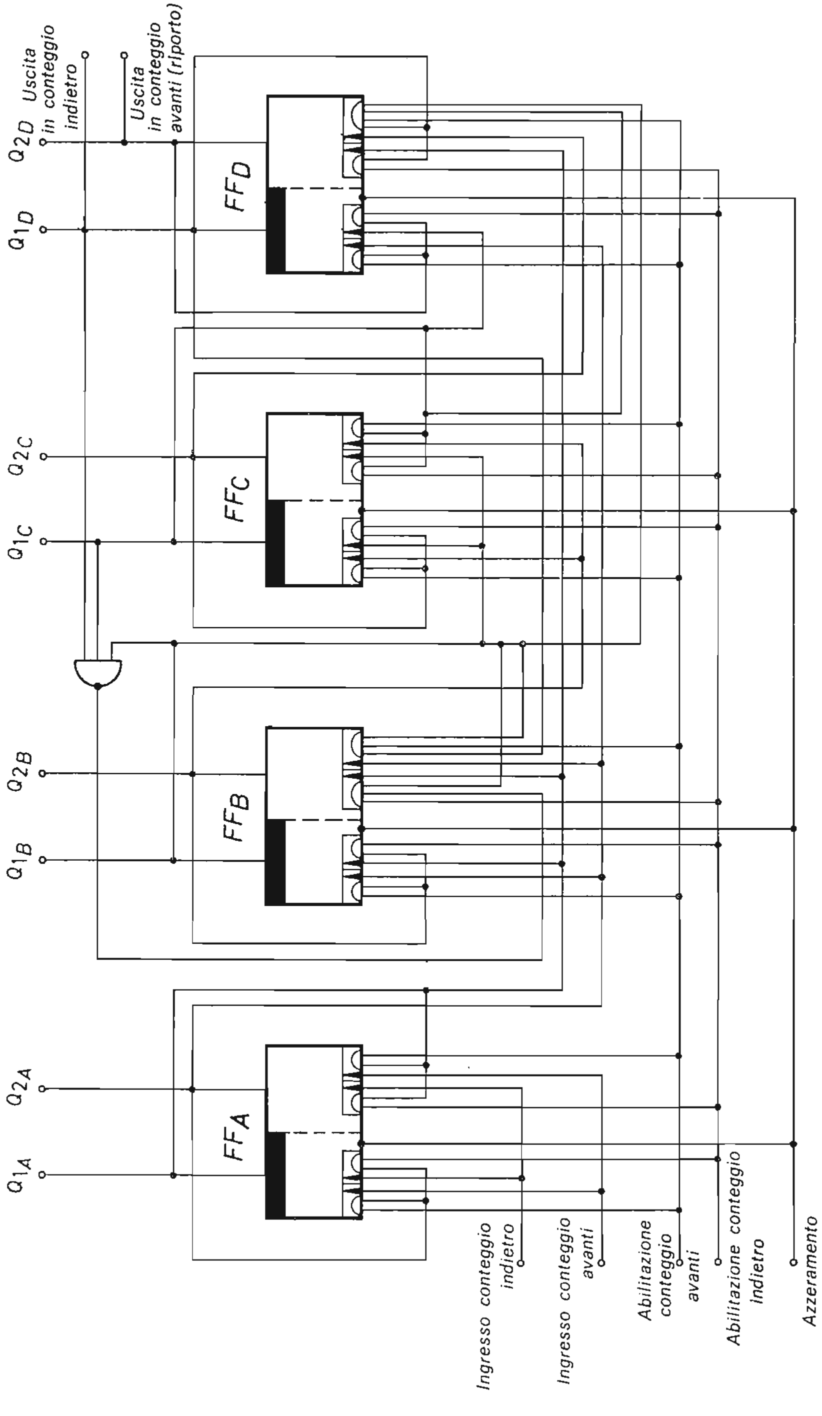


Figura 9.3. - Schema di funzionamento di un contatore reversibile simmetrico (per una decade); il conteggio viene effettuato in codice 8-4-2-1.

Aiken « invertito » (par. 3.3.2.2.). Con la piccola aggiunta di un elemento NAND, il contatore lavora « simmetricamente » cioè avanti ed indietro con codice 8-4-2-1.

La Fig. 9.3 mostra uno schema di funzionamento di un contatore reversibile simmetrico (una decade). Circuito ad ingressi separati per gli impulsi di conteggio avanti e indietro. La determinazione del senso, cioè la decisione se il conteggio debba venire in avanti o all'indietro, si ottiene con l'aiuto di segnali uno negato dell'altro. Per il conteggio in avanti è necessario all'ingresso di abilitazione « avanti » un segnale H e all'ingresso di abilitazione « indietro » un segnale L. Per il conteggio all'indietro vale la combinazione inversa, cioè un segnale L all'ingresso « avanti » e un segnale H all'ingresso « indietro ». Perciò le corrispondenti vie al conteggio sono alternativamente abilitate o inibite. Poiché si tratta di un contatore reversibile, sono anche disponibili due diverse uscite, vale a dire una per « avanti » ed una per « indietro ». Naturalmente è senz'altro possibile collegare insieme più decadi per formare un contatore a più decadi.

I singoli diagrammi in Fig. 9.4 danno informazioni sul funzionamento del contatore reversibile di Fig. 9.3. La Fig. 9.4 *a* mostra la situazione del conteggio avanti da 0 a 9 ed indietro ancora da 9 a 0. Corrispondentemente la Fig. 9.4 *b* mostra la situazione del conteggio avanti da 0 a 6 unitamente al conteggio indietro da 6 a 3, ancora il conteggio avanti da 3 a 6 e infine il conteggio indietro oltre 0 fino a 9.

Nella Fig. 9.4 *c* sono rappresentate le situazioni nel conteggio alternato avanti-indietro per un solo posto, cioè da 0 a 1 e da 1 a 0 ecc. Allo stesso modo del circuito di Fig. 9.1 quello di Fig. 9.3 può essere riportato a piacere da qualunque stato nello stato di riposo, per mezzo di un comando all'ingresso di azzeramento. Inoltre vi è anche qui la possibilità di rilevare ogni stato della decade, per mezzo di un circuito adatto, ed eventualmente di trasformare il codice 8-4-2-1, preso per base, in un altro codice. Riguardo alla massima velocità di commutazione, sono dati dei limiti dovuti alla natura del flip-flop e dei circuiti annessi.

Il circuito indicato in questo esempio rappresenta ovviamente soltanto un esempio di contatore reversibile (per una decade). Con un « costo » non molto diverso sono usati anche circuiti impieganti 5 flip-flop (per una decade), che materializzano le varianti dello « shift-register » descritto nel par. 9.4. che segue.

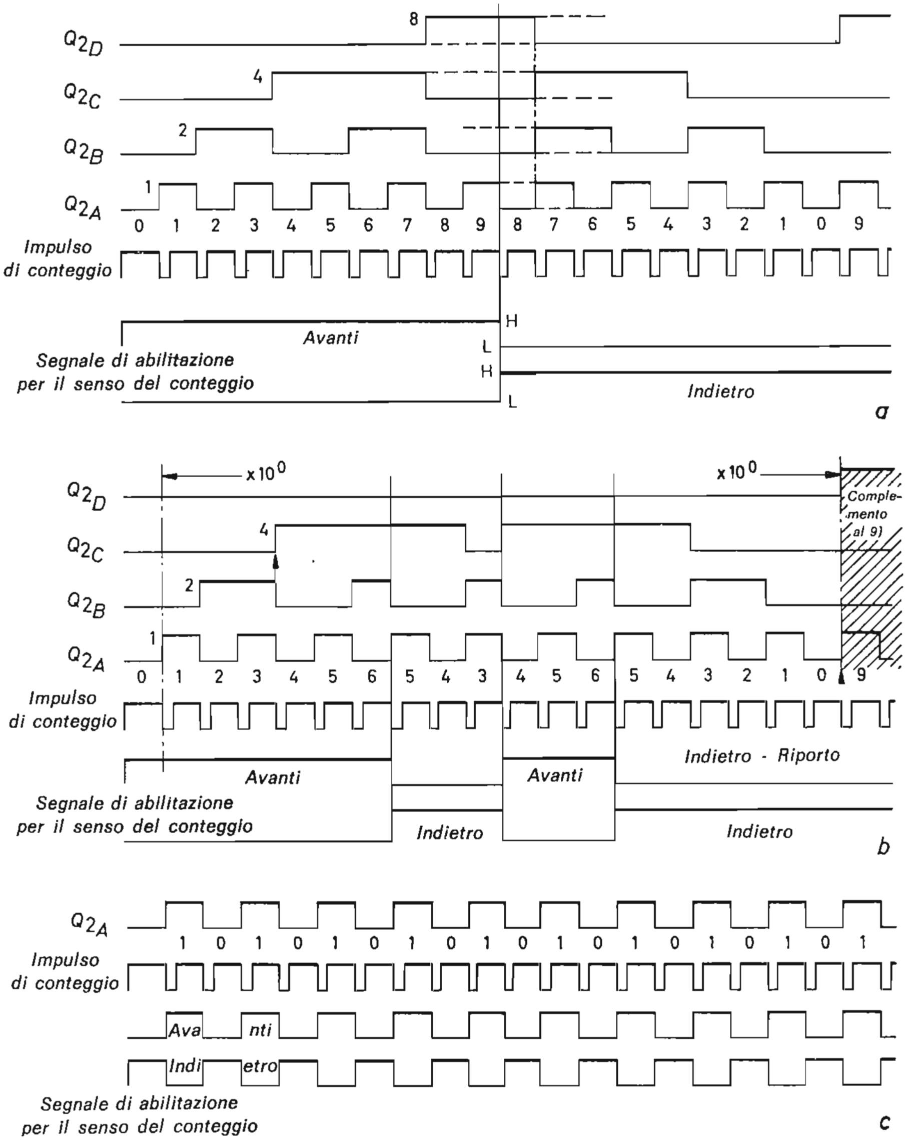


Figura 9.4. - Diagramma delle commutazioni relativo alla Fig. 9.3.; in particolare si tratta di un conteggio in avanti da 0 a 9 e di uno all'indietro da 9 fino a 0 (*a*); del conteggio in avanti da 0 a 6 compreso il conteggio all'indietro da 6 a 3, quindi nuovamente in avanti da 3 a 6 ed infine indietro da 6 a 9 (*b*); del conteggio alternativo avanti e nuovamente indietro per un unico posto, cioè da 0 ad 1 e da 1 a 0 ecc. (*c*).

9.4. Registro o scorrimento o « shift register ».

I registri a scorrimento sono formati da una catena di flip-flop nei quali i segnali H e L sono immagazzinati in una sequenza a piacere e possono essere ulteriormente spostati. In ragione delle suddette caratteristiche, questo tipo di circuito ha ricevuto appunto la denominazione di registro a scorrimento. Le corrispondenti informazioni (H o L) debbono disporsi una di seguito all'altra nei primi flip-flop di una catena ed eventualmente contemporaneamente in tutti i flip-flop di una catena. Con gli impulsi di scorrimento, che sono da equiparare agli impulsi di orologio nel funzionamento sincrono dei flip-flop (par. 8.1.3.), le informazioni immagazzinate nei singoli stadi vengono trasferite allo stadio adiacente. Ovviamente anche per i registri a scorrimento vi è la possibilità di riportare tutti gli stadi allo stato di riposo (azzeramento).

La Fig. 9.5 mostra un registro a scorrimento nella sua forma più semplice. Il flip-flop FF_A viene posizionato tramite il suo ingresso di posizionamento S_{1A} e S_{2A}. Possono esservi contemporaneamente ingressi corrispondenti anche negli altri flip-flop (da FF_B fino a FF_N). Allo stesso modo l'informazione può essere prelevata alle uscite Q_{1N}, Q_{2N} od alle corrispondenti uscite degli altri flip-flop (FF_A fino a FF_N). Non occorre che le uscite Q_{1N}, Q_{2N} del flip-flop FF_N siano riportate al flip-flop FF_A. Nel caso indicato dalla Fig. 9.5, si tratta di un registro ad anello, nel quale l'informazione dell'ultimo stadio FF_N viene nuovamente condotta al primo stadio FF_A poiché, se manca questo ri-

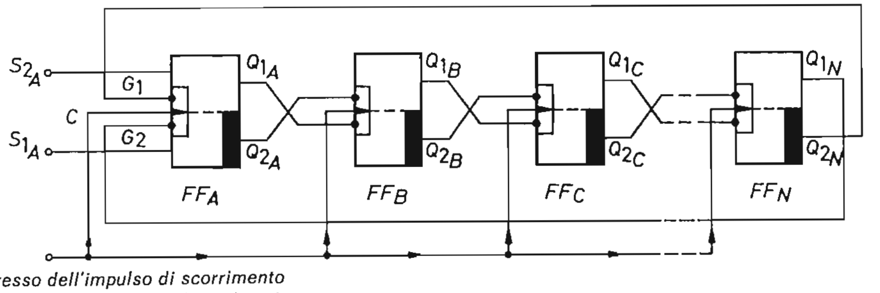


Figura 9.5. - Schema di funzionamento di un registro a scorrimento nella sua più semplice forma; è possibile lo scorrimento solo in una direzione (avanti), e l'informazione dell'ultimo stadio (FF_N) è riportata nuovamente al primo stadio (FF_A) (questo ritorno può anche mancare, se non è desiderato).

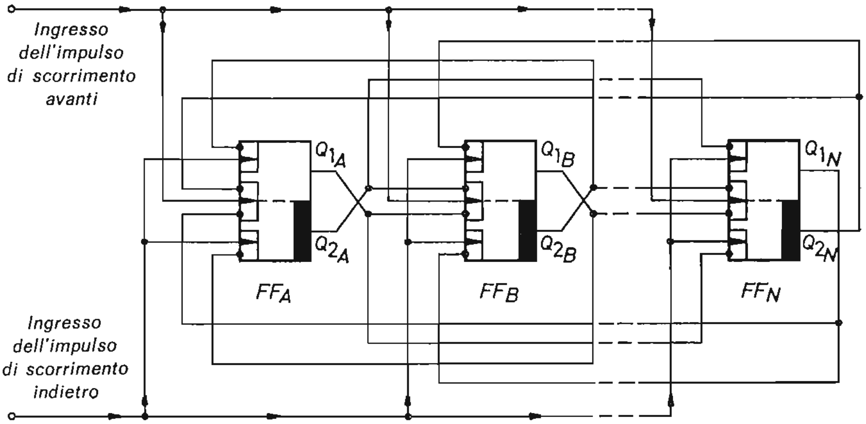


Figura 9.6. - Schema di funzionamento di un registro a scorrimento modificato rispetto a quello della Fig. 9.5; in questo caso è possibile uno scorrimento reversibile.

torno, e se non viene più introdotta alcuna nuova informazione, il registro a scorrimento gira a vuoto e perde l'informazione prima contenuta.

Lo scorrimento dell'informazione nello shift-register si consegue con l'ausilio degli implusi di scorrimento. Questi non sono altro che gli impulsi di orologio utilizzati nel funzionamento sincrono dei flip-flop. Pertanto gli impulsi di scorrimento vengono condotti alle relative entrate *C*. Vi è naturalmente da fare attenzione a che gli impulsi di scorrimento non giungano continuamente ad uno shift-register, come nel caso di funzionamento sincrono. Si può cioè desiderare di conservare l'informazione entro il registro per un certo tempo, per rilevarla poi al momento opportuno con una sequenza di impulsi di scorrimento e quindi elaborarla. Pertanto, gli impulsi di scorrimento non possono venire equiparati agli impulsi di orologio, anche se il loro comportamento è identico.

Il registro a scorrimento indicato in maniera teorica in Fig. 9.5 permette soltanto lo scorrimento dell'informazione in una direzione, vale a dire nella direzione « avanti ». Ricorda quindi il contatore unidirezionale descritto al par. 9.2. Ovviamente è anche realizzabile lo scorrimento reversibile di un registro a scorrimento, in analogia con il contatore reversibile descritto nel par. 9.3. Questa estensione del circuito contenuto nella Fig. 9.5 e riprodotta in Fig. 9.6.

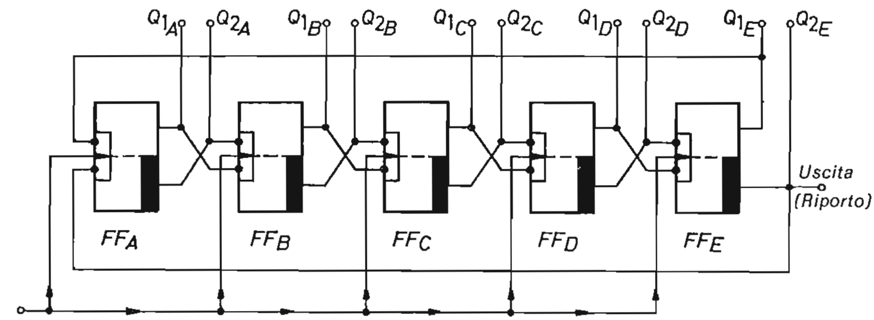


Figura 9.7. - Schema di funzionamento di un registro a scorrimento di 5 flip-flop con reazione incrociata, come decade di conteggio.

I registri a scorrimento possono funzionare anche da circuiti contatori. Ne fornisce un'idea la Fig. 9.7. In un registro a scorrimento vi sono 5 flip-flop collegati insieme, in una cosiddetta « reazione incrociata ». In luogo degli impulsi di scorrimento in questo caso servono, per spostare l'informazione all'interno di questa decade, gli impulsi di conteggio. Questa informazione può essere prelevata alle uscite $Q_{1A \ldots E}$ e $Q_{2A \ldots E}$ dei flip-flop da FF_A fino a FF_E e trasformata in un altro codice.

Gli stati corrispondenti alle cifre decimali da 0 a 9 dei 5 flip-flop della decade sono riassunti nella seguente tabella:

Cifre decimali	Flip-flop *A*	*B*	*C*	*D*	*E*
0	L	L	L	L	L
1	H	L	L	L	L
2	H	H	L	L	L
3	H	H	H	L	L
4	H	H	H	H	L
5	H	H	H	H	H
6	L	H	H	H	H
7	L	L	H	H	H
8	L	L	L	H	H
9	L	L	L	L	H
0	L	L	L	L	L

Anche questo circuito può essere modificato per uno scorrimento reversibile. Nella forma indicata dalla Fig. 9.7 è possibile soltanto lo scorrimento in una direzione, cioè avanti. « Scorrimento » significa, naturalmente nel suo impiego come circuito contatore, « direzione di conteggio ». Il circuito di Fig. 9.7, è per conseguenza di ciò, un contatore unidirezionale (per una decade) che può essere modificato in un contatore reversibile.

9.5. Contatori ad anello.

Si è accennato brevemente in chiusura del par. 9.1. alla possibilità di contare gli impulsi per mezzo di un contatore formato da 10 flip-flop, uno per ogni stato, o cifra decimale. Se viene realizzato un registro a scorrimento in forma di registro ad anello con uno stato H « rotante », si parla di « contatore ad anello ». La costruzione di un contatore ad anello è assai chiara; tuttavia un simile tipo di circuito è difficilmente impiegato come decade. La Fig. 9.8 ne dà un'idea.

Come mai, nonostante il « costo » vengano usati tali circuiti, è evidente: in primo luogo ogni stato del circuito, corrispondente alle cifre da 0 a 9, è contrassegnato per mezzo dello stato H di un singolo flip-flop; quindi nei casi in cui siano necessari 10 diversi segnali per le cifre da 0 a 9 viene risparmiata la decodifica, giacché il conteggio avviene già in codice « 1 su 10 ».

D'altra parte la trasformazione di questo codice « 1 su 10 » in un altro codice non comporta alcuna difficoltà particolare. Inoltre, la pre-

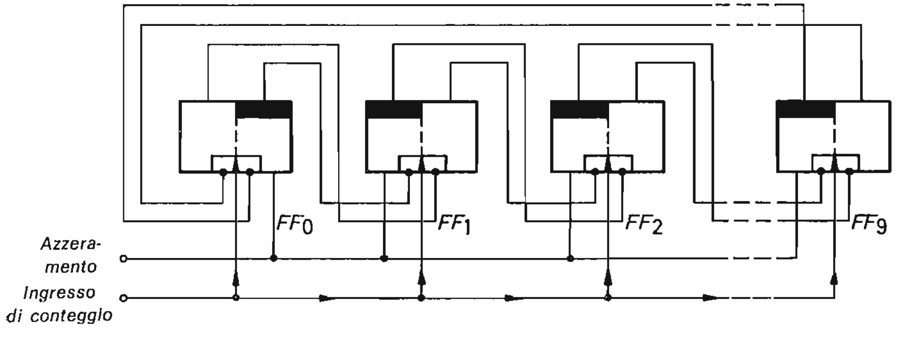


Figura 9.8. - Schema di funzionamento di un contatore ad anello di 10 flip-flop (per una decade).

selezione di uno stato di un tale circuito contatore è fra le più facili (fra tutti i circuiti contatori). Infine un tale circuito contatore non è affatto limitato o legato a 10 posizioni.

Esso può invece essere esteso o abbreviato a piacere soltanto aumentando o diminuendo il numero dei flip-flop, ai quali corrisponde uno stadio del circuito contatore. Si comprende che in questo caso, non può più essere considerato *una decade*.

9.6. Funzioni ausiliarie nei circuiti contatori.

I circuiti contatori hanno bisogno di una serie di funzioni ausiliarie, che, in parte, servono a comandare i circuiti contatori, in parte servono al « traffico » con gli stessi. Le più importanti funzioni ausiliarie sono l'azzeramento di un circuito contatore e il « riporto » ad un altro circuito collegato in cascata.

Nei contatori reversibili occorre fissare ogni volta il « segno », che decide circa la direzione del conteggio. È anche importante l'eventualità di una « contemporaneità » di impulsi di ingresso (di conteggio), che potrebbe portare a risultati errati. Per una serie di applicazioni è necessario anche poter preselezionare uno stato del contatore per avere a disposizione un segnale in funzione di un preciso, determinato, risultato del conteggio. Infine non devono essere dimenticate le indicazioni degli stati e dei risultati del conteggio che possono essere « registrati » anche per mezzo di stampanti. In tutti questi casi vi sono da compiere funzioni ausiliarie che sono trattate singolarmente nei paragrafi seguenti.

9.6.1. Azzeramento (ritorno alla posizione di riposo).

L'azzeramento o ritorno allo stato iniziale dei circuiti contatori è praticamente sempre necessario e di conseguenza previsto. Anzitutto esso può essere necessario inizialmente all'atto della messa in tensione del circuito. Inoltre avviene spesso, durante il funzionamento, che i circuiti contatori debbano venire portati a zero da una data situazione di conteggio. L'azzeramento può essere effettuato con l'ausilio di impulsi generati in un qualsiasi circuito oppure ricavati da contatti di relé o da tasti manuali.

L'azzeramento di una non sempre piccola quantità di flip-flop deve essere sempre garantito. Poiché il pilotaggio dei transistori e dei circuiti integrati — in questa considerazione si devono trascurare i transistori ad effetto di campo (FET) — non si consegue senza potenza, non si deve trascurare che circuiti contatori progettati malamente senza tener conto dell'azzeramento possano funzionare in modo non corretto.

L'azzeramento può essere fatto in molti modi: per la generazione diretta del segnale di azzeramento può servire, per esempio, un elemento NOT al quale sia prima collegato un discriminatore (trigger di Schmitt). Quest'ultimo può eventualmente essere comandato tramite un pulsante manuale. Opportuni circuiti vengono proposti per ogni tipo di flip-flop, a discreti o integrati, posti in commercio.

9.6.2. Riporto.

Il riporto da una decade alla successiva si presenta in modo semplice sotto forma di un impulso in uscita, impulso che fa commutare la decade immediatamente successiva. Ciò vale comunque soltanto per un contatore unidirezionale (par. 9.2.). Per i contatori reversibili (paragrafo 9.3.), la situazione è un poco più complessa. In questo caso vengono dati cioè due impulsi di uscita per poter contare avanti o indietro.

Per ciò è normalmente necessario uno « stadio di riporto » tra due decadi successive, che agisca in modo che la decade che segue venga commutata avanti od indietro corrispondentemente al tipo di impulso di uscita della decade precedente. Si deve quindi determinare il « segno » (par. 9.6.3.) ed in conformità di questo effettuare la commutazione della decade successiva dal conteggio avanti a quello indietro o viceversa. Inoltre nel caso che vi siano impulsi di conteggio (paragrafo 9.6.4) coincidenti, assume importanza la loro « separazione ».

La Fig. 9.9 fornisce un'idea di uno stadio di riporto costruito praticamente con l'inserzione di un « circuito anticoincidenza », la determinazione del segno e la commutazione della direzione del conteggio.

9.6.3. Determinazione del segno.

Numeri negativi o cifre negative comportano conteggio indietro, mentre numeri e cifre positive comportano conteggio avanti. Possono essere incluse tutte e due le direzioni di conteggio soltanto in un contatore reversibile (par. 9.3.).

In ogni caso è necessaria una commutazione della direzione del conteggio. Un esempio di siffatto circuito è riportato nella Fig. 9.9. Per la realizzazione del circuito servono un flip-flop per il segno e due reti di connessione, ognuna delle quali serve rispettivamente per il conteggio avanti e per il conteggio indietro.

Il flip-flop per il segno viene predisposto per l'azzeramento della decade di conteggio attraverso un elemento AND, le cui entrate sono collegate con la decade del conteggio stesso. Per il conteggio avanti viene commutata nello stato H l'uscita Q_1 e per il conteggio indietro viene commutata nello stato H l'uscita Q_2 del flip-flop del segno.

9.6.4. Coincidenza di impulsi di conteggio.

Gli impulsi di conteggio di un contatore reversibile, arrivano a volte a distanze di tempo completamente arbitrarie e pertanto possono anche sovrapporsi. Per poter stabilire la minima distanza necessaria fra gli impulsi di conteggio, è necessario un circuito di separazione (anche indicato come « circuito anticoincidenza »). Un esempio di un circuito simile è contenuto nella Fig. 9.9. Gli impulsi di conteggio in arrivo vengono « rigenerati » ed invertiti in discriminatori (trigger di Schmitt) e vanno in memorie di separazione realizzate a flip-flop.

Gli impulsi di orologio, provenienti da un generatore di impulsi, operano il trasferimento degli impulsi di conteggio nel « circuito anticoincidenza » che fornisce i comandi per la determinazione del segno e la direzione di conteggio.

9.6.5. Preselezione.

Nei circuiti di controllo digitali vi è spesso la necessità, per stati di conteggio ben determinati, di avere disponibile un segnale con il quale potere rendere operante qualsiasi « comando ». Per questo viene offerta la possibilità, nel caso, ad esempio, del contatore ad anello (par. 9.5.), di limitare l'estensione del conteggio, il che è possibile mediante il disinserimento di stati di conteggio.

In altre decadi si potrebbe, mediante corrispondenti « ritorni » (reazioni), provocare il raggiungimento anticipato di un determinato stato. Queste, tuttavia, non sono affatto soluzioni « eleganti ». Una via molto più conveniente consiste nel rilevare lo stato di conteggio tramite un circuito transcodificatore e decodificatore, per selezionare con l'ausilio di un commutatore o di più commutatori il numero da preselezionare, cioè lo stato del conteggio, in corrispondenza del quale deve

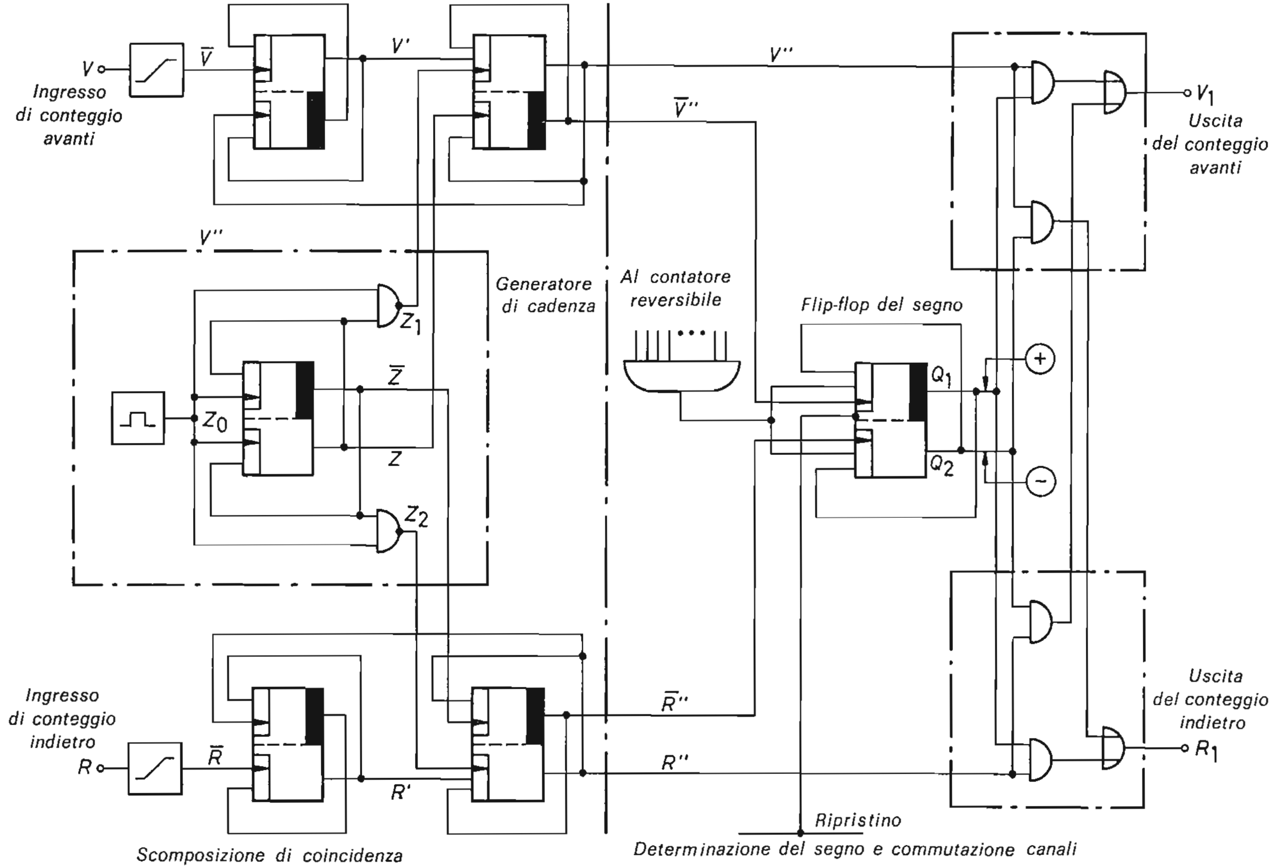


Figura 9.9. - Schema di funzionamento di uno stadio di riporto per un contatore reversibile con separazione di impulsi coincidenti, determinazione del segno e cambiamento di direzione del conteggio; la descrizione si ricava dal paragrafo 9.6.4.

essere disponibile un segnale. Tali circuiti transcodificatori o decodificatori sono per lo più matrici a diodi, che rappresentano una serie di connessioni AND.

Per chiarire quanto sopra potrebbe servire un esempio. Un circuito di conteggio (quale quello presentato nella Fig. 9.10) contiene tre decadi. Ognuna di queste decadi lavora in codice 8-4-2-1. Questo è un codice a 4 *bit*. Con una matrice a diodi si può effettuare una sua transcodifica nel codice « 1 su 10 ». Dei 10 *bit*, solo 1 *bit* è H, gli altri 9 *bits* sono L. Dal che deriva la denominazione di codice « 1 su 10 ».

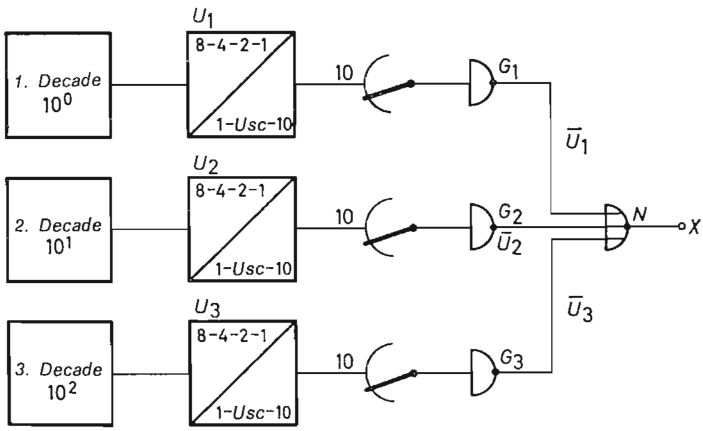


Figura 9.10. - **Rappresentazione schematica della preselezione di un contatore a 3 decadi; per ragioni di carico i circuiti transcodificatori $U_1 \ldots U_3$ non possono essere collegati direttamente con un elemento *AND*, per cui vengono prima collegati a loro, di seguito, gli elementi *NOT* $G_1 \ldots G_3$, le cui uscite sono riunite in un elemento *NOR* (*N*). In tal modo per mezzo di una soluzione algebrica di commutazione equivalente, vengono ovviati i problemi di carico.**

Non è quindi difficile, con l'ausilio di un commutatore a 10 posizioni, selezionare la cifra decimale che deve servire allo scatto di un segnale desiderato. Con 3 decadi si hanno tre preselezioni di cifra. Le uscite di queste tre « preselezioni » sono pertanto riunite in una connessione AND per ottenere effettivamente, al raggiungimento del numero di tre cifre selezionato, un segnale di uscita.

In pratica la situazione è un po' diversa. Non si può partire dal presupposto che le uscite dei tre circuiti transcodificatori $U_1 \ldots U_3$ vengano riunite in un elemento AND ($U_1 \wedge U_2 \wedge U_3 = X$) perché ciò non è realizzabile, per ragioni inerenti al carico. Pertanto, anche la Figura 9.10 riporta successivamente ad ognuno dei tre circuiti transcodificatodi $U_1 \ldots U_3$ un elemento NOT $G_1 \ldots G_3$. Le uscite degli elementi NOT necessariamente non sono condotte ad un elemento AND, ma ad un elemento NOR. Potrebbe trattarsi anche di un elemento OR, tuttavia, in tal caso, si determinerebbe nuovamente un problema di carico. I segnali di uscita invertiti $\overline{U_1} \ldots \overline{U_3}$ vengono dunque riuniti in

$$\overline{U_1} \overline{\vee} \overline{U_2} \overline{\vee} \overline{U_3} = X$$

Al raggiungimento dello stato di conteggio predisposto quindi sarà $X = H$.

9.6.6. Indicazione degli stati di conteggio.

L'impiego delle lampadine ad incandescenza è certamente il tipo più semplice di indicazione ottica degli stati di conteggio, ma questo oggi si dimostra adatto normalmente nei casi in cui va bene una delle asserzioni « si » oppure « no ». Certamente questo modo di indicare non ha più significato per una decade di conteggio.

Per le indicazioni relative agli « stati » delle decadi, vengono oggi introdotti i tubi cifra. Le versioni consuete di questo tipo di tubi portano sulla parete del bulbo un rivestimento rossiccio a filtro di co-

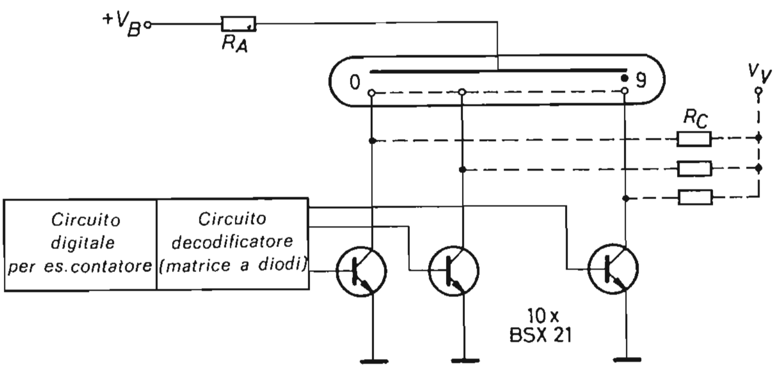


Fig. 9.11. - Schema di principio per il pilotaggio (comando) dei tubi cifra con transistori *NPN* BSX 21.

lore per migliorare il contrasto. Versioni senza questo rivestimento, sono destinate nei casi in cui viene impiegato un filtro separato per l'insieme di più tubi indicatori. Le cifre relative rappresentate od anche i segni formati dai catodi sono disposti dietro un anodo a forma di rete. Applicando la tensione necessaria all'anodo ed ad un catodo selezionato, di volta in volta si illumina la cifra od il segno da rappresentare. La tabella che segue fornisce un'idea dei tubi numerici indicatori che si possono trovare sul mercato.

Tubi indicatori con rivestimento di colore Tipo	Tubi indicatori senza filtro di colore Tipo	Altezza dei simboli mm	Cifre o segni
ZM 1040	ZM 1042	31	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
ZM 1041	ZM 1043	20	+ —
ZM 1020	ZM 1022	15	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
ZM 1021	ZM 1023	15	+ — ~ A V Ω %
ZM 1024	ZM 1025	15	s ms μs ns Hz KHz MHz
ZM 1030	ZM 1032	15	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
ZM 1031	ZM 1033	13	+ —
ZM 1080	ZM 1082	13	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
ZM 1081	ZM 1083	8	+ — ~

Nella Fig. 9.11 è riportato un circuito teorico possibile per il pilotaggio dei tubi cifra con l'ausilio dei transistori NPN BSX 21.

I transistori sono disposti in serie ai catodi dei tubi cifra e inseriscono o disinseriscono, per così dire, i tratti luminescenti. Il comando viene dai circuiti digitali, per esempio da un contatore, tramite un circuito decodificatore (matrice a diodi). Con l'ausilio della tensione di polarizzazione V_V (per esempio 100 V) e della resistenza R_C ai collettori dei transistori di comando, si evita che le correnti di collettore dei transistori interdetti vengano fornite ai catodi del tubo cifra non inseriti. Se venissero omesse le tensioni di polarizzazione e la resistenza R_C si potrebbe avere per conseguenza entro certi limiti un peggioramento della qualità della riproduzione visiva delle cifre o dei segni.

I valori della resistenza R_C sono scelti in modo che, per un valore minimo della tensione di polarizzazione ed altresì per una minima corrente residua del transistore, sia garantita una tensione collettore-emettitore $V_{CE} \geqq 80\,V$. Per tener conto delle tolleranze delle correnti di illuminazione dei tubi cifra e per poter anche consentire la tensione di alimentazione $+ V_B$ il più possibile non stabilizzata, si raccomanda di fornire la tensione di polarizzazione V_V in parallelo (eventualmente stabilizzata).

9.6.7. Registrazione degli stati di conteggio.

La registrazione degli stati di conteggio, cioè del contenuto numerico di un contatore, oggi si consegue per mezzo di stampanti nelle diverse versioni. Se a questo punto si volesse descrivere le stampanti si supererebbe di gran lunga i limiti prestabiliti per questo libro divulgativo; comunque si può dire che il rilevamento del contenuto numerico dei contatori da registrare si consegue tramite gli stessi circuiti transcodificatori o decodificatori, che vengono impiegati anche per la preselezione o per la visualizzazione.

Con i segnali ricavati dalla transcodifica in codice « 1 su 10 » si può senz'altro comandare una stampante. Le potenze necessarie per l'azionamento dei dispositivi di stampa si devono produrre all'esterno, oppure ricavare totalmente, per mezzo dell'amplificazione dei segnali di comando, all'interno del circuito della stampante.

10. Trasduttori.

Parlando di informazioni elaborate in forma qualsiasi, abbiamo sempre tacitamente presupposto che esse fossero disponibili. Ora le informazioni non sono comunque fini a sé stesse; esse sono generate in molti posti ed in varie forme. Per dirlo in forma diversa e meglio: per poter elaborate informazioni in base alle quali formare segnali di uscita, si devono per prima cosa ricavare queste informazioni. Il processo che permette di ottenere le informazioni viene abitualmente chiamato « misura ». Nella tecnica delle misure digitali si distinguono due tipi di misura e precisamente:

a) trasduzione di una grandezza fisica in un segnale elettrico;
b) adattamento di questo segnale ad un circuito logico.

Il suddetto adattamento è pertanto necessario in quanto si lavora soltanto con due stati binari (H e L).

Nel par. 10.4. ci si addentrerà di più in questo argomento. Già la trasduzione di una grandezza fisica in un segnale elettrico può comportare problemi. Per quanto consentito dai limiti stabiliti, nei paragrafi che seguono verranno forniti particolari in proposito.

10.1. Trasduttori attivi e passivi.

Per quanto riguarda i trasduttori di misura, si devono innanzitutto distinguere due categorie e precisamente quella dei trasduttori *attivi* e quella dei trasduttori *passivi*. Le caratteristiche che li distinguono sono facilmente desumibili. I trasduttori attivi forniscono essi stessi i segnali che materializzano la grandezza misurata, senza che sia necessaria una grandezza ausiliaria od un segnale ausiliario. Citiamo innanzitutto l'esempio di un elemento termoelettrico, che fornisce una tensione elettrica per l'effetto che provoca su di lui la grandezza da misurare (temperatura), per cui la suddetta tensione elettrica rappresenta un equivalente della grandezza da misurare. I trasduttori passivi richiedono invece l'azione concomitante di grandezze ausiliarie, in quanto da soli non sono in grado di fornire alcun segnale.

Citiamo a questo proposito l'esempio di una misura di resistenza, oppure (trattandosi di un trasduttore di misura), la misura con l'aiuto di resistenze. Per questo rilevamento è necessario, come grandezza ausiliaria, una tensione elettrica, per cui la caduta di tensione ai capi della resistenza da misurare, rappresenta un equivalente della grandezza stessa da misurare.

Trasduttori attivi sono per esempio:

a) trasduttori elettrodinamici;
b) generatori d'impulsi;
c) generatori tachimetrici;
d) elementi termoelettrici;
e) fotoelementi (elementi fotoelettrici);
f) generatori a effetto Hall;
g) trasduttori piezoelettrici;
h) trasduttori elettrostatici.

Trasduttori passivi sono per esempio:

a) resistenze ohmiche in forma di semplici fili, potenziometri, estensimetri (DMS), oppure termistori, resistenza a carbone, resistenze a cristallo, fotoresistenze, semiconduttori ed altri simili;
b) trasduttori a reattanza induttiva;
c) trasduttori a reattanza capacitiva;
d) altri trasduttori come disco codificatore, cella fotoelettrica, elettrodi pH, trasduttori di irradiazione, trasduttori ad ultrasuoni ed altri simili.

Una descrizione anche breve dei singoli tipi di trasduttori, non è possibile nell'ambito della nostra trattazione, perciò si rimanda, per ulteriori ragguagli, alla letteratura specializzata.

10.2. Grandezze elettriche.

Le grandezze elettriche possono essere rilevate senza particolari difficoltà sempre che non si tratti di misure critiche. Con queste si intendono le misure di valori estremamente alti o estremamente bassi, come pure le differenze estremamente piccole che non sempre si possono rilevare con facilità.

10.2.1. Tensione e corrente.

La misura di una tensione è un atto comunissimo, cosicché ulteriori delucidazioni sarebbero superflue. Le correnti si possono trasdurre con facilità straordinaria in tensioni, quando, per esempio, in un circuito di corrente viene introdotta una resistenza.

La caduta di tensione ai capi di questa resistenza è un equivalente della corrente da misurare. Naturalmente occorre scegliere questa resistenza tanto piccola da non influire in modo significativo sul funzionamento del circuito da esaminare.

10.2.2. Resistenza.

Con una variante del principio della misura della corrente, esposto nel par. 10.2.1. è possibile misurare anche la resistenza. Partendo da una corrente costante (nota), la caduta di tensione alla resistenza da misurare è un equivalente della resistenza stessa.

10.2.3. Induttanza.

La tensione indotta in un conduttore da una corrente variabile è proporzionale alla variazione della corrente nell'unità di tempo ed all'induttanza di autoinduzione. Se facciamo scorrere attraverso un conduttore una corrente alternata di ampiezza e frequenza costanti e note, l'ampiezza della tensione indotta nel conduttore, che in questo caso può essere una bobina, dipende dalla induttanza di detto conduttore. Pertanto la tensione è un equivalente dell'induttanza.

10.2.4. Capacità.

La corrente che fluisce attraverso un circuito avente come carico un condensatore è proporzionale alla capacità ed alla variazione di tensione nell'unità di tempo. Se viene applicata ad un condensatore, una tensione alternata di ampiezza e frequenza costante, la massima variazione della tensione nell'unità di tempo è costante. L'ampiezza della corrente è quindi proporzionale alla capacità. Se la corrente, con l'aiuto di una resistenza, viene convertita in tensione, l'ampiezza della caduta di tensione è un equivalente della capacità del condensatore.

10.3. Grandezze non elettriche.

Anche le grandezze non elettriche possono essere misurate elettricamente od elettronicamente, se possono venire trasformate in grandezze elettriche. Per questa trasformazione viene fatto uso di trasduttori di misura per grandezze non elettriche. Gli esempi che seguono sono solo indicativi e non hanno alcuna pretesa di completezza. In particolare, distinguiamo tra le grandezze non elettriche menzionate:

a) *grandezze lineari,* come l'itinerario, la posizione angolare, la trazione, lo spessore, la forma della superficie, la capacità, l'andamento di una oscillazione;

b) *grandezze di forza*: come forza, forza d'attrito, densità, pressione, momento di torsione, potenza;

c) *grandezze temporali*: tempo, velocità, numero dei giri, velocità del flusso di corrente, accelerazione, uniformità di moto;

d) *grandezze termiche*: quantità di calore, temperatura;

e) *grandezze quantitative*: quantità o massa, quantità di flusso, numero;

f) *grandezze percentuali*: diseguaglianza, rapporto di miscele, appannamento, polverosità, umidità, parte gassosa, valore del pH, composizione del materiale, conduttività, viscosità, aerodinamica.

Questa enumerazione prova da sola che l'insieme di tutte le grandezze non elettriche difficilmente può venire equiparato a grandezze elettriche. Per questa ragione è possibile fornire in merito soltanto qualche indicazione, come già accennato all'inizio del paragrafo.

10.3.1. Misura o rilevamento mediante contatti.

La misura, o rilevamento, mediante contatti è possibile in vari modi. In commercio si trovano innumerevoli tipi di interruttori per impieghi diversi, per esempio microinterruttori, interruttori di fine corsa e contatti con azionamento magnetico, che funzionano senza contatto diretto.

Questi ultimi possono essere azionati a tenuta stagna od eventualmente con un gas di sicurezza o sotto vuoto. Talvolta può avvenire che gli oggetti da osservare siano essi stessi conduttori e pertanto, a causa di questa loro particolarità, possono azionare contatti elettrici o costituirli essi stessi.

Con i contatti elettromagnetici tuttavia si hanno alcuni svantaggi. Per prima cosa, occorre una determinata pressione di contatto, cosicché è spesso difficile far comandare un contatto da un oggetto molto leggero. In secondo luogo, la loro capacità di commutare è ristretta ad un determinato intervallo di tempo.

Vi è una serie di dispositivi di rilevamento che non presentano tali inconvenienti, lavorano senza contatto e possiedono, inoltre, una durata molto lunga.

10.3.2. Commutatori induttivi di prossimità.

Il commutatore induttivo di prossimità, qui descritto, può essere impiegato come contatore senza contatto o come discriminatore. Per comprenderne il funzionamento, nella Fig. 10.1 è riportato lo schema di principio.

Il commutatore di prossimità reperibile come componente (tipo VSO Philips), contiene un oscillatore con accoppiamento induttivo variabile ed un circuito raddrizzatore, che viene alimentato da un avvolgimento separato strettamente accoppiato.

L'intercapedine tra l'avvolgimento dell'oscillatore e quello di reazione di presenta come una scanalatura accessibile dall'esterno. In tal modo si può variare l'accoppiamento. Pertanto, se nella scanalatura suddetta viene introdotto una laminetta di metallo, l'accoppiamento, a causa della perdita per correnti parassite nel metallo in corrispondenza di una sua posizione determinata, diventa così lasco che le oscillazioni cessano e con ciò scompare il segnale in continua alle uscite Q e Q'. Per conseguenza la posizione della laminetta di metallo nella fessura determina le condizioni di funzionamento del trasduttore.

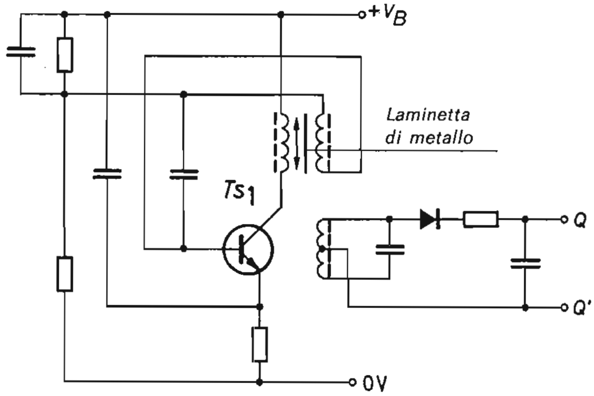


Figura 10.1. - Schema di principio del commutatore di prossimità *VSO*. (Philips).

10.3.3. Commutatore di prossimità magnetico.

Il commutatore di prossimità magnetico, qui descritto, può essere impiegato come contatore senza contatto o come discriminatore ed apre così un grande campo di applicazioni. Il commutatore di prossimità, reperibile come componente (tipo VSR; Valvo GmbH), contiene un magnete permanente ed un contatto « reed » racchiusi in un contenitore a forma di U. Se nella fessura trasversale, che il contenitore presenta all'esterno, non si introduce materiale ferromagnetico, il contatto è chiuso. Se invece vi viene introdotta, in un dato modo, una lamina di ferro, si altera il flusso magnetico e con ciò si apre il contatto.

Il commutatore di prossimità può servire come commutatore di fine corsa, rilevatore di posizione ed anche generatore di impulsi per conteggio con buona velocità di conteggio. Il montaggio si può effettuare come per un microinterruttore. A ragione della sua forma costruttiva a capsula, il commutatore è completamente insensibile all'umidità, alla polvere ed ai vapori « corrosivi ». Comunque il suo funzionamento viene pregiudicato dalla presenza di limatura o di schegge di ferro. Questo deve essere messo in evidenza, prima del suo impiego. Da notare che un contatto meccanico consente una velocità di commutazione massima di 100 commutazioni al secondo.

10.3.4. Rilevamento optoelettrico di luce e buio.

Il rilevamento della presenza o dell'assenza di luce si può conseguire senza contatti con l'ausilio degli elementi fotosensibili. Anche per questa ragione, tali procedimenti vengono impiegati spesso. Naturalmente si presentano anche certe difficoltà, in quanto occorre disporre sempre di una fonte di luce, che spesso possiede una durata di vita limitata, e bisogna evitare che si producano urti e vibrazioni.

Inoltre ogni deposito di polvere o affini è dannoso. È altresì difficile, senza particolari artifici, rilevare oggetti trasparenti come per esempio il vetro. Infine la presenza di luci vicine è spesso una causa di difficoltà.

10.3.5. Rilevamento di oggetti trasparenti.

Bisogna ancora citare un metodo che si adatta straordinariamente al rilevamento di oggetti trasparenti. Si tratta di un « collegamento ultrasonico » tra una sorgente di ultrasuoni ed il corrispondente captatore. Se un cristallo di quarzo si trova in un circuito oscillatore, vengono irradiate oscillazioni di determinata frequenza, per esempio 40 kHz. Se queste raggiungono un altro cristallo, quest'ultimo comincia ad oscillare a sua volta. Da parte del captatore le oscillazioni ultrasoniche vengono trasformate, sfruttando l'effetto piezoelettrico, in segnali elettrici. Se ora, attraversando i contorni che delimitano l'oggetto, le oscillazioni si indeboliscono o si interrompono del tutto, questo fatto può essere rilevato da un circuito discriminatore (par. 6.4.). Con questo metodo si possono effettuare misure quantitative. Sarebbe anche possibile, mediante riflessioni, misurare per esempio, il livello dei liquidi.

10.4. Misure digitali.

Il par. 1.2. ha per titolo la domanda « cosa vuol dire digitale? ». La risposta in verità non è un'ampia dissertazione, ma una spiegazione empirica di ciò che s'intende per « digitale » e della differenza tra questo concetto e quello opposto di analogico. Per quanto riguarda le misure, se tra digitale ed analogico vi sono ovviamente differenze, vi è tuttavia una certa correlazione.

10.4.1. Caratteristiche delle misure digitali.

Una grandezza fisica continuamente variabile viene rappresentata del tutto genericamente mediante un'altra grandezza fisica anch'essa variabile. Per esempio, una tensione viene riprodotta dalla misura dello spostamento angolare dell'indice, che è « analoga » alla tensione misurata. Dato che questo spostamento dell'indice può assumere un angolo qualsiasi tra i limiti estremi della scala, sarebbe impossibile ad un osservatore, leggere esattamente un angolo valutabile forse in minuti od addirittura in secondi. Per una lettura esatta deve essere rilevabile la più piccola porzione, per esempio 1/10 di divisione della scala.

Ne consegue che due misure, che differissero tra loro di 1/10 della divisione della scala, verrebbero considerate di uguale valore come due rappresentazioni con indici coincidenti.

Nel metodo accennato, il valore della misura viene « quantizzato » dall'osservatore. Vale a dire, viene letto o misurato in divisioni — cosiddette « quanti » — di 1/10 di divisione della scala. Questa quantizzazione non è voluta nelle misure di tipo analogico, ma è ugualmente fatta anche se non coscientemente.

Per le misure digitali ci si comporta in modo diverso. In questo caso si deve quantizzare coscientemente: se si prescinde da questa sottile distinzione, si è indotti a rilevare una certa correlazione tra le misure analogiche e quelle digitali.

Comunque non dobbiamo indulgere alle apparenze, in quanto alla quantizzazione inconscia fatta nelle misure analogiche vengono posti molto presto dei limiti, dato che essa non può essere spinta a piacere. Ciò significa che i singoli quanti non possono essere scelti ad arbitrio. Sebbene anche per le misure digitali vi siano dei limiti, questi sono però molto più ampi. In altre parole: le misure digitali possono venire suddivise in *quanta* (plurale di *quantum*) notevolmente più piccoli.

Per le misure digitali si procede dunque alla quantizzazione. Questa quantizzazione può essere fatta per via « naturale » oppure « artificiale ». Un esempio di quantizzazione naturale è la misura del percorso di un carrello di una macchina utensile per mezzo di un regolo lineare.

Quindi non si tratta di un comune regolo. Vi sono, in pratica, dispositivi con cui si raggiungono in questo modo divisioni di 0,01 o 0,05 mm. Non tutte le grandezze fisiche consentono la quantizzazione naturale. Nel par. 10.4.2. si approfondirà l'argomento.

Anche riguardo agli errori di misura vi sono differenze tra misure analogiche e digitali. Nelle misure digitali gli errori di lettura sono molto più piccoli che nelle misure analogiche. Se poi i valori di misura vengono espressi o elaborati ulteriormente, per via digitale vengono persino completamente eliminati.

Nella misura effettuata per via digitale, a ragione della adozione di *quanta* più piccoli, gli errori possibili vengono notevolmente ridotti. L'incidenza degli errori nei casi singoli, dipende da diversi fattori. Concludendo, gli errori possibili che si possono presentare nelle misure digitali sono molto più piccoli che nelle misure analogiche.

10.4.2. Convertitori analogici-digitali.

Come già esposto nel paragrafo 10.4.1., non tutte le grandezze fisiche consentono la quantizzazione « naturale ». Pertanto bisogna fare uso della quantizzazione artificiale. È necessario, farlo per esempio, nella misura di tensioni, di correnti, di pressioni, di temperatura, ecc.

A questo scopo vengono usati convertitori analogico-digitali. Per una migliore comprensione, occorre ora illustrare due principi spesso impiegati e precisamente il sistema a bilanciamento e quello a conteggio.

Il procedimento a bilanciamento ha il suo modello nella classica bilancia a leva. Da una parte della leva è appeso il piatto dei pesi e dall'altra parte il piatto del carico.

Se nel piatto del carico deve venire misurata una massa resistente, il piatto dei pesi viene a poco a poco riempito di pesi. Man mano che si si avvicina allo stato di equilibrio, occorrono pesi sempre più piccoli. Infine accade che la massa costituita da tutti i pesi nel piatto dei pesi, diventa più grande di quella del piatto del carico. Quindi si cambiano i pesi singoli finché, finalmente, viene raggiunto l'equilibrio.

La durata del procedimento a bilanciamento dipende talvolta dall'esperienza e dal tipo degli oggetti da pesare.

La Fig. 10.2 mostra la situazione relativa ad una corrente da misurare I_M (corrispondente alla massa da misurare nel piatto del carico) e ad una corrente di riferimento quantizzata — I_R (corrispondente ai pesi sul piatto dei pesi campione). I quanti di corrente di riferimento da togliere o da aggiungere diventano, avvicinandosi allo stato di equilibrio, sempre più piccoli. Poiché la grandezza da misurare I_M è di natura dinamica, il convertitore analogico/digitale fornirebbe naturalmente un valore digitale mediante il bilanciamento, in un punto compreso nel tempo di conversione. Pertanto la grandezza da misurare durante il tempo di conversione, dovrebbe variare al massimo attorno all'errore minimo richiesto. Poiché i *quanta* di corrente di riferimento rappresentano in un certo modo « pesi campioni digitali », il convertitore

11. Indicazioni per l'impiego dei circuiti logici.

L'impiego dei circuiti logici non consiste soltanto nel combinare tra loro circuiti fondamentali o unità logiche funzionali in circuiti più o meno complessi: si deve anche tener conto di alcune condizioni, che ad una prima osservazione superficiale possono apparire non essenziali. La non osservanza di tali condizioni si ritorce, in particolari circostanze, amaramente sull'esito dell'impiego. Pertanto verranno dati alcuni consigli pratici, che si sono dimostrati importanti nell'impiego dei circuiti logici in campo industriale.

Non sempre un circuito che sul tavolo del laboratorio risultava funzionare in modo soddisfacente, funziona altrettanto bene all'atto del suo impiego pratico. Il lavoro in più che comporta un accurato collaudo e che può risolversi anche solo in un'inutile indagine, è poca cosa se confrontato alle perdite che si potrebbero avere altrimenti in seguito.

11.1. Sorgenti e segnali di disturbo.

L'esperienza ha indicato che al problema dei disturbi va spesso dedicata particolare attenzione: ovviamente in questa sede non vogliamo trattare l'eliminazione dei difetti negli apparecchi, ma piuttosto desideriamo riferirci al cattivo funzionamento di apparecchi o di circuiti, determinato da segnali di disturbo provenienti da sorgenti situate vicino ad essi. Questa circostanza è generalmente poco menzionata nella letteratura specializzata. Si è comunque più volte constatato che bisogna curarsi di tale problema già in sede di progetto, se si vogliono evitare fin dall'inizio sgradevoli difficoltà. È ovvio che le difficoltà che si incontrano nei laboratori, centri di calcolo e di misura attrezzati, sono molto minori di quelle che si possono eventualmente incontrare in una fabbrica.

I segnali disturbi possono essere di origine induttiva, soprattutto all'avvio ed all'arresto di motori elettrici, alla commutazione di interruttori di sicurezza, di trasformatori, di apparecchi di saldatura, di generatori ad alta frequenza, di lampade a luminescenza ecc.

I segnali che nascono da tali fonti di disturbo possono raggiungere i circuiti logici per le seguenti vie:

a) attraverso i cavi di alimentazione di rete;
b) per induzione sulla linea di alimentazione a bassa tensione;
c) per induzione sui conduttori di misura e dei segnali;
d) tramite i collegamenti di terra e di massa.

La più grande incidenza dei disturbi si manifesta:

a) sui segnali di misura, molto intensamente, quando le loro ampiezze sono piccole;
b) nel complesso dei circuiti di memoria, flip-flop e multivibratori monostabili.

11.1.1. Segnali di disturbo dalla rete.

Nelle fabbriche si presentano due tipi di variazioni della tensione di rete e precisamente:

a) variazioni lente, come variazioni della tensione di rete della durata di qualche secondo;
b) variazioni che comportano frequenze elevate (100 kHz ed oltre) e che normalmente hanno carattere impulsivo; esse sono sovrapposte alle frequenze di rete.

Questi due tipi di variazioni sono di natura completamente diversa. Diverse sono pertanto anche le vie per neutralizzarli.

Per il punto *a*) si può dire che si può già apportare un facile rimedio mediante la stabilizzazione della tensione di alimentazione, per esempio con l'ausilio di un diodo Zener.

Ciò è di per se stesso necessario, in quanto si possono senz'altro presentare variazioni del 10 % dal valore nominale della tensione di alimentazione. Mediante questa stabilizzazione si ottiene anche che la tensione di alimentazione venga mantenuta costante al variare del carico (dovuto ai diversi carichi dei circuiti collegati).

Per il punto *b*) si deve dire invece che la suddetta stabilizzazione non basta ad evitare che gli impulsi penetrino nel circuito collegato, attraverso i conduttori di alimentazione, poiché i diodi Zener reagiscono troppo lentamente. Anche i condensatori elettrolitici, sempre presenti nella parte alimentazione, a causa della loro elevata capacità specifica non consentono di bloccare questi segnali di disturbo cortocircuitandoli. I segnali di disturbo, a causa della capacità del trasformatore vengono trasferiti dall'avvolgimento primario a quello secondario e per questo è consigliabile collocare un cosiddetto « *avvolgimento di protezione* » come schermo dell'avvolgimento primario, perché con tale accorgimento viene alquanto limitato il trasferimento capacitivo. Questo provvedimento di per se stesso non è ancora sufficiente, cosicché, contemporaneamente, si rende necessario un filtro di rete dal lato del primario del trasformatore. La Fig. 11.1 mostra un esempio di circuito che offre in molti casi già sufficiente sicurezza.

In questo caso il collegamento alla tensione di rete contiene un filtro passa-basso LC per la soppressione della tensione di disturbo. Sono valori adatti

$$L_1 = L_2 = 10\,\text{mH} \qquad \text{e} \qquad C_1 = C_2 = 12\,\text{nF}.$$

Per quanto riguarda i condensatori C_1 e C_2 occorre comunque fare attenzione che qualche volta, per ragioni di sicurezza antinfortunistica, sono consentiti valori di capacità massimi di 5 nF.

In tali casi, le induttanze L_1 e L_2 vengono naturalmente aumentate a 24 mH.

Infine accenniamo al fatto che, come per la tecnica radio-tv, vale anche in questo caso, la norma: « non sistemare i conduttori di alimentazione paralleli ai conduttori che devono rimanere esenti da disturbi, tenere i collegamenti nell'interno di un apparecchio più corti possibili e, se necessario, attorcigliarli ».

11.1.2. Segnali di disturbo sui collegamenti di alimentazione a bassa tensione e sui conduttori dei segnali.

Quando ci si è assicurati che i segnali di disturbo provenienti dalla rete non hanno più effetto sul circuito collegato, ci si deve anche preoccupare che essi non possano propagarsi per induzione nei conduttori dell'alimentazione a bassa tensione o nei fili che collegano i punti di misura o che portano i segnali. Il pericolo è minimo, fintanto che i conduttori rimangono internamente all'apparecchio e non corrono paralleli ai conduttori suscettibili di essere disturbati. In molti casi tuttavia è necessario effettuare collegamenti con un punto o con più punti di un dispositivo. Ciò avviene spesso nell'inserimento negli apparecchi di circuiti AND e OR, per esempio per alimentare un fotodiodo, un generatore di impulsi elettromagnetico, un commutatore ed un rilevatore ultrasonico. Per questo scopo il relativo conduttore deve essere posto entro guaine schermate di acciaio. I normali conduttori o cavi schermati non sono sufficienti allo scopo. In siffatte guaine schermate di acciaio non devono essere inseriti anche conduttori che possono indurre disturbi.

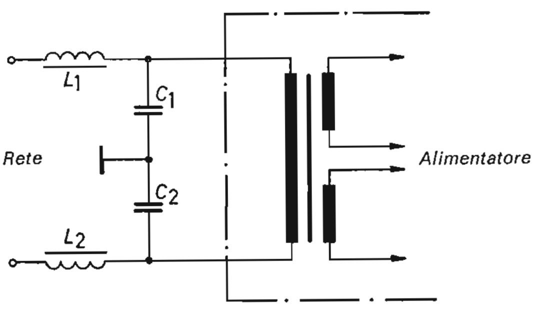


Figura 11.1. - Filtro passa-basso *LC* come filtro di rete per la soppressione della tensione di disturbo; sono valori adatti $L_1 = L_2 = 10$ mH e $C_1 = C_2 = 12$ nF

Ciò vale anche per i fili collegati ai punti di misura o che portano i segnali, che sono ugualmente sensibili all'induzione di segnali di disturbo. È comunque meglio disporre gli apparecchi o i circuiti in modo che non occorra fare uscire dall'apparecchio la linea di alimentazione a bassa tensione proveniente dalle parti del circuito sensibili ai disturbi. Ciò è possibile in vari modi, ma occorre conoscerne i dettagli.

Per la soppressione dei segnali disturbo sui conduttori di alimentazione a bassa tensione si possono impiegare, come variante agli esempi di Fig. 11.1, anche dei filtri *LC* passa basso.

Tale circuito è riprodotto dalla Fig. 11.2. Valori adatti sono

$$L_1 = L_2 = 510\,\mu\text{H} \qquad \text{e} \qquad C_1 = C_2 = 100\,\mu\text{F}$$

Prendendo come base quanto sopra esposto, può rivelarsi utile proteggere anche i punti più sensibili dei circuiti, con reti RC passa-basso. La Fig. 11.3 mostra un esempio dove

$$R = 47\,\Omega \qquad \text{e} \qquad C = 100\,\mu\text{F}$$

Comunque occorre fare attenzione che la tensione di alimentazione V_B, a causa della caduta di tensione ai capi della resistenza R, non venga abbassata tanto da pregiudicare il funzionamento del circuito o della parte di circuito collegato a valle.

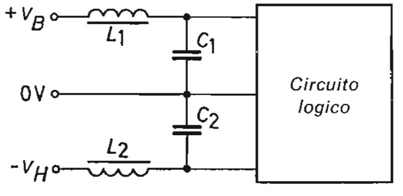


Figura 11.2. - Filtro *LC* passa-basso come filtro di tensione di alimentazione per la soppressione delle tensioni di disturbo. Sono adatti valori $L_1 = L_2 = 510\,\mu$H e $C_1 = C_2 = 100\,\mu$F.

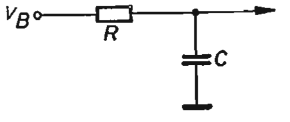


Figura 11.3. - Filtro *RC* passa-basso come filtro di tensione di alimentazione per la soppressione delle tensioni disturbo; sono valori adatti $R = 47\,\Omega$ e $C = 100\,\mu$F.

I filtri RC passa-basso sono adatti anche per la soppressione dei segnali disturbo sui conduttori provenienti dai punti di misura o che portano segnali. È difficile tuttavia dare in proposito una regola generale di dimensionamento, perché la frequenza limite di tale filtro passa-basso deve essere di valore superiore a qualsiasi frequenza di segnale. Certamente risulta chiaro che quanto più brevi sono i segnali disturbo in rapporto alle durata del segnale, tanto più efficacemente possono venire filtrati. Stabilito questo, è da considerare vantaggioso l'impiego di segnali statici in luogo di segnali impulsivi. La Fig. 11.4 mostra un filtro RC passa-basso all'ingresso di un circuito logico.

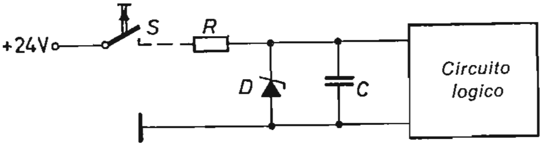


Figura 11.4. - Filtro *RC* passa-basso all'entrata del circuito logico; la frequenza di taglio deve essere superiore alla frequenza del segnale.

Nella Fig. 11.5 è riprodotto un circuito poco sensibile ai disturbi per l'azzeramento di un flip-flop. Con interruttore S aperto il diodo D, a causa della tensione negativa (— 6 V) ai capi della resistenza R_2, è interdetto. Esso rimane bloccato per segnali disturbo capacitivi ed i segnali di disturbo positivi, prima di diventare efficaci, devono superare la tensione di interdizione del diodo D. Sono valori adatti

$$R_1 = 22\ \mathrm{k}\Omega \quad \text{e} \quad R_2 = 10\ \mathrm{k}\Omega$$

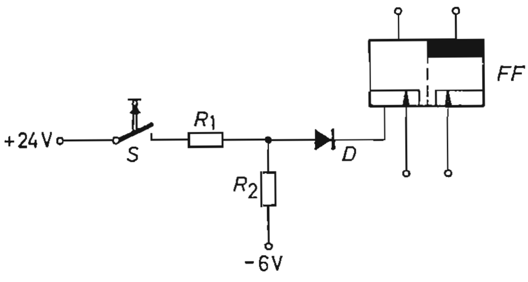


Figura 11.5. - Circuito poco sensibile ai disturbi per l'azzeramento di flip-flop.

Se si vuole limitare fortemente la possibilità di induzione di disturbi sui conduttori di alimentazione a bassa tensione, oltre che su quelli dei segnali, non si deve procedere secondo quanto indica la Fig. 11.6 *a*.

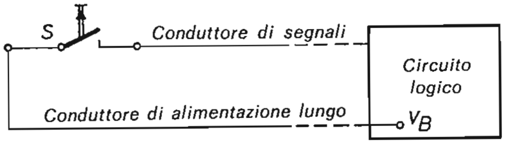


Figura 11.6 *a*. - Esempi di collegamento che consentono (favoriscono) l'induzione dei segnali disturbo.

Il collegamento della tensione di alimentazione V_B all'interruttore S si ottiene con un filo di alimentazione lungo, che al suo ritorno nel circuito logico, diventa il conduttore di segnale.

Il circuito di Fig. 11.6 *b* presenta un rimedio. In questo caso all'interruttore non è portata la tensione V_B bensì la massa.

Anche questa via non è soddisfacente in tutti i casi, perché i segnali di disturbo possono ancora giungere al conduttore di segnali, particolarmente con il commutatore S aperto. La soluzione anche di questo problema è possibile ed è già stata anticipata con il circuito di Fig. 11.5.

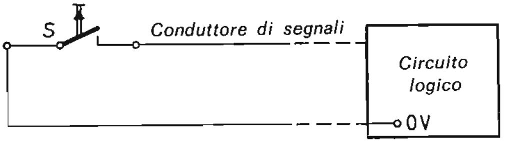


Figura 11.6 *b*. - Esempio di collegamento, nei quali è fortemente ridotta la possibilità di induzione di segnali di disturbo in confronto alle condizioni di Fig. 11.6 *a*.

In genere, occorre decidere caso per caso per poter raggiungere la migliore soluzione. È difficile stabilire quanto sia insensibile ai disturbi questo o quel circuito. È pure probabile che un circuito che ha ben funzionato per un anno in uno spazio pieno di segnali di disturbo, improvvisamente abbia delle difficoltà, dovute alla presenza di nuove fonti di disturbo.

Individuare queste fonti di disturbo non è affatto facile e, anche individuandole, il problema non è ancora risolto. Nella massima parte dei casi si offrono due possibilità:

a) ridurre l'influsso di queste fonti in modo tale che ciò che resta non sia più dannoso. Ciò si può ottenere, per esempio, con l'impiego di conduttori schermati o con capacità che rappresentino un cortocircuito per le frequenze più elevate;

b) rendere ancora più insensibile ai disturbi il circuito disturbato.

I provvedimenti citati per primi (caso *a*) sono senz'altro facili da prendere, ma poco idonei per quanto riguarda la durata. Non si può escludere che, variando un giorno i presupposti, compaiano nuovamente i disturbi.

La seconda possibilità (caso *b*), è pertanto più idonea, in quanto migliora sostanzialmente il circuito. La difficoltà sta nel dover modificare un circuito, già funzionante da tempo. Ci si imbatte normalmente in moltissime difficoltà di organizzazione. Oltre a ciò è spesso impossibile o molto difficile apportare modifiche in un circuito già esistente.

Da quanto sopra esposto, dovrebbe risultare evidente che è straordinariamente importante, già in sede di progetto del circuito, tener conto di tutto quanto è in qualche modo atto a prevenire, più tardi, difficoltà e problemi. In questo senso vi è anche la necessità di collaudare, possibilmente in condizioni reali, un circuito di nuova progettazione, insensibile ai disturbi. Questo è possibile anche soltanto alternando velocemente l'inserimento ed il disinserimento di un trasformatore regolabile, i cui collegamenti siano disposti proprio accanto al circuito progettato.

È anche adatto allo scopo un teleruttore. A questo punto non è ancora possibile fare considerazioni quantitative, ma solo qualitative.

Si incontrano difficoltà serie quando vengono controllati i disturbi in un determinato punto, mediante un oscillografo, i conduttori sonda del quale non di rado fanno sorgere segnali disturbo di grande ampiezza. Anche quando vengono misurate tensioni in determinati punti con strumenti di misura, i segnali disturbo possono penetrare attraverso i conduttori di collegamento. Infine si raccomanda particolarmente di non impiegare circuiti in grado di commutare più velocemente di quanto venga richiesto. Se, per esempio, basta una successione di impulsi di frequenza di 30 kHz, non si deve montare un circuito progettato per una frequenza di 100 kHz.

11.1.3. Segnali di disturbo sui collegamenti di terra o di massa.

Può anche sembrare strano che perfino un conduttore di massa od un conduttore neutro possano portare segnali disturbo in un circuito od in parte di esso. È ovvio che è anche straordinariamente difficile stabilirlo e misurarlo, dal momento che la maggior parte delle misure che si ricavano sono riferite a terra. Tutti i disturbi di tale specie derivano dal fatto che il potenziale di terra o di massa non è uguale a zero. Pertanto si raccomanda di osservare i seguenti suggerimenti:

a) Installare un collegamento di terra unico!

b) Mettere sempre bene a terra i contenitori esterni dei circuiti elettronici, e soltanto in un unico punto!

c) Evitare sempre una differenza di tensione nei circuiti, tale da causare una corrente di compensazione attraverso i conduttori di terra o di massa.

Il punto *a*) è abbastanza evidente. Tuttavia non si deve trascurare il fatto che le singole parti di un circuito elettronico possono essere divise e distanti qualche metro l'una dall'altra.

È necessario prestare attenzione al punto *b*) anzitutto per evitare correnti attraverso il contenitore poiché potrebbero venire indotte tensioni e correnti anche nel circuito che si trova all'interno. Inoltre i contenitori devono essere costruiti in acciaio per ottenere una sufficiente schermatura antimagnetica. In nessun caso devono essere costruiti in alluminio.

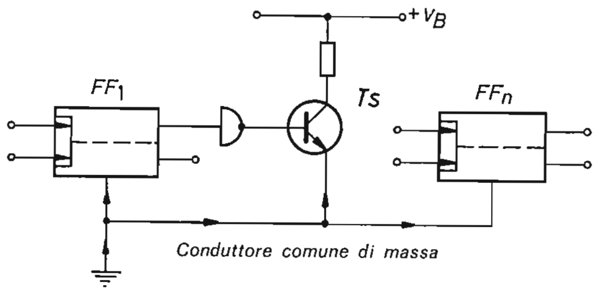


Figura 11.7. - Se le correnti dei transistori di potenza vengono fatte passare nei conduttori di massa che servono anche all'alimentazione di circuiti logici, si può creare una differenza di potenziale; i conduttori di massa pertanto dovrebbero presentare una sezione abbastanza grande.

Riguardo al punto *c*) bisogna osservare che le correnti scorrono (anche attraverso i conduttori di massa) a causa dei transistori di potenza, per cui si può, per esempio, determinare una situazione come quella rappresentata dalla Fig. 11.7. Quando il transistore di potenza T_S conduce, si può creare una differenza di potenziale tra i flip-flop FF_1 e FF_n che potrebbe disturbare.

Pertanto i conduttori di massa dovrebbero avere una sezione grande.

Inoltre, si consiglia di riunire le parti sensibili del circuito in un tutto compatto da tenere lontano dai transistori di potenza. Per mezzo di un cablaggio particolare, ci si deve preoccupare che le correnti dei transistori di potenza non fluiscano attraverso quelle parti di circuito e quei conduttori che interessano parti sensibili ai disturbi. Non ha importanza se il potenziale viene variato in valore assoluto, fintanto che variano contemporaneamente tutte le tensioni nella stessa proporzione. Ciò vale per ogni tipo di tensione di alimentazione come per esempio $+ V_B$ e $- V_B$.

11.2. Costruzione delle apparecchiature.

A causa della forma completamente diversa, dello scarso sviluppo di calore, delle piccole dimensioni e non per ultimo della moderna tecnica di montaggio, i circuiti a semiconduttori, componenti singoli o circuiti integrati che siano, si discostano sostanzialmente, riguardo anche l'assiemaggio, dagli apparecchi a valvole elettroniche. In quasi tutti i casi gli apparecchi con circuiti logici e specialmente quelli per comando e regolazione di tipo digitale, sono costituiti di tre parti e precisamente di:

a) Piastre a circuito stampato, sulle quali sono montati i componenti singoli od i circuiti integrati ed eventualmente unità funzionali singole a discreti premontati. I collegamenti elettrici vengono realizzati su queste piastre o per mezzo di fili conduttori oppure, oggi già in massima parte, con connessioni « stampate ». Quest'ultimo metodo viene adottato quando un circuito viene prodotto in serie. Ai tecnici non spetta tuttavia addentrarsi in questo argomento di carattere tecnologico (specialistico).

b) Telai entro i quali le piastre stampate (o pannelli) possono essere inserite una accanto all'altra. I collegamenti avanti e dietro ai pannelli si ottengono attraverso spine o connettori ad innesto, cosicché le piastre si possano sostituire rapidamente.

c) Armadi per l'alloggiamento dei telai. All'occorrenza anche i telai possono essere collegati l'uno all'altro e ad ulteriori circuiti mediante collegamenti a morsettiera. In tal modo anche i telai si possono sostituire rapidamente. Inoltre gli armadi servono all'alloggiamento di quelle parti che non sono adatte al montaggio in altro modo, cioè di commutatori, di potenziometri, di lampadine spia, ecc.

Rispetto ai montaggi (assemblaggi) condotti con le tecniche consuete, questo tipo di montaggio è più semplice e soprattutto più comodo. Le piastre possono essere maneggiate comodamente. A questo scopo, tutte le parti sono facilmente accessibili e inoltre, possono essere saldamente fissate meccanicamente.

Il cablaggio del telaio è disposto in piano e, supposto che il progetto sia buono e di conseguenza ci siano meno incroci possibili, è rapidamente e facilmente realizzabile. Portato a termine il montaggio delle piastre, dei telai e degli armadi, l'intera struttura può eventualmente essere collegata ad un'altra per formare una struttura ancora più grande.

11.3. Uno sguardo al cablaggio.

Mediante l'impiego di nuove tecniche, oggi sono stati realizzati apparecchi ai quali prima d'ora non si poteva neppure pensare, data la complessità e la spesa di manutenzione che essi comportano. Nonostante che un apparecchiatura complessa, multifunzionale, possa avere dimensioni straordinariamente piccole dato l'impiego di circuiti integrati e l'adozione di moderni criteri di montaggo, il numero dei collegamenti oppure dei punti di saldatura è molto grande. Si aggiunga che molti collegamenti possono essere disposti in un piano come pure, per esempio, nella parte posteriore del citato telaio. Quindi si può comprendere senz'altro come normali schemi elettrici non siano più rispondenti allo scopo (per la loro non chiara comprensibilità). Per quanto riguarda le funzioni di commutazione, oggi dominano gli schemi funzionali che sono completati da diagrammi delle sequenze delle commutazioni. Dato che, tuttavia, essi non danno alcuna indicazione sulla realizzazione pratica delle singole funzioni di commutazione, non ci sono di aiuto circa il modo di disporre i conduttori. Una via di uscita è offerta pertanto dalle cosiddette tabelle di cablaggio. Esse vengono già impiegate nella produzione delle apparecchiature, in quanto offrono la possibilità di poter rapidamente localizzare un eventuale errore di collegamento. Queste tabelle sono anche usate dal « Servizio manutenzione » quando deve controllare e misurare determinati tratti di cablaggio.

La preparazione di una tabella di cablaggio trae origine da un sistema di coordinate, come nella Fig. 11.8. Il cablaggio viene predisposto opportunamente in modo da ridurre al minimo possibile il numero dei conduttori che percorrono giri viziosi e consentire collegamenti diretti.

Alcuni collegamenti, in generale i principali, sono riportati nella tabella in modo semplice, mentre altri collegamenti sono riuniti in un elenco, eventualmente ordinati, per quanto possibile, secondo le loro funzioni.

L'unico collegamento in Fig. 11.8 porta da B_2 a F_7. Nell'elenco relativo questo sarebbe contrassegnato con B_2-F_7.

Gli elenchi si dimostrano anche adatti in sede di produzione, se per esempio si è provveduto a « spuntare » i dati di volta in volta durante il montaggio per evitare di commettere errori di cablaggio o di dimenticare qualche conduttore. Inoltre non fa differenza se i punti di collegamento vengono saldati in modo convenzionale o vengono realizzati a filo avvolto (ingl. *wire wrapping*).

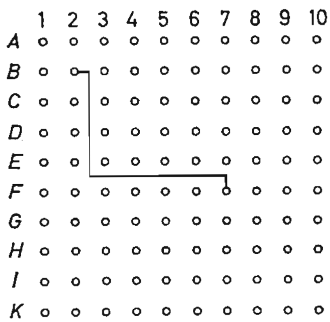


Figura 11.8. - Sistema a coordinate per la preparazione delle tabelle di cablaggio.

11.4. Servizio riparazioni (assistenza).

Partendo dal presupposto che le indicazioni date siano state seguite, gli apparecchi in caso di guasti si possono rimettere in funzione, rapidamente, per il fatto che si può sostituire una od anche più piastre. Si può pensare anche a sostituire un telaio completo, per esempio il telaio di alimentazione.

A questo proposito è importante suddividere un apparecchio con criteri funzionali già in sede di progetto. Fatto questo, occorrerà soltanto poco tempo per localizzare un guasto e, previe opportune sostituzioni, rendere un apparecchio nuovamente funzionante. Comunque nelle operazioni di riparazione occorre procedere con una certa attenzione e con cognizione di causa. Si constaterà che un componente difettoso, supponiamo un transistore, non perde spontaneamente la sua capacità di funzionamento, quando il circuito cui appartiene è veramente ben dimensionato. Spesso emergono cause esterne all'origine del guasto, come, per esempio, un cortocircuito nel cablaggio tra un apparecchio elettronico e una parte di circuito di una macchina. Questo capita spesso proprio negli apparecchi per impieghi industriali. Se si sostituisse solo la parte che si rivela difettosa, lo stesso guasto potrebbe in molti casi ripetersi subito, oppure, ciò che è peggio, dopo qualche tempo. Spesso un cortocircuito di questa specie può scomparire dopo la sostituzione di un componente, per causare forse nuove difficoltà dopo qualche ora o persino dopo qualche giorno. A questo proposito, per evitare tale rischio, è importante seguire le seguenti indicazioni:

a) Sostituire un componente singolo soltanto quando è minima la prospettiva che il difetto riscontrato si possa ripetere.

b) Per un montaggio buono e sicuro preoccuparsi non soltanto degli apparecchi elettronici ma anche di quelle parti che vengono loro collegate.

c) Quando le misure di cui al punto *b*) non offrono sufficiente sicurezza contro la comparsa di eventuali possibili difetti, devono essere adottate speciali misure di sicurezza che evitino, in caso di cortocircuito, il danneggiamento di componenti singoli. Se viene a mancare una tensione di alimentazione, deve cessare per conseguenza il funzionamento dell'intero apparecchio. Particolarmente importante è che non venga, per esempio, a mancare la tensione di alimentazione $-V_H$, mentre la tensione di alimentazione $+V_B$ continua a rimanere presente. Ciò è assolutamente da evitare! Se si deve portare la tensione $-V_H$ ad un punto in continuo movimento, in modo che, malgrado le buone misure di precauzione, potrebbe avvenire un cortocircuito, un circuito come quello in Figura 11.9 *a* sarebbe del tutto inadatto.

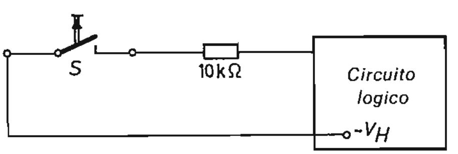


Figura 11.9 *a*. - Esempio di linea di tensione di alimentazione all'interruttore *S* non protetta; un cortocircuito della linea porta alla caduta della tensione di alimentazione $-V_H$.

La protezione in questo caso è costituita da una resistenza che viene inserita nella linea ed è dimensionata in modo che la corrente, in caso di cortocircuito, rimanga al di sotto del valore critico. Ciò è tecnicamente quasi sempre possibile. Una possibile soluzione è indicata nella Fig. 11.9 *b*.

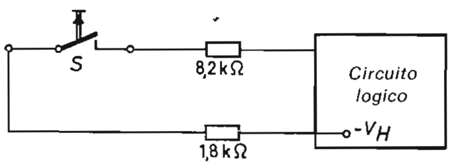


Figura 11.9 *b*. - Circuito migliorato rispetto a quello di Fig. 11.9 *a*; un cortocircuito della linea non porta alla caduta della tensione — V_H.

La resistenza da 10 kΩ, originariamente disposta (Fig. 11.9 *a*) tra il commutatore *S* ed i circuiti logici, è scesa al valore di 8,2 kΩ, per cui vi è la possibilità di collocare sulla linea di tensione di alimentazione una resistenza da 1,8 kΩ tra il $- V_H$ e l'interruttore *S*. La somma delle due resistenze è ancora 10 kΩ e quindi è uguale all'unica resistenza da 10 kΩ della soluzione originaria.

d) Opportune annotazioni di tutti i lavori di riparazione eseguiti semplificano in molti casi il rilevamento delle cause dei guasti. Queste annotazioni possono servire inoltre come documenti-base cui riferirsi per i miglioramenti da apportare al circuito ed altresì per evitare punti deboli nei progetti successivi. Per registrare tali annotazioni, è particolarmente adatto il cosiddetto « diario di servizio », sul quale nel par. 11.4.2. daremo notizie particolari.

11.4.1. Accessori per il servizio.

A questo punto non ci proponiamo di dilungarci sull'attrezzatura di laboratorio per il servizio riparazioni. È ovvio che il servizio riparazioni — ed in particolare il servizio riparazione per impieghi industriali — deve disporre di apparecchi di misura, di parti di ricambio e, non per ultimo, di attrezzi adatti al tipo o all'importanza dell'installazione in servizio cui accudire.

Una diminuzione della produzione dovuta ad una attrezzatura inadatta al servizio riparazione, può causare una moltiplicazione del costo che avrebbe richiesto una attrezzatura idonea. Pertanto sarebbe errato voler risparmiare su questa spesa.

Ma non soltanto l'attrezzatura già citata porta ad un servizio riparazioni rapido ed efficace: concorrono a questo risultato, e con la stessa efficacia, documentazioni particolareggiate delle installazioni e delle apparecchiature da assistere. Queste documentazioni dovrebbero essere sempre accessibili a tutti coloro che collaborarono al servizio riparazioni e si dovrebbero sempre riporre al loro posto dopo l'uso.

Documentazioni insufficienti e « trascurate » equivalgono a documentazioni mancanti del tutto, in quanto non impiegabili utilmente in caso di bisogno. Inoltre è indispensabile mantenere sempre complete ed aggiornate le documentazioni disponibili. Il « diario di servizio » descritto nel par. 11.4.2. che segue, risolve in modo particolare questo problema.

11.4.2. Diario del servizio.

Le annotazioni sui lavori di riparazione vengono opportunamente registrate in un cosiddetto « diario di servizio ». Non deve essere di un formato qualsiasi, per cui viene raccomandato il formato DIN A 5.

Il « diario di servizio », che viene già fornito dal costruttore di un apparecchio o di un impianto, contiene di massima, oltre al nome o al marchio di fabbrica del costruttore, il contrassegno, il modello ed il numero di serie dell'apparecchio o dell'impianto ed anche eventualmente la data di fabbricazione. Detto diario, inoltre, fornisce notizie sull'ingombro dell'apparecchio o dell'impianto completo e contiene, secondo i casi, anche una guida per il servizio riparazioni in forma abbreviata con le necessarie illustrazioni ecc.

Tra i dati tecnici che possono essere contenuti sul « diario di servizio », sono da annoverare i seguenti: caratteristiche principali e loro difetti, influenze (a causa) delle cosiddette « grandezze influenzanti », valori minimi delle grandezze influenzanti per il campo di funzionamento nominale e per le condizioni di riferimento, altre proprietà dell'apparecchio o dell'impianto e degli accessori, valori misurati dal costruttore in occasione del collaudo finale come pure, infine, tabelle e diagrammi di correzione quando queste non vengano fornite separamente.

Un aiuto per il servizio riparazioni è costituito per ciascun « diario di servizio » dalla cosiddetta « storia della vita » dell'apparecchio od impianto. Nel « diario » vi è spazio per l'annotazione delle seguenti informazioni che, secondo il tipo di organizzazione del servizio, viene convalidata per mezzo di un visto, di una firma o di un timbro:

a) attestazione, in seguito ad un collaudo o ad una prova qualitativa, della perfetta corrispondenza dell'apparecchio o dell'impianto come pure degli accessori con i dati nominali;

b) data della prima entrata in funzione;

c) dati sull'entrata ed uscita dal magazzino;

d) dati sul trasporto;

e) dati e notazioni sui difetti;

f) dati sulle riparazioni, con i dati relativi ai difetti riscontrati;

g) dati sulla variazione o sulla sostituzione di componenti, quando non siano già riportati alla lettera *f*);

h) dati su qualunque controllo effettuato e particolarmente sul risultato del controllo;

i) dati e particolarità sulle varianti apportate;

j) dati e particolari su eventuali variazioni riscontrate rispetto ai dati tecnici e rispetto alle altre caratteristiche.

Fino a che punto le annotazioni del « diario di servizio » debbano concordare con quelle elencate da *a*) a *j*) è una domanda che può trovare risposta soltanto dai risultati del funzionamento effettivo. Si possono quindi studiare in forma più sintetica o molto più particolareggiata. Dalle suddette raccomandazioni non si può trarre una prescrizione di carattere generale.

12. Esempi di circuiti e di impieghi.

Verranno ora dati alcuni esempi di circuiti logici e di loro impieghi ricavati dai fondamenti trattati nei precedenti capitoli. Questi esempi dovrebbero servire come ispirazione per vere e proprie realizzazioni e non dovrebbero quindi essere considerati come « prescrizioni » da seguire supinamente. Anche se si impiegano circuiti fondamentali, ogni circuito deve essere adattato caso per caso ai dati reali.

In pratica ciò si può conseguire in base ad una discreta esperienza. Anche qui vale il detto che la pratica fa la grammatica. È molto importante che in ogni progetto si tenga ben conto dei carichi che si determinano. Sui circuiti fondamentali reperibili in commercio, in forma di unità funzionali a discreti premontati o circuiti integrati, vengono riportati i dati che danno ragguagli sulla capacità di carico (par. 5.3.3.).

È straordinariamente importante seguire tali indicazioni, altrimenti gli insuccessi non mancheranno certamente.

Vale a dire che è possibile che un circuito funzioni bene inizialmente, ma che successivamente, per esempio con l'aumento della temperatura ambiente, si determinino difficoltà di funzionamento. Ciò dipende dal fatto che i dati tecnici riportati sui componenti o circuiti integrati, sono riferiti a condizioni sfavorevoli non corrispondenti a quelle effettivamente presenti all'inizio del funzionamento. Pertanto si dovrà accertare se, in caso di sopravvenute difficoltà di funzionamento, i dati reali non sono stati valutati bene. Come insegna la pratica, un circuito correttamente dimensionato raggiungerà anche una durata di vita, che supera di gran lunga quella degli apparecchi di commutazione allestiti fino ad ora.

Dato che, impiegando semiconduttori, si possono fare molte misure con circuiti relativamente semplici, l'impiego dei circuiti logici si prospetta senz'altro favorevole. I segnali ottenuti possono in definitiva, previa adeguata amplificazione, servire perfino a commutare potenze rilevanti. A questo scopo servono, fra l'altro, i transistori di potenza od anche i tiristori. Per cui ne deriva la possibilità di costruire unità compatte, che, con il presupposto di richiedere poco spazio, garantiscono non solo una buona intercambiabilità, ma anche montaggio e possibilità di riparazione convenienti. Inoltre, tutto ciò contribuisce ad un maggiore ordine nell'apparecchiatura e ad un risparmio di spazio.

12.1. Sguardo sui più importanti tipi di circuiti.

Trattando la realizzazione delle funzioni di commutazione (Cap. 5°) sono stati proposti dei circuiti che possono essere senz'altro costruiti con l'impiego di diodi, transistori e resistenze. Ciò vale anche per i circuiti trattati nei capitoli immediatamente successivi. Sono prima di tutto necessari alcuni chiarimenti.

Per prima cosa si devono distinguere varie serie di circuiti, con le quali possono venire realizzate nella pratica le funzioni di commutazione. Di massima le singole specie dette « famiglie » vengono contrassegnate soltanto con lettere che si traducono in un « rebus », particolarmente per i non esperti. Senza pretendere di essere esaurienti, porremo in evidenza le caratteristiche principali di detti circuiti.

12.1.1. Logica a resistenze e diodi (RDL).

La « logica a resistenze e diodi » che, nella rappresentazione simbolica con lettere viene anche denominata RDL, è un insieme di circuiti puramente passivi che impiegano resistenze e diodi.

Ne sono esempi i circuiti indicati per l'elemento AND/OR (paragrafo 5.2.1.) e l'elemento OR/AND (par. 5.2.2.).

La massima frequenza raggiungibile è di circa 100 kHz.

12.1.2. Logica a diodi e transistori (DTL).

La « logica a diodi e transistori » che, nella rappresentazione simbolica con lettere viene anche denominata *DTL*, rappresenta una estensione della logica a resistenze e diodi (*RDL*). Oltre a questa vi è anche in uso l'indicazione più lunga, ma più propria e più completa: « logica a resistenze, diodi e transistori (*RDTL*) ». Comunque anche questo modo di indicare esclude l'impiego di condensatori, cosicché confidiamo che si possa ugualmente servirsi dell'indicazione « logica a diodi e transistori » (*DTL*), nominata prima.

I circuiti di questa « famiglia » logica sono, oltre a quelli passivi già citati nel par. 12.1.1., anche attivi come, per esempio, l'elemento NOT (par. 5.2.3.) e le loro combinazioni come gli elementi NAND (par. 5.2.4.) oppure NOR (par. 5.2.5.). La massima frequenza raggiungibile varia a seconda della versione tecnologica adottata. Nei sistemi a componenti discreti, arriva sino a 2 MHz, nei circuiti integrati è ancora più elevata.

12.1.3. Logica a resistenze e transistori (RTL).

La logica a resistenze e transistori, che nella rappresentazione simbolica con lettere viene anche denominata RTL, può essere senz'altro paragonata con la logica a diodi e transistori (*DTL*) menzionata nel par. 12.1.2. Il campo d'impiego di questa logica è in prevalenza quello industriale, nel quale si tende per lo più ad ottenere la minima influenza da parte dei disturbi esterni. Per cui non viene considerato eccessivo, ma senz'altro auspicabile mantenere bassa la massima frequenza di funzionamento impulsivo da 500 ... 1.000 Hz. Naturalmente può anche essere più elevata.

Per una migliore comprensione, la Fig. 12.1 mostra un elemento NOR/NAND in « logica a resistenze e transistori (*RTL*) »: essenzialmente si tratta di un elemento NOT (par. 5.2.3.) che tuttavia presenta non soltanto una, ma tre entrate. Se la tensione in tutte e tre le entrate $E_1 \dots E_3$ è 0 V, il transistore T_S, attraverso il partitore di tensione $R_{V1} \dots R_{V3}/R_B$, è interdetto e la tensione di uscita U è pratica-

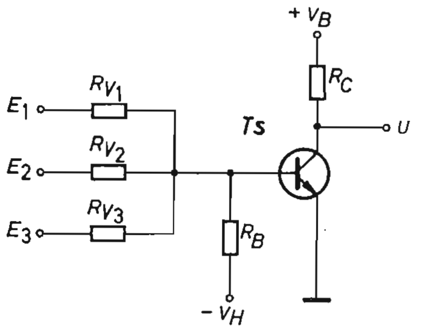


Figura 12.1. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *NOR/NAND* in « logica a resistenza e transistori (RTL) ».

mente uguale alla tensione di alimentazione $+ V_B$. Prendendo per base la logica positiva (par. 5.1.3.), $U =$ H, quando $E_1 \ldots E_3 =$ L. Le resistenze R_V e R_B sono dimensionate in modo tale che il transistore T_S si saturi quando anche uno solo degli ingressi $E_1 \ldots E_3$ viene pilotato da un segnale H, cosicché diventa $U =$ L.

In questo modo gli ingressi $E_1 \ldots E_3$ assolvono a una funzione OR (par.fi 2.2.2. e 2.2.7.2.) anche senza diodi. Ciò risulta chiaro, se si pensa che in un elemento OR (par. 5.2.2.) i diodi hanno soltanto una azione di disaccoppiamento. Per mezzo dell'aggiunta di un elemento NOT (par. 5.2.3.), il circuito diventa un elemento NOR oppure un elemento NOR/NAND.

Se da una parte è vero che questo circuito è economico, ha tuttavia un limite, rappresentato dal numero degli ingressi possibili. Vale a dire che se il circuito non deve funzionare come elemento NOT con un ingresso, è possibile disporre soltanto di due o tre ingressi. L'unica possibilità di espansione è costituita dal collegamento in parallelo di più elementi, in modo che le uscite U di tutti gli elementi vengano collegate l'una all'altra, come indicato nella Fig. 12.2 per due elementi.

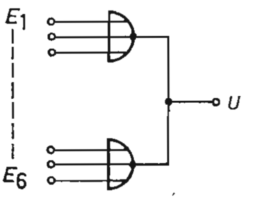


Figura 12.2. - Negli circuiti logici del tipo riportato in Fig. 12.1 l'unica possibilità di espansione è nel collegamento in parallelo di più elementi, in modo che le uscite *U* di tutti gli elementi vengano collegate l'una all'altra; ciò è rappresentato simbolicamente per due elementi *NOR*.

12.1.4. Logica a transistori direttamente accoppiati (DCTL).

La logica a transistori direttamente accoppiati è anch'essa un tipo di logica a resistenze e transistori (par. 12.1.3.). Viene inoltre denominata *DCTL*, che deriva dall'inglese (*d*irect *c*oupled *t*ransistor *l*ogic).

La Fig. 12.3 mostra nuovamente un elemento NOR/NAND. In questo caso, tuttavia, a differenza del circuito di Fig. 12.1, sono impiegati per ogni ingresso transistori separati, il che, per i circuiti integrati, comporta pochi problemi. Sono senz'altro possibili estensioni che consentono di collegare più elementi in parallelo dal lato uscite.

Con tali elementi sono raggiungibili tempi di commutazione da 50 a 100 ns, che corrispondono ad una massima frequenza di funzionamento impulsivo da 10 a 20 MHz. Per dimostrare che si tratta di circuito del campo della microelettronica (circuiti integrati), viene impiegata anche la denominazione RTμL che significa « micrologica a resistenze e transistori ».

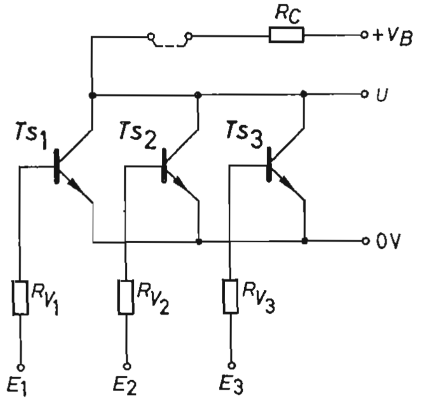


Figura 12.3. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *NOR/NAND* in logica a transistori direttamente accoppiati.

12.1.5. Logica a transistori (TTL).

La logica a transistori viene anche denominata, nella rappresentazione simbolica, con lettere, *TTL* oppure T^2L. L'ultima denominazione non è comunque di largo uso.

I tempi di commutazione raggiungibili sono intorno ai 10 ÷ 50 ns, che corrispondono a frequenze da 20 a 100 MHz.

Il punto di partenza della logica a transistori, è dato da un cosiddetto transistore multi-emettitore, la cui struttura è riprodotta dalla Fig. 12.4 *a*. Veramente si può dotare ogni transistore planare di più emettitori o più basi e ciò ha senso soprattutto nei circuiti integrati. La funzione di tale transistore multi-emettitore, corrisponde ad un elemento AND/OR (par. 5.2.1.) nel quale il tempo di commutazione, rispetto a quello di un elemento AND/OR in « logica a resistenze e diodi » (par. 12.1.1.) è sostanzialmente più breve. Un fac-simile di circuito semplificato è riprodotto nella Fig. 12.4 *b*. La combinazione del circuito di Fig. 12.4 con l'elemento NOT (par. 5.2.3.) porta un elemento NAND/NOR (par. 5.2.4.) riportato in Fig. 12.5. Inoltre, occorre rilevare che questo circuito contiene soltanto quattro componenti distinti.

Naturalmente l'espressione « componenti » è alquanto esagerata, in quanto il tutto si riduce ad un unico componente in forma di circuito integrato.

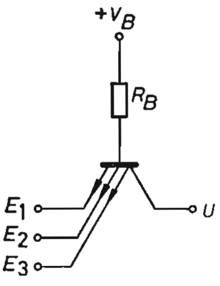


Figura 12.4 *a*. - **Struttura di un transistore multi-emettitore.**

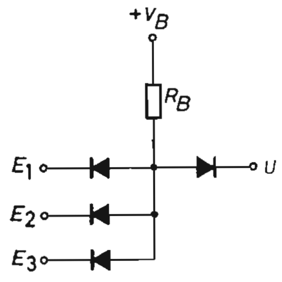


Figura 12.4 *b*. - **Circuito equivalente semplificato del transistore multi-emettitore di Fig. 12.4** *a*.

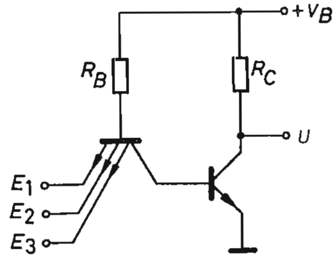


Figura 12.5. - Esempio di circuito per la realizzazione pratica di un elemento *NAND/NOR* **in logica transistori (TTL).**

12.1.6. Riassunto.

Le « famiglie » di circuiti logici trattate nei precedenti paragrafi hanno talvolta, per quanto riguarda l'impiego industriale, importanza soltanto teorica, specialmente per ciò che riguarda i tempi di commutazioni minimi, o corrispondentemente alla massima frequenza di funzionamento impulsivo. In definitiva controlli e regolazioni industriali non devono essere scambiati con il calcolo. Anche dal punto di vista industriale, normalmente, la potenza occorrente per qualunque struttura circuitale non è particolarmente interessante.

Le famiglie logiche citate non sono da considerare in nessun caso come un compendio completo. Vi sono tante altre specie e tante altre se ne creeranno. Comunque il circuito migliore non è quello creato appositamente, ma quello che è stato meglio adattato ad un determinato scopo.

12.2. Circuiti complementari per circuiti logici.

All'esterno dei circuiti logici sono non di rado necessari circuiti che devono essere costruiti singolarmente, in quanto non si possono trovare in forma di « componenti » o di circuiti integrati, oppure non sono compatibili. Alcuni esempi sono stati già dati nel corso del precedente capitolo, cosicché sarebbe inutile una ripetizione. In questo paragrafo saranno invece riprodotti alcuni circuiti che possono invece essere inseriti con successo, od almeno dovrebbero suggerire i circuiti adatti.

12.2.1. Transistori con carico non lineare.

Nel dimensionamento più adatto dei transistori di commutazione con carico lineare, non si incontra normalmente alcuna difficoltà. Tutt'altra cosa invece avviene se il carico non è lineare. In questo caso occorre fare attenzione a particolari circostanze, per prevenire le possibili difficoltà. Dagli esempi seguenti si possono ricavare utili particolari.

12.2.1.1. Lampade ad incandescenza usate come carico.

Un caso, cui molte volte non si presta la dovuta attenzione nell'impiegare una lampada ad incandescenza come carico, è che la resistenza interna di una lampada ad incandescenza fredda è notevolmente inferiore alla resistenza della lampada stessa, quando è accesa. La cosiddetta « resistenza a freddo » vale circa da 1/7 ad 1/10 della resistenza a caldo che si ricava, con il calcolo, dalla potenza nominale di una lampada ad incandescenza. Se per il calcolo della corrente di base del transistore di commutazione si parte dal valore nominale di potenza di una lampada ad incandescenza, il transistore potrebbe non fornire la corrente iniziale necessaria. Il tempo necessario per il raggiungimento della temperatura di funzionamento del filamento a incandescenza sarebbe pertanto più lungo del consueto.

In questo caso è particolarmente grave il fatto che durante questo tempo il transistore non sia saturo e con ciò si ha una maggiore dissipazione. Per questa ragione la durata di vita del transistore può venire notevolmente diminuita.

È senz'altro possibile che non venga mai raggiunta la temperatura di funzionamento del filamento della lampada, poiché l'amplificazione della corrente durante il tempo di accensione della lampada ad incandescenza diminuisce talmente, che il transistore da solo non può più fornire la necessaria corrente di funzionamento. In queste condizioni la lampada si accende per un certo tempo, fino a che il transistore è diventato così caldo che cessa di funzionare. Normalmente si presenta quindi un cortocircuito permanente tra collettore ed emettitore, per cui la lampada ad incandescenza rimane sempre accesa e non può più essere spenta.

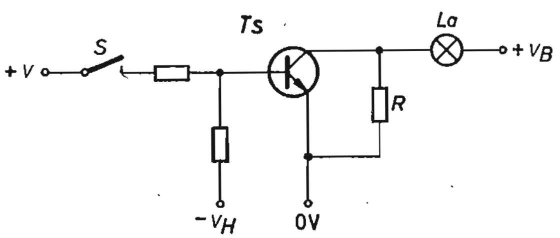


Figura 12.6. - Esempio di un transistore con una lampada a incandescenza come carico; il circuito è spiegato nel testo.

Una misura opportuna, con l'ausilio della quale può essere limitato il flusso di corrente attraverso il transistore di commutazione all'atto dell'accensione della lampada ad incandescenza, è quella rappresentata dalla Fig. 12.6. Anche se il transistore T_S è interdetto, attraverso la resistenza R fluisce una corrente che percorre la lampada *La*. Mediante il dimensionamento della resistenza R, si ottiene da una parte che la lampada *La* si accenda in maniera non visibile, e dall'altra che la temperatura del filamento sia molto superiore a quella corrispondente allo stato di completo spegnimento.

Con ciò anche la resistenza del filamento della lampada è notevolmente maggiore della resistenza a freddo. Quando dunque il transistore T_S conduce, l'azione della corrente di accensione è sostanzialmente minore. L'effetto raggiunto viene ancora favorito dal fatto che una parte della corrente della lampada non scorre più attraverso il transistore T_S ma attraverso la resistenza R. Se la corrente da commutare per mezzo del transistore T_S è grande, più alta è la tensione di ginocchio. Può diventare quindi necessario montare il transistore su un dissipatore di calore, dato che nello stato di conduzione il calore che si produce può certamente diventare notevole.

12.2.1.2. Induttanza come carico.

Se come carico di un transistore di commutazione viene impiegata una induttanza, la tensione al collettore, nell'attimo dello spegnimento, può diventare un multiplo della tensione di alimentazione V_B. Ciò appare evidente anche quando si usa un commutatore; questo fenomeno si manifesta con scintille e può portare alla ossidazione od alla distruzione dei contatti del commutatore. In questo modo non di rado viene abbreviata notevolmente la vita dei contatti. Nei transistori, tale elevata tensione al collettore può portare alla loro immediata distruzione. Non per questo però si deve rinunciare, se richiesto, a collegare induttanze con transistori di commutazione.

Si immagini, ora, per esempio un relé collegato all'uscita di un circuito logico. Per mezzo di un diodo in parallelo al carico induttivo le sovratensioni sul transistore vengono eliminate.

La Fig. 12.7 mostra come deve essere collegato un diodo di protezione. Nel funzionamento normale il diodo è polarizzato inversamente perché la tensione al collettore è algebricamente inferiore a quella dell'alimentazione: il diodo è quindi interdetto. All'atto dello spegnimento, il potenziale del collettore può tuttavia diventare più positivo della tensione di alimentazione V_B: in questo caso il diodo D conduce. L'energia immagazzinata nell'induttanza (rappresentata nella Fig. 12.7 con R_{ind}) viene incanalata nel diodo D, e la tensione al collettore del transistore T_S può al massimo aumentare in modo insignificante. Occorre comunque fare attenzione a che il diodo di protezione D possa anche sopportare la corrente che si presenta realmente al momento dello spegnimento, in quanto può darsi che tale corrente non sia irrilevante. Inoltre è importante notare che, dopo l'apertura del contatto S, attraverso la R_{ind} di carico, scorre per breve tempo ancora, corrente e, causa l'aggiunta del diodo D, si verifica un ritardo nello spegnimento che, per induttanze di elevato valore, può essere molto rilevante.

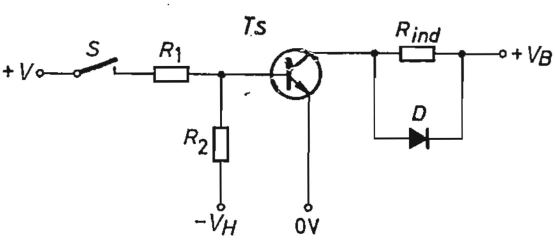


Figura 12.7. - Esempio di circuito a transistori con una induttanza come carico; il circuito è illustrato nel testo.

12.2.2. Pilotaggio di un transistore mediante un commutatore.

Se si devono commutare correnti elevate con commutatori che sopportano deboli carichi, si richiede l'impego di un transistore di commutazione come elemento intermedio.

Ora, non si tratta soltanto di far sì che questo transistore si saturi completamente, ma anche che possa essere completamente interdetto. Per questo — per transistori NPN — è necessario disporre oltre che della tensione (positiva) di alimentazione $+ V_B$, anche di una tensione ausiliaria negativa $- V_H$.

Se per caso tale tensione non fosse prevista, dovrebbe essere generata in aggiunta, e questo si risolverebbe in un dispendio in sovrappiù.

L'impiego di alcuni diodi, rende superflua questa tensione aggiuntiva $- V_H$. Come punto di partenza serve il circuito in Fig. 12.6 (par. 12.2.1.1.), che viene riprodotto con le corrispondenti varianti in Fig. 12.8. Se, come diodi D_1 e D_2 ivi contenuti, si scelgono due diodi identici al silicio, attraverso i quali può scorrere la corrente complessiva della lampada, la caduta di tensione sulla serie dei due diodi ammonta a circa 1 V.

Anche, con il transistore T_S interdetto, attraverso la lampada La e la resistenza R, fluisce ancora corrente, per cui la caduta di tensione rimane inalterata. Perciò quando il commutatore S sta nella posizione indicata nella Fig. 12.8 la base è negativa rispetto all'emettitore. Se invece il commutatore S viene portato nell'altra posizione, la base diventa positiva rispetto all'emettitore cosicché il transistore T_S conduce.

Se, contrariamente al caso del circuito di Figg. 12.6 e 12.8, non deve fluire corrente attraverso il carico, si può scegliere un circuito come quello di Fig. 12.9 tenendo conto del fatto che la tensione sulla resistenza di carico R_l, a causa del tipo di circuito, è diminuita di circa 1,5 V; ciò tuttavia, in molti casi, non ha alcun effetto.

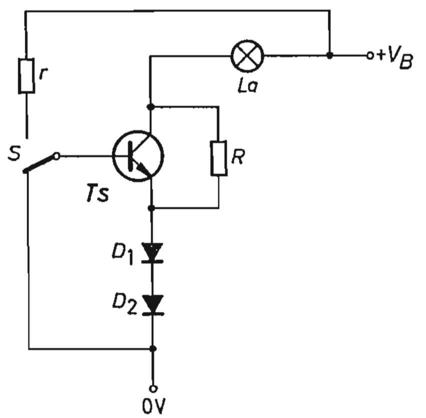


Fig. 12.8. - Esempio di circuito per il pilotaggio di un transistore mediante un commutatore, senza che sia necessaria una tensione ausiliaria (in questo caso negativa); il circuito è spiegato nel testo.

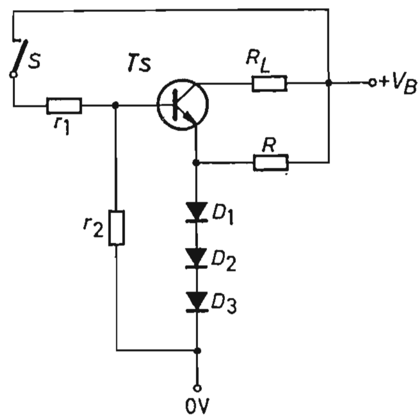


Figura 12.9. - Variante del circuito di Fig. 12.8; questa realizzazione diventa necessaria quando non deve fluire corrente di riposo attraverso il carico.

A questo circuito segue un esempio di calcolo. Ci si basa sui segunti valori:

tensione di alimentazione $+V_B = 24$ V
resistenza di carico $R_l = 24\,\Omega$
amplificazione di corrente (del transistore T_S) $\beta = 50$
corrente inversa di collettore $I_{CB0} = 0{,}1$ mA
tensione fra emettitore e potenziale zero (0 V) = 1,5 V

Quindi r_2 deve valere

$$r_2 = \frac{0{,}5}{0{,}1} \cdot 10^3\,\Omega = 5\ \text{k}\Omega$$

La corrente, attraverso la resistenza di carico R_l è

$$I_l = \frac{24}{24} = 1\ \text{A}$$

La corrente di base deve per conseguenza essere

$$1/50 = 0{,}02\ \text{A} = 20\ \text{mA}$$

La tensione alla base, per avere la conduzione del transistore T_S, diventa al massimo $+\,2$ V (cioè $+\,0{,}5$ V rispetto all'emettitore), cosicché la corrente attraverso la resistenza r_2 è

$$(2/5) \cdot 10^3\ \text{A} = 0{,}4\ \text{mA}$$

Attraverso la resistenza r_1 scorrono 20,4 mA e ai suoi capi c'è una tensione che vale $24 - 2 = 22$ V. Di conseguenza è

$$r_1 = (22/20{,}4) \cdot 10^3\ \Omega$$

cioè circa 1 kΩ.

In questo modo, dunque, con una corrente di 22 mA si può comandare una corrente di 1 A. La resistenza R è dimensionata in modo che la corrente inversa I_{CB0} può fluire senza che si abbassi la tensione all'emettitore: perciò il valore della corrente attraverso la resistenza R deve avere almeno 10 volte il valore della corrente inversa al collettore I_{CB0}, cioè 1 mA, cosicché dovrà essere

$$R = (22{,}5/1) \cdot 10^3\ \Omega\,,$$

equivalente a 22 kΩ.

12.2.3. Amplificazione a mezzo di un secondo transistore.

Nel paragrafo 12.2.2. si è già detto che la corrente che fluisce attraverso un commutatore può essere relativamente bassa, se la vera e propria corrente di carico è commutata tramite un transistore. Con ciò un commutatore ha bisogno soltanto della corrente per il pilotaggio del transistore e questa corrente, di per sé stessa, è piccola.

Comunque, il suo valore esatto è stabilito dalla corrente di base del transistore, che per grandi correnti di carico, in molti casi, per un contatto lasco può essere troppo elevata. Si può ovviare a ciò in modo semplice, impiegando per l'amplificazione un secondo transistore. La Fig. 12.10 mostra un circuito adatto.

Con l'interruttore S aperto, il transistore T_{S1} conduce, mentre il transistore T_{S2} è interdetto. Se si suppone che la tensione ai capi dei due diodi D_1 e D_2 sia circa 1 V (il che è assai probabile nel caso che si tratti di diodi al silicio) abbiamo

$$I_1 = \frac{+V_B - 1}{R_3}$$

Inoltre

$$I_2 = \frac{+V_H}{R_2}$$

Per conseguenza

$$I_B = \frac{V_B - 1}{R_3} - \frac{V_H}{R_2}$$

che deve essere uguale o maggiore di $+V_B/\beta \cdot R_L$.

Se il valore della resistenza R_2 è dato, partendo da ciò si può calcolare anche il valore della resistenza R_3. Con l'interruttore S chiuso il transistore T_{S2} conduce e T_{S1} è interdetto.

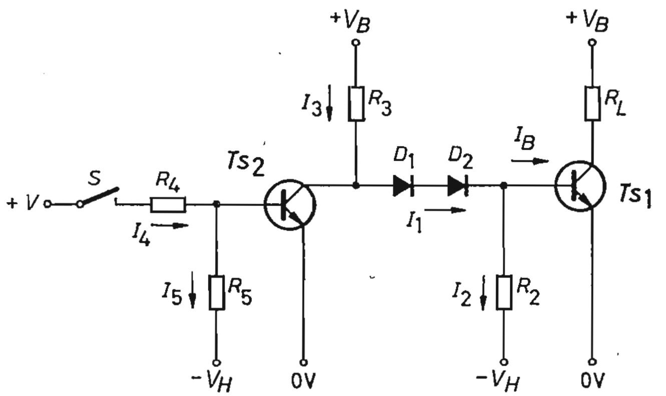


Figura 12.10. - Esempio di circuito per l'amplificazione a mezzo di un secondo transistore; il circuito è spiegato nel testo.

Poiché anche in questo stato la tensione ai capi dei due diodi D_1 e D_2 è di circa 1 V, la tensione alla base del transistore T_{S1} è circa di -1 V, perché la tensione di collettore del transistore T_{S2} è praticamente $= 0$ V, presupposto che la resistenza R_2 sia abbastanza piccola da compensare la corrente inversa del collettore I_{CB0} del transistore T_{S1}. Pertanto sarà

$$R_2 = \frac{V_H - 1}{I_{CB0}}$$

per cui anche attraverso i diodi D_1 e D_2 scorre soltanto una corrente estremamente piccola, che, in considerazione del fatto che, in questo caso è

$$I_3 = \frac{+V_B}{R_3}$$

può essere trascurata. Per la resistenza R_4 ed R_5 vale del resto

$$R_5 = \frac{+V_H + 1}{I_{CB0\,(Ts2)}}$$

e

$$R_4 \geqq \frac{+V}{\dfrac{+V_B}{\beta_{(Ts2)} \cdot R_3} + \dfrac{+V_H}{R_5}}$$

Il grande vantaggio di questo circuito nei riguardi del circuito dello stesso tipo, senza i diodi D_1 e D_2, sta nel fatto che la resistenza dei diodi con il transistore T_{S1} in conduzione, è piccola in confronto alla resistenza R_3, e con il transistore T_{S1} interdetto, è grande rispetto alla resistenza R_2, per cui la resistenza R_3 corrisponde praticamente alla somma di una resistenza R_3 e di una resistenza R_1 supposta in luogo di quella dei due diodi D_1 e D_2. (Riguardo a tale considerazione, nella Fig. 12.10 non è rappresentata alcuna resistenza R_1). Per mezzo di questo provvedimento, la corrente che fluisce attraverso il transistore T_{S2} in stato di conduzione, diventa più piccola. Per conseguenza anche la corrente che attraversa l'interruttore S è notevolmente più piccola. Il funzionamento del circuito viene ancora migliorato facendo la resistenza R_2 più elevata, rispetto a quella stabilita per il circuito senza l'impiego dei diodi D_1 e D_2. In base a ciò occorre tener conto, per lo stato di interdizione del transistore T_{S1}, soltanto della sua corrente inversa di collettore I_{CB0} e non più della corrente che attraversa i diodi D_1 e D_2. Inoltre, anche la corrente I_2, quindi anche la corrente I_3 ed infine anche la corrente I_5, diventano più piccole.

12.2.4. Formazione delle soglie di tensione.

Le soglie di tensione possono venire determinate in modo semplice mediante diodi polarizzati. Questo viene indicato in linea teorica dalla Fig. 12.11.

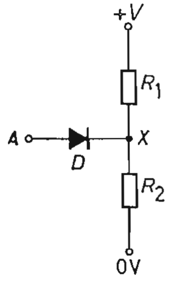


Figura 12.11. - Esempio di circuito per la formazione di soglie di tensione con l'ausilio di diodi polarizzati.

Se in un circuito di tale specie, il punto A è negativo rispetto al punto X, il diodo D è interdetto (par. 4.1.1.). La tensione al punto X viene determinata per mezzo del partitore di tensione costituito dalla resistenza R_1 e R_2. Di conseguenza

$$V_X = \frac{+V}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

Se il punto A è, invece, positivo rispetto al punto X, il diodo diventa conduttore e la differenza di tensione fra i due punti praticamente è nulla. Il presupposto è comunque quello che le resistenze R_1 ed R_2 siano elevate, rispetto alla resistenza del diodo D in stato di conduzione e piccole, rispetto alla resistenza del diodo in stato di interdizione.

Ovviamente il circuito di Fig. 12.11 può essere progettato in modo che valgano le tensioni o le polarità invertite. Oltre alla tensione $+V$, occorre invertire anche la polarità del diodo *D*. Inoltre si può in entrambi i casi sostituire il partitore di tensione, costituito dalle due resistenze R_1 e R_2, con un potenziometro.

Mediante questo procedimento, la tensione al punto *X* e con ciò la soglia di tensione, diventano regolabili.

La Fig. 12.12 *a* mostra un'interessante variante del circuito descritto.

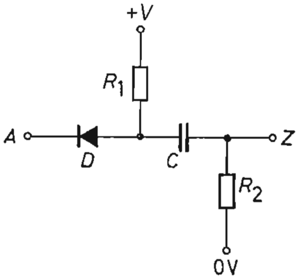


Figura 12.12 *a*. - Variante al circuito di Fig. 12.11; con il superamento della tensione di soglia viene dato un impulso di uscita corrispondente alla Fig. 12.12 *b*.

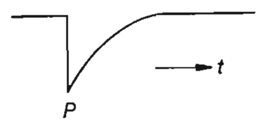


Figura 12.12 *b*. - Impulso di uscita in un circuito uguale a quello di Fig. 12.12 *a*.

Variazioni di tensione al punto *A* non hanno alcun effetto sul punto *Z*, fintanto che il punto *A* è positivo rispetto alla tensione + *V*. Appena il punto *A* diventa negativo rispetto alla tensione + *V*, si determina al punto *Z* l'impulso *P* indicato nella Fig. 12.12 *b*. L'impulso compare tuttavia soltanto quando il salto di tensione al punto *A* è abbastanza rapido e supera un determinato valore di soglia. Piccole variazioni di tensione al punto *A* non hanno influenza di nessuna specie sulla tensione al punto *Z*. Con questo circuito si può per esempio diminuire l'influenza di segnali disturbo.

12.2.5. Fotoelementi.

Mediante elementi fotoelettrici o fotoelementi è possibile effettuare non soltanto rilevamenti di luce e buio (par. 10.3.4.), ma anche misure quantitative di energia luminosa. Per gli impieghi industriali hanno importanza preminente i rilevamenti della luce e del buio. Tratteremo perciò l'impiego di diversi tipi di elementi fotoelettrici.

12.2.5.1. Tipi di fotoelementi.

Per una migliore comprensione vengono menzionati alcuni tipi caratteristici di « fotoelementi », che, negli ultimi anni, hanno avuto una diffusione notevole. Accanto a questi, vi sono naturalmente altri tipi, sui quali non possiamo soffermarci. Ciò non deve comunque essere inteso come un nostro giudizio qualitativo o quantitativo. In particolare si devono citare i seguenti tipi:

a) *Fotodiodi*; non si differenziano dai normali diodi, fintanto che non vengano colpiti dalla luce: appena su un fotodiodo cade la luce, la corrente inversa (cioè la corrente nel senso di interdizione) aumenta.

b) *Fotoresistenze*; sono costituite, per esempio, da solfuro di cadmio (CdS) e possiedono una resistenza elevata in entrambi i sensi di conduzione, fintanto che non vengono colpiti direttamente dalla luce: colpiti dalla luce, la resistenza diminuisce notevolmente.

c) *Fototransistori*; sono transistori la cui conduttività viene influenzata dalla luce che li colpisce. È sottinteso che, anche in questo caso, viene sfruttata la proprietà amplificatrice del transistore.

d) *Altri elementi* che forniscono corrente, se colpite da luce; cellule di materiale semiconduttore ed anche le cosiddette cellule solari. Esse convertono quindi la luce in energia elettrica.

I fotoelementi indicati alle lettere da *a*) fino a *c*) sono trasduttori passivi, mentre quello indicato alla lettera *d*) deve essere considerato come trasduttore attivo (par. 10.1.).

12.2.5.2. Impieghi dei fotodiodi.

La Fig. 12.13 mostra un fotodiodo D in serie con una resistenza R. Se non cade luce sul fotodiodo, la tensione al punto Z è quasi uguale alla tensione di alimentazione $+ V_B$. Appena, tuttavia, la luce colpisce il fotodiodo, la sua intensità unitamente con la resistenza R determina la tensione al punto Z, che può essere, ad esempio, compresa tra 0 V e il valore della tensione di alimentazione $- V_H$.

Poiché la corrente che attraversa un fotodiodo non è dipendente soltanto dalla intensità della luce che lo colpisce, ma anche contemporaneamente dalla temperatura, spesso è necessario impiegare una compensazione per la cosiddetta « tensione di buio » (provocata soltanto dalla temperatura). La Fig. 12.4 mostra un esempio di tale circuito. Se, cioè, vengono impiegati due fotodiodi identici, (D_L e D_R) la tensione Z è uguale a R, se entrambi i diodi non sono colpiti dalla luce.

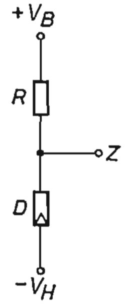


Figura 12.13. - Esempi di collegamenti per il funzionamento di un fotodiodo.

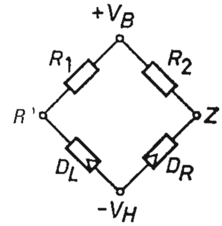


Figura 12.14. - Esempio di collegamento per il funzionamento di due fotodiodi in un circuito a ponte per la compensazione della « corrente di buio ».

Non appena la luce cade sul fotodiodo D_L, la tensione al punto Z diventa positiva rispetto a R. Se la luce cade invece sul fotodiodo D_R, la tensione al punto Z diventa negativa. Per un funzionamento soddisfacente di questo circuito le tensioni $+ V_B$ e $- V_H$ dovrebbero essere dello stesso valore assoluto. Inoltre è importante che i due fotodiodi si trovino alla stessa temperatura.

Un impiego pratico potrebbe essere quello di un fotodiodo che, colpito dalla luce, mette in azione un discriminatore (par. 6.4.). Come spesso capita in pratica, viene supposto che un fotodiodo si trovi all'esterno dell'apparecchio che contiene il discriminatore. Una possibile soluzione è indicata nella Fig. 12.15.

Se non cade nessuna, o soltanto poca luce sul fotodiodo D, il potenziale al punto P è negativo. Con la illuminazione del fotodiodo D, invece, il potenziale al punto P diventa positivo, cosicché il discriminatore viene messo in azione. Nell'impiego pratico, questa disposizione, secondo la Fig. 12.15, presenta due difficoltà, e precisamente:

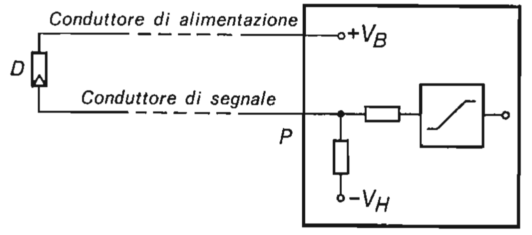


Figura 12.15. - Esempio di collegamento per il funzionamento di un fotodiodo in unione con un discriminatore.

a) la tensione di alimentazione $+ V_B$ viene portata fuori dall'apparecchio senza protezione;

b) piccole variazioni dell'intensità di illuminazione fanno variare la tensione al punto P soltanto di poco, rispetto al valore di soglia della tensione per il quale il discriminatore commuta; in questo caso, piccoli segnali disturbo sul conduttore dei segnali possono influenzare il discriminatore, ed inoltre la tensione di alimentazione del fotodiodo deve essere stabilizzata, perché neppure i segnali disturbo sulla linea di alimentazione possano influenzare il discriminatore. Nella Fig. 12.16 è riportata una soluzione che tiene conto delle due difficoltà.

Poiché la corrente che attraversa il fotodiodo D_F è piccola, una tensione di 6 V ricavata dalla tensione a 24 V, può essere stabilizzata in modo semplice con l'ausilio del diodo Zener D_Z e di una resistenza R_1.

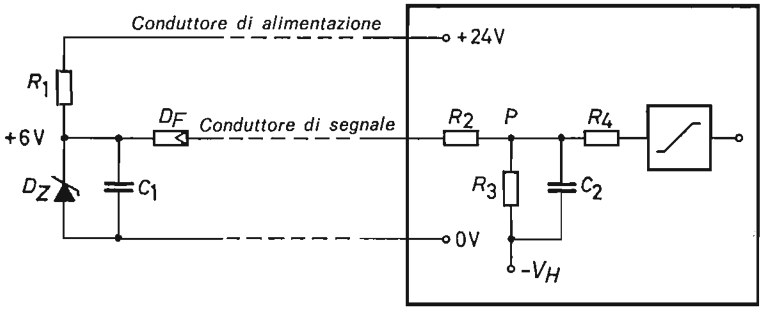


Figura 12.16. - Circuito migliorato per il funzionamento di un fotodiodo in collegamento con un discriminatore (confrontare Fig. 12.15).

Se si applica questo circuito direttamente al fotodiodo, viene a cadere la difficoltà dovuta ad una linea di alimentazione lunga. La seconda difficoltà viene eliminata per mezzo del passa-basso costituito dalla resistenza R_2 e dal condensatore C_2.

A causa dell'azione « integratrice » di detto circuito, si determina, in sostanza, un impercettibile ritardo del segnale, per cui, il potenziale al punto P non segue le variazioni provocate da un segnale di disturbo presente sul conduttore dei segnali.

12.2.6. Circuiti a tiristori.

Come già accennato nel par. 4.3., i tiristori possono senz'altro essere lo stadio d'uscita dei circuiti digitali, quando si debbano pilotare o regolare grandi potenze. Vengono pertanto indicati qui alcuni circuiti che, sotto questo punto di vista, rappresentano un mezzo di orientamento utile per l'impiego.

12.2.6.1. Circuito a 2 tiristori per l'inserimento e il disinserimento di tensioni alternate (220 e 380 V).

La più semplice possibilità di inserire o disinserire una tensione alternata con impiego di due tiristori è costituita dall'impiego di un commutatore S che deve commutare una corrente piccola rispetto alla corrente che attraversa i tiristori e la resistenza di carico R_l. I particolari sono ricavabili dal circuito che è riportato dalla Fig. 12.17.

Con il commutatore S « aperto » non fluisce alcuna corrente attraverso la resistenza di carico R_l. Se cioè il polo R della rete è positivo rispetto al polo M_p, il tiristore A non può mai condurre, perché il suo anodo è negativo rispetto al catodo. Inoltre il catodo del tiristore B è collegato attraverso il diodo D_2 con il suo elettrodo di comando, in modo che tra questi due elettrodi non vi possa essere una differenza di potenziale, per cui il tiristore rimane interdetto.

D'altra parte se il polo R della rete è negativo rispetto al polo M_p, per ragioni di simmetria del circuito, i due tiristori sono interdetti.

Se il commutatore S viene chiuso e se R è positivo rispetto a M_p, fluisce corrente attraverso il diodo D_1, il commutatore S e la resistenza R_1. Il catodo del tiristore B è, a causa del collegamento con M_p, negativo, cosicché l'elettrodo di comando è positivo rispetto al catodo. Il tiristore B comincia quindi a condurre, per cui la corrente principale scorre da R, attraverso il tiristore B e R_l, verso il polo M_p della rete. Appena il tiristore B conduce, la tensione tra anodo e catodo diventa molto bassa, per cui attraverso il commutatore S, non può più scorrere alcuna corrente, giacché il diodo D_1, il commutatore S e la resistenza R_1, sono quasi cortocircuitati dal tiristore B. Il diodo D_2, durante questo semiperiodo, è interdetto. Appena il polo R della rete diventa negativo rispetto il polo M_p, il tiristore B è interdetto in quanto il suo anodo diventa negativo rispetto al catodo. In ragione della simmetria del circuito, comincia quindi a condurre il tiristore A, che viene eccitato attraverso il diodo D_2, il commutatore S e la resistenza R_1. La corrente principale fluisce ora dal polo M_p della rete verso il polo R attraverso la resistenza di carico R_l e il tiristore A.

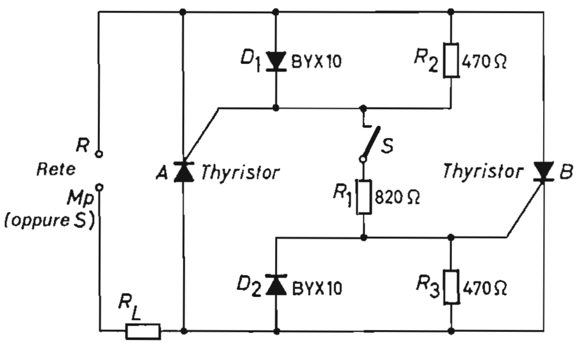


Figura 12.17. - Esempio di collegamento per il circuito di inserimento e disinserimento di tensioni alternate (220 oppure 330 V) con due tiristori.

Attraverso il carico dunque fluisce una normale corrente alternata e, precisamente, attraverso il tiristore B, durante un semipediodo e attraverso il tiristore A durante l'altro mezzo periodo. Quando il commutatore S viene aperto, il flusso di corrente attraverso il tiristore conduttore continua fino a che la tensione di rete è passata alla semionda negativa e per conseguenza l'anodo diventa negativo rispetto al catodo.

L'altro tiristore, quindi, non viene più eccitato. Ciò presenta il vantaggio che la corrente che attraversa la resistenza di carico R_l viene sempre disinserita, quando passa attraverso il valore zero. Questo è di grande utilità qualora il carico sia fortemente induttivo.

Così vengono evitati picchi elevati di corrente all'atto del disinserimento. Praticamente non possono presentarsi scintille in quanto la corrente che attraversa il commutatore S è piccola. Questo circuito può dunque sostituire, ad esempio, un grosso commutatore di sicurezza per tensione alternata monofase.

Se si devono commutare tre fasi, questo circuito, secondo la Fig. 12.17, può essere convenientemente ampliato in modo che si possano invertire due tiristori per ciascuna fase.

12.2.6.2. Circuito a un tiristore per l'inserimento e il disinserimento di tensioni alternate.

Anche con l'impiego di un tiristore si può commutare una tensione alternata, come indica la Fig. 12.18. Se M_p è negativo rispetto al polo R della rete, quando il commutatore S è chiuso, il catodo del tiristore Th è negativo rispetto al suo elettrodo di comando

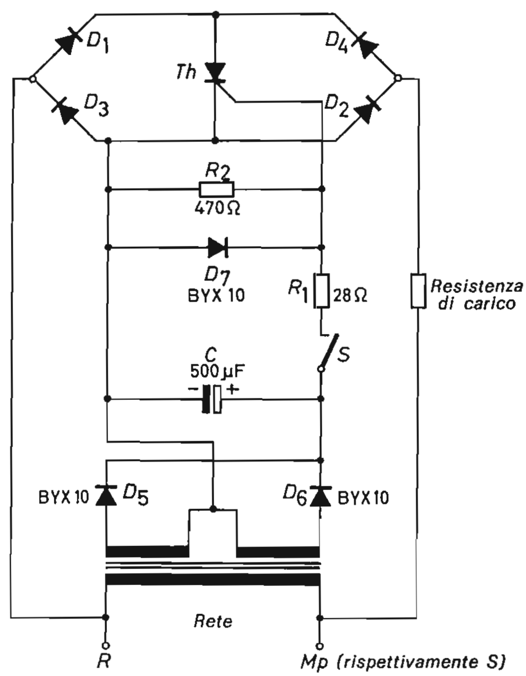


Figura 12.18. - Esempio di interruttore statico per tensione alternata con un tiristore e 4 diodi.

(gate), può fluire la corrente da R al polo M_p della rete attraverso la resistenza di carico R_l, il diodo D_2, il tiristore Th ed il diodo D_1.

Se M_p è positivo rispetto al polo R della rete, allora la corrente può fluire dal polo M_p della rete al polo R attraverso il diodo D_3 il tiristore Th, il diodo D_4 e la resistenza di carico R_l. Il catodo del tiristore Th rimane sempre negativo rispetto al terminale di comando, fintanto che il commutatore S è chiuso, poiché in questo circuito viene impiegata una sorgente di tensione continua che, per la presenza del trasformatore, è separata galvanicamente dalla rete. Tuttavia attraverso il carico fluisce in realtà una corrente alternata.

Se il commutatore S è aperto, il catodo del tiristore Th ha lo stesso potenziale dell'elettrodo di comando per la presenza del diodo D_7, per cui il tiristore rimane interdetto. Il trasformatore, dato che per l'eccitazione del tiristore Th è necessaria una piccola corrente, può essere di piccole dimensioni.

Questo circuito, in confronto a quello descritto nel paragrafo 12.2.6.1 (Fig. 12.17) può offrire vantaggi particolarmente quando debbano essere impiegati tiristori costosi (per esempio negli impianti per grandi correnti ed alte tensioni), vantaggio costituito dal fatto che il costo complessivo degli elementi di circuito da aggiungere risulta inferiore a quello di un tiristore.

Un ulteriore vantaggio si basa sul fatto che in questo tipo di circuito (Fig. 12.18) non si possono presentare picchi di tensione negativi sul tiristore Th, perché i diodi $D_1 \dots D_4$ proteggono il tiristore da questo pericolo. In questo caso si è supposto naturalmente che i suddetti diodi possono sopportare la tensione considerata.

12.2.6.3. Circuito per tensione continua con 2 tiristori.

Quando debbono essere commutate tensioni o eventualmente correnti continue elevate, si possono utilizzare ancora tiristori, come viene indicato in Fig. 12-19.

Nell'istante in cui il commutatore S collega, attraverso la resistenza R_1, il punto A con il polo positivo della sorgente di tensione, si genera un breve impulso positivo sul condensatore C_1, e quindi sull'elettrodo di comando, che fa condurre il tiristore Th_1.

Conseguentemente la tensione al suo anodo cala fino a circa 0 V, mentre essa era prima uguale alla tensione nominale. Questo elevato salto di tensione fa in modo che l'anodo del tiristore Th_2, attraverso il condensatore C_3 diventi in breve tempo negativo, per cui il tiristore Th_2 viene in ogni caso interdetto, anche quando avrebbe dovuto essere in conduzione. Ora la corrente fluisce continuamente attraverso la resistenza di carico R_l. Se il commutatore S viene commutato sul punto B, il tiristore Th_2 viene posto in conduzione come per il tiristore Th_1; quest'ultimo, inoltre, viene interdetto.

Il dimensionamento del circuito è il seguente: si è supposto che la necessaria corrente di comando sia di 150 mA (il che vale per una grande quantità di tipi di tiristori) e che deve durare circa 5 µs. Per questo è sufficiente una capacità di 150 nF (Fig. 12.19: C_1 e C_2) e una resistenza di 120 Ω (nella Fig. 12.19: R_1).

La scarica di una capacità di 150 nF può essere ottenuta in 18 ms attraverso una resistenza di 120 kΩ (nella Fig. 12.19: R_2 e R_3) ed entro questo tempo non si può commutare S, poiché, altrimenti, entrambi i tiristori potrebbero diventare conduttori.

Il tempo di ripristino (*turn off time*) di un tiristore può essere al massimo circa 20 µs. Pertanto il condensatore C_3 deve essere di capacità tale, che durante almeno questo tempo, la corrente I_1 possa scorrere attraverso il tiristore Th_2, poiché altrimenti il tiristore Th_1 non verrebbe interdetto. La costante di tempo — quindi il tempo necessario per la carica del condensatore C_3 — sia per esempio di 0,1 s; allora τ diventa

$$2 \times 10^{-6} \times R_4 = 0{,}1 \text{ s}$$

cioè

$$R_4 = 50 \text{ k}\Omega$$

In questo caso la corrente che attraversa la resistenza R_4 e il tiristore Th_2 non è maggiore di 8 mA, fintanto che l'intera tensione continua è minore o uguale a 400 V.

Poiché la corrente di mantenimento minima perché un tiristore conduca anche quando l'elettrodo di comando non è più positivo rispetto al catodo, è di 15 mA, il tiristore Th_2 smette di condurre dopo che ha adempiuto al suo compito (precisamente l'interdizione del tiristore Th_1). Per questo la potenza dissipata nella resistenza R_4 è trascurabile. I valori

$$C_3 = 2\ \mu\text{F} \qquad \text{e} \qquad R_4 = 50 \text{ k}\Omega$$

valgono soltanto per una resistenza di carico R_l più grande di 8,75 Ω e per una velocità di commutazione più elevata di 0,1 s; nel nostro caso

$$8{,}75 \times 2 \times 10^{-6} = 17{,}5\ \mu\text{s}\,.$$

In genere, i valori per C_3 ed R_4 possono venire calcolati con le seguenti due formule

$$C_3 \geqq \frac{17{,}5}{R_{Carico}} \cdot 10^{-6}$$

e

$$R_4 \geqq \frac{1}{f} \cdot \frac{R_{Carico}}{17{,}5} \cdot 10^{6}$$

f è la frequenza di commutazione. Le formule ci dicono che il valore della capacità C_3 è legato al carico e così pure che il valore della resistenza R_4 è legato al carico ed alla velocità, o frequenza, di commutazione. Pertanto è possibile che la resistenza R_4 debba diventare

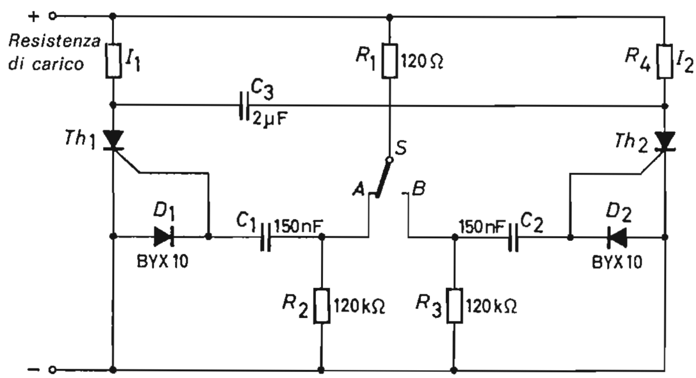


Figura 12.19. - Esempio di circuito per la commutazione di tensione continua con 2 tiristori.

così piccola, che il tiristore Th_2 rimane in conduzione e ciò anche dopo l'interdizione di Th_1, in modo che dalla sorgente viene sempre prelevata una piccola corrente, anche quando non scorre alcuna corrente di carico.

Comunque è importante il fatto che il dimensionamento di C_3 ed R_4 non dipende dal valore della tensione della sorgente di tensione.

Quale tiristore Th_2 può essere impiegato un tipo più piccolo e quindi più economico.

Se si vuole tuttavia commutare, mediante il commutatore S, la corrente continua su un secondo carico, si inserirà il secondo carico nel circuito al posto della resistenza R_4: in un caso del genere, i tiristori Th_1 e Th_2 devono essere comunque identici.

12.3. Metodo di progetto di circuiti logici.

A differenza di quanto abbiamo fatto per i circuiti d'ingresso e d'uscita ai circuiti logici (par. 12.2.), qui non possiamo offrire soluzioni in qualche modo specifiche per i singoli problemi circuitali. Esporremo piuttosto un metodo per la progettazione e realizzazione dei circuiti logici che, partendo dall'impostazione corretta del problema, porti sistematicamente ad una soluzione.

Il metodo suddetto consta di 5 fasi e precisamente:

a) traduzione completa del problema in uno schema;
b) stesura di una tabella di funzionamento;
c) formulazione di una o più equazioni algebriche di commutazioni;
d) semplificazione della o delle equazioni algebriche di commutazione;
e) formulazione della soluzione in uno schema logico funzionale.

Queste fasi verranno spiegate nei paragrafi seguenti, in base ad un esempio. Dobbiamo però porre in rilievo che le assunzioni relative all'esempio sono state fatte con criteri arbitrari: certamente si possono concepire altri tipi di assunzioni. Ovviamente si deve considerare questo esempio non una discussione su dati specifici reali, ma solo un'esercitazione esemplificativa.

12.3.1. Traduzione completa del problema in uno schema.

Il problema viene impostato attraverso uno schema, che quindi diventa il punto di partenza per passare al relativo circuito logico.

Come esempio si è considerata una pressa per estrusione diretta. Nella lavorazione delle materie plastiche in presse per estrusione diretta, occorre mantenere costante la temperatura nelle singole sezioni entro limiti ristretti.

Un ulteriore criterio può essere la pressione che si presenta di volta in volta. Viene supposto che siano rilevati i valori delle temperature rispettivamente d'entrata $°t_e$ e di uscita $°t_u$ e segnalati il superamento o il non superamento dei valori di soglia dati. Per le dette temperature, vengono fissate le variabili T_e e T_u. Il non superamento dei valori di soglia deve corrispondere allo stato logico L ed il superamento allo stato H. Alla pressione p da controllare, viene associata la variabile P. Lo stato L deve corrispondere alla pressione normale, lo stato H al superamento del valore di soglia. Anche in questo caso si suppone che la pressione venga controllata, per esempio, da un manometro ed il superamento del valore limite venga segnalato con la chiusura di un contatto. Da questi dati si determina anzitutto il seguente schema

Variabile	Indicazione	Contrassegno	Stato del segnale
T_e	Temp. di entrata	Valore di soglia non superato	L
		Valore di soglia superato	H
T_u	Temp. di uscita	Valore di soglia non superato	L
		Valore di soglia superato	H
P	Pressione	Normale (non critico)	L
		Valore di soglia superato	H

In questo modo si sono considerate le variabili di entrata; ma se un circuito deve essere « attivo » occorre che oltre a ricevere segnali, altri ne trasmetta.

Le variabili di uscita devono comandare il riscaldamento, il raffreddamento, il rifornimento del materiale e, per un dato stato di emergenza, devono produrre un segnale d'allarme. All'avviamento i valori di temperatura di entrata e di uscita non superano i valori di soglia, quindi deve essere inserito il riscaldamento. Contemporaneamente devono essere bloccati il raffreddamento ed il rifornimento del materiale. Durante il funzionamento a regime, viene sbloccato il rifornimento di materiali, dopo che la temperatura d'ingresso abbia superato per lo meno il suo valore di soglia.

Figura 12.20. - In base all'impostazione del problema si determina lo schema a blocchi, che è indipendente dalla composizione della rete logica che lo realizza.

In questo istante viene anche bloccato il riscaldamento, in quanto la temperatura di uscita viene senz'altro incrementata per mezzo del flusso del materiale. Se le due temperature hanno superato il loro valore di soglia viene inserito il raffreddamento. Se tuttavia la temperatura d'ingresso scende al di sotto del relativo valore di soglia, viene bloccato il raffreddamento ed inserito il riscaldamento. Il segnale di allarme viene azionato soltanto se e quando entrambe le temperature ed anche la pressione abbiano superato il loro valore di soglia. In tutti gli altri casi, al superamento del valore limite di pressione non va attribuita alcuna importanza. Fissando per il riscaldamento la variabile C, per il raffreddamento la variabile F, per il rifornimento del materiale la variabile M e per il segnale di allarme la variabile A, si determina un altro schema, che completa lo schema precedente delle variabili di entrata.

Il problema così impostato può in modo semplice e chiaro essere rappresentato in forma di blocco funzionale, come indica la Fig. 12.20. Entrambi gli schemi riportati in questo paragrafo sono « estesi », in quanto le possibili situazioni sono state tutte redatte, per così dire, « in chiaro ».

Naturalmente nella trattazione condotta nei paragrafi successivi subentra una certa « concentrazione ».

Variabile	Indicazione	Contrassegni	Stato del segnale
C	Riscaldamento	Inserito per $T_e = T_u = \mathrm{L}$ $T_e = \mathrm{L}$ e $T_u = \mathrm{H}$	H
		Bloccato per $T_e = T_u = \mathrm{H}$ $T_e = \mathrm{H}$ e $T_u = \mathrm{L}$ $T_e = T_u = P = \mathrm{H}$	L
F	Raffreddamento	Inserito per $T_e = T_u = \mathrm{H}$ $T_e = T_u = P = \mathrm{H}$	H
		Bloccato per $T_e = T_u = \mathrm{L}$ $T_e = \mathrm{H}$ e $T_u = \mathrm{L}$ $T_e = \mathrm{L}$ e $T_u = \mathrm{H}$	L
M	Rifornimento del materiale	Permesso per $T_e = \mathrm{H}$ e $T_u = \mathrm{L}$ $T_e = \mathrm{L}$ e $T_u = \mathrm{H}$ $T_e = T_u = \mathrm{H}$	H
		Bloccato per $T_e = T_u = \mathrm{L}$ $T_e = T_u = P = \mathrm{H}$	L
A	Segnale d'allarme	Scattato per $T_e = T_u = P = \mathrm{H}$	H
		In tutte le altre situazioni bloccato	L

12.3.2. Stesura di una tabella di funzionamento.

In base all'impostazione del problema riassunto in uno schema, nel par. 12.3.1., la stesura di una tabella di funzionamento non presenta alcuna difficoltà. Si registrano le variabili d'ingresso in modo che siano compresi tutti gli stati che si presentano. Inoltre vengono registrati le variabili d'uscita e notati tutti gli stati desiderati. Perciò si determinano le figure che seguono.

La prima e la quinta riga caratterizzano lo stato di « inizio funzionamento ». Le annotazioni aggiuntive (I) e (II) devono soltanto richiamare l'attenzione sul fatto che, eccettuata la variabile P, che compare una volta come P e una volta come $\overline{P}$, non vi è alcuna differenza fra le rispettive altre variabili. Altrettanto dicasi per le righe da 2 a 4 e da 6 a 7 che caratterizzano lo stato del « funzionamento a regime ».

Variabili d'ingresso			Variabili d'uscita				
T_e	T_u	P	C	F	M	A	
L	L	L	H	L	L	L	Stato di inizio funzion. (I)
H	L	L	L	L	H	L	Stato di funz. a regime (I)
L	H	L	H	L	H	L	
H	H	L	L	H	H	L	
L	L	H	H	L	L	L	Stato di inizio funz. (II)
H	L	H	L	L	H	L	Stato di funz. a regime (II)
L	H	H	H	L	H	L	
H	H	H	L	H	L	H	Stato di emergenza

Con ciò si è preparata la successiva formulazione delle equazioni algebriche di commutazione (par. 12.3.3.).

12.3.3. Formulazione delle equazioni algebriche di commutazione.

In base alla tabella di funzionamento riportata nel par. 12.3.2., possono senz'altro essere formulate le equazioni algebriche di commutazione. Bisogna quindi procedere in modo che vengano trascritte le condizioni per gli stati H delle variabili di uscita, annotando le variabili d'ingresso in stato H nella loro forma normale e quelle in stato L con la loro forma negata. Se questo può portare un certo vantaggio, si possono trascrivere anche le condizioni per gli stati L delle variabili di uscita. A questo proposito occorre osservare attentamente le variabili d'uscita, nei casi in cui siano invertite. (Questo viene praticato per la variabile d'uscita M, che appare dapprima come $\overline{M}$). In particolare si ricavano le seguenti equazioni

$$C = (\overline{T}_e \wedge \overline{T}_u \wedge \overline{P}) \vee (\overline{T}_e \wedge T_u \wedge \overline{P}) \vee (\overline{T}_e \wedge \overline{T}_u \wedge P) \vee$$
$$\vee (\overline{T}_e \wedge T_u \wedge P)$$

$$F = (T_e \wedge T_u \wedge \overline{P}) \vee (T_e \wedge T_u \wedge P)$$

$$\overline{M} = (\overline{T}_e \wedge \overline{T}_u \wedge \overline{P}) \vee (\overline{T}_e \wedge \overline{T}_u \wedge P) \vee (T_e \wedge T_u \wedge P)$$

$$A = (T_e \wedge T_u \wedge P)$$

Sarebbe poco utile, in base alle equazioni ora trovate, voler già realizzare uno schema logico funzionale poiché le equazioni devono ancora essere, per quanto possibile, semplificate, per poter minimizzare il « costo dei componenti ».

12.3.4. Semplificazione delle equazioni algebriche di commutazione.

Come è stato già chiarito nel paragrafo 12.3.3., le equazioni algebriche di commutazione ivi ottenute devono, per quanto possibile, venire semplificate, per mantenere al minimo il numero di circuiti da impiegare.

Sono un indipensabile ausilio a questo scopo, le regole di calcolo dell'algebra di commutazione trattate al paragrafo 2.3.

Per questa semplificazione si acquisterà naturalmente con il tempo una certa pratica. Dopo la relativa semplificazione, il cui procedimento non deve essere ulteriormente considerato in questa trattazione, in quanto ogni equazione algebrica di commutazione rappresenta qualcosa di diverso e non potrebbe quindi servire da modello valido per tutti i casi, si ricava lo specchio seguente:

$$\overline{C} = T_e$$
$$F = T_e \wedge T_u$$
$$\overline{M} = (\overline{T}_e \wedge \overline{T}_u) \vee (T_e \wedge T_u \wedge P)$$
$$A = T_e \wedge T_u \wedge P$$

Ora è chiaro che, nell'equazione $\overline{M} = (\overline{T}_e \ldots \overline{T}_u$, ecc.), uno dei due termini è perfettamente identico ad A, mentre per la stessa A non è assolutamente possibile procedere ad un'ulteriore semplificazione. Di conseguenza

$$\overline{M} = (\overline{T}_e \wedge \overline{T}_u) \vee A$$

cioè:

$$M = \overline{(\overline{T}_e \wedge \overline{T}_u) \vee A}$$

12.3.5. Formulazione della soluzione in uno schema logico funzionale.

Le equazioni algebriche di commutazione semplificate, trovate nel par. 12.3.4., costituiscono il punto di partenza di uno schema funzionale. La Fig. 12.21 mostra il risultato. Naturalmente si può scegliere fra l'impiego della tecnica NOR oppure NAND (par. 5.3.2.).

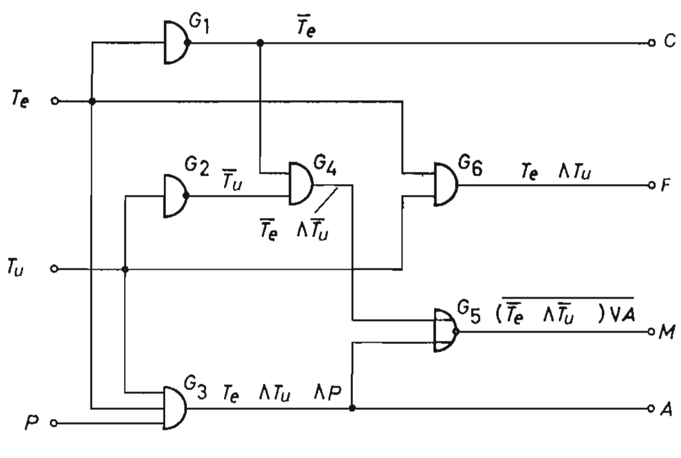


Figura 12.21. - Schema funzionale della rete di logica di Fig. 12.20. Gli elementi G_1 e G_2 possono essere elementi *NOT*, *NAND* oppure *NOR* e l'elemento G_5 può anche essere costituito da un elemento *OR* seguito da un elemento *NOT*.

Altre varianti a questo circuito riguardo all'ulteriore elaborazione del segnale, vengono lasciate al lettore, conformemente allo scopo da raggiungere.

12.3.6. Sommario.

Si è indicato, in base ai precedenti paragrafi, come si può giungere, con l'ausilio di un metodo sistematico, alla formulazione di circuiti logici adatti a risolvere uno specifico problema. L'esempio riportato non è forse troppo complesso per mettere in luce le fasi singole non abbastanza chiare. In sostanza però, per la realizzazione di circuiti logici, si può comunque procedere in modo analogo. Con circuiti sperimentali empirici, nella maggior parte dei casi e, se non si dispone di sufficiente pratica, in particolare, si giunge al risultato meno velocemente oppure non vi si giunge affatto.

Occorre comunque ribadire che, nella realizzazione dei circuiti logici, è necessario, per ottenere il risultato cercato, non avvalersi di mezzi empirici, ma di uno studio accurato.

12.3.6. Sommario.

Si è indicato, in base ai precedenti paragrafi, come si può giungere, con l'ausilio di un metodo sistematico, alla formulazione di circuiti logici adatti a risolvere uno specifico problema. L'esempio riportato non è forse troppo complesso per mettere in luce le fasi singole non abbastanza chiare. In sostanza però, per la realizzazione di circuiti logici, si può comunque procedere in modo analogo. Con circuiti sperimentali empirici, nella maggior parte dei casi e, se non si dispone di sufficiente pratica, in particolare, si giunge al risultato meno velocemente oppure non vi si giunge affatto.

Occorre comunque ribadire che, nella realizzazione dei circuiti logici, è necessario, per ottenere il risultato cercato, non avvalersi di mezzi empirici, ma di uno studio accurato.

Edizioni C. E. L. I.
BOLOGNA

Prezzo di vendita L. 7.000
(6 603)