

Giacomo Torzo

**CAPIRE E SPERIMENTARE
GLI AMPLIFICATORI
OPERAZIONALI**

Un approccio sperimentale all'elettronica analogica
con una introduzione ai circuiti integrati digitali
e ai trasduttori di grandezze fisiche

www.labtrek.it

Edizione 2009



www.labtrek.it

Indice

Come usare questo libro	1
1. Cenni introduttivi	
1.1. Segnali di tensione e corrente	5
1.2. Resistenze, condensatori, induttanze, generatori	5
1.3. Linearità, sovrapposizione, principi di Kirchhoff	7
2. L'amplificatore operazionale	
2.1. Considerazioni generali e definizioni	9
L'operazionale come elemento di circuito	
3.1. Amplificatore invertente	15
3.2. Amplificatore non invertente	16
3.3. Inseguitore	17
3.4. L'amplificatore differenziale	17
3.5. Sommatore invertente	19
3.6. Sommatore non invertente	19
3.7. Effetto delle correnti di polarizzazione e dello sbilanciamento	20
3.8. Retroazione. Effetto dell'amplificazione finita	21
3.9. Impedenze di ingresso e di uscita per gli operazionali reali ad anello chiuso	22
4. Alcuni esempi di amplificatori	
4.1. Differenziale con guadagno variabile	27
4.2. Differenziale con regolazione lineare di guadagno	28
4.3. Differenziale con guadagno variabile ed elevata Z_{in}	30
4.4. Differenziale con tre operazionali	32
4.5. Amplificatore a guadagno variabile linearmente da $-K$ a $+K$	33
5. Generatori di tensione di riferimento	
5.1. Regolatori con zener nel ramo di retroazione	36
5.2. Regolatore di tensione duale	37
6. Convertitori tensione corrente	
6.1. Carico fluttuante	39
6.2. Carico e comando riferiti a massa con alimentazione fluttuante	40
6.3. Carico verso massa con comando fluttuante	40
6.4. Carico, segnale di comando e alimentazione riferiti a massa	41
6.5. Carico, segnale e alimentazione riferiti a massa, con due AO	42
6.6. Generatore di corrente con comando potenziometrico	44
7. Circuiti non lineari	
7.1. Raddrizzatore ideale a mezz'onda	46
7.2. Raddrizzatore ideale a onda intera	48
7.3. Rivelatore di tensione di picco	51
7.4. Amplificatore logaritmico ed esponenziale	52
8. Filtri attivi	
8.1. Integratore	57
8.2. Derivatore	58
8.3. I filtri a reazione multipla	60

8.4. Fattore di merito e fattore di smorzamento	63
8.5. I filtri VCVS	66
8.6. I filtri a variabile di stato	67
8.7. Un semplice filtro arresta-banda	69
8.8. Il convertitore di impedenza	70
8.9. Giratore.....	71
8.10. Moltiplicatore di capacità.....	73
8.11. I filtri attivi integrati.....	75
9. Circuiti a scatto	
9.1. Il comparatore	76
9.2. Comparatore con isteresi	79
9.3. Il multivibratore astabile bipolare	81
9.4. Multivibratore astabile unipolare	83
10. Auto-oscillazione	
10.1. Considerazioni generali	85
10.2. Oscillatore sinusoidale a ponte di Wien	86
10.3. Sfasatore	88
10.4. Oscillatore con doppio sfasatore	89
10.5. Sfasatore a $\pi/2$	90
10.6. Oscillatore a doppio integratore	90
10.7. Oscillatore a sfasamento	91
10.8. Generatore di onda quadra e triangolare	92
10.9. Un secondo generatore di onda quadra e triangolare	93
10.10. Generatore di onde quadre e triangolari in quadratura	95
10.11. Convertitore tensione/frequenza	95
10.12. Convertitore frequenza/tensione	96
11. Rivelatori a sensibilità di fase o lock-in	
11.1. Principio di funzionamento	99
11.2. Agganciamento ad onda quadra	101
11.3. Filtro sincrono	104
12. Cenni di elettronica digitale	
12.1. Circuiti logici	106
12.2. Circuiti bistabili	111
12.3. Flip-flop sincronizzati	113
12.4. Circuiti monostabili	116
12.5. Circuiti astabili	118
12.6. Monostabile con linea di ritardo	120
12.7. Generatori di ritardo	121
13. Alcuni circuiti integrati particolari	
13.1. Il timer	122
13.2. I generatori di tensione di riferimento integrati	129
13.3. Gli interruttori analogici	131
14. Trasduttori e tecniche di interfacciamento	
14.1. Sensori di temperatura	133
14.2. Sensori di forza	141
14.3. Sensori di luce	144

15. Alcune considerazioni sull'operazionale con doppia reazione	151
16. Guida agli esperimenti	
16.1. Qualche suggerimento preliminare	155
16.2. Esercizi e prove pratiche	158
Appendice A	
A.1. Il diodo	175
A.2. Il diodo Zener	178
A.3. Il transistor : alcune definizioni	180
A.4. Configurazione ad emettitore comune	182
A.5. Configurazione a collettore comune	185
A.6. Transistor a effetto di campo	187
A.7. SCR e TRIAC	189
Appendice B	
B.1. Numeri complessi	191
B.2. Tensioni e correnti sinusoidali in rappresentazione complessa	191
B.3. Impedenza complessa	192
B.4. Funzione di trasferimento	193
B.5. Diagramma di Bode	193
B.6. Trasformata di Laplace	195
Appendice C	
C.1. Resistenze	200
C.2. Potenzimetri e reostati	202
C.3. Condensatori	203
C.4. Induttanze	205
C.5. Diodi	206
C.6. Contattiera per circuiti integrati	207
Appendice D	
D.1. Elenco dei principali produttori di operazionali	209
D.2. Piedinature e caratteristiche di alcuni Amplificatori Operazionali	210
D.3. Comparatori	215
D.4. Elenco delle principali porte logiche TTL e CMOS	216
Bibliografia	217



www.labtrek.it



www.labtrek.it

Prefazione

La conoscenza dell'elettronica integrata è oggi uno strumento indispensabile in un numero sempre maggiore di discipline scientifiche. Tuttavia il primo contatto con questo prezioso strumento risulta spesso piuttosto traumatico. Esistono infatti numerosi libri di testo che offrono modelli sofisticati e potenti per l'analisi di dispositivi e circuiti, ma che richiedono al lettore uno sforzo notevole prima che egli si possa impadronire degli elementi indispensabili a produrre un risultato apprezzabile. In altre parole, il rapporto costi/benefici diventa favorevole solo quando si sia investito nello studio molto tempo e fatica.

Ad esempio spesso i libri di elettronica iniziano con una difficile e lunga introduzione su diodo e transistor (che di solito scoraggia il lettore) motivata per lo più dal fatto che questi sono i componenti attivi elementari di ogni circuito elettronico. Ma se è vero che ogni dispositivo integrato contiene transistor, non è altrettanto vero che sia necessario conoscerne il funzionamento per capire come funziona il dispositivo in oggetto. E quasi sempre è molto più facile imparare ad usare l'integrato piuttosto che il transistor.

Qui si è cercato di evitare al lettore questa difficoltà, rovesciando l'impostazione tradizionale, partendo direttamente dalla analisi dei dispositivi, e fornendo solo in appendice una trattazione molto semplificata del transistor, dato che prima o poi si incontrerà la necessità di usare, in casi particolari, anche il transistor.

Questo libro insomma si propone come aiuto per facilitare il primo passo, soprattutto a chi non ha scelto l'elettronica come oggetto principale del proprio studio, ed offre le basi minime per un eventuale successivo approfondimento dei vari argomenti.

L'impostazione scelta è di proporre, ovunque possibile, esempi di costruzione di circuiti, dapprima elementari, e via via più complessi, che dovrebbero guidare il momento essenziale della sperimentazione in laboratorio. Il lettore si accorgerà presto del fatto che l'elettronica è un'arte che va appresa sul campo. Questa impostazione, collaudata anche in alcuni anni di insegnamento in corsi di laboratorio per Laurea in Fisica e in Scienze dei Materiali presso l'Università di Padova, si è dimostrata valida in particolare per lo studio dell'elettronica analogica.

Buona parte dell'elettronica analogica moderna è costituita da amplificatori operazionali (la ragione sta nel fatto che questi sono dispositivi molto versatili, di basso costo e assai facili da usare) e questo libro verte perciò prevalentemente sullo studio degli operazionali e delle loro numerose applicazioni.

Poiché quasi tutti i manuali ed i fogli descrittivi dei dispositivi elettronici sono scritti in lingua inglese, si è fatto largo uso anche qui dei termini standardizzati inglesi, dopo averli introdotti accanto alla traduzione italiana: il testo così guadagna in semplicità e rapidità: per fare un esempio, si è preferito usare il più stringato *Input Offset Voltage* all'italiano *Tensione Differenziale di Sbilanciamento Riferita all'Ingresso*.

Partendo dalla convinzione che sia più facile familiarizzarsi con questa disciplina usando un approccio sperimentale piuttosto che teorico, si è privilegiata la trattazione di esempi pratici piuttosto che di modelli matematici. Lo strumento matematico qui indispensabile è infatti solo l'algebra elementare: una conoscenza sommaria di derivata, integrale e di

numeri complessi può bastare. Come utile richiamo sono stati riportati in una appendice alcuni cenni sull'uso dei numeri complessi e della trasformata di Laplace, notazione indispensabile per una trattazione agile e compatta dei filtri.

Una delle difficoltà maggiori incontrate dal principiante quando affronta un tradizionale testo di elettronica, è la trattazione della fisica dei semiconduttori (concetto di portatori di carica positivi, spiegazione delle caratteristiche tensione-corrente della giunzione p-n...), che viene spesso posta alla base di tutte le discussioni successive dei dispositivi pratici. Qui si è preferito invece definire, senza giustificarle affatto, le proprietà dei dispositivi a semiconduttore, rimandando a testi citati in bibliografia per una descrizione dettagliata di modelli fisici che spiegano tali caratteristiche in modo soddisfacente. Ciò non toglie rigore e solidità alla analisi dei circuiti elettronici che qui vengono discussi (al lettore si chiede solo di accettare come dato sperimentale alcune proprietà elementari che verranno continuamente utilizzate nella successiva trattazione) e nello stesso tempo permette una acquisizione assai più rapida degli elementi fondamentali per l'uso pratico dei dispositivi. Naturalmente questo approccio di tipo operativo lascerà molte curiosità ed insoddisfazioni al lettore più esigente, al quale vengono suggeriti, in una *bibliografia ragionata*, testi specialistici nei confronti dei quali questo libro potrà diventare una utile introduzione.

L'ambizione del presente lavoro, tuttavia, è di riuscire ad essere un testo sufficiente da solo, senza altra integrazione che la sperimentazione con i dispositivi reali, a fornire una discreta familiarità con l'elettronica moderna. Per questo motivo si è cercato di ridurre al massimo la preparazione di base necessaria, aggiungendo all'inizio poche pagine dedicate ai lettori non iniziati, con nozioni elementari che parranno scontate ai più, così da farne un testo adattabile a diverse esigenze. Lo scopo è insomma di mettere in grado chiunque di capire, senza troppe difficoltà, la maggior parte dei circuiti costituiti da operazionali e da porte logiche, ed anche di cimentarsi nella vera e propria progettazione.

Per questa ragione si è fornita nell'ultima appendice una panoramica dei *componenti passivi* e degli schemi più comuni di *piedinatura* di varie classi di integrati, che aiuteranno ad orientarsi in un mondo, apparentemente complicato, ma si scoprirà essere in fondo abbastanza semplice quando si posseggano le elementari chiavi di lettura.

La presente edizione è una versione emendata degli errori tipografici e delle sviste rilevate nella edizione originale (Ed. Decibel-Zanichelli, 1991), ma non aggiornata ai numerosi dispositivi comparsi sul mercato nel decennio trascorso dalla prima stesura di questo testo. Ringrazio gli studenti e tutti gli altri lettori che mi hanno gentilmente segnalato gli errori nel corso di questi anni

GIACOMO TORZO

Padova , 2009



www.labtrek.it

Come usare questo libro

Questo libro può essere utile anche solo come *guida teorica* alla comprensione delle svariate applicazioni dei circuiti integrati analogici e digitali, ma può essere meglio utilizzato (e per questo è stato scritto) come *guida pratica alla sperimentazione elettronica*.

Il primo capitolo è solo una raccolta di definizioni e regole elementari che verranno date per scontate nel seguito. Esso risulterà probabilmente superfluo ad alcuni ed insufficiente ad altri: questi ultimi potranno scegliere di assumere tali punti di partenza come assiomi o di approfondire la loro trattazione su altri testi, e in entrambi i casi il lettore sarà incoraggiato dalla considerazione che gli elementi indispensabili per affrontare questo libro non sono poi molti.

Si consiglia di affrontare i vari capitoli nell'ordine in cui sono proposti. Alla lettura preliminare dei capitoli 2 e 3 è opportuno far seguire le prime prove pratiche di laboratorio sui circuiti più semplici. Una traccia per la sperimentazione è fornita nel capitolo 16, ove sono suggeriti caso per caso valori appropriati per i componenti ed alcune metodologie di misura. La scelta di raccogliere gli esercizi in un capitolo a parte consente di mantenere nel testo una trattazione molto generale dei circuiti, senza distrarre il lettore con particolari inessenziali.

I capitoli successivi (4-13) sono organizzati in modo da fornire esempi di circuiti raggruppati per funzione, suggerendo una sperimentazione abbastanza esauriente con l'uso di una gamma ristretta di componenti, essenzialmente operazionali e comparatori.

Singoli capitoli sono dedicati ad amplificatori (4), a derivatori, a generatori di tensione (5) e di corrente (6), a circuiti non-lineari (7), integratori e filtri (8), a comparatori e impulsatori (9), ad oscillatori (10). Un capitolo (11) è poi dedicato ad una applicazione specifica, il *lock-in*, che permette di dare un esempio di come si possa con facilità costruire con pochi integrati uno strumento, utilissimo per la rivelazione di segnali deboli, che di solito è invece considerato un dispositivo piuttosto sofisticato.

La comprensione dell'uso degli operazionali *fuori zona lineare*, cioè nei circuiti a scatto, costituisce una buona base di partenza per lo studio della moderna elettronica digitale. A questa è dedicato il capitolo 12, con carattere introduttivo, in cui si è cercato di raccogliere i pochi elementi indispensabili (porte logiche, flip-flop, astabili) che sono essenziali alla comprensione della maggior parte dei circuiti digitali.

Il capitolo 13 descrive sinteticamente i principi di funzionamento e le caratteristiche di alcuni altri integrati di largo uso (timers, generatori di tensione integrati e interruttori analogici) che non sono compresi nelle precedenti categorie di operazionali e circuiti digitali.

A questo punto il lettore, che avrà provato a costruire e a far funzionare almeno alcuni dei

circuiti spiegati in ogni capitolo, potrà sentirsi in grado di affrontare senza troppe difficoltà qualche prova di interfacciamento di trasduttori di grandezze fisiche, uscendo dal mondo un po' astratto dell'elettronica pura, per affacciarsi al vero e proprio laboratorio di fisica.

L'elettronica infatti non è solo l'arte della generazione e trasformazione di segnali elettrici: lo sviluppo di una miriade di sensori ha ormai reso possibile tradurre in segnale elettrico qualsiasi variazione di parametro fisico. Il capitolo 14 è quindi dedicato ai trasduttori: anche qui, data la vastità dell'argomento, si è cercato di individuare solo alcuni esempi significativi adatti ad illustrare le tecniche moderne di rilevazione e controllo di temperatura, pressione e luce.

Il libro si conclude nel capitolo 15 con alcune semplici considerazioni sugli amplificatori con doppia reazione (positiva e negativa), argomento, che pur essendo molto importante, non è mai trattato nei testi introduttivi, se non in modo astratto ed estremamente semplificato, per la difficoltà di proporre un quadro sistematico senza usare matematica molto complessa. Qui si è scelto invece di dare alcuni esempi concreti che consentono di spiegare, almeno in modo qualitativo, quali sono i *limiti* di un metodo di analisi che spesso viene passato per valido in ogni caso.

L'appendice A è stata scritta nella speranza di riuscire a ridurre il senso di sgomento che di solito pervade il principiante posto di fronte ad un circuito che comprenda anche transistori, FET, MOSFET, SCR, TRIAC. Essa non è certamente sufficiente a dare al lettore una solida base per la progettazione con questi dispositivi, ma dovrebbe bastare a dare almeno uno schema pratico per la comprensione della grande maggioranza di tali circuiti.

L'appendice B, frequentemente richiamata in vari capitoli, è sostanzialmente una sintetica raccolta di elementi di calcolo necessari, che si è preferito riunire in una appendice anziché inserire nel testo, per renderne più facile la consultazione a chi ne senta la necessità, e per non appesantire la lettura del lettore più esperto.

Le appendici C e D dovrebbero essere utilizzate al momento della scelta dei componenti passivi ed attivi. Sono qui riassunti dati ed informazioni importanti che di solito si trovano sparsi qua e là in molti testi, e che per questo sono spesso difficili da reperire. Una rapida, anche superficiale, lettura dell'appendice C, preliminare al montaggio dei primi circuiti, sarà utile soprattutto a chi non ha mai preso in mano un saldatore.

Il percorso qui suggerito dovrebbe semplificare il lavoro e dare un quadro organico degli argomenti trattati: il lettore più impaziente tuttavia potrebbe saltare, in prima lettura, i paragrafi 3.7- 3.9 , 8.5- 8.11 e il capitolo 13 senza vanificare il criterio di propedeuticità e di gradualità dell'apprendimento che ha guidato l'organizzazione di questo libro.

1. Cenni introduttivi

Questo breve capitolo è rivolto essenzialmente a chi non ha mai affrontato lo studio di un circuito elettrico, e può essere tranquillamente tralasciato da chiunque abbia già un'idea di che cos'è una rete composta di generatori di tensione, generatori di corrente, resistenze, capacità e induttanze¹. Si tratta infatti di una semplice raccolta di definizioni e di regole utili nella analisi di ogni circuito elettronico, e che saranno continuamente impiegate nei capitoli successivi.

1.1. Segnali di tensione e corrente

Una qualsiasi variabile fisica può essere usata per trasmettere informazione, cioè come segnale. Un segnale può essere di tipo *analogico* o *digitale*. Nel primo caso si ha una variazione continua nel tempo della grandezza fisica, nel secondo caso tale grandezza può assumere nel tempo solo valori discreti (di solito due): ad esempio, in qualsiasi unità di misura, valore ZERO (detto anche valore NO, o SPENTO, o livello BASSO), e valore UNO (SÌ, o ACCESO, o livello ALTO).

In particolare, in elettronica si considerano due tipi di segnali: di *tensione* (V) e di *corrente* (I). L'intensità di corrente elettrica (unità: ampere = A) è una misura del flusso di cariche per unità di tempo t da un punto ad un altro del circuito, e la tensione (unità: volt = V) è una misura della *differenza* di potenziale elettrico tra due punti del circuito.

Le cariche elettriche (q) si assumono, per convenzione, essere *positive* e si muovono pertanto da punti con potenziale maggiore a punti con potenziale minore. In realtà esse possono essere dei due segni: negative (elettroni nei normali conduttori e nei semiconduttori) e positive (lacune nei semiconduttori). Questa convenzione assegna quindi anche il *verso convenzionale* della corrente.

1.2. Resistenze, condensatori, induttanze, generatori

Una *resistenza* è un conduttore che connette due punti (A e B) di un circuito in cui i valori della tensione V_{AB} ai capi (= differenza tra i potenziali elettrici V_A e V_B) e la corrente I sono legati dalla relazione lineare² $V_{AB} = RI$, ove R è una costante positiva, detta appunto valore della resistenza (unità: ohm, o più brevemente Ω). La resistenza di un conduttore cilindrico omogeneo è legata alla resistività ρ del materiale dalla relazione $R = \rho/l/S$, ove l

¹ Per uno studio un po' più approfondito può essere utile leggere ad esempio: *Elettricità* di A. Shure, o *Electronic Circuits and Applications* di S. Senturia e B. Wedlock (Cap. 2).

è la lunghezza e S la sezione.

Ad ogni conduttore è associata una resistenza, tuttavia per semplificare le cose i fili di rame che connettono vari punti di un circuito, data la piccola resistività del rame, possono venire considerati privi di resistenza assumendo che tutta la resistenza sia concentrata nei componenti passivi, costruiti con materiali che hanno ρ elevata o piccolo rapporto S/l , detti appunto resistenze.

Un generatore *ideale* di tensione è un dispositivo *attivo*, a due terminali AB, che genera una differenza di potenziale ($V_{AB}=V_0$, detta anche forza elettromotrice) indipendente dalla corrente che lo attraversa. Una sorgente di tensione *reale* (costante: batteria, o variabile: oscillatore, impulsatore, rumore elettrico ...) invece include sempre tra i due terminali una resistenza elettrica R_i , detta appunto *resistenza interna della sorgente*: $V_{AB}=V_0 - R_i I$. Analogamente un generatore ideale di corrente è un dispositivo che può erogare una corrente indipendente dalla tensione ai capi.

Un *condensatore* è un elemento passivo a due terminali, costituito da due elettrodi affacciati, e separati da uno strato isolante, in cui la tensione ai capi è definita dalla relazione $V_c = q/C$, ove q è la carica³ accumulata sugli elettrodi e C è una costante detta appunto capacità (unità: farad = F). Anche qui si può notare che i fili che connettono i vari elementi di un circuito possono essere visti come elettrodi separati da un isolante, e pertanto costituiscono dei condensatori distribuiti su tutta la rete. Dato il piccolo valore che normalmente assumono queste capacità (parassite) esse vengono trascurate, e tutta la capacità viene considerata concentrata⁴ nei soli condensatori.

Quando si cambia la carica di un condensatore tramite una corrente $I = \partial q / \partial t$ che fluisce da un elettrodo all'altro, dalla definizione di capacità, si deduce $I = C \partial V_c / \partial t$, cioè la corrente di carica di un condensatore è pari al prodotto della capacità per la derivata temporale della tensione ai capi.

Una *induttanza* è un elemento passivo a due terminali, costituito essenzialmente da un conduttore avvolto a spirale (bobina), in cui la tensione ai capi è proporzionale alla derivata della corrente che lo attraversa: $V_L = L \partial I / \partial t$. La costante L è appunto il valore

² Tale relazione, che trova spiegazione in modelli di interazione tra i portatori di carica e il materiale conduttore, è detta legge di Ohm.

³ La carica q è uguale in valore, e di segno opposto sui due elettrodi. Per una descrizione di vari tipi di condensatori si veda l'appendice C.3.

⁴ Questo modo di analizzare i circuiti è detta *modello a costanti concentrate*, modello che in qualche caso smette di essere una buona approssimazione, ad esempio nelle linee di trasmissione per segnali ad alta frequenza.

dell'induttanza (unità: henry = H)⁵, e misura l'efficienza di tale elemento nel produrre un campo magnetico quando esso è percorso da corrente. Si può anche dire che l'impedenza induttiva di un ramo è proporzionale alla riluttanza esibita da quel ramo a variare l'intensità di corrente che lo percorre: essa è perciò nulla per segnali a frequenza zero (corrente continua).

I simboli di resistenze, capacità e induttanze sono dati in figura 1.1. Alcune caratteristiche delle resistenze, capacità ed induttanze reali sono riportate in appendice.

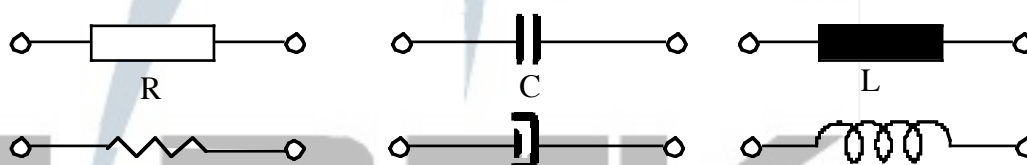


Figura 1.1

1.3. Linearità, sovrapposizione, principi di Kirchhoff

Si dice che un circuito (*rete*) è composto di elementi lineari se vale per ogni ramo una relazione lineare tra tensione e corrente⁶. È facile vedere che resistenze, capacità e induttanze sono elementi lineari.

In ogni rete composta di elementi lineari vale il *principio di sovrapposizione*. Esso stabilisce che l'effetto di più segnali in ogni ramo è ricavabile sommando i singoli effetti prodotti in quel ramo da ogni segnale preso separatamente (ovvero azzerando i rimanenti generatori).

Nelle reti lineari valgono le seguenti regole, dette *principi di Kirchhoff*

1) la somma algebrica di tutte le *tensioni* in ogni singola *maglia*⁷ è nulla;

2) la somma algebrica di tutte le *correnti* entranti in ogni singolo *nodo* è nulla.

La prima è detta anche KVL (o Kirchhoff Voltage Law), la seconda KCL (o Kirchhoff Current Law). Con queste regole, e con la legge di Ohm, è immediato ricavare come si combinano resistenze, capacità e induttanze in una rete (figura 1.2).

⁵ Il significato fisico dell'induttanza è derivabile dalla legge di Faraday che dà la forza elettromotrice indotta in una spira percorsa da corrente in funzione della variazione del flusso magnetico concatenato alla spira: a chi risultasse oscura la legge di Faraday può forse essere d'aiuto l'analogia meccanica che fa corrispondere alla corrente elettrica la velocità di un corpo, alla tensione indotta la forza di inerzia, e alla induttanza la massa del corpo.

⁶ Una relazione $y=f(x)$, che lega il parametro y al parametro x , è lineare se per ogni coppia x_1, x_2 vale $f(x_1+x_2) = f(x_1) + f(x_2)$.

⁷ Un nodo è un punto della rete a cui sono connessi due o più rami, e una maglia è un percorso chiuso che partendo da un nodo, vi ritorna senza attraversare lo stesso ramo più di una volta.

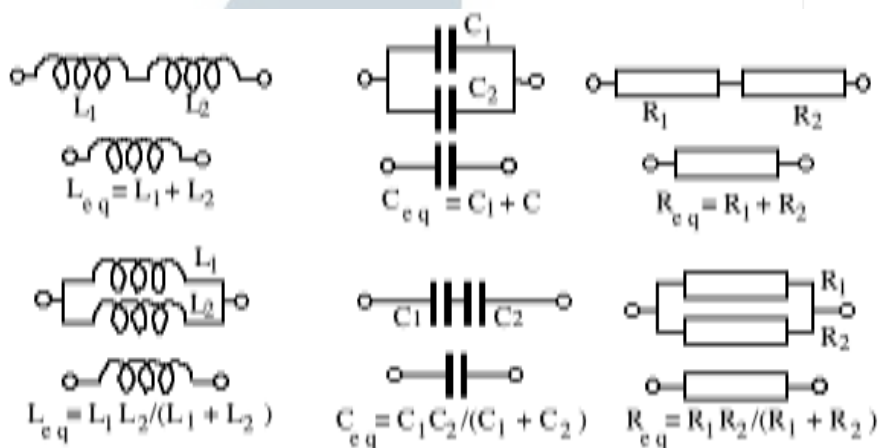


Figura 1.2

Due resistenze R_1, R_2 [o induttanze L_1, L_2] poste in *serie* equivalgono ad una resistenza R_{eq} [o induttanza L_{eq}] il cui valore è la somma dei due valori $R_{eq} = R_1 + R_2$ [$L_{eq} = L_1 + L_2$]. Invece la resistenza R_{eq} [ovvero L_{eq}], equivalente a due resistenze R_1, R_2 [ovvero L_1, L_2] in *parallelo*, vale $R_{eq} (R_1 \parallel R_2) = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ [ovvero $L_{eq} = L_1 L_2 / (L_1 + L_2)$]⁸. Il simbolo grafico \parallel è frequentemente usato per indicare la composizione in parallelo di due elementi.

Due capacità poste in *parallelo* equivalgono ad una capacità il cui valore è la somma dei due valori $C_{eq} (C_1 \parallel C_2) = C_1 + C_2$, mentre due capacità C_1, C_2 in *serie* equivalgono ad una capacità il cui valore è $C_{eq} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$.

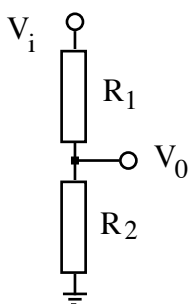


Figura 1.3

Un'operazione che si esegue molto spesso è il calcolo della ripartizione di una tensione su due elementi posti in serie. Consideriamo ad esempio la figura 1.3 in cui è tracciato un *partitore resistivo*, e le tensioni sono riferite al potenziale di massa. La stessa corrente I attraversa i due rami R_1 e R_2 in serie. La legge di Ohm ci fornisce allora: $V_i = I(R_1 + R_2)$ e $V_0 = IR_2$. Quindi, eliminando I , $V_0 = V_i R_2 / (R_1 + R_2) = \beta V_i$, ove β è detta frazione di partizione del segnale V_i .

⁸ Queste relazioni valgono solo se le due induttanze non sono interagenti, cioè se la mutua induttanza M è zero; ciò avviene se il campo magnetico concatenato con una induttanza non è concatenato con l'altra. In caso contrario si deve tener conto di M , come ad esempio per le induttanze del primario e secondario in un trasformatore.

2. L'amplificatore operazionale

Buona parte dei circuiti elettronici moderni è costituita da componenti *integrati*, composti ciascuno da numerosi elementi attivi e passivi miniaturizzati, e nei circuiti analogici questi integrati sono quasi tutti amplificatori operazionali. Capire il funzionamento degli operazionali è possibile senza entrare nei dettagli costruttivi e senza descriverne la struttura interna. Essi possono essere considerati come *scatole nere*, ovvero come oggetti caratterizzati esclusivamente dalle loro proprietà funzionali, cioè dalle correlazioni che essi stabiliscono tra segnali di ingresso e di uscita.

2.1. Considerazioni generali e definizioni

L'amplificatore operazionale⁹ (AO) è un circuito integrato, costituito da una rete di resistenze, capacità, diodi e transistori incapsulati in un unico contenitore di piccole dimensioni¹⁰, di plastica o di metallo, che viene collegato normalmente al circuito di utilizzo mediante una zoccolatura a pressione (Figura 2.1).

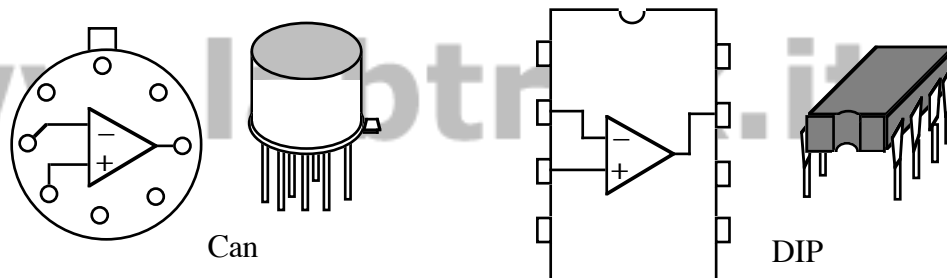


Figura 2.1

L'AO può essere definito funzionalmente come un *amplificatore differenziale*, cioè un dispositivo attivo a tre terminali¹¹ che genera al terminale di uscita una tensione proporzionale alla differenza tra le tensioni fornite ai due terminali di ingresso. Le tensioni vanno sempre riferite ad un potenziale comune, detto potenziale di terra o massa. Il rapporto tra la tensione in uscita e la differenza tra le tensioni in ingresso è detto

⁹ Il nome Amplificatore Operazionale è stato coniato da coloro che si occupavano di calcolatori elettronici *analogici*. Tali calcolatori, ormai superati dai calcolatori *digitali*, più rapidi e precisi, utilizzavano questi dispositivi reazionati in modo da eseguire, su segnali di tensione, *operazioni* somma, prodotto, divisione, integrazione, differenziazione...

¹⁰ La zoccolatura è generalmente a geometria circolare nei modelli a contenitore metallico (*Can*), e in doppia fila in quelli plastici (*Dual-In-Line Plastic = DIP*). Per ulteriori informazioni sulla piedinatura si veda l'appendice D.

¹¹ Esistono, anche se sono più raramente usati, AO con uscita differenziale.

guadagno differenziale ad anello aperto A_d . Il valore di A_d per tensioni continue, e per segnali a bassa frequenza ($f < f_0 \approx 100 \text{ Hz}$) è molto elevato ($A_d \approx 10^5$).

Il simbolo grafico comunemente usato per rappresentare l'AO è quello di figura 2.2. Qui V_1 e V_2 sono le tensioni di ingresso e V_0 è la tensione di uscita, mentre simboli (-) e (+) indicano rispettivamente gli ingressi, o *canali*, *invertente* e *non-invertente*.

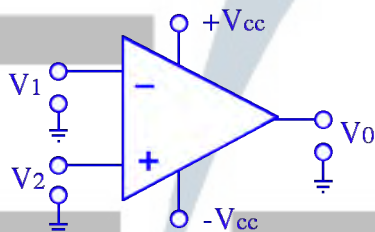


Figura 2.2

Le tensioni di alimentazione V_{cc}^+ e V_{cc}^- sono spesso omesse negli schemi semplificati: esse normalmente sono uguali ed opposte (da $\pm 5 \text{ V}$ a $\pm 20 \text{ V}$) nelle alimentazioni duali, mentre valgono tipicamente $V_{cc}^+ = 3 \text{ V} \div 30 \text{ V}$ e $V_{cc}^- = 0 \text{ V}$ nelle alimentazioni unipolari.

Nel seguito si intenderà sempre sottintesa una alimentazione duale ove non sia diversamente indicato.

Si è detto che l'AO amplifica la differenza $V_d = V_2 - V_1$ tra le tensioni in ingresso, ma ciò vale solo quando il dispositivo opera in *zona lineare*, ovvero per valori molto piccoli di $|V_2 - V_1|$. Per valori di $|V_d|$ maggiori si dice che l'amplificatore satura, cioè l'uscita si porta rispettivamente a V_{cc}^+ o V_{cc}^- a seconda che sia $V_2 > V_1$ o $V_2 < V_1$.

Il guadagno differenziale è in realtà il risultato della sovrapposizione dei guadagni dei singoli canali. Il segnale che viene fornito all'ingresso invertente si ripresenta all'uscita invertito di segno e amplificato di un fattore A^- , e sommato al segnale fornito all'ingresso non-invertente a sua volta amplificato di A^+ , e in definitiva si ha

$$V_0 = -A^- V_1 + A^+ V_2 \quad [2.1]$$

Poiché il valore assoluto A^+ dell'amplificazione del canale non invertente è di solito molto vicino a quello dell'amplificazione del canale invertente A^- , invece che definire il valore di A^+ e di A^- , si può definire il loro valor medio, o *guadagno differenziale a circuito aperto*:

$$A_d = \frac{1}{2}(A^+ + A^-). \quad [2.2]$$

Il valore assoluto della differenza tra le due amplificazioni è definito invece *guadagno di modo comune*

$$A_{cm} = |A^+ - A^-|. \quad [2.3]$$

Per quanto già detto dev'essere $A_{cm} \ll A_d$. La differenza tra le tensioni in ingresso è detta *segnale differenziale*

$$V_d = V_2 - V_1 \quad [2.4]$$

mentre il loro valor medio è detto *segnale di modo comune*:

$$V_{cm} = \frac{1}{2}(V_2 + V_1). \quad [2.5]$$

Dalle definizioni segue che le tensioni in ingresso possono essere espresse in termini di tensione differenziale e tensione di modo comune:

$$V_1 = V_{cm} - \frac{1}{2}V_d \quad \text{e} \quad V_2 = V_{cm} + \frac{1}{2}V_d. \quad [2.6]$$

Il segnale in uscita V_o può quindi essere riscritto in termini di V_d , V_{cm} , A_d e A_{cm} :

$$V_o = A^+V_2 - A^-V_1 = A_{cm}V_{cm} + A_dV_d. \quad [2.7]$$

Il rapporto, espresso in decibel (dB), tra A_d e A_{cm} è detto *rapporto di reiezione del modo comune*:

$$CMRR = 20 \log_{10} (A_d / A_{cm}). \quad [2.8]$$

La sigla CMRR deriva dalla notazione inglese *Common Mode Rejection Ratio*. Valore tipico di CMRR è 100 dB.

Un parametro importante nell'uso degli AO è la tensione di sbilanciamento riferita all'ingresso V_{os} (*input offset voltage*), cioè la tensione differenziale che si deve fornire all'ingresso per ottenere un segnale di uscita nullo. Nella analisi semplificata dei circuiti con AO si può tuttavia, in prima approssimazione, trascurare V_{os} che è dell'ordine del millivolt. Molti operazionali dispongono anche di terminali per l'azzeramento di V_{os} (terminali di *offset null*). Il valore di V_{os} dipende anche dalla temperatura e dalla tensione di alimentazione: la sensibilità a questi parametri viene misurata rispettivamente come $\partial V_{os} / \partial T$ (V_{os} *temperature coefficient*), che è tipicamente dell'ordine di qualche $\mu\text{V/K}$, e come PSRR (*Power Supply Rejection Ratio* = rapporto tra variazione di V_{cc} e variazione di V_{os}) che è dell'ordine di 100 dB.

La massima variazione di tensione V_o all'uscita, in regime lineare, (*output voltage swing*) ha in genere¹² valori inferiori ai valori delle tensioni di alimentazione: tipicamente

¹² Esistono anche operazionali (detti RAIL to RAIL) che utilizzano tutto l'intervallo tra le due tensioni di alimentazione.

$$V_{cc}^- + 2V \leq V_0 \leq V_{cc}^+ - 2V.$$

In figura 2.3 è riportato un esempio di tensione di sbilanciamento negativa.

Per rendere graficamente visibile sia V_{os} , che l'ampiezza della zona lineare, si è assunto un valore esageratamente grande per V_{os} . La zona lineare è definita come massima escursione della tensione differenziale in ingresso che non porta l'uscita in saturazione.

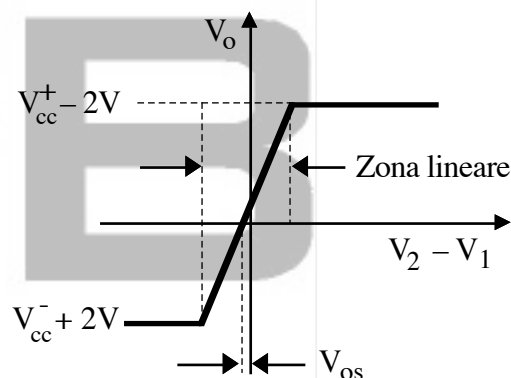


Figura 2.3

Anche le correnti di ingresso I_b (*input bias current*) possono essere trascurate in prima approssimazione, essendo piccole rispetto a quelle che normalmente intervengono negli altri rami del circuito. L'AO ha infatti una elevata impedenza di ingresso¹³ ($Z_{in} \approx 10^6 \div 10^{11} \Omega$) e una bassa impedenza d'uscita ($Z_{out} \approx 1 \div 100 \Omega$). L'impedenza di ingresso Z_{in} è il rapporto tra la tensione applicata all'ingresso e la corrente che per effetto di tale tensione viene iniettata all'ingresso. L'impedenza di uscita Z_{out} equivale alla resistenza interna dell'operazionale considerato, all'uscita, come generatore di tensione comandato dalle tensioni in ingresso.

Il modello di *Operazionale Ideale* che viene usato nella analisi semplificata consiste nelle seguenti approssimazioni:

$$\begin{aligned} A_d &= \infty \\ V_{os} &= 0 \\ I_{b1} &= I_{b2} = 0 \\ Z_{in} &= \infty \\ Z_{out} &= 0 \\ CMRR &= \infty \\ \text{Banda Passante} &= \infty \end{aligned}$$

Per capire il funzionamento di un circuito costruito con AO (o per progettare uno) conviene sempre impostare l'analisi partendo dall'approssimazione di AO ideale. Solo in un secondo tempo si prenderanno in considerazione le caratteristiche *non-ideali* dell'operazionale reale. A prima vista il modello di AO ideale sembrerebbe inutilizzabile

¹³ Bisogna qui distinguere tra impedenza di ingresso dei due canali $Z_{1,2}$ e impedenza di ingresso differenziale Z_d : di solito si ha $Z_{1,2} > 10^9 \Omega$ e $Z_d \approx 10^{-2} Z_{1,2}$.

in modo lineare dato che per $A = \infty$ qualsiasi segnale differenziale all'ingresso produce saturazione. Si vedrà tuttavia nel prossimo capitolo che, utilizzando una rete di controreazione che praticamente azzerava la tensione differenziale all'ingresso, l'AO può essere sempre mantenuto in zona lineare.

Una lista, solo indicativa, che dà un'idea degli ordini di grandezza dei valori assunti dai parametri sopra elencati negli operazionali reali, distingue tra operazionali con stadio di ingresso costituito da normali transistor bipolari BJT (a giunzione), da transistor unipolari ad effetto di campo (FET) e da transistor tipo MOS.

Stadio di Ingresso	V_{os} (mV)	I_b (pA)	I_{os} (pA)	CMRR (dB)	ω_1 (MHz)
bipolare	0.01÷2	≈100.000	≈10.000	≈90	1÷2
FET	0.5÷5	5÷30	0.5÷5	≈90	1÷5
MOS	0.1÷0.5	1	0.5	90÷110	1÷2

Il parametro I_{os} (*input offset current*) è definito come differenza tra le correnti di ingresso:

$I_{os} = |I_{b1}| - |I_{b2}|$. Normalmente I_{os} è di un ordine di grandezza inferiore a I_b . ($I_{os}/I_b \approx 0.1$).

Il guadagno differenziale ad anello aperto A_d verrà nel seguito chiamato semplicemente A , trascurando la differenza tra A^+ e A^- . Esso è una funzione complessa della frequenza $A = A(j\omega)$, (ove $\omega = 2\pi f$ è la frequenza angolare e $j = \sqrt{-1}$ è l'unità immaginaria), che assomiglia alla funzione di trasferimento di un filtro passa-basso: $A(j\omega) \approx A_0(1+j\omega/\omega_0)^{-1}$.

In un grafico in cui si riporta il $\log|A(\omega)|$ verso $\log(\omega)$, la funzione $|A(\omega)|$ è approssimabile con una spezzata, e in tal caso il grafico è detto grafico di Bode (figura 2.4).

Infatti per $\omega \ll \omega_0$ è $|A(\omega)| \approx A_0$ e per $\omega \gg \omega_0$ è invece $|A(\omega)| \approx A_0 \omega_0 / \omega$.

Il parametro $f_0 = 2\pi/\omega_0$ è detto frequenza di taglio (*break frequency*), ed è generalmente dell'ordine di pochi Hz.

Il prodotto $A_0\omega_0$, dove A_0 è l'amplificazione alla frequenza zero, è indicato con GBP (*gain-bandwidth product*).

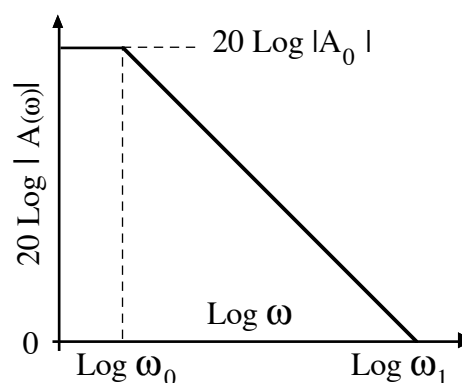


Figura 2.4

La frequenza a cui l'amplificazione è pari a 1 (*unity-gain frequency*) è indicata con ω_1 ed il suo valore è una misura della rapidità dell'AO, o meglio della banda passante in condizioni di guadagno unitario. Nell'approssimazione di Bode si ha $\omega_1 = A_0\omega_0 = \text{GBP}$, e ω_1 è individuata dall'intercetta con l'asse delle ascisse: infatti se $A(\omega_1)=1$, $20\log[A(\omega_1)]=0$.

La corrente massima I_{AOmax} (corrente di uscita di corto circuito) erogata dai comuni AO è dell'ordine di una decina di mA. Esistono tuttavia degli AO di potenza che possono erogare correnti di picco fino a qualche ampere¹⁴.

Legati al valore della larghezza di banda GBP sono il tempo di salita τ (*rise time*), cioè il tempo necessario perché l'uscita passi dal 10% al 90% del valore finale quando all'ingresso è applicato un segnale a gradino, e la massima velocità della variazione della tensione in uscita (*slew rate*), che si esprime generalmente in V/ μ s. Il tempo di salita dipende dall'amplificazione ad anello chiuso G ed è praticamente il reciproco della larghezza di banda $\tau \approx 1/\Delta\omega = G/\omega_1$. La slew rate è misurata generalmente in condizioni di guadagno unitario (*buffer*), ed è limitata principalmente da I_{AOmax} .

I vari dispositivi si differenziano infine per l'intervallo di temperature entro il quale possono essere impiegati (tipicamente 0°C/+100°C, o -55°C/+150°C), e per i valori massimi permessi alla tensione differenziale e di modo comune applicata agli ingressi (*input voltage ranges*).

¹⁴ Ad esempio National μ A759 e μ A791, Siemens TC365, SGS L165, Burr-Brown 3571, ...

3. L'operazionale come elemento di circuito

Controreazionando l'AO (ovvero riportando all'ingresso invertente una frazione del segnale che l'AO produce all'uscita) mediante componenti passivi (resistenze e capacità) si ottengono configurazioni con guadagno inferiore (*guadagno ad anello chiuso* $G \ll A$), ma molto più stabili in un ampio intervallo di frequenze (tipicamente $0 \leq f \leq 1000 f_o$).

In questo modo si può utilizzare l'AO per produrre operazioni algebriche su segnali di tensione, come somma, sottrazione, derivazione, integrazione e, utilizzando componenti non lineari (diodi), anche logaritmo ed esponenziale.

L'intervallo di tensioni in uscita entro cui può operare l'AO è limitato dalle tensioni di alimentazione V_{cc}^+ e V_{cc}^- , e il corrispondente intervallo di tensioni differenziali in ingresso è già stato definito *zona lineare*. Facendo lavorare l'AO fuori zona lineare, lo si può usare come circuito a scatto (rivelatore di soglia, temporizzatore, impulsatore ...).

Aggiungendo alla retroazione negativa una retroazione positiva, si possono ottenere oscillatori, sfasatori ...

Buona parte dei dispositivi realizzati con AO possono essere facilmente analizzati scomponendoli nelle configurazioni elementari dell'amplificatore invertente, non-invertente e differenziale, utilizzando il modello di AO ideale, i principi di Kirchhoff ed il *principio di sovrapposizione*.

Il principio di sovrapposizione è uno strumento di analisi dei sistemi lineari molto importante. Esso permette di calcolare la tensione in ogni punto di un circuito, in cui vi siano più sorgenti, come somma delle tensioni prodotte in quel punto da ogni sorgente presa come unica. In altri termini, si considerano spente tutte le sorgenti di segnale eccetto una, e si calcola la tensione da essa generata nel punto esaminato. Poi a turno si *accendono* una alla volta le altre sorgenti. Il segnale risultante è la somma delle tensioni parziali così calcolate.

In questo capitolo si analizzeranno le configurazioni elementari: amplificatore invertente e non-invertente, sommatore e sottrattore (o differenziale). Si studierà inoltre l'effetto della amplificazione finita e delle correnti di polarizzazione (non nulle) degli operazionali reali.

3.1. Amplificatore invertente

Lo schema dell'amplificatore invertente è illustrato in figura 3.1.

Applichiamo il modello di AO ideale. Poiché $I_{b2} = 0$, si ha $V_2 = -RI_{b2} = 0$. La funzione della resistenza R , il cui valore in questa approssimazione è ininfluenza, si chiarisce

quando si prendono in considerazione operazionali reali con $I_b \neq 0$.

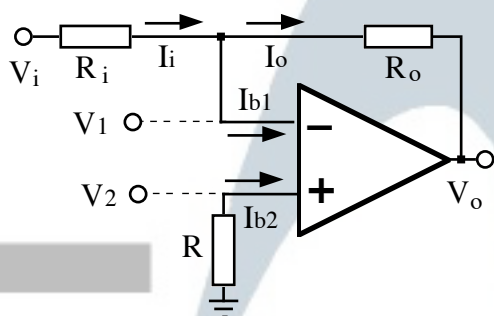


Figura 3.1

$(V_i - V_1)/R_i = (V_1 - V_o)/R_o$, relazione che ci dà il valore del *guadagno ad anello chiuso* dell'invertente :

$$G = V_o/V_i = -(R_o/R_i). \quad [3.1]$$

Si vede da questo primo esempio che il guadagno ad anello chiuso non dipende dal valore di A , e quindi non varia con la frequenza, ne' con il tipo di AO usato: esso è determinato esclusivamente dai valori di R_o e R_i . Di solito il valore di G è molto inferiore al valore di A : questo è il prezzo che si paga per avere un guadagno stabile e facilmente controllabile.

3.2. Amplificatore non invertente

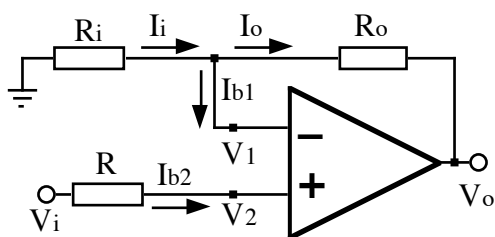


Figura 3.2

Una seconda configurazione elementare è l'amplificatore non-invertente, descritto in figura 3.2. Nell'approssimazione di AO ideale si ha $V_2 = V_1$ perché $I_{b2} = 0$, e sulla resistenza R non si ha caduta di tensione, e anche qui $V_2 = V_1$, perché $A = \infty$.

Poiché $I_{b1} = 0$, anche ora $I_i = I_o$, relazione che per la legge di Ohm si può riscrivere $-V_1/R_i = (V_1 - V_o)/R_o$.

Sostituendo V_i a V_1 ed esplicitando V_o si ottiene il guadagno ad anello chiuso del non-invertente:

$$G = V_o/V_i = (1 + R_o/R_i). \quad [3.2]$$

¹⁵ Un nodo in un circuito viene definito *massa virtuale* quando il suo potenziale è vincolato a massa senza che la corrente che fluisce in esso sia cortocircuitata a massa.

Di nuovo G è indipendente dal valore di A , finchè A è abbastanza grande, ed è determinato invece solo dai valori usati per la rete di reazione. Questo è un risultato che si vedrà essere comune a tutti i circuiti con reazione negativa, ed è molto importante perchè permette di rendere insensibile il circuito alle caratteristiche del componente attivo, che possono ad esempio cambiare con la temperatura, variare da tipo a tipo, ...

3.3. Inseguitore

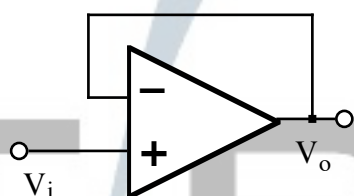


Figura 3.3

Un caso semplice di amplificatore non-invertente si ha per $R_i = \infty$ (circuito aperto): per ogni valore di R_o (per esempio anche $R_o = 0$, come in figura 3.3) si ha $G = 1$. Questo circuito è utile come stadio di accoppiamento (*buffer*): esso ha infatti impedenza di ingresso elevata ed impedenza di uscita bassa, e quindi viene visto da un segnale al suo ingresso come circuito aperto, e da un

carico all'uscita come generatore di tensione ideale. In altri termini: la sorgente del segnale V_i praticamente non eroga corrente, e la tensione V_o ai capi del carico applicato all'uscita non dipende dal valore del carico. Questo circuito è spesso detto anche *inseguitore (follower)*, in quanto l'uscita segue l'ingresso ($V_o = V_i$).

3.4. L'amplificatore differenziale

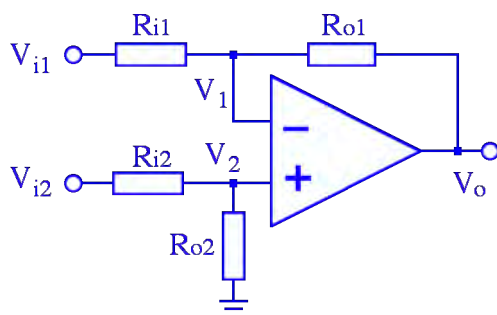


Figura 3.4

In figura 3.4 è riportato lo schema di un amplificatore differenziale reazionato.

Esso può essere visto come la sovrapposizione di un invertente e di un non-invertente.

La tensione in uscita è la somma di due contributi. Quello dovuto all'invertente, quando si considera V_{i2} spento: $V_{o1} = -(R_{o1}/R_{i1})V_{i1}$, e quello dovuto al non-invertente quando V_{i1} è spento: $V_{o2} = (1 + R_{o1}/R_{i1})V_{i2}R_{o2}/(R_{o2} + R_{i2})$

Nel caso semplice di amplificatore *bilanciato*¹⁶: $R_{i1} = R_{i2} = R_i$ e $R_{o1} = R_{o2} = R_o$, si ottiene, sommando i due contributi, $V_o = (R_o/R_i)(V_{i2} - V_{i1})$.

¹⁶ Bilanciare un amplificatore differenziale significa minimizzare il guadagno di modo comune (ovvero massimizzare il CMRR del circuito ad anello chiuso).

Il guadagno ad anello chiuso del differenziale è quindi:

$$G_d = V_o / V_d = R_o / R_i \quad [3.3]$$

Per analizzare l'effetto dello sbilanciamento dovuto a $R_{o1} \neq R_{o2}$ oppure $R_{i1} \neq R_{i2}$ conviene esprimere V_o in funzione di V_{cm} e di V_d :

$$V_o = \frac{R_{o2}R_{i1} - R_{o1}R_{i2}}{R_{i1}(R_{i2} + R_{o2})} V_{cm} + \frac{R_{o1}}{R_{i1}} \left[\frac{1 + R_{i1}/R_{o1}}{1 + R_{i2}/R_{o2}} \right] \frac{1}{2} V_d = G_{cm} V_{cm} + G_d V_d \quad [3.4]$$

relazione che è facilmente deducibile osservando lo schema di figura 3.5, ed usando il principio di sovrapposizione.

Nel caso un po' più generale $R_{o1}/R_{i1} = R_{o2}/R_{i2} = R_o/R_i$, si ha ancora che il guadagno di modo comune ad anello chiuso è nullo $G_{cm} = 0$, e che il guadagno differenziale è $G_d = R_o/R_i$. Il bilanciamento (se $V_{os} = 0$) è perciò possibile aggiustando una sola delle quattro resistenze.

L'errore di bilanciamento è valutabile ponendo ad esempio $R_{i1} = (1+x)R_i$, $R_{i2} = (1-x)R_i$, $R_{o1} = (1-x)R_o$, $R_{o2} = (1+x)R_o$: si ottiene per il modo comune un guadagno $G_{cm} \approx 4x(R_o/R_i)/(1+R_o/R_i)$, che per $R_o \gg R_i$ dà $G_{cm} \approx 4x$. Usando resistenze all'1% si ha nel peggiore dei casi $G_{cm} = 0.04$.

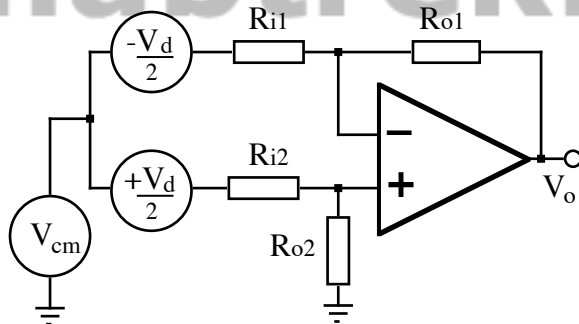


Figura 3.5

Nel bilanciamento tuttavia giocano anche le impedenze d'uscita dei generatori dei segnali V_{i1} e V_{i2} , che si sommano rispettivamente a R_{i1} e a R_{i2} , e delle quali si dovrà tener conto caso per caso.

3.5. Sommatore invertente

Si possono facilmente sommare tensioni, scalate ciascuna di un fattore scelto a piacere, mediante il circuito sommatore di figura 3.6.

Poiché $I_1 + I_2 + \dots + I_n = I_o$, si ha $V_o = -R_o \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right)$. Con $R_o = R_1 = \dots = R_n$, si ha più semplicemente $V_o = -\sum_i V_i$.

La tensione in uscita può essere scritta $V_o = -R_o \sum_i I_i$, dove I_i sono le correnti iniettate al nodo invertente.

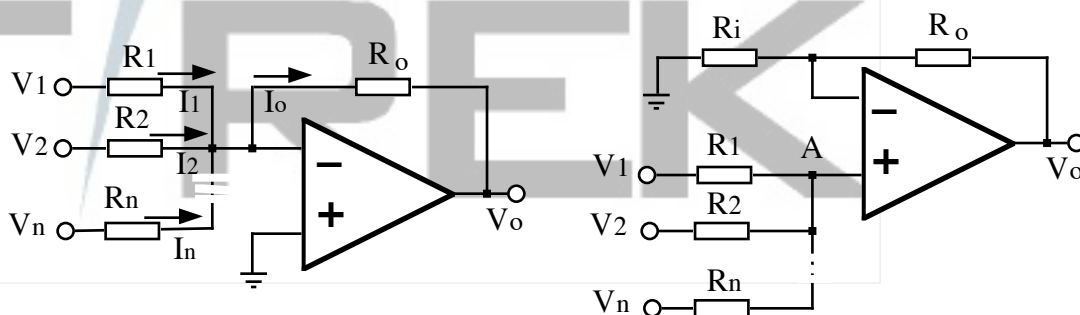


Figura 3.6

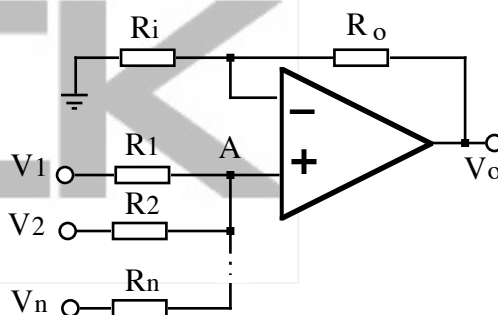


Figura 3.7

3.6. Sommatore non invertente

Se si usa una configurazione non-invertente come in figura 3.7, l'analisi è altrettanto semplice. Al nodo A la somma delle correnti I_i è nulla, infatti $I_b = 0$;

$$\frac{V_1 - V_A}{R_1} + \frac{V_2 - V_A}{R_2} + \dots + \frac{V_n - V_A}{R_n} = 0$$

che, raccogliendo V_A , diventa $\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} = V_A \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) = \frac{V_A}{R^*}$;

dove $R^* = R_1 || R_2 || \dots || R_n$. Poiché $V_o = G V_A$ con $G = 1 + R_o / R_i$ si ottiene in

definitiva, cioè la tensione $V_o = G R^* \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right) = G R^* \sum_i (V_i R_i) = \sum_i \alpha_i V_i$

all'uscita è una composizione lineare delle tensioni in ingresso ($\alpha_i = R^* / R_i$).

Se le resistenze $R_1 \dots R_n$ sono tutte uguali si ha $V_o = (G/n) \sum_i V_i$, cioè tensione all'uscita è proporzionale al valor medio delle tensioni in ingresso.

Per $G = n$, cioè $R_o = (n-1)R_i$ si ha un sommatore non-invertente che, per $n=2$, è semplicemente $R_o = R_i$ e $V_o = V_1 + V_2$.

3.7. Effetto delle correnti di polarizzazione e dello sbilanciamento

Vediamo quale approssimazione si è fatta imponendo che le correnti di polarizzazione siano nulle, e trascurando l'input offset voltage V_{os} .

Supponiamo cioè che V_{os} e I_b siano diverse da zero, mantenendo sempre l'ipotesi $A = \infty$.

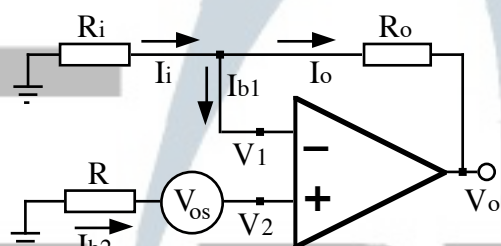


Figura 3.8

Sia nel caso dell'amplificatore invertente che nel caso dell'amplificatore non-invertente la tensione in uscita è la somma degli effetti della tensione applicata all'ingresso V_i e degli effetti provocati da V_{os} e I_b . Per analizzare questi ultimi ci poniamo nel caso $V_i = 0$.

Si tratta allora di considerare il circuito di figura 3.8, che coincide sia con quello di figura 3.1 che con quello di figura 3.2 ponendo $V_i = V_{os} = 0$.

Per effetto della retroazione, assumendo $A = \infty$, si ha ancora $V_2 - V_1 = V_o/A = 0$, e quindi $V_2 = V_1$, ma ora la tensione V_2 dipende sia dall'offset che dalla corrente di polarizzazione: $V_2 = -I_{b2}R + V_{os}$. Inoltre la conservazione della corrente impone $I_i = I_o + I_{b1}$, relazione che può essere riscritta: $-V_1/R_i = (V_1 - V_o)/R_o + I_{b1}$. Eliminando V_1 e V_2 , ed esplicitando V_o , si ottiene: $V_o = V_{os} (1 + R_o/R_i) + R_o I_{b1} - R (1 + R_o/R_i) I_{b2}$.

Dato che $I_{os} = (I_{b2} - I_{b1})$, si può eliminare I_{b1} , e scrivere:

$$V_o = V_{os}(1 + R_o/R_i) - R_o I_{os} + [R_o - R(1 + R_o/R_i)] I_{b2} . \quad [3.5]$$

La [3.5] esprime la tensione di errore all'uscita di un operazionale controelegato, in funzione dei componenti usati (R , R_o e R_i) e dei parametri V_{os} , I_{os} e $I_b (\approx I_{b1} \approx I_{b2})$.

Si vede subito che l'errore dovuto solo a V_{os} è riportato all'uscita amplificato del fattore $(1 + R_o/R_i)$.

Per quanto riguarda il contributo delle correnti di polarizzazione, si vede che ponendo $R = R_o R_i / (R_o + R_i)$, l'ultimo termine si annulla: cioè se si sceglie una resistenza R di valore uguale al parallelo di R_o e R_i , resta solo il termine $R_o I_{os}$, dovuto alla *input offset current* che normalmente è inferiore di un ordine di grandezza rispetto ad I_b .

In conclusione: per minimizzare l'effetto delle correnti di polarizzazione conviene aggiustare il circuito in modo che le resistenze *efficaci* viste dai due ingressi, date dal parallelo dei rami connessi a ciascun ingresso, siano tra loro uguali.

3.8. Retroazione. Effetto dell'amplificazione finita

Nei circuiti a reazione, è utile definire la frazione di retroazione β (o *feedback fraction*): β è la frazione di segnale in uscita che viene reintrodotta all'ingresso. Negli schemi precedenti, ad esempio, la reazione è applicata all'ingresso invertente (controreazione), cioè $\beta = V_1 / V_o$, con $\beta = R_i / (R_o + R_i)$.

Consideriamo ora in dettaglio l'effetto del *valore finito dell'amplificazione* differenziale ad anello aperto per i due circuiti finora analizzati, mantenendo tuttavia ancora le ipotesi ideali di amplificazione simmetrica ($A_d = A^+ = A^- = A$, che significa $CMRR = \infty$, cioè $A_{cm} = 0$), e di correnti di polarizzazione nulle.

La tensione all'uscita è sempre:

$$V_o = A(V_2 - V_1). \quad [3.6]$$

Applichiamo ora il principio di sovrapposizione per calcolare, all'ingresso invertente, gli effetti separati prodotti dai segnali V_i e V_o , che chiameremo rispettivamente V_{1i} e V_{1o} .

Per l'invertente, dato che la tensione V_1 fornita all'ingresso invertente si può scrivere come somma $V_1 = V_{1i} + V_{1o}$ dei contributi dovuti a V_i e V_o , $V_{1i} = (1 - \beta)V_i$, e $V_{1o} = \beta V_o$, si ha $V_1 = V_{1i} + V_{1o} = (1 - \beta)V_i + \beta V_o$. Nell'ipotesi che I_b sia trascurabile avremo anche $V_2 = 0$. Sostituendo i valori di V_1 e V_2 nella relazione [3.6], si ottiene:

$$V_o = (1 - 1/\beta)V_i / \{1 + 1/A\beta\} = (-R_o/R_i)V_i / \{1 + 1/A\beta\}. \quad [3.7]$$

Il guadagno ad anello chiuso dell'invertente è quindi:

$$G / \{1 + 1/A\beta\}, \quad [3.8]$$

ove G è il valore calcolato per $A = \infty$, che può essere scritto, in funzione di β , come

$$G = 1 - 1/\beta. \quad [3.9]$$

Per il non-invertente invece valgono le due relazioni $V_{1o} = \beta V_o$, e $V_{1i} = 0$, cioè $V_1 = \beta V_o$. Nell'ipotesi che I_b sia trascurabile possiamo anche scrivere $V_2 = V_i$, e utilizzando ancora la [3.6], otteniamo questa volta:

$$V_o = (1/\beta)V_i / \{1 + 1/A\beta\} = (1 + R_o/R_i)V_i / \{1 + 1/A\beta\}. \quad [3.10]$$

Anche per il non-invertente quindi il guadagno a circuito chiuso è

$$G / \{1 + 1/A\beta\}, \quad [3.11]$$

se G è il valore calcolato per $A = \infty$, che può essere scritto ora come

$$G = 1/\beta. \quad [3.12]$$

Il termine $A\beta$ è detto guadagno d'anello (*loop gain*), ed il suo reciproco $1/\{A\beta\}$ è detto

errore di guadagno (*loop gain error*) il cui valore misura quanto si discosta il circuito reale dal circuito equivalente con AO ideale. Si vede che per $A\beta \gg 1$ il guadagno a circuito chiuso coincide con quello calcolato nel caso ideale.

Una volta noto A , valore fornito dal costruttore per ogni modello in funzione della frequenza, si può calcolare per ogni valore di β l'errore che si commette assumendo $A = \infty$. Per piccoli valori di β , che permettono di approssimare sempre G con $\pm 1/\beta$, (rispettivamente per il non-invertente e per l'invertente) si hanno elevati guadagni G , ma si deve fare attenzione a non esagerare perché l'approssimazione di operazionale ideale resta valida solo finché $|G| \ll A$, condizione che va verificata alla frequenza di lavoro, dato che $A(\omega)$ cala al crescere di ω .

3.9. Impedenze di ingresso e di uscita per gli operazionali reali ad anello chiuso

Il modello di AO ideale fornisce per la configurazione invertente una impedenza di ingresso $Z_{in} = R_i$ e per quella non invertente $Z_{in} = \infty$, mentre l'impedenza di uscita è per definizione $Z_{out} = 0$. Infatti dalla definizione di impedenza di ingresso si ha $Z_{in} = V_i / I_{in}$, e per l'invertente la corrente in ingresso è $I_{in} = (V_i - \epsilon) / R_i$ dove si è definita ϵ la tensione differenziale in ingresso ad anello chiuso. Poiché nel modello ideale l'amplificazione $A = \infty$, si ha per l'invertente $\epsilon = V_o / A = 0$. Nel non-invertente la corrente in ingresso è $I_{in} = I_{b2} = 0$, per definizione.

Abbandonando il modello dell'operazionale ideale si può ottenere una approssimazione più realistica sia per Z_{in} che per Z_{out} . Nell'analisi che segue si terrà conto pertanto delle caratteristiche reali dell'operazionale ad *anello aperto*: amplificazione finita ($A \neq \infty$), impedenza di uscita non nulla ($Z_o \neq 0$: tipicamente si ha $Z_o \approx 100 \Omega$) e impedenza di ingresso finita.

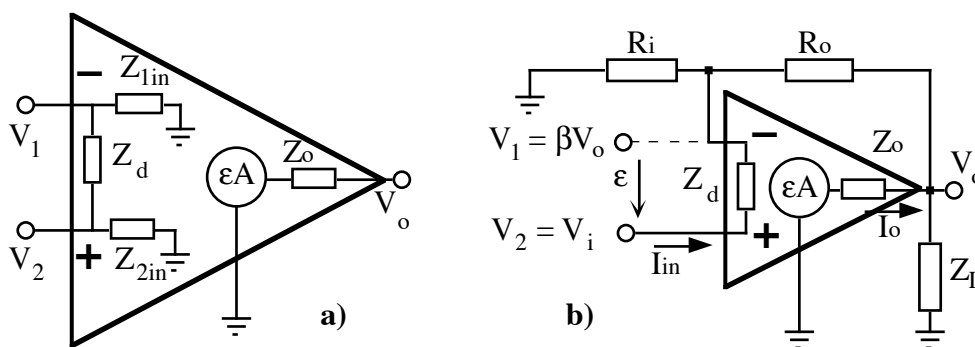


Figura 3.9

Un modello per l'operazionale reale è schematizzato nelle figure 3.9°, ove si è distinto tra impedenza di ingresso dei due canali $Z_{1,2\text{ in}}$ e impedenza di ingresso differenziale Z_d (di solito si ha $Z_{1,2\text{ in}} > 10^9 \Omega$ e $Z_d \approx 10^{-2} Z_{1,2\text{ in}}$), e si è messo in evidenza un generatore di tensione εA , comandato dalla tensione differenziale in ingresso $\varepsilon = V_2 - V_1$, in serie all'impedenza di uscita *ad anello aperto* Z_o : la Z_o può essere vista come resistenza interna del generatore di tensione comandato. Dato che $Z_d \ll Z_{1,2\text{ in}}$ trascureremo nel seguito il contributo di $Z_{1,2\text{ in}}$, assumendo cioè $Z_{1\text{ in}} = Z_2 Z_{1\text{ in}} = \infty$.

La definizione di impedenza di uscita *ad anello chiuso* Z_{out} è data dalla relazione $Z_{\text{out}} = \partial V_o / \partial I_o$, che può essere scritta nel nostro caso:

$$V_o = G V_i - Z_{\text{out}} I_o, \quad [3.13]$$

dove G è il guadagno ad anello chiuso, ed il primo termine a destra misura la tensione in uscita con carico infinito ($Z_L = \infty$), mentre il secondo termine misura la variazione della tensione di uscita per effetto della corrente I_o erogata al carico.

Se Z_o è la resistenza interna del generatore (cioè l'impedenza di uscita dell'operazionale), si può anche scrivere

$$V_o = \varepsilon A - Z_o I_o. \quad [3.14]$$

Consideriamo prima il caso dell'amplificatore non invertente, illustrato in figura 3.9b.

Ricordiamo che $V_1 = \beta V_o$ e ora $V_2 = V_i$, ove V_i è la tensione fornita direttamente all'ingresso non-invertente (non consideriamo cioè la caduta di tensione sulla impedenza di uscita del generatore per effetto della corrente di polarizzazione I_{b2}).

La tensione differenziale ε può quindi essere scritta $\varepsilon = V_2 - V_1 = V_i - \beta V_o$, e quindi la [3.14] diventa, raccogliendo V_o a fattor comune :

$$V_o = \left(\frac{A}{1 + \beta A} \right) V_i - \left(\frac{Z_o}{1 + \beta A} \right) I_o = \left(\frac{1/\beta}{1 + 1/A\beta} \right) V_i - \left(\frac{Z_o}{1 + \beta A} \right) I_o \quad [3.15]$$

Il primo termine a destra nella [3.15] rappresenta il risultato già trovato nelle [3.10]→[3.12], cioè il guadagno ad anello chiuso G ($\approx 1/\beta$, corretto dal fattore $1 + 1/A\beta$), mentre il secondo termine, per confronto con la [3.13], fornisce :

$$Z_{\text{out}} = \frac{Z_o}{1 + \beta A}. \quad [3.16]$$

L'impedenza di uscita ad anello aperto Z_o viene quindi divisa, per effetto della

controreazione, per il fattore $(1 + \beta A)$, che è normalmente molto maggiore di 1. Facciamo un esempio tipico: sia $G \approx 100$, cioè $\beta \approx 10^{-2}$ e $A \approx 10^5$, cioè $A\beta \approx 10^3$, e $Z_o \approx 100 \Omega$. Si ottiene $Z_{out} \approx Z_o / A\beta \approx 0.1 \Omega$. L'approssimazione dell'operazionale ideale ($Z_{out} \approx 0$) è perciò giustificata.

Per calcolare l'impedenza di ingresso ad *anello chiuso* $Z_{in} = V_i / I_{in}$, basta ricavare la corrente di ingresso ad anello chiuso che, nell'ipotesi fatta di $Z_d \gg Z_{2in}$, può essere scritta come $I_{in} = \varepsilon / Z_d$, ovvero:

$$Z_{in} = Z_d V_i / \varepsilon. \quad [3.17]$$

Se ora scriviamo la tensione in uscita V_o come tensione fornita dal generatore comandato εA , dobbiamo tener conto dell'effetto del carico Z_L che influisce sulla corrente I_o erogata dall'operazionale. La tensione εA viene infatti ripartita¹⁷ dal partitore costituito da Z_o e Z_L , e si ha in definitiva $V_o = \varepsilon A Z_L / (Z_o + Z_L)$. Ricordando che $\varepsilon = V_i - \beta V_o$, e utilizzando la relazione precedente, si ottiene $\varepsilon = V_i - \beta \varepsilon A Z_L / (Z_o + Z_L)$ e infine

$V_i / \varepsilon = 1 + \beta A Z_L / (Z_o + Z_L)$, che sostituita in [3.17] dà

$$Z_{in} = Z_d [1 + \beta A Z_L / (Z_o + Z_L)] \approx Z_d (1 + \beta A), \quad [3.18]$$

ove l'approssimazione vale per $Z_o \ll Z_L$. Nel caso sia invece $Z_L \ll Z_o$ (ad esempio se l'uscita è in corto circuito), si ottiene $Z_{in} \approx Z_d (1 + \beta A Z_L / Z_o) > Z_d$.

Facciamo il calcolo per un caso intermedio: $Z_d \approx 10 \text{ M}\Omega$, $Z_o \approx 100 \Omega$, $Z_L \approx 100 \Omega$, $G \approx 1/\beta \approx 100$, $A \approx 10^5$: $Z_{in} \approx Z_d (1 + \beta A / 2) \approx 501 Z_d \approx 500 \text{ M}\Omega$.

Possiamo quindi concludere che l'impedenza di ingresso ad anello aperto viene normalmente moltiplicata, per effetto della controreazione, per il guadagno d'anello (βA), che è di solito $\gg 1$. L'approssimazione dell'operazionale ideale ($Z_{in} \approx \infty$) è ancora giustificata.

¹⁷ Qui si trascura la corrente di controreazione rispetto a quella erogata al carico: se si tenesse conto anche della resistenza R_o la Z_{in} calcolata verrebbe ancora maggiore, di un fattore circa $1/(1 - \beta)$.

Un ragionamento analogo può essere fatto, con riferimento alla figura 3.10, per l'amplificatore invertente.

Nella configurazione invertente, per il calcolo di Z_{out} , valgono ancora le relazioni [3.13] e [3.14], ma ora la tensione differenziale in ingresso vale

$\varepsilon = V_2 - V_1 = -V_1$, essendo $V_2 = 0$ (in questo caso per semplicità di calcolo abbiamo supposto nulla la resistenza di polarizzazione dell'ingresso non-invertente). Usando il principio di sovrapposizione per V_1 si può riscrivere ε come

$$\varepsilon = -V_1 = -[\beta V_o + (1-\beta)V_i], \quad [3.19]$$

che sostituita nella [3.14], e raccogliendo V_o a fattor comune, fornisce la relazione

$$V_o = \left(\frac{1-1/\beta}{1+1/\beta A} \right) V_i - \left(\frac{Z_o}{1+\beta A} \right) I_o. \quad [3.20]$$

Anche qui si ritrova, nel primo termine a destra, il guadagno ad anello chiuso $G \approx 1-1/\beta$ del non-invertente, corretto del *loop gain error* come nelle [3.7]→[3.19]. Confrontando la [3.20] con la [3.13], otteniamo ancora per l'impedenza di uscita ad anello chiuso la [3.16].

Anche per il non-invertente quindi l'impedenza di uscita è praticamente nulla, purchè sia $\beta A \gg 1$: in particolare ciò è vero se $G=1$, come nel *buffer* di figura 3.3.

L'impedenza di ingresso va ancora calcolata tramite la relazione $Z_{in} = V_i / I_{in}$, ma in questo caso la corrente in ingresso I_{in} è la somma di due contributi: la corrente di polarizzazione $I_b = -\varepsilon / Z_d$ e quella di reazione I_f che può essere scritta $I_f = (-\varepsilon - V_o) / R_o$. Sostituendo, come nel caso precedente, a V_o il valore $\varepsilon A Z_L / (Z_o + Z_L)$, otteniamo:

$$\begin{aligned} I_{in} &= -\varepsilon \left\{ \frac{1}{Z_d} + \frac{1 + A Z_L / (Z_o + Z_L)}{R_o} \right\} = \\ &= V_i / \left\{ Z_d \parallel \left[\frac{R_o}{1 + A Z_L / (Z_o + Z_L)} \right] \right\} \approx V_i A / R_o \end{aligned} \quad [3.21]$$

ove si è ancora utilizzata la relazione $\varepsilon = -V_1$, e nell'approssimazione si è fatta la plausibile ipotesi che sia $Z_d \gg R_o / [1 + A Z_L / (Z_o + Z_L)]$.

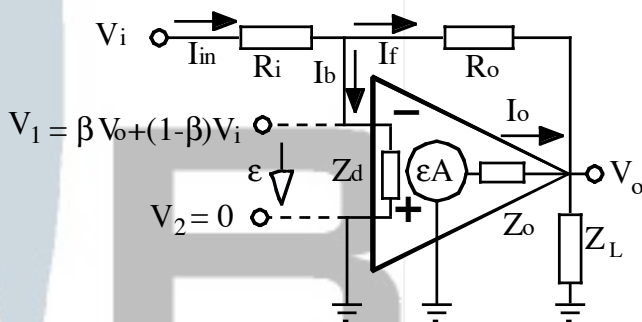


Figura 3.10

Scrivendo $V_i = (V_i - V_1) + V_1 = R_i I_{in} + V_1$ si ottiene allora :

$$Z_{in} = V_i / I_{in} = R_i + V_1 / I_{in} = R_i + R_o / A \approx R_i. \quad [3.22]$$

L'impedenza di ingresso dell'invertente è quindi all'incirca R_i , come si poteva dedurre immediatamente dal modello di operazionale ideale osservando che in questa configurazione gli ingressi sono a massa virtuale.

4. Alcuni esempi di amplificatori

Analizziamo in questo capitolo alcuni esempi importanti di amplificatori differenziali, ed un amplificatore a guadagno variabile che può diventare invertente o non-invertente a seconda del valore assegnato a due resistenze. Questi schemi possono essere usati come *blocchi* nella progettazione di sistemi più complessi, come si vedrà dagli esempi dei capitoli successivi.

4.1. Differenziale con guadagno variabile

Per variare il guadagno dell'amplificatore differenziale di figura 3.4 senza "sbilanciarlo", cioè senza aumentare il guadagno di modo comune, si dovrebbero aggiustare contemporaneamente due resistenze, per esempio usando potenziometri meccanicamente accoppiati.

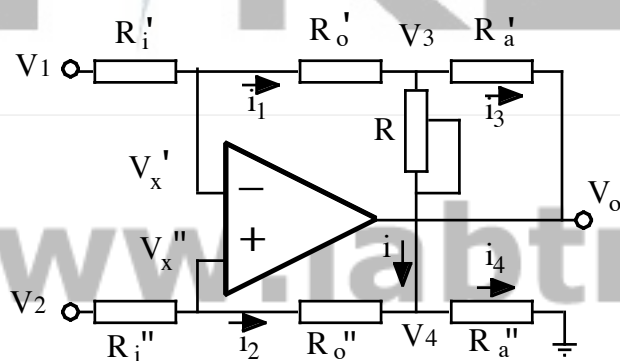


Figura 4.1

Per evitare questa difficoltà, si può usare lo schema di figura 4.1 dove il guadagno è controllato da *una sola potenziometro*, una volta che si sia bilanciato il circuito aggiustando, a due a due, le sei resistenze (R' ed R''). Se il circuito è bilanciato possiamo scrivere $R_1' = R_1'' = R_1$, $R_2' = R_2'' = R_2$ e $R_3' = R_3'' = R_3$.

Utilizzando l'approssimazione di AO ideale $I_b \approx 0$, e la legge di Ohm, possiamo scrivere:

$$(V_1 - V_x) / R_1 = (V_x - V_3) / R_0 \quad \text{e} \quad (V_2 - V_x) / R_1 = (V_x - V_4) / R_0, \quad [4.1]$$

avendo posto come al solito $V_x' = V_x'' = V_x$ per l'ipotesi $A \approx \infty$.

Sottraendo membro a membro la seconda relazione dalla prima otteniamo:

$$(V_2 - V_1) / R_1 = (V_3 - V_4) / R_0. \quad [4.2]$$

Il valore ohmico del potenziometro R può essere espresso come $R = x R_0$, e possiamo sfruttare il teorema dei nodi nei punti di tensione V_3 ($i_1 - i = i_3$) e V_4 ($i_2 + i = i_4$), ovvero:

$$(V_x - V_3) / R_0 - (V_3 - V_4) / x R_0 = (V_3 - V_o) / R_a \quad [4.3]$$

$$(V_x - V_4) / R_0 + (V_3 - V_4) / x R_0 = V_4 / R_a. \quad [4.4]$$

Sottraendo la relazione [4.3] alla [4.4] otteniamo:

$$V_o/R_a = (1+R_o/R_a+2/x)(V_3-V_4)/R_o. \quad [4.5]$$

Infine, eliminando V_3-V_4 tramite la [4.2], ricaviamo la relazione che definisce il guadagno differenziale ad anello chiuso $G_d = V_o/(V_2-V_1)$:

$$V_o = (1+R_o/R_a+2/x)(R_a/R_i)(V_2-V_1). \quad [4.6]$$

Per $R_a = R_o$ si ha semplicemente :

$$G_d = 2 \left(1 + \frac{1}{x} \right) \left(\frac{R_o}{R_i} \right). \quad [4.7]$$

4.2. Differenziale con regolazione lineare di guadagno

Nel caso precedente il guadagno è funzione *non lineare* di R. Con due operazionali si può ottenere una *regolazione lineare* del guadagno differenziale, tra valori prossimi a zero ed un valore massimo.

Le configurazioni possibili sono le tre illustrate qui di seguito.

L'analisi della figura 4.2 si può semplificare interpretando AO2 come invertente per il segnale V_o . In questo caso il potenziometro R costituisce la rete di retroazione, e il fattore di retroazione è $\beta = x/(1-x)$. Il guadagno è quindi $G_2 = -1/\beta = -(1-x)/x = 1-1/x$. Dovendo essere $x > 0$, per evitare che AO2 saturi per $x \rightarrow 0$, si dovrà porre una resistenza R' in serie al ramo xR . Per semplificare l'annotazione supponiamo tuttavia che R' non ci sia, e di limitare x a valori non nulli.

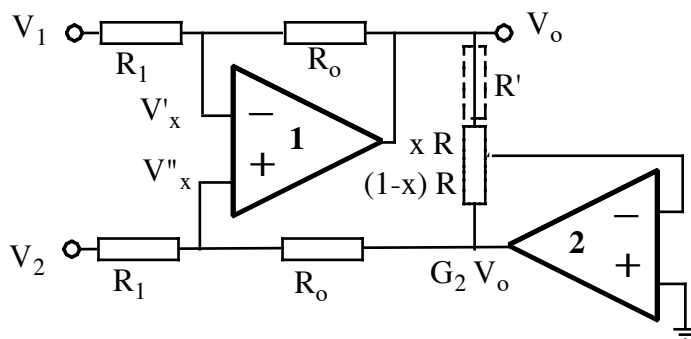


Figura 4.2

Usando il principio di sovrapposizione per i tre segnali V_1, V_2 e $G_2 V_o$, possiamo scrivere:

$$V_o = -\frac{R_o}{R_1} V_1 + \frac{R_o}{R_1 + R_o} \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) V_2 + \frac{R_1}{R_1 + R_o} \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) G_2 V_o. \quad [4.8]$$

Risolviendo rispetto a V_o , otteniamo

$$V_o = (R_o/R_1)(V_2 - V_1)/(1 - G_2), \quad [4.9]$$

che ci permette di esprimere il guadagno differenziale:

$$G_d = V_o/(V_2 - V_1) = (R_o/R_1)/(1 - G_2) = x R_o/R_1, \quad [4.10]$$

che risulta lineare in x .

Il guadagno massimo si ha quindi per $x=1$, ovvero per $G_2=0$, caso in cui il circuito di figura 4.2 equivale al semplice differenziale di figura 3.4.

Una variante di questa configurazione è riportata in figura 4.3, ove il potenziometro è sostituito da un partitore costituita dal reostato xR e la resistenza fissa R , ed è scomparsa la retroazione all'ingresso invertente. La reazione negativa nell'operazionale AO1 è fornita solo dal secondo operazionale, ancora configurato da invertente con guadagno $G_2 = -1/x$. Anche qui una resistenza R' in serie a xR deve limitare il guadagno di AO2.

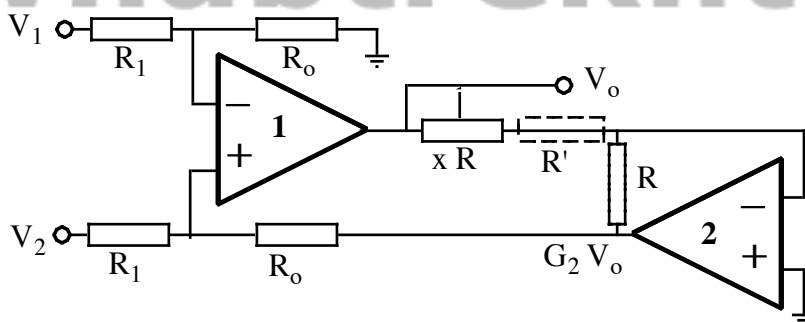


Figura 4.3

Analizziamo il comportamento di AO1 mediante il principio di sovrapposizione, considerando, all'uscita V_o , gli effetti delle tre sorgenti di segnale: V_1, V_2 e $G_2 V_o$. Introduciamo temporaneamente il guadagno a circuito aperto A , e poi faremo tendere $A \rightarrow \infty$.

$$V_o = -A V_1 \frac{R_o}{R_1 + R_o} + A V_2 \frac{R_o}{R_1 + R_o} + A G_2 V_o \frac{R_1}{R_1 + R_o}. \quad [4.11]$$

Esplicitando G_2 , dividendo per A , e risolvendo rispetto a V_o otteniamo:

$$G_d = \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \left(\frac{R_o}{R_1 + R_o} \right) \left[\frac{1}{A} + \frac{R_1}{x(R_1 + R_o)} \right], \quad [4.12]$$

che per $A = \infty$ dà ancora $G_d = x R_o / R_1$. Questo esempio chiarisce come si possa controeazionare il differenziale anche senza utilizzare l'ingresso non-invertente.

Nella terza configurazione (figura 4.4) AO1 funge da invertente a guadagno unitario e AO2 da sommatore con guadagno $G_2 = -xR / R_1$.

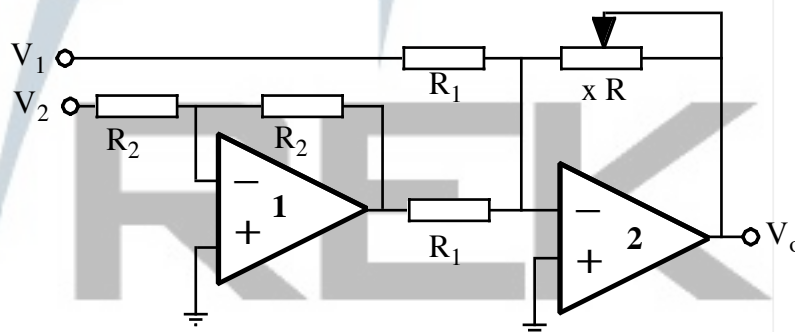


Figura 4.4

Anche qui, come nei due schemi precedenti, quattro resistenze vanno aggiustate in modo da essere a due a due uguali (R_1 e R_2).

4.3. Differenziale con guadagno variabile ed elevata Z_{in}

In tutti gli schemi di amplificatore differenziale fin qui esaminati, l'impedenza di ingresso è determinata dalle resistenze R_i .

Se utilizziamo sorgenti di segnale con impedenze di uscita Z_{out} non trascurabili rispetto a R_i , dovremo tenerne conto nel calcolo del guadagno differenziale G_d e di modo comune G_{cm} : nella relazione [3.4] dovremo sostituire infatti a R_{i1} la somma $R_{i1} + Z_{o1}$, e a R_{i2} la somma $R_{i2} + Z_{o2}$. Come conseguenza, il bilanciamento viene a dipendere anche dalle caratteristiche delle sorgenti di segnale.

Per evitare questo inconveniente una configurazione possibile con due operazionali è quella a doppio invertitore, riportata nella figura 4.5.

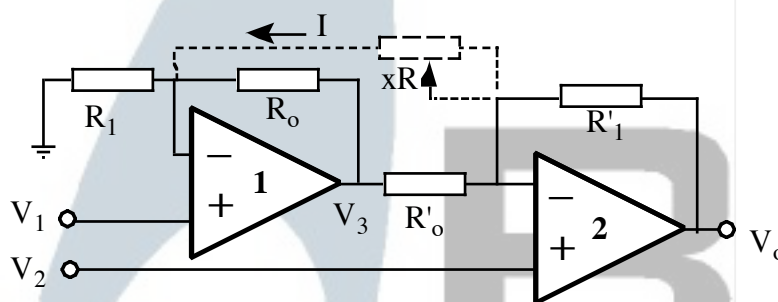


Figura 4.5

L'analisi di questo circuito non è banale, e può essere facilitata se consideriamo prima il comportamento di un circuito diverso: quello in cui si sia eliminato il ramo con il potenziometro xR . In assenza del potenziometro, AO1 si comporta come un non-invertente, e la tensione all'uscita è $V_3 = (1 + R_0/R_1)V_1$.

L'operazionale AO2 si comporta da invertente per V_3 e da non invertente per V_2 : all'uscita si ha quindi $V_o = (1 + R'_1/R'_o)V_2 - (R'_1/R'_o)V_3$.

Se si pone $R'_1 = R_1$, $R'_o = R_o$, si ha semplicemente $V_o = (1 + R_1/R_o)(V_2 - V_1)$. Si tratta cioè di un *differenziale a guadagno fisso* $G_2 = (1 + R_1/R_o)$.

Se si vuole variare il guadagno, si inserisce il ramo con il potenziometro xR che inietta la corrente $I = (V_2 - V_1)/xR$ in AO1 e la corrente $-I$ in AO2. Questa corrente dà un segnale aggiuntivo $-IR_o$ all'uscita di AO1, che viene amplificato di $(-R'_1/R'_o)$ da AO2, e un segnale aggiuntivo IR'_1 all'uscita di AO2 (come si è già visto nell'analisi del sommatore invertente di figura 3.6).

In conclusione:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_o}\right) (V_2 - V_1) - \frac{V_2 - V_1}{xR} R_o \left(\frac{R_1}{R_o}\right) + \frac{V_2 - V_1}{xR} R_1 = \left(1 + \frac{R_1}{R_o} + 2 \frac{R_1}{xR}\right) (V_2 - V_1), \quad [4.13]$$

che per $R_1 = R_o = R$, dà: $V_o = 2(1 + R/xR)(V_2 - V_1)$. Anche qui x non può essere zero perché il guadagno si mantenga finito. Va sottolineato che in questo amplificatore il guadagno non è lineare in x , e che, per annullare il guadagno di modo comune, quattro resistenze vanno scelte accuratamente uguali.

4.4. Differenziale con tre operazionali

Una configurazione molto usata che ha le stesse caratteristiche della precedente, cioè alta Z_{in} e guadagno variabile, ma con i due *canali simmetrici*, è quella di figura 4.6.

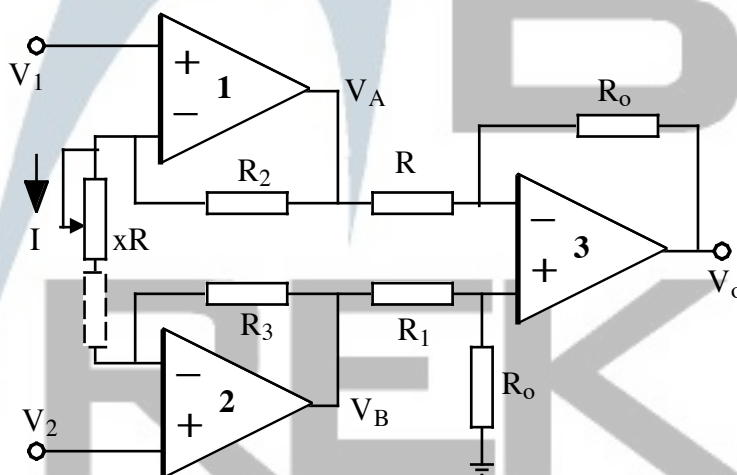


Figura 4.6

Possiamo ripetere qui l'analisi fatta per il circuito precedente. Senza il ramo con la resistenza xR , il circuito è un semplice differenziale con un inseguitore all'ingresso di ciascun canale, e l'uscita è semplicemente

$$V_o = (R_o/R_1)(V_B - V_A), \quad [4.14]$$

con $V_A = V_1$ e $V_B = V_2$.

Anche qui il potenziometro xR può essere pensato come iniettore di una corrente $I = (V_2 - V_1)/xR$ nell'inseguitore AO1 e sottrattore della stessa corrente nell'inseguitore AO2. Tale corrente produce (§3.5) il segnale $-IR_2$ all'uscita V_A di AO1 e il segnale $+IR_3$ all'uscita V_B di AO2 :

$$V_A = V_1 - R_2(V_2 - V_1)/xR, \quad V_B = V_2 + R_3(V_2 - V_1)/xR \quad [4.15]$$

Allo stesso risultato si giunge per sovrapposizione, considerando l'effetto dei segnali V_2 e V_1 prima in V_A e poi in V_B .

$$V_A = V_1(1 + R_2/xR) - V_2(R_2/xR) \quad V_B = V_2(1 + R_3/xR) - V_1(R_3/xR).$$

Il segnale differenziale $(V_B - V_A)$ all'ingresso del terzo operazionale diventa quindi:

$$(V_B - V_A) = [1 + (R_2 + R_3)/xR](V_2 - V_1), \quad [4.16]$$

e il segnale all'uscita è in conclusione:

$$V_o = (R_o/R_1)(V_B - V_A) = (R_o/R_1)[1 + (R_2 + R_3)/xR](V_2 - V_1) \quad [4.17]$$

Il guadagno di questo circuito, che è anche detto “differenziale da strumentazione”, può essere aggiustato con un solo potenziometro, senza influenzare il bilanciamento. Di solito si pone $R_2 \approx R_3$, ed una resistenza in serie ad xR per limitare il guadagno del primo stadio.

4.5. Amplificatore a guadagno variabile linearmente da $-K$ a $+K$

Talvolta può essere utile poter variare il guadagno di un amplificatore *tra valori positivi e negativi*, semplicemente agendo sui componenti resistivi che costituiscono la reazione.

Uno schema semplice che offre questa caratteristica è quello riportato in figura 4.7a.

Questo circuito può essere visto, per $x=0$ (figura 4.7b), come un semplice invertente ($G = -R_o/R_1$), e, per $x=1$ (figura 4.7c), come un semplice non-invertente ($G = 1 + R_o/R_2$).

Infatti, per $x=0$, V_1 è una massa virtuale (dato che $V_2=0$) e quindi R_2 non ha alcun effetto. Per $x=1$, $V_1 = V_i$, e quindi R_1 non ha alcun effetto. R è in entrambi i casi una resistenza in parallelo all'ingresso.

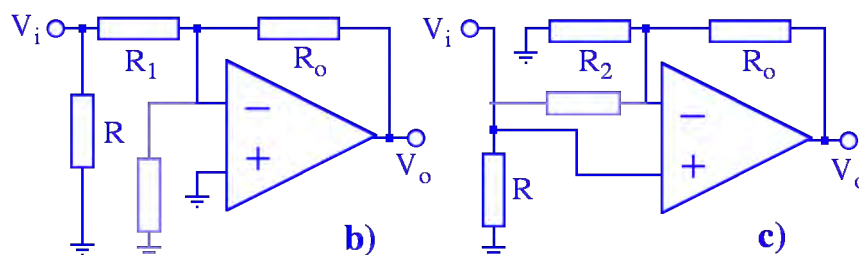
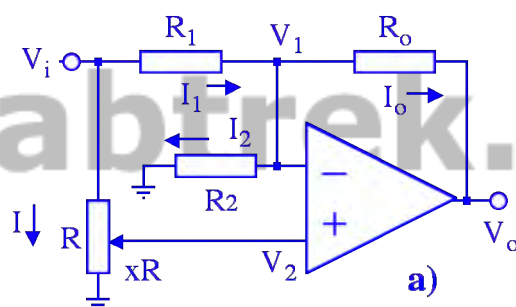


Figura 4.7

Nei casi intermedi ($0 < x < 1$) basta imporre le condizioni $I_1 = I_2 + I_o$, $V_1 = V_2 = xV_i$.

La prima relazione si può riscrivere $(V_i - V_1)/R_1 = V_1/R_2 + (V_1 - V_o)/R_o$ e utilizzando la seconda si ottiene: $V_i(1-x)/R_1 = xV_i/R_2 + (xV_i - V_o)/R_o$, che fornisce il guadagno G :

$$V_o/V_i = G(x) = R_o/R_1(x-1) + R_o/R_2x + x. \quad [4.18]$$

La relazione [4.18] suggerisce come ottenere dal circuito di figura 4.7 un guadagno

variabile linearmente tra $-K$ e $+K$: basta imporre $G(1)=K$, e così si ha per R_2 la condizione $R_2=R_0/(K-1)$, e $G(0)=-K$, ottenendo per $R_1=R_0/K$. Sostituendo questi valori di R_1 e R_2 nella [4.18] si ottiene: $G=K(2x-1)$, con $K=R_0/R_1=1+R_0/R_2$.

Un caso particolare interessante è $K=1$, che si ottiene per $R_2=\infty$, cioè eliminando R_2 , e ponendo $R_0=R_1$. Tale configurazione può venire usata per costruire un moltiplicatore per ± 1 a seconda che l'ingresso invertente sia connesso al segnale o posto a massa.

L'impedenza di ingresso è variabile tra R e $R \parallel R_1$: infatti la corrente prelevata all'ingresso è la somma di I e I_1 : $Z_i=V_i/(I_1+I)=RR_1/(R_1+R[1-x])$.

5. Generatori di tensione di riferimento

Un generatore di tensione di riferimento ($VR = \text{Voltage Reference}$) è un generatore che fornisce una tensione continua che non dipende dalla corrente erogata (di solito per valori modesti di corrente, dell'ordine di qualche mA), dalla temperatura di lavoro e dal tempo. Esso quindi deve avere una resistenza interna trascurabile rispetto al carico applicato, e presentare notevole stabilità: si tratta in sostanza di una buona approssimazione di generatore ideale di tensione.

Una batteria, ad esempio, non si può considerare generatore di tensione di riferimento perché la sua resistenza interna R_i dipende dallo stato di carica, e, crescendo R_i con lo scaricarsi della batteria, la tensione ai capi del carico $V = E_0 - R_i I_L$, cala nel tempo.

Una batteria seguita da un AO in configurazione non invertente come in figura 5.1, approssima meglio un generatore ideale, perché la corrente I_b prelevata dalla batteria è molto piccola, praticamente costante e indipendente dal carico applicato all'uscita dell'AO, e quindi la tensione della batteria ($V = E_0 - R_i I_b$) non risente delle variazioni di R_i e approssima bene la tensione di circuito aperto E_0 .

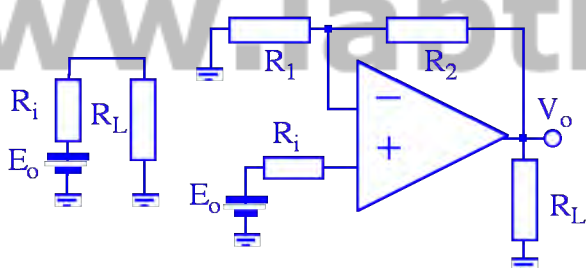


Figura 5.1

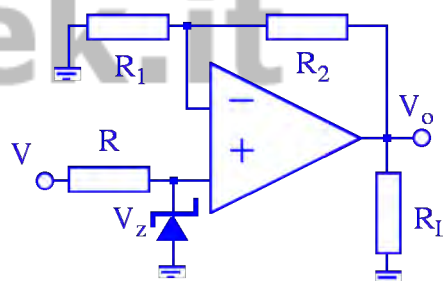


Figura 5.2

Con lo schema di figura 5.1 inoltre la tensione in uscita V_o può essere variata agendo sulle resistenze R_1 e R_2 . Dato che $V_o = E_0(1 + R_2/R_1)$, basta usare un reostato, ad esempio al posto di R_2 , perchè questo circuito diventi un regolatore di tensione lineare.

Questa configurazione allunga la vita della batteria e rende la tensione V_o indipendente dal carico, ma non elimina il problema della dipendenza della tensione E_0 dalla temperatura della batteria.

La batteria può essere allora sostituita da un generico generatore di tensione che alimenta

un diodo zener¹⁸ come nello schema di figura 5.2. Qui il valore della tensione in uscita è fissato dalla tensione di zener V_Z e non dalla tensione V in ingresso, che deve solo essere sufficiente a polarizzare adeguatamente lo zener e può essere ad esempio la tensione V_{cc} di alimentazione dell'AO.

La tensione di zener è applicata all'ingresso non invertente e quindi: $V_o = V_Z(1 + R_2/R_1)$.

Tuttavia V_Z dipende, anche se molto debolmente, dalla corrente di zener I_Z che a sua volta dipende da V : $I_Z = (V - V_Z)/R$.

5.1. Regolatori con zener nel ramo di retroazione

Per evitare la dipendenza di I_Z dalla tensione di alimentazione si può adottare lo schema di figura 5.3, ove lo zener è inserito nella rete di retroazione, e così viene polarizzato da una tensione costante che mantiene costante la corrente I_Z .

Per calcolare la tensione in uscita, ignoriamo per il momento il partitore R_a , R_b e il diodo D , la cui funzione verrà vista più avanti.

Utilizzando il modello di operazionale ideale calcoliamo le tensioni agli ingressi dell'AO. Esse sono rispettivamente: $V_2 = V_Z$, e $V_1 = V_o R_3 / (R_2 + R_3)$, dato che V_o si ripartisce tra R_2 e R_3 ($I_{b1} = 0$). Ma per effetto della controreazione ($A = \infty$) si ha $V_1 = V_2$, e quindi eliminando V_1 si ottiene: $V_o = V_Z(1 + R_2/R_3)$.

L'unica condizione sui valori di V_Z , R_2 e R_3 è che risulti $V_o < V_{cc}$, per restare in zona lineare.

Se la tensione V_Z è costante, anche la corrente di zener è costante: $I_Z = (V_o - V_Z)/R_1 = V_Z R_2 / R_1 R_3$, e deve superare un valore minimo I_{Zmin} .

La resistenza R_1 sarà scelta in funzione dello zener usato, in modo che abbia il valore massimo che ancora polarizzi correttamente lo zener, così da lasciare all'AO una riserva di corrente sufficiente a pilotare il carico R_L : $R_1 < V_Z R_2 / I_{Zmin} R_3$.

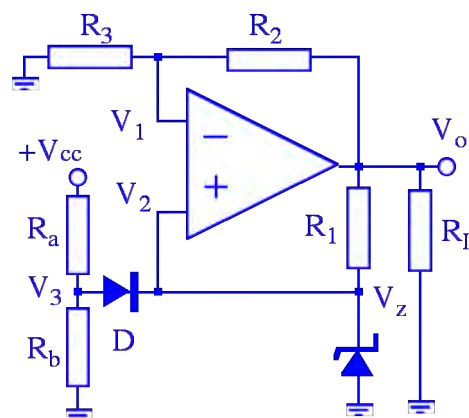


Figura 5.3

¹⁸ Per una spiegazione del funzionamento del diodo zener si veda l'appendice A.2. Qui si può semplicemente assumere che, al di sopra di una corrente minima di polarizzazione inversa, la tensione V_Z ai capi dello zener dipende pochissimo dalla corrente. Un diodo zener polarizzato direttamente si comporta invece come un diodo normale, con una tensione V_F ai capi che dipende abbastanza dalla corrente.

Il partitore (R_a , R_b) che polarizza il diodo D , serve solo per innescare la corrente *inversa* nello zener all'accensione. Esiste infatti un secondo stato possibile per questa configurazione: quello in cui lo zener è polarizzato *direttamente*, con $V_o < 0$. In questo caso si ha $V_2 = -V_F$, ove V_F è la tensione di polarizzazione diretta, e si ottiene $V_o = -V_F(1 + R_2/R_3)$. Il valore di V_F , diversamente da quello di V_Z , dipende sensibilmente dalla corrente, e l'effetto di stabilizzazione di V_o viene a mancare.

Il partitore (R_a , R_b) va dimensionato in modo che sia $V_3 = V_{cc} R_b / (R_a + R_b) < V_Z$, cosicché il diodo, all'accensione dello zener, viene polarizzato inversamente e non interferisce con il resto del circuito. La piccola corrente di perdita del diodo non altera apprezzabilmente la tensione V_2 , a meno che non si siano scelti valori eccessivamente grandi per le resistenze del partitore (R_2 , R_3).

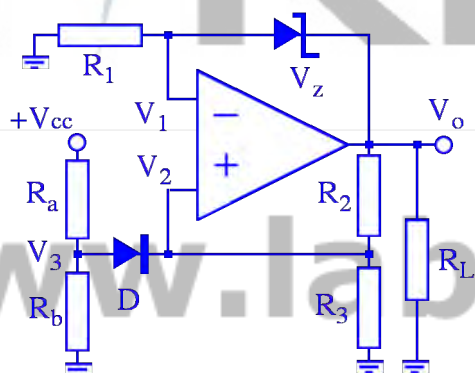


Figura 5.4

Uno schema equivalente al precedente è riportato in figura 5.4. In questo caso vale ancora la relazione $V_2 = V_o R_3 / (R_2 + R_3)$, ma adesso si ha che $V_2 = V_1 = V_o - V_Z$. Di conseguenza eliminando V_2 si ottiene: $V_o = V_Z(1 + R_3/R_2)$.

Anche qui bisogna garantire la polarizzazione inversa dello zener mediante il partitore R_a , R_b e il diodo D , altrimenti si ottiene, con l'analisi usata per il precedente circuito, una tensione non

stabilizzata (e negativa), $V_o = -V_F(1 + R_3/R_2)$.

5.2. Regolatore di tensione duale

Un ultimo schema interessante che risolve elegantemente il problema della corretta polarizzazione dello zener, e in più fornisce, usando due AO, una *doppia* tensione stabilizzata ($+V_Z$ e $-V_Z$), è stato recentemente suggerito da Y. Netzer¹⁹.

Lo schema è illustrato in figura 5.5.

¹⁹ Y. Netzer in Electronic Design, settembre 1991, pagina 146 (con un errore nella indicazione di $-V_{cc}$)

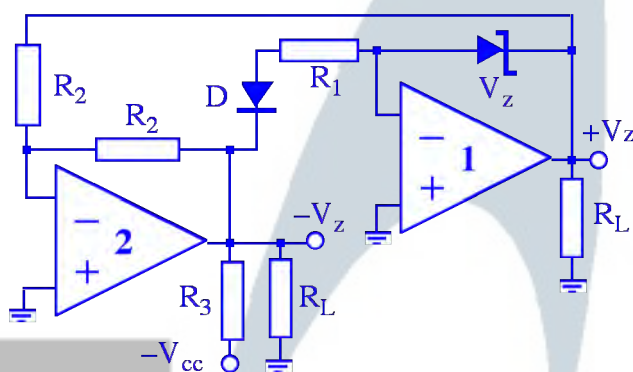


Figura 5.5

Qui lo zener è polarizzato attraverso il diodo D e le resistenze R_1 e R_3 ; R_1 va dimensionata in modo da consentire una sufficiente corrente allo zener a regime: $I_Z = (V_Z - V_F) / R_1$, ove V_F è la tensione diretta del diodo.

La resistenza R_3 può essere molto grande perchè deve solo fornire la corrente di innesco a D all'accensione,

dopo di che lavora praticamente in parallelo al carico. I due canali sono praticamente bilanciati se si pone $R_3 = R_1$.

La compressione del circuito è immediata: l'uscita di AO1 si stabilizza a $+V_Z$, dato che gli ingressi sono vincolati a massa (reale o virtuale), mentre AO2 agisce da invertente con guadagno unitario. Se le due resistenze R_2 sono tra loro uguali e stabili, l'uscita di AO2 è stabilizzata a $-V_Z$.

Questo schema non permette di variare a piacere la tensione in uscita, tramite una resistenza come nei casi precedenti: qui per cambiare il valore della tensione duale $\pm V_Z$ si deve sostituire lo zener.

6. Convertitori tensione-corrente

Spesso è utile disporre di un circuito in grado di controllare la corrente erogata ad un carico resistivo, ad esempio in modo da rendere tale corrente indipendente dalle variazioni del carico. Tipico è il caso in cui si vogliono misurare variazioni di resistenza mediante il metodo volt-amperometrico. In questo caso, fissata I , la resistenza è direttamente proporzionale alla V misurata.

Se si desidera generare una corrente indipendente dal carico (di modesto valore, fino ad una decina di mA)²⁰, e controllata da un segnale di tensione, si potrà scegliere, ad esempio tra le diverse configurazioni illustrate in questo capitolo, quella che più si adatta alle specifiche richieste.

6.1. Carico fluttuante

Se il carico non deve essere riferito a massa, si possono adottare gli schemi semplici dell'amplificatore non invertente o invertente con il carico R_L che funziona da resistenza di retroazione. In entrambi i casi la corrente di carico I_L è comandata dalla tensione in ingresso V_i e scalata dalla resistenza d'ingresso R_i . Se $V_i > 0$, il verso della corrente è quello indicato dalla freccia in figura 6.1. Se $V_i < 0$, V_o cambia segno e la corrente attraverso il carico si inverte.

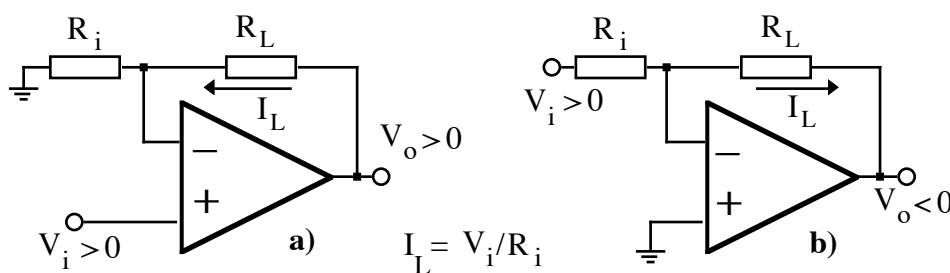


Figura 6.1

Nel caso a) le tensioni ai capi del carico sono rispettivamente V_o e V_i , l'impedenza di ingresso è elevata (Z_{in} dell'operazionale) e la corrente limite è fissata dal massimo valore che può assumere la tensione all'uscita²¹: $V_o \approx V_{cc}$. Poiché vale anche la relazione $I_L = V_o / (R_i + R_L)$, si ha $I_{max} \approx V_{cc} / (R_i + R_L)$.

²⁰ Gli esempi qui proposti non prevedono lo stadio di potenza che è necessario quando si voglia pilotare un carico con una corrente superiore a quella massima erogata dall'AO. Di solito l'amplificatore di corrente (si veda Appendice A.5) è realizzato con componenti discreti (transistor).

Nel caso b) un capo di R_L è a massa virtuale e l'altro è a tensione V_o , l'impedenza di ingresso è R_i , e la corrente limite è $I_{\max} = V_{cc} / R_L$.

6.2. Carico e comando riferiti a massa con alimentazione fluttuante

Se si dispone di una alimentazione fluttuante, ad esempio batterie o alimentatore duale non riferito a massa, una configurazione possibile è quella di figura 6.2 a:

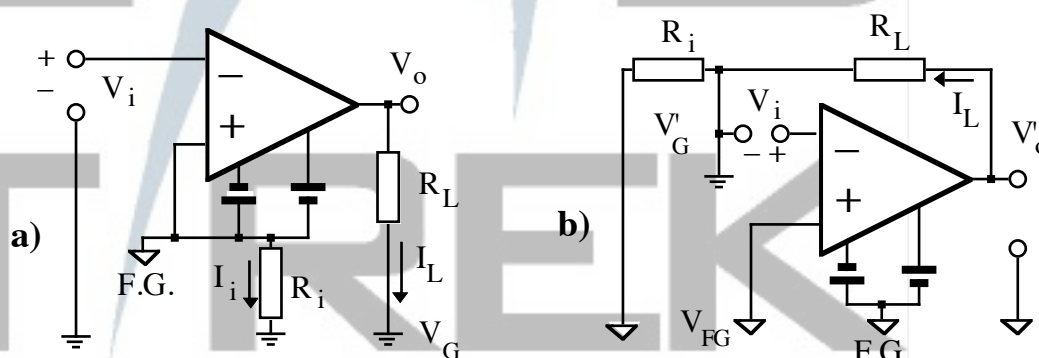


Figura 6.2

Lo schema di figura 6.2 a può essere ritracciato come in figura 6.2 b ove tutte le tensioni (con apice) sono riferite alla massa fluttuante (∇ F.G.): lo schema diventa quello dell'amplificatore non invertente per la tensione $-V_i$. Infatti, applicando il principio di sovrapposizione ai segnali V_i e $V'_G = \beta V'_o$ per ricavare V'_o , si ottiene: $V'_o = -A[V_i + V'_G]$, dove $V'_G = V'_o R_i / (R_i + R_L)$, ovvero $V'_o = -A[V_i + V'_o R_i / (R_i + R_L)]$.

Esplicitando rispetto a V_o si ottiene $V'_o = -AV_i / [1 + AR_i / (R_i + R_L)]$, che, per $A \rightarrow \infty$, dà $V'_o = -V_i(1 + R_L / R_i)$.

Poiché, per effetto della reazione negativa attraverso il carico ed il generatore, gli ingressi dell'AO si portano alla stessa tensione, la tensione della massa fluttuante (se riferita alla massa normale) vale $V_{FG} = V_i$. Inoltre, poichè si può scrivere $V'_o = V_o - V_{FG}$, la tensione V_o riferita a massa vale $V_o = V'_o + V_{FG} = -V_i R_L / R_i$, e in definitiva $I_L = V_o / R_L = -V_i / R_i$.

6.3. Carico verso massa con comando fluttuante

Se si dispone di un segnale di comando non riferito a massa, generato ad esempio da una batteria o, per correnti a.c., da un trasformatore, la configurazione può essere la seguente:

²¹ La massima tensione all'uscita dipende dal particolare AO: in generale $|V_o| \approx |V_{cc}| - 2V$.

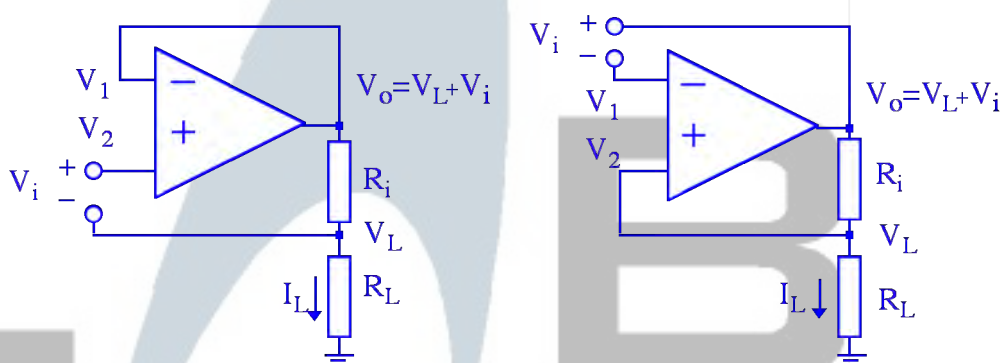


Figura 6.3

In entrambi i casi si ha $V_o = V_L + V_i$, nel primo perché $V_o = V_1$, $V_1 = V_2$ e $V_2 = V_L + V_i$, nel secondo perché $V_o = V_1 + V_i$, $V_1 = V_2$ e $V_2 = V_L$. Anche qui si ha quindi:

$$I_L = V_L / R_L = V_i / R_i.$$

Inoltre qui si può usare un AO ad alimentazione unipolare. La corrente massima in entrambi i casi sarà raggiunta quando $V_{o\max} \approx V_{cc}$, e poiché $I_L = V_o / (R_L + R_i)$, si ha:

$$I_{L\max} \approx V_{cc} / (R_L + R_i).$$

6.4. Carico, segnale di comando e alimentazione riferiti a massa

Ove sia necessario riferire tutte le tensioni ad una massa comune, si può usare la configurazione di figura 6.4.

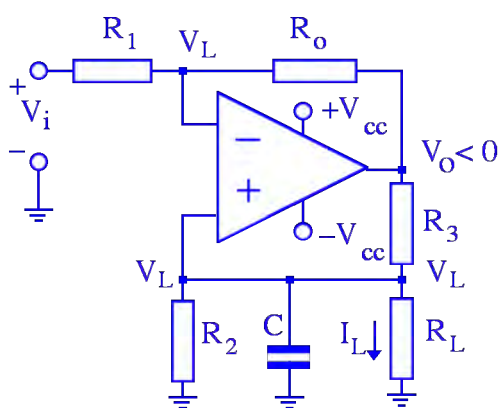


Figura 6.4

Per analizzare questo circuito cerchiamo di esprimere la tensione V_L in funzione della tensione V_i .

Nell'approssimazione di operazionale ideale, possiamo scrivere la relazione di conservazione della corrente al terminale non-invertente (posto $I_{b2} = 0$): $(V_o - V_L) / R_3 = V_L / (R_L \parallel R_2)$, e a quello invertente $(V_i - V_L) / R_1 = (V_L - V_o) / R_o$.

Ricavando il termine $(V_o - V_L)$ dalla seconda relazione e inserendolo nella prima, possiamo eliminare V_o , ed esprimere V_L in funzione di V_i . Esplicitando il parallelo $(R_L \parallel R_2) = R_L R_2 / (R_L + R_2)$ otteniamo:

$$V_L = V_i \frac{R_2 R_o R_L}{R_L (R_2 R_o - R_1 R_3) - R_2 R_1 R_3} \quad [6.1]$$

La corrente di carico si ricava dalla [6.1], dividendo per R_L

Calcoliamo V_2 e V_L :

$$V_2 = -V_1 = -[V_i(1+R/R_2) - V_L (R/R_2)], \quad [6.3]$$

$$V_L = V_2(R_L \parallel R_2)/(R_1 + R_L \parallel R_2) + V_i(R_L \parallel R_1)/(R_2 + R_L \parallel R_1) \quad [6.4]$$

Sostituendo la [6.3] nella [6.4] si ricava V_L e, dividendo per R_L , si ottiene

$$I_L = -V_i(R_2 + R - R_1) / [R_L(R_2 + R_1 - R) + R_1 R_2], \quad [6.5]$$

che per $R = R_1 + R_2$ è indipendente da R_L , e vale

$$I_L = -2 V_i / R_1. \quad [6.6]$$

La corrente massima si calcola osservando che dev'essere $|V_1| = |V_2| < |V_{cc}|$, ovvero $I_L < 2V_{cc}/[R_1 + (R_1 + R_L)(1 + R_1/R_2)]$: conviene quindi usare piccole tensioni in ingresso e minimizzare R_1 . La capacità ha qui la stessa funzione che ha nel circuito precedente, infatti in assenza di carico all'ingresso invertente di AO1 viene riportata l'uscita V_1 cambiata di segno, e il sistema non è più controeazionato.

Questo circuito richiede la calibrazione di 5 resistenze: tre tra loro uguali (R) e due (R_1, R_2 , con $R_1 < R_2$) con somma pari a R .

Uno schema equivalente al precedente è riportato in figura 6.6. Qui AO2 funziona da inseguitore e AO1 da sommatore non-invertente per le tensioni V_i e V_L scalate dal partitore (R_2, R_4). Vedremo che se poniamo $R_1/R_2 = R_3/R_4$ otteniamo una corrente sul carico indipendente da R_L .

Dato che la corrente attraverso il carico è la stessa che attraversa R_5 , possiamo scrivere $I_L = (V_o - V_L)/R_5$, e ci basta allora calcolare il valore di $V_o - V_L$. Per calcolare V_o

osserviamo che AO1 è un non-invertente per la tensione V_1 , e quindi $V_o = (1 + R_3/R_1)V_1$. Ricaviamo poi V_1 come sovrapposizione del contributo di V_i ripartito su (R_2, R_4), e di V_L ripartito su (R_4, R_2): $V_1 = V_i R_4 / (R_2 + R_4) + V_L R_2 / (R_2 + R_4)$.

Eliminando dalle ultime due V_1 , si ottiene:

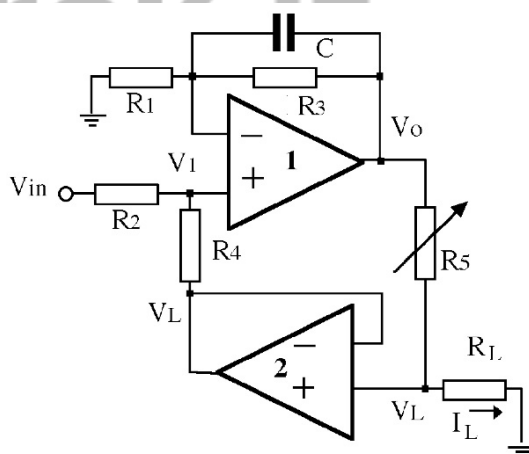


Figura 6.6

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} V_L + \frac{R_4}{R_1} \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_4} V_i \quad [6.7]$$

Se ora poniamo $R_4/R_2 = R_3/R_1$, il coefficiente di V_L nella [6.7] diventa uno, e dividendo per questo coefficiente tutta la [6.7] si ottiene facilmente $V_o - V_L = V_i R_3 / R_1$, da cui si ricava $I_L = V_i R_3 / R_5 R_1$.

La corrente è qui limitata dalla condizione $|V_o| = (R_L + R_5) I_L < |V_{cc}|$, cioè $I_L < V_{cc} / (R_L + R_5)$.

In questo schema basta aggiustare il valore di una sola resistenza: ad esempio R_4 , una volta che si siano fissate R_1 , R_2 e R_3 .

Osserviamo che qui, una volta equilibrate R_1 , R_2 , R_3 e R_4 , il controllo della corrente di carico può essere fatto anche variando R_5 , anziché la tensione V_i .

Anche qui la capacità serve a stabilizzare il circuito: per $R_L = \infty$ la reazione positiva e negativa si bilanciano.

6.6. Generatore di corrente con comando potenziometrico

Molti dei convertitori tensione-corrente finora descritti sono comandabili con un potenziometro connesso tra una tensione fissa V_F e massa, e prelevato al cursore mobile la tensione di comando V_i . La stabilità della corrente è però legata a quella della tensione V_F , che va quindi stabilizzata (ad esempio da un generatore di tensione di riferimento).

Una soluzione più semplice, che permette di controllare mediante un potenziometro la corrente su un carico con un terminale a massa, ed utilizza alimentazione unipolare è quella tracciata in figura 6.7.

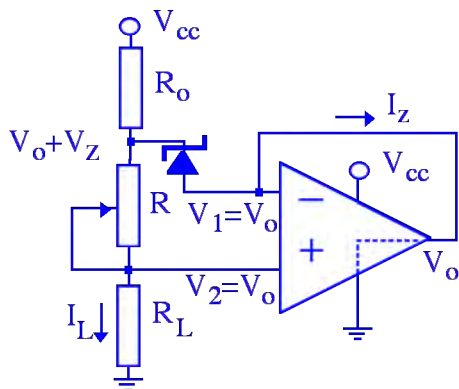


Figura 6.7

La corrente sul carico è V_2/R_L ed è la stessa che attraversa R ($I_b=0$). D'altra parte poiché l'operazionale funziona da inseguitore, si ha $V_2=V_1=V_o$, poiché la caduta ai capi dello zener è V_Z tale è anche quella ai capi del potenziometro R . In definitiva la corrente sul carico è controllata dalla tensione di zener V_Z e dal potenziometro R : $I_L = V_Z/R$. La corrente massima è $I_{max} = (V_{cc} - V_Z) / (R_L + R_0)$.

Conviene scegliere $V_Z \ll V_{cc}$, e R_0 va dimensionata in modo tale da fornire allo zener una

corrente che resti sempre nell'intervallo $I_{Zmin} < I_Z < I_{AOmax}$.

I_{Zmin} è la corrente minima necessaria allo zener usato per funzionare correttamente, anche quando R_L assume il valore massimo. D'altra parte, quando $R_L = 0$, la corrente massima di zener è limitata dalla corrente massima I_{AOmax} erogabile dall'AO.

Si ha $I_Z = (V_{cc} - V_Z) / R_0 - I_L$ e quindi $(V_{cc} - V_Z) / (I_{AOmax} + I_{Zmin}) < R_0 < (V_{cc} - V_Z) / I_{Zmin}$.

La R minima, corrispondente alla I_L massima, è vincolata dalla relazione:

$$V_Z / R_{min} = I_{Lmax} \approx (V_{cc} - V_Z) / (R_L + R_0), \text{ cioè } R_{min} > (R_L + R_0) V_Z / (V_{cc} - V_Z).$$

7. Circuiti non lineari

Se in un circuito, contenente operazionali ed elementi passivi lineari, si introducono elementi non lineari, si possono ottenere svariate funzioni. In questo capitolo ne analizzeremo alcune: raddrizzatori ideali, rivelatori di picco e, molto sinteticamente, amplificatori logaritmici ed esponenziali.

7.1. Raddrizzatore ideale a mezz'onda

Un raddrizzatore è sostanzialmente un circuito che lascia passare segnali positivi e che blocca (o inverte) segnali negativi. Il diodo, nella schematizzazione di *interruttore unidirezionale*, o interruttore comandato dalla sua polarizzazione²², è il componente che meglio si presta a compiere questa funzione.

Ad esempio, volendo prelevare, da un segnale sinusoidale riferito a massa, solo la semionda positiva, si può usare il partitore passivo a diodo illustrato in figura 7.1a.

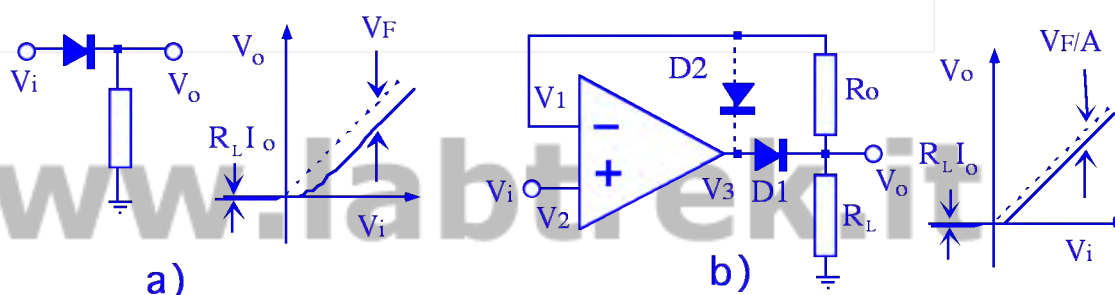


Figura 7.1

Questo schema tuttavia non realizza un raddrizzatore preciso. La semionda negativa viene effettivamente tagliata, ma con essa scompare anche una piccola parte della semionda positiva: finché $V_i < V_F$, ove $V_F \approx 0.6V$ è la tensione di polarizzazione diretta del diodo, il diodo non conduce in modo apprezzabile, e la caduta di tensione attraverso R_L è piccola, inoltre per $V_i < 0$ appare all'uscita la piccola tensione dovuta alla caduta attraverso il carico R_L della corrente di perdita del diodo: $V_o = -R_L I_o$, con I_o dell'ordine del μA .

Nello schema di figura 7.1b, che per ora esaminiamo senza tener conto del diodo D2, il diodo D1 fa parte del ramo di retroazione, e ciò riduce praticamente a zero l'effetto di V_F appena descritto. Non appena $V_i > 0$, l'uscita V_3 dell'operazionale tende a portarsi alla tensione AV_i , dove A è l'amplificazione a circuito aperto. A questo punto D1 entra in conduzione e trasmette V_3 al canale invertente attraverso R_o . La reazione negativa,

nell'ipotesi di amplificazione infinita, blocca V_2 al valore della tensione in ingresso ($V_2 = V_i$). D'altra parte per $I_b \approx 0$ non vi è apprezzabile caduta di tensione attraverso R_o e quindi $V_o = V_i$, mentre $V_3 = V_i + V_F$.

Quindi, nell'ipotesi di operazionale ideale, tutta la tensione ai capi del diodo è assorbita dalla differenza $V_3 - V_o = V_F$. Se si tiene conto della amplificazione finita, resta la piccola tensione differenziale in ingresso: $V_2 = V_i + V_F/A$. Se si considera anche l'effetto della corrente di polarizzazione finita: $V_o = R_o I_b + V_F/A + V_i = V_i + \Delta V$. Ad esempio con $A \approx 10^5$, $I_b \approx 0.1 \mu A$, $R_o \approx 1 \text{ k}\Omega$ si ha $\Delta V \approx 0.1 \text{ mV}$.

Per tensioni $V_i < 0$, V_3 si porta in saturazione negativa: $V_3 = -V_{cc}$ polarizzando inversamente il diodo D1. Se I_o è la corrente di perdita del diodo si ha ancora: $V_o = -R_L I_o$. Rovesciando i due diodi si ottiene la configurazione del raddrizzatore ideale per semionda negativa.

La tensione differenziale in ingresso è ora pari a V_i , se si trascura I_b . Per evitare il possibile latch-up (si veda capitolo 9) provocato dalla grande tensione differenziale in ingresso si può inserire una retroazione attraverso il diodo D2, che, per $V_i < 0$, impone $V_2 = V_i$ e $V_3 \approx V_i - V_F$. In questo caso si dovrà usare una resistenza R_o molto elevata ($R_o \gg R_L$) per approssimare a zero l'uscita: $V_o = V_2 R_L / (R_o + R_L)$, e ciò impone di usare un operazionale con ingresso a FET, cioè con I_b piccola, dato che per $V_i > 0$ si ha ancora $\Delta V \approx R_o I_b$.

Questa difficoltà può essere superata utilizzando lo schema di raddrizzatore a mezz'onda *invertente*, illustrato in figura 7.2 (nella configurazione per semionda positiva all'uscita).

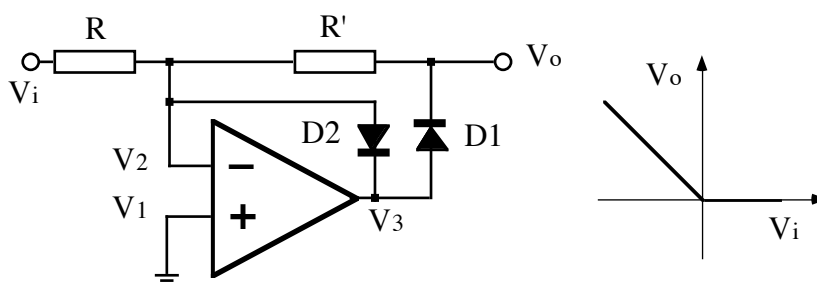


Figura 7.2

Qui per $V_i < 0$ ($V_3 > 0$) la retroazione è fornita da R' e D1, mentre D2 è polarizzato inversamente e può quindi essere ignorato. Nella approssimazione di operazionale ideale ($I_b = 0$, $A = \infty$) si può porre $V_1 = V_2 = 0$, $V_o/R' = -V_i/R$, cioè $V_o = -(R'/R)V_i$ e $V_3 = V_o + V_F$.

²² Per questa schematizzazione si veda l'appendice A.1.

Con $R=R'$ si ha $V_o=-V_i$.

Per $V_i > 0$ invece la retroazione è fornita da D2 perché D1 è polarizzato inversamente: $V_1=V_2=0$, $V_3=-V_F$, e $V_o=V_2-R'I_o \approx 0$. Anche in questo schema rovesciando i due diodi si ottiene la configurazione del raddrizzatore invertente per semionda negativa.

7.2. Raddrizzatore ideale a onda intera

Se si vuole realizzare un raddrizzatore ad onda intera, cioè un dispositivo che fornisca all'uscita una tensione pari al valore assoluto della tensione in ingresso, si può inserire, come nel circuito di figura 7.3, una doppia reazione a diodo in un amplificatore non-invertente (AO1) e prelevare il segnale differenza (AO2). Nella semionda positiva conduce D2 e in quella negativa conduce D1.

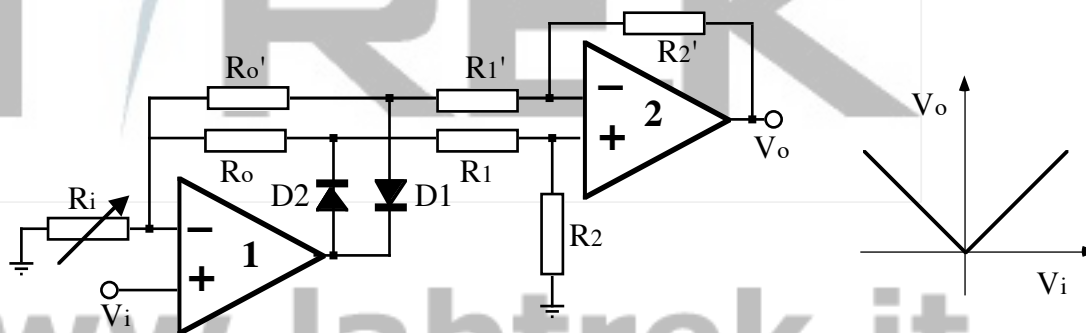


Figura 7.3

Il guadagno qui può essere variato agendo sulla resistenza R_i , ma devono essere rispettate le relazioni $R_o=R_o'$, $R_1/R_1'=R_2/R_2'$: $V_o=(R_oR_2/R_iR_1)|V_i|=G|V_i|$. Invertendo le polarità dei due diodi si ottiene $V_o=-G|V_i|$. Uno sbilanciamento tra le due semionde può essere corretto aggiustando R_o' .

Un altro circuito a due operazionali che si comporta in modo equivalente al precedente, senza però richiedere l'aggiustamento di tre coppie di resistenze, è quello riportato in figura 7.4, che è costruito mettendo in parallelo i circuiti di figura 7.1b e 7.2.

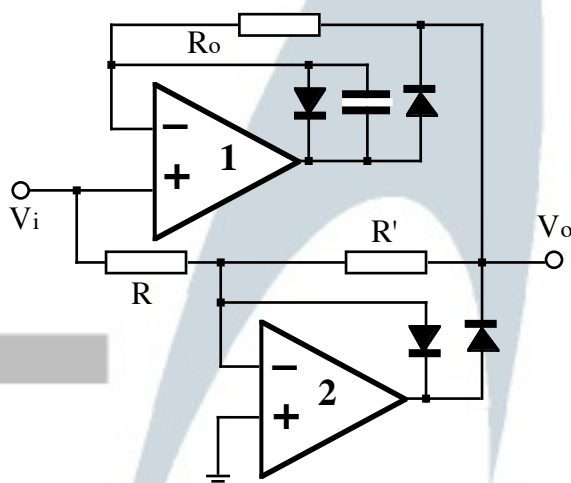


Figura 7.4

V_i . La capacità serve solo per sopprimere eventuali oscillazioni, aumentando la controreazione quando $V_i > 0$.

Un terzo rettificatore ad onda intera che richiede la regolazione di una sola resistenza è riportato in figura 7.5.

Qui AO1 è il solito rettificatore invertente per la mezz'onda positiva, e si ha quindi $V_1 = -(R'_1/R_1)V_i$, per $V_i > 0$, e

$V_1 = 0$ per $V_i < 0$; mentre AO2 è un sommatore invertente che somma V_i e V_1 scalandoli rispettivamente dei fattori $-R_o/R_i$ e $-R_o/R_2$. Allora basta solo che sia $R_2 = (R_i/2)(R'_1/R_1)$ perché si abbia $V_o = (R_o/R_i)|V_i|$.

Il calcolo si semplifica ponendo $R'_1 = R_1 = R_i = R$ e $R_2 = R/2$, e per ottenere un guadagno unitario basta porre anche $R_o = R$.

Uno schema di rettificatore ideale ad onda intera, che offre elevata impedenza di ingresso, è dato in figura 7.6, ove AO2 funziona da invertente per il segnale $V_2 = V_i$, con $G = -R'/R$, e da non-invertente per il segnale V_1 , con $G = 1 + R'/R$. Poiché AO1 equivale al rettificatore di figura 7.1, con il ramo di reazione fornito da $AO2 + R + R'$, si ha $V_1 = 0$ con $V_3 = -V_F$, per $V_i < 0$, e $V_1 = V_i$ con $V_3 = +V_F$, per $V_i > 0$, e in definitiva $V_o = -|V_i|$ se $R = R'$. La resistenza R_1 serve a polarizzare l'ingresso non-invertente di AO2 quando

Qui basta che sia $R = R'$ perché AO2 funzioni da rettificatore invertente per la semionda negativa, mentre AO1 rettifica senza invertire: durante la semionda positiva, AO1 funziona da inseguitore, mentre l'uscita di AO2 è bloccata alla tensione $-V_F$. Qui non vale la limitazione $R_o \gg R_L$, perché durante la semionda negativa la tensione all'uscita è determinata da AO2, mentre l'uscita di AO1 insegue

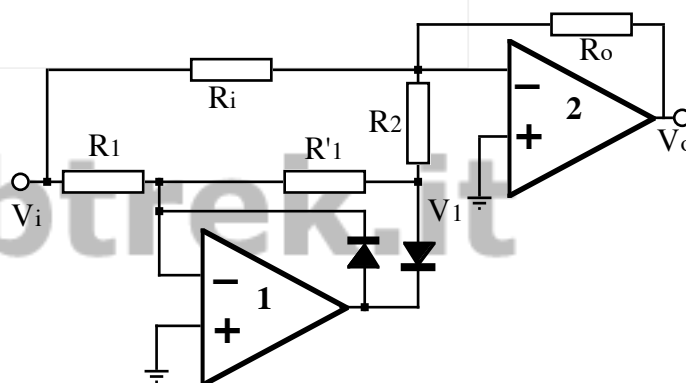


Figura 7.5

$V_i < 0$, e per trasmettere a massa la corrente di polarizzazione diretta di D1 quando $V_i > 0$.

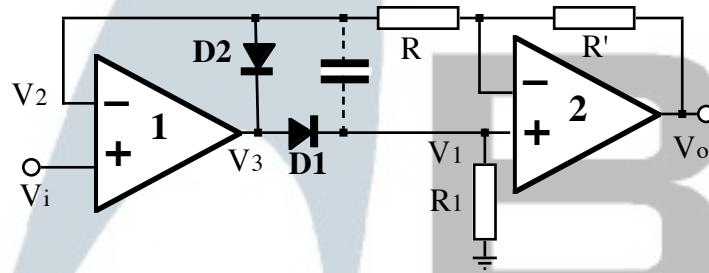


Figura 7.6

Un modo più immediato di analizzare questo schema è quello di distinguere i due casi: per $V_i < 0$ AO1 funziona da inseguitore e AO2 da invertente e $V_o = -(R'/R)V_i$, per $V_i > 0$ si ha $V_i = V_2 = V_1$ e quindi attraverso R ed R' non passa corrente, e perciò $V_o = V_i$.

Se nello schema precedente aggiungiamo una resistenza tra l'ingresso invertente di AO1 e massa otteniamo un rettificatore che può avere guadagno maggiore di 1.

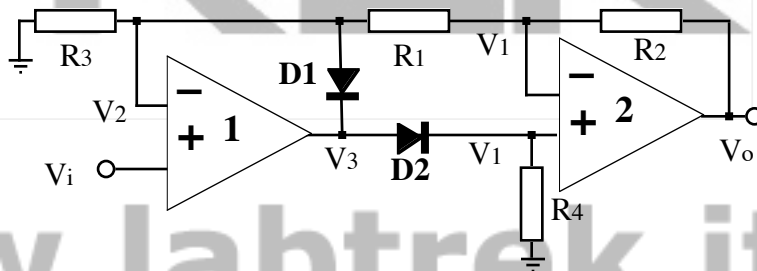


Figura 7.7

Anche qui l'analisi si semplifica considerando separatamente i due casi. Per $V_i < 0$ la situazione non è cambiata $V_o = -(R_2/R_1)V_i = -KV_i$.

Per $V_i > 0$ si ha $V_2 = V_i$. Si può allora scrivere la condizione di conservazione della corrente sui rami R_1 , R_2 e R_3 : $V_i/R_3 = (V_1 - V_i)/R_1 = (V_o - V_1)/R_2$, che, eliminando l'incognita V_1 dà $V_o = [1 + (R_1 + R_2)/R_3]V_i = [1 + (K+1)R_1/R_3]V_i$. Ora perché sia $V_o = KV_i$ deve valere la relazione $R_3 = R_1(K+1)/(K-1)$. A queste condizioni si ha $V_o = K|V_i|$, ovviamente con $K \neq 1$, perché se $K = 1$ si ha $R_3 = \infty$ e si torna al circuito precedente.

Un ultimo schema che offre elevata impedenza di ingresso è quello di figura 7.8.

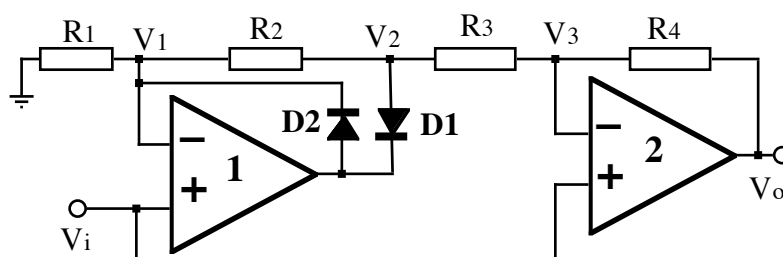


Figura 7.8

Qui per $V_i < 0$ la tensione V_2 è data dal non invertente AO1: $V_2 = (1 + R_2/R_1)V_i$, mentre AO2 amplifica sia V_i che V_2 : $V_o = (1 + R_4/R_3)V_i - (R_4/R_3)V_2 = (1 - R_4R_2/R_3R_1)V_i$.

Per $V_i > 0$, poiché per effetto della retroazione $V_1 = V_2 = V_3 = V_i$, attraverso R_2 , R_3 (ed R_4) non passa corrente, e perciò $V_o = V_i$. Quindi perché sia $V_o = |V_i|$ si dovrà porre $R_4R_2/R_3R_1 = 2$, ad esempio $R_4/2 = R_2 = R_3 = R_1$.

7.3. Rivelatore di tensione di picco

Se un raddrizzatore a mezz'onda si chiude su un carico solo capacitivo, come avviene nel circuito di figura 7.9a, si ottiene un rivelatore di picco per tensioni positive, cioè l'uscita (linea continua in figura 7.9b) si porta al valor massimo assunto dalla tensione all'ingresso (linea punteggiata).

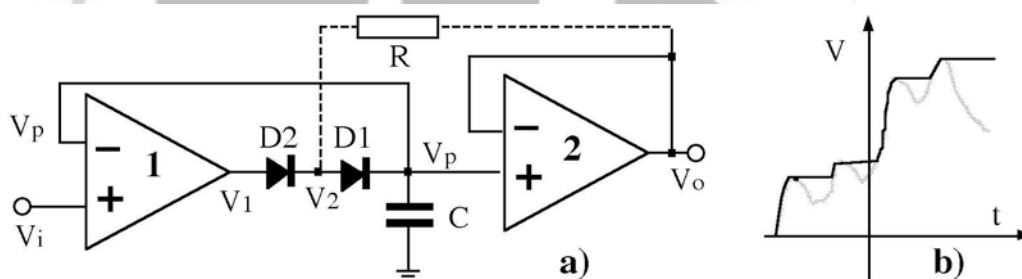


Figura 7.9

Analizziamo questo circuito considerando per il momento inesistente la resistenza R . Considerando ideali i due operazionali ($I_b = 0$), la capacità si carica attraverso D_2 e D_1 al valor massimo V_p della tensione di ingresso V_i e non può scaricarsi quando V_i scende a valori inferiori a V_p , se i diodi sono ideali, cioè con corrente di perdita $I_o = 0$. Con i diodi reali, quando $V_i < V_p$, l'uscita V_1 si porta in saturazione negativa, e C si scarica lentamente attraverso i diodi polarizzati inversamente. Se però si inserisce la resistenza di reazione R , la tensione V_2 si porta al valore di picco $V_p = V_o$, per effetto della reazione negativa in AO2.

In questo modo ai capi di D_1 non c'è più caduta di tensione e la corrente di perdita di D_1 si annulla, e la capacità resta carica. La corrente di perdita di D_2 è fornita invece da AO2 attraverso R .

Rovesciando i diodi si ottiene ovviamente un rivelatore del valore minimo assunto dalla tensione in ingresso per segnali negativi.

Questo schema può essere migliorato introducendo un secondo ramo di retroazione (R_2 in figura 7.10) che elimina l'effetto della corrente I_b di AO1 prelevata ora all'uscita di AO2 anziché dalla capacità, ed un terzo diodo D_3 che migliora la rapidità del dispositivo

bloccando l'uscita di AO1 a $V_p - V_F$. In questa configurazione AO1 deve tollerare elevate tensioni differenziali in ingresso, mentre AO2 deve avere basse correnti di polarizzazione.

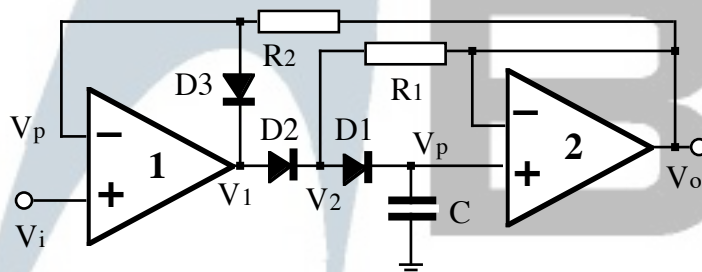


Figura 7.10

7.4. Amplificatore logaritmico ed esponenziale

Gli amplificatori logaritmico ed esponenziale permettono la moltiplicazione e divisione di segnali analogici, e in linea di principio possono essere usati, con sommatore, differenziali, integratori e derivatori, per costruire calcolatori analogici. L'applicazione più frequente è tuttavia l'espansione e compressione di segnali, ad esempio per convertire una scala di lettura. Infatti i calcolatori digitali possono essere assai più rapidi e precisi che quelli analogici, ed inoltre moltiplicazioni e divisioni di segnali analogici possono essere più comodamente eseguite da dispositivi integrati a transconduttanza²³.

Si riporta qui una analisi sintetica del funzionamento dell'amplificatore logaritmico in alcuni schemi elementari. Per capire il funzionamento di questo dispositivo si deve abbandonare la semplificazione fin qui usata per il diodo, che si era schematizzato come raddrizzatore o interruttore unidirezionale, per adottare il modello di diodo ideale²⁴ che meglio rappresenta il comportamento dei diodi reali. Questo modello descrive il diodo come elemento passivo non lineare caratterizzato dalla relazione tensione/corrente:

$$I_d(V) = I_0 \exp(qV/K_B T)$$

ove V e I_d sono rispettivamente la polarizzazione e la corrente diretta, e I_0 è la corrente di perdita del diodo.

A temperatura ambiente si ha $K_B T/q \approx 26 \text{ mV}$, infatti $T \approx 300 \text{ K}$, K_B è la costante di Boltzmann $= 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, e q è la carica dell'elettrone $= 1.6 \times 10^{-19} \text{ Coulomb}$. Questo

²³ I moltiplicatori e i divisori a transconduttanza sono discussi ad esempio in *Linear Integrated Circuit Applications*, G.B. Clayton, capitolo 6, in *Amplificatori operazionali e loro applicazioni*, W.G. Young capitolo 6, e in *Introduction to Operational Amplifiers: Theory and Applications*, J. Wait et al., capitolo 3.

²⁴ Si veda l'appendice A.1.

modello è abbastanza preciso purchè sia $V \gg K_B T/q$, cioè $I_d \gg I_0$.

7.4.1. Amplificatore logaritmico

E' facile vedere che basta sostituire un diodo alla resistenza di retroazione di un amplificatore invertente, come in figura 7.11, per ottenere all'uscita un segnale proporzionale al logaritmo della tensione in ingresso, purchè questa sia positiva.

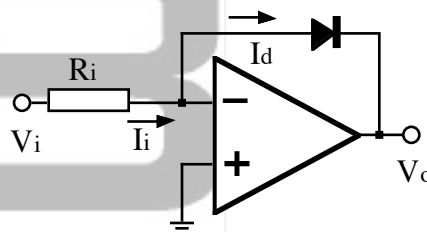


Figura 7.11

Infatti, trascurando come al solito I_0 , e per $V_i > 0$, si ha per un diodo ideale :

$$I_i = V_i/R_i = I_d = I_0 \exp(qV/K_B T),$$

Dalla figura 7.11 si vede che $V_o = -V$, per cui $V_i/R_i I_0 = \exp(-qV_o/K_B T)$. Passando ai logaritmi: $V_o = -(K_B T/q) \ln (V_i/I_0 R_i) = -2.3 (K_B T/q) \log_{10} (I_i/I_0) = -S \log_{10} (I_i/I_0)$.

Si vede che la tensione all'uscita è sempre negativa e proporzionale al logaritmo della tensione, o della corrente in ingresso, con una pendenza S (fattore di scala) che dipende dalla temperatura: $\partial S/S \partial T = 0.003 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

La dipendenza da T compare anche attraverso I_0 : all'incirca raddoppia ogni $10 \text{ } ^\circ\text{C}$; inoltre I_0 varia da diodo a diodo: tipicamente da 1 nA a $1 \text{ } \mu\text{A}$. La caratteristica ideale è obbedita dai normali diodi reali al massimo per tre decadi.

Un miglioramento si ottiene sostituendo al diodo un *transistor connesso a diodo*, cioè con il collettore cortocircuitato alla base, come in figura 7.12a.

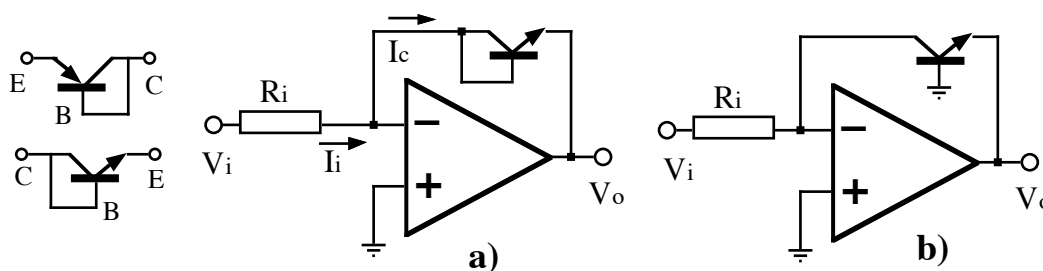


Figura 7.12

Infatti in un transistor così connesso²⁵ la corrente di collettore è data con ottima approssimazione dall'equazione del diodo ideale, con una corrente di perdita $I_0 = 10^{-13} \text{ A}$.

Una terza configurazione è quella di figura 7.12b, detta anche a *transdiodo*. Qui collettore

²⁵ *Operational Amplifiers*, G.B. Clayton, capitolo 5.

e base sono mantenuti alla stessa tensione per effetto della retroazione: la base è a massa e il collettore a massa virtuale, ed il risultato è ancora una caratteristica di diodo ideale per la corrente di collettore.

In questo modo si ottiene per l'amplificatore logaritmico un intervallo di lavoro molto ampio, fino a 10 decadi, con una corrente massima di qualche mA, e una tensione di polarizzazione, pari all'opposto della tensione di uscita, inferiore a 0.6 V.

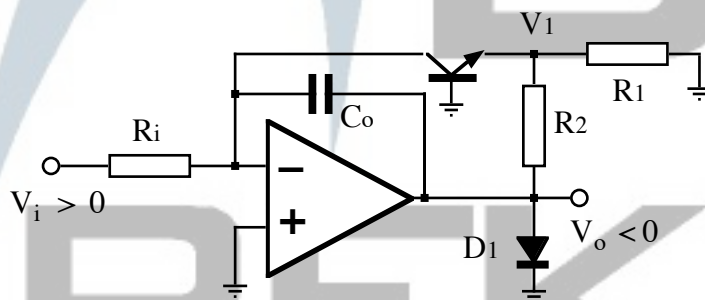


Figura 7.13

Un modo per svincolare V_o da questo limite è illustrato dalla figura 7.13, dove il partitore $R_1 R_2$ permette di variare a piacere il fattore di scala.

Trascurando la corrente di retroazione rispetto alla corrente che fluisce nel partitore, si ha $V_1 = V_o R_1 / (R_1 + R_2)$, e quindi:

$$V_o = -\frac{R_1 + R_2}{R_1} 2.3 \left(\frac{K_B T}{q} \right) \log_{10}(I_i / I_0) \approx -\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) 60 \log_{10}(I_i / I_0) \quad [\text{mV/decade}].$$

Se per R_1 si usa un termistore con un adeguato coefficiente termico positivo ($0.3\% \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$) e per R_2 una resistenza pari a $\approx 16 R_1$, il fattore di scala diventa 1 V/decade e praticamente indipendente dalla temperatura.

Per tensioni di ingresso negative, nella configurazione a transistor si dovrà impiegare negli schemi di figura 7.12b e 7.13 un transistor PNP, mentre nella configurazione con transistor connesso a diodo basterà invertire le connessioni di collettore ed emettitore.

In figura 7.13 si è inserito il condensatore C_o tra uscita ed ingresso invertente: esso può essere necessario per evitare fenomeni di auto-oscillazione²⁶. Il diodo D_1 serve a proteggere il transistor da una polarizzazione inversa che potrebbe bruciarlo. Per un uso corretto del circuito va inoltre tenuta presente la corrente I_b di polarizzazione dell'operazionale.

Per ottenere con questa tecnica un divisore di tensioni basta duplicare l'amplificatore

logaritmico, e fornire le due uscite agli ingressi di un differenziale (figura 7.14).

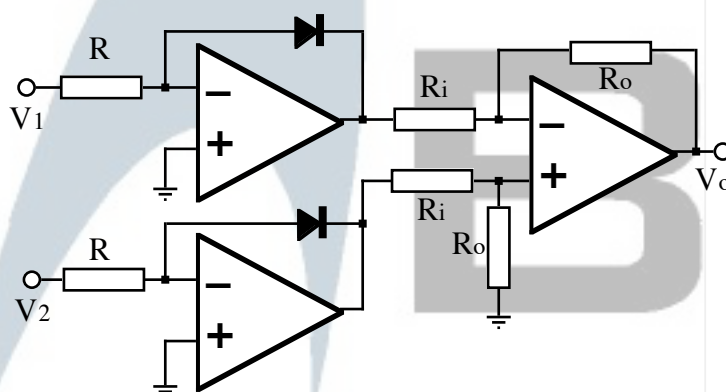


Figura 7.14

Qui l'uscita del differenziale è: $V_0 = \frac{R_0}{R_1} \left(\frac{K_B T}{q} \right) \ln(V_2/V_1)$. Si noti che la dipendenza della tensione di uscita dalla corrente di perdita del diodo I_0 scompare nella differenza.

7.4.2. Amplificatore esponenziale

L'amplificatore esponenziale si ottiene dall'amplificatore logaritmico semplicemente invertendo tra loro diodo e resistenza nello schema di figura 7.11, così da ottenere la configurazione di figura 7.14.

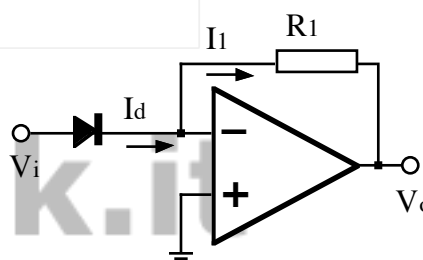


Figura 7.14

La discussione di questo schema e di quelli da questo ottenibili usando un transistor connesso a diodo o un transdiodo, è ovvia. Usando il modello di diodo ideale, e per $0.1 < V_i < 0.6$ V e $I_1 = I_d < 1$ mA, si ha: $V_0 = -R_1 I_1 = -R_1 I_0 \exp(qV_i/K_B T)$.

²⁶ Per una succinta spiegazione del fenomeno dell'auto-oscillazione si veda §10. Dettagli su una corretta progettazione degli amplificatori logaritmici si trovano in *Operational Amplifiers*, G.B. Clayton, capitolo 5, e in *Amplificatori operazionali e loro applicazioni*, W.G. Young, capitolo 6.

8. Filtri attivi

In questo capitolo si analizzano diversi circuiti realizzati con AO la cui caratteristica comune è di avere una *funzione di trasferimento* che dipende dalla frequenza. La funzione di trasferimento è il rapporto tra segnale in uscita e segnale in ingresso scritti in notazione complessa²⁷. Quando in un circuito la funzione di trasferimento dipende dalla frequenza esso può essere considerato un filtro: ad esempio se l'effetto di tale circuito su un segnale sinusoidale è di lasciarlo imperturbato alle basse frequenze e di attenuarlo alle alte frequenze si dirà che esso è un *passa-basso*, se il segnale viene attenuato solo in un intervallo di frequenze si tratterà di un *arresta-banda*, e così via.

Esempi di filtri passivi sono i partitori RC e RL, descritti nell'appendice B.

I filtri attivi offrono, rispetto a quelli passivi, la possibilità di avere alta impedenza di ingresso e bassa impedenza di uscita e quindi di interferire meno con il circuito in cui vengono usati, possono attenuare ma anche amplificare il segnale, e possono fornire qualsiasi funzione di trasferimento usando solo resistenze e capacità²⁸.

Essi possono avere moltissime configurazioni, e in generale l'analisi del loro comportamento è piuttosto complessa. Esistono numerose ricette per costruire filtri la cui risposta al variare della frequenza si adatti, sia in ampiezza che in fase, alle diverse esigenze. Ci sono ad esempio i filtri Butterworth, i filtri Tchebeyscheff, i filtri Bessel: ciascuna di queste classi individua, più che una particolare struttura del circuito usato, la particolare relazione tra i valori dei componenti passivi usati che caratterizza la forma della risposta del filtro. Ciascuna di queste classi inoltre può essere di ordine n (con $n = 1, 2, 3, 4, \dots$) a seconda del numero n dei *poli*¹ della funzione di trasferimento; n può essere interpretato come il numero dei filtri passivi RC che devono essere messi in cascata per approssimare il filtro attivo in questione.

Un primo approccio allo studio dei filtri attivi può limitarsi alla analisi della *struttura* dei diversi filtri. Una volta capito il funzionamento del circuito, e calcolata la sua funzione di trasferimento, si potrà entrare nei dettagli per adattare il filtro alla particolare esigenza.

Si analizzeranno pertanto nei prossimi paragrafi i filtri attivi semplici più frequentemente usati, che possono essere ricondotti ad una delle seguenti categorie: filtri del primo ordine, filtri a reazione multipla, filtri VCVS, filtri a variabile di stato, e filtri costruiti con circuiti convertitori di impedenza (NIC, giratori, moltiplicatori di impedenza).

²⁷ Si veda l'appendice B. Il modulo della funzione di trasferimento misura il guadagno del circuito e la fase misura lo sfasamento da esso introdotto nel segnale.

I filtri del primo ordine sono il circuito integratore (passa-basso), il circuito derivatore (passa-alto) e il filtro sfasatore (passa-tutto) che sarà descritto in §10.3, o semplici varianti degli stessi.

Sia i filtri a reazione multipla che i filtri VCVS (*Voltage Controlled Voltage Source*) verranno qui analizzati nella versione di ordine 2. I filtri di ordine superiore sono in generale composti da più stadi di questo tipo.

I filtri a variabile di stato usano la tecnica del calcolatore analogico, impiegando circuiti integratori e sommatore in reazione. I circuiti NIC (*Negative-Immittance-Converter*) utilizzano un operazionale con reazione sia positiva che negativa per trasformare una impedenza (Z) nel suo opposto ($-Z$), e i giratori la convertono nel suo reciproco ($1/Z$).

8.1. Integratore

L'amplificatore operazionale in configurazione invertente (§ 3.1) può diventare un circuito integratore o derivatore di segnali variabili qualora si sostituisca con una capacità rispettivamente la resistenza R_o o la R_i .

Nel primo caso, rappresentato in figura 8.1a, la tensione $V_c(t)$ ai capi del condensatore varia nel tempo t per effetto della carica $q(t)$ depositata dalla corrente $I_c(t)$.

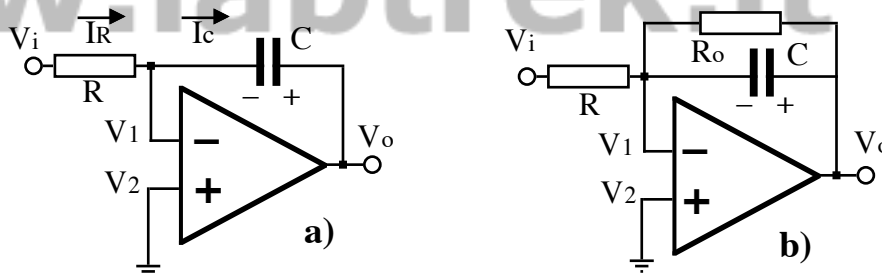


Figura 8.1

Nell'approssimazione di AO ideale tale corrente è controllata dalla tensione in ingresso $V_i(t)$: infatti essendo nulla la I_b , si ha $I_c(t) = I_R(t) = V_i(t)/R$.

Inoltre, essendo $V_1 = V_2 = 0$ e $V_c(t) = -[V_1 - V_o(t)]$, si ottiene subito:

$$V_o(t) = -V_c = \frac{-q(t)}{C} = -\frac{1}{C} \int I_c(t) dt = -\frac{1}{RC} \int V_i(t) dt + V(0)$$

ove si è usata la relazione $I(t) = \partial q(t) / \partial t$, ed il prodotto $\tau = RC$ che ha le dimensioni di un

²⁸ Le induttanze, utili nei filtri passivi specie alle basse frequenze, quando hanno un Q elevato sono costose e/o di grandi dimensioni.

tempo, viene detto *costante di integrazione*: τ può essere visto come il tempo necessario perché l'uscita, partendo da zero, si porti allo stesso valore della tensione (costante) applicata all'ingresso.

La resistenza R_o , posta in parallelo alla capacità nel circuito di figura 8.1b, è necessaria nei circuiti reali perché, mancando questa, viene meno la controreazione per tensioni continue, e la presenza inevitabile di offset in ingresso e di correnti di polarizzazione non nulle fa in modo che dopo un tempo più o meno lungo il condensatore si carica (anche se $V_i=0$) portando l'uscita dell'operazionale alla tensione di saturazione, positiva o negativa a seconda del verso della corrente determinato dai valori di V_{os} e I_b .

Se si usa per la capacità la notazione di impedenza complessa²⁹ ($Z_c = 1/j\omega C$), la funzione di trasferimento $T(j\omega) = V_o/V_i$ dell'integratore ideale, cioè senza R_o , è:

$$T(j\omega) = -Z_c/R = -1/j\omega RC,$$

che predice un guadagno $|T(j\omega)|$ divergente a frequenza nulla: per $\omega \rightarrow 0$ si ha saturazione.

Introducendo R_o la funzione di trasferimento diventa :

$$T(j\omega) = -\frac{Z_c \parallel R_o}{R} = -\frac{R_o/(1+j\omega R_o C)}{R} = -\frac{R_o/R}{1+j\omega R_o C} = G \frac{\omega_0}{\omega_0 + j\omega}. \quad [8.1]$$

Ora per segnali continui o in regime di basse frequenze ($\omega \ll \omega_0 = 1/R_o C$) il guadagno è praticamente costante $G \approx -(R_o/R)$, mentre per alte frequenze ($\omega \gg \omega_0$) la funzione di trasferimento diventa ancora quella dell'integratore ideale: $T(j\omega) \approx -1/j\omega RC$. Il modulo di $T(j\omega)$ è infatti $|T(\omega)| = \omega_0 G / \sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}$, e la fase è $\phi = \arctg\{-\omega/\omega_0\}$, cioè lo sfasamento è $-\pi/2$ alle alte frequenze. La frequenza ω_0 attorno alla quale cambia il comportamento dell'integratore è detta frequenza di taglio. A questa frequenza si ha: $|T(\omega_0)| = G/\sqrt{2}$ e $\phi(\omega_0) = -\pi/4$.

L'integratore è quindi un filtro attivo passa-basso, detto anche *di ordine uno*, perché la funzione di trasferimento ha al denominatore un polinomio del *primo* ordine.

8.2. Derivatore

Lo schema del derivatore ideale è ottenuto da quello dell'integratore ideale scambiando

²⁹ Per la definizione di impedenza complessa si veda l'appendice B .

tra loro la resistenza R e la capacità C , come in figura 8.2a.

Anche qui la capacità è caricata solo dalla corrente $I_c(t) = I_R(t)$ che fluisce attraverso la resistenza R (si trascura I_b).

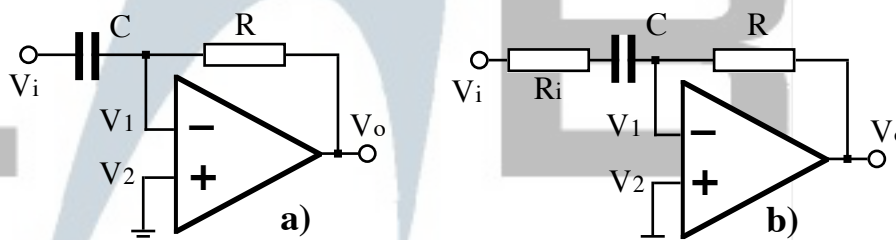


Figura 8.2

Se $q(t)$ è la carica sulle armature del condensatore, la tensione $V_c(t) = [V_i(t) - V_1]$ è data dalla relazione $V_c(t) = q(t)/C$. Essendo $V_1 = V_2 = 0$, per effetto della retroazione, dalla relazione $V_o(t) = -RI_c(t) = -R \partial q(t)/\partial t$ si ottiene la:

$$V_o(t) = -RC \partial V_i(t)/\partial t$$

La funzione di trasferimento è $T(s) = -R/Z_c = -sRC$, (posto $s = j\omega$) nulla per $\omega = 0$, e il guadagno $|T(s)|$ diverge al crescere della frequenza. Ciò comporta un'esaltazione delle componenti ad alta frequenza del rumore elettronico presente all'ingresso e rende sconsigliabile l'uso dello schema di figura 8.2a. La resistenza aggiunta in serie al condensatore in figura 8.2b modifica la funzione di trasferimento in

$$T(s) = -\frac{R}{Z_c(s) + R_i} = -\frac{R}{R_i} \left(\frac{sR_i C}{1 + sR_i C} \right) = \frac{-s(R/R_i)}{1/R_i C + s} = G \frac{s}{\omega_0 + s} \quad [8.2]$$

Partendo da frequenze basse, il guadagno cresce inizialmente in modo proporzionale alla frequenza per poi stabilizzarsi a R/R_i a frequenze molto superiori a $\omega_0 = 1/R_i C$. In altre parole il circuito di figura 4,2b funziona da derivatore solo per segnali di frequenza $\omega \ll \omega_0$.

Il modulo di $T(s)$ è $|T(s)| = \omega G / \sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}$, e la fase è $\phi = \arctg\{\omega_0/\omega\}$, cioè lo sfasamento è $+\pi/2$ per $\omega \gg \omega_0$. Alla frequenza di taglio si ha ora: $|T(\omega_0)| = G/\sqrt{2}$ e $\phi(\omega_0) = +\pi/4$.

Il derivatore è un filtro attivo passa-alto del primo ordine.

8.3. I filtri a reazione multipla

I filtri a reazione multipla del second'ordine sono costituiti da un operazionale invertente e da una rete passiva di impedenze Z_i (esclusivamente R e C) secondo lo schema generale di figura 8.3.

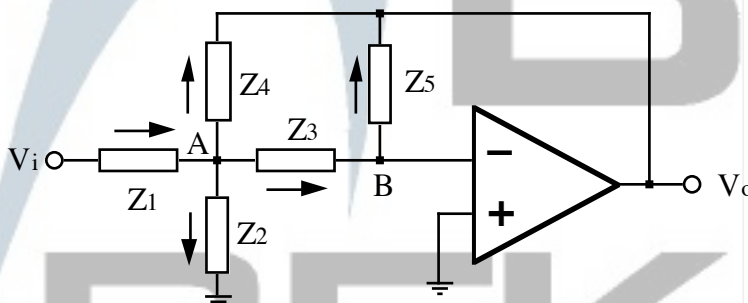


Figura 8.3

La funzione di trasferimento di questo schema si ottiene facilmente se si osserva che il nodo B è a massa virtuale per effetto della reazione negativa ($V_B=0$), che la corrente di polarizzazione può essere assunta nulla ($I_3=I_5$), e imponendo infine che si annulli la somma delle correnti al nodo A ($I_1=I_2+I_3+I_4$).

L'equazione al nodo A si scrive:

$$I_1 = -\frac{V_i - V_A}{Z_1} = \frac{V_A}{Z_2} + \frac{V_A}{Z_3} + \frac{V_A - V_o}{Z_4} = I_2 + I_3 + I_4$$

L'equazione al nodo B si scrive:

$$I_3 = \frac{V_A}{Z_2} = -\frac{V_o}{Z_5} = I_5,$$

che dà $V_A = -V_o Z_3 / Z_5$, e che sostituita nell'equazione al nodo A, e raccogliendo V_o a fattor comune, fornisce per la funzione di trasferimento $T(s) = V_o / V_i$:

$$T(s) = -\frac{Z_4 / Z_1}{(Z_3 Z_4) / (Z_2 Z_5) + (Z_3 + Z_4 + Z_3 Z_4 / Z_1) / Z_5 + 1} \quad [8.3]$$

ove le Z_i sono impedenze complesse $Z_i(s)$.

Questa è l'espressione generale della $T(s)$ per tutti i filtri a reazione multipla del second'ordine, dalla quale è facile derivare le particolari espressioni della funzione di trasferimento per i vari casi.

Analizzeremo in dettaglio il comportamento di tre configurazioni particolari: il passa-basso, il passa-alto, ed il passa-banda.

8.3.1. Il passa-basso

Se nello schema generale di figura 8.3 le Z_1, Z_3, Z_4 sono resistenze ($Z=R$), e Z_2 e Z_5 sono capacità ($Z=1/sC$), si ottiene un passa-basso (figura 8.4) la cui funzione di trasferimento si ricava facilmente dalla [8.3]:

$$T(s) = -\frac{R_4/R_1}{s^2 R_3 R_4 C_2 C_5 + s C_5 (R_3 + R_4 + R_3 R_4 / R_1) + 1} = \frac{-G \omega_0^2}{s^2 + 2s \zeta \omega_0 + \omega_0^2} \quad [8.4]$$

ove $G = R_4/R_1$ è il guadagno, $\omega_0 = 1/\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}$ è la frequenza di taglio e $\zeta = \omega_0 C_5 (R_3 + R_4 + R_3 R_4 / R_1) / 2$ è detto *fattore di smorzamento*³⁰.

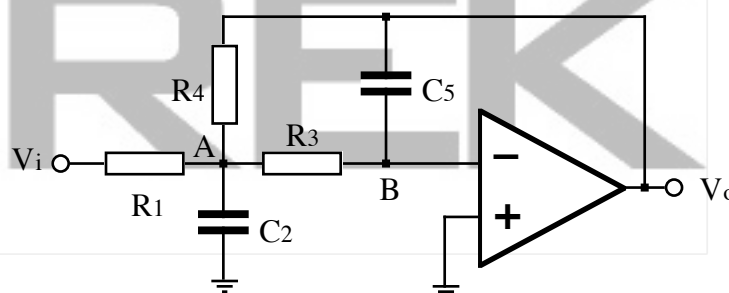


Figura 8.4

La dipendenza dell'ampiezza $A(\omega) = |T(s)|$ e dello sfasamento $\phi(\omega)$ in funzione della frequenza sono date rispettivamente da:

$$A(\omega) = \frac{G \omega_0^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta \omega \omega_0)^2}}, \quad \phi(\omega) = \text{arctg} \frac{-2\zeta \omega \omega_0}{\omega^2 - \omega_0^2}.$$

8.3.2. Il passa-alto

Se invece, nello schema di figura 8.3, Z_1, Z_3, Z_4 sono capacità ($Z=1/sC$) e Z_2 e Z_5 sono resistenze ($Z=R$), si ottiene un passa-alto (figura 8.5) la cui funzione di trasferimento si ottiene ancora dalla [8.3]:

$$T(s) = \frac{-s^2 C_1 / C_4}{1 / (C_3 C_4 R_2 R_5) + s(1 / C_3 + 1 / C_4 + C_1 / C_3 C_4) / R_5 + 1} = \frac{-s^2 G}{s^2 + 2s \zeta \omega_0 + \omega_0^2}, \quad [8.5]$$

ove $G = C_1 / C_4$, $\omega_0 = 1 / \sqrt{R_2 R_5 C_3 C_4}$, e $\zeta = (1 / C_3 + 1 / C_4 + C_1 / C_3 C_4) / (2 R_5 \omega_0)$.

³⁰ Il significato di ζ sarà illustrato nel seguito (§8.3.4).

$$A(\omega) = \frac{G\omega^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta\omega\omega_0)^2}}, \quad \phi(\omega) = \text{arctg} \frac{2\zeta\omega\omega_0}{\omega^2 - \omega_0^2}.$$

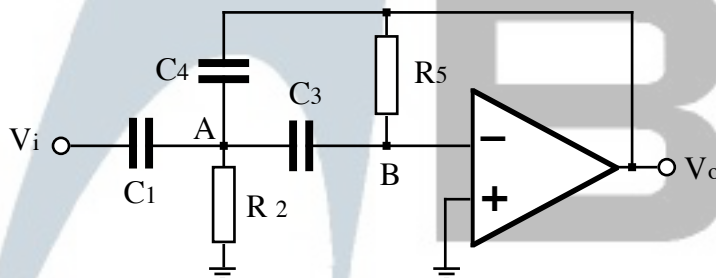


Figura 8.5

8.3.3. Il passa-banda

Se infine Z_1, Z_2, Z_5 sono resistenze ($Z=R$), e Z_3 e Z_4 sono capacità ($Z=1/sC$), si ottiene un passa-banda (figura 8.6) con funzione di trasferimento:

$$T(s) = \frac{-s^2/(R_1 C_4)}{1/(C_3 C_4 R^* R_5) + s/(C^* R_5) + s^2} = \frac{-s G \omega_0 / Q}{s^2 + s \omega_0 / Q + \omega_0^2} \quad [8.6]$$

dove $C^* = (C_3 C_4)/(C_3 + C_4)$ e $R^* = R_1 \parallel R_2$, la frequenza centrale è $\omega_0 = 1/\sqrt{R^* R_5 C_3 C_4}$, il fattore di merito è $Q = \omega_0 C^* R_5$, e il guadagno è $G = (R_5 C^*)/(R_1 C_4)$.

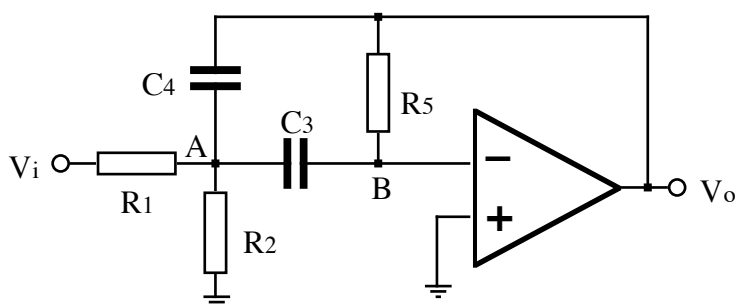


Figura 8.6

Qui l'ampiezza è $A(\omega) = T(s) = G / \sqrt{1 + Q^2(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}$, e la fase, che cambia segno per $\omega = \omega_0$, è $\phi(\omega) = \text{arctg}[-Q(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)]$.

8.4. Fattore di merito e fattore di smorzamento

Il significato del fattore di smorzamento ζ è spiegato dai grafici di figura 8.7 che riportano l'ampiezza $A(\omega) = |T(s)|$ (normalizzata a G) in funzione della frequenza (normalizzata alla frequenza di taglio ω_0) per diversi valori di ζ (per passa-basso e passa-alto).

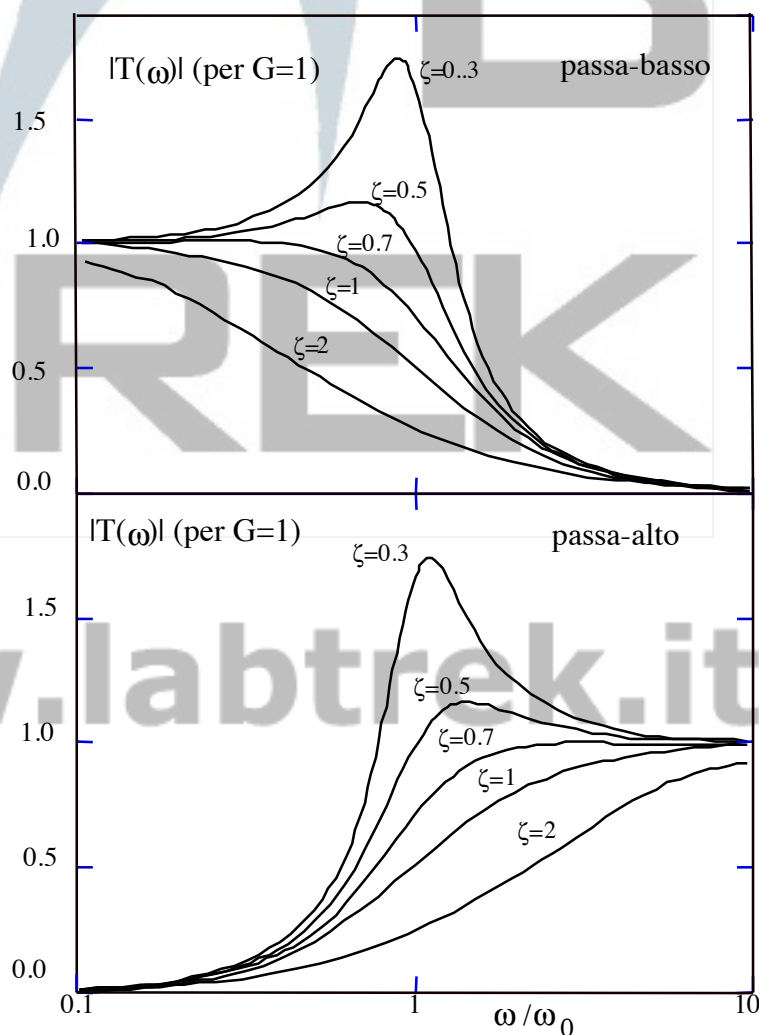


Figura 8.7

Si vede che per piccoli valori di ζ la risposta ha un picco per frequenze prossime a ω_0 . Annullando la derivata di $A(\omega)$ rispetto ad ω si ricava la frequenza di picco $\omega_p = \omega_0 \sqrt{1-2\zeta^2}$ per il passa-basso, e $\omega_p = \omega_0 / \sqrt{1-2\zeta^2}$ per il passa-alto. Da queste relazioni si vede che il picco si ha solo per $\zeta < 1/\sqrt{2} \approx 0.7$.

Si ha inoltre $A(\omega_p) = G / (2\zeta \sqrt{1-2\zeta^2})$. Se invece $\zeta = 1/\sqrt{2}$, allora la risposta è piatta, ed il filtro è detto di tipo Butterworth.

Alla frequenza di taglio ω_0 , per il passa-basso come per il passa-alto, si ha $A(\omega_0) = G/2\zeta$; nei filtri Butterworth si ha quindi $A(\omega_0) = G/\sqrt{2}$.

Nel caso del passa-banda il comportamento del filtro è meglio descritto in funzione del parametro $Q = (2\zeta)^{-1}$, detto *fattore di merito* per analogia con il caso dei sistemi risonanti.

In figura 8.8 la risposta del filtro passa-banda è tracciata per diversi valori di Q verso ω/ω_0 . Si noti che queste curve appaiono simmetriche rispetto a ω_0 solo se l'ascissa è riportata in scala logaritmica. La frequenza ω_0 , nel caso del passa-banda, prende il nome di *frequenza centrale*, alla quale si ha $A(\omega_0) = G$.

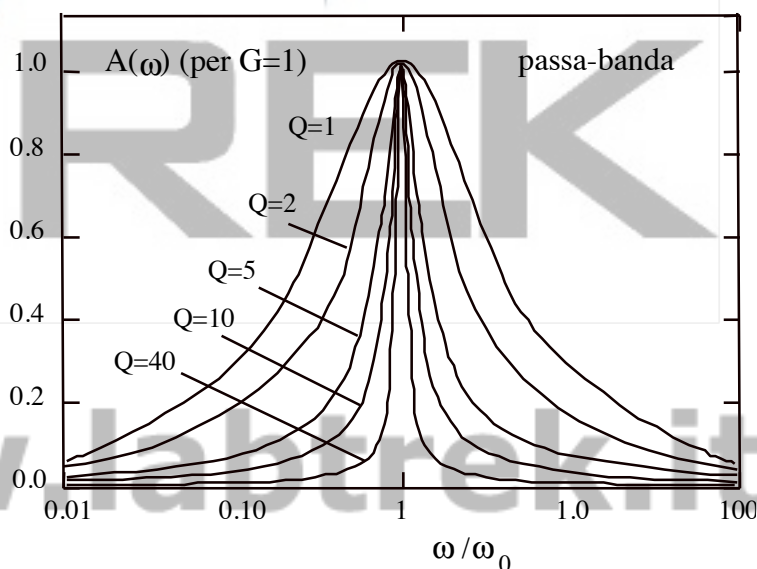


Figura 8.8

Tanto maggiore è il valore di Q , tanto più stretta è la banda passante: se ω_1 e ω_2 sono le frequenze alle quali l'ampiezza si riduce di un fattore $1/\sqrt{2}$ rispetto al valore assunto per ω_0 allora vale la relazione $\omega_2 - \omega_1 = \omega_0/Q$.

Infatti, posto $A(\omega_{1,2}) = A(\omega_0)/\sqrt{2}$, si ottiene l'equazione $1 + (\omega_0/\omega_{1,2} - \omega_{1,2}/\omega_0)^2 Q^2 = 2$, che ha per soluzioni $\omega_1 = \omega_0 (\sqrt{1+4Q^2} - 1)/2Q$ e $\omega_2 = \omega_0 (\sqrt{1+4Q^2} + 1)/2Q$.

La differenza $\omega_2 - \omega_1 = \Delta\omega$ è una definizione della *larghezza della banda passante*, cioè l'intervallo di frequenze per le quali l'ampiezza è attenuata di meno che 3 dB rispetto ad $A(\omega_0)$: infatti $20 \log_{10}(1/\sqrt{2}) \approx -3$.

Se si confronta il comportamento della $A(\omega)$ nella regione $\omega \gg \omega_0$ per il passa-basso del primo ordine e del secondo ordine, si vede che $A_1(\omega) \approx G(\omega/\omega_0)$, e $A_2(\omega) \approx G(\omega^2/\omega_0^2)$,

rispettivamente.

Nel grafico di Bode (figura 8.9), ove l'ampiezza è riportata in dB ($20 \log_{10} A$), e la frequenza come $\log_{10} \omega$, ciò produce per il passa-basso di ordine 1 una pendenza di -20 dB/decade e per il passa-basso di ordine 2 una pendenza di -40 dB/decade.

In altre parole l'attenuazione per $\omega \gg \omega_0$ nel filtro di 2 ordine cresce assai più rapidamente che in quello del 1 ordine.

La cosa è analoga (in un certo modo simmetrica rispetto a ω_0) per il passa-alto ove la pendenza, per $\omega \ll \omega_0$, è rispettivamente di $+20$ dB/decade e di $+40$ dB/decade.

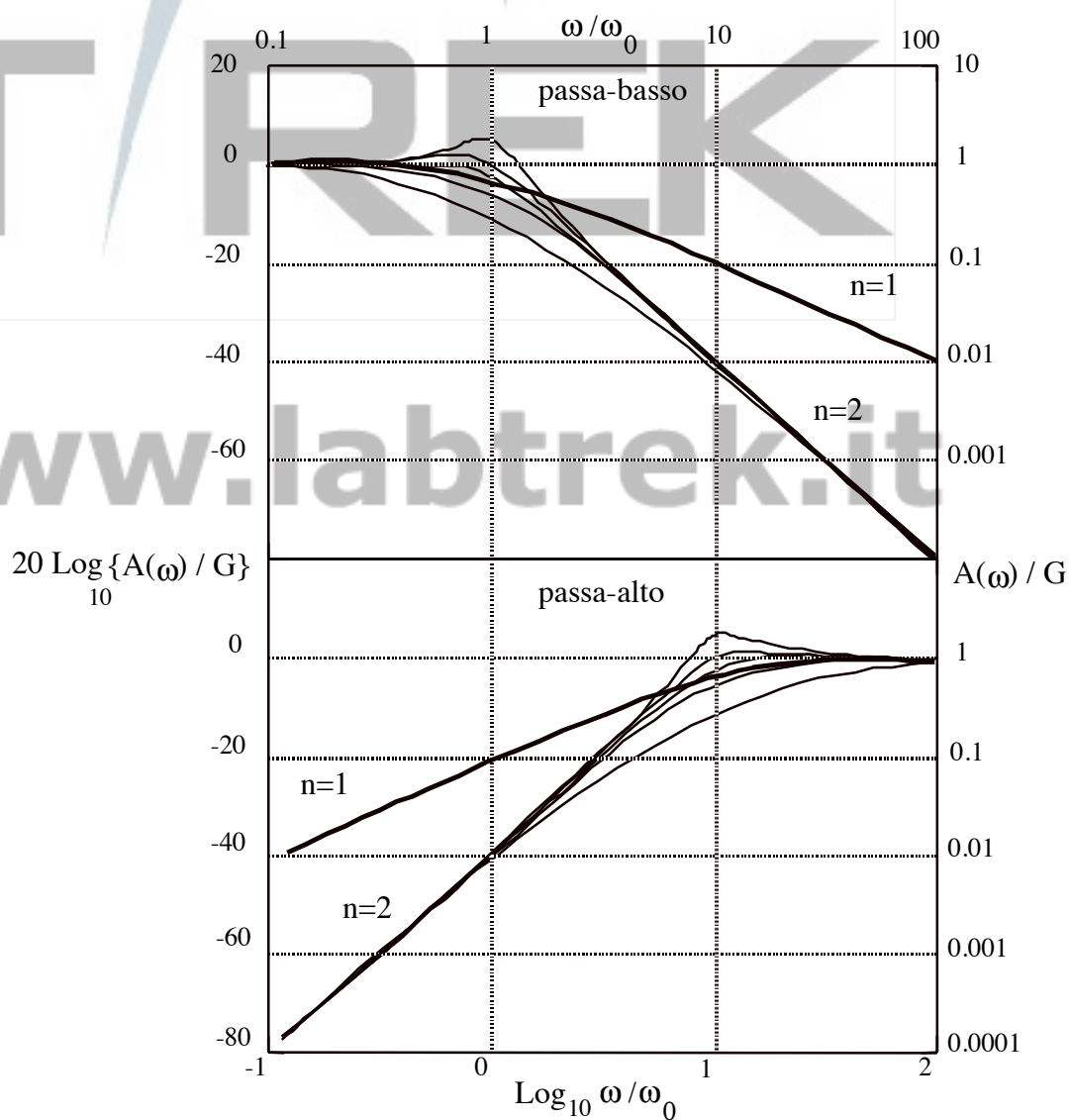


Figura 8.9

8.5. I filtri VCVS

Una seconda categoria importante di filtri attivi del secondo ordine è quella dei VCVS (*Voltage Controlled Voltage Source*)³¹. Questi filtri sono tutti costituiti da un operazionale in configurazione non-invertente e da una rete di retroazione passiva di impedenze Z_i , strutturata secondo lo schema generale di figura 8.10.

La funzione di trasferimento di questi filtri si ottiene imponendo la conservazione della corrente al nodo A ($I_1 = I_2 + I_3$) e al nodo B ($I_2 = I_4$), e osservando che la tensione in B e C è la stessa per effetto della reazione. Inoltre, dalla definizione di guadagno del non-invertente si ha $V_o = GV_B$.

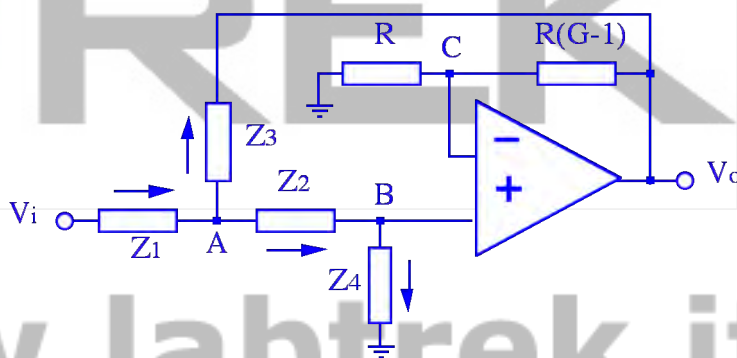


Figura 8.10

Al nodo A si ha la relazione:

$$I_1 = \frac{V_i - V_A}{Z_1} = \frac{V_A - V_o}{Z_3} + \frac{V_A - V_B}{Z_2} = I_2 + I_3 \quad ,$$

e al nodo B:

$$I_2 = \frac{V_A - V_B}{Z_2} = -\frac{V_B}{Z_4} = I_4 \quad ,$$

che, tenendo conto che $V_B = V_o/G$, dà $V_A = (V_o/G)(1 + Z_2/Z_4)$. Questa, sostituita nella prima relazione, e raccogliendo V_o a fattor comune, fornisce:

$$\frac{V_i}{Z_i} = -\frac{V_o}{G} \left[\left(1 + \frac{Z_2}{Z_4} \right) \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \right) - \frac{G}{Z_3} - \frac{1}{Z_2} \right] .$$

La funzione di trasferimento si può quindi scrivere :

³¹ Il nome VCVS ha ragioni storiche, e serve solo per distinguere questo tipo di schema, anch'esso a reazione multipla, ma questa volta sia positiva che negativa, da quello illustrato in precedenza.

$$T(s) = - \frac{G}{1 + (Z_1/Z_2)/(Z_3/Z_4) + (Z_1 + Z_2)/Z_4 + (1-G)(Z_1/Z_3)}. \quad [8.7]$$

Nel caso si scelga $G=1$, l'amplificatore non-invertente diventa un buffer e il circuito appare semplificato come in figura 8.11:

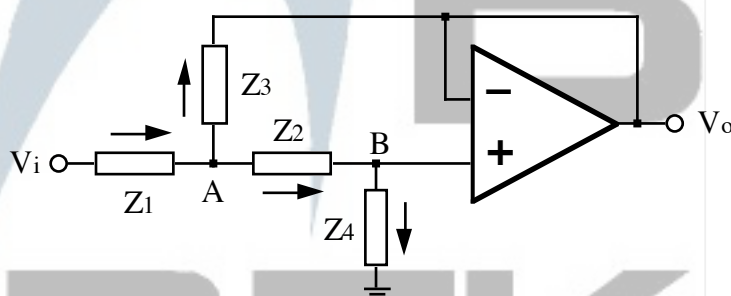


Figura 8.11

e la funzione di trasferimento diventa semplicemente:

$$T(s) = - \frac{1}{1 + (Z_1/Z_2)/(Z_3/Z_4) + (Z_1 + Z_2)/Z_4} \quad [8.8]$$

8.5.1. Il passa-basso VCVS

Se Z_1 e Z_2 sono resistenze e Z_3 e Z_4 sono capacità si ottiene (per $G=1$) un filtro passa-basso (figura 8.12), con :

$$T(s) = \frac{1}{1 + s(R_1 + R_2)C_4 + s^2(R_1R_2C_3C_4)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + s2\zeta\omega_0 + \omega_0^2}. \quad [8.9]$$

La risposta del filtro è analoga a quella del passa-basso a reazione multipla, [8.4], ma ora la frequenza di taglio è $\omega_0 = 1/\sqrt{R_1R_2C_3C_4}$, e il fattore di smorzamento vale $\zeta = \sqrt{C_4/C_3}(\sqrt{R_1/R_2} + \sqrt{R_2/R_1})/2$. Qui, come nel caso del corrispondente filtro a reazione multipla, si può variare ω_0 , a ζ costante, scalando le due resistenze dello stesso fattore, e si può variare ζ , a ω_0 costante, scalando in modo uguale ma opposto le due capacità.

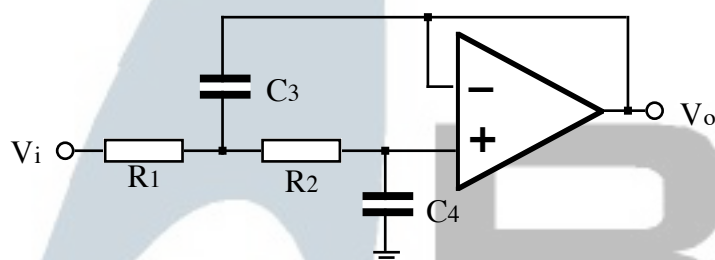


Figura 8.12

8.5.2. Il passa-alto VCVS

Se invece Z_1 e Z_2 sono capacità e Z_3 e Z_4 sono resistenze si ottiene, sempre per $G=1$, un filtro passa-alto (figura 8.13), con :

$$T(s) = \frac{-s^2(R_3 R_4 C_1 C_2)}{1 + sR_3(C_1 + C_2) + s^2(R_3 R_4 C_1 C_2)} = \frac{-s^2}{s^2 + s2\zeta\omega_0 + \omega_0^2}, \quad [8.10]$$

Anche qui la risposta del filtro è analoga a quella del passa-alto a reazione multipla descritta dalla relazione [8.5], ma la frequenza di taglio è ora $\omega_0 = 1/\sqrt{C_1 C_2 R_3 R_4}$, e il fattore di smorzamento è invece $\zeta = \sqrt{R_3/R_4}(\sqrt{C_1/C_2} + \sqrt{C_2/C_1})/2$. Qui (come nel caso del corrispondente filtro a reazione multipla) si può variare ω_0 , a ζ costante, scalando le due capacità dello stesso fattore, e si può variare ζ , a ω_0 costante, scalando in modo uguale ma opposto le due resistenze.

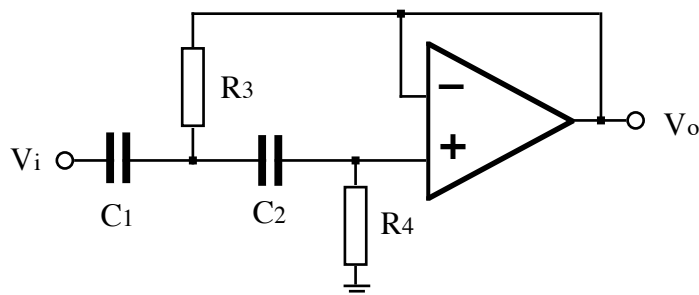


Figura 8.13

Per G diverso da 1 la derivazione di $T(s)$, ω_0 e ζ è del tutto analoga. L'unico parametro che cambia, con il guadagno G , è il fattore di attenuazione ζ che diventa rispettivamente

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{C_4/C_3} \left(\sqrt{R_1/R_2} + \sqrt{R_2/R_1} + (1-G) \sqrt{(R_1 C_3)/(R_2 C_4)} \right)$$

per il passa-basso, e

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{R_3/R_4} \left(\sqrt{C_1/C_2} + \sqrt{C_2/C_1} + (1-G) \sqrt{(R_3 C_2)/(R_4 C_1)} \right)$$

per il passa-alto.

8.6. I filtri a variabile di stato

I filtri attivi a variabile di stato sono costituiti essenzialmente da due integratori invertenti in cascata e da un sommatore che sovrappone linearmente al segnale in ingresso le uscite dei due integratori (figura 8.14).

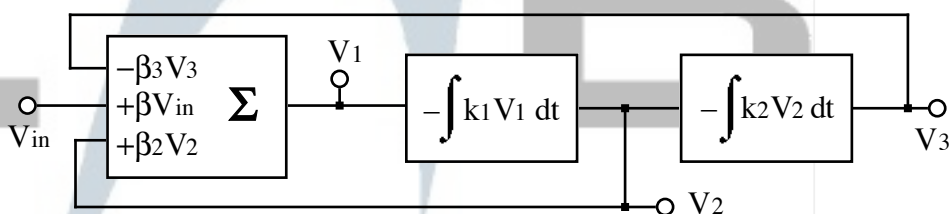


Figura 8.14

Per capire la logica di funzionamento di questo tipo di filtri conviene analizzare subito un esempio. In figura 8.15 consideriamo per ora solo i primi 3 amplificatori operazionali: il quarto, con la rete passiva tratteggiata può essere aggiunto successivamente perché non modifica il comportamento del resto del circuito. L'operazionale 1 funziona da amplificatore differenziale. Applicando il principio di sovrapposizione, consideriamo accese una sola per volta le sorgenti di segnale V_i, V_2, V_3 . Allora all'uscita V_1 si ottiene la somma delle tensioni $V_i R_2 / (R_1 + R_2)$ e $V_2 R_1 / (R_1 + R_2)$ con guadagno +2, e della tensione V_3 con guadagno -1: $V_1 = 2 [V_i R_2 / (R_1 + R_2) + V_2 R_1 / (R_1 + R_2)] - V_3$.

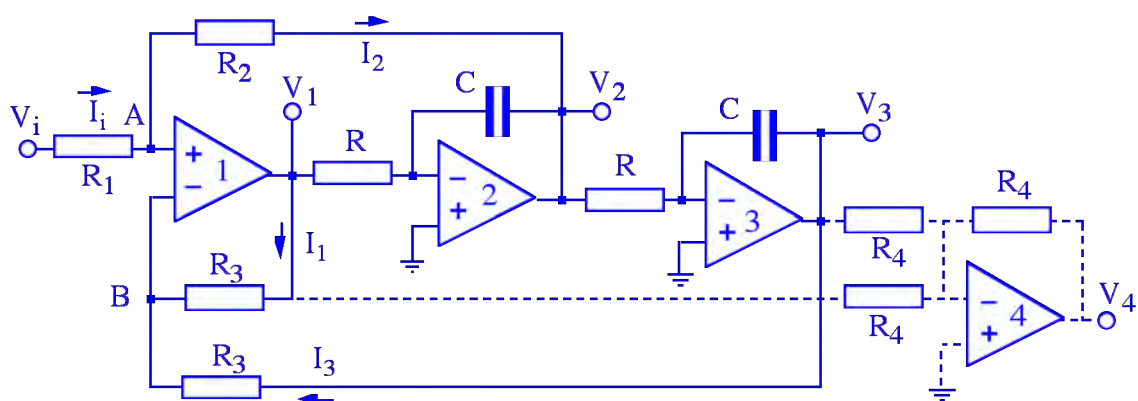


Figura 8.15

Si può ottenere la stessa relazione applicando la conservazione della corrente ai nodi A ($I_1 = I_2$) e B ($I_1 + I_3 = 0$), cioè :

$$(V_i - V_A) / R_1 = (V_A - V_2) / R_2 \quad \text{e} \quad (V_i - V_B) / R_3 + (V_3 - V_B) / R_3 = 0.$$

Tenendo conto poi che $V_A = V_B$, si eliminano V_A e V_B dalle precedenti relazioni,

ottenendo:

$$R_2 V_1 + R_1 V_2 = (R_1 + R_2)(V_1 + V_3)/2.$$

Gli operazionali 2 e 3 funzionano da integratori invertenti, e quindi :

$$V_2 = -V_1/sRC \text{ e } V_3 = -V_2/sRC = V_1/(sRC)^2,$$

relazioni che, introdotte nella precedente, danno V_1 in funzione di V_i :

$$V_1 (1 + 2R_1/sRC(R_1 + R_2) + 1/(sRC)^2) = V_i 2R_2/(R_1 + R_2).$$

La funzione di trasferimento all'uscita V_1 è quindi:

$$T_1(s) = \frac{V_1}{V_i} = \frac{-s^2 2R_2/(R_1 + R_2)}{s^2 + s2R_1/(R_1 + R_2)RC + 1/(RC)^2} = \frac{s^2 G_1}{s^2 + s2\zeta\omega_0 + \omega_0^2}, \quad [8.11]$$

ove $\omega_0 = 1/RC$, $\zeta = R_1/(R_1 + R_2)$ e $G_1 = 2R_2/(R_1 + R_2)$

Immediatamente si ricavano quindi le funzioni di trasferimento per V_2 e V_3 :

$$T_2(s) = \frac{V_2}{V_i} = -\frac{V_1 \omega_0}{V_i s} = \frac{-sG_1 \omega_0}{s^2 + s2\zeta\omega_0 + \omega_0^2} = \frac{sG_2 \omega_0 / Q}{s^2 + s\omega_0 / Q + \omega_0^2} \quad [8.12]$$

ove $Q = 1/2\zeta = (R_1 + R_2)/2R_1$ e $G_2 = QG_1 = R_2/R_1$, e

$$T_3(s) = \frac{V_3}{V_i} = \frac{V_1 \omega_0^2}{V_i s^2} = \frac{G_1 \omega_0^2}{s^2 + s2\zeta\omega_0 + \omega_0^2}. \quad [8.13]$$

Si vede facilmente, confrontando queste relazioni con le [8.4],[8.5] e [8.6], che queste tre uscite corrispondono rispettivamente a un filtro passa-alto, a un passa-banda ed a un passa-basso.

Se si aggiunge il quarto operazionale, che è un sommatore invertente, si ottiene all'uscita 4 : $V_4 = -(V_1 + V_3)$, e quindi la $T_4(s)$ vale :

$$T_4(s) = \frac{V_4}{V_i} = \frac{-G_1(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + s\omega_0 / Q + \omega_0^2}. \quad [8.14]$$

Per $\omega = \omega_0$ la funzione di trasferimento va a zero ($s^2 = -\omega_0^2$), mentre per $s^2 \gg \omega_0^2$ o $s^2 \ll \omega_0^2$ si ha $V_o/V_i = |T(s)| \rightarrow G$. Quest'ultima uscita corrisponde quindi ad un filtro arresta-banda, con larghezza $\Delta\omega = \omega_0/Q = 2R_1/RC(R_1 + R_2)$, uguale a quella del filtro passa-banda.

Per inciso si può qui notare che i filtri a variabile di stato sono dispositivi che possono

essere usati come calcolatori analogici per risolvere equazioni differenziali. Consideriamo un semplice esempio: nello schema di figura 8.14, dato che $V_3 = -k_2 \int V_2 dt$, si può scrivere $V_2 = -(1/k_2)V_3/\partial t$, e analogamente $V_1 = -(1/k_1)\partial V_2/\partial t = (1/k_1 k_2)\partial^2 V_3/\partial t$.

Quindi, posto $V_3 = y(t)$, $1/k_1 k_2 = a$, $-\beta_2/k_2 = b$, $\beta_3 = c$ e $-\beta V_i = d$, la funzione $y(t)$ soddisfa l'equazione $a\partial^2 y/\partial t + b\partial y/\partial t + cy + d = 0$. Questo risultato ha tuttavia un carattere generale: per qualsiasi equazione differenziale lineare a coefficienti costanti si può ricavare un circuito composto solo di integratori e sommatore che in uscita fornisce la funzione soluzione.

8.7. Un semplice filtro arresta-banda

Si è appena visto, nel paragrafo precedente, come si possa ottenere con 4 operazionali un filtro arresta-banda (in inglese *band rejection* o *notch filter*).

Un filtro notch è tuttavia ottenibile usando un solo operazionale, ad esempio come nello schema di figura 8.16.

Questo circuito può essere visto come un filtro a reazione multipla (figura 8.3) con $Z_2 = \infty$ e con una frazione G del segnale di ingresso fornita al terminale non invertente.

Si noti che il valore dei componenti passivi qui non è affatto arbitrario! Le impedenze Z_4 e Z_3 sono infatti tra loro uguali ($1/sC$) e G vale $R_2/(R_2+2R_1)$.

La funzione di trasferimento può essere calcolata imponendo la usuale condizione di conservazione della corrente ai nodi A e B, e notando che $V_B = V_C = V_i R_2 / (R_2 + 2R_1)$.

Al nodo B vale $(V_A - V_B) sC = (V_B - V_o) / R_2$, che fornisce $V_A = G V_i (1 + 1/sR_2 C) - V_o / sR_2 C$.

Al nodo A vale la relazione $(V_i - V_A) / R_1 = (V_A - V_o) sC + (V_A - V_B) sC$, che, usando la relazione precedente per eliminare V_A , fornisce il rapporto V_o / V_i :

$$T(s) = \frac{G(s^2 + 1/R_1 R_2 C^2)}{s^2 + 2s/R_2 C + 1/R_1 R_2 C^2} = \frac{G(s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad [8.15]$$

Qui $\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2} C$, $Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_2 / R_1}$, $G = R_2 / (R_2 + 2R_1) < 1$, e la larghezza della banda, cioè l'intervallo di frequenze in cui l'ampiezza è attenuata di almeno un fattore $\sqrt{2}$

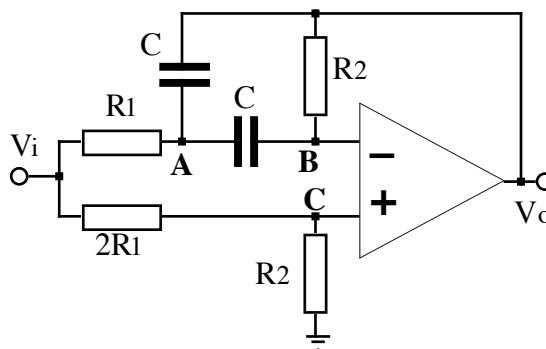


Figura 8.16

rispetto ad $A(0)$, è $\Delta\omega = \omega_0 / Q = 2/R_2C$.

8.8. Il convertitore di impedenza (NIC)

Il circuito di figura 8.17, converte l'impedenza Z nell'impedenza $Z^* = -(R_1/R_2)Z$. Esso fa in modo cioè che l'impedenza vista dal nodo B verso massa sia equivalente alla impedenza *negativa* Z^* . Per dimostrare questa equivalenza basta applicare il principio di

sovrapposizione e far tendere l'amplificazione a circuito aperto A all'infinito.

La tensione V_C all'uscita dell'AO è:

$$V_C = -AV_B + AV_A = -AV_i + AV_C [Z/(R_2 + Z)]$$

da cui: $\frac{V_C}{V_i} = -A \left(1 - \frac{AZ}{R_2 + Z} \right) \rightarrow 1 + \frac{R_2}{Z}$

Ora la definizione di impedenza vista all'ingresso è $Z^* = V_i/I_i$, e la corrente di ingresso I_i , può essere scritta come $I_i = (V_i - V_C)/R_1$. Quindi $Z^* = R_1 V_i / (V_i - V_C) = -ZR_1/R_2$.

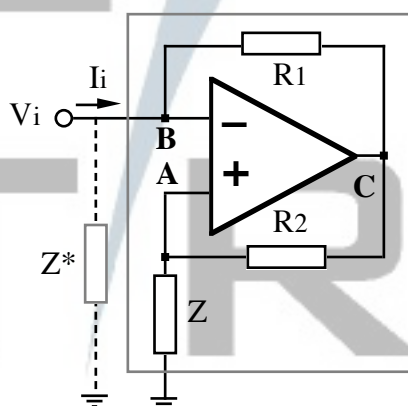


Figura 8.17

8.8.1 Un filtro passa-banda di tipo NIC

Usando un circuito NIC come in figura 8.18 si ottiene un filtro passa-banda. L'analisi si semplifica se si considera che, per effetto della reazione, le tensioni in A e A* sono uguali e che le correnti I_a e I_b sono definite dalle relazioni $I_a = (V_A - V_B)/R_1$ e $I_b = (V_B - V_{A^*})/R_2$.

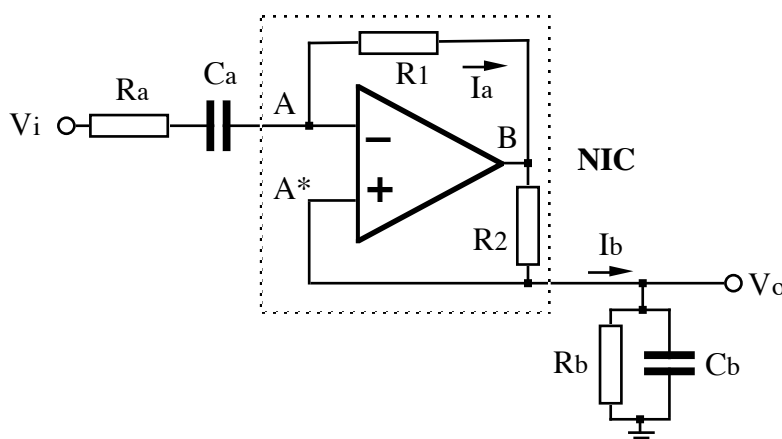


Figura 8.18

Quindi $I_b = -I_a R_1/R_2 = -G^* I_a$, dove $G^* = R_1/R_2$ può essere inteso come il guadagno in corrente del circuito NIC della figura 8.17. Inoltre si ha $V_o = Z_b I_b$ (con $Z_b = R_b \parallel 1/sC_b$) e $V_i - V_A = Z_a I_a$ (con $Z_a = R_a + 1/sC_a$) e $V_o = V_A$.

Dalle relazioni scritte, con un po' di algebra si ottiene il rapporto V_o/V_i :

$$T(s) = \frac{-sG^*/(R_a C_b)}{s^2 + s(1/R_a C_a + 1/R_b C_b - G^*/R_a C_b) + 1/R_a R_b C_a C_b} = \frac{-sG\omega_0/Q}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad [8.16]$$

Si vede che questo è un filtro passa-banda confrontando la [8.16] con la [8.6].

La frequenza centrale è $\omega_0 = 1/\sqrt{R_a R_b C_a C_b}$, il guadagno è $G = G^*/(C_a/C_b + R_a/R_b - G^*)$ e il fattore di merito $Q = 1/(\sqrt{R_b C_b/R_a C_a} + \sqrt{R_a C_a/R_b C_b} - G^* \sqrt{R_b C_a/R_a C_b})$, che può essere variato semplicemente aggiustando il rapporto G^* tra i valori delle due resistenze R_1 e R_2 .

Il valore di G^* non è tuttavia arbitrario: infatti supponiamo per semplicità di calcolo che sia $R_a = R_b = R$ e $C_a = C_b = C$, allora $G = G^*/(2 - G^*)$ e $Q = 1/(2 - G^*)$.

Il fattore di merito ed il guadagno del filtro entro la banda passante possono essere resi molto grandi per G^* che approssima 2, cioè con $R_1 \approx 2 R_2$.

Bisogna tuttavia fare attenzione ad aumentare troppo Q : il filtro cessa infatti di funzionare per valori di G^* troppo vicini a 2, quando il guadagno eccessivo manda l'operazionale in saturazione.

Un altro modo di ricavare la funzione di trasferimento è di sfruttare l'analisi fatta per il circuito NIC precedente: allora $T(s) = V_o/V_i = Z^*/(Z_i + Z^*) = G^* Z_b / (Z_a + G^* Z_b)$, che esplicitata porta ancora alla [8.16].

8.9. Giratore

Il giratore³² è un circuito che converte una impedenza nel suo reciproco, eventualmente scalata di un fattore K : $Z^* = K/Z$. Ad esempio se Z è una capacità ($Z = 1/sC$), l'impedenza efficace vista all'ingresso del giratore è $Z^* = sKC$, equivalente a quella di una induttanza equivalente $L^* = KC$. Un esempio di questo tipo è riportato in figura 8.19.

³² Il nome sta ad indicare che esso *fa ruotare* il vettore associato alla impedenza complessa: trasformando una capacità in una induttanza, tale vettore gira di 180°.

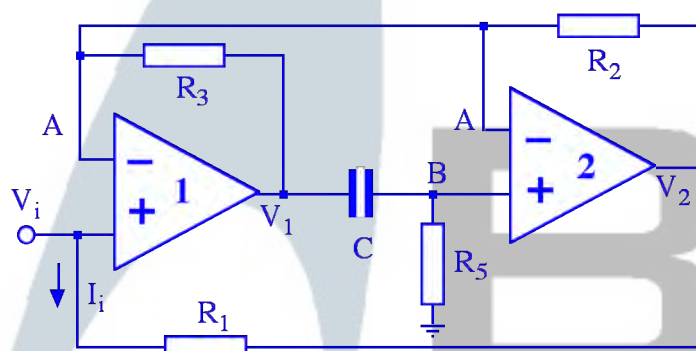


Figura 8.19

Dalla definizione di impedenza di ingresso: $Z_i = V_i / I_i$ e osservando che $I_i = (V_i - V_2) / R_1$, per trovare Z_i basta calcolare V_2 . Per effetto della retroazione si ha $V_A = V_B = V_i$.

Al nodo A risulta $(V_1 - V_A) / R_3 = (V_A - V_2) / R_2$, che permette di esprimere V_2 in termini di V_1 : $V_2 = (1 + R_2 / R_3) V_i - R_2 / R_3 V_1$.

Al nodo B si ha $V_B = V_1 R_5 / (R_5 + Z_C)$, che ci fornisce V_1 : $V_1 = V_i (1 + Z_C / R_5)$. Si ha quindi

$Z_i = R_1 R_3 R_5 / (R_2 Z_C) = s R_1 R_3 R_5 C / R_2 = L^*$, ove il valore dell'induttanza equivalente ($L^* = R_1 R_3 R_5 C / R_2$) è data dalla capacità moltiplicata per un coefficiente regolabile tramite le resistenze R_1, R_2, R_3 e R_5 .

Questo circuito è visto cioè come una induttanza verso massa. È evidente perciò come esso possa essere utilizzato per ottenere filtri passa-basso per bassa frequenza, senza dover impiegare grosse induttanze³³. Ad esempio, se si scelgono tutte le resistenze da $1 \text{ k}\Omega$, si ha $L^* / C = 1 \text{ henry} / \mu\text{F}$.

Un circuito integrato che facilita la realizzazione di un giratore, con la semplice aggiunta di una resistenza e di una capacità esterna è prodotto dalla National (AF120), e la sua struttura è riportata in figura 8.20. Gli schemi 8.19 e 8.20 sono identici eccetto che per la posizione di C, che nello schema 8.20 ha sostituito R_2 , anche se ciò può non essere evidente alla prima occhiata. Ripetendo l'analisi precedente si ottiene $Z_i = Z_1 Z_3 Z_5 / (Z_2 Z_4)$, con $Z_2 = 1 / sC$. Poichè nell'integrato AF120 si ha $Z_3 = Z_4 = Z_5 = R = 7.5 \text{ k}\Omega$, si potrà porre $Z_1 = R_0$ ottenendo così $Z_i = s R R_0 C = s L^*$, con $L^* / R_0 C = 7.5 \text{ (henry} / \text{ms)}$.

³³ Si vedano gli esempi di filtri LC in appendice B.

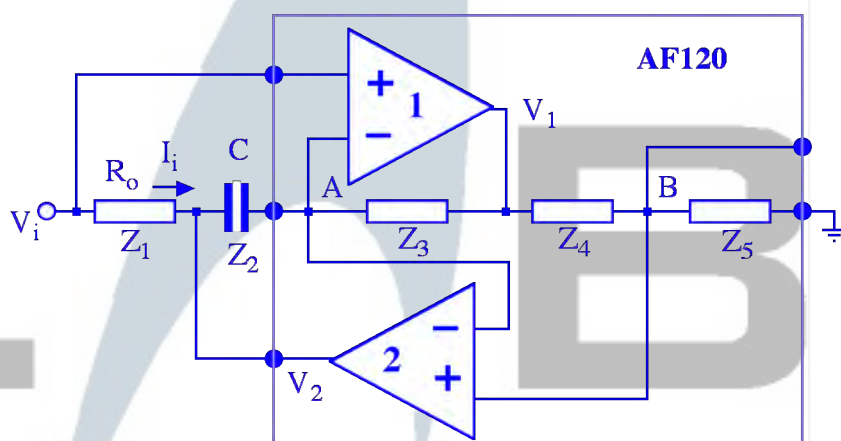


Figura 8.20

8.10. Moltiplicatore di capacità

Il circuito tracciato in figura 8.21 si comporta, dal punto di vista dell'impedenza di ingresso come un moltiplicatore di capacità.

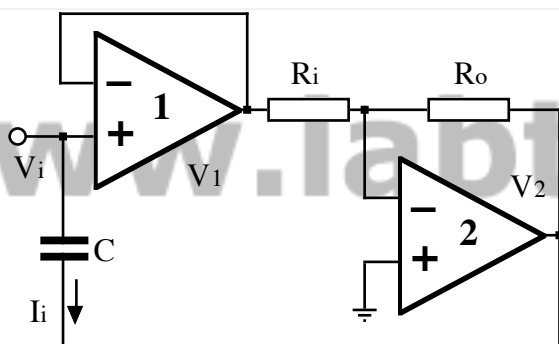


Figura 8.21

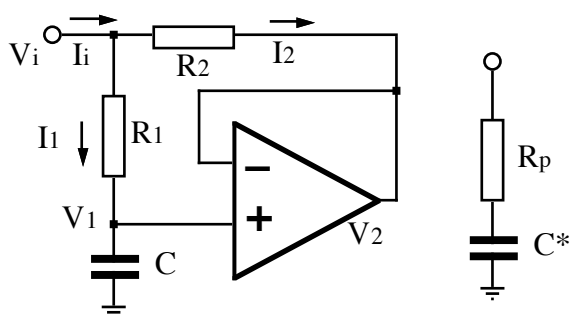


Figura 8.22

Per calcolare l'impedenza di ingresso $Z_i = V_i / I_i$ basta calcolare la corrente di ingresso $I_i = (V_i - V_2) / Z_C$.

Poiché OA1 è in inseguitore si ha $V_1 = V_i$, e poiché OA2 è un invertente con guadagno $G = -R_o / R_i$, si ha $V_2 = G V_1$. In definitiva si ottiene: $I_i = V_i (1 + R_o / R_i) sC$, e $Z_i = 1 / sC^*$, ove $C^* = C(1 + R_o / R_i)$.

Questo circuito può quindi essere usato per costruire un filtro passa-basso RC^* con elevata costante di tempo pur usando piccoli valori di R e C . Basta aggiungere una resistenza R in serie all'ingresso, e prelevare l'uscita tra R e C^* .

Un secondo schema di moltiplicatore di capacità è quello di figura 8.22, ove l'operazionale, usato come inseguitore,

impone la condizione $V_1 = V_2$. Si ha inoltre $V_1 = V_i Z_C / (R_1 + Z_C) = V_i / (1 + sR_1 C)$.

La corrente di ingresso I_i è data dalla somma di I_1 e I_2 , e l'impedenza di ingresso è $Z_i = V_i / I_i$.

Si ha: $I_1 = (V_i - V_2)/R_1$, $I_2 = (V_i - V_2)/R_2$ e quindi $I_1 = (V_i - V_2) / R_p$, ove $R_p = R_1 \parallel R_2$ è il parallelo di R_1 e R_2 . Eliminando V_1 e V_2 si ottiene quindi la relazione $Z_i = [R_1 R_2 / (R_1 + R_2)](1 + 1/sR_1 C) = R_p + 1/sC^*$, ove C^* è una capacità efficace pari a $C(1 + R_1/R_2)$.

8.11. I filtri attivi integrati

Esistono anche dei circuiti integrati che contengono quattro operazionali internamente connessi tra loro con elementi passivi così da permettere varie configurazioni di filtri a variabile di stato mediante l'aggiunta di pochi componenti passivi esterni. Un esempio tipico è il modello AF100 della National, il cui schema funzionale è riportato in figura 8.23.

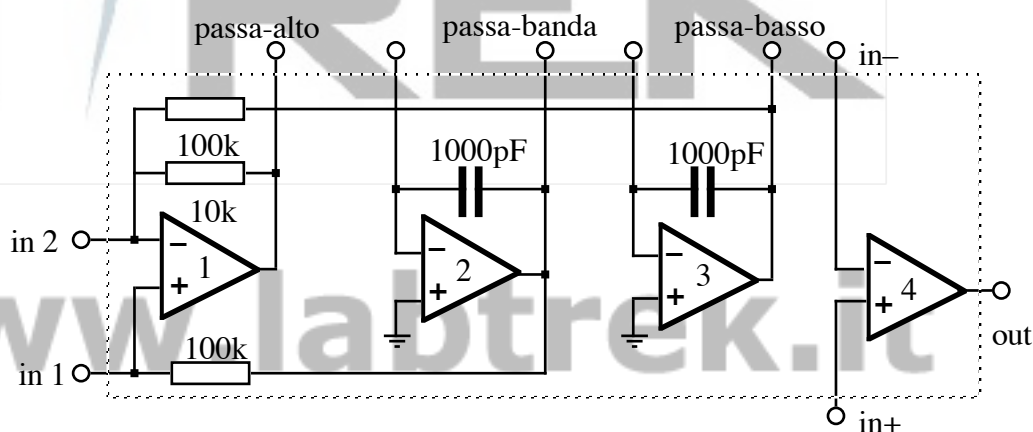


Figura 8.23

Si vede facilmente come sia possibile ottenere da questo integrato il filtro illustrato in figura 8.15, ma sono possibili anche altre configurazioni, ad esempio con ingresso invertente o differenziale.

8.11.1 Configurazione del filtro AF100 per ingresso invertente

Una possibile configurazione invertente per il filtro AF100 è illustrata in figura 8.24, ove si è ommesso il quarto operazionale, e l'analisi segue la stessa strada indicata in § 8.5.

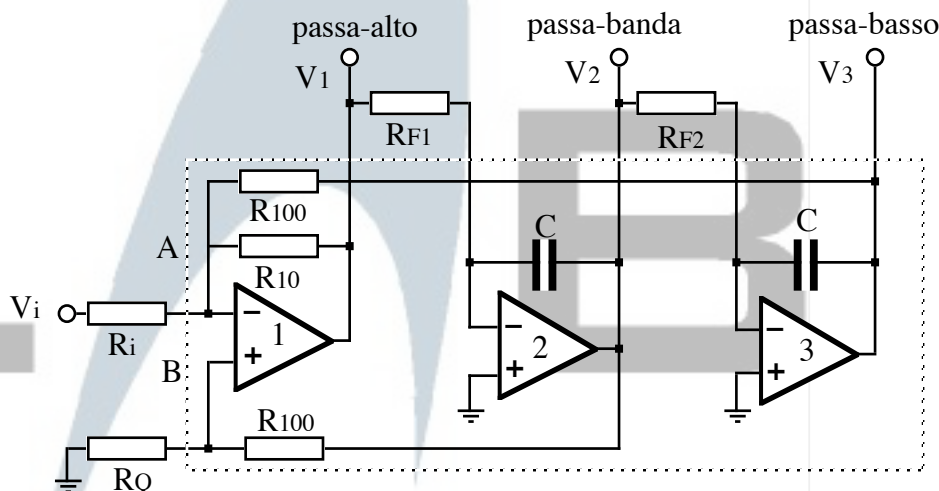


Figura 8.24

Al nodo A: $(V_A - V_i)/R_i = (V_3 - V_A)/R_{100} + (V_1 - V_A)/R_{10}$.

Al nodo B: $(V_2 - V_A)/R_{100} = V_A/R_Q$.

Da questa si ottiene V_A , ricordando che l'integratore 1 dà $V_2 = -V_1/sR_{F1}C = -\omega_1 V_1/s$ e che l'integratore 2 dà $V_3 = -V_2/sR_{F2}C = \omega_1 \omega_2 V_1/s^2$, ove $\omega_1 = 1/R_{F1}C$ e $\omega_2 = 1/R_{F2}C$:

$$V_A = -(R_Q \parallel R_{100})\omega_1 V_1/s.$$

Eliminando V_A , V_2 e V_3 nella prima relazione si ottiene la funzione di trasferimento per l'uscita V_1 (passa-alto):

$$T_1(s) = \frac{-s^2 R_{10}/R_i}{s^2 + s\omega_1 R_{10}(R_Q \parallel R_{100})/[R_{100}(R_i \parallel R_{10} \parallel R_{100})] + \omega_1 \omega_2 R_{10}/R_{100}}.$$

Tenendo conto dei valori di C , R_{10} e di R_{100} si ottiene per la frequenza di taglio:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2 / 10} = 10^9 \sqrt{0.1 R_{F1} R_{F2}},$$

e per il fattore di smorzamento ζ :

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{10 R_{F2}}{R_{F1}} \frac{1.1 + 10^4/R_i}{1 + 10^5/R_Q}}$$

Il guadagno del passa-alto è $G_1 = R_{10}/R_i$; facilmente si ottengono poi le $T_2(s)$ e $T_3(s)$, per il passa-banda e passa-basso, ove il guadagno diventa $G_2 = Q(R_{10}/R_i) \sqrt{10 R_{F1}/R_{F2}}$, con fattore di merito $Q = 1/(2\zeta)$, e $G_3 = R_{100}/R_i$, rispettivamente

Fissata ω_0 con la scelta di R_{F1} e R_{F2} , si può ancora variare Q e G , agendo su R_Q e R_i .

Come si vede bastano poi quattro resistenze esterne per ottenere un triplo filtro con l'integrato AF100. Con altre 3 resistenze ed usando il quarto operazionale si ottiene anche l'uscita arresta-banda (cfr. § 8.5).

9. Circuiti a scatto

Se si connette l'AO senza reazione negativa, o se si provvede una reazione positiva, un piccolo disturbo in ingresso (ad esempio la tensione di offset, induzione di rete, transiente d'accensione...) porta subito il sistema in saturazione, cioè l'uscita si porta circa alla tensione di alimentazione (positiva o negativa). Si dice allora che l'operazionale lavora fuori della zona lineare, e la risposta alle tensioni in ingresso assume solo due valori: V_{cc}^+ e V_{cc}^- .³⁴

Questa caratteristica permette di usare l'AO come circuito a scatto, o comparatore. Non tutti gli AO tuttavia possono essere usati in questo modo: molti infatti hanno in uscita una tensione limite V_{oMax} inferiore a $|V_{cc}|$.³⁵ Per $V_o = \pm|V_{cc}|$ si può verificare un fenomeno di blocco (latch-up) per cui la tensione all'uscita diventa insensibile ai valori assunti dalle tensioni in ingresso, e per sbloccarla si deve spegnere l'alimentazione. Per questo motivo è opportuno impiegare, nella progettazione dei circuiti a scatto, AO immuni da latch-up, o AO costruiti appositamente per questo uso: trigger di Schmitt, comparatori. Alcuni comparatori sono disponibili con collettore aperto³⁶, configurazione che consente di scegliere per le tensioni di saturazione (V_o) valori diversi da quelli usati per l'alimentazione

9.1. Il comparatore

Analizziamo il comportamento di un AO senza retroazione negativa. Si vede subito che esso funziona da rivelatore di tensione di soglia. Se infatti si blocca uno degli ingressi ad una tensione di riferimento V_R , l'uscita scatta tra $\pm V_{cc}$ appena la tensione dell'altro ingresso attraversa la soglia V_R . Posto ad esempio $V_R > 0$, la tensione in uscita V_o in funzione della tensione in ingresso V_i è descritta in figura 9.1.

³⁴ Per semplicità supponiamo ora $V_{cc}^+ = -V_{cc}^-$, e $|V_{oMax}| \approx V_{cc}$.

³⁵ Come si è già visto per gli operazionali tipicamente è $V_{oMax} \approx V_{cc}^+ - 2V$, e $V_{oMin} \approx V_{cc}^- + 2V$.

³⁶ Si veda la figura 12.8 del capitolo 12 per la configurazione a collettore aperto.

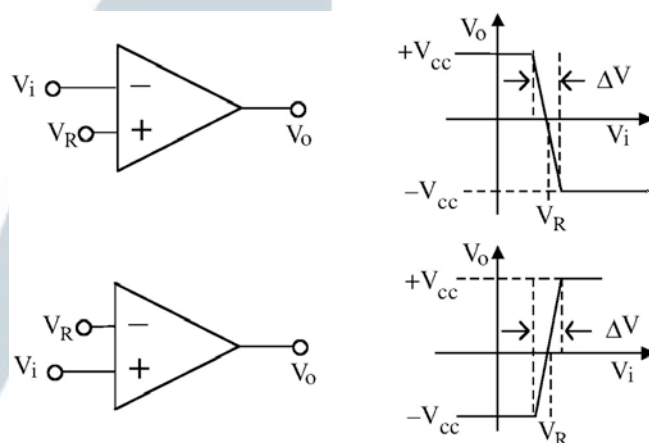


Figura 9.1

Nel piccolo intervallo $\Delta V = 2V_{cc}/A_o$ attorno a V_R il comparatore dà risposta lineare, ma poiché ΔV è dell'ordine del millivolt, un piccolo rumore in ingresso rende la regione attorno a V_R molto instabile: il comparatore³⁷ oscilla tra $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$.

9.2. Comparatore con isteresi

L'instabilità del comparatore attorno al valore di riferimento V_R può essere eliminata, a patto di ridurre la sensibilità, cioè introducendo una piccola isteresi attorno a V_R mediante reazione positiva. In questo modo il comparatore, in un piccolo intervallo di tensioni in ingresso attorno al valore della tensione di riferimento, darà una risposta che dipende dal valore della attuale tensione in uscita, e cioè dai valori precedentemente assunti da V_i .

Alla tensione di soglia V_R si sostituiscono due distinte tensioni di soglia; quella che fa scattare il comparatore per valori crescenti di V_i è superiore a quella che fa scattare il comparatore per valori decrescenti di V_i .

In questo modo piccole oscillazioni di V_i attorno a ciascuna soglia non possono far scattare il comparatore più di una volta. Tanto maggiore è la differenza ΔV , detta ampiezza dell'isteresi, tra le due tensioni di commutazione tanto minore è la sensibilità del comparatore. Consideriamo ad esempio il comparatore nella configurazione invertente e con $V_R > 0$:

³⁷ Come si è già accennato ciò avviene solo usando veri e propri comparatori: infatti buona parte degli operazionali per uso generale hanno come tensione massima all'uscita $|V_o| \approx |V_{cc}| - 2V$.

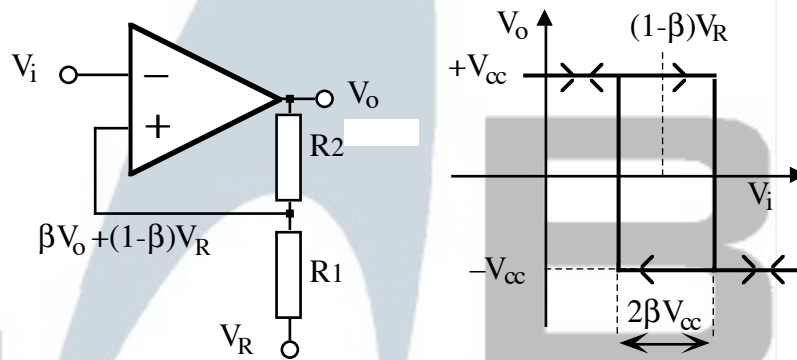


Figura 9.2

La tensione all'ingresso non invertente è determinata dalla tensione di riferimento V_R , dalla tensione in uscita V_O e dal fattore di retroazione $\beta = R_1/(R_1+R_2)$. Il valore della tensione al terminale non invertente è la sovrapposizione delle tensioni dovute separatamente a V_O e a V_R ripartite su R_1 e R_2 . Le tensioni di commutazione sono quindi $\pm\beta V_{cc} + (1-\beta)V_R$. L'isteresi ha ampiezza $2\beta V_{cc}$ e sostituisce la zona lineare. Si può definire come tensione di soglia il valor medio $(1-\beta)V_R$ delle due tensioni di commutazione che, per $\beta \ll 1$, approssima bene V_R .

Il comparatore non-invertente con isteresi ha la configurazione, del tutto analoga, riportata in figura 9.3, e differisce da quello invertente solo per l'impedenza di ingresso che, essendo determinata da R_1 e R_2 , è necessariamente inferiore a Z_{in2} . Questo dispositivo scatta quando $\beta V_O + (1-\beta)V_{in} = V_R$ cioè per $V_{in} = (V_R \pm \beta V_{cc})/(1-\beta)$, che per $\beta \ll 1$ diventa $V_{in} = V_R \pm \beta V_{cc}$. La tensione di soglia è $V_R/(1-\beta) \approx V_R$ e l'isteresi ha ampiezza $2\beta V_{cc}/(1-\beta) \approx 2\beta V_{cc}$.

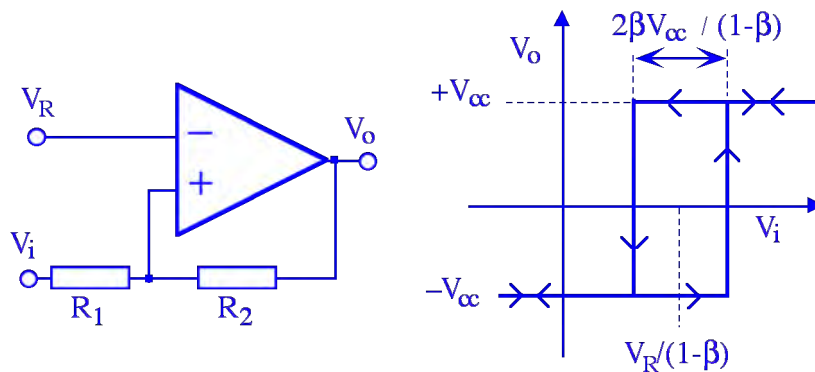


Figura 9.3

9.3. Il multivibratore astabile bipolare

Se ad un comparatore invertente con isteresi il segnale all'ingresso è fornito da una reazione negativa complessa (RC), si ottiene un multivibratore astabile, detto anche oscillatore a rilassamento.

Consideriamo prima il caso bipolare, cioè con la solita doppia alimentazione tra $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$, e con $V_R=0$, riportato in figura 9.4.

Il funzionamento può essere illustrato qualitativamente come segue. La controreazione fa in modo che il segnale all'ingresso invertente V_1 inseguia la tensione all'uscita V_o , con il ritardo provocato dal filtro passa-basso RC. Poiché il segno di V_o è sempre opposto a quello del segnale che ha fatto scattare il comparatore l'ultima volta, e dato che la tensione di soglia V_2 è una frazione di V_o , dopo un certo tempo dall'ultima commutazione si raggiunge inevitabilmente la condizione $V_2=V_1$ ed il comparatore scatta di nuovo.

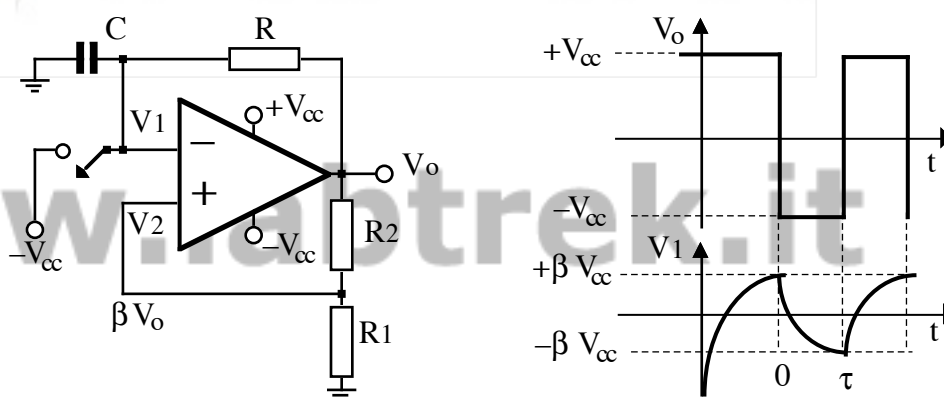


Figura 9.4

Esaminiamo l'evoluzione temporale della tensione V_1 a partire dall'istante in cui si apre l'interruttore, inizialmente chiuso. Con l'interruttore chiuso si ha $V_1=-V_{cc}$, $V_o=+V_{cc}$ e $V_2=+\beta V_{cc}$. La capacità è carica ed R è percorsa dalla corrente $i=2V_{cc}/R$.

Aperto l'interruttore C si scarica attraverso R e V_1 cresce verso $+V_{cc}$. Quando V_1 raggiunge $V_2 = +\beta V_{cc}$ il comparatore scatta portando V_o a $-V_{cc}$ e di conseguenza cambiando la tensione di soglia a $V_2 = -\beta V_{cc}$: sia questo l'istante $t = 0$.

La legge oraria di $V_1(t)$ sarà un decadimento esponenziale con costante di tempo RC e condizioni al contorno $V_1(0)=+\beta V_{cc}$ e $V_1(\infty)=-V_{cc}$, e quindi:

$$V_1(t) = (\beta V_{cc} + V_{cc}) \exp\{-t/RC\} - V_{cc}.$$

Quando $V_1(t)$ incontra la soglia $V_2 = -\beta V_{cc}$, il comparatore scatta nuovamente: sia questo istante $t = \tau$. Si ha allora:

$$V_1(\tau) = -\beta V_{cc} = (\beta V_{cc} + V_{cc}) \exp\{-\tau/RC\} - V_{cc},$$

da cui si ottiene $\tau = RC \ln\{(1+\beta)/(1-\beta)\} = RC \ln\{1+2R_1/R_2\}$.

Se $\beta \ll 1$, cioè $R_1 \ll R_2$, si ha $\tau \approx 2RCR_1/R_2$.

A questo punto il processo si inverte: V_1 sale verso $+V_{cc}$ e il comparatore riscatta quando $V_1 = V_2 = +\beta V_{cc}$. È facile vedere che ciò avviene dopo un tempo $\tau' = \tau$: il segnale in uscita

$V_o(t)$ è quindi un'onda quadra di periodo 2τ , cioè frequenza $f = 1/2\tau$.

Per $\beta \ll 1$ si ha $f \approx R_2/4RCR_1$, cioè la frequenza varia linearmente con R_2 , ed il periodo linearmente con R, C, R_1 .

La simmetria dell'onda quadra, cioè l'uguaglianza tra τ' e τ , dipende dalla simmetria della alimentazione: si è infatti supposto fin qui che $+V_{cc} = -(-V_{cc})$.

In caso di alimentazione dissimmetrica, o se l'operazionale ha tensioni di saturazione dissimmetriche, il circuito può essere migliorato introducendo un doppio zener in uscita, disaccoppiando l'uscita del comparatore con una resistenza R_o , come indicato in figura 9.5.

In questo modo quando l'uscita V'_o del comparatore si porta alla tensione di saturazione V_{cc}^+ o V_{cc}^- , la tensione di uscita V_o è bloccata alla tensione rispettivamente $\pm V_z$ rispetto a massa.

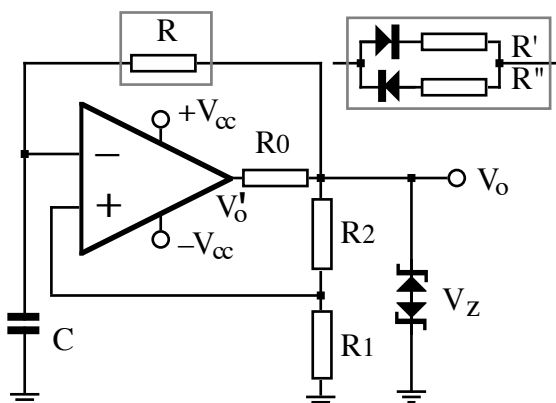


Figura 9.5

La differenza di potenziale $V_{cc}^+ - V_z$ o $V_z - V_{cc}^-$ (tra V'_o e V_o) cade attraverso la resistenza R_o . La corrente erogata dal comparatore dev'essere sufficiente a polarizzare adeguatamente lo zener che è posto in parallelo al carico e ai partitori R_1, R_2 e R, C . Se di proposito si vuole un impulso di durata asimmetrica, pur mantenendo costante

l'ampiezza del segnale in uscita, si può sostituire alla singola R nel ramo di reazione negativa un doppio ramo con diodi contrapposti, come indicato nell'inserto in figura. In questo modo si può rendere τ' molto diverso da τ .

9.4. Multivibratore astabile unipolare

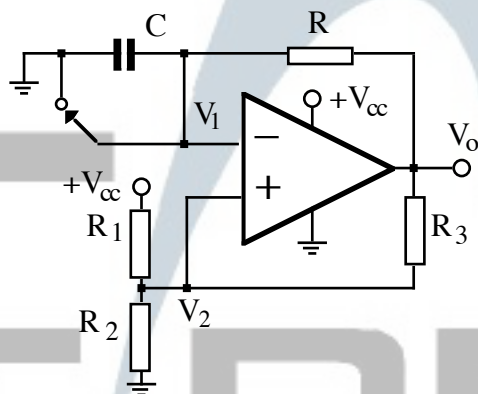


Figura 9.6

negativa (a massa).

Questi due valori sono dati rispettivamente dalle relazioni:

$$V_2^+ = V_{cc} \frac{R_2}{R_2 + R_1 \parallel R_3} = V_{cc} \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}$$

$$V_2^- = V_{cc} \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} = V_{cc} \frac{R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}$$

Per $R_1 = R_2 = R_3 = R$ si ha più semplicemente $V_2^+ = \frac{2}{3} V_{cc}$ e $V_2^- = \frac{1}{3} V_{cc}$.

Con l'interruttore chiuso $V_1 = 0$ e $V_0 = V_{cc}$. Aperto l'interruttore, la capacità si carica e V_1 cresce raggiungendo V_2^+ ad un certo tempo che assumeremo come istante iniziale: $t = 0$.

Qui il comparatore scatta e si ha $V_0 = 0$ e $V_2 = V_2^-$. La legge oraria è ora $V_1(t) = V_2^+ \exp(-t/RC)$, perchè la capacità si scarica e V_1 tende asintoticamente a $V_0 = 0$. Il comparatore scatta ancora per $t = \tau_1$ quando V_1 raggiunge V_2^- : $\exp(-\tau_1/RC) = V_2^- / V_2^+ = R_3 / (R_1 + R_3)$, ovvero:

$$\tau_1 = RC \ln(1 + R_1/R_3).$$

A questo punto $V_0 = V_{cc}$: $V_1 = V_2^-$ e sale verso V_{cc} e il comparatore scatta dopo il tempo τ_2 quando V_1 raggiunge V_2^+ . Posto di nuovo $t = 0$ quando $V_1 = V_2^-$, la legge oraria diventa $V_1(t) = (V_2^- - V_{cc}) \exp(-t/RC) + V_{cc}$.

Ciò fornisce il valore τ_2 della durata dell'impulso positivo:

$$\tau_2 = RC \ln[(V_2^- - V_{cc}) / (V_2^+ - V_{cc})] = RC \ln(1 + R_2/R_3).$$

L'onda quadra si ha ovviamente per $R_1 = R_2$.

Lo stesso circuito (con massa sostituita a $+V_{cc}$, e $-V_{cc}$ sostituita a massa) fornisce impulsi negativi di durata τ_2 .

10. Auto-oscillazione

In un amplificatore operazionale il fenomeno della auto-oscillazione, cioè una oscillazione spontanea della tensione all'uscita in assenza di segnale all'ingresso, si verifica di solito quando si ha retroazione positiva. Questa può essere generata da un ramo del circuito che collega l'uscita all'ingresso non-invertente, ma anche da un ramo che collega l'uscita all'ingresso invertente se lo sfasamento totale (ramo + amplificatore) è esattamente π .

La porzione di segnale prodotto all'uscita che viene reintrodotta all'ingresso non è tuttavia trasmessa necessariamente da un ramo del circuito: essa può anche essere il risultato di un accoppiamento, ad esempio capacitivo, tra ingressi ed uscita, o di ritorni di massa (trasmissione attraverso il circuito di alimentazione dell'amplificatore). Questi sono casi frequenti di auto-oscillazione incontrollata e indesiderata, cioè di instabilità dell'amplificatore; tuttavia è anche possibile controllare questo fenomeno, aggiustando adeguatamente la reazione in modo da ottenere una oscillazione stabile. È su questo principio che si basano i generatori di segnale che verranno analizzati in questo capitolo.

10.1. Considerazioni generali

Consideriamo una rete ad anello costituita di un amplificatore con guadagno A retroazionato con una frazione β del segnale in uscita.

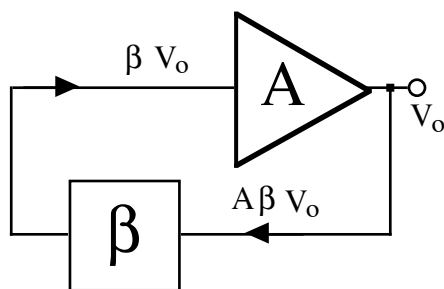


Figura 10.1

Interrompendo il circuito in un punto qualsiasi e iniettandovi un segnale, lo si ritroverà all'estremo opposto moltiplicato per il fattore $A\beta$. Quindi, se $A\beta > 1$, ad anello chiuso ogni disturbo (rumore) sentito dal circuito innesca un segnale che cresce nel tempo per effetto del guadagno dell'anello. Se questo segnale si stabilizza

in ampiezza il fenomeno viene detto auto-oscillazione. In generale si ha che la frazione di retroazione e l'amplificazione dipendono entrambi dalla frequenza [$A = A(j\omega)$, $\beta = \beta(j\omega)$], e quindi l'oscillazione non è possibile per segnali di qualsiasi frequenza: le condizioni perché in un circuito l'auto-oscillazione si stabilizzi sono: $\text{Im}\{A(\omega_0)\beta(\omega_0)\} = 0$, e $\text{Re}\{A(\omega_0)\beta(\omega_0)\} \geq 1$. Ciò significa che solo le frequenze ω_0 che danno sfasamento zero e un guadagno uguale a uno sono frequenze di possibile auto-oscillazione. La prima

condizione impone che il segnale ritorni in fase nello stesso punto del circuito dopo aver percorso l'anello, e la seconda garantisce una ampiezza del segnale costante. Infatti se $\text{Re}\{A\beta\} < 1$ l'oscillazione si spegne, e se $\text{Re}\{A\beta\} > 1$ l'operazionale si porta in saturazione; in questo secondo caso l'analisi del circuito diventa più complicata, e in generale l'auto-oscillazione non avviene ad una singola frequenza: il segnale risultante viene distorto in modo difficilmente prevedibile.

10.2. Oscillatore sinusoidale a ponte di Wien

Un esempio semplice di oscillatore sinusoidale, detto a ponte di Wien per la configurazione della rete di reazione, è illustrato in figura 10.2.

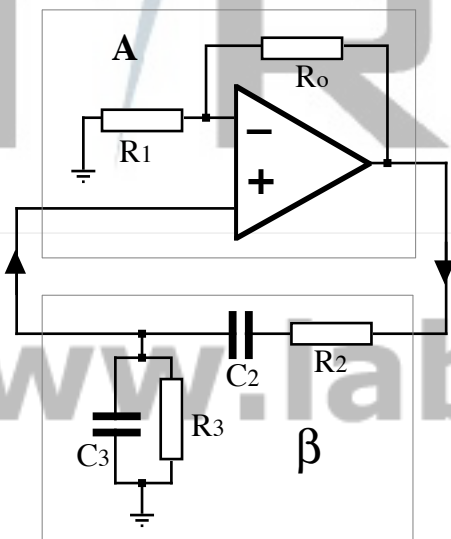


Figura 10.2

Nell'approssimazione dell'AO ideale il guadagno vale $A = 1 + R_0/R_1$: è costante, cioè indipendente da ω , e reale.

La frazione di reazione β è invece una funzione complessa di ω : è infatti la funzione di trasferimento di un filtro passa-banda passivo.

Da $\beta = (Z_{C3} \parallel R_3) / (Z_{C3} \parallel R_3 + R_2 + Z_{C2})$ si ha subito $\beta = sR_3C_2 / [(s/\omega_0)^2 + s/\omega_0Q + 1]$, con:

$$\omega_0 = \sqrt{1/(R_2R_3C_2C_3)}, \text{ e}$$

$$Q = 1/[\omega_0(R_3C_2 + R_2C_2 + R_3C_3)].$$

La condizione $\text{Im}(A\beta) = 0$, con A reale, diventa semplicemente $\text{Im}(\beta) = 0$, e la soluzione di questa equazione, ricordando che $s = j\omega$, si ottiene azzerando il coefficiente della parte reale del denominatore di β , dato che il numeratore è immaginario: $\omega = \omega_0$

In tal caso il fattore di retroazione vale:

$$\beta(\omega_0) = R_3C_2\omega_0Q = 1/(1 + R_2/R_3 + C_3/C_2).$$

Perché l'oscillazione sia stabile dev'essere anche unitario il guadagno d'anello $A\beta = 1$, ovvero $R_0/R_1 = R_2/R_3 + C_3/C_2$.

Il caso più semplice è per $R_2 = R_3 = R$, $C_3 = C_2 = C$, corrispondente a $\beta = 1/3$ e $Q = 1/3$, impone $A = 3$, cioè, $R_0 = 2R_1$ e la frequenza di oscillazione è semplicemente $f = 1/(2\pi RC)$

Oppure per $R_3 = 2R_2$ e $C_2 = 2C_3$ (che dà $\beta = 1/2$, $Q = 1/4$) dev'essere $A = 2$, cioè $R_0 = R_1$.

Si vede che non è molto importante la scelta dei valori nella rete di reazione: basta venga soddisfatta la relazione $A\beta = 1$. Alle alte frequenze bisognerà poi tener conto che $A(\omega)$ cala con ω .

Una variante abbastanza ovvia si ottiene sostituendo induttanze alle capacità in figura 10.2. Si ha $1/\beta = 1 + R_2/R_3 + L_2/L_3 + j(\omega L_2/R_3 - L_2/R_3\omega)$, $(\omega_0)^2 = (R_2R_3/L_2L_3)$, e per $R = R_2 = R_3$, $L = L_2 = L_3$ la frequenza è $f = R/2\pi L$.

Il valore dell'amplificazione, una volta fissato β , è critico, cioè deve essere esattamente $A = A_0 = 1/\beta$: infatti per $A > A_0$ il segnale a ω_0 porta l'amplificatore in saturazione e per $A < A_0$ esso si smorza a zero. Per avere un oscillatore stabile è quindi necessario introdurre una stabilizzazione automatica di guadagno

L'aggiustamento automatico di guadagno si ottiene facilmente usando un componente non lineare, lampadina o termistor, come negli schemi di figura 10.3.

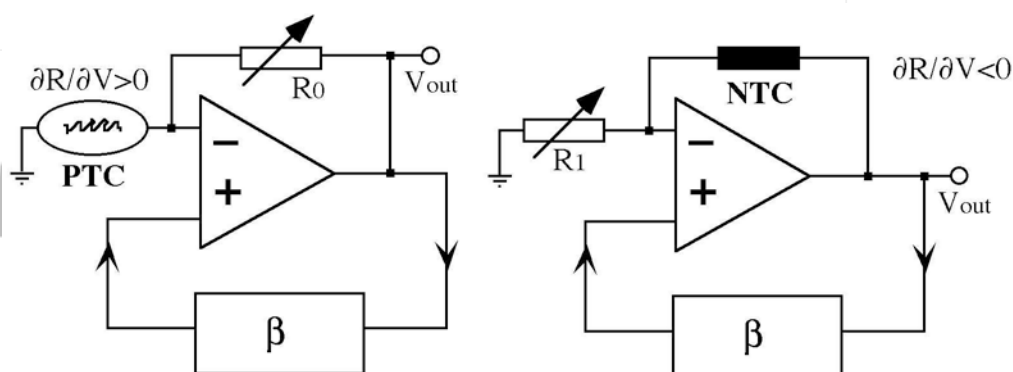


Figura 10.3

In entrambi i casi si sfrutta la dipendenza dalla temperatura della resistenza $R(T)$ del componente non lineare: quando la tensione V ai capi di $R(T)$ cresce, per effetto della dissipazione (V^2/R), anche la temperatura cresce. Nel caso della lampadina o del termistore PTC (Positive Temperature Coefficient) il risultato è $\partial R/\partial V > 0$, e quindi nello schema 10.3a l'amplificazione cala al crescere dell'ampiezza del segnale: $A = 1 + R_0/R(V)$.

Se si usa un termistore NTC (Negative Temperature Coefficient) si ha $\partial R/\partial V < 0$, e l'aggiustamento automatico di guadagno si ha usando lo schema 10.3b: $A = 1 + R(V)/R_1$.

Assumendo anche qui, per esempio, un $\beta = 1/3$ dev'essere $A = 3$. Quindi per un dato valore R_{PTC} della resistenza del PTC a temperatura ambiente, dev'essere $R_0 = 2R_{PTC}$; analogamente nel circuito che impiega un NTC dev'essere $R_1 = R_{NTC}/2$.

Un altro semplice schema di oscillatore a ponte di Wien è riportato in figura 10.4. Qui il controllo automatico di guadagno è fornito dalla caratteristica non-lineare dei diodi che sono posti in parallelo ad R_f . Al crescere della tensione i diodi entrano in conduzione a semiperiodi alterni e riducono il valore efficace della resistenza di retroazione, e di conseguenza il guadagno, posto all'inizio circa uguale a 3 mediante il potenziometro R .

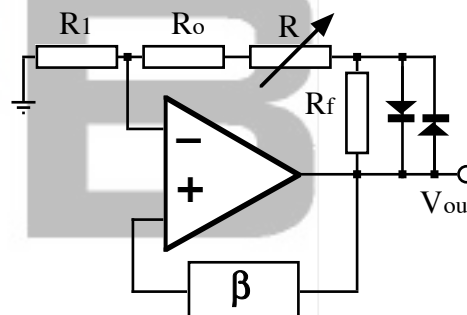


Figura 10.4

10.3. Sfasatore

Uno sfasatore è un filtro passa-tutto, cioè un circuito che produce uno sfasamento tra segnale di ingresso e segnale di uscita senza variare l'ampiezza del segnale.

Anche i filtri passivi RC o LC producono uno sfasamento, ma in questo caso anche l'ampiezza in uscita dipende necessariamente dalla frequenza, e il modulo della funzione di trasferimento è sempre inferiore all'unità: $|T(j\omega)| < 1$. Usando invece un AO è possibile eliminare la dipendenza dell'ampiezza dalla frequenza, e ottenere $|T(j\omega)| = 1$, ad esempio con gli schemi riportati in figura 10.5.

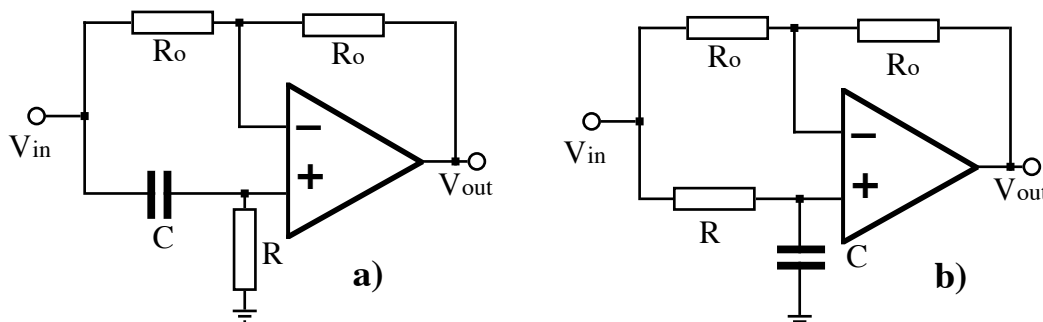


Figura 10.5

Il circuito a) genera un anticipo di fase ed il circuito b) un ritardo: essi si ottengono l'uno all'altro invertendo le posizioni di R e C .

Esaminando il caso generale di figura 10.6, V_{out} si ottiene come sovrapposizione del segnale V_{in} amplificato -1 (invertente) e della frazione $Z_2/(Z_1+Z_2)V_{in}$ amplificata $+2$ (non-invertente).

La funzione di trasferimento è:

$$T(j\omega) = \frac{Z_2 Z_1}{Z_1 + Z_2} = \pm \frac{1j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \pm e^{-j2\phi},$$

dove vale il segno $-$ per il caso a) ed il segno $+$ per il caso b), e lo sfasamento è $2\phi = 2\arctg(\omega RC)$. Per la frequenza $\omega_0 = 1/RC$ lo sfasamento vale $\pm\pi/2$, cioè l'uscita è in quadratura con l'ingresso. Il modulo della funzione di trasferimento è invece indipendente dalla frequenza e pari a 1: $|T(j\omega)| = 1$. L'anticipo di fase nel caso a) decresce con ω da $+\pi$ a zero ed il ritardo cresce nel caso b) da zero a $-\pi$.

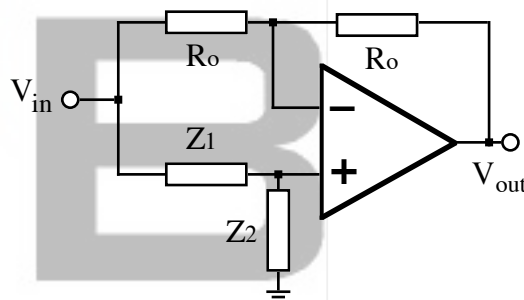


Figura 10.6

10.4. Oscillatore con doppio sfasatore

In figura 10.7 l'amplificatore OA1 è un invertente a risposta piatta, cioè indipendente dalla frequenza, e con guadagno unitario: $|A(j\omega)| = 1$.

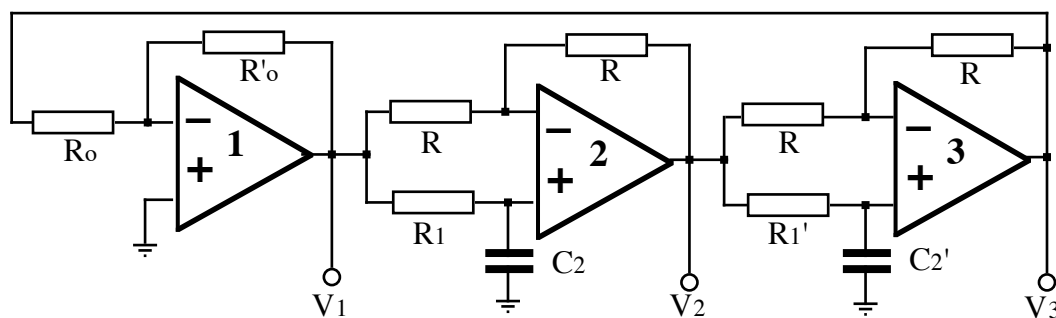


Figura 10.7

L'anello è chiuso da un doppio sfasatore (OA2 e OA3). Se le due RC degli sfasatori danno uno sfasamento totale pari a π ad una frequenza ω_0 , il circuito auto-oscilla a ω_0 , perché l'invertente sfasa ancora di π .

Nel caso particolare che sia $R_1' = R_1$, e $C_2' = C_2$, si ottengono tre uscite: rispetto al segnale in 1 il segnale in 2 è in quadratura e quello in 3 in opposizione di fase. In parallelo a R_o' è opportuno mettere un limitatore per stabilizzare l'ampiezza, ed una piccola capacità nel caso si osservi auto-oscillazione ad alta frequenza.

10.5. Sfasatore a $\pi/2$

Uno sfasatore che dà uno sfasamento costante di $\pi/2$ al variare della frequenza è mostrato in figura 10.8. Esso non è altro che un amplificatore-integratore.

Tenendo conto ora che il guadagno per il segnale fornito all'ingresso non-invertente è $[1 + 1/(sR_1C_1)]$, e che il segnale V_{in} si ripartisce tra R_2 e C_2 , si ottiene:

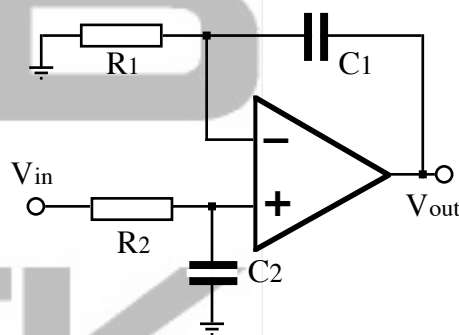


Figura 10.8

$$T(s) = \frac{1}{sR_1C_1} \frac{1 + sR_1C_1}{1 + sR_2C_2},$$

che per $R_1C_1 = R_2C_2 = RC$ si semplifica in $T(s) = 1/(sRC)$. Questo circuito è quindi un integratore non-invertente il cui segnale all'uscita è in ritardo di $\phi = \pi/2$ rispetto all'ingresso, con una ampiezza inversamente proporzionale ad ω : $|T(j\omega)| = 1/(\omega RC)$.

10.6. Oscillatore a doppio integratore: sinusoidi in quadratura

Mettendo insieme un integratore invertente (AO1) ed uno non-invertente (AO2) come in figura 10.9, si ottiene un oscillatore. Il

circuito può essere analizzato considerando uno dei due integratori come amplificatore (A) e l'altro come rete di retroazione (β). Nel caso sia $R' = R$ e $C' = C$, si ottiene $A\beta = 1/(\omega R_1 C_1 \omega RC)$, che soddisfa la condizione di auto-oscillazione per $\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 C_1 RC}$. Le due uscite V_F e V_Q sono tra loro in quadratura.

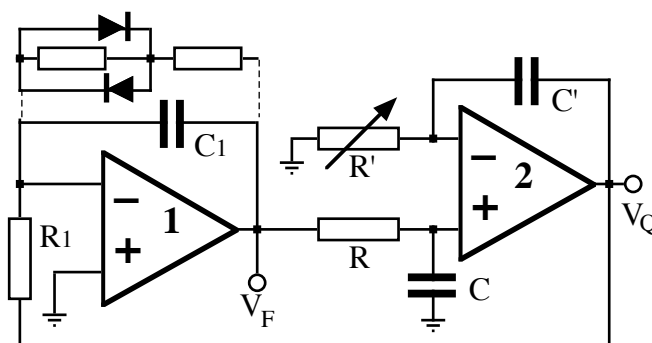


Figura 10.9

Una lieve differenza tra le costanti di tempo RC e $R'C'$, rende instabile l'oscillatore, ma un limitatore d'ampiezza in parallelo a C_1 e un piccolo aggiustamento della resistenza R' permette tuttavia una oscillazione stabile.

10.7. Oscillatore a sfasamento

Uno schema semplice di oscillatore sinusoidale è quello riportato in figura 10.10, che usa solo un AO. Si tratta dell'oscillatore a sfasamento, che è formato da un derivatore invertente reazionato da un doppio filtro passa-alto (doppio derivatore).

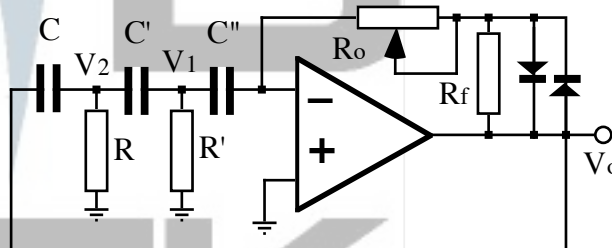


Figura 10.10

L'analisi del circuito può essere fatta considerando i segnali V_o e V_1 , per i quali valgono le relazioni $V_o = A(s)V_1$ e $V_1 = \beta(s)V_o$, ove $A(s) = -sR_oC$ è il guadagno del derivatore attivo³⁸ e $\beta(s)$ il fattore di retroazione del filtro passa-alto. Trascuriamo per il momento il circuito limitatore in serie a R_o .

Per calcolare la funzione di trasferimento $\beta(s)$ la si può considerare come prodotto delle due funzioni di trasferimento $T_1 = V_2/V_o$ e $T_2 = V_1/V_2$.

T_2 è la funzione di trasferimento di un partitore³⁹ tra C' e Z_2 , ove Z_2 è il parallelo di R' e C'' . Si ha quindi $T_2 = sR'C' / [1 + sR'(C' + C'')]$. Se poniamo $C = C' = C''$ e $R = R'$, si ha più semplicemente $T_2 = sRC / (1 + 2sRC)$.

T_1 è calcolata per il partitore tra C e Z_1 , ove Z_1 è l'impedenza costituita dal parallelo di R con C' in serie a Z_2 ; con capacità e resistenze uguali essa si riduce semplicemente a $T_1 = sRC(1 + 2sRC) / (1 + 4sRC + 3s^2R^2C^2)$.

La condizione di oscillazione si ha per $A\beta = 1$, cioè per $1 + 4sRC + 3s^2R^2C^2 = -s^2R^2R_oC^3$.

Questa condizione è soddisfatta per $R_o = [4\omega RC - j(1 - 3/\omega^2 R^2 C^2)] / \omega^3 R^2 C^3$, ove si è posto $s = j\omega$, quando si annulla la parte immaginaria, ovvero per $\omega_0^2 = 1/3R^2C^2$.

In conclusione l'oscillazione si ha per $R_o = 12R$ e $\omega_0 = 1/(RC\sqrt{3})$. In pratica conviene porre la resistenza di reazione R_o nell'AO leggermente superiore a $12R$ per innescare l'oscillazione e limitare l'ampiezza mediante due diodi contrapposti e collegati in

³⁸ Si veda § 5.2.

³⁹ Si noti che l'ingresso non-invertente è a massa virtuale.

parallelo ad una frazione di R_0 come in figura 10.10. In alternativa il limitatore può essere un ramo con doppio zener in serie ad una resistenza $R \gg R_0$ posto in parallelo a R_0 ⁴⁰.

10.8. Generatore di onda quadra e triangolare

Un comparatore ed un integratore connessi ad anello come in figura 10.11 producono un generatore di onda quadra e triangolare.

Il comparatore AO1 scatta quando la tensione V_x raggiunge il valore di soglia dell'ingresso non invertente, che in questo caso è zero.

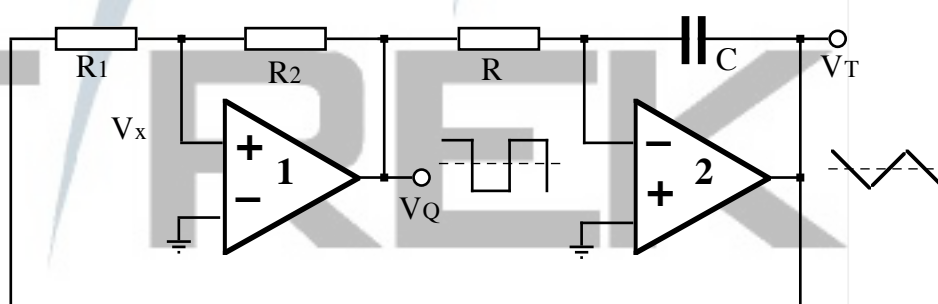


Figura 10.11

Supponiamo che l'uscita V_Q sia a $+V_{cc}$: allora l'uscita V_T dell'integratore invertente AO2 cala linearmente nel tempo, a partire dal valore iniziale $V_T(0)$: $V_T(t) = V_T(0) - V_{cc}t/RC$.

Poiché $V_x = V_T R_2 / (R_1 + R_2) + V_Q R_1 / (R_1 + R_2)$, il comparatore commuta quando $V_x = 0$, cioè per $V_T = -V_Q R_1 / R_2$. Affinché l'integratore non saturi dev'essere $R_2 > R_1$. A questo punto $V_Q = -V_{cc}$ e l'uscita dell'integratore inverte la pendenza: $V_T(t) = -V_{cc} R_1 / R_2 + V_{cc} t / RC$.

Il valore di V_T a cui il comparatore scatta di nuovo ($V_T = V_{cc} R_1 / R_2$) fornisce il semiperiodo dell'onda triangolare $T/2 = 2RC(R_1/R_2)$. L'ampiezza dell'onda triangolare è $2V_{cc} R_1 / R_2$, e la frequenza di oscillazione è $f = 1/T = (R_2/R_1)/4RC$.

La tensione di offset all'ingresso del comparatore produce uno spostamento dallo zero del valor medio dell'onda triangolare, mentre l'offset all'ingresso dell'integratore produce una dissimmetria dell'onda quadra.

Un circuito migliorato che consente di correggere gli effetti dell'offset è quello di figura 10.12, in cui si è anche stabilizzata l'ampiezza dell'onda quadra, rendendola insensibile a variazioni dell'alimentazione ($V_z < V_{cc}$), e si è evidenziato il controllo di frequenza (R_F) e

⁴⁰ Il guadagno elevato richiesto all'AO in questo schema impone una certa attenzione nella scelta dei componenti: per alte frequenze, superiori al centinaio di Hz, il calo di A_d con la frequenza può richiedere una resistenza $R_0 \gg 12R$.

di ampiezza (R_G). Il potenziometro R_T corregge lo zero di V_T e R_Q la simmetria di V_Q .

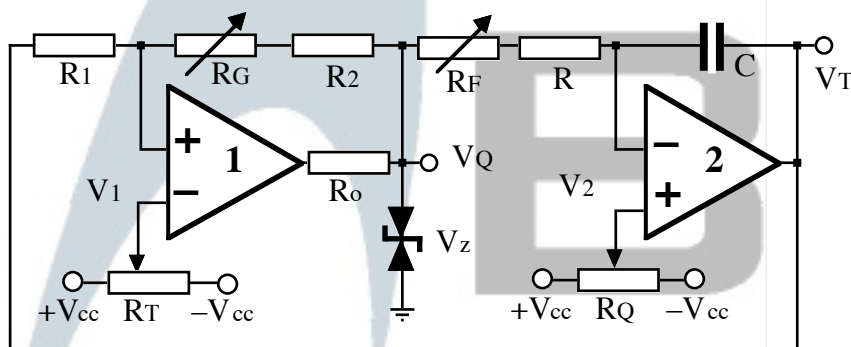


Figura 10.12

La frequenza cresce al calare di R_F e l'ampiezza cresce al calare di R_G .

Posto $K = (R_2 + R_G) / (R_1 + R_2 + R_G)$ si può facilmente vedere che l'ampiezza picco-picco dell'onda triangolare vale $V_{Tpp} = 2V_Z / (1/K - 1)$, con valor medio pari a V_1 / K , ove V_1 è la tensione fornita all'ingresso invertente di AO1.

La frequenza è ora $f = [1 - (V_2 / V_Z)^2] / 4 [(1/K - 1)(R + R_F) C]$, ove V_2 è la tensione fornita all'ingresso non-invertente di AO2, che per $V_1 = V_2 = 0$ e $R_G = R_F = 0$ si riduce a $f = (R_2 / R_1) / 4RC$.

10.9. Un secondo generatore di onda quadra e triangolare

Il circuito di figura 10.13 è analogo a quello spiegato in §10.8, ma qui il comparatore con isteresi OA1 è invertente, con soglia $V_R = V_Q R_2 / (R_1 + R_2)$, mentre l'integratore OA2 è non-invertente.

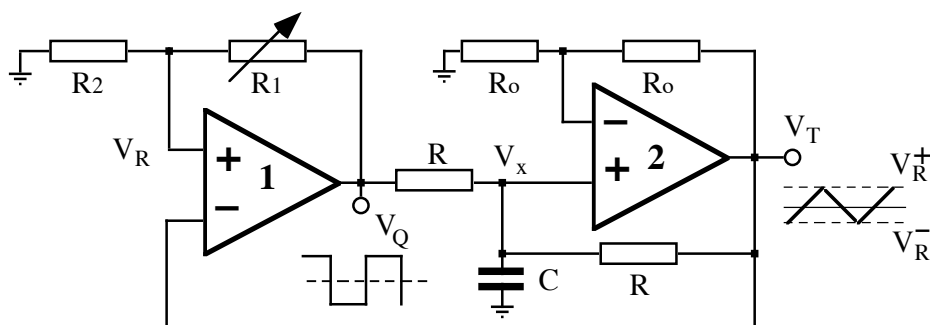


Figura 10.13

L'analisi dell'integratore non è immediata, e può essere fatta come segue. Innanzitutto osserviamo che OA2 può essere visto dall'ingresso non invertente come un amplificatore con guadagno 2, con in più una reazione positiva.

Per il principio di sovrapposizione possiamo separare i contributi alla tensione V_x dovuti a

V_Q e alla reazione V_T : $V_{x1} = V_Q(R \parallel Z_C)/(R + R \parallel Z_C)$, e $V_{x2} = V_T(R \parallel Z_C)/(R + R \parallel Z_C)$

Quindi $V_T = 2(V_{x1} + V_{x2}) = 2(V_Q + V_T)/(2 + sRC)$, relazione che ci permette di scrivere la funzione di trasferimento di OA2: $T(s) = V_T/V_Q = 2/sRC$. Questa ci dice che abbiamo a che fare con un integratore non-invertente e quindi $V_T(t) = V_T(0) + (2/RC) \int V_Q dt$.

Ora supponiamo che il comparatore sia scattato da $-V_{cc}$ a $+V_{cc}$ al tempo $t = 0$, allora si ha $V_T(0) = V_R^- = -V_{cc}R_2/(R_1 + R_2)$. A questo punto V_T cresce linearmente nel tempo con la legge: $V_T(t) = V_{cc}[2t/RC - R_2/(R_1 + R_2)]$.

La successiva commutazione avviene quando, dopo un semiperiodo $T/2$, $V_T(t)$ raggiunge la soglia positiva, e si può allora scrivere: $V_T(T/2) = V_R^+ = +V_{cc}R_2/(R_1 + R_2)$. Si ricava così il periodo $T = 2RCR_2/(R_1 + R_2)$, che diventa $T = RC$ per $R_1 = R_2$.

10.10. Generatore di onde quadre e triangolari in quadratura

Una doppia sequenza, composta di un comparatore a soglia 0V e di un integratore invertente, può essere usata per ottenere due onde quadre, e due triangolari, tra loro in quadratura. I due comparatori dovranno essere uno invertente e l'altro non-invertente come in figura 10.14. In figura sono riportati i quattro segnali all'uscita degli AO con l'indicazione dei tempi di commutazione dei due comparatori: si vede che V_{Q2} è in ritardo di $T/4$ rispetto a V_{Q1} , e V_{T2} è in ritardo di $T/4$ rispetto a V_{T1} . Per avere anche i segnali in anticipo di $T/4$ basta aggiungere due invertenti alle uscite corrispondenti.

Se $T_1 = R_1C_1 \neq T_2 = R_2C_2$, la frequenza $f = 1/T$ è fissata dalla costante di tempo minore tra le due. In tal caso l'ampiezza delle due onde triangolari sarà diversa, e più precisamente per $T_2 > T_1$ si ha $V_{T1} > V_{T2}$; si dovrà fare attenzione che V_T non arrivi a saturare l'operazionale.

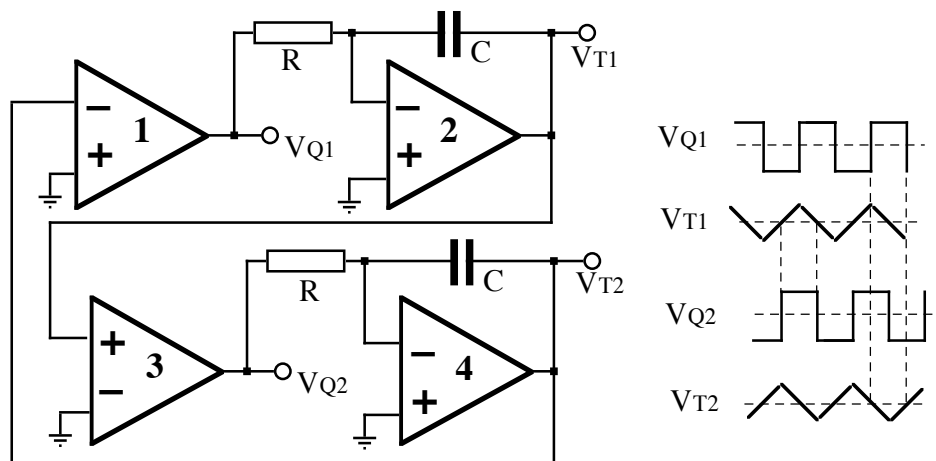


Figura 10.14

10.11. Convertitore tensione/frequenza

Se si vuole generare un segnale la cui frequenza sia controllabile mediante una tensione, si deve costruire un convertitore tensione-frequenza. Un esempio semplice è il circuito di figura 10.15, in cui si ottiene all'uscita V_3 un segnale fatto di brevi impulsi che si ripetono con frequenza f , proporzionale alla tensione in ingresso V_i .

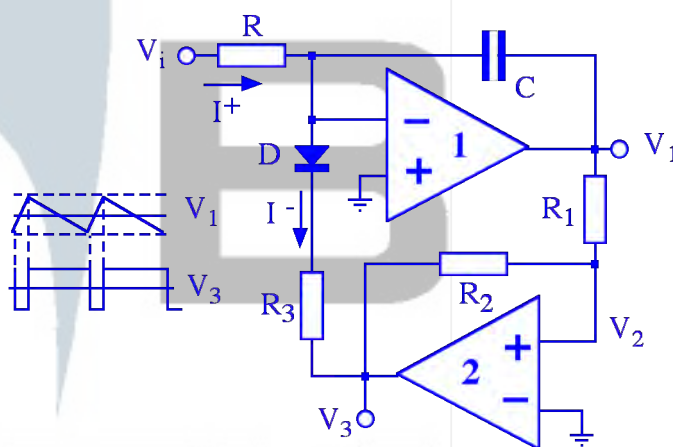


Figura 10.15

Esso è composto da un integratore invertente (AO1) e da un comparatore non-invertente con isteresi (AO2). Analizziamo il circuito a partire dall'istante $t=0^-$, in cui l'uscita V_3 del comparatore sta per commutare da $-V_{cc}$ a $+V_{cc}$. Dato che la tensione di riferimento del comparatore è zero, la commutazione avviene quando la sovrapposizione delle tensioni $V_3(0^-)$ e $V_1(0^-)$ sul partitore (R_1, R_2) fornisce $V_2(0^-) = 0$.

Si ha $V_2(0^-) = V_1(0^-) R_2 / (R_1 + R_2) + V_3(0^-) R_1 / (R_1 + R_2)$, e poiché $V_3(0^-) = -V_{cc}$, deve essere $V_1(0^-) = +V_{cc} (R_1 / R_2)$. Nell'istante $t=0^+$, successivo alla commutazione si ha $V_3(0^+) = +V_{cc}$, e ancora $V_1(0^+) = +V_{cc} (R_1 / R_2)$. A questo punto, se $V_i < V_{cc}$ il diodo è polarizzato inversamente, e la sola corrente I^+ fornita all'integratore è quella determinata dalla tensione di ingresso $I^+ = V_i / R$, che produce all'uscita $V_1(t) = V_1(0^+) - (V_i / RC) t$.

Il comparatore scatta a $-V_{cc}$ dopo il tempo T_1 , quando si ha di nuovo $V_2(T_1) = 0$ e cioè $V_1(T_1) = -V_{cc} R_1 / R_2$, infatti l'uscita del comparatore prima della commutazione è a $+V_{cc}$.

Esplicitando $V_1(T_1)$ e $V_3(T_1)$ si ottiene $T_1 = (2V_{cc} / V_i) (RC R_1 / R_2)$.

Poniamo nuovamente $t=0$ per calcolare il tempo di risalita di V_1 . Si ha ora $V_3(0^+) = -V_{cc}$, dato che il comparatore è appena commutato, $V_1(0^+) = -V_{cc} R_1 / R_2$. Il diodo è polarizzato direttamente e la corrente fornita all'integratore è $I = I^+ + I^- = V_i / R - V_{cc} / R_3$.

Se $R_3 \ll R$ si può trascurare il piccolo contributo $I^+ = V_i / R$, e fare l'approssimazione $V_1(t) \approx V_1(0^+) + (V_{cc} / R_3 C) t$.

Il comparatore scatta nuovamente chiudendo il ciclo per $V_2(T_2) = 0$, ovvero quando si ha

$V_1(T_2) = -V_3(T_2)R_1/R_2$. Esplicitando $V_1(T_2)$ e $V_3(T_2)$ si ottiene infine $T_2 \approx 2R_3CR_1/R_2$ e, nelle ipotesi fatte che sia $R_3 \ll R$ e $V_i < V_{cc}$, risulta $T_2 \ll T_1$.

Il periodo del segnale all'uscita V_1 è quindi $T = T_1 + T_2 \approx T_1$, e la frequenza vale $f = 1/T \approx \approx V_i R_2 / (2V_{cc} R C R_1)$, ed è quindi proporzionale a V_i . Se si tiene conto anche del contributo di I^+ si ottiene una approssimazione al secondo ordine: $f \approx k_1(V_i/V_{cc}) + k_2(V_i/V_{cc})^2$, con $k_1 = 2R_2/(2RCR_1)$ e $k_2/k_1 = R_3/R \ll 1$.

10.12. Convertitore frequenza/tensione

Vale la pena a questo punto di analizzare rapidamente anche un altro semplice circuito, riportato in figura 10.16b, che compie la funzione inversa rispetto al precedente, cioè la conversione frequenza/tensione: si tratta in altri termini di un elementare frequenzimetro.

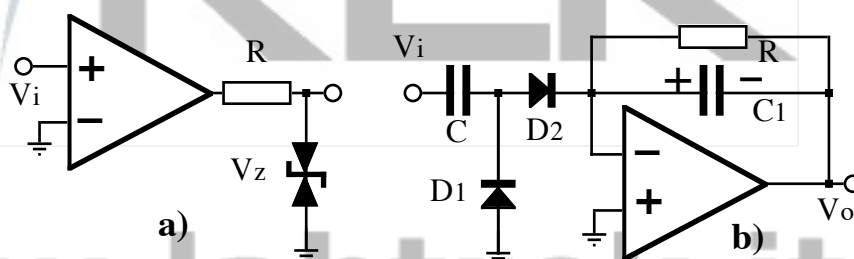


Figura 10.16

Supponiamo per semplicità che il segnale di ingresso sia un'onda quadra⁴¹ di frequenza f ed ampiezza picco-picco costante V_i .

Per un segnale V_i qualsiasi, si può interporre tra la sorgente e il convertitore uno squadratore, realizzato ad esempio mediante un comparatore come in figura 10.16a: in tal caso non sono più importanti né la forma né l'ampiezza del segnale, che viene trasformato in un segnale squadrato con ampiezza picco-picco costante $V_i = 2V_z$, ove $V_z (< V_{cc})$ è la tensione degli zener, contrapposti e in serie.

Per ogni fronte di salita del segnale squadrato una carica $q = CV_i$ viene iniettata attraverso il diodo D2 dal condensatore C all'ingresso dell'integratore invertente, e la stessa carica viene riaccumulata in C attraverso D1 per ogni fronte di discesa. Convienne proteggere il diodo D2 mettendogli in serie una opportuna resistenza che limiti la corrente durante il

⁴¹ Esso potrebbe essere tuttavia un qualsiasi segnale ad impulsi squadrati di ampiezza costante, purché la durata τ degli impulsi e la distanza tra due impulsi successivi τ_0 siano sufficientemente lunghe da rendere trascurabile la costante di tempo $R_i C$, ove R_i è la resistenza interna della sorgente di segnale ($R_i C \ll \tau, \tau_0$).

fronte di salita.

Ora, se $RC_1 \gg T$, ove $T = 1/f$ è il periodo di ripetizione degli impulsi, la tensione V_o in uscita è controllata dalla corrente media $i = q/T = CV_1 f$, e si ha infine $V_o = -Ri = -RCV_1 f$.

Se si è usato lo squadratore, ovviamente si ha $V_o = -Ri = -2RCV_2 f$. Per avere uscita positiva basta invertire le polarità dei due diodi.

11. Rivelatori a sensibilità di fase o lock-in

L'amplificatore lock-in è uno strumento che viene principalmente usato per estrarre segnale debole dal rumore quando esso è completamente mascherato da disturbi elettrici. Questi possono essere dovuti a interferenza di rete o di radiofrequenza, a induzioni microfoniche, rumore termico (Johnson noise), rumore quantistico (shot noise) o rumore $1/f$ (flicker noise)⁴².

Il rumore di rete, dovuto a difetti di schermatura o a ritorni di massa, ha componenti armoniche a $f = 50$ Hz e suoi multipli con intensità decrescente. Il rumore termico dipende dalla resistenza sorgente R e dalla banda passante B : $V_{\text{RMS}} = \sqrt{4RK_BTB} \approx 10^{-4} \sqrt{RB} (\mu\text{V})$, a temperatura ambiente. Il rumore shot, dovuto alla quantizzazione della carica elettrica, dipende dalla corrente I e dalla banda passante: $I_{\text{RMS}} = \sqrt{2qIB} \approx 10^{-4} \sqrt{IB} (\mu\text{A})$. Il rumore flicker va come $1/f$, ed è quindi rilevante solo a bassa frequenza, praticamente sotto decimi di Hz.

Un sistema per filtrare il rumore è usare filtri attivi a banda stretta sintonizzati sulla frequenza del segnale, se si tratta di un segnale sinusoidale, e amplificatori in continua con filtro passa basso, se si tratta di un segnale d.c.

Gli inconvenienti principali di queste soluzioni sono rispettivamente: la deriva della frequenza di sintonia, che comporta una variazione di guadagno e che introduce uno sfasamento tanto maggiore quanto più stretta è la banda, e la tensione di offset con la sua deriva.

Una tecnica che permette di evitare questi inconvenienti è quella che impiega un lock-in, cioè un amplificatore agganciato (locked) alla frequenza del segnale da rivelare, detto anche rivelatore a sensibilità di fase (PSD: phase sensitive detector), definizione il cui significato sarà chiarito in seguito.

Un amplificatore lock-in necessita di un segnale di riferimento V_R con la stessa frequenza, e correlato in fase al segnale da rivelare V_S . Perciò nel caso di segnali d.c. si dovrà provvedere a modulare⁴³ V_S con la frequenza di V_R , mentre per i segnali a.c. che

⁴² Una bella trattazione sintetica dei vari tipi di rumore elettrico si può trovare in Electronics for the Physicist, C.G.Delaney, capitolo 11. Qui ricordiamo solo che il rumore termico può essere pensato come originato dal moto browniano degli elettroni, il rumore shot come dovuto alla natura quantizzata della carica ed alla fluttuazione statistica del numero di cariche che fluiscono nell'unità di tempo per una data corrente media, mentre il rumore flicker è prodotto da cause molteplici.

⁴³ Una tecnica molto usata per la modulazione di un segnale d.c. è quella di "affettarlo" (chop), cioè di farlo passare attraverso un interruttore che si apre e si chiude periodicamente con la frequenza del segnale di riferimento: ad esempio se il segnale è un raggio di luce, lo si fa passare attraverso un chopper costituito da un disco forato che, ruotando a velocità costante, alterna periodi di luce e di buio.

consistono nella risposta di un sistema ad una eccitazione, V_R sarà il segnale di eccitazione.

È importante sottolineare subito che il segnale prodotto dal lock-in è una tensione continua proporzionale all'ampiezza del segnale a.c. da rivelare. Si vedrà che, perché il dispositivo possa funzionare, la frequenza di lavoro ω_0 deve essere superiore alla frequenza di taglio $1/RC$ del filtro passa-basso, mentre la eventuale modulazione dell'ampiezza del segnale da rivelare dev'essere a frequenza $\omega_m \ll 1/RC \ll \omega_0$. Più precisamente: il periodo del segnale da rivelare ($2\pi/\omega_0$) dev'essere molto minore del tempo ($\approx RC$) impiegato dallo strumento per filtrare il segnale, che dev'essere a sua volta minore del tempo ($\approx 2\pi/\omega_m$) impiegato dal segnale per cambiare sensibilmente la propria ampiezza.

11.1. Principio di funzionamento

Un amplificatore lock-in consiste essenzialmente di un moltiplicatore e di un filtro passa basso (figura 11.1).



Figura 11.1

Per illustrarne il principio di funzionamento supponiamo che il segnale da rivelare sia sinusoidale puro con frequenza angolare ω_0 : $V_S = V_{S0} \cos \omega_0 t$. A questo è sovrapposto un rumore composto di varie frequenze con spettro $V_N(\omega)$. Il segnale in ingresso è quindi $V_I(\omega) = V_S(\omega_0) + V_N(\omega)$, ed il segnale di riferimento sincrono è $V_R = V_{R0} \cos(\omega_0 t + \phi)$, ove ϕ è lo sfasamento tra riferimento e segnale da rivelare.

All'uscita del moltiplicatore si ha un segnale, $V_M(\omega_i)$, che può essere pensato, usando il principio di sovrapposizione e la proprietà distributiva della moltiplicazione, come somma dei contributi dovuti alle singole componenti sinusoidali a frequenza ω_i in ingresso:

$$V_M(\omega_i) = k V_I(\omega_i) \cdot V_R(\omega_0) = k \frac{V_{I0} V_{R0}}{2} \{ \cos[(\omega_i + \omega_0)t + \phi] + \cos[(\omega_i - \omega_0)t - \phi] \}.$$

Ove k è una costante con le dimensioni dell'inverso di una tensione. Ogni componente $V_M(\omega_i)$ dà quindi in uscita dal moltiplicatore un segnale composto di un termine a frequenza somma ed uno a frequenza differenza.

In particolare per la componente a frequenza ω_0 si ha:

$$V_M(\omega_0) = \frac{V_{I0} V_{R0}}{2} \{ \cos[2\omega_0 t + \phi] + \cos[-\phi] \}.$$

All'uscita del passa-basso, se la frequenza di taglio $\omega_T = (RC)^{-1} \ll \omega_0$, per ogni componente del rumore resta solo il termine a bassa frequenza ($\omega_0 - \omega_i$), la cui ampiezza è proporzionale all'ampiezza $V_{N0}(\omega_i)$. In altre parole solo le componenti di V_N con frequenza molto prossima a ω_0 danno un contributo al segnale di uscita del lock-in.

In particolare la componente sincrona del segnale in ingresso è vista all'uscita come tensione continua $[V_{R0} \cos(-\phi)]/2$, proporzionale al coseno dello sfasamento: di qui il nome di rivelatore a sensibilità di fase. Se il riferimento viene sfasato di $\pi/2$ rispetto all'eccitazione, e l'ampiezza di V_S e V_R viene mantenuta costante, V_0 è una misura lineare di ϕ per piccoli sfasamenti tra risposta e eccitazione.

Se invece $\phi \approx 0$ e $V_{R0} = \text{costante}$, la risposta V_0 del lock-in, ovvero la tensione continua all'uscita, è proporzionale all'ampiezza del segnale da rivelare: ogni segnale non sincrono con V_R viene tagliato. Più precisamente: solo i segnali a frequenze ω_i molto prossime a ω_0 modulano V_0 con frequenza $\omega_L = |\omega_i - \omega_0| \ll \omega_0$, e la risposta del lock-in in funzione di ω

è schematizzata in figura 11.2.

Dal punto di vista del rapporto segnale/rumore il lock-in si comporta come un amplificatore selettivo sintonizzato sulla frequenza del segnale di riferimento e con banda passante $\Delta\omega$ la cui larghezza è inversamente proporzionale alla costante di tempo RC del filtro passa-basso.

Il fattore di merito $Q = \omega_0 / \Delta\omega$ può raggiungere valori anche molto elevati,

per esempio con $\omega_0 / 2\pi = 10 \text{ kHz}$ e $RC = 10 \text{ secondi}$, si ha $Q \approx 10^5$.

Più in generale l'apparato completo di misura, per segnale a.c., può essere raffigurato a blocchi come in figura 11.3, ove si è messa in evidenza l'eccitazione $V_R(\omega_0)$, il blocco che produce il segnale sorgente V_S (eventualmente modulato in ampiezza a frequenza ω_m)

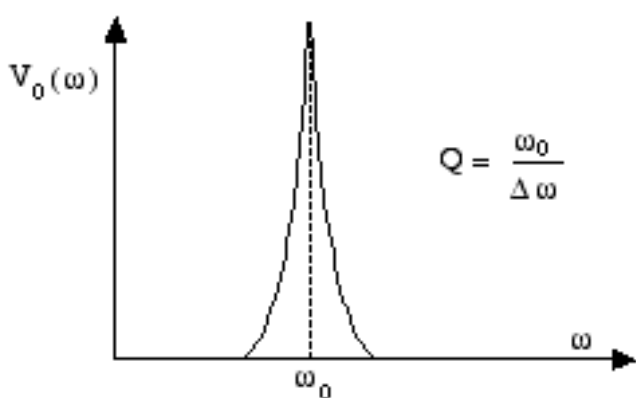


Figura 11.2

mescolato al rumore V_N , lo sfasatore Φ , il moltiplicatore e il filtro passa-basso.

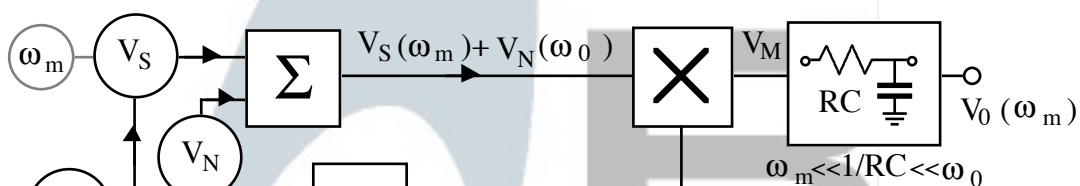


Figura 11.3

11.2. Agganciamento ad onda quadra

Se, anziché moltiplicare V_S per una senoide pura, la si moltiplica per un'onda quadra, sempre di frequenza ω_0 , la risposta del lock-in è diversa. Infatti l'onda quadra si può scomporre in serie di Fourier:

$$V_R(\omega_0) = \frac{4}{\pi} V_{R0} \left[\cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t - \dots \right]$$

e quindi all'uscita del moltiplicatore (per semplicità si pone ora $\phi = 0$) si ottiene per ogni componente del segnale di ingresso di frequenza ω_i :

$$V_M(\omega_i) = \frac{2}{\pi} V_{R0} V_{I0} \left[\cos(\omega_0 + \omega_i)t + \cos(\omega_0 - \omega_i)t - \frac{1}{3} \cos(3\omega_0 + \omega_i)t - \right. \\ \left. - \frac{1}{3} \cos(3\omega_0 - \omega_i)t + \frac{1}{5} \cos(5\omega_0 + \omega_i)t + \dots \right]$$

che per $\omega_i = \omega_0$ dà un termine in tensione continua $(2/\pi)V_{R0}(\omega_0)V_{I0}(\omega_0)$ e termini a frequenze multiple di $2\omega_0$ che vengono tagliati dal filtro passa basso. Tuttavia anche le componenti a frequenze $\omega_i = n\omega_0$, con n dispari, contribuiscono al segnale in uscita, seppure con guadagno decrescente. Le componenti a frequenze ω_i molto prossime a ω_0 , $3\omega_0, 5\omega_0 \dots n\omega_0$ appaiono all'uscita come segnali a bassa frequenza: $\omega = |\omega_i - n\omega_0| \ll \omega_0$. La risposta del lock-in, rappresentata schematicamente in figura 11.4, è composta da una serie di picchi di ampiezza decrescente centrati sulle armoniche dispari di ω_0 . È come se si fossero posti in parallelo tanti lock-in con segnali di riferimento sinusoidali a frequenza $n\omega_0$ e con guadagno $1/n$.

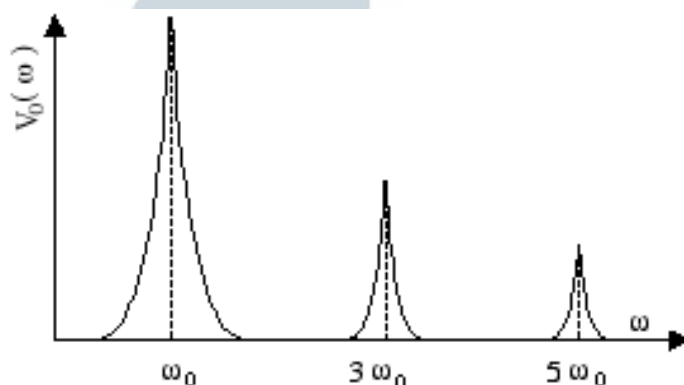


Figura 11.4

Il riferimento ad onda quadra introduce quindi altre finestre di rumore rispetto al riferimento sinusoidale puro. Tuttavia è più facile controllare la stabilità di ampiezza in un'onda quadra che in una sinusoide e soprattutto è più facile realizzare un moltiplicatore usando come segnale di riferimento un'onda quadra.

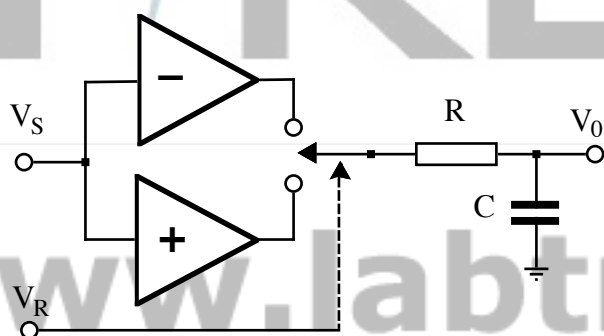


Figura 11.5

Qui pertanto non si prenderanno in considerazione i sofisticati moltiplicatori analogici⁴⁴ e si analizzeranno invece alcuni semplici moltiplicatori realizzati con un amplificatore il cui guadagno G cambia segno ad ogni semiperiodo del segnale di riferimento. Ciò equivale in sostanza

a moltiplicare il segnale per un'onda quadra di ampiezza G .

Un primo esempio molto semplice è riportato in figura 11.5, ove il deviatore elettronico, comandato alla frequenza di lavoro, può essere realizzato con un relais, una coppia di FET o di interruttori analogici (CMOS Analog Switches)⁴⁵.

Un circuito più semplice ancora, che utilizza solo un operazionale ed un interruttore, è mostrato in figura 11.6. Qui con l'interruttore chiuso si ha un normale invertitore ($G = -1$), mentre con l'interruttore aperto si ottiene un inseguitore ($G = +1$). La precisione di questo circuito è limitata, oltre che dal bilanciamento delle R_o , dalla resistenza non nulla dell'interruttore chiuso (R_{ON}) e non infinita dell'interruttore aperto (R_{OFF}).

⁴⁴ Per una trattazione breve dei moltiplicatori analogici si vedano i riferimenti citati in §8.4.

⁴⁵ Per qualche cenno sul funzionamento del transistor ad effetto di campo (FET), si veda appendice A.6, per gli interruttori analogici si veda §13.3.

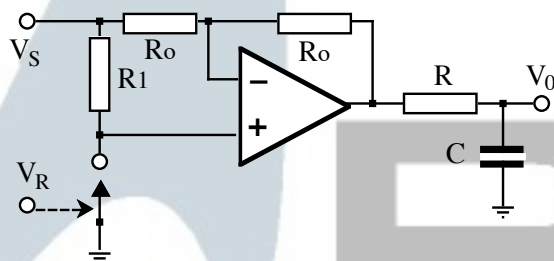


Figura 11.6

Nel caso di interruttori CMOS, R_{ON} è dell'ordine di frazioni di $k\Omega$ ed R_{OFF} di molti $M\Omega$. La resistenza R_1 deve essere tale che valgano le disuguaglianze: $R_{ON} \ll R_1 \ll R_{OFF}$. Infatti⁴⁶, tenendo conto delle caratteristiche dell'interruttore analogico reale, il guadagno vale, a seconda che l'interruttore sia chiuso o aperto: $G^- = 2R_{ON}/(R_1 + R_{ON}) - 1$ oppure $G^+ = 2R_{OFF}/(R_1 + R_{OFF}) - 1$. L'errore introdotto da R_1 viene eliminato se al posto di un solo interruttore analogico se ne impiegano due in serie, come indicato in figura 11.7.

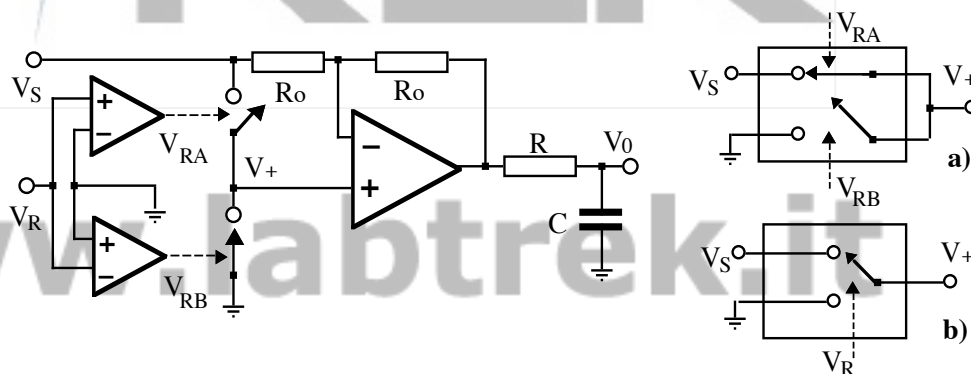


Figura 11.7

Qui i due interruttori (a), comandati in controfase da un doppio comparatore, equivalgono ad un deviatore (b).

Il moltiplicatore più integratore a singolo canale può essere sostituito da un doppio deviatore e da un amplificatore differenziale passa-basso come in figura 11.8.

In questo schema l'interruttore quadruplo agisce da invertitore, commutando tra loro i due ingressi del differenziale ad ogni semiperiodo. Questa configurazione risulta utile in particolare quando il segnale da rivelare non è riferito a massa; in tal caso si amplificherà il segnale differenziale: $V_{S1} - V_{S2}$.

⁴⁶ Si veda l'esempio illustrato in dettaglio in §4.6.

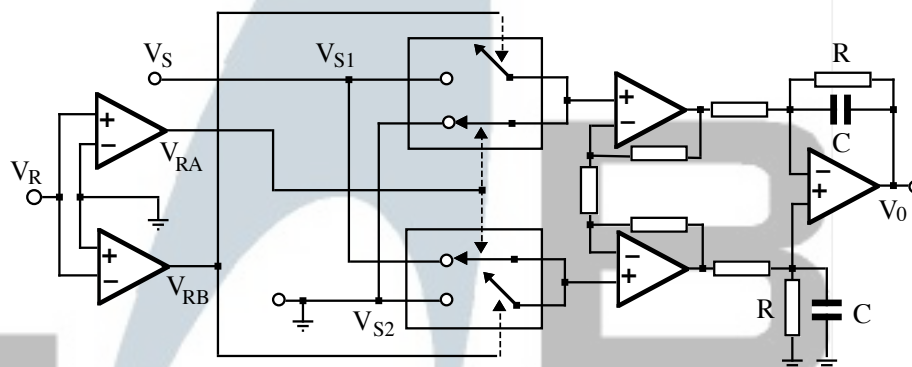


Figura 11.8

Un altro schema che impiega un singolo deviatore è illustrato in figura 11.9, ove l'amplificatore differenziale legge la differenza tra le tensioni continue, uguali ed opposte, all'uscita dei due filtri RC.

Ciascun filtro integra una semi-onda del segnale da rivelare e, se il differenziale è bilanciato, l'offset di V_S scompare nella differenza. Le due resistenze R possono essere sostituite da una singola resistenza posta tra la sorgente di segnale e gli interruttori, purchè sia $R_{ON} C \gg \tau_s$, ove τ_s è il tempo di commutazione degli interruttori. In tale configurazione infatti le due capacità, connesse direttamente attraverso i due interruttori in serie si scaricano parzialmente durante una frazione di τ_s con conseguente attenuazione del segnale differenziale.

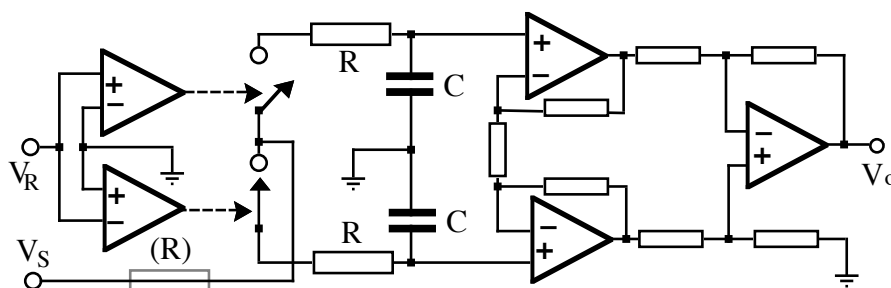


Figura 11.9

11.3. Filtro sincrono

Un'altra configurazione spesso utilizzata per estrarre il segnale dal rumore è quella detta filtro sincrono, e illustrata in figura 11.10.

Anche qui i due interruttori, comandati in controfase e sincroni con il segnale da rivelare V_S , caricano due capacità C alla tensione media V_m del segnale (a frequenza ω_0) durante la rispettiva mezz'onda attraverso il filtro passa-basso con costante di tempo $RC \gg 1/\omega_0$ e il rumore, asincrono con frequenza $> 1/RC$, viene mediato a zero.

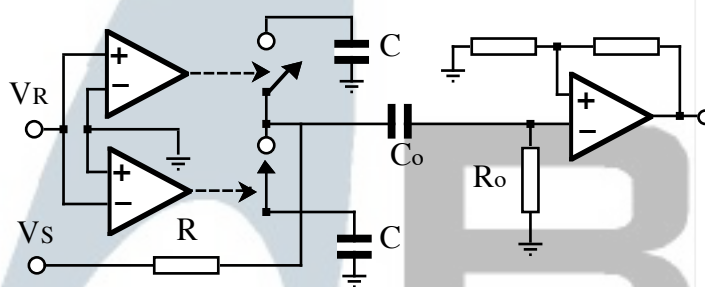


Figura 11.10

Diversamente dallo schema precedente, qui l'amplificatore è connesso all'uscita del filtro sincro tramite un filtro passa-alto, con frequenza di taglio $(1/R_0C_0) \ll \omega_0$, che provvede a tagliare l'offset. Il segnale in uscita V_o è quindi un'onda quadra di ampiezza picco-picco pari a $2V_m$. L'offset di questo amplificatore è meno importante dato che l'informazione su V_s è ora contenuta in un segnale a.c. anziché in una tensione continua come nel caso del lock-in.

12. Cenni di elettronica digitale

In questo capitolo si offre una veloce rassegna degli elementi fondamentali che stanno alla base di molti circuiti digitali: viene cioè presa in considerazione solo una piccola parte della vasta serie di dispositivi integrati attualmente in commercio, e la cui analisi, anche solo sommaria, richiederebbe un intero corso di elettronica digitale.

Questo breve sommario tuttavia dovrebbe bastare a fornire almeno un'idea dei meccanismi di funzionamento di questo tipo di dispositivi, e a stuzzicare l'interesse e la curiosità del lettore per ulteriori approfondimenti ⁴⁷.

12.1. Circuiti logici

Sono detti circuiti logici digitali quei circuiti in cui sono possibili solo due stati in ogni punto: ad esempio un transistor acceso o spento, un diodo in interdizione o in conduzione... Normalmente si parla di tensioni piuttosto che di correnti, e si dice che uno stato è alto (o "H" per High, oppure vero, o ancora "1") se il livello di tensione nel punto corrispondente del circuito supera una data soglia alta, e si dice basso ("L" per Low, o falso, o "0") se esso è inferiore ad un'altra soglia bassa.

Nei circuiti logici costruiti con componenti TTL (Transistor-Transistor-Logic), che vengono alimentati tra zero e +5 V, la soglia alta è normalmente superiore a +2.0 V e quella bassa inferiore a +0.8 V. Nei circuiti che impiegano componenti CMOS FET (Complementary-Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor) le tensioni di soglia dipendono dalle tensioni di alimentazione inferiore V_{SS} e superiore V_{DD} . Di solito $V_{SS}=0$ V, e allora V_{DD} può essere un qualsiasi valore tra +5 V e +15 V: generalmente si sceglie $V_{DD}=+5$ V o +12 V.

Per le tensioni di soglia, va fatta una ulteriore distinzione tra l'ingresso e l'uscita: infatti per garantire il corretto funzionamento dei dispositivi logici è necessario un margine di sicurezza che li renda insensibili al rumore elettrico, alle inevitabili differenze tra modelli equivalenti, e alle diverse condizioni di lavoro: temperatura, potenza erogata, alimentazioni... Ciò significa che la tensione minima all'uscita di un qualsiasi dispositivo nello stato logico alto deve essere sempre superiore alla tensione minima riconosciuta all'ingresso di un altro dispositivo come livello alto. Viceversa, la tensione massima

⁴⁷ Una trattazione abbastanza estesa si può trovare ad esempio in *Microelectronics*, J. Millman and A. Grabel, ed una introduzione a livello intermedio in *TTL Cookbook* e in *CMOS Cookbook*, D. Lancaster, o in *Digital Electronics*, W.G. Young.

presente all'uscita di un qualsiasi dispositivo nello stato logico basso deve essere sempre inferiore alla tensione minima riconosciuta all'ingresso come livello basso.

Un diagramma con i valori limite delle tensioni di soglia per ingressi e uscite nei TTL e nei CMOS, per $V_{dd} = 12\text{ V}$, è riportato in figura 12.1

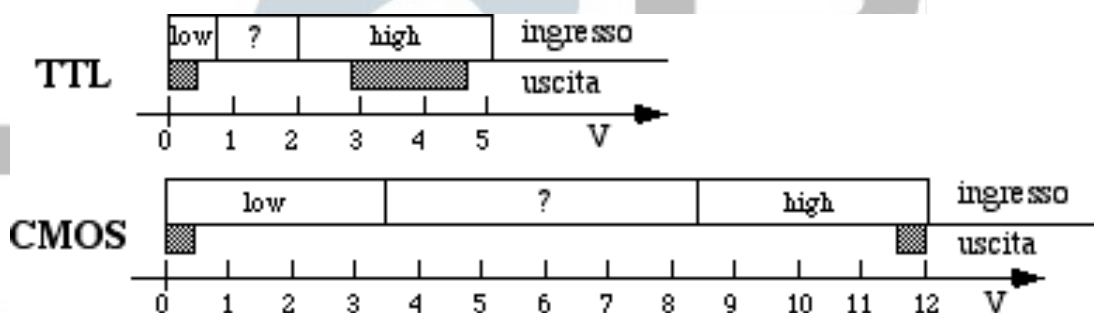


Figura 12.1

Se la tensione del segnale in ingresso cade nell'intervallo di valori contrassegnato con un punto interrogativo il dispositivo può riconoscere il segnale sia come livello alto che basso, e la risposta è indeterminata. Entro questo intervallo si trova la zona lineare, per cui, se la tensione di ingresso si trova in zona lineare ed è sovrapposta ad un piccolo rumore, la risposta può anche essere una oscillazione casuale tra livello alto e basso. Nelle porte CMOS è una buona approssimazione assumere per le soglie di ingresso un unico valore, simmetrico rispetto alle tensioni di alimentazione.

Ogni circuito digitale può essere scomposto in costituenti elementari detti porte logiche (gate). Le porte fondamentali sono di tre tipi: NOT (inverter), AND e OR, i cui simboli e definizioni operative sono riportati in figura 12.2.

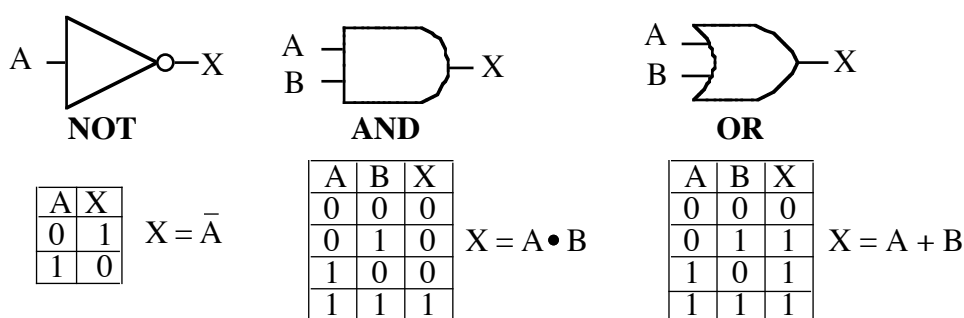


Figura 12.2

Il comportamento di una porta è completamente definito dalla associata tabella di verità (truth table), che dà il valore logico dell'uscita X per fissati valori degli ingressi A e B . Se l'uscita X è definita come risultato di A AND B , che si scrive anche $X = A \cdot B$, ciò significa che X è alto solo se sono alti contemporaneamente sia A che B . Viceversa se $X = A$ OR B , che si scrive anche $X = A + B$, ciò significa che X è alto ogni volta che è alto A e ogni volta che è alto B . Una barra sopra il simbolo di una variabile logica indica la sua

negazione logica, cioè se A è alto allora \bar{A} (=A negato) è basso, e viceversa. Un cerchietto all'uscita di una porta nei simboli grafici sta ad indicare l'operazione di negazione, ovvero l'aggiunta di una porta NOT. Collegando un NOT all'uscita di un OR o di un AND si ottengono rispettivamente le porte logiche dette NOR e NAND, le cui tavole di verità sono riportate in figura 12.3. Anche nel NAND e NOR l'inverter è simboleggiato da un cerchio all'uscita.

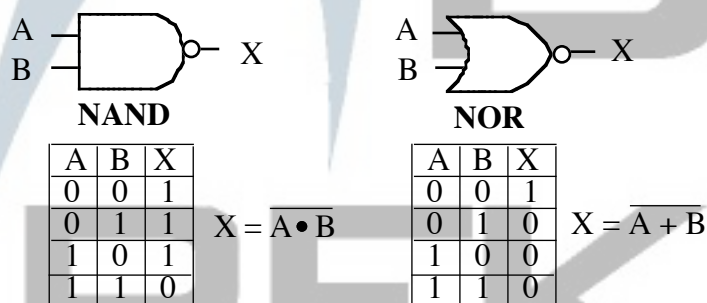


Figura 12.3

Usando le tabelle di verità è facile vedere come un NAND può essere costruito con due inverter collegati agli ingressi di un OR, e un NOR con due inverter collegati agli ingressi di un AND. Queste equivalenze, illustrate in figura 12.4, costituiscono i due teoremi di De Morgan.

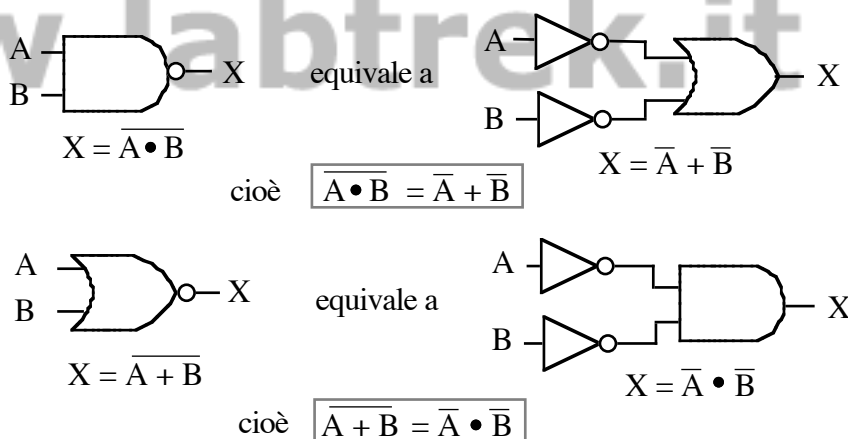


Figura 12.4

Un'altra porta, frequentemente usata, è l'EXCLUSIVE OR, la cui definizione operativa ($A \oplus B = \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$) è data nella tabella di figura 12.5, e che può essere pensata come costituita di due NOT due AND e un OR, oppure di un AND e due NOR, o ancora di un NAND un AND e un OR:

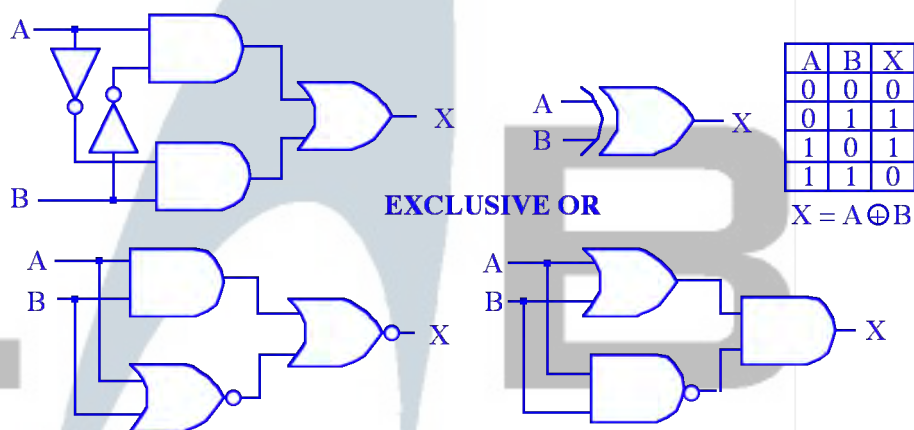


Figura 12.5

Da una porta NAND con i due ingressi cortocircuitati, o con un ingresso alto, si ottiene un inverter, quindi con due NAND si può ottenere un AND, con tre un OR, con quattro un NOR e con sei un EXCLUSIVE-OR, come mostrato in figura 12.6, ove per semplicità si sono indicati con inverter le porte NOT costruite con NAND ad ingressi cortocircuitati.

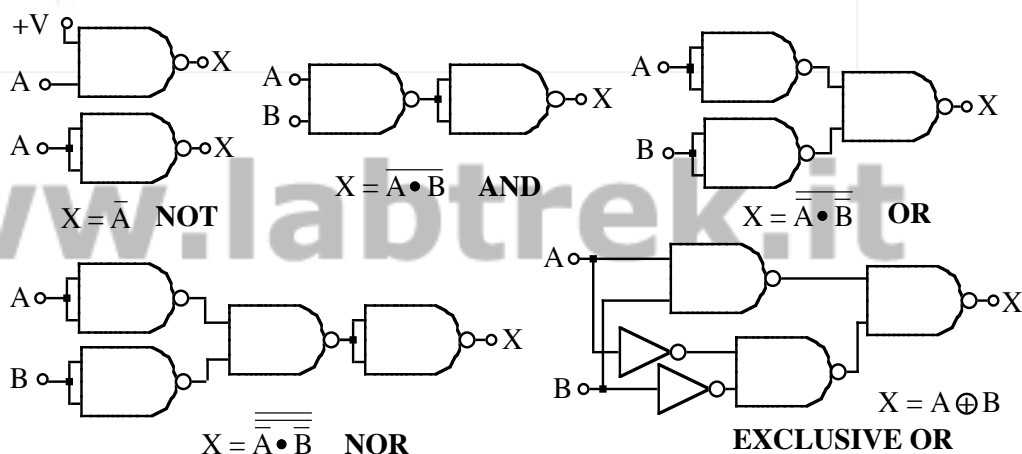


Figura 12.6

Si vede quindi che ogni circuito logico può essere descritto come una composizione di sole porte NAND. Tuttavia è facile vedere come una analoga scomposizione può essere anche fatta in termini di porte NOR, come in figura 12.7.

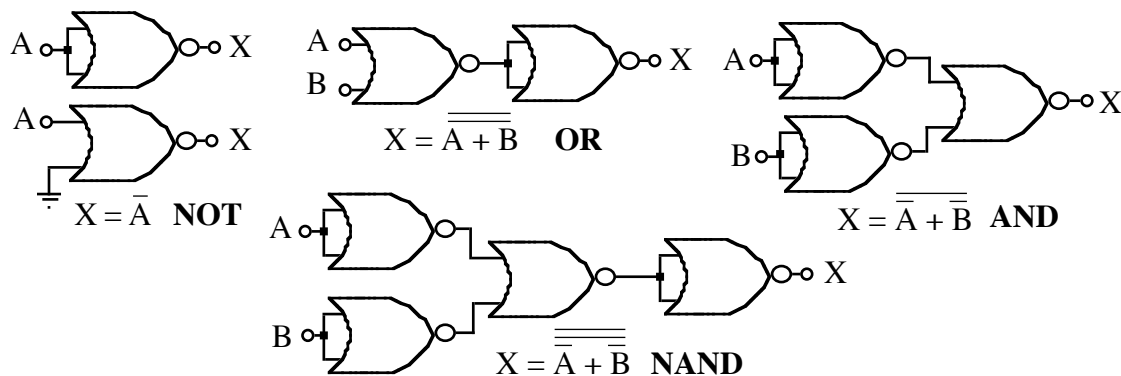


Figura 12.7

L'analisi di circuiti logici può essere notevolmente semplificata usando alcune identità riportate in tabella 12.1.

$A \cdot \bar{A} = 0$	$A + \bar{A} = 1$	$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$	$A \cdot B \cdot C = A \cdot (B \cdot C)$
$A \cdot A = A$	$A + A = A$	$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$	$A + B + C = A + (B + C)$
$A \cdot 1 = A$	$A + 1 = 1$	$A + A \cdot B = A$	$A + B \cdot C = (A + B) \cdot (A + C)$
$A \cdot 0 = 0$	$A + 0 = A$	$A + \bar{A} \cdot B = A + B$	$A \cdot (B + C) = (A \cdot B) + (A \cdot C)$

Tabella 12.1

Le configurazioni interne tipiche di un inverter TTL, con gli equivalenti schemi logici, sono rappresentate nelle figure 12.8

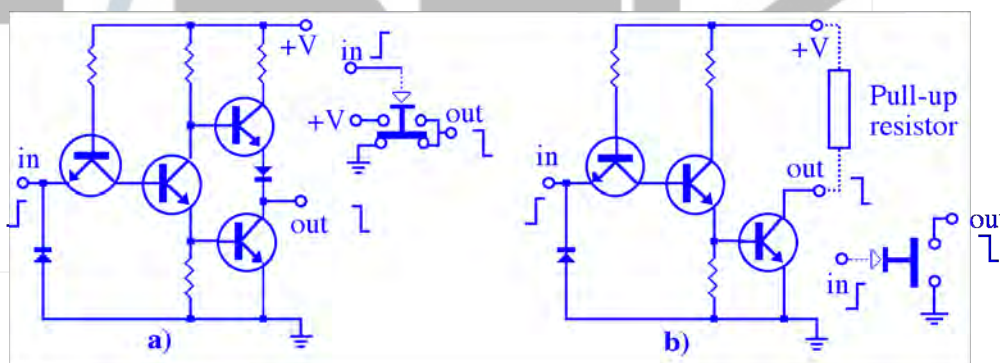


Figura 12.8

In a) è riportata la configurazione standard per l'inverter detta *Totem-pole*, equivalente a connettere l'uscita a un deviatore tra V^+ e massa comandato dall'ingresso, ed in b) quella a collettore aperto, equivalente a connettere l'uscita ad un interruttore verso massa, che richiede una resistenza esterna (pull-up resistor) verso $+5V$. La prima configurazione esclude la possibilità di connettere tra loro le uscite di più porte, infatti due inverter di questo tipo con uscita in comune, e gli ingressi uno alto e l'altro basso, cortocircuitano a massa l'alimentazione attraverso due transistor accesi in serie. Ciò non accade con la configurazione a collettore aperto, che invece può essere utilmente impiegata per costruire porte logiche a più ingressi: N inverter di questo tipo con uscita in comune costituiscono un NOR ad N ingressi. Lo svantaggio è che il pull-up resistor al posto del transistor mancante all'uscita, riduce la velocità del dispositivo.

Gli ingressi TTL se lasciati fluttuanti si portano a livello alto, se posti a massa (livello basso) iniettano a massa una corrente di circa 1.6 mA, se posti a livello alto estraggono una corrente trascurabile (≈ 0.04 mA). La potenza erogabile all'uscita di un TTL è sufficiente a pilotare almeno 10 porte (si dice che ha un fan-out di 10), con una corrente massima erogata verso massa, quando l'uscita è alta, di circa 0.4 mA, ed una corrente

massima assorbita da +5 V, quando l'uscita è bassa, di circa 16 mA.

Le porte CMOS invece non richiedono corrente di polarizzazione agli ingressi. Tuttavia, dato che sono suscettibili di danneggiamento per effetto della carica elettrica statica, è bene che gli ingressi non usati vengano collegati a massa o alla alimentazione positiva. Le porte TTL sono più veloci, ma consumano di più che le porte CMOS. Vi sono diverse famiglie di TTL, tutte individuate dalla cifra 74 o 54 all'inizio della sigla. La famiglia 54 estende l'intervallo utile per la temperatura di lavoro da $0^{\circ}\text{C} \div +70^{\circ}\text{C}$ a $-55^{\circ}\text{C} \div +125^{\circ}\text{C}$. Una sigla letterale (H, L, S, LS) tra le cifre 74 o 54 e le cifre xx che identificano il dispositivo, caratterizza la velocità, ovvero il tempo τ di propagazione del segnale, e la potenza dissipata da ogni singola porta nel dispositivo.

Vi sono infine famiglie di CMOS (74HCxx, 74HCTxx) i cui componenti sono equivalenti, per funzione e piedinatura, ai corrispondenti TTL, e che offrono i vantaggi dei normali CMOS ed inoltre possono erogare, o assorbire, una corrente di carico dell'ordine di 20 mA per porta. Questa famiglia comprende anche dispositivi equivalenti alle normali porte CMOS (74HCT40xx=74HC40xx=40xx), ma con uno stadio di potenza all'uscita e, nel caso degli HCT, uno stadio TTL in ingresso.

sigla	tipo	t (ns)	V _{cc} (V)	potenza (mW)
74XX	TTL-Normale	10	5	10
74HXX	TTL-High Speed	6	5	22
74LXX	TTL-Low Power	33	5	1
74SXX	TTL-Schottky	3	5	19
74LSXX	TTL-Low Power Schottky	10	5	2
74HCTXX	CMOS (TTL input)	10	2-6	.001
74HCXX	CMOS (TTL pin compatible)	10	2-6	.001
40XX	CMOS	100	3-18	<.001

Un elenco sommario di integrati TTL e CMOS è riportato in appendice D.

12.2. Circuiti bistabili

Connettendo ad anello due inverter come in figura 12.9, si ottiene un multivibratore bistabile, detto anche *RS flip-flop*, ove la sigla RS sta per SET-RESET.

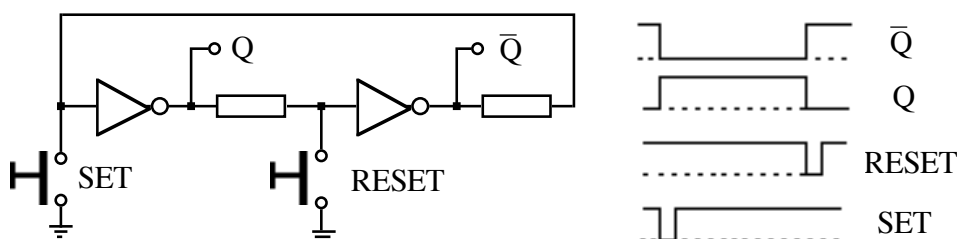


Figura 12.9

Le uscite Q e \bar{Q} sono stati stabili che vengono commutati chiudendo temporaneamente gli interruttori. Chiudendo S si ha $Q = "1"$, chiudendo R si ha $Q = "0"$.

Questo circuito ha memoria, cioè commuta chiudendo R (o S) solo se in precedenza è stato chiuso S (o R). Le resistenze di protezione servono a proteggere gli inverter nel caso si chiudano contemporaneamente R ed S ; in questo caso infatti è $Q = \bar{Q} = "1"$.

Un altro modo di realizzare un RS flip-flop è indicato in figura 12.10, ove si utilizzano rispettivamente due NAND o due NOR, ed un commutatore connesso a massa o a $+V$, rispettivamente.

La commutazione può essere realizzata, anziché con un commutatore manuale, con un impulso, di livello basso nella versione NAND, e livello alto nella versione NOR. Se l'impulso viene fornito tramite un condensatore, si parla di commutazione a fronte di salita o fronte di discesa (edge triggering) anziché di commutazione a livello logico (level triggering).

La durata dell'impulso di comando in questo caso non ha importanza, ad esempio un impulso di RESET può essere lanciato anche prima che sia terminato l'impulso di SET.

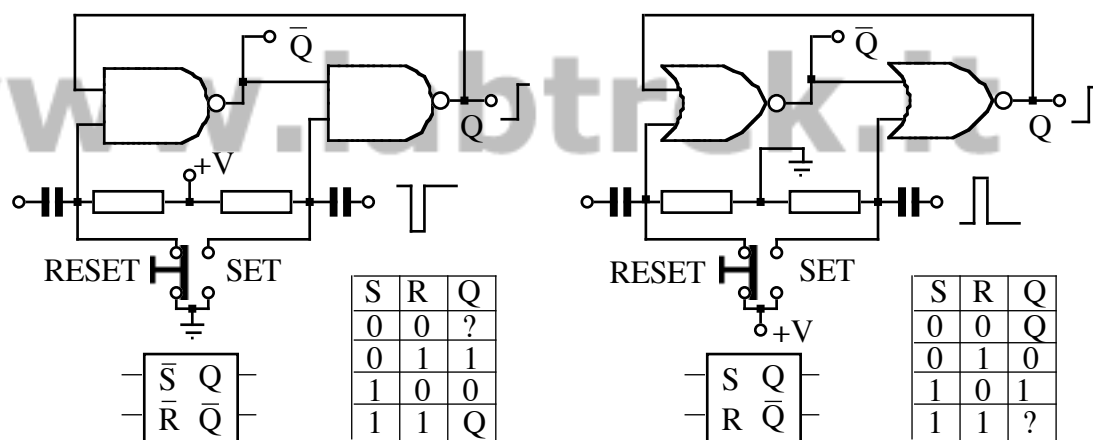


Figura 12.10

In terza colonna della tabella di verità il punto interrogativo indica che il dispositivo è in uno stato proibito (disallowed), nel senso che entrambe le uscite sono nello stesso stato ($Q = \bar{Q}$). Infatti l'uscita di un NAND con un ingresso basso è sempre alta, e l'uscita di un NOR con un ingresso alto è sempre bassa, indipendentemente dall'altro ingresso. Il simbolo Q in quarta riga, terza colonna, indica che lo stato non commuta: entrambi gli stati, tra loro complementari, sono possibili all'uscita.

Lo stato rappresentato in figura 12.10 è quello definito in riga 3 per le porte NAND e in riga 2 per le porte NOR. Il simbolo grafico accanto alle tavole di verità indica che $Q = "1"$ per $S = "0"$ nel primo schema e $Q = "1"$ per $S = "1"$ nel secondo schema.

12.3. Flip-flop sincronizzati

Il flip-flop sincrono più semplice è quello di figura 12.11. Il termine sincrono sta ad indicare che il comando di SET o di RESET viene eseguito quando il CLOCK è abilitato, cioè a livello alto.

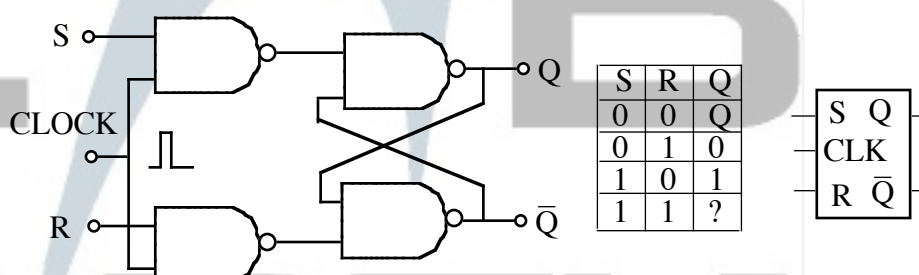


Figura 12.11

Quando il CLOCK è abilitato le due porte comandate da S e R diventano due inverter, quando invece il CLOCK è disabilitato l'uscita delle porte S ed R è "1". Le altre due porte NAND sono pertanto configurate come il primo flip-flop RS di figura 12.10.

Lo stato disallowed è per $S=R=1$, perchè allora $Q=\bar{Q}=1$. Sostituendo le quattro porte NAND con quattro NOR si ottiene lo stesso dispositivo, ma con il CLOCK abilitato a livello "0" ed il ruolo invertito per S e R: lo stato proibito è ora per $S=R=0$.

Un limite di questo dispositivo è il seguente. L'intervallo di tempo durante il quale il valore logico in R e S è sentito dal flip-flop è quello durante il quale è attivo l'impulso di CLOCK, e quindi più di un cambiamento di stato può avvenire durante un singolo impulso di sincronismo.

Una configurazione che evita commutazioni multiple durante il tempo in cui il dispositivo è abilitato è quella detta master-slave, riportata in figura 12.12. Qui due sezioni identiche di flip-flop sincrono sono poste in serie, ed il comando di CLOCK viene fornito alle due sezioni in controfase mediante un inverter.

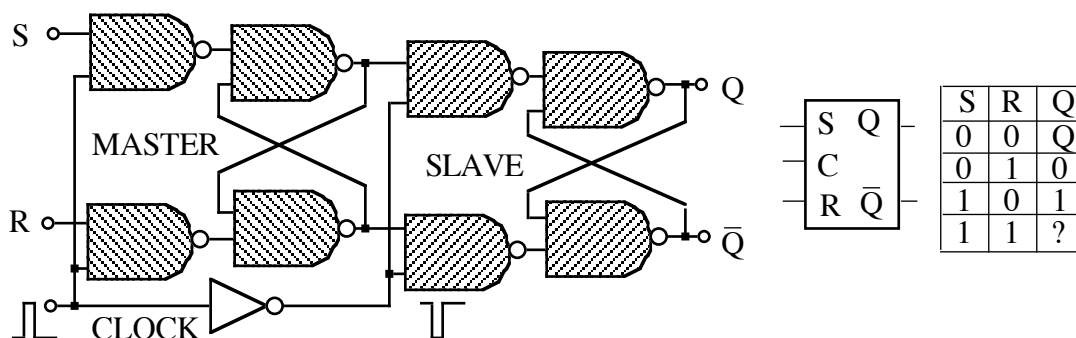


Figura 12.12

Il primo flip-flop acquisisce i valori logici imposti da R ed S durante il tempo in cui

CLOCK è alto e il suo stato viene trasferito al secondo flip-flop quando il CLOCK passa a livello basso. Anche se più di un segnale set o reset viene fornito a questo dispositivo durante l'impulso di clock, tuttavia l'uscita registra solo l'ultimo stato degli ingressi prima del fronte di discesa dell'impulso di clock. Anche qui resta uno stato proibito per $R = S = "1"$, infatti entrambe le uscite del primo flip-flop in questo caso sono "1".

Se si connette R ad S mediante un inverter, come in figura 12.13, si ottiene il flip-flop *tipo D*, ove la sigla D deriva da data delay perché, come si vedrà, esso trasferisce con ritardo all'uscita il dato in ingresso.

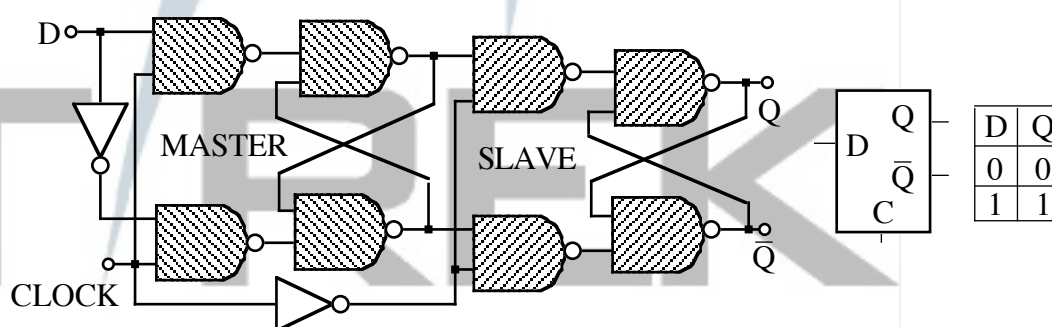


Figura 12.13

In questo dispositivo spariscono la prima e l'ultima riga della tabella di verità del master-slave. L'analisi è la stessa del circuito precedente in cui si pone $D = S = \bar{R}$.

Questo circuito trasferisce all'uscita Q il valore logico dell'ingresso D. Negli schemi di figura 12.12 e 12.13 il dispositivo scatta alla transizione del livello di CLOCK da alto a basso, e quindi vengono detti sincronizzati col fronte di discesa (negative-edge triggering). Usando porte NOR vale l'opposto (positive-edge triggering).

Se l'uscita \bar{Q} viene connessa all'ingresso D in un flip-flop tipo D, si ottiene un divisore per due che come ingresso ha il CLOCK e due uscite tra loro in controfase che commutano ad ogni impulso di clock (figura 12.14).

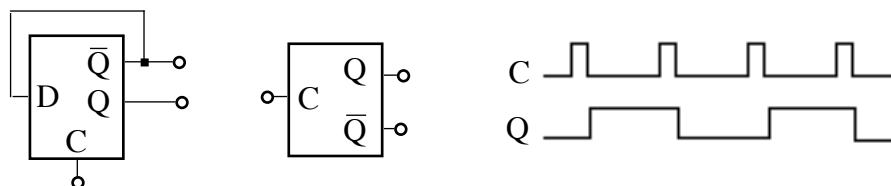


Figura 12.14

Diversi (n) circuiti di questo tipo messi in cascata, con l'uscita di ciascuno usata come clock per il successivo, forniscono un divisore per 2^n , cioè la frequenza di commutazione viene divisa per due ad ogni stadio.

E' interessante notare che l'uscita in questo caso è sempre un'onda quadra, a prescindere

dal duty cycle dell'impulso di comando⁴⁸.

Un ultimo schema molto importante è quello del flip-flop J-K, che può essere ottenuto ad esempio connettendo due porte AND e un flip-flop SR sincrono, ad esempio master-slave, come in figura 12.15.

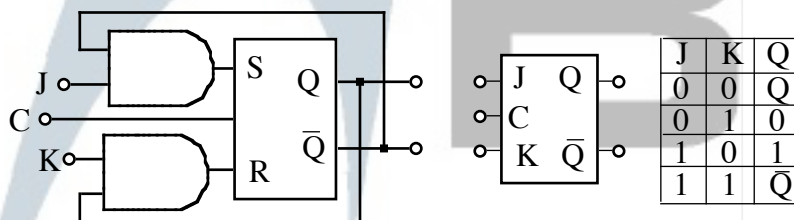


Figura 12.15

Se J o K sono “1” le porte AND trasmettono ad S e R i valori logici di \bar{Q} e Q, se sono “0” trasmettono ad S ed R il valore logico “0”. In questo modo S e R non possono mai assumere contemporaneamente il valore logico “1”, e si elimina così lo stato proibito. La quarta riga della tabella di figura 12.15 discende dalla seconda e terza della tabella di figura 12.11. Un flip-flop J-K equivale ad un divisore per due quando si pongano J e K entrambi a livello alto, ed equivale ad uno tipo D se si connette J a K mediante un inverter.

Se J e K vengono connessi direttamente si ottiene un flip-flop tipo T, (dal termine toggle = commutare): l'ingresso di comando, ingresso T, quando è alto fa commutare l'uscita al segnale di CLOCK, quando è basso la lascia immutata. In figura 12.16 è riportato un esempio di segnali di clock, toggle e l'uscita Q corrispondente.

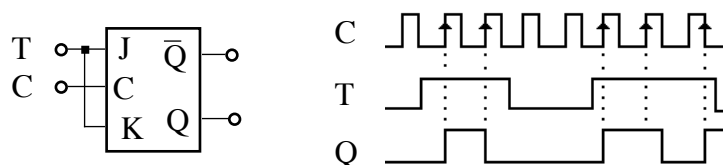


Figura 12.16

Nella famiglia 74xx, il 7473 e il 7476 sono dual J-K flip-flop, e il 7474 è un dual D-type flip-flop, mentre nella famiglia CMOS il 4013 è un dual D-type, il 4027 è un dual J-K e i 4043 e 4044 sono RS flip-flop, rispettivamente di tipo NOR e di tipo NAND (fig. 12.10). Gli integrati 7476 e 7474 sono dotati anche di ingresso SET che, se posto a livello basso, porta l'uscita Q a livello alto, e di un ingresso CLEAR che nello stesso modo porta Q a livello basso; SET e CLEAR vanno normalmente tenuti a livello alto: se entrambi sono

⁴⁸ Il duty cycle di un segnale digitale è il rapporto tra il tempo durante il quale il segnale è a livello logico

“0” ne risulta uno stato proibito. Il 7473 ha solo ingresso CLEAR. Anche i 4027,4043 e 4044 sono dotati di SET e CLEAR.

12.4. Circuiti monostabili

Con le porte logiche è anche facile costruire un circuito monostabile, che risponde ad un opportuno segnale di comando (trigger) in ingresso con un impulso in uscita di durata prestabilita (one-shot). Il monostabile si presta a diverse applicazioni tra le quali la più diffusa è la generazione di ritardo.

Un primo esempio è il circuito di figura 12.17. Il segnale di comando è applicato all'ingresso della prima porta NOR che è accoppiata mediante un filtro passa-alto alla seconda porta in configurazione NOT. L'impulso è prelevato all'uscita dell'inverter, ed il segnale in ingresso è

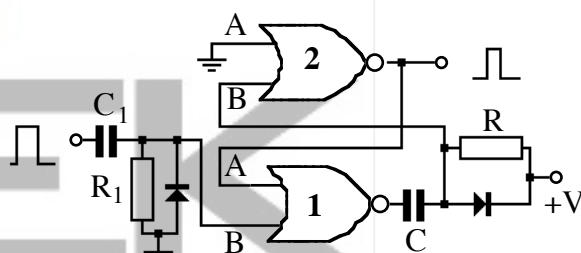


Figura 12.17

un qualsiasi impulso positivo. Esso può essere anche applicato attraverso un derivatore⁴⁹.

Il meccanismo di funzionamento è il seguente: per la polarizzazione a livello alto dell'ingresso B della porta 2, l'uscita è normalmente a livello basso. Entrambi gli ingressi della porta 1 sono a livello basso e quindi l'uscita della porta 1 è normalmente a livello alto. Quando arriva il segnale di comando l'uscita della porta 1 commuta a “0” e fa scattare a “1” l'uscita della porta 2. A questo istante la capacità C è scarica e la tensione V cade tutta ai capi di R. Poi la capacità comincia a caricarsi e quando la tensione all'ingresso B2 raggiunge la soglia V_{TH} , l'uscita riscatta a “0”.

La durata dell'impulso è $RC \ln[V/(V-V_{TH})]$, ove V è la tensione di alimentazione e V_{TL} la tensione di soglia bassa. I diodi in figura proteggono gli ingressi delle porte dalle sovratensioni introdotte dai due filtri passa-alto. La durata dell'impulso di comando e la costante di tempo R_1C_1 non sono importanti: se la tensione in B1 scende a livello basso prima di quella in B2, l'uscita della porta 1 non commuta perché l'ingresso A1 è comandato dall'uscita della porta 2.

alto τ_{ON} e il periodo di ripetizione $\tau_{ON} + \tau_{OFF}$.

⁴⁹ In tal modo si può anche usare un segnale di comando non TTL(0V,+5V), ad esempio un segnale tra -5V e 0V, o tra -2V e +2V ..., basta che l'ampiezza del fronte di salita sia maggiore di 3V.

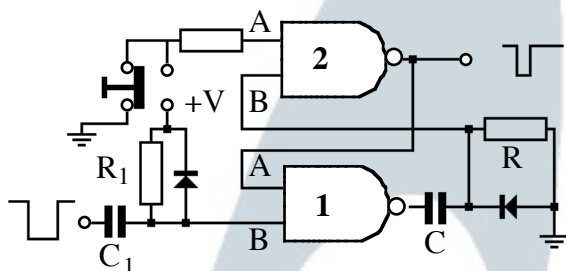


Figura 12.18

Uno schema analogo al precedente, ma costruito con porte NAND, è quello riportato in figura 12.18. Il funzionamento è del tutto simile, ma qui è stato predisposto anche un comando di abilitazione (enable) all'ingresso A2. Se infatti A2 è tenuto a livello alto (one-shot abilitato) l'uscita commuta all'arrivo dell'impulso di comando in B2, altrimenti no (one-shot disabilitato). Il comando di disabilitazione nel circuito precedente può essere effettuato portando A2 a livello alto.

Con due porte NAND si può anche costruire un monostabile che utilizza come circuito di ritardo un filtro passa-basso, come in figura 12.19.

Qui il comando è un segnale "0" → "1", cioè un qualsiasi impulso che mantenga alto l'ingresso per un tempo T_i maggiore che la durata T dell'impulso in uscita.

La condizione stabile dell'uscita è a livello alto: $A2 = "0"$, $B2 = "1"$.

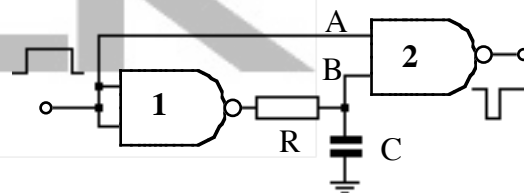


Figura 12.19

Il fronte di salita fa commutare a livello alto l'uscita della porta 1 (inverter), e l'uscita della porta 2 ($A2 = B2 = "1"$) a livello basso. L'uscita resta bassa il tempo necessario a che la tensione in B2 scenda sotto la soglia di commutazione. La tensione in B2 decade esponenzialmente con la legge $V_{B2}(t) = V e^{-t/RC}$, se V è la tensione di livello alto e $0 V$ quella di livello basso. Poichè la commutazione avviene per $V_{B2}(T) = V_{TL}$, si ottiene $T = RC \ln(V/V_{TL})$.

I circuiti one-shot fin qui illustrati servono a esemplificare il funzionamento essenziale di questi dispositivi, e talvolta risultano utili anche a livello pratico quando si voglia minimizzare l'ingombro o il consumo.

In generale è tuttavia consigliabile far uso di monostabili preconfezionati disponibili come singolo circuito integrato, ad esempio 74121, 74122, 74123, 9602, 8853, 4538..., che offrono la possibilità di scegliere il fronte positivo o quello negativo per il comando, l'uscita Q oppure \bar{Q} e richiedono solo di connettere una R e una C per determinare la durata dell'impulso.

12.5. Circuiti astabili

Si è visto nel capitolo 9 come si può costruire un multivibratore astabile con un comparatore controreazionato ed una rete RC. Usando porte logiche lo schema può essere molto più semplice, ad esempio come quelli di figura 12.20 che utilizzano soltanto un inverter, eventualmente ottenuto da un NAND o un NOR.

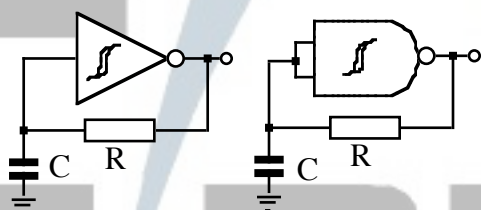


Figura 12.20

Questa configurazione sfrutta il ritardo con cui l'ingresso segue la tensione in uscita per effetto del filtro passa basso RC.

Il simbolo aggiunto alle porte in figura 12.20 rappresenta il ciclo di isteresi che caratterizza alcune porte⁵⁰ con ingresso detto a trigger di Schmitt. Il trigger di Schmitt è semplicemente un comparatore con isteresi⁵¹ ove è eliminata la zona lineare tra le due tensioni di soglia (V_{TH} da "0" a "1" e V_{TL} da "1" a "0"), per cui al nodo tra R e C la variazione di tensione ($V_{TH} - V_{TL}$) è fissata e non dipende quindi dal tempo di commutazione della porta. Il trigger di Schmitt è semplicemente un comparatore con isteresi⁵² ove è eliminata la zona lineare tra le due tensioni di soglia (V_{TH} da "0" a "1" e V_{TL} da "1" a "0"), per cui al nodo tra R e C la variazione di tensione ($V_{TH} - V_{TL}$) è fissata e non dipende quindi dal tempo di commutazione della porta.

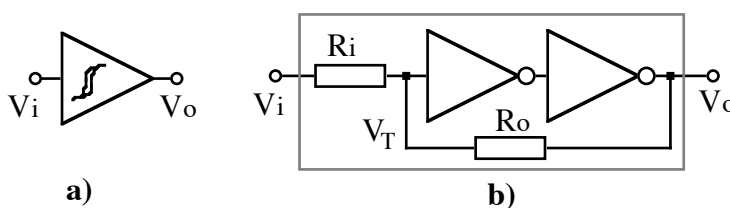


Figura 12.21

Anche un normale buffer, che è una porta non-invertente equivalente a due inverter in serie, può essere trasformato in un trigger di Schmitt mediante un partitore resistivo connesso in reazione positiva come in figura 12.21b, ove $R_i < R_o/2$.

Consideriamo per semplicità un buffer CMOS alimentato tra $V_{SS} = 0V$ e $V_{DD} = 5V$, con soglia a $V_{DD}/2$. Supponiamo ora che l'uscita sia bassa ($V_o \approx 0V$) e vediamo per quale

⁵⁰ Ad esempio nella famiglia TTL: 7414 = hex inverter, e nella famiglia CMOS: 4584 = hex inverter, 4093 = quad NAND.

⁵¹ Si veda ad esempio §9.2.

⁵² Si veda ad esempio §9.2.

valore della tensione di ingresso V_{TH} l'uscita commuta, partendo da $V_i = 0$. La tensione V_T è data da V_i ripartita su R_i e R_o : $V_T = V_i R_o / (R_i + R_o)$. La soglia di commutazione superiore per V_i è quindi $V_{TH} = (1 + R_i/R_o)V_{DD}/2$.

La soglia inferiore V_{TL} si ottiene supponendo $V_o = V_{DD}$, applicando il principio di sovrapposizione per calcolare V_T , ed imponendo infine che sia $V_T = V_{DD}/2$ quando V_i , che scende a partire da V_{DD} , raggiunge V_{TL} . Poichè $V_T = V_i R_o / (R_i + R_o) + V_o R_i / (R_i + R_o)$, si ricava $V_{TL} = (1 - R_i/R_o)V_{DD}/2$.

L'ampiezza dell'isteresi vale quindi $\Delta V = V_{TH} - V_{TL} = V_{DD} R_i / R_o$, che può essere aggiustata variando R_i oppure R_o .

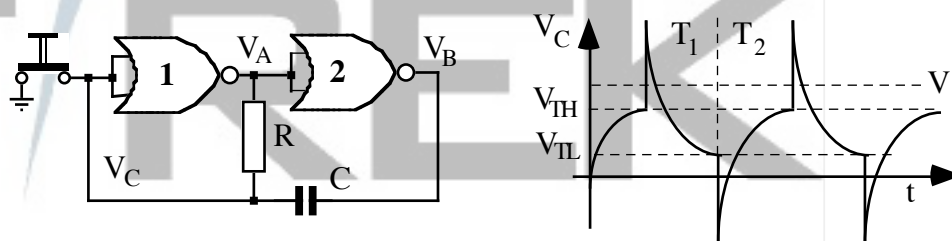


Figura 12.22

Un altro schema di impulsore astabile che utilizza due inverters è mostrato in figura 12.22: il funzionamento può essere schematizzato come segue. Supponiamo di usare porte con soglie distinte e alimentate tra 0 e V . Sia all'inizio l'interruttore chiuso: si ha $V_C = V_B = 0$, $V_A = V$ e la capacità è scarica. Appena si apre l'interruttore la capacità comincia a caricarsi e V_C , sale verso V . Quando raggiunge la tensione di soglia alta V_{TH} , l'uscita della porta 1 commuta a livello basso e quella della porta 2 a livello alto.

La situazione è ora rovesciata, con $V_A = 0$ e $V_C = V_{TH} + V$. La corrente attraverso la resistenza cambia segno, la capacità comincia a caricarsi in verso opposto e $V_C = (V_{TH} + V) \exp(-t/RC)$ scende verso la tensione di soglia bassa V_{TL} finché fa ricommutare il sistema dopo il tempo $T_1 = RC \ln[(V_{TH} + V)/V_{TL}]$. A questo punto $V_A = V$ e $V_C = V_{TL} - V$, la corrente si inverte di nuovo e la tensione all'ingresso dell'inverter 1 sale con la legge $V_C = V + (V_{TL} - 2V) \exp(-t/RC)$. Quando raggiunge la soglia alta, dopo il tempo $T_2 = RC \ln[(2V - V_{TL})/(V - V_{TH})]$, il ciclo si ripete.

Questo circuito offre il vantaggio di due uscite in controfase, ma il segnale generato è un onda quadra solo se le soglie di commutazione sono simmetriche rispetto alle alimentazioni: $V_{TL} = \Delta V$, $V_{TH} = V - \Delta V$, e ciò in generale è vero per i CMOS ma non per i TTL.

Per svincolare il duty cycle del multivibratore dai valori delle tensioni di soglia, si possono regolare le costanti di tempo separatamente aggiustando così la durata degli stati alto e basso, ad esempio usando lo schema di figura 12.23, dove R_1 è utilizzata quando Q è alto ed R_2 quando Q è basso.

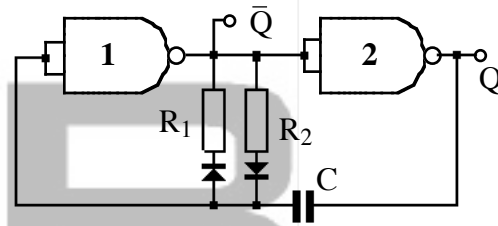


Figura 12.23

Un ultimo schema, utile per generare alte frequenze (fino a qualche decina di MHz, dato che il tempo di trasmissione τ del segnale attraverso la porta varia da qualche ns a decine di ns), è mostrato in figura 12.24, per $2n+1$ inverter, con $n \geq 1$.

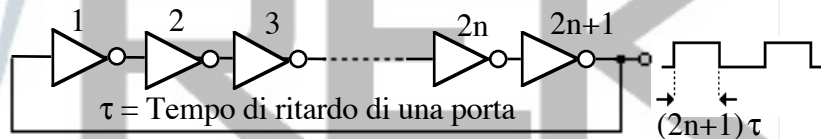


Fig. 12.24

Qui i primi $2n$ inverter possono essere visti come l'analogo del circuito di ritardo RC dello schema 12.20. Va detto che questo tipo di oscillatore non è particolarmente stabile in frequenza, perchè il tempo di commutazione dipende fortemente dalla temperatura e dalla tensione di alimentazione.

12.6. Monostabile con linea di ritardo

Sfruttando il ritardo introdotto da una catena formata da un numero dispari di inverter si può costruire un monostabile come in figura 12.25.

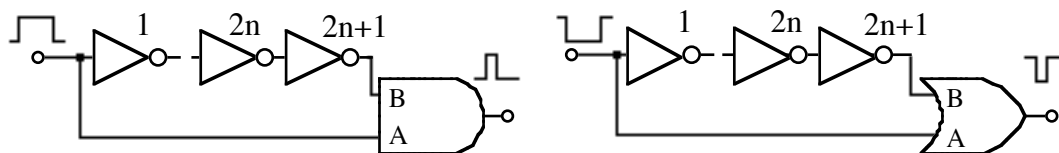


Figura 12.25

La durata dell'impulso è $T = (2n+1)\tau$. Il meccanismo di funzionamento per lo schema con AND è il seguente: a riposo i due ingressi sono complementari per effetto della catena di inverter: $A = \text{basso}$, $B = \text{alto}$. Appena arriva l'impulso di comando l'ingresso A cambia stato facendo commutare la porta. Dopo un ritardo T anche l'ingresso B cambia stato e si ha una nuova commutazione e la fine dell'impulso in uscita ($A = "1"$, $B = "0"$). A questo punto l'ingresso A può tornare nello stato iniziale senza commutazione ($A = "0"$, $B = "0"$),

seguito dall'ingresso B ($A = "0"$, $B = "1"$). L'unica condizione è che la durata T_0 dell'impulso di comando sia maggiore della durata dell'impulso di uscita ($T_0 > T$).

Per lo schema con la porta OR il ragionamento è analogo, solo che l'impulso, questa volta negativo, viene comandato dal fronte di discesa anziché di salita. Usando porte NAND o NOR si ottengono ovviamente all'uscita impulsi negati.

12.7. Generatori di ritardo

Se si vuole generare un segnale ritardato, di un tempo prefissato T , rispetto ad un impulso di comando, si può usare uno dei circuiti di figura 12.26.

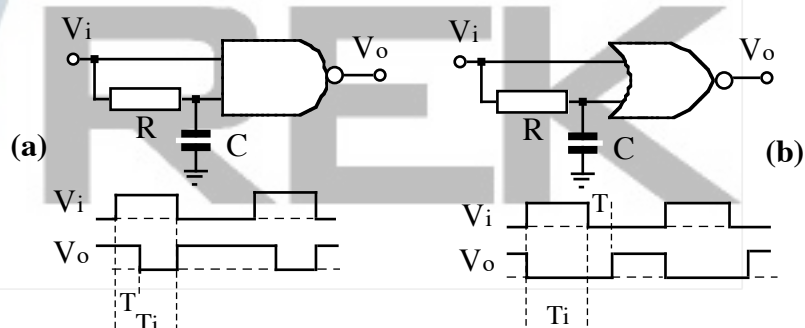


Figura 12.26

Nel circuito di figura 12.26a il fronte di discesa all'uscita è ritardato, rispetto al fronte di salita all'ingresso, di $T = RC \ln[V/(V - V_{TH})]$. Nel circuito di figura 12.26b il fronte di salita all'uscita è ritardato di $T = RC \ln(V/V_{TL})$ rispetto al fronte di discesa all'ingresso.

In entrambi i casi deve essere $T < T_i$, ove T_i è la durata dell'impulso di comando.

Due circuiti di questo tipo in serie, con la stessa RC e con soglie simmetriche, riproducono all'uscita l'impulso in ingresso, ma ritardato del tempo T . Lo stesso risultato si ottiene usando una porta AND e una NOR oppure una NAND e una OR.

Gli schemi di figura 12.25 differiscono sostanzialmente da quelli di figura 12.26 solo per l'interposizione di un inverter tra il segnale di comando ed uno degli ingressi: è facile vedere che aggiungendo un inverter in uno dei due rami di ingresso degli schemi di figura 12.26 si ottiene ancora un monostabile che genera un impulso la cui durata è controllata da RC .

13. Alcuni circuiti integrati particolari

In questo capitolo sono descritti alcuni circuiti integrati molto usati, che non rientrano nelle categorie fin qui considerate: i timers, i generatori di tensione integrati, gli interruttori analogici.

13.1. Il timer: uno schema semplificato

Il circuito integrato che viene comunemente chiamato *timer* è un dispositivo costituito essenzialmente da un doppio comparatore, un flip-flop RS, due transistor usati come interruttore ed un invertitore. Lo schema funzionale tipico è quello descritto in figura 13.1. In questo schema si sono anche connessi i terminali *soglia* (Threshold) e *scarica* (Discharge) tra loro, e rispettivamente all'alimentazione positiva tramite una resistenza R e a massa tramite una capacità C. In questa configurazione il circuito si comporta come un impulsatore monostabile.

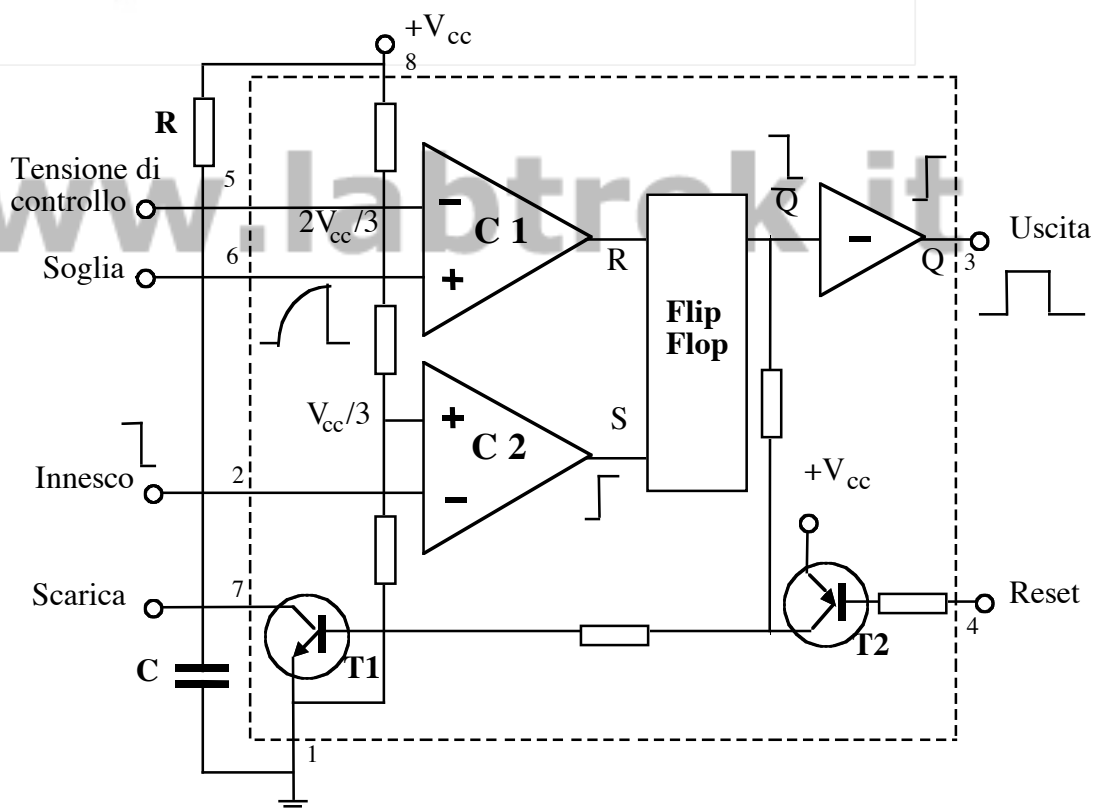


Figura 13.1

La condizione di riposo è con la tensione al terminale 2 (innesco) superiore a $\frac{1}{3}V_{cc}$, il transistor T1 acceso, la capacità C scarica, ed entrambi i comparatori hanno uscita a massa. Quando il terminale di innesco (*trigger*) viene momentaneamente portato a valori di tensione inferiori a $\frac{1}{3}V_{cc}$, il comparatore C2 scatta, e all'uscita si genera un impulso di

durata regolata dalla costante di tempo RC. La durata dell'impulso è determinata dal tempo necessario affinché la tensione ai capi del condensatore raggiunga, per effetto della corrente attraverso R, la tensione $\frac{2}{3}V_{cc}$. A questo punto il comparatore C1 commuta, e il circuito si riporta allo stato iniziale.

L'uscita \bar{Q} del Flip-Flop, normalmente a livello alto, che si era portata a livello basso per effetto della commutazione di C2 (segnale S di *set*), si riporta a livello alto quando commuta anche C1 (segnale R di *reset*). Il transistor T1 è comandato dal segnale \bar{Q} : esso si spegne quando \bar{Q} va basso (SET), e si riaccende quando \bar{Q} torna alto (RESET), cortocircuitando nuovamente il condensatore.

L'uscita del timer può essere forzata a zero in ogni momento portando a livello basso il terminale di *reset*, accendendo così T2 che a sua volta accende T1.

13.1.1. Il timer 555

Il circuito timer più semplice e più frequentemente usato è il 555⁵³. Lo schema funzionale è esattamente quello riportato in figura 13.1, e la piedinatura è indicata in figura 13.2. Le resistenze che compongono il partitore di tensione sono di 5 k Ω .

Le tensioni di alimentazione sono normalmente $+V_{cc} = (5 \div 15) V$ e $-V_{cc} = 0 V$, ma si possono anche usare tensioni diverse, purché si rispetti la polarità e non si superi il valore massimo consentito per la differenza di potenziale applicabile tra i piedini 8 e 1, che è di 16 V. Ad esempio si possono usare le tensioni $+7 V -7 V$ o $0 V -15 V$.

L'uscita (piedino 3) si porta a circa 1.7 V al di sotto della tensione del piedino 8, nello stato alto, e a circa 0.3 V al di sopra della tensione del piedino 1, nello stato basso⁵⁴.

Questi valori dipendono anche dalla corrente erogata o assorbita all'uscita.

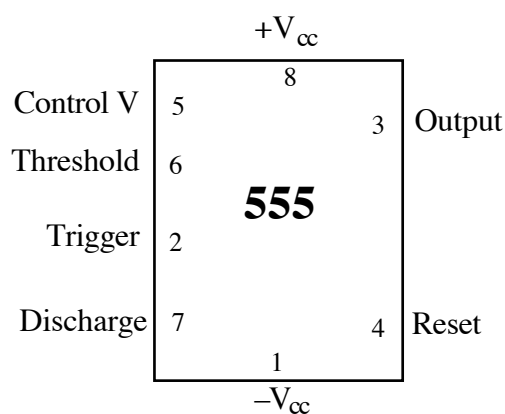


Figura 13.2

⁵³ Questo tipo di dispositivo è stato prodotto per la prima volta nel 1972 dalla Signetics con la sigla NE555. Lo stesso circuito è attualmente prodotto sotto diverse sigle da numerose altre ditte (Exar XR555, Motorola MC1455, National LM555, Raytheon RM555, RCA CA555, Texas SN7255). Esso esiste anche in versione duale (due timer nello stesso integrato) con sigla finale 556.

⁵⁴ Nella versione CMOS (Intersil 7555 e 7556) l'uscita può raggiungere i valori $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$.

Il piedino 5 (*Control Voltage*) è connesso all'ingresso invertente del comparatore C1. Quando questo terminale non viene usato in modo attivo dalla configurazione scelta per il timer, esso viene di solito connesso alla alimentazione inferiore tramite una capacità, per garantire una maggiore insensibilità a eventuali rumori elettrici del valore di tensione corrispondente alla soglia di commutazione di C1. La tensione in 5 in questo caso vale $V_{cv} = \frac{2}{3}V_{cc}$

Il piedino 2 (Trigger) fa commutare C2 quando la tensione ad esso applicata attraversa, passando da valori superiori a valori inferiori, il valore $\frac{1}{3}V_{cc}$, oppure il valore $\frac{1}{2}V_{cv}$ qualora al piedino 5 sia applicata una tensione di controllo diversa da $\frac{2}{3}V_{cc}$. Per operare correttamente il terminale di trigger dev'essere attraversato da una corrente di polarizzazione minima, pari a $0.5 \mu A$, il che pone un limite al massimo valore delle resistenze ad esso collegate. La durata minima dell'impulso di trigger è di $1 \mu s$.

Il piedino 6 (Threshold) è analogo al 2, ma agisce sul comparatore C1: esso è connesso all'ingresso non-invertente di C1 e quindi la tensione ad esso applicata provoca la commutazione quando attraversa, passando da valori inferiori a valori superiori, il valore $\frac{2}{3}V_{cc}$, oppure $\frac{1}{2}V_{cv}$. Qui la corrente minima di polarizzazione è di solo $0.1 \mu A$.

Il piedino 4 (reset) serve ad accendere il transistor T1, e a portare bassa l'uscita. Per questo il terminale di reset deve essere portato ad una tensione inferiore a $+0.7 V$ rispetto al terminale 1, e la corrente minima da assorbire è di $100 \mu A$; questi valori sono indipendenti dal valore di V_{cc} .

Il piedino 7 (Discharge) è il collettore aperto di un transistor npn (T1) che agisce da interruttore. L'interruttore è chiuso quando T1 è acceso e aperto quando T1 è spento. L'interruttore non è ideale: quando T1 è acceso tra collettore ed emettitore resta una d.d.p. di circa $0.1 V$, e quando è spento passa una debole corrente di perdita di circa $0.02 \mu A$.

13.1.2. Un impulsatore monostabile realizzato con il timer 555

Ritraciamo in figura 13.3 il circuito di figura 13.1, con l'aggiunta di C_i R_1 R_2 , e calcoliamo la durata dell'impulso positivo prodotto all'uscita quando si applica un impulso negativo all'ingresso V_T .

La tensione ai capi della capacità $V_c(t)$ parte da zero, per $t=0$, quando T1 si è appena spento in seguito alla commutazione di C2 comandato da V_T , e sale verso V_{cc} con legge esponenziale: $V_c(t) = V_{cc}(1 - \exp[-t/RC])$. Il comparatore C1 scatta al tempo $t=T$ quando $V_c(t) = \frac{2}{3}V_{cc}$, da cui si ottiene $T = RC \ln(3) \approx 1.1 RC$.

Poiché il Flip-Flop è del tipo RS⁵⁵, una volta che C2 è commutato il sistema è insensibile ai valori di V_T . Quindi il segnale di trigger può anche essere un impulso fornito alla capacità di ingresso C_i . Il partitore $R_1 R_2$ serve a polarizzare V_T in modo che sia $V_T > 1/3 V_{cc}$ in

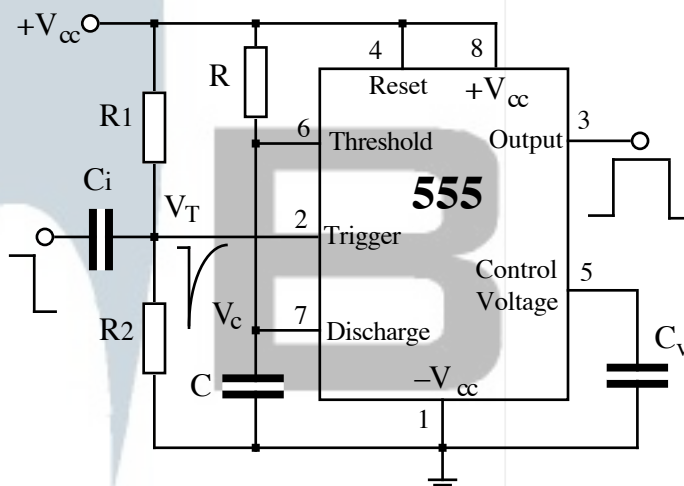


Figura 13.3

condizioni di riposo: R_2 può essere omessa se l'ampiezza del fronte di discesa del segnale di trigger supera V_{cc} .

Ad esempio con $R_1 = R_2 = R_i = 10 \text{ k}\Omega$, si ha $V_T(0) = 1/2 V_{cc}$, e una costante di tempo del derivatore all'ingresso pari a $R_i C_i / 2$. Con un'ampiezza dell'impulso di trigger pari a $1/3 V_{cc}$, il tempo per cui $V_T < 1/3 V_{cc}$ è pari a $\tau^* = R_i C_i \ln(2) / 2$. Si è visto che dev'essere $\tau^* > 1 \mu\text{s}$, e ciò implica $C_i > 100 \text{ pF}$. La costante di tempo $R_i C_i / 2$ dev'essere tuttavia sufficientemente piccola da permettere a V_T di tornare al valore di riposo prima che finisca l'impulso all'uscita del monostabile⁵⁶ per evitare il fenomeno di *retriggering*, e quindi $R_i C_i / 2 < RC$.

13.1.3. Un impulsatore astabile realizzato con il timer 555

Se il terminale di trigger è direttamente collegato a quello di threshold ed alla capacità C , ed il transistor T1 è collegato ad un partitore (R_1 ed R_2) che carica C , come in figura 13.4, si ottiene un impulsatore astabile, detto anche multivibratore.

Per capire come funziona, cominciamo ad esaminare il sistema quando T1 si accende.

La capacità C (che era carica con T1 spento) si scarica attraverso R_2 , con costante di tempo $R_2 C$, finché $V_s \equiv V_T = 1/3 V_{cc}$. Allora il comparatore C2 scatta ed il Flip-Flop commuta spegnendo T1. Ora C si carica attraverso R_1 in serie ad R_2 , con costante di tempo $(R_1 + R_2)C$, finché $V_s \equiv V_T = 2/3 V_{cc}$. A questo punto scatta C1, si accende T1, ed il processo ricomincia.

⁵⁵ Per il comportamento del Flip-Flop tipo Set-Reset, si veda §12.2.

⁵⁶ A meno che l'impulso di comando sia più breve di quello in uscita.

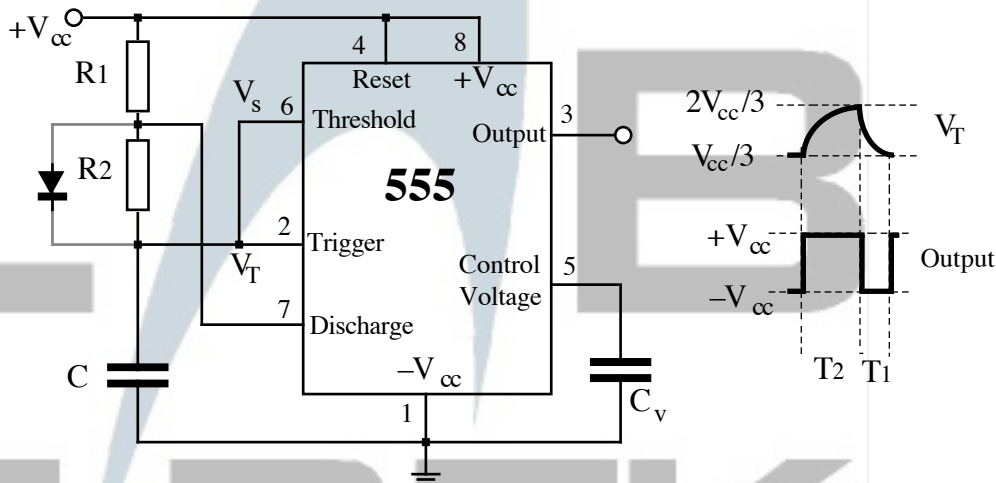


Figura 13.4

Nella prima fase la dipendenza dal tempo di V_T , e di V_s , è:

$$V_T(t) = \frac{2}{3}V_{cc}\exp(-t/R_2C),$$

che fornisce per la durata T_1 di uscita bassa: $T_1 = R_2C \ln 2 \approx 0.693 R_2C$.

Nella seconda fase la dipendenza dal tempo di V_s e V_T è:

$$V_T(t) = \frac{1}{3}V_{cc} + \frac{2}{3}V_{cc}\{1 - \exp[-t/(R_1 + R_2)C]\},$$

che fornisce per la durata T_2 di uscita alta $T_2 = (R_1 + R_2)C \ln 2 \approx 0.693 (R_1 + R_2)C$.

Il rapporto T_2/T_1 è $1 + R_1/R_2$, ove non può mai essere $R_1 = 0$: il limite inferiore di R_1 è posto infatti dalla corrente massima, $i_m = V_{cc}/R_1 \approx 100 \text{ mA}$, che può essere sopportata dal transistor T1. Quindi il segnale all'uscita non può mai essere un'onda rigorosamente quadra. In pratica tuttavia si può porre $R_2/R_1 = 100$, ottenendo un segnale che approssima un'onda quadra, con una asimmetria dell'1%.

Un modo di rendere indipendente la durata di T_2 da quella di T_1 è porre un diodo in parallelo a R_2 come indicato in figura 13.4.

In questo modo si ha $V_T(t) = \frac{1}{3}V_{cc} + (\frac{2}{3}V_{cc} - 0.6V)\{1 - \exp(-t/R_1C)\}$, dato che si deve tener conto della tensione di polarizzazione diretta del diodo durante il tempo di carica del condensatore. Con $V_{cc} = 15 \text{ V}$ si ottiene $T_2 \approx 0.76 R_1 C$.

13.1.4. Un generatore d'onda quadra

Se si vuole usare il 555 come generatore di onda rigorosamente quadra uno schema più adatto è quello di figura 13.5. Qui anziché usare per la scarica di C il transistor T1, si usa la commutazione della tensione dell'output (uscita 1) per scaricare e caricare la capacità C attraverso la resistenza R .

La resistenza R_1 potrebbe essere omessa in un circuito ideale, o se si usa un timer tipo CMOS: va invece usata con i normali timer TTL per consentire alla tensione di uscita, quando è nello stato alto, di raggiungere il valore $+V_{cc}$, anziché il valore $+V_{cc} - 1.7\text{ V}$.

In questo modo si simmetrizza l'onda quadra, il cui semiperiodo è $T/2 = RC \ln 2$.

Il terminale di scarica può essere usato come indicato in figura per ottenere un'uscita ausiliaria (uscita 2) in fase con l'uscita 1.

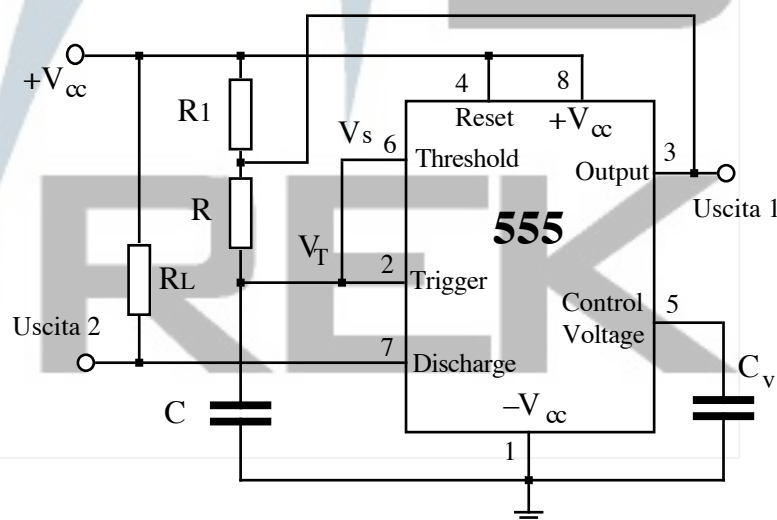


Figura 13.5

L'uscita 2 può essere connessa, tramite la resistenza di carico R_L , ad una qualsiasi tensione compresa tra $-V_{cc}$ e $15V - V_{cc}$, e quindi si può scegliere a piacere l'ampiezza dell'onda quadra: in figura 13.5 si è connessa R_L a $+V_{cc}$, duplicando così l'uscita 1.

Si noti che il carico connesso all'uscita 2 non influenza le correnti di carica e scarica del condensatore, diversamente da quanto avviene per un carico connesso all'uscita 1.

13.1.5. Un convertitore lineare tensione/frequenza

Nel capitolo 10 (figura 10.11) si è visto come si possa costruire un semplice convertitore tensione/frequenza quasi lineare con due AO. Usando invece un AO ed un timer CMOS⁵⁷ si può ottenere una convertitore rigorosamente lineare. In figura 13.6 l'AO funziona da integratore differenziale: $V_T(t) = (V_o - V_i)t/RC$, mentre il timer è nella configurazione monostabile che genera all'uscita V_o un impulso di durata $\tau_o \approx 1.1R_oC_o$. Si può dimostrare che se il timer è alimentato tra V_{cc} e 0 V , e la tensione di comando V_i è positiva, e tale che $0 < V_i < V_{cc}$, l'impulso si ripete con frequenza f direttamente proporzionale alla tensione di

⁵⁷ In cui l'uscita commuta tra $+V_{cc}$ e zero.

comando : si ha $f = V_i / V_{cc} \tau_o$.

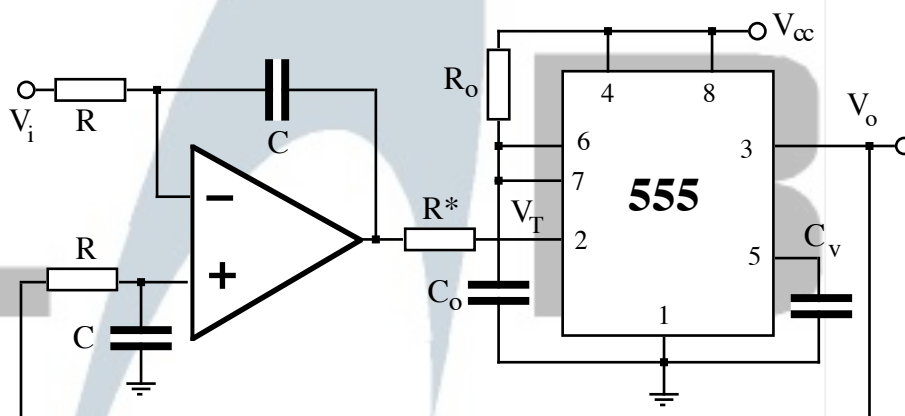


Figura 13.6

Per analizzare il circuito supponiamo che ad un certo istante t^* sia $V_T(t^*) > V_{cc}/3$, e che l'uscita del timer sia $V_o = 0$: allora l'uscita dell'integratore cala linearmente nel tempo: $V_T(t) = V_T(t^*) - V_i(t - t^*)/RC$, raggiungendo ad un certo istante il valore $V_{cc}/3$. A questo punto, che assumeremo come $t = 0$, parte l'impulso e si ha $V_o = V_{cc}$. L'integratore differenziale dà allora all'uscita una tensione che cresce ($V_i < V_{cc}$) linearmente nel tempo con la legge: $V_T(t) = V_T(0) + (V_o - V_i)t/RC = V_{cc}/3 + (V_{cc} - V_i)t/RC$.

Dopo il tempo τ_o , istante in cui si ha $V_T(\tau_o) = V_{cc}/3 + (V_{cc} - V_i)\tau_o/RC$, cessa l'impulso e V_T torna a scendere verso $V_{cc}/3$, raggiungendo nuovamente tale valore al tempo T , chiudendo il ciclo. In questa fase vale la $V_T(t) = V_T(\tau_o) - V_i(t - \tau_o)/RC$, per cui scrivendo l'equazione $V_T(T) = V_{cc}/3$ si ottiene $T = V_{cc}\tau_o/V_i$, ovvero $f = 1/T = V_i/1.1R_oC_oV_{cc}$.

A prima vista sembrerebbe che il valore della costante di integrazione $\tau = RC$ non sia importante, in quanto non compare nella relazione che esprime la frequenza, tuttavia bisogna tener presente che τ , assieme al valore del rapporto V_i/V_{cc} , determina la pendenza dei fronti di salita e discesa del segnale V_T e la sua ampiezza, e quindi il valore di τ non è del tutto arbitrario.

Il valor massimo del segnale V_T , che è un'onda triangolare per $V_i = V_{cc}/2$, è $V_p = V_{cc}/3 + (V_{cc} - V_i)\tau_o/\tau$, e deve essere $V_p < 2V_{cc}/3$ perchè l'impulso non termini anzitempo, e quindi nel caso più sfavorevole ($V_i \approx 0$) si ottiene la condizione limite $\tau > 3\tau_o$.

13.2. I generatori di tensione di riferimento integrati

Nel capitolo 6 si è mostrato come si possa utilizzare un operazionale per stabilizzare una tensione, sfruttando l'effetto di controreazione.

Il dispositivo più semplice che può essere usato a questo scopo è il diodo zener, che sfrutta la ripida pendenza della caratteristica $I(V)$ nella zona di breakdown⁵⁸. Esiste tuttavia tutta una vasta classe di circuiti integrati che sono stati sviluppati proprio per svolgere questa funzione e che offrono, rispetto allo zener, caratteristiche migliori sotto diversi aspetti ed hanno maggiore compattezza e semplicità rispetto ai sistemi costruiti con AO.

Essi possono essere suddivisi in cinque categorie, se si prende in esame solo lo schema funzionale del circuito: i dispositivi a due terminali (*i.bandgap voltage reference*), gli *zener programmabili*, i generatori di tensione fissa a tre terminali, i generatori di tensione regolabile a tre terminali, i generatori di tensione regolabile a quattro terminali.

I bandgap si comportano essenzialmente come zener con coefficiente di temperatura molto piccolo, fino a 0.1 ppm/°C, e con tensione V_z che dipende molto poco dalla corrente. La corrente erogabile è circa $I_o = 10$ mA e la corrente di polarizzazione $I_p \approx 1$ mA. Essi vengono normalmente rappresentati nei circuiti con il simbolo dello zener.

Le tensioni V_z possono avere diversi valori: ad esempio 1.8, 2.0, 2.2, 2.4, 2.7, 3.0, 3.3, 3.6, 3.9, 4.3, 4.7, 5.1, e 5.6 V per il modello LM103xx (ove le cifre xx nella sigla indicano il valore numerico di V_z), 1.22 V per il modello LM113, 1.2V per AD589, 6.95 V per gli LM199/299/399, e 6.9 V per LM129/329⁵⁹.

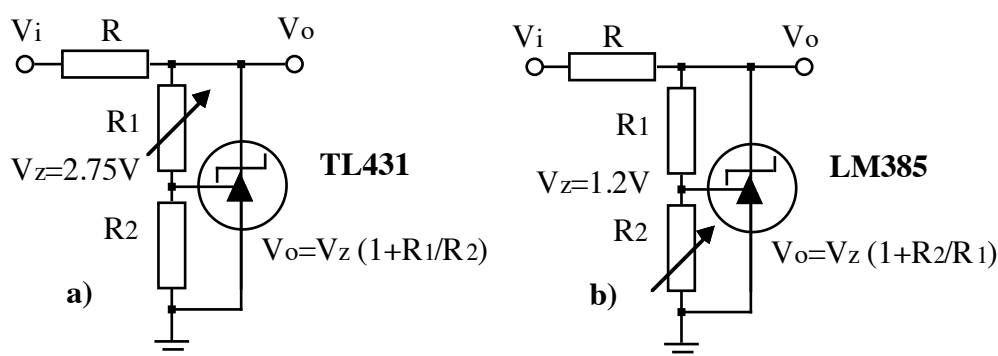


Figura 13.7

Gli zener programmabili sono dispositivi a tre terminali che vanno connessi come in figura 13.7a, o 13.7b, a seconda del modello. Il terminale di controllo V_c serve a

⁵⁸ Si veda appendice A.2.

controllare, mediante il partitore R_1 , R_2 la tensione di zener in uscita V_o che è data dalla relazione $V_o = V_z(1 + R_1/R_2)$ oppure $V_o = V_z(1 + R_2/R_1)$ a seconda del del dispositivo in questione. Se il partitore viene omesso, il dispositivo si comporta come uno zener normale.

I generatori di tensione fissa a tre terminali (figura 13.8a) possono essere positivi o negativi, cioè fornire una tensione fissa in uscita V_o , al variare della tensione in ingresso V_i entro un ampio intervallo, da $V_i \approx V_o$ a $V_i \approx 10 V_o$. Questi dispositivi hanno per lo più una corrente di polarizzazione di qualche mA, possono erogare al carico una corrente massima I_o che può arrivare a 3 A, e la tensione V_o ha un coefficiente di temperatura di $10 \div 30$ ppm /°C. Valori tipici della tensione in uscita sono +2.5 V (AD580, AD1403), +5 V (LM123/223/323, LM109/209/309, AD581), e -5 V (LM145/245/345).

Vi sono dei modelli di potenza inferiore forniti in versioni con diverse tensioni V_o (generalmente 5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24 V): LM140/240xx, LM341xx, $\mu A78Mxx$, LM78xx per tensioni positive, e LM120/220/320xx, LM79xx, $\mu A79Mxx$ per tensioni negative, ove nella sigla le cifre xx indicano il valore di V_o . Ad esempio: $\mu A79M05$ per -5 V, LM22018 per +18 V.

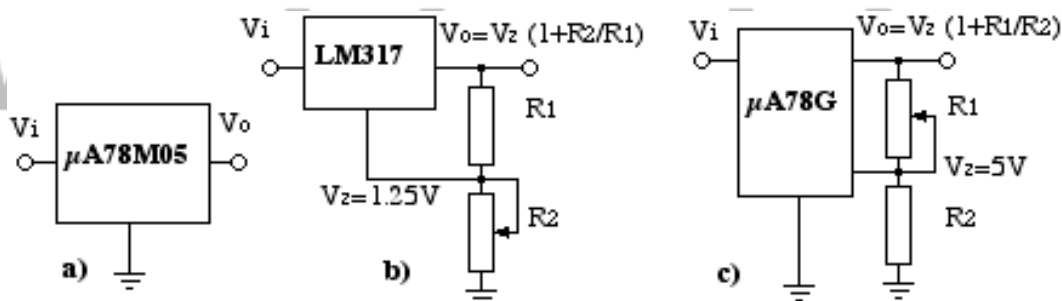


Figura 13.8

Sempre a tre terminali vi sono poi i generatori di tensione regolabili mediante un partitore esterno, che permettono di fissare V_o , generalmente nell'intervallo $1.25 V \div V_i - 2 V$. Lo schema da usare è indicato in figura 13.8b. Nel partitore la resistenza R_2 può arrivare fino a zero, valore per cui si ha $|V_o|$ minima. La massima tensione all'ingresso è generalmente 35 V, ma vi sono anche modelli con $V_i = 60 V$. Le caratteristiche di stabilità, potenza e polarizzazione sono simili a quelle dei modelli a tensione fissa, e anche qui sono disponibili regolatori per tensioni positive (LM150/250/350, LM317/TL317) e per tensioni negative (LM237/337).

⁵⁹ Questi ultimi modelli includono un termoregolatore che ne migliora la stabilità.

Vi sono anche generatori di tensione regolabili a quattro terminali, del tutto simili a quelli a tre terminali, ma con uno schema circuitale diverso, con R_1 e R_2 che si scambiano di ruolo, come indicato in figura 13.8c, e qui è per $R_1=0$ che si ha $|V_o|$ minima. Ad esempio il tipo $\mu A78G$ ha $V_z=+5\text{ V}$, e $\mu A79G$ ha $V_z=-2.2\text{ V}$.

Esistono poi generatori di tensione a molti terminali che possono essere usati in svariati modi, e che qui non illustriamo per brevità.

13.3. Gli interruttori analogici

L'interruttore ideale può essere definito come un dispositivo a due terminali tra i quali, mediante azione esterna, si può inserire una resistenza nulla o infinita. Il comando esterno, che trasforma il corto-circuito in circuito aperto e viceversa, può essere meccanico, o elettromeccanico, come nel caso del relais, o infine elettrico, come nel caso dell'interruttore analogico.

L'interruttore reale differisce da quello ideale nel senso che la resistenza in condizioni di corto-circuito (R_{on}) non è uguale a zero, e in condizioni di circuito aperto (R_{off}) non è infinita.

Mentre l'interruttore meccanico ed il relais, che consistono in un contatto azionato da una leva o da un elettromagnete, approssimano bene l'interruttore ideale, l'interruttore analogico, che è costituito da un transistor, ha caratteristiche molto meno *ideali*: può essere $R_{on} > 100\ \Omega$ e $R_{off} < 100\text{ k}\Omega$.

L'interruttore analogico offre tuttavia il vantaggio di grande rapidità e di poter essere comandato da segnali di piccola potenza. Esso può essere realizzato con transistor a giunzione o ad effetto di campo, spesso di tipo CMOS. Nel primo caso l'interruttore non è simmetrico: la differenza di potenziale applicata ai terminali può essere solo di un segno. Nel secondo caso questo limite non vale, e si dice che l'interruttore è reversibile (*bilateral*), nel senso che i due terminali possono essere tra loro scambiati e l'interruttore può trasferire corrente alternata. I soli limiti che vanno rispettati sono quelli della tensione massima applicabile e della massima corrente che può attraversare l'interruttore.

Esistono interruttori analogici integrati con varie configurazioni, a doppio, quadruplo interruttore o con numero di interruttori anche superiore. Uno dei dispositivi più comuni è il 4016⁶⁰ un CMOS-Quad-Bilateral-Switch il cui schema funzionale è riportato in fig. 13.9.

⁶⁰ CD4016 prodotto dalla RCA, o 74MM4016 della National, o i 4066 con $R_{on} \approx 90\ \Omega$.

Esso è un dispositivo attivo e va alimentato con una tensione $\Delta V = V_{DD} - V_{SS}$ compresa tra +3 V e +20 V e tutti i terminali, compresi quelli di comando, non possono essere portati a tensioni inferiori a $V_{SS} - 0.5$ V o superiori a $V_{DD} + 0.5$ V. La corrente massima è 10 mA.

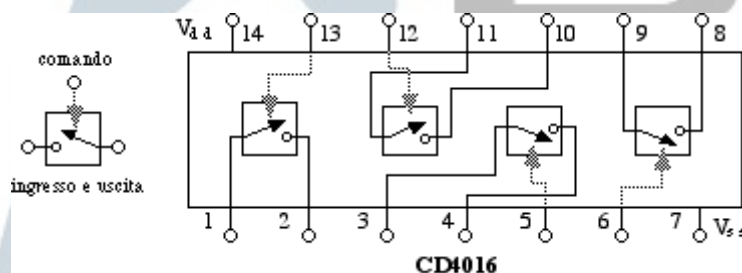


Figura 13.9

Valore tipico della resistenza tra i terminali ad interruttore chiuso è $R_{on} = 300 \Omega$, e la corrente di perdita ad interruttore aperto è dell'ordine di frazioni di nA.

Altri interruttori analogici più sofisticati, sempre quadrupli bilaterali e a componenti CMOS, sono i modelli 201 e 202⁶¹. Lo schema funzionale è riportato nelle figure 13.10a e 13.10b rispettivamente. Il primo tipo ha i 4 interruttori normalmente chiusi, quando il segnale di comando è a tensione inferiore alla soglia, mentre il secondo tipo ha gli interruttori normalmente aperti.

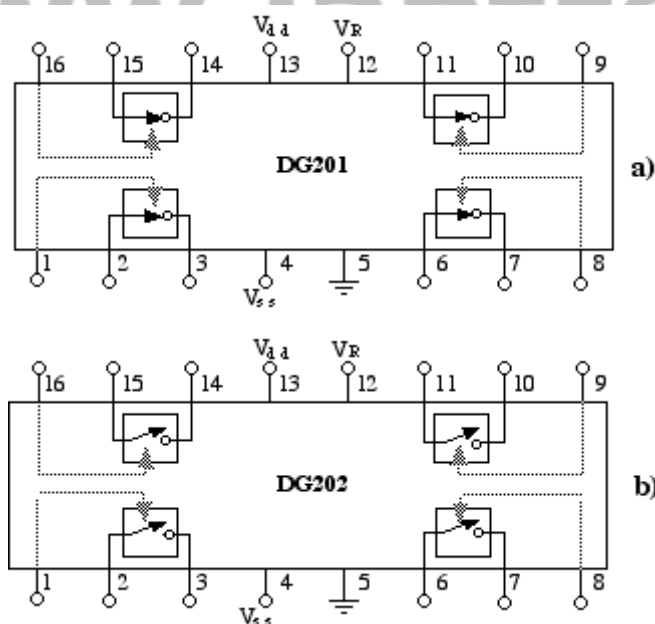


Figura 13.10

Questi integrati hanno una alimentazione duale, simmetrica e riferita a massa, con valori compresi tra ± 5 V e ± 18 V. La soglia di comando è tra +0.8 V e +2 V riferita a massa: ad esempio con $V_{DD} = +15$ V la soglia è a +1.4 V.

La tensione di soglia può tuttavia essere modificata applicando una opportuna tensione al terminale V_R .

La corrente massima supera i 20 mA, con $R_{on} \approx 60 \Omega$, e la corrente di perdita ad interruttore aperto è dell'ordine di frazioni di nA.

14. Trasduttori e tecniche di interfacciamento

Con il termine *trasduttore* si indica un dispositivo che trasforma un segnale espresso in una grandezza fisica (temperatura, velocità, campo magnetico...) in un segnale espresso in un'altra grandezza fisica. Con il termine *sensore* si indica invece, più restrittivamente, un dispositivo che rileva il valore di una grandezza fisica, o le sue variazioni. Talvolta si usa il termine *trasduttore* per quei dispositivi che, a partire da un segnale elettrico, generano una variazione di una grandezza fisica non di tipo elettrico, ed il termine *sensore* per la funzione inversa. Nella pratica tuttavia i termini *trasduttore* e *sensore* vengono spesso usati come sinonimi, e come tali verranno usati qui. Con il termine *interfacciamento* si intende qui la tecnica usata per trasformare in segnale elettrico il segnale prodotto dal sensore, o per adattare l'ampiezza e la forma di tale segnale alle proprie necessità, o infine per generare un segnale elettrico adeguato a pilotare il trasduttore in oggetto.

In questo capitolo si tratteranno solo alcuni tipi di trasduttori, tra i moltissimi esistenti, scegliendo tra quelli che si prestano ad una elaborazione semplice del segnale, e che tuttavia possano fornire esempi abbastanza generali. Se si volesse esaurire la gamma delle possibilità d'impiego dei sensori si finirebbe infatti per descrivere tutta la tecnologia moderna: ogni apparecchiatura scientifica può essere in fondo vista come un complesso trasduttore...

Le tre grandezze fisiche qui prese in considerazione sono: *temperatura*, *forza* e *luce*.

I trasduttori di *temperatura* possono essere usati in svariati modi: possono funzionare da termometri, da misuratori di livello, di flusso, di conducibilità termica ...

I trasduttori di *forza* possono venire usati come misuratori di pressione, come generatori di onde acustiche (microfoni, altoparlanti), come vacuometri ...

I trasduttori *ottici*, a seconda della lunghezza d'onda della radiazione elettromagnetica usata, possono rivelare o trasmettere luce visibile, misurare flusso o energia di fotoni, ad esempio raggi X o γ , o essere usati a loro volta come termometri (bolometri) ...

Agli esempi di circuiti di interfacciamento si farà precedere una breve spiegazione del meccanismo di funzionamento del sensore, e degli accorgimenti per farne un uso corretto.

14.1. Sensori di temperatura

I sensori di temperatura più usati si possono dividere, dal punto di vista dell'elettronica di

⁶¹ DG201 della Siliconix, o equivalenti SW201 della Precision Monolithics e LF11201 della National, ed il DG202, o equivalenti SW202 e LF11202.

interfacciamento, in tre grandi categorie: sensori *resistivi*, sensori a *diodo* e *termocoppie*. Vediamone le caratteristiche essenziali, vantaggi e svantaggi.

14.1.1. Termometri a resistenza

I sensori resistivi (RTD *resistive temperature detector*) possono essere a resistenza metallica, a semiconduttore e a carbone. Quelli a resistenza metallica sono costruiti di solito in nichel, rame o platino. Quelli di platino sono i più affidabili, perché un filo di platino può essere prodotto con un estremo grado di purezza, e si possono quindi ottenere sensori con caratteristiche di elevata riproducibilità, ma anche i più costosi.

La resistività di un cristallo metallico segue, in prima approssimazione e per temperature non troppo basse, la legge $\rho(T) = \rho_0(1 + \alpha T)$, dove ρ_0 è la resistività residua a $T \approx 0$ K, proporzionale alla quantità di impurezze e imperfezioni del reticolo cristallino, e $\alpha = (\partial R / \partial T) / R$ è il coefficiente di temperatura: per il platino $\alpha \approx 3.85 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, per il rame $\alpha \approx 3.9 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, per il nichel $\alpha \approx 5.7 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, e per tungsteno $\alpha \approx 4.5 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

I sensori metallici hanno piccola massa e discreta linearità su ampio intervallo di temperatura. Devono essere polarizzati in corrente continua o alternata, e in questo secondo caso si prestano ad essere usati con elettronica di rivelazione molto accurata: lock-in⁶². Svantaggi: i sensori di piccole dimensioni hanno bassa resistenza, tipicamente 100Ω a temperatura ambiente, e quindi la resistenza dei cavi di collegamento al sistema di misura può produrre un errore apprezzabile se non si adottano opportuni sistemi di compensazione. La sensibilità infine è limitata dall'autoriscaldamento per effetto Joule che pone un limite superiore alla corrente di polarizzazione e quindi all'ampiezza del segnale. Intervallo utile: platino da 10 K a 800 K, nichel da -60°C a $+300^\circ\text{C}$ e rame da -70°C a $+150^\circ\text{C}$.

Il modo più semplice di misurare una resistenza R_x è quello di misurare la caduta di tensione V_x attraverso R_x prodotta dal passaggio di una corrente di polarizzazione nota I_p . Se la corrente I_p è mantenuta costante mediante un opportuno generatore, la misura di R_x si riduce a quella di V_x . Questa misura volt-amperometrica può essere resa assai precisa se vengono mantenuti distinti i cavi che portano la corrente alla resistenza da quelli che rilevano la tensione, cioè se si usa una configurazione a quattro terminali

⁶² Si veda il capitolo 11.

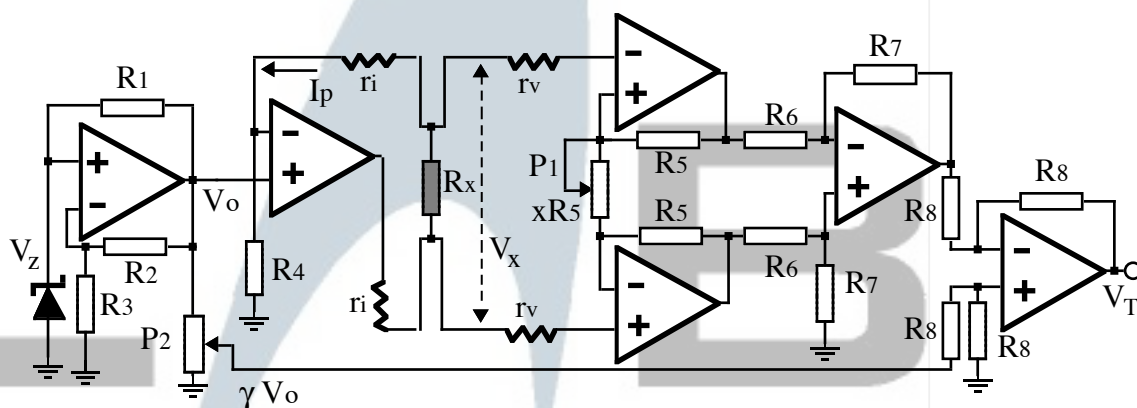


Figura 14.1

Uno schema semplice per una configurazione a quattro terminali è quello riportato in figura 14.1, ove il primo operazionale stabilizza la tensione di riferimento⁶³ $V_o = V_z(1 + R_2/R_3)$ e il secondo stabilizza la corrente di polarizzazione⁶⁴ $I_p = V_o/R_4$. La tensione $V_x = R_x I_p$ ai capi del termometro è letta dal differenziale ad alta impedenza di ingresso⁶⁵ che, nella configurazione riportata in figura, ha il guadagno variabile $G(x) = (1 + 2/x)R_7/R_6$.

Il fattore di scala per la conversione temperatura/tensione $V(T)$ è aggiustato variando il rapporto x tra il valore della resistenza del potenziometro P_1 e quello delle resistenze R_5 .

Lo zero della scala viene invece fissato mediante il potenziometro P_2 che sottrae al segnale in uscita dal differenziale una frazione γ del segnale di riferimento: $V(T) = G(x)V_x - \gamma V_o$. In questo modo si può aggiustare G e γ così da leggere la temperatura direttamente in gradi kelvin, o centigradi, o differenze di temperatura rispetto ad un valore prefissato.

Nello schema sono messe in evidenza le resistenze $r_{i,v}$ dei 4 fili che connettono il termometro al circuito di polarizzazione e lettura: poiché il differenziale è ad alta impedenza, attraverso i due terminali di lettura passa una corrente trascurabile che rende trascurabile l'errore introdotto dalle resistenze r_v .

Il circuito di figura 14.1 con polarizzazione in corrente continua non permette di distinguere tra variazioni della R_x , dovute a variazioni di temperatura, e offset degli operazionali nello stadio di amplificazione. Questo inconveniente si può eliminare sostituendo la tensione di riferimento V_o con una tensione alternata stabilizzata: in tal

⁶³ Il generatore di tensione di riferimento è spiegato nel capitolo 6.

⁶⁴ Il generatore di corrente costante è spiegato nel capitolo 7.

⁶⁵ Questo schema è spiegato nel capitolo 4.

caso il valore della temperatura è misurato dall'ampiezza della tensione a.c. all'uscita. Un altro modo di misurare R_x è quello per confronto con resistenze calibrate mediante il sistema a ponte, esemplificato in figura 14.2 con polarizzazione a.c. prodotta da un oscillatore sinusoidale ⁶⁶.

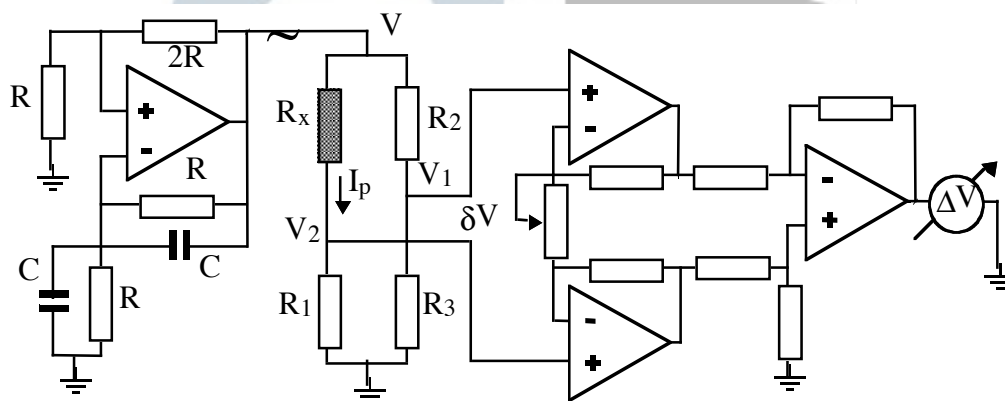


Figura 14.2

Qui, anziché misurare una tensione ed una corrente, si cerca la condizione di bilanciamento del ponte che è verificata per $R_x/R_1 = R_2/R_3$. Sia ad esempio $R_2 = R_3$ e sia R_1 una cassetta di resistenze calibrate: la misura consiste allora nel variare il valore di R_1 finché la tensione $\Delta V = G\delta V$, letta da un amplificatore differenziale con guadagno G , sia zero. Si avrà allora $R_x = R_1$. Il valore della corrente I_p non modifica la condizione di bilanciamento, ma solo il valore del segnale di sbilanciamento residuo: se $R_2 = R_3 = R$ e $R_1 = R_x(1+\epsilon) = kR$, ove k è una costante arbitraria e $\epsilon = (R_1 - R_x)/R_x$ descrive lo sbilanciamento residuo, il segnale residuo δV in uscita dal ponte misura lo sbilanciamento mediante la relazione $\delta V = RI_p(\epsilon/2)/(2+\epsilon)$. Le tensioni V_1 e V_2 sono infatti ricavabili come partizioni di V : $V_2 = VR_1/(R_1 + R_x)$, e $V_1 = VR_2/(R_2 + R_3)$, e $\delta V = V_2 - V_1$.

La risposta del ponte è lineare in ϵ , (e quindi in ΔR_x), solo per piccolissimi sbilanciamenti ($\epsilon \ll 1$). In tal caso il valore della temperatura è misurato dalla resistenza di bilanciamento. Questo tipo di interfacciamento è spesso usato con sensori fortemente non lineari, utili quando la linearità della risposta del sistema di misura diventa inessenziale, o di elevato valore ohmico, per cui non è più necessario tener conto della resistenza dei cavi, quali gli RTD a semiconduttore.

I sensori a *germanio* e *termistori* NTC hanno una dipendenza esponenziale della

⁶⁶ Per questo ed altri schemi di oscillatore si veda il capitolo 10.

resistenza dalla temperatura $R(T) = R_0 \exp(-B/T)$, dovuta alla creazione termica di coppie di cariche in un semiconduttore. Da ciò deriva la grande sensibilità e la notevole non-linearità ($\alpha = \partial R/R \partial T = -B/T^2$). Un vantaggio dei sensori a semiconduttore è la possibilità di scegliere il valore ohmico a temperatura ambiente in un intervallo vastissimo, senza dover aumentare sensibilmente le dimensioni del sensore.

Una tecnica frequentemente usata per linearizzare in un piccolo intervallo la risposta di un ponte, che impiega un termistore in uno dei due rami, è quella di scegliere la resistenza in serie (R in figura 14.3) in modo che la risposta coincida con l'andamento lineare in tre temperature: i due estremi dell'intervallo di misura T_1 e T_2 , e nel punto medio T_m .

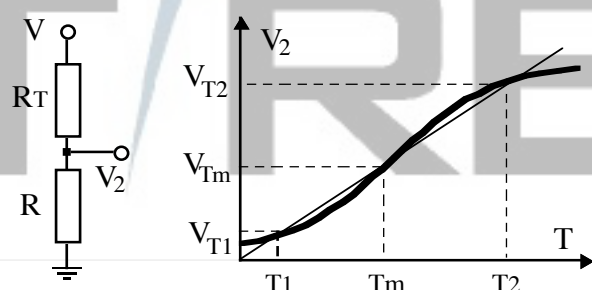


Figura 14.3

Ciò è sempre possibile perché la risposta del partitore deve avere un flesso. Si ha infatti $V_2 = V \cdot R / (R + R_T)$, dove V è la tensione di alimentazione del ponte, e R_T è la resistenza del termistore alla temperatura T , e quindi per $T \rightarrow 0$, si ha $R_T \rightarrow \infty$ e $V_2 \rightarrow 0$, mentre per $T \rightarrow \infty$ si ha $R_T \rightarrow 0$ e $V_2 \rightarrow V$.

Si può quindi scegliere un valore per R tale che sia $V_2(T_2) - V_2(T_m) = V_2(T_m) - V_2(T_1)$. Risolvendo rispetto a R si ottiene per la resistenza ottimale da usare: $R = (R_{T1}R_{Tm} + R_{T2}R_{Tm} - 2R_{T1}R_{T2}) / (R_{T1} + R_{T1} - 2R_{Tm})$, che è quindi determinata una volta noti i valori di R_{Ti} alle tre temperature T_1 , T_2 e T_m .

14.1.2. Termometro a diodo

Il termometro a diodo sfrutta il fatto che la dipendenza dalla temperatura della tensione diretta V , di una giunzione p-n polarizzata direttamente e con corrente I_d costante, è quasi lineare per temperature $T > 30$ K.

La curva caratteristica del diodo è infatti $I_d \approx I_0 e^{qV/K_B T}$, ove $I_0 \approx A e^{-E_g/K_B T}$, K_B è la costante di Boltzmann, q è la carica dell'elettrone, E_g è l'energy gap ed A è una costante di proporzionalità che dipende dall'area della giunzione⁶⁷. Si ha quindi $\ln I_d \approx \ln I_0 + qV/K_B T = \ln A - E_g/K_B T + qV/K_B T$, ovvero $V - E_g/q = -(K_B T/q) \ln(A/I_d)$, e infine $V = V_0 - \gamma \{I_d\} T$.

⁶⁷ Si veda anche l'appendice A.1 e § 8.4.1

$V_o = E_g/q$ è la tensione estrapolata a 0 kelvin e γ è la pendenza che dipende logaritmicamente da I_d , e cala al crescere di I_d . I vantaggi offerti da questo termometro sono essenzialmente la buona linearità e la elevata sensibilità, dell'ordine di 2 mV/K.

Uno svantaggio è la necessità di usare una polarizzazione a corrente costante: $I_d \approx 1 \div 100 \mu\text{A}$. Diversamente che per i sensori resistivi, qui la misura va fatta con la stessa corrente usata per la calibrazione, e non si può ovviamente usare una corrente alternata.

Uno schema adeguato per l'uso di questo sensore è quello di figura 14.1. in cui il diodo va ovviamente inserito rispettando la polarità (polarizzazione diretta).

Uno schema molto semplificato per impieghi che richiedano minor precisione è quello di figura 14.4. Qui il potenziometro P_1 , una

volta fissata la tensione $+V$, regola la corrente I_d di polarizzazione del diodo e

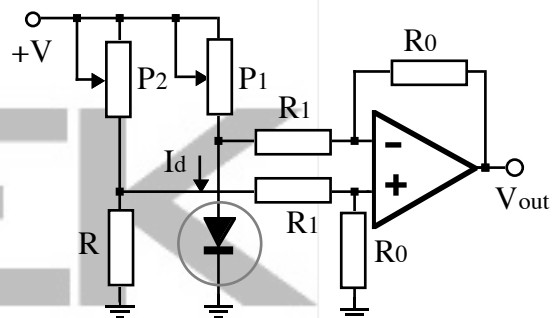


Figura 14.4

quindi anche il fattore di conversione *temperatura* \rightarrow *tensione di uscita*: $V_{out} = G[V_o - E_g + \gamma(I_d)T] = A + BT$, ove $V_o = VR/(R + P_2)$ e $G = R_0/R_1$ è il guadagno dell'amplificatore differenziale, e il potenziometro P_2 permette di azzerare l'uscita alla temperatura desiderata. Sostituendo a R un secondo diodo si ottiene un dispositivo che misura la differenza di due temperature: in tal caso si dovranno regolare P_1 e P_2 in modo da azzerare l'uscita con i due diodi alla stessa T.

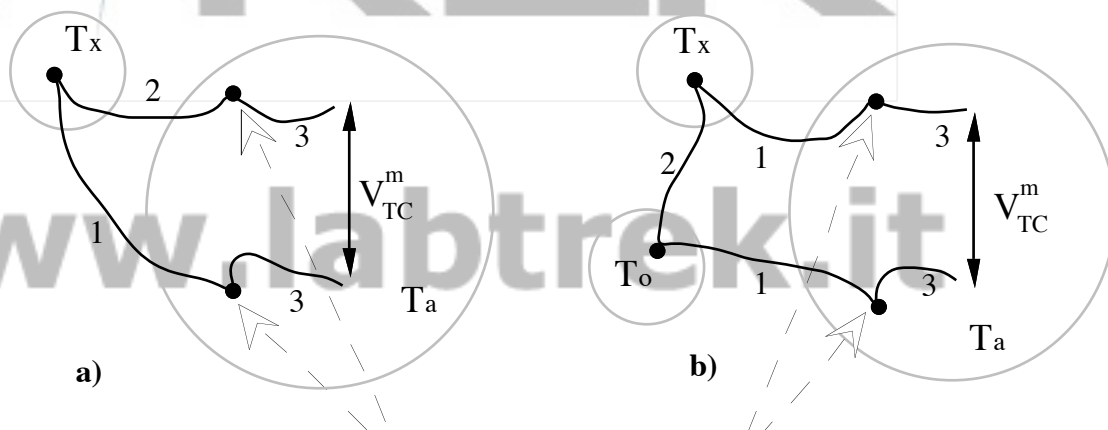
Esistono anche circuiti integrati che comprendono già, insieme al diodo usato come sensore di temperatura, il circuito di condizionamento del segnale. Ad esempio gli integrati AD590, AD592 (Analog Devices) sono dispositivi a due terminali che, alimentati con una tensione compresa tra +4 V e +30 V, erogano una corrente costante proporzionale alla temperatura assoluta ($1\mu\text{A/K}$), mentre l'LM335 (National) e lo STP35 (Texas) sono zener che forniscono una tensione di 2.73 V a 0°C , con un coefficiente di temperatura di +10 mV/K. L'intervallo di lavoro è $-55^\circ\text{C} +155^\circ\text{C}$ per AD590 e LM335, $-25^\circ\text{C} +105^\circ\text{C}$ per STP35, e $-25^\circ\text{C} +105^\circ\text{C}$ per AD592.

14.1.3. La termocoppia

La termocoppia sfrutta la dipendenza dalla temperatura della forza elettromotrice ai capi di una giunzione tra metalli diversi (effetto Seebeck). Questa forza elettromotrice V_{TC} è funzione crescente di T , ed è quasi lineare in prossimità della temperatura ambiente, con un coefficiente $\partial V_{TC}/\partial T$ dell'ordine di qualche decina di $\mu V/K$.

I vantaggi essenziali sono: 1) prontezza, dovuta alla piccola massa; 2) facilità di accoppiamento termico, purché si usino fili sufficientemente sottili e lunghi; 3) esteso intervallo di lavoro, da 10 K a 1000 K; 4) basso costo; 5) non richiede polarizzazione⁶⁸.

Svantaggi: non-linearità e scarsa sensibilità. La sensibilità dipende dai materiali usati nei vari tipi di termocoppia. I tipi principali sono **J**: (Ferro+, Costantana-), **K**: (Cromel+, Alumel-). La Costantana è una lega 60%Cu-40%Ni (anche 55%Cu-45%Ni), il Cromel è 90%Ni-10%Cr, e l'Alumel è 95% Ni-2%Mn-2%Al-1%Co.



Connessioni con voltmetro

Figura 14.5

È importante notare che quando i due fili della termocoppia vengono connessi ai terminali del voltmetro, di solito di rame, costituiscono altre due giunzioni, di solito alla temperatura ambiente T_a : quindi ogni misura di V_{TC}^m è in realtà una misura della somma di tre V_{TC} .

Con riferimento alla figura 14.5a, detti 1, 2, 3 i metalli costituenti rispettivamente i due fili

⁶⁸ Per una misura accurata, non solo il sensore, ma anche i cavi necessari per la sua polarizzazione e per la lettura del segnale vanno ancorati termicamente al campione, ossia all'oggetto di cui si vuole misurare la temperatura, per evitare che si crei un gradiente tra sensore e campione, con conseguente errore di misura difficilmente calcolabile. L'ancoraggio va fatto per compressione, mediante viti o molle, contro la parete del campione, o meglio per incollaggio mediante resine con buona conducibilità termica. Una differenza di temperatura tra sensore e campione può essere originata, nei termometri a resistenza o a diodo, dalla potenza dissipata nel sensore stesso per effetto di eccessiva corrente di polarizzazione. Tale inconveniente non si presenta nella termocoppia.

della termocoppia ed i terminali del voltmetro, ed indicata con $V_{TC}^{ab}(T_x)$ la forza elettromotrice della giunzione, tra i materiali a e b, alla temperatura T_x si ha :

$$V_{TC}^m = V_{TC}^{31}(T_a) + V_{TC}^{12}(T_x) + V_{TC}^{23}(T_a).$$

Poiché $V_{TC}^{23}(T_a) + V_{TC}^{31}(T_a) = V_{TC}^{21}(T_a) = -V_{TC}^{12}(T_a)$, si ottiene in definitiva la relazione

$$V_{TC}^m = V_{TC}^{12}(T_x) - V_{TC}^{12}(T_a).$$

Quindi una volta nota la funzione $V_{TC}^{12}(T)$ per ogni valore di T , basta conoscere T_a e misurare $V_{TC}^{12}(T_x)$ per ottenere T_x .

Per non dover tener conto dell'effetto della temperatura ambiente si usa spesso una giunzione di riferimento mantenuta ad una temperatura fissa e nota T_0 , ad esempio 0°C , così da poter chiudere il circuito sul voltmetro a T_a con fili dello stesso metallo (1-2-1, in figura 14.5b).

In questo modo il valore di T_a non modifica la tensione misurata $V_{TC}^m = V_{TC}^{12}(T_x) - V_{TC}^{12}(T_0)$, che è quella data nelle tabelle per ogni tipo di termocoppia, purché le giunzioni

terminali a temperatura ambiente siano *isoterme*.

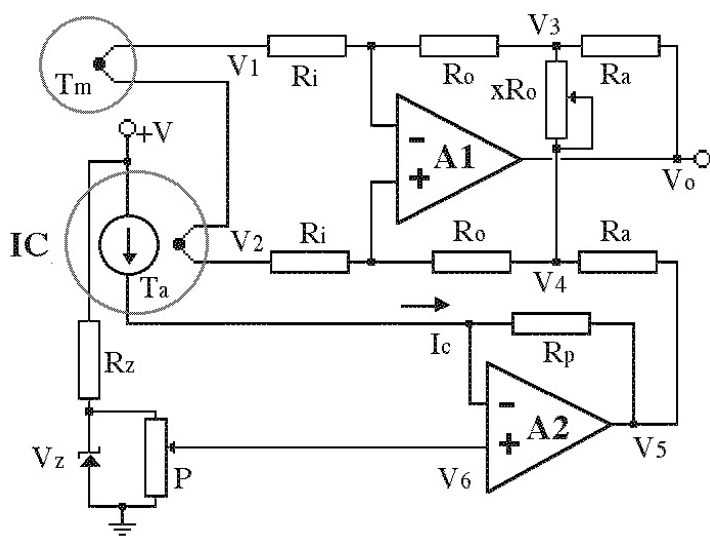


Figura 14.6

termocoppia. L'amplificatore differenziale A1 deve avere una impedenza di ingresso molto grande perché risulti trascurabile la resistenza della termocoppia, che per fili sottili può giungere a decine di ohm, e un guadagno G elevato per amplificare segnali dell'ordine di frazioni di mV: con termocoppia tipo J variazioni di 0.1 mV corrispondono a variazioni di temperatura di circa 2 gradi. Con $R_0 = R_a = 100\text{ k}\Omega$, $x = 1/9$ e $R_i = 10\text{ k}\Omega$ si ottiene $G = 200$ corrispondente ad una sensibilità in uscita di circa 10 mV/K . La compensazione della giunzione di riferimento si ottiene iniettando il segnale V_5

In sostituzione del tradizionale bagno di ghiaccio in cui immergere la giunzione di riferimento si può usare un sistema elettronico di compensazione, ad esempio usando un integrato a diodo. In figura 14.6 è riportato un esempio di circuito di compensazione per un amplificatore di segnale di

nell'ingresso invertente di A1: è facile dimostrare che V_5 viene trasferita all'uscita con guadagno unitario⁶⁹. La tensione V_5 è la sovrapposizione del segnale V_6 e del segnale $-I_c R_p$ prodotto dalla corrente calibrata I_c , funzione della temperatura T_a , generata dall'integrato IC (del tipo AD590, AD592). Il valore di R_p dev'essere tale da produrre una variazione $\partial V_5/\partial T$ tale da correggere la $\partial V_0/\partial T$, provocata dal segnale V_2 della giunzione a temperatura ambiente. Con $G=200$ e con una sensibilità dell'IC pari a $\partial I_c/\partial T=1 \mu A/K$ e $\partial V_5/\partial T=10 \text{ mV/K}$, quindi $R_p=10 \text{ k}\Omega$. La resistenza R_z deve polarizzare adeguatamente lo zener per stabilizzare la tensione V_z , della quale il potenziometro P preleva la frazione V_6 , che deve essere 2.73 V se si sceglie di azzerare l'uscita a 0 °C.

La descrizione dettagliata di questo circuito è giustificata dal fatto che esistono circuiti integrati (Analog Devices: AD 594 per termocoppie J, AD595 per termocoppie K, e Linear Technology: LT1025 per entrambe) che contengono in un singolo chip un intero circuito di interfacciamento come quello di figura 14.5, con in più una uscita per segnale TTL che commuta quando si interrompe il circuito di termocoppia.

14.2. Sensori di forza

I sensori di forza misurano essenzialmente la deformazione di un supporto elastico soggetto alla forza: la costante elastica che lega forza e spostamento viene ricavata dalla taratura. Tale supporto può essere un cristallo piezoelettrico⁷⁰ che sviluppa un campo elettrico proporzionale alla deformazione, o una piastrina di semiconduttore su cui è ricavato un ponte resistivo, o l'armatura flessibile di un condensatore, o in generale un qualunque dispositivo elastico connesso ad un qualsiasi rivelatore di spostamento, anche di tipo ottico o magnetico. Quando la forza misurata è quella prodotta dalle collisioni delle molecole di un gas contro il supporto sensibile, si ha un misuratore di *pressione*.

Molti trasduttori di forza sono del tipo detto *strain gauge* (misuratore di sforzo) a filo metallico o a film sottile, e in sostanza si tratta di resistenze variabili. Essi sfruttano il fatto che la deformazione elastica di un conduttore soggetto a tensione o compressione comporta una variazione reversibile di resistenza dovuta alla variazione delle dimensioni: sotto tensione si allungano ed assottigliano. Oltre ai film metallici, vengono anche usati

⁶⁹ La tensione V_5 è riportata all'uscita con guadagno unitario, come si può verificare ripetendo l'analisi fatta in § 4.1, e sostituendo V_5 alla tensione 0 ad un estremo della resistenza R_a .

⁷⁰ I materiali piezoelettrici e piroelettrici sono isolanti in cui il baricentro delle cariche positive differisce da quello delle cariche negative. Nei piezoelettrici una polarizzazione elettrica è associata ad una deformazione elastica del cristallo e nei piroelettrici è associata ad un gradiente termico.

film semiconduttori.

14.2.1. Sensore di pressione a ponte piezoresistivo

Il sensore piezoresistivo consiste in una sottile membrana di silicio su cui sono ricavate quattro sottili piste conduttrici connesse a ponte: la deformazione della membrana, per lo sforzo applicato su una faccia dalla pressione del gas, modifica il valore delle quattro resistenze e sbilancia il ponte, fornendo in uscita una tensione differenziale proporzionale alla pressione, e alla tensione di polarizzazione del ponte.

In figura 14.7 è riportato lo schema elettrico e la configurazione delle piste del sensore Siemens della serie KPY. Poiché la parte sottile della membrana ha forma di anello, le piste AB e CD lavorano in compressione e le piste BC e DA lavorano in estensione e lo sbilanciamento dovuto alla variazione di resistenza nei due rami si somma.

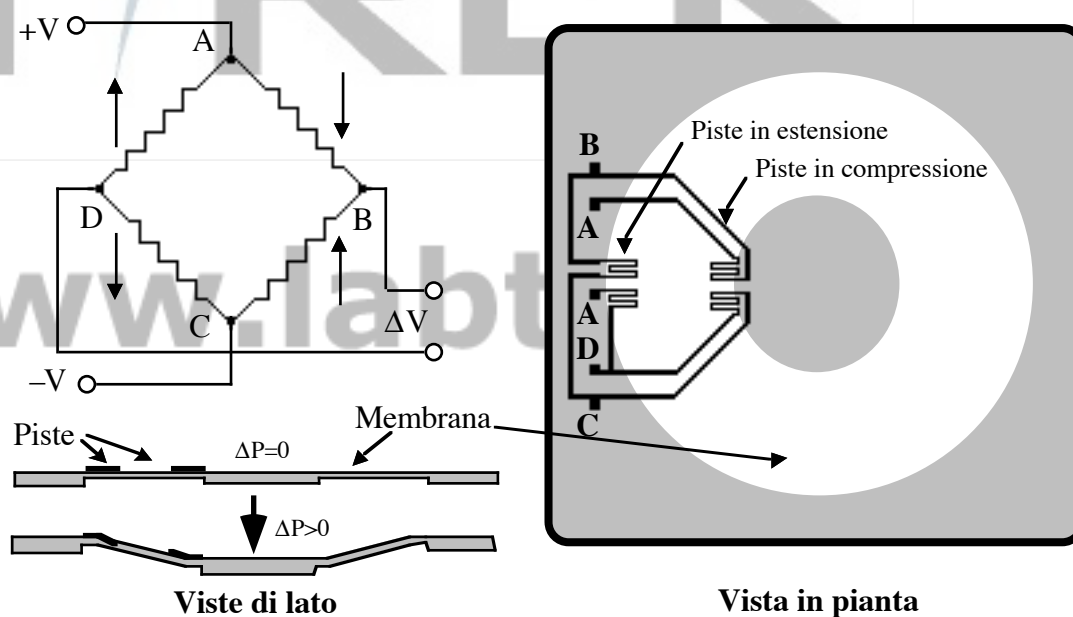


Figura 14.7

Poiché le piste resistive ($R \approx 5 \text{ k}\Omega$) sono ricavate dal supporto di silicio mediante drogaggio, la polarità della tensione di polarizzazione non può essere invertita e quindi non è permessa polarizzazione a.c. La tensione differenziale in uscita a fondo scala è dell'ordine di 0.1 V con alimentazione a 10 V.

Per sensori di pressione assoluta il fondo scala può arrivare a 5 MPa, e per i sensori di pressione relativa varia da un centinaio di Pa ad alcuni MPa⁷¹.

⁷¹ L'unità di misura della pressione nel sistema internazionale (SI) è il pascal (Pa) o newton su metro quadrato (N/m^2). Tuttavia ancora molto usate sono altre unità quali il Torr (pressione esercitata da una colonna di mercurio alta 1mm), l'atmosfera e il bar ($1 \text{ atm} = 760 \text{ Torr} = 101.32 \text{ kPa}$; $1 \text{ bar} = 750 \text{ Torr}$).

Nei sensori assoluti una faccia della membrana chiude un piccolo volume evacuato (pressione di riferimento), mentre nei sensori relativi la pressione di riferimento è quella atmosferica, o può essere diversa se si misurano differenze di pressioni.

La sensibilità σ varia da sensore a sensore e dipende debolmente dalla temperatura: $\partial\sigma/\sigma\partial T \approx -10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Anche l'offset dipende da T: $\partial V_{os}/V\partial T \approx 10^{-4} \text{ K}^{-1}$.

Variazioni di sensibilità possono essere compensate correggendo opportunamente la tensione di polarizzazione.

In figura 14.8, la polarizzazione è prelevata da un partitore di tensione formato dalle resistenze R_1 e un termistore a coefficiente di temperatura positivo (KTY 10 della Siemens), posto in parallelo al sensore di pressione: così si aumenta la polarizzazione al crescere di T.

Il guadagno totale dell'amplificatore ($A1 + A2 + A3$) è aggiustato tramite il potenziometro P_2 , e la tensione di offset è azzerata dal potenziometro P_1 , e la sua dipendenza da T è compensata da un secondo termistore in serie alla resistenza R_7 che scala il segnale $-V_{os}$ all'ingresso del sommatore invertente A4.

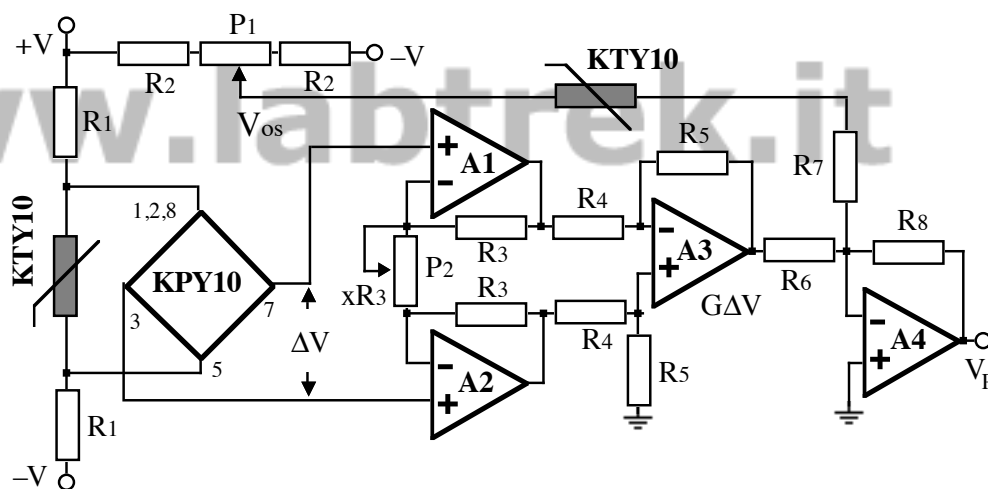


Figura 14.8

14.2.2. Il trasduttore capacitivo

Una membrana elastica di materiale conduttore, affacciata a piccola distanza da un conduttore rigido, costituisce una capacità elettrica C il cui valore dipende dalla distanza tra le armature, oltre che dalla costante dielettrica del gas interposto.

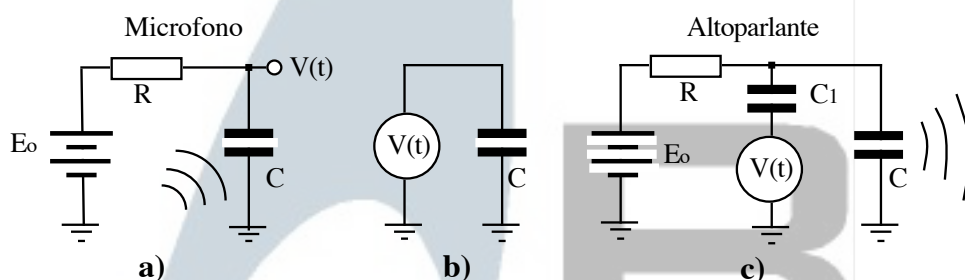


Figura 14.9

Se tale capacità è carica, ad esempio se è polarizzata da un generatore di tensione continua E_0 attraverso una resistenza R , ogni spostamento della membrana produce un segnale elettrico ai capi di C . Osservando lo schema di figura 14.9a, si capisce che questo trasduttore è visto dal generatore come un filtro passa-basso con costante di tempo $\tau = RC$ e la sua impedenza di uscita è $Z_C \parallel R$, se R comprende la resistenza interna del generatore. Se la membrana viene sollecitata dalle variazioni di pressione associate ad un'onda acustica il dispositivo si comporta come un microfono (figura 14.9a) per segnali acustici di frequenza maggiore della frequenza di taglio $f > 1/\tau$.

Il microfono capacitivo è in linea di principio un dispositivo reversibile, infatti se il generatore, eliminando R , fornisce direttamente alla membrana una tensione alternata $V(t) = V \cos \omega t$ (figura 14.9b), la forza dovuta al campo elettrico tende ad avvicinare le armature, e si produce una modulazione della pressione dell'aria adiacente alla membrana. Si noti per inciso che per effetto dell'induzione le cariche accumulate sulle due armature sono sempre di segno opposto, cioè la forza che agisce sulla membrana è proporzionale al modulo di $V(t)$. Lo spostamento della membrana, e dell'aria ad essa adiacente, è pertanto in fase con $(V \cos \omega t)^2$, e si sviluppa quindi un'onda acustica di frequenza $2\omega t$.

Se si vuole produrre un segnale acustico, ovvero un'onda di pressione, proporzionale non a $[V(t)]^2$, ma a $V(t)$, si può polarizzare la capacità con una tensione continua $E_0 > V(t)$, cosicché il segnale somma $E_0 + V(t)$ non cambia mai di segno (figura 14.9c) e il segnale acustico riproduce fedelmente l'eccitazione elettrica. Si può iniettare il segnale attraverso una capacità $C_1 \gg C$: in tal caso la funzione di trasferimento⁷² è $j\omega RC_1 / [1 + j\omega R(C + C_1)]$ che tende a 1 per $\omega \gg 1/RC_1$.

14.3. Sensori di luce

Una definizione di flusso luminoso è “energia trasportata da onde elettromagnetiche la

⁷² Si veda il capitolo 5 e l'appendice B.

cui lunghezza d'onda sia compresa tra 10 nm (ultravioletto) e 1 mm (infrarosso) (o alternativamente fotoni con energia compresa tra 100 eV e 1 μ eV). Tuttavia l'occhio umano è cieco in gran parte di questo intervallo spettrale, e quindi con il termine luce si intende comunemente la radiazione elettromagnetica di lunghezza d'onda compresa tra $\lambda=0.38 \mu\text{m}$ e $\lambda=0.78 \mu\text{m}$ (figura 14.10).

La curva per la visione *scotopica* (sensibilità in condizioni di penombra) è principalmente dovuta ai recettori detti *bastoncelli*, e quella *fotopica* (in condizioni di grande illuminamento) invece include i recettori detti *coni*.⁷³ La curva di sensibilità fotopica è stata adottata in fotometria come *sensibilità spettrale* della retina umana, ovvero come *funzione risposta media* del sensore di luce di cui è dotato l'occhio.

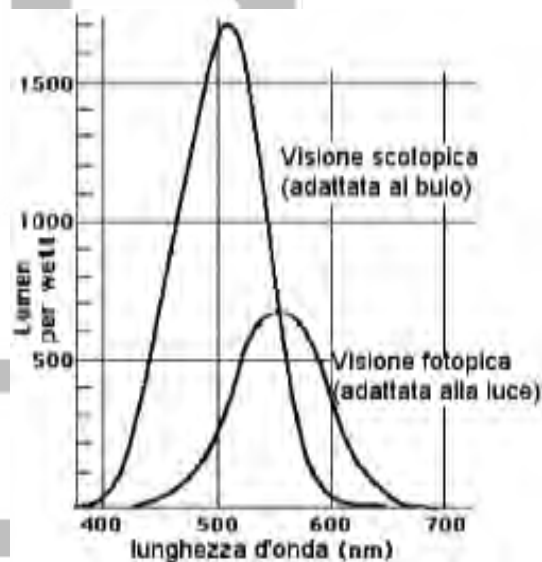


Fig. 14.10 Risposta spettrale di retina umana per visione scotopica e fotopica.

Quando la lunghezza d'onda supera $\lambda=0.8 \mu\text{m}$ la radiazione viene anche detta luce infrarossa (IR), o radiazione termica, quando è inferiore a $\lambda=0.4 \mu\text{m}$, viene detta luce ultravioletta (UV). Per λ ancora inferiori si hanno raggi X e poi raggi gamma, e per λ superiori le onde radio. Intenderemo qui per luce la radiazione IR, visibile e UV.

I tre tipi principali di conversione di luce in segnale elettrico sono per trasformazione dell'energia assorbita in fononi (eccitazioni del reticolo, cioè energia termica), per effetto fotoelettrico interno (creazione di coppie elettrone-lacuna nei semiconduttori) e per effetto fotoelettrico esterno (emissione di un elettrone dal metallo nel vuoto). In base a questo criterio si possono quindi distinguere tre grandi categorie di sensori elettro-ottici: i sensori termici (termopile, cristalli piroelettrici, bolometri resistivi), i sensori a semiconduttore (fotoresistenze, celle fotovoltaiche, fotodiodi, fototransistor) e i fotomoltiplicatori.

Vari sono anche i trasduttori che trasformano il segnale elettrico in luce: trasduttori termici, come le lampade ad incandescenza, trasduttori a scarica nei gas, come le lampade

⁷³ I bastoncelli sono recettori della retina che sono molto sensibili alla quantità di luce, ma poco sensibili al colore (risposta poco piccata in λ), mentre i coni sono recettori meno sensibili che però consentono di distinguere i vari colori.

ad arco, a luminescenza e a fluorescenza, e i laser a gas, e infine trasduttori a semiconduttore, come i LED, e i diodi laser.

14.3.1 sensori di luce termici

I sensori ottici con *conversione di luce in calore* hanno generalmente una risposta piatta in funzione della frequenza della luce incidente: sensibilità costante dall'infrarosso all'ultravioletto. La *termopila* è una versione miniaturizzata di termocoppia, spesso costituita di numerose coppie di giunzioni in serie, con giunzioni di riferimento mantenute al buio e giunzioni di misura esposte alla luce (figura 14.11). I modelli commerciali hanno le dimensioni di ingombro di un normale transistor e un'area sensibile dell'ordine del mm^2 . Devono operare in regime discontinuo (luce intermittente) a bassa frequenza (tra 5 Hz e 100 Hz), e hanno una sensibilità costante dall'infrarosso all'ultravioletto. I tipi ad alta sensibilità, dell'ordine di 10 V/W , con una impedenza di uscita dell'ordine di $1 \text{ k}\Omega$, hanno un limite per la potenza della luce incidente dell'ordine di 0.1 W/cm^2 . Il sistema di interfacciamento è quello già visto per le termocoppie, con elevata l'impedenza di ingresso.

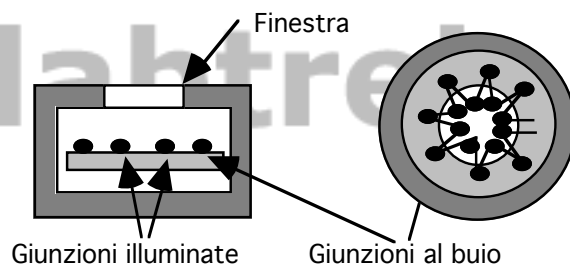


Figura 14.11

I sensori piroelettrici sono costruiti con materiali che presentano una polarizzazione dielettrica spontanea che varia con la temperatura (ad esempio PbTiO_3 , ZrTiO_3 , LiTaO_3 ... o particolari sali organici). Se sulle due facce di un sottile strato di materiale piroelettrico si depositano elettrodi metallici il dispositivo si può pensare come un condensatore le cui armature hanno carica indotta dal dielettrico polarizzato. Quando la temperatura del sensore *varia* anche la polarizzazione (e la carica del condensatore) varia, producendo una debole corrente alternata (dell'ordine di 10^{-12} ÷ 10^{-10} A) Questa corrente può essere convertita in tensione mediante un amplificatore operazionale con elevata resistenza di retroazione ($R_o \approx 2 \cdot 10^9 \Omega$). L'operazionale deve avere elevata impedenza d'ingresso in modo da assorbire una minima frazione della corrente generata dal piroelettrico.

Dal punto di vista elettrico un sensore di questo tipo può essere visto o come un generatore di corrente, in parallelo ad una capacità C_p dell'ordine di una decina di pF e ad una resistenza R_p dell'ordine di $10^{12} \Omega$. L'intervallo utile della frequenza di lavoro è $10 \text{ Hz} \div 10 \text{ kHz}$, con una sensibilità $\sigma_a = \partial I / \partial W \approx 1 \mu\text{A/W}$.

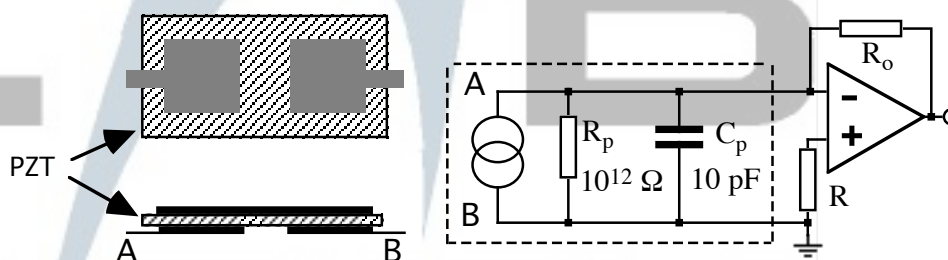


Figura 14.12

Il circuito di amplificazione può essere allora un amplificatore di corrente come quello di figura 14.12. La variazione della tensione all'uscita per variazione unitaria di illuminamento è allora $\delta V = R_o \delta I = R_o \sigma_a \delta W$. Per ottenere un segnale apprezzabile con piccoli illuminamenti si dovrà ricorrere a valori elevati di R_o , e quindi si dovrà porre anche all'ingresso non-invertente una resistenza elevata ($R = R_p \parallel R_o$) per limitare l'offset dovuto alle correnti di polarizzazione, e l'AO dovrà essere con ingresso a FET.

I bolometri resistivi sono essenzialmente termometri, a resistenza metallica, termistori..., con piccola capacità termica e piccolo accoppiamento termico con l'ambiente esterno, che misurano il proprio riscaldamento per effetto della energia radiante assorbita. Il loro funzionamento è analogo a quello descritto in § 14.1.1.

14.3.2 Sensori a semiconduttore

La *fotoresistenza* è costituita da un materiale semiconduttore nel quale la luce con lunghezza d'onda inferiore ad una certa soglia λ_s ⁷⁴, generalmente nell'infrarosso, produce formazione di coppie elettrone-lacuna. Il numero di portatori di carica, e quindi la conducibilità, aumenta in proporzione all'intensità della luce incidente, e la resistenza cala.

La risposta in funzione della lunghezza d'onda, detta anche *sensibilità spettrale* del sensore, ha generalmente un picco per valori un po' inferiori a λ_s .

In questi trasduttori la sensibilità è proporzionale alla vita media τ delle coppie di

⁷⁴ La lunghezza d'onda di soglia λ_s per l'effetto fotoelettrico interno è quella per cui $hc/\lambda = h\nu = E_g$, ove E_g è il salto energetico che l'elettrone deve fare per passare dalla banda di conduzione alla banda di valenza, h è la costante di Plank, ν è la frequenza della luce e c la velocità della luce.

portatori, e l'intervallo utile di frequenze di lavoro va da 0 Hz a qualche kHz. La elevata sensibilità è incompatibile con la rapidità di risposta, infatti tanto maggiore è τ tanto più tempo ci vuole perché il conduttore torni all'equilibrio una volta cessato l'impulso luminoso. Essi necessitano di polarizzazione, che può essere d.c. oppure a.c. I circuiti per la rivelazione del segnale sono sostanzialmente quelli adatti anche ai termometri resistivi, illustrati nelle figure 14.1 e 14.2.

La *cella fotovoltaica* o *fotodiodo* è una giunzione PN⁷⁵, cioè sostanzialmente un diodo, in cui il semiconduttore drogato P ha uno spessore sottile, così da permettere alla luce di penetrare nello strato di svuotamento: qui le coppie create per effetto fotoelettrico migrano nel campo elettrico della giunzione e generano in un circuito esterno una *corrente fotovoltaica*. Questo sensore non richiede necessariamente polarizzazione, e la sensibilità è anche qui massima a valori prossimi a λ_s . La risposta è lineare con l'intensità di luce solo se si misura, anziché il segnale di tensione a circuito aperto, il segnale di corrente di corto circuito.

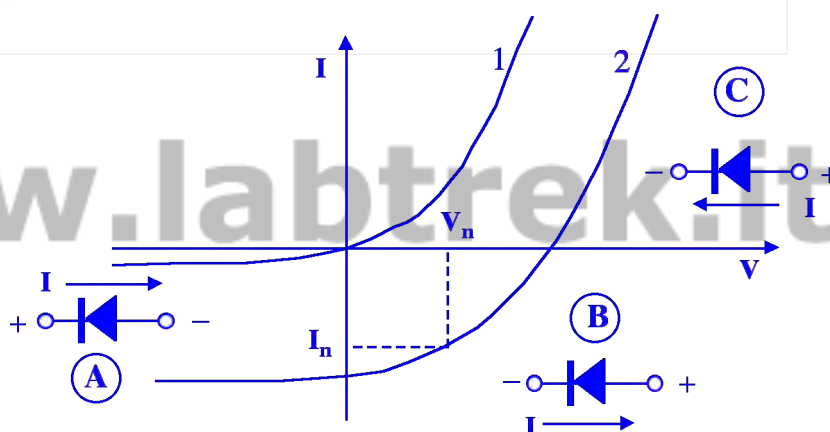


Figura 14.13

In figura 14.13 sono riportate le curve caratteristiche di una cella fotovoltaica in condizioni di buio (curva 1) e in condizioni di illuminamento (curva 2). La curva 1 è quella di una normale giunzione p-n, e quella 2 è solo spostata a correnti negative di una quantità proporzionale al flusso di luce incidente. Nel quadrante A la polarizzazione è inversa e il funzionamento è quello normalmente detto di *fotodiodo*. Nel quadrante B la polarizzazione è diretta e il funzionamento è quello della cella fotovoltaica usata come generatore di corrente: V_n e I_n indicano i valori di tensione e corrente su carico ottimizzato per massimo rendimento, cioè la resistenza che rende massima la potenza $W=V \cdot I$. Nel quadrante C la polarizzazione è eccessiva rispetto alle condizioni di

⁷⁵ Si veda, per qualche cenno sulle caratteristiche della giunzione, l'appendice A.

illuminamento, cosicché la cella è attraversata da corrente diretta anziché inversa. In A e C la cella dissipa energia ($W < 0$), in B la produce ($W > 0$).

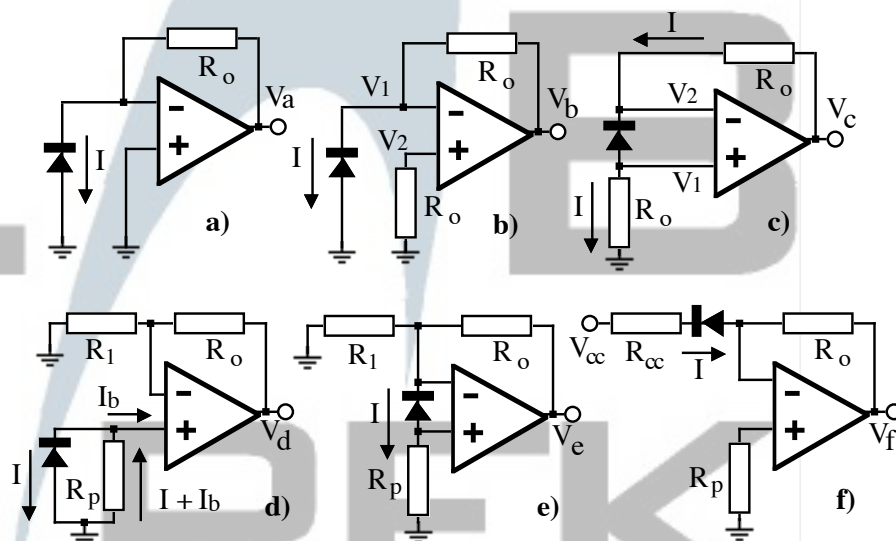


Figura 14.14

Si è detto che la massima linearità si ottiene con polarizzazione *nulla*. Si può allora impiegare il circuito di figura 14.14a ove nel convertitore corrente-tensione la tensione ai capi della cella è mantenuta a zero dalla resistenza di controreazione R_o . Tuttavia in questo schema resta l'errore dovuto alle correnti di polarizzazione, che può diventare importante per piccoli valori della corrente inversa I : $V_a = R_o(I + I_b)$. Per eliminare questa tensione di offset si può aggiungere una resistenza all'ingresso non-invertente come in figura 14.14b, ove si ha $V_b = R_o(I + I_{os})$ in questo caso però il diodo resta, sia pur debolmente, polarizzato direttamente dalla tensione $V_1 = V_2 = R_o I$. Questa difficoltà si può superare usando lo schema di figura 14.14c, purchè l'AO abbia un elevato CMRR: in questo caso infatti si ha $V_2 = V_1 = R_o I$ e $V_c = R_o I + V_2 = 2R_o I$.

Un circuito alternativo è quello riportato in figura 14.14d, ove il segnale prodotto dalla fotocorrente I ai capi di R_p viene amplificato del fattore $1 + R_o/R_1$ e, tenendo conto della corrente di polarizzazione I_b dell'AO, si ricava $V_d = -R_p(I + I_b)(1 + R_o/R_1)$. Anche in questo caso tuttavia la polarizzazione diretta del diodo può essere evitata modificando lo schema in quello di figura 14.14e, che fornisce il segnale $V_e = +R_p(I - I_b)(1 + R_o/R_1)$.

Infine il fotodiode può essere usato imponendo una *polarizzazione inversa*, cioè con il catodo positivo rispetto all'anodo, come nel circuito di figura 14.14f. In assenza di luce la *corrente di buio* che attraversa la giunzione PN è quella dovuta solo alla generazione di coppie per effetto termico che è molto piccola, dell'ordine di 10 pA/mm^2 , e cala

drasticamente a bassa temperatura. Questa configurazione è quindi adatta ad essere usata come sensore di deboli flussi luminosi. Si tratta tuttavia di un sensore lento perché la maggior parte dei fotoni assorbiti genera coppie di portatori fuori dallo strato di svuotamento, e le cariche che producono segnale devono raggiungere lo strato di svuotamento per *diffusione*.

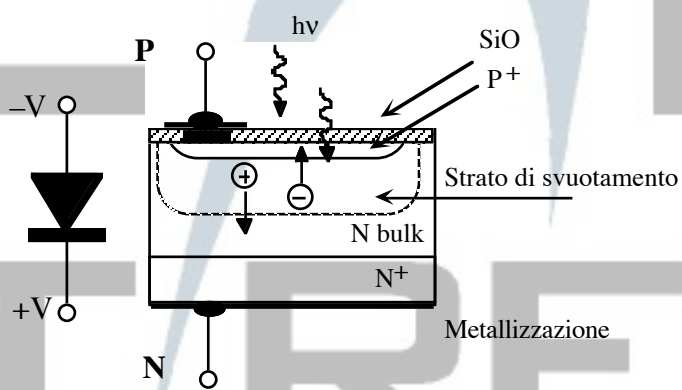


Figura 14.15

Nel fotodiodo PIN⁷⁶, schematizzato in figura 14.15, lo spessore dello strato di svuotamento, che cresce con la tensione inversa, può essere reso abbastanza grande: ciò rende più rapida la risposta del sensore perché diminuisce la sua capacità e perché il processo di *deriva* nel

campo della giunzione è più rapido che il processo di *diffusione*, la velocità delle cariche nello strato di svuotamento può raggiungere decine di Km/s. Lo spettro ha un picco centrato nell'infrarosso e la risposta è lineare con l'intensità della luce incidente in un ampio intervallo.

Nel *fototransistor* (NPN) la giunzione illuminata è quella base-collettore, che si comporta come fotodiodo. La corrente inversa di questa giunzione viene iniettata nella zona n dell'emettitore e viene qui amplificata di circa due ordini di grandezza⁷⁷. Il circuito equivalente è quello di figura 14.16. In questo caso la risposta è lineare solo per piccoli valori dell'illuminazione.

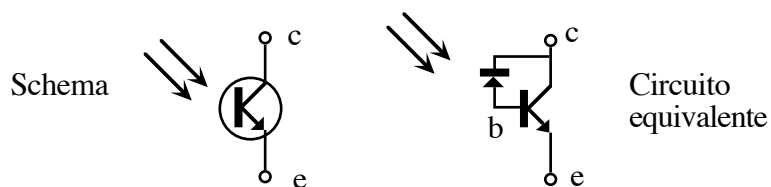


Figura 14.16

⁷⁶ L'acronimo PIN sta per P-layer/Intrinsic-layer/N-layer, perchè tali fotodiodi sono ricavati da silicio molto puro, detto anche materiale *intrinseco*.

⁷⁷ Per una spiegazione qualitativa di questa amplificazione si veda l'appendice A.

15. Alcune considerazioni sull'operazionale con doppia reazione

Si sono visti fin qui diversi schemi in cui l'amplificatore operazionale è in configurazione con doppia reazione, cioè con reazione sia negativa che positiva, e in qualche caso si è anche fatto cenno alla necessità di evitare che tali reazioni si bilancino producendo una situazione tipo anello aperto, cioè assenza di reazione.

Il metodo di analisi che si è adottato è stato comunque sempre quello che fa uso del modello di operazionale ideale e del principio di sovrapposizione, e non si è mai detto che tale metodo, così utile ed elegante, può tuttavia portare a conclusioni errate in casi particolari, se non è applicato con le opportune cautele.

Per chiarire quali sono i limiti di questo metodo, in presenza di doppia reazione, consideriamo innanzitutto gli schemi di amplificatore invertente e non-invertente cui si aggiunga una reazione positiva, come in figura 15.1.

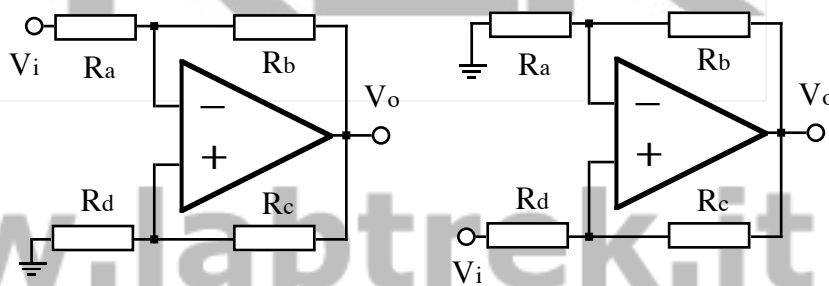


Figura 15.1

E' immediato vedere come i due schemi si trasformano l'uno nell'altro semplicemente scambiando tra loro gli ingressi dell'AO: ciò che cambia, in sostanza, è solo il valore delle frazioni di reazione β^+ (reazione positiva) e β^- (reazione negativa).

Quindi uno schema del tutto generale può essere tracciato come in figura 15.2.

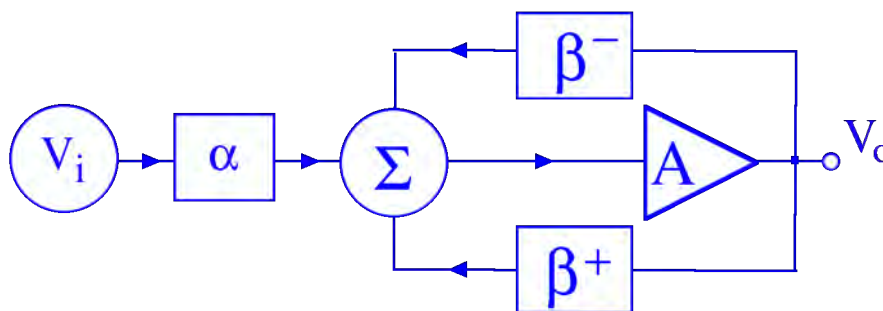


Figura 15.2

Applicando a questo schema il solito metodo, si ottiene $V_o = \alpha^\pm A V_i + (\beta^+ - \beta^-) V_o$, ovvero

$$V_o/V_i = \alpha^\pm A / [1 - \beta A], \quad [15.1]$$

ove $\beta = (\beta^+ - \beta^-)$ è la reazione totale, e α^\pm è un coefficiente che dipende dal particolare circuito che si considera. Negli schemi di figura 15.1 si ha ad esempio $\beta^- = R_a / (R_a + R_b)$, $\beta^+ = R_d / (R_d + R_c)$, mentre $\alpha^+ = R_c / (R_d + R_c)$, nel caso del non invertente e $\alpha^- = R_b / (R_a + R_b)$ nel caso dell'invertente.

Si vede subito che la relazione [15.1], per $A \rightarrow \infty$, fornisce $V_o/V_i = -\alpha^\pm / \beta$.

Questo risultato per $\beta^+ = 0$ coincide con quello ottenuto con l'analisi fatta nel capitolo 3, in assenza di reazione positiva.

Se si pone $\beta^+ = \beta^-$, ovvero $\beta = 0$, cioè se per effetto del bilanciamento delle due reazioni la reazione totale è nulla, si torna al caso di operazionale che lavora a circuito aperto, e si prevede correttamente la divergenza di V_o , quando $A \rightarrow \infty$.

Per tutti gli altri casi la relazione [15.1] prevede ancora un comportamento lineare, con

$$V_o/V_i \rightarrow -\alpha^\pm / \beta, \text{ per } A \rightarrow \infty \quad [15.2]$$

Invece, quando $\beta^+ > \beta^-$ (cioè $\beta > 0$), la relazione [15.1] non è sempre approssimabile con la [15.2] per $A \rightarrow \infty$. In altri termini, il principio di sovrapposizione ci può portare a previsioni errate in presenza di doppia reazione, se non si adottano le opportune cautele.

Una analisi generale e rigorosa, in questo caso, deve tener conto anche della dipendenza dalla frequenza di $A(s)$ e $\beta(s)$, che sono in generale funzioni complesse. Questa analisi generale richiede una trattazione molto lunga e complicata che non prendiamo qui in considerazione⁷⁸. Proveremo tuttavia ad analizzare qualche esempio in cui il nostro semplice metodo fallisce, sperando di capirne, almeno qualitativamente, le ragioni.

Ad esempio se consideriamo l'andamento dell'amplificazione con la frequenza tipico di un amplificatore operazionale $A(s) = A_o / (1 + s/\omega_o)$, e una reazione reale β , la [15.1] diventa:

$$T(s) = \alpha^\pm A_o / (1 - \beta A_o + s/\omega_o), \quad [15.3]$$

che ha un polo in $s = \omega_o (\beta A_o - 1)$. L'analisi con la trasformata di Laplace (appendice B.6) ci dice che se il polo cade sull'asse reale positivo il sistema diverge. Quindi la validità dell'approssimazione [15.2] è limitata dalla condizione $\beta A_o < 1$, per qualsiasi valore di A_o , e quindi anche per $A_o \rightarrow \infty$. Se considerassimo anche reazioni complesse la cosa diventerebbe piuttosto complicata, e quindi ci fermeremo qui.

Prendiamo ora in esame qualche caso pratico da analizzare in dettaglio. Abbiamo visto ad esempio in figura 5.3 e 5.4 che si può utilizzare un AO con doppia reazione per migliorare

la stabilità di un generatore di tensione che impiega un diodo zener. Se si scambiano tra loro gli ingressi dell'AO in questi due schemi, l'analisi con il solito modello non cambia sostanzialmente, e prevede in entrambi i casi ancora una tensione stabilizzata all'uscita dell'AO.

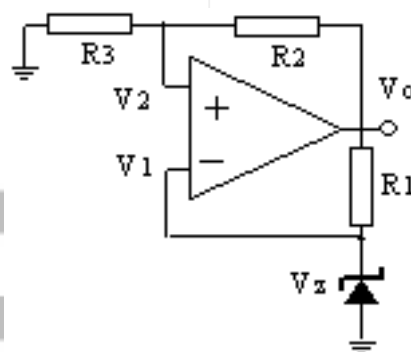


Figura 15.3

Vediamo in dettaglio solo il caso dello schema 5.3:

invertendo gli ingressi V_1 e V_2 , otteniamo lo

schema di figura 15.3. Il ragionamento sarà del tutto analogo per il caso dello schema 5.4.

Per semplicità omettiamo qui il partitore, la resistenza di carico ed il diodo, supponendo semplicemente di forzare inizialmente l'uscita a valori positivi, cosicchè lo zener sia polarizzato inversamente.

Applichiamo ancora il principio di sovrapposizione: $V_o = -AV_1 + A[R_3/(R_3+R_2)]V_o$, che, per $V_1 = V_z$ e $A \rightarrow \infty$, fornisce $V_o = V_z(1+R_2/R_3)$. Allo stesso risultato si giungerebbe tenendo conto che $V_2 = V_o[R_3/(R_3+R_2)]$, e imponendo poi che sia $V_2 = V_1 (=V_z)$ per effetto della retroazione.

Ebbene: questa conclusione è errata ! E' facile infatti verificare sperimentalmente che V_o si porta in saturazione positiva o negativa: $V_o = \pm V_{cc}$.

Perchè dunque fallisce la nostra analisi basata sul funzionamento dell'AO ideale ? Una risposta qualitativa è che l'effetto di controreazione, in questo circuito, è inferiore all'effetto di retroazione positiva (nel caso dello schema 5.3 prevaleva invece la reazione negativa. Vediamo la cosa più in dettaglio. L'operazionale amplifica sempre la tensione differenziale in ingresso : $V_o = A\varepsilon = A(V_2 - V_1)$, ma passando dallo schema 5.3 allo schema 15.3 si cambia segno alla tensione differenziale ε , invertendo i ruoli di V_2 e V_1 .

Posto $\beta = R_3/(R_3+R_2)$, in 5.3 si aveva $V_1 = \beta V_o$ e $V_2 = V_z$, quindi se V_o supera il valore V_z/β l'AO amplifica una ε negativa facendo calare V_o , viceversa se V_o scende sotto il valore V_z/β l'AO amplifica una ε positiva facendo salire V_o . L'effetto è quello di stabilizzare V_o al valore V_z/β .

In 15.3 accade l'opposto: $V_2 = \beta V_o$ e $V_1 = V_z$, quindi se V_o supera il valore V_z/β l'AO amplifica una ε positiva facendo salire ulteriormente V_o , e se V_o scende sotto il valore

⁷⁸ Il lettore interessato a questo tipo di analisi potrebbe consultare ad esempio Feedback and control system analysis and synthesis, J.D'Azzo et al.

V_z/β l'AO amplifica una ε negativa facendo calare ancora V_o : l'effetto è in ogni caso la saturazione.

Una situazione analoga si verifica per il generatore di corrente costante di figura 6.4 e per il filtro passa-banda di figura 8.18. Si lascia al lettore l'esercizio di dimostrare come, in entrambi i casi, l'analisi consueta (sovrapposizione lineare e approssimazione $1/A \approx 0$) preveda lo stesso comportamento per i circuiti ottenuti da questi invertendo gli ingressi degli operazionali, circuiti che invece non funzionano affatto come previsto. Al lettore si suggerisce inoltre di verificare che nello schema 6.4, in presenza di carico, si ha $\beta^+ < \beta^-$, e che nello schema 8.18, per $R_a = R_b$ e $C_a = C_b$, si ha $\beta^+ = \beta^-$ qualora si ponga $R_1 = 2R_2 = G^*R_2$ (di conseguenza se G^* supera il valore 2 si ha $\beta^+ > \beta^-$, e di nuovo la reazione totale β è positiva). Come ultimo esercizio si può verificare che lo schema di figura 8.17 è analizzabile come NIC anche con ingressi invertiti, e come tale è proposto in qualche testo di elettronica⁷⁹.

⁷⁹ The Art of Electronics, P. Horowitz et al., fig. 4.4, pagina 151.

16. Guida agli esperimenti

In questo capitolo si suggeriscono alcune semplici esercitazioni con i circuiti descritti nel testo. Nella maggior parte dei casi si offre semplicemente una guida per la scelta degli operazionali e di valori adeguati per i componenti passivi. In alcuni casi si consiglia anche uno schema di lavoro per misure elementari.

16.1. *Qualche suggerimento preliminare*

Il modo più semplice per provare un circuito è quello di montarlo su una contattiera a pressione (breadboard, descritta in appendice C) che permette un test veloce dei circuiti di prova senza ricorrere alle saldature. Mano a mano che i circuiti si faranno più complessi converrà poi montare i blocchi già provati su una normale piastrina a fori ramati: i contatti saldati sono infatti più affidabili che quelli a pressione. Per i componenti integrati è meglio tuttavia mantenere i contatti a pressione usando le opportune zoccolature, che vanno saldate alla piastrina prima di montare l'integrato: è bene infatti evitare di surriscaldare i piedini degli integrati con il saldatore.

La strumentazione necessaria consiste, oltre che in una dotazione minima di AO e di componenti passivi, in un alimentatore duale ($\pm 15\text{ V}$, meglio se regolabile), un tester digitale multifunzione (almeno 200 mV fondo scala, a 3 o 4 cifre), un oscillatore sinusoidale (almeno 1 Hz - 100 kHz) ed un oscilloscopio (meglio se a doppia traccia).

Ove non sia altrimenti specificato si intende suggerito l'uso di un AO generico, tipo $\mu\text{A}741$, le alimentazioni si intendono sempre $\pm 15\text{ V}$, ed è consigliabile che esse siano filtrate da due capacità verso massa: nel caso si usino AO con larga banda passante, tali capacità vanno poste per quanto possibile vicine ai piedini di alimentazione degli AO.

Come comparatori si possono usare anche normali operazionali, ma per minimizzare i tempi di commutazione ed evitare fenomeni di latch-up, è preferibile usare i comparatori elencati in appendice D.3.

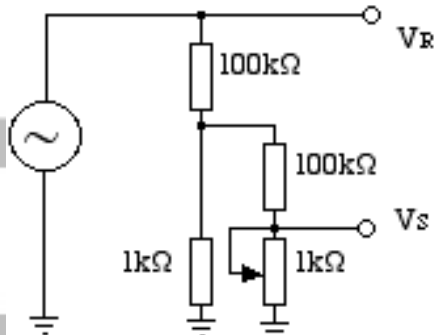
Le misure di controllo da eseguire nei lock-in sono essenzialmente le seguenti:

- 1) Linearità : proporzionalità tra la tensione continua in uscita e l'ampiezza del segnale in ingresso.
- 2) Reiezione di segnali asincroni : si somma al segnale in ingresso un segnale prelevato da un altro oscillatore o una tensione continua; per il sommatore si veda §3.6.
- 3) Risposta a variazioni dello sfasamento ϕ tra V_R e V_S .
- 4) Valutazione dell'intervallo utile di frequenza di lavoro e di tensione in ingresso.

5) Fattore di qualità, o banda passante di rumore.

Oltre a queste misure se ne suggeriscono delle altre, adatte ai casi particolari.

Per l'uso degli interruttori analogici si veda il capitolo 13.

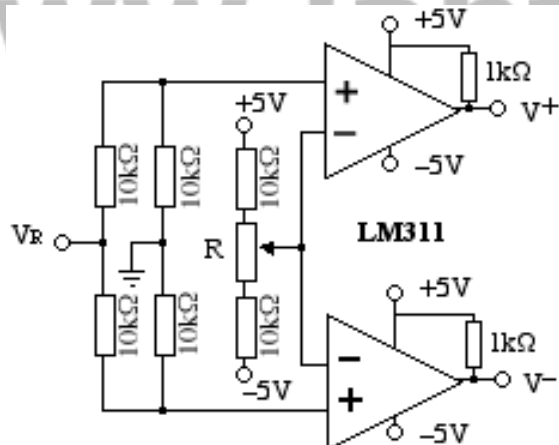


Per disporre di due segnali sincroni V_S e V_R , di cui uno molto piccolo e di ampiezza variabile (V_S) e l'altro di ampiezza costante, si può usare per V_R l'uscita di un oscillatore sinusoidale e per V_S l'uscita di un partitore come nella figura accanto. Il segnale di riferimento V_R verrà usato per pilotare gli interruttori analogici tramite

comparatori.

Se due interruttori devono essere azionati in controfase (cioè in modo tale che quando uno è chiuso l'altro è aperto e viceversa) si potrà ricorrere a due comparatori che commutano alla stessa tensione di soglia ma in senso opposto, come nello schema seguente.

L'ampiezza dell'onda quadra di comando va limitata per evitare di superare le tensioni limite degli interruttori analogici.



Qui il potenziometro R da $1\text{ k}\Omega$ serve a a variare la tensione di soglia permettendo così di ottenere un'onda quadra alle due uscite, V^+ in controfase a V^- , anche in presenza di una tensione di offset in V_R .

La resistenza da $1\text{ k}\Omega$ all'uscita (pull-up resistor) è necessaria nei comparatori come LM311/LF311 / $\mu\text{A}710$ / $\mu\text{A}339$ che hanno uscita a

collettore aperto, e non va inserita invece se si usano normali operazionali.

Nelle esercitazioni suggerire per i circuiti logici, l'alimentazione si intende sempre tra $+5\text{ V}$ e massa, adatta sia a TTL che CMOS. Essa può essere anche semplicemente ottenuta da quattro batterie da 1.5 V in serie ad un diodo ($V \approx 5.4\text{ V}$). Per misurare il valore logico di un punto di un circuito digitale basta usare un qualsiasi diodo LED connesso a $+5\text{ V}$ tramite una resistenza da $1\text{ k}\Omega$, o 330Ω se si vuole un segnale di luce più intenso. Lo stato del punto connesso al diodo sarà OFF se il diodo si accende. La convenienza di usare questa logica invertita (ON=LED spento, OFF=LED acceso), deriva dal fatto che

L'uscita TTL standard a livello alto non può erogare più di 0.4 mA e quindi non è in grado di accendere il LED, che richiede una corrente minima di circa 2 mA.

Si suggerisce di usare come porte logiche gli integrati TTL, o gli equivalenti CMOS, citati in Appendice D. L'inconveniente della corrente limitata in uscita può essere evitato usando i nuovi componenti CMOS tipo 74HCxx e 74HC40xx.

Per il timer 555 i valori estremi da usare per resistenze e capacità di temporizzazione sono rispettivamente $10\text{ k}\Omega \div 10\text{ M}\Omega$ e $100\text{ pF} \div 10\text{ }\mu\text{F}$. La durata minima dell'impulso all'uscita è dell'ordine di 10 μs .

Per i diodi zener: la serie Philips BZV85CxxVx fornisce V_z a diversi valori ($V_z = 2.7, 4.7, 5.1, 5.6, 6.8, 7.5, 8.2, 8.1, 10, 11, 12 \dots$) fino a 75 V. La sigla terminale xxVx indica appunto la V_z in volt, ove V sta per il punto decimale. La minima corrente inversa I_z cresce al calare di V_z , quindi per contenere la dissipazione conviene usare $V_z > 7\text{ V}$. Per piccole I_z (0.5 mA) ci sono i modelli Texas 1N4678÷1N4700 che vanno da $V_z = 1.8\text{ V}$ fino a 40 V: la tensione cresce con il numero della sigla: 1N4679 = 2.0 V, 1N4680 = 2.2 V etc.

Più comuni sono i tipi a 5mA: 1N702/3/4/5/6, rispettivamente per $V_z = 2.6, 3.5, 4.1, 4.8, 5.8\text{ V}$. Per ottenere una migliore stabilità in temperatura si potrà invece impiegare uno zener a bandgap, ad esempio la serie LM103XX, o LM199, LM329, LM113, AD589... (cfr. § 13.2).

Per i diodi raddrizzatori: vanno generalmente bene i tipi da segnale (*switching diode*) o d'uso generale (*general purpose*), come 1N914, 1N4148, o BAR10.

Quando si usa come segnale sorgente la tensione di uscita dell'oscillatore, si tenga presente l'impedenza di uscita, tipicamente 50 Ω , e la possibilità di una tensione continua (offset) sommata al segnale; ciò può essere importante specie negli esercizi relativi al capitolo 8. In generale va bene una tensione dell'ordine di 1 V picco-picco.

Ove si suggerisce di usare l'oscilloscopio in modo X-Y, quasi sempre disponibile nei moderni oscilloscopi, si intende che uno dei due segnali da visualizzare va fornito all'amplificatore di controllo della deflessione verticale (canale Y) e l'altro segnale all'amplificatore di controllo della deflessione orizzontale (canale X).

Dalla figura di Lissajous formata sullo schermo dell'oscilloscopio comandato in modo X-Y da due segnali sincroni V_x e V_y , è facile ricavare lo sfasamento ϕ tra i due segnali. Supponiamo per semplicità che V_x e V_y abbiano uguale ampiezza V_o , condizione che è sempre possibile ottenere variando opportunamente il guadagno degli amplificatori nei due canali; allora si ha: $V_x = V_o \cos(\omega t)$ e $V_y = V_o \cos(\omega t + \phi)$.

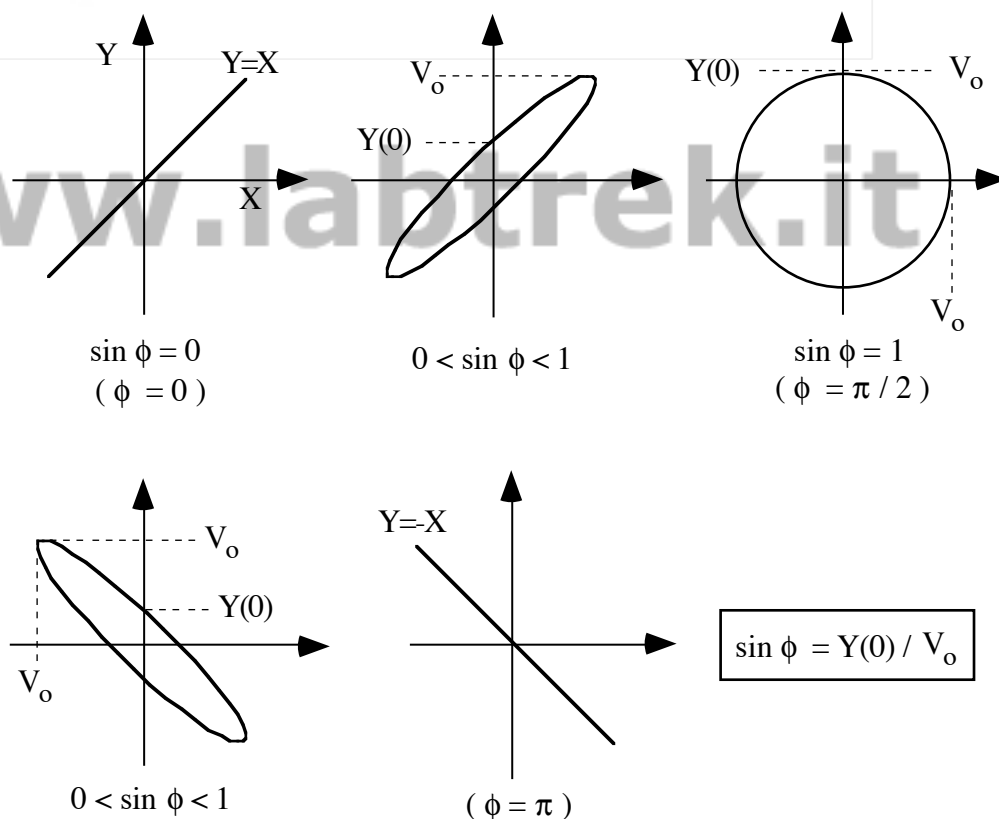
E' subito evidente che, se $\phi = 0$ (o $\phi = \pi$), la traccia è una retta con inclinazione $\pi/4$ (o $3\pi/4$) rispetto all'asse X, e che, se $\phi = \pi/2$ (o $\phi = 3\pi/2$), la traccia è un cerchio.

Per valori intermedi la traccia è una ellisse il cui asse maggiore giace nel primo e terzo oppure nel secondo e quarto quadrante, a seconda che sia $0 < \phi < \pi/2$ oppure $\pi/2 < \phi < \pi$. In questo caso il valore di ϕ si ottiene centrando l'ellisse sul reticolo dello schermo dell'oscilloscopio, e poi misurando il valore $y(0) = Y(0)/V_0$ dell'intercetta della traccia con l'asse Y, normalizzato a V_0 . Il valore di V_0 è semplicemente il valore massimo di Y che si valuta facilmente spostando orizzontalmente la traccia.

Si ha $\phi = \arcsin [Y(0)/V_0]$. Infatti, dalle relazioni

$$V_x/V_0 = x = \cos \omega t, \quad \text{e} \quad V_y/V_0 = y = \cos(\omega t + \phi) = \cos \omega t \cos \phi - \sin \omega t \sin \phi,$$

si vede subito che, per $x = 0$, è $\sin \omega t = 1$ e quindi $y(0) = \sin \phi$. Il grafico che segue rende la formula più immediatamente evidente.



16.2 Esercizi e prove pratiche

In questo paragrafo si fa sempre riferimento alla configurazione presentata nel testo, citando il numero della figura corrispondente.

Si è preferito fornire gli esempi pratici in un capitolo a parte, per non appesantire con dati numerici gli schemi al momento in cui essi vengono analizzati in base a modelli ideali.

Anche se ciò richiede al lettore la fatica di ritracciare gli schemi su un quaderno di laboratorio, se egli vi annoterà, accanto ai valori dei componenti usati, i risultati delle misure, alla fine tale quaderno gli risulterà più utile e ricco di informazioni che questo stesso libro.

Figure 3.1, 3.2 e 3.3

Guadagno dell'invertente e del non-invertente. $R_i = 1 \text{ k}\Omega$, $R_o = 1 \div 10 \text{ k}\Omega$, $R = 0 \text{ }\Omega$, $V_i = 0 \div \pm 10 \text{ V}$.

Si misuri V_o per diversi valori di V_i e per i diversi valori di R_o . Si valuti nei vari casi l'ampiezza dell'intervallo delle tensioni di ingresso che consentono all'AO di operare in zona lineare. Nello schema di figura 3.2 si ponga $R_o = 0 \text{ }\Omega$, e si verifichi che il circuito si comporta da inseguitore (figura 3.3).

Figura 3.4 Misure con un amplificatore differenziale

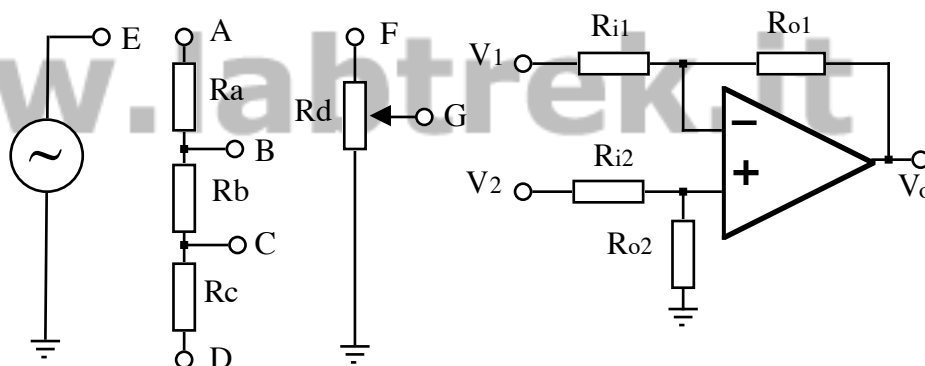


Figura 16.1

- a) Azzeramento dell'offset, con $G = 100$. (Si trascura il contributo di I_{os}). $R_{i1} = R_{i2} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{o1} = R_{o2} = 100 \text{ k}\Omega$. Si pongano V_1 e V_2 a massa. Si azzeri l'offset agendo su un potenziometro da $20 \text{ k}\Omega$ connesso ai piedini 1-5, come indicato in § D.2.1 (o § D.2.2) finché $V_o = 0$.
- b) Misura di tensione differenza, e bilanciamento, con $G = 10$. $R_{i1} = R_{i2} = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_{o1} = R_{o2} = 100 \text{ k}\Omega$, scelte accuratamente in modo che siano a due a due uguali.: resistenze all'1% o eventuale piccolo potenziometro in serie alla più piccola per aggiustarne il valore. Si monti un partitore ABCD come indicato in figura 16.1 $R_a = R_c =$ potenziometri da $10 \text{ k}\Omega$, $R_b =$ potenziometro da $100 \text{ }\Omega$, $V_A = +15 \text{ V}$, $V_D = -15 \text{ V}$. Si connetta B con V_1 e C con V_2 e si misuri V_C , V_B e $V_C - V_B$ e V_o con un tester,

per diversi valori di R_a , R_b , R_c . Si scambino tra loro le connessioni di C e B, e si ripeta la misura.

- c) Misura del guadagno differenziale, in a.c., con $G=100$. Stessi valori usati al punto b) per le resistenze, eccetto che per $R_{i1}=R_{i2}=1\text{ k}\Omega$ e $R_a=R_c=10\text{ k}\Omega$. Si ponga D a massa, si connetta A all'uscita E dell'oscillatore (frequenza $\approx 1\text{ kHz}$, $V_{pp} \approx 1\text{ V}$) e ad una traccia dell'oscilloscopio, B con V_1 e C con V_2 , e l'uscita alla seconda traccia dell'oscilloscopio. Si misuri V_o con l'oscilloscopio per diversi valori di R_b . Il guadagno differenziale è ottenuto dalla relazione $A_d=V_o/(V_C-V_B)$, ove $(V_C-V_B) \approx -V_E R_b/(R_a+R_b+R_c)$, se si trascura la corrente nei rami R_{o1} e R_{o2} rispetto a quella nel ramo R_b .
- d) Misura del guadagno di modo comune, e bilanciamento del differenziale in a.c. Stessi valori usati al punto c) per R_o e R_i . Si usi come partitore di tensione il potenziometro $R_d=10\text{ k}\Omega$. Si connetta E con F e G con V_1 e V_2 . In questa configurazione $V_o=A_d(V_{os}+V_d)+A_{cm}V_{cm}$, con $V_d=0$, $V_{cm}=V_G$, $A_d=R_o/R_i$. Si noti che V_{os} è una tensione d.c. mentre V_G è una tensione a.c. e quindi i due contributi a V_o possono essere misurati separatamente. Ponendo $V_G=0$ si può meglio misurare e azzerare $V_{os}=V_o R_i/R_o$. A questo punto si può misurare $A_{cm}=(V_o/V_G)$ per diversi valori di V_G . Si ripeta la misura minimizzando A_{cm} , e cioè aggiustando le resistenze R_o e R_i come al punto b).

Figura 3.8

- a) Valutazione di V_{os} . $R_i=R=100\ \Omega$, $R_o=10\text{ k}\Omega$. $V_{os} \approx V_o R_i/R_o$: si trascura l'errore $\Delta V_o = -R_o I_{os}$ dovuto al contributo dello sbilanciamento della corrente di polarizzazione. Si misuri V_{os} con i due tipi di AO ($\mu\text{A}741$ e $\text{TL}081$). Si provi ad azzerare V_o usando un potenziometro da $20\text{ k}\Omega$ connesso ai piedini 1-5, come indicato in §D.2.1 e §D.2.2 rispettivamente. Si osservi l'effetto di cambiamenti della temperatura su V_{os} scaldando l'AO, ad esempio avvicinandogli la punta di un saldatore caldo.
- b) Valutazione di I_{b2} . R =potenziometro da $1\text{ M}\Omega$. Si tolga R_i e si cortocircuiti R_o (configurazione tipo inseguitore). $V_o=V_1=V_2+V_{os}=-RI_{b2}$. Se si suppone $V_{os} \approx 0$, per averlo minimizzato precedentemente, si ottiene: $I_{b2}=-V_o/R$. Si verifichi che la tensione in uscita dipende dal valore di R , e quindi dalla corrente I_{b1} , misurandola per diversi valori di R . Si confrontino i risultati per i diversi tipi di AO.

c) Valutazione di I_{OS} e I_{b1} . $R_1=R=10\text{ k}\Omega$, $R_o=1\text{ M}\Omega$. Poichè $R\approx R_1\parallel R_o$, si ha all'uscita $V_o=V_{os}-R_oI_{OS}\approx-R_oI_{OS}$, assumendo di aver azzerato V_{os} al punto a), quando si era reso inferiore il contributo di I_{OS} usando R_o cento volte più piccola. Invece cortocircuitando R a massa si ha $V_o=R_oI_{b1}$, cioè $I_{b1}=V_o/R_o$.

Figura 4.1

$R_1=R_o=R_a=100\text{ k}\Omega$ in entrambi i rami (ramo ' e ramo "), R =potenziometro da $100\text{ k}\Omega$ in serie a $1\text{ k}\Omega$, così da avere $0.01 < x < 1.01$. Si misuri il guadagno differenziale al variare del valore della resistenza del potenziometro, usando per il segnale di ingresso il partitore di figura 16.1 ($R_a=R_c=10\text{ k}\Omega$, $R_b=100\Omega$).

Figura 4.2

AO=TL082, $R_1=10\text{ k}\Omega$, $R_o=100\text{ k}\Omega$, R =potenziometro da $100\text{ k}\Omega$, $R'=100\text{ k}\Omega$. Tenendo conto di R' si dimostri che il guadagno differenziale diventa: $R_o/R_1[(x+R'/R)/(1+R'/R)]$, che varia, con i valori qui suggeriti, tra 5 e 10. Si noti che piccoli valori di R' riducono il valor massimo che è consentito a V_o per mantenere AO2 in zona lineare. Si misuri il valor massimo di V_o con questi valori.

Figura 4.3

AO=TL082, $R_1=10\text{ k}\Omega$, $R_o=R=100\text{ k}\Omega$, xR =potenziometro da $100\text{ k}\Omega$, $R'=100\text{ k}\Omega$. Tenendo conto di R' si dimostri che il guadagno differenziale diventa: $R_o/R_1(x+R'/R)$, che varia, con i valori qui suggeriti, tra 10 e 20. Anche qui piccoli valori di R' riducono il valor massimo consentito a V_o .

Figura 4.4

$R_2=R'_2=R_1=R'_1=10\text{ k}\Omega$, xR =potenziometro da $100\text{ k}\Omega$. Si noti che il guadagno non dipende dal valore di R_2 e R'_2 , finchè vale la relazione $R_2=R'_2$.

Figura 4.5

$R_o=R'_o=R_1=R'_1=10\text{ k}\Omega$, R =potenziometro da $100\text{ k}\Omega$ in serie a $10\text{ k}\Omega$. In questo modo il guadagno differenziale varia all'incirca tra 2 e 40.

Figura 4.6

AO=TL084. $R_o=R_1=R_2=R_3=100\text{ k}\Omega$, R =potenziometro da $100\text{ k}\Omega$ in serie a $10\text{ k}\Omega$. Si noti che il valore di R_2 può essere diverso dal valore di R_3 : ciò che conta ai fini del

guadagno differenziale è solo la loro somma.

Figura 4.7

Per $-1 < G < +1$: $R_o = R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R = \text{potenziometro } 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = \infty$ (non inserita).

Per $-10 < G < +10$: $R_o = R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R = \text{potenziometro } 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1.11 \text{ k}\Omega$.

Figura 5.2

AO generico, con alimentazione tra $+15\text{V}$ e 0V . R_2 e R_1 dell'ordine di qualche $\text{k}\Omega$. R dipende da V_z e dalla tensione V , che può essere prelevata da $+V_{cc}$ tramite un partitore. Si misuri V_o al variare della corrente erogata ad un carico costituito da un potenziometro da $10 \text{ k}\Omega$ connesso all'uscita, ed in serie ad un amperometro. Si misuri l'intervallo di valori di V entro il quale V_o non varia. Si misuri V_o al variare di R_2 e di R_1 .

Figura 5.3

Usando uno zener da 6.9 V (ad esempio LM329) si può porre $R_b \approx 5 \text{ k}\Omega$, $R_a \approx 10 \text{ k}\Omega$, diodo e AO generici. Ad esempio volendo V_o regolata a $+10\text{V}$, si scelga $R_1 = 3.3 \text{ k}\Omega$ ($I_z \approx 1\text{mA}$), $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$. Per avere V_o regolata a -10V , si rovesciano lo zener e il diodo. Si ripetano le misure dell'esempio precedente. Si verifichi che portando V_2 a tensione negativa il circuito lavora con lo zener polarizzato direttamente.

Figura 5.4

Come per l'esercizio precedente ma con valori scambiati di R_2 e R_3 . Si provi a scambiare tra loro gli ingressi dell'AO per verificare le conclusioni del capitolo 15.

Figura 5.5

$R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$. Zener da 6.9V e diodo generico. Questo schema, se si impiegano operazionali di potenza ($\mu\text{A}759$ e $\mu\text{A}791$, TC365, L165, 3571), può essere usato come alimentatore duale con tensioni fisse $\pm V_z$, a partire da un alimentatore singolo che fornisca $V_{cc} > 2V_z$.

Figure 6.1 , 6.2 e 6.3

$R_i = 1 \text{ k}\Omega$, $R_L = \text{potenziometro } 10 \text{ k}\Omega$. Si inserisca in serie a R_L un amperometro e si misuri I_L , per diversi valori R_L , al variare di V_i , tra 0 e $V_{cc}/2$ per 6.1a, e tra 0 e $-V_{cc}/2$ per 6.1b. Si misuri l'intervallo di correnti I_L e di valori di R_L per cui il generatore di corrente costante funziona. Negli schemi di figura 6.2 e 6.3 si usi una batteria per produrre V_i , o un

secondo generatore riferito ad una massa diversa da quella del generatore usato per alimentare l'AO.

Figura 6.4

$R_1=R_2=10\text{ k}\Omega$, $R_0=R_3=1\text{ k}\Omega$, R_L =potenziometro $5\text{ k}\Omega$. La capacità in parallelo al carico, se necessaria, basta sia di pochi nF, e può essere posta anche in parallelo a R_0 . Si inserisca in serie a R_L un amperometro e si misuri I_L al variare di V_i e R_L . La tensione di controllo V_i deve essere erogata da un generatore a bassa impedenza di uscita per evitare di modificare il valore efficace di R_1 .

Figura 6.5

$R_1=1\text{ k}\Omega$, $R_2=9\text{ k}\Omega$, $R=10\text{ k}\Omega$, C =qualche nF, R_L =potenziometro $5\text{ k}\Omega$. Un amperometro in serie al carico verifica che I_L è indipendente da R_L , e controllabile mediante la tensione in ingresso.

Figura 6.6

$R_1=R_2=10\text{ k}\Omega$, $R_3=R_4=1\text{ k}\Omega$, $R_5=1\text{ k}\Omega$ in serie a un potenziometro da $100\text{ k}\Omega$, R_L =potenziometro da $5\text{ k}\Omega$, C = qualche nF. AO=TL082. Un amperometro in serie al carico verifica che I_L è indipendente da R_L , e controllabile mediante R_5 o V_i .

Figura 6.7

$R_0=5\text{ k}\Omega$, $R=1\text{ k}\Omega$ in serie a un potenziometro da $100\text{ k}\Omega$, R_L =potenziometro da $10\text{ k}\Omega$, AO=LF356, Zener da 1.2 V . Si misuri I_L al variare di R e R_L , e $I_{L\max}$ e R_{\min} .

Figura 7.1

AO= $\mu\text{A}741$, diodi generici (ad esempio 1N914), $R_0=R_L=1\text{ k}\Omega$. Si usi un piccolo segnale sinusoidale in ingresso ($|V_{\text{in}}|<1\text{ V}$), e si osservi l'uscita all'oscilloscopio, prima per il circuito di figura 7.1a e poi per quello di figura 7.1b, con e senza diodo D2. Si sostituisca il $\mu\text{A}741$ con un LF356 e si ponga $R_0=100\text{ k}\Omega$. In questo e nei raddrizzatori seguenti la precisione è migliorata se si usano diodi a bassa corrente di perdita (ad esempio 1N456÷1N459).

Figura 7.2

AO=ingresso a FET, $R=R'=R_L=10\text{ k}\Omega$. Se si usa AO bipolare ($\mu\text{A}741$), si inserisca una resistenza di polarizzazione ($R/2$) all'ingresso non-invertente. Si osservino V_i e V_o

all'oscilloscopio, eventualmente in modo X-Y.

Figura 7.3

$R_0 = R_1 = R'_1 = R_2 = R'_2 = 10 \text{ k}\Omega$, R_i = potenziometro da $10 \text{ k}\Omega$ in serie a $1 \text{ k}\Omega$, per regolare il guadagno. R'_0 = potenziometro da $2 \text{ k}\Omega$ in serie a $9 \text{ k}\Omega$, per bilanciare le due semionde.

Figura 7.4

R_0 = potenziometro da $10 \text{ k}\Omega$ in serie a $10 \text{ k}\Omega$, $R' = R = 10 \text{ k}\Omega$ Si carichi l'uscita con una resistenza da $10 \text{ k}\Omega$. Eventualmente si ponga una capacità da un centinaio di pF ai capi del diodo di retroazione in AO1 per sopprimere oscillazioni. Si verifichi che il funzionamento è indipendente da R_0 .

Figura 7.5

$R_1 = R'_1 = R_i = 2R_2 = 10 \text{ k}\Omega$. R_2 può essere ad esempio costituita dal parallelo di due resistenze da $10 \text{ k}\Omega$. R_0 = potenziometro da $50 \text{ k}\Omega$ in serie a $10 \text{ k}\Omega$ per variare il guadagno.

Figura 7.6

$R' = R = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$. In caso di auto-oscillazione si ponga una decina di pF in parallelo a D2, o in parallelo ad entrambi i diodi come indicato in figura .

Figura 7.7

Si ponga $K=2$, cioè $R_3 = 3R_1$, $R_2 = 2R_1$, $R_1 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$. Eventualmente si usi una capacità per eliminare auto-oscillazioni come nel caso precedente.

Figura 7.8

$R_1 = R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$. $R_4 = 20 \text{ k}\Omega$. Eventuale capacità in parallelo a D1. Si misuri la massima tensione in ingresso che non satura l'uscita.

Figura 7.9

$R \approx 100 \text{ k}\Omega$. $C \approx 10 \text{ nF}$. Il valore di C, di tipo ceramico, deve essere piccolo se si vuole un dispositivo rapido. Diodi a bassa perdita (1N458). AO con ingresso a FET. Si parta da $V_i = 0$ e si osservi la tensione in uscita variando la tensione in ingresso ($V_i > 0$).

Figura 7.10

$R_1 \approx 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 \approx 20 \text{ k}\Omega$. $C \approx 10 \text{ nF}$. AO1 = $\mu\text{A}741$, AO2 con ingresso a FET. Oppure si usi un duale tipo LF353, TL082...

Figura 8.1b

$R = 10\text{ k}\Omega$, $R_o = 1\text{ M}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$. Si leggano V_o e V_i sulle tracce dell'oscilloscopio al variare della frequenza: si parta da frequenze elevate ($\approx 50\text{ kHz}$, sinusoidi) scendendo finché $|V_o| = |V_i|$. Si valuti il ritardo (fase) di V_o rispetto a V_i . Si tracci il grafico di V_i/V_o verso ω , e si verifichi che la pendenza vale RC . Si faccia in modo che il segnale in ingresso non abbia componente continua (offset), che verrebbe amplificata di un fattore $R_o/R = 100$: per eliminare l'offset si può usare un filtro passivo passa-alto con bassa frequenza di taglio (capacità di $10\text{ }\mu\text{F}$). Si usi all'ingresso un segnale ad onda quadra, e si verifichi che l'uscita è un'onda triangolare. Si usi all'ingresso un'onda triangolare e si osservi all'uscita il segnale formato da rami di parabola (assomiglia ad una sinusoidale, ma non lo è). Anche qui attenzione ad eventuali offset che possono saturare l'AO.

Figura 8.2b

$R_i = 1\text{ k}\Omega$, $R = 100\text{ k}\Omega$, $C = 10\text{ nF}$. V_i prelevata da un oscillatore sinusoidale, con tensione picco-picco $\approx 1\text{ V}$. Si leggano V_o e V_i sulle tracce dell'oscilloscopio al variare della frequenza: si parta da frequenze basse ($\approx 100\text{ Hz}$) salendo finché $|V_o| = |V_i|$. Si valuti l'anticipo di V_o rispetto a V_i come per il caso precedente. Anche qui si osservi come appare l'uscita quando l'ingresso è un'onda quadra o una triangolare.

Figura 8.4

$R_1 = R_3 = R_4 = 10\text{ k}\Omega$, $C_2 = C_5 = 10\text{ nF}$. Si ha $G = 1$, $f = \omega_0/2\pi \approx 1.59\text{ kHz}$ e $\zeta = 1.5$. Si raddoppino le resistenze e si verifichi che G e ζ non cambiano, mentre si dimezza ω_0 . Si moltiplichino C_2 per 10 e si divida C_5 per 10, e si verifichi che G e ω_0 non cambiano, mentre ζ scala di un fattore 10. Si osservi la dipendenza dell'ampiezza all'uscita in funzione della frequenza, e si verifichi che il valor massimo è circa $G/2\zeta$ (quando $\zeta \ll 1$). Si sostituisca a R_1 un potenziometro da $100\text{ k}\Omega$ e si osservi la dipendenza di G e ζ da R_1 .

Figura 8.5

$C_1 = C_3 = C_4 = 10\text{ nF}$, $R_2 = R_5 = 10\text{ k}\Omega$. Si ha $G = 1$, $f = \omega_0/2\pi \approx 1.59\text{ kHz}$ e $\zeta = 1.5$. Si raddoppino le capacità e si verifichi che G e ζ non cambiano, mentre si dimezza ω_0 . Si moltiplichino R_5 per 10 e si divida R_2 per 10, e si verifichi che G e ω_0 non cambiano, mentre ζ scala di un fattore 10. Si osservi la dipendenza dell'ampiezza all'uscita in funzione della frequenza, e si verifichi che il valor massimo è circa $G/2\zeta$ (quando $\zeta \ll 1$).

Figura 8.6

$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 20 \text{ k}\Omega$, $C_3 = C_4 = 10 \text{ nF}$. Si ha $G = 1$, $f = \omega_0/2\pi \approx 1.59 \text{ kHz}$ e $Q = 1$. Si raddoppino le capacità e si verifichi che G e Q non cambiano, mentre si dimezza ω_0 . Si dimezzino R_1 e R_2 e si raddoppi R_5 , e si verifichi che ω_0 non cambia, mentre Q raddoppia e G quadruplica (raddoppia il rapporto tra le ampiezze V_o/V_i).

Figura 8.12

$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_3 = C_4 = 10 \text{ nF}$. Si ha $f = \omega_0/2\pi \approx 1.59 \text{ kHz}$ e $\zeta = 1$. Si moltiplichi C_3 per 10 e si divida C_4 per 10, e si verifichi che ω_0 non cambia, mentre ζ scala di un fattore 10. Si ripetano misure analoghe a quelle fatte per lo schema 8.4.

Figura 8.13

$R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$. Si ha $f = \omega_0/2\pi \approx 1.59 \text{ kHz}$ e $\zeta = 1$. Si moltiplichi R_4 per 10 e si divida R_3 per 10, e si verifichi che ω_0 non cambia, mentre ζ scala di un fattore 10. Si ripetano misure analoghe a quelle fatte per lo schema 8.5.

Figura 8.15

$R_1 = R_2 = R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 10 \text{ nF}$. Si ha $f = \omega_0/2\pi \approx 1.59 \text{ kHz}$, $\zeta = 0.5$, $Q = G_1 = G_2 = 1$. Si confrontino i segnali alle tre uscite con il segnale di ingresso al variare della frequenza. Si ponga $R_2 > 100 \text{ k}\Omega$. Si ha $\zeta \approx 0.1$, $G_1 \approx 2$, $Q \approx 5$ (per $\omega = \omega_0$ all'incirca raddoppia il rapporto tra le ampiezze V_2/V_i).

Figura 8.16

$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 10 \text{ nF}$. Si misuri la frequenza centrale e la larghezza di banda.

Figura 8.18

$R_a = R_b = 10 \text{ k}\Omega$, $C_a = C_b = 10 \text{ nF}$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$ in serie a potenziometro da $5 \text{ k}\Omega$. Si ha $f = \omega_0/2\pi \approx 1.59 \text{ kHz}$. Si aggiusti R_1 in modo da variare il fattore di merito Q , variando $G^* = R_1/R_2$ attorno a 2. Tuttavia, con $G^* < 2$, si vedano le osservazioni alla fine del capitolo 15.

Figura 8.19 e 8.20

$R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$. Si ha $L^* = 10^8 C = 1 \text{ mH}$. Si misuri la frequenza di taglio di un filtro R^*L^* (la cui uscita è l'ingresso di questo circuito guidato da un oscillatore attraverso una resistenza $R = 10 \text{ k}\Omega$: il valore della R^* efficace è quindi la

somma di R e della resistenza di uscita R_s dell'oscillatore). Per evitare auto-oscillazioni può essere necessario inserire una piccola capacità (≈ 10 pF) in parallelo a R_3 , nello schema 8.19, o R_5 , nello schema 8.20.

Figura 8.21

$R_1 = 10$ k Ω , $R_0 = 100$ k Ω o 1 M Ω , $C = 10$ nF. Si ha $C^* = 11$ C o 101 C. Si misuri la frequenza di taglio di un filtro R^*C^* come per l'esercizio precedente. Qui, per evitare auto-oscillazioni può essere necessario inserire una piccola capacità (≈ 47 pF) in parallelo a R_0 .

Figura 8.22

$R_1 = 1$ k Ω , $R_2 = 100$ k Ω , $C = 1$ nF. Si ha $C^* \approx 100$ nF in serie a $R_p = R_1 \parallel R_2 \approx 1$ k Ω . Si misuri la frequenza di taglio di un filtro R^*C^* come per l'esercizio precedente ($R^* = R + R_s$). Si calcoli la funzione di trasferimento di questo filtro $[(1+sR_pC^*)/(1+s\{R_p+R^*\}C^*)]$.

Figura 9.1

Si connetta l'AO ad un oscillatore sinusoidale con: $f \approx 1$ kHz, $V_{pp} \approx 5$ V, come nella figura qui accanto. Si osservi all'oscilloscopio come varia il segnale all'uscita, al variare della tensione V_R , confrontandolo con il segnale di ingresso in seconda traccia, eventualmente in modo X-Y.

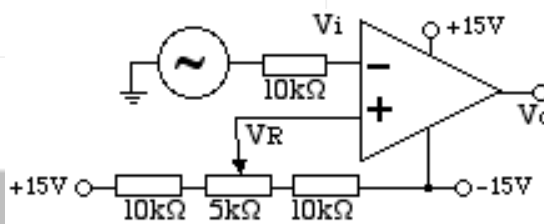
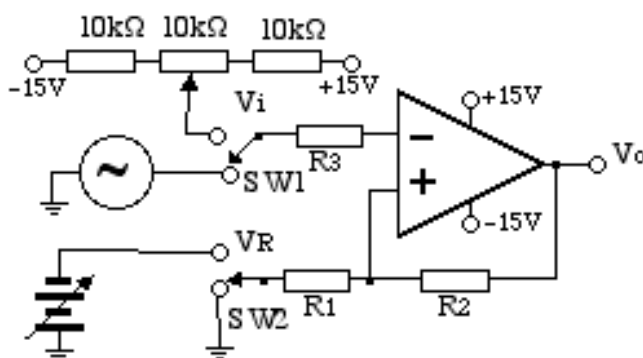


Figura 9.2 e 9.3

Si connetta l'AO come in figura ($R_1 = R_2 = R_3 = 10$ k Ω). Si osservi l'uscita all'oscilloscopio. Si connetta V_R al generatore di tensione, tramite il deviatore S_2 , e si osservi come varia



V_0 al variare della tensione V_R . Per evidenziare il ciclo di isteresi si può connettere V_i e V_0 all'oscilloscopio in modo X-Y. Si sostituisca ad R_1 un potenziometro da 5 k Ω e si osservi come cambia il ciclo di isteresi al variare di R_1 . Si connetta V_i al partitore di tensione, tramite il deviatore S_1 , e si misurino le due tensioni di soglia al variare dei valori di V_R e di R_1 . Si invertano i ruoli di V_R e V_i (circuito di figura 9.3) e si ripetano le misure

per il comparatore non-invertente.

Figura 9.4

$C = 10 \text{ nF}$, $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R = \text{Potenziometro } 100 \text{ k}\Omega$. V_o sulla prima traccia e V_1 sulla seconda traccia dell'oscilloscopio. Si misuri il periodo dell'onda quadra al variare di R . Si scambino tra loro R ed R_2 e si misuri la frequenza al variare di R_2 .

Figura 9.5

$C = 10 \div 100 \text{ nF}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_o = 1 \text{ k}\Omega$. $R' = R'' = \text{Potenziometri da } 100 \text{ k}\Omega \text{ in serie a } 100 \Omega$. Diodi generici e Zener da 5.8 V . Si misuri la frequenza di ripetizione e la durata degli impulsi al variare di R' e R'' . Si misuri l'ampiezza di V'_o e di V_o al variare delle tensioni di alimentazione.

Figura 9.6

$C = 100 \text{ nF}$, $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. $R_3 = R = \text{Potenziometro da } 100 \text{ k}\Omega \text{ in serie a } 10 \text{ k}\Omega$. $\pm V_{cc} = +15 \text{ V}, 0 \text{ V}$. Si osservi V_o e V_1 all'oscilloscopio. Si misuri la frequenza al variare di R e di R_3 . Si ripeta con $C = 10 \text{ nF}$. Si scambi R_2 con R_3 e si osservi la variazione della durata dell'impulso con R_2 . Si ripetano le misure collegando l'alimentazione negativa ed R_2 a -15 V .

Figure 10.2 e 10.3

$R_2 = R_3 = 15 \text{ k}\Omega$, $C_2 = C_3 = 10 \div 100 \text{ nF}$, $R_o = \text{Potenziometro da } 200 \Omega \text{ in serie a } 200 \Omega$. Il potenziometro di va scelto di valore adatto alla lampadina che si usa, e va aggiustato per stabilizzare l'ampiezza e minimizzare la distorsione. Si possono usare ad esempio lampadine da $12 \text{ V} - 20 \text{ mA}$ o da $24 \text{ V} - 50 \text{ mA}$, che hanno resistenza a 10 mA di circa 500Ω e 250Ω , rispettivamente. Detta R_L la resistenza della lampadina percorsa dalla corrente di lavoro, il valore di R_o va aggiustato a circa $2 R_L$. Come termistore NTC si può usare ad esempio un Philips da $4.7 \text{ k}\Omega$ (mod. 232262721472), con $R_1 = \text{potenziometro da } 5 \text{ k}\Omega$.

Figura 10.4

$R = \text{potenziometro da } 20 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_o = 47 \text{ k}\Omega$, $R_f = 10 \text{ k}\Omega$. Si aggiusti l'ampiezza e si minimizzi la distorsione variando R .

Figura 10.5

$R_o = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$, $R = \text{Potenziometro da } 100 \text{ k}\Omega$. Oscillatore : $5 V_{pp}$ (può essere uno degli oscillatori precedentemente costruiti). Usando eventualmente gli ingressi X e Y

sull'oscilloscopio, valutare lo sfasamento tra ingresso e uscita alle varie frequenze nelle due configurazioni a) e b), e per diversi valori di R e C. Si verifichi che l'ampiezza del segnale in uscita non dipende da ω .

Figura 10.7

AO=TL084, $R_o=R=15\text{ k}\Omega$, $Z_1=Z'_1=C=100\text{ nF}$, $Z_2=Z'_2=15\text{ k}\Omega$, $R'_o=10\text{ k}\Omega$ in serie a un potenziometro da $10\text{ k}\Omega$, per aggiustare l'ampiezza. Per ottenere un'oscillazione stabile conviene, come nello schema di figura 10.a, porre in serie a R'_o un parallelo di due diodi da segnale e una piccola resistenza ($200\ \Omega$). Variare la frequenza modificando Z_2 e Z'_2 . Ripetere con Z_1 al posto di Z_2 e Z'_1 al posto di Z'_2 . Per eliminare eventuali auto-oscillazioni ad alta frequenza porre una capacità di qualche decina di pF, in parallelo a R'_o .

Figura 10.8

$R_1=R_2=10\text{ k}\Omega$, $C_1=C_2=10\text{ nF}$. Verificare con l'oscilloscopio che l'uscita sia in quadratura con l'ingresso: la traccia XY è una ellisse con assi ortogonali. Al variare della frequenza, si verifichi che cambia l'ampiezza ma non lo sfasamento.

Figura 10.9

AO=TL082, $R_1=R=15\text{ k}\Omega$, $R'=10\text{ k}\Omega$ in serie a potenziometro da $10\text{ k}\Omega$, $C=C'=C_1=10\text{ nF}$. Limitatore: $200\text{ k}\Omega$ in serie a $200\text{ k}\Omega$ in parallelo a due diodi da segnale. Si parte con R' leggermente inferiore a R per innescare l'oscillazione e poi si aggiusta per ridurre la distorsione.

Figura 10.10

$R=R'=10\text{ k}\Omega$, $C=C'=C''=100\text{ nF}$, $R_o=100\text{ k}\Omega$ in serie a potenziometro da $20\text{ k}\Omega$, $R_f=10\text{ k}\Omega$. Diodi da segnale. Si inneschi l'oscillazione con R_o al valor massimo, e poi si riduca ampiezza e distorsione del segnale aggiustando opportunamente R_o .

Figura 10.11

AO=TL082, $R_1=1\text{ k}\Omega$, $R_2=3.3\text{ k}\Omega$, $R=10\text{ k}\Omega$, $C=100\text{ nF}$. Se R è rimpiazzata dal parallelo di due resistenze diverse, ciascuna in serie a un diodo (con polarità invertite) la corrente di carica dell'integratore differisce nel fronte di salita e di discesa dell'onda triangolare, e si ottengono quindi all'uscita del comparatore impulsi squadrati di durata diversa.

Figura 10.12

AO=TL082, $R=10\text{ k}\Omega$, $R_1=3.3\text{ k}\Omega$, $R_2=1\text{ k}\Omega$, $R_G=R_F$ =Potenziometri da $5\text{ k}\Omega$, $C=100\text{ nF}$, $R_T=R_Q$ =Partitori simmetrici composti da due resistenze da $10\text{ k}\Omega$ in serie a un potenziometro da $1\text{ k}\Omega$. Zener da 6.9 V . Alimentazione $\pm 15\text{ V}$. Si aggiustino, controllando i segnali sull'oscilloscopio, la simmetria dell'onda quadra e triangolare come spiegato nel testo (R_T e R_Q). Si provi a variare l'ampiezza di V_T , agendo su R_G , e poi a riportare la frequenza allo stesso valore, agendo su R_F .

Figura 10.13

AO=TL082, $R=R_2=10\text{ k}\Omega$, $C=10\div 100\text{ nF}$, R_1 =potenziometro da $10\text{ k}\Omega$. Si provi a cambiare l'ampiezza (e quindi la frequenza) di V_T cambiando il valore di R_1 . Inserire tra l'uscita di AO1 e V_Q una resistenza da $\approx 1\text{ k}\Omega$ e un doppio zener tra V_Q e massa per stabilizzare l'ampiezza dell'onda quadra a $\pm V_Z$.

Figura 10.14

AO=TL084, $R=10\text{ k}\Omega$, $C=10\text{ nF}$. Si osservino le forme d'onda all'oscilloscopio e si verifichino le relazioni di fase. Si provi a cambiare una delle due R (o C), e si osservi la variazione di ampiezza delle onde triangolari.

Figura 10.15

AO=TL082, $R=100\text{ k}\Omega$, $R_1=R_2=10\text{ k}\Omega$, $R_3=1\text{ k}\Omega$, $C=1\text{ nF}$ (o 10 nF), $D=1\text{N914}$, $V_{CC}=\pm 15\text{ V}$. Si misuri la frequenza al variare della tensione (positiva) in ingresso. Si osservi il segnale in uscita dopo aver invertito il diodo ed il segno della tensione in ingresso.

Figura 10.16

Squadratore: AO=TL082, $R=1\text{ k}\Omega$, doppio Zener da 6.9V . Convertitore: $R=1\text{ M}\Omega$, $C=1\text{ nF}$, $C_1=1\text{ }\mu\text{F}$, diodi 1N914. Si misuri il segnale in uscita al variare della frequenza all'ingresso. Si valuti la frequenza minima che garantisce linearità al circuito.

Figura 11.6 e 11.7

Interruttore analogico: CD4016 o equivalente. $R_1=R_0=R=10\text{ k}\Omega$, $C=1\text{ }\mu\text{F}$

Si osservi all'oscilloscopio il segnale prima e dopo il filtro RC, a varie frequenze. Si ripeta con diversi valori della costante di tempo RC. Si interponga uno sfasatore nel canale di riferimento (figura 10.4), prima dello squadratore, e si misuri V_0 in funzione dello

sfasamento. Si verifichi la reiezione di segnali asincroni sommati a V_S .

Figura 11.8

Per l'amplificatore differenziale si usi la configurazione già provata per la figura 4.7, con l'aggiunta delle due capacità di integrazione ($C \approx 470$ nF). Si osservi inoltre il segnale all'uscita senza le capacità. Si usi per V_S prima un segnale riferito a massa ($V_{S2} = 0$) e poi differenziale (con lo schema di figura 16.1 e $V_{S1} = B$, $V_{S2} = C$).

Figura 11.9

Per l'amplificatore differenziale si usi la configurazione precedente. $R = 10$ k Ω , $C = 1$ μ F, $f \approx 1$ kHz. Si provino le due configurazioni: con una o due R. Si si ripeta la prova con $C = 10$ nF, $f \approx 50$ kHz.

Figura 11.10

$R = R_0 = 100$ k Ω , $C = C_0 = 100$ nF. Si usi un segnale di qualche kHz. Si verifichi la reiezione di segnali asincroni (rumore) sommati a V_S . Si osservi l'effetto di un rumore a bassa frequenza ($\omega \ll \omega_0$) prima e dopo il filtro passa-alto. Il guadagno dell'invertente in uscita può anche essere elevato ($G \approx 10 \div 50$).

Figure 12.2 e 12.3

Si verifichi, usando le tavole di verità, la validità dei teoremi De Morgan, cioè l'equivalenza tra un NAND e un OR con ingressi negati, e tra un NOR e un AND con ingressi negati.

Figura 12.5

Montare il circuito EXCLUSIVE OR secondo i tre schemi tra loro equivalenti e verificare la tavola di verità.

Figure 12.6 e 12.7

Costruire i NOT, AND, OR, NOR, EX-OR prima con sole porte NAND e poi con sole porte NOR.

Figura 12.8

Si provi a costruire un 6-input NOR. Si usi un 7405 (Hex-inverter, open-collector) con una resistenza di pull-up di 2.2 k Ω , connettendo tra loro le sei uscite.

Figure 12.9 e 12.10

RS FLIP-FLOP. Si usino resistenze di disaccoppiamento da 470 Ω , (capacità da 100 nF in figura 12.10). Si verifichi che il circuito logico costruito con NAND equivale a quello

costruito con inverter. Si verifichi, con riferimento alla tavola di verità di figura 12.10, che passando dalle righe 2 e 3 alla riga 4, per il Flip Flop costruito con NAND (o alla riga 1 per il Flip Flop costruito con NOR) le uscite non commutano e che le uscite sono entrambe "1" alla riga 1, per il Flip Flop costruito con NAND e "0" alla riga 4, per il Flip Flop costruito con NOR (disallowed state).

Figura 12.11

FLIP-FLOP sincrono. Come impulso di clock si usi l'uscita di un altro RS flip-flop comandato da un deviatore come in figura 12.10, in questo modo si evitano impulsi multipli alla chiusura del deviatore. Si verifichi che questo circuito, con il clock abilitato (= "1") equivale al RS fatto con i NOR dell'esercizio precedente. Si verifichi che le uscite non commutano quando il clock è "0". Si ripeta l'analisi usando quattro porte NOR. Si provi a variare lo stato di R e S durante l'impulso di clock.

Figura 12.12

Master-Slave. Si utilizzino in un primo montaggio tutte porte NAND (nove) e poi tutte porte NOR. Nel secondo caso si ricavi sperimentalmente la tavola di verità e si determini quale fronte del clock trasferisce i dati all'uscita. Se si rivela, mediante sei LED, lo stato di R, di S e delle uscite di master e slave, si potrà evidenziare il trasferimento degli stati con il fronte di salita e di discesa del clock. Si provi a variare lo stato di R e S durante l'impulso di clock.

Figura 12.13

FLIP-FLOP tipo D e tipo T. Qui servono 10 porte, ad esempio due Quad-NAND e due inverter. Si provi anche a studiare in comportamento delle versioni costruite con porte NOR. Si provi ad usare uno dei flip-flop D contenuti nell'integrato 7474. Si connettano le due sezioni del 7474 come flip-flop T in serie per ottenere un divisore per 4. Nel 7474 si connettano i terminali di SET e CLEAR a livello alto.

Figura 12.14

Divisore per due. Si usi una sezione di 7474, e si verifichi che l'uscita cambia stato ad ogni impulso di CLOCK. Si montino più divisori in cascata e si piloti l'ingresso con un multivibratore: si osservi all'oscilloscopio l'ingresso e l'uscita dei vari stadi.

Figura 12.15

J-K FLIP-FLOP. Si usino due 7400: due porte NAND con ingressi cortocircuitati fanno da inverter per trasformare due NAND in AND. Con le rimanenti quattro porte si monta il

flip-flop RS sincrono. Si provi a vedere l'effetto dell'impulso di clock con J e K connessi tra loro e posti prima a livello alto e poi a livello basso. Si verifichi l'equivalenza a un D-flip-flop quando J e K sono connessi da un inverter: l'ingresso D è quello connesso all'ingresso dell'inverter. Si provi ad usare un 7473 come J-K.

Figura 12.16

Flip-flop tipo T. Si usi un 7473. Si piloti l'ingresso CLOCK con un multivibratore a bassa frequenza (pochi Hz) e l'ingresso TOGGLE con un deviatore manuale tra tensioni low e high. Si osservi l'uscita all'oscilloscopio.

Figure 12.17 e 12.18

Monostabile. Si usino porte CMOS (4011, 4001): R = potenziometro da 10 k Ω , in serie ad una resistenza da 1 k Ω , $R_1 = 100$ k Ω , $C = 10 \div 100$ nF, $C_1 = 1$ μ F. Se si usano invece porte TTL, le resistenze R e R_1 dovranno sempre essere inferiori a 470 Ω perché l'ingresso corrispondente non si porti sempre a livello alto, per effetto della corrente erogata dall'ingresso verso massa.

Figura 12.19

Si osservi come cambia il comportamento del circuito se alle porte NAND si sostituiscono porte NOR. Si provi anche ad analizzare il circuito spostando il filtro passa-basso dal ramo connesso all'ingresso B a quello connesso all'ingresso A.

Figura 12.20, 22 e 23

Astabile. Se si usano porte TTL (7414 per lo schema 12.20; 7402, 7404, 7408 per lo schema 12.22 e 12.23): R = potenziometro da 100 Ω in serie ad una resistenza da 100 Ω , $C = 1$ μ F. Se si usano porte CMOS (4584): R = potenziometro da 100 k Ω , $C = 10$ nF. Si osservi il segnale all'oscilloscopio, al variare di R . Si osservi all'oscilloscopio il segnale all'ingresso dell'inverter (12.20) e all'ingresso della porta 1 (12.22 e 12.23).

Figure 12.24 e 12.25

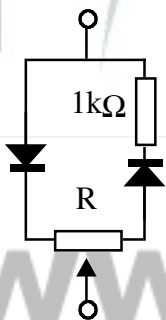
Si usi una catena di ritardo di almeno 11 inverter, meglio se 23 inverter impiegando quattro 74L04, o 7404, o 4069 (CMOS). Si misuri la frequenza di oscillazione dell'astabile e la durata d'impulso del monostabile all'oscilloscopio. Si valuti il tempo di commutazione dei diversi tipi di porte, in funzione della tensione di alimentazione (V_{cc} tra 2 V e 5 V), e al variare della temperatura, avvicinando la punta di un saldatore acceso agli integrati.

Figure 12.26

Si usino CMOS, onda quadra in ingresso, ad esempio utilizzando i circuiti di figura 12.20 o 12.22, e si dimensionino la costante di tempo in modo che sia inferiore al semiperiodo. Si provino i diversi schemi con porte NAND, AND, OR, NOR (4011,4001,4071,4081). Si provi il circuito sfasatore costituito da due stadi in serie con la stessa RC.

Figura 13.3

Alimentazione +15 V, 0 V. $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_v = C_1 = 10 \text{ nF}$, $C = 100 \text{ nF}$, $R = 10 \text{ k}\Omega$ in serie a un potenziometro da $1 \text{ M}\Omega$. Per il segnale all'ingresso si può utilizzare ad esempio il circuito di figura 9.6. Si osservino all'oscilloscopio i segnali V_i e V_T , poi V_i e V_c e infine V_i e V_{out} , al variare di R .

Figura 13.4

$C_v = C = 10 \text{ nF}$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ in serie a un potenziometro da $100 \text{ k}\Omega$. Si osservi all'oscilloscopio il segnale all'uscita al variare di $R = 1 \text{ k}\Omega$. Si sostituisca a R_2 la rete riportata nella figura qui accanto, e si verifichi che agendo sul potenziometro R ($100 \text{ k}\Omega$) si varia il rapporto T_2/T_1 senza modificare la frequenza. Si osservi che con R bilanciato si ottiene un'onda quadra. Si provi il circuito con diverse alimentazioni, ad esempio +15 V, 0 V e $\pm 5 \text{ V}$.

Figura 13.5

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ in serie a un potenziometro da $100 \text{ k}\Omega$, $C_v = C = 10 \text{ nF}$, $R_L =$ potenziometro da $10 \text{ k}\Omega$. Si osservi l'onda quadra all'uscita 1 e 2 al variare di R_2 . Si connetta R_L all'uscita 1 e si osservi l'effetto di R_L .

Figura 13.6

AO=TL081, Timer=ICM7555. $R = 100 \text{ k}\Omega$, $R_0 = 10 \text{ k}\Omega$, $C = C_0 = 100 \text{ nF}$. $R^* = 1 \text{ k}\Omega$ serve solo per proteggere l'ingresso del terminale di trigger. Si osservi all'oscilloscopio come variano V_T e V_o al variare della tensione di comando. Si provi a cambiare τ e τ_0 per generare impulsi in diversi intervalli di frequenza.

Appendice A

Una spiegazione molto semplificata del funzionamento del transistor in zona lineare

Uno studio dettagliato e completo del funzionamento del transistor (analisi dei criteri per ottimizzare la polarizzazione e dell'accoppiamento d.c. e a.c. di stadi successivi, e in regime di alte frequenze) richiede l'uso di modelli complessi che impiegano vari parametri per caratterizzare il transistor.

Qui si è cercato di semplificare al massimo questa complessa trattazione, mantenendone i pochi elementi essenziali che risultino facilmente acquisibili e che tuttavia permettano una comprensione sommaria del funzionamento della maggior parte dei circuiti che impiegano il transistor.

Si è preferito definire, senza giustificarle, le caratteristiche $I(V)$ di diodo e transistor, ed usare un numero ridotto di parametri (h_{fe} e h_{ie}) di facile intuizione che consentono tuttavia una trattazione abbastanza bene approssimata del comportamento reale in condizione di piccoli segnali a bassa frequenza.

Per snellire la trattazione matematica al massimo gli esempi forniti riguardano per il transistor solo segnali dinamici, suggerendo nelle note a margine che, per segnali assoluti (regime d.c.), si dovrà tener conto delle tensioni di polarizzazione delle giunzioni.

A.1. Il diodo

Un diodo è un dispositivo non lineare a due terminali costituito da una giunzione tra due semiconduttori, uno drogato P e uno drogato N. Nel sottile strato di giunzione⁸⁰ i portatori maggioritari della zona P (lacune) e quelli maggioritari⁸¹ della zona N (elettroni) si ricombinano lasciando una zona svuotata di cariche libere detta strato di svuotamento. In questo strato restano tuttavia le cariche legate al reticolo (ioni positivi nel materiale di tipo N e negativi in quello di tipo P), e quindi attraverso la giunzione si origina un campo elettrico che limita la diffusione delle cariche libere maggioritarie (elettroni da N a P e lacune da P a N).

Tale campo elettrico non si oppone tuttavia al flusso dei portatori minoritari (elettroni da P a N e lacune da N a P), generati per effetto termico nello strato di svuotamento. Questo

⁸⁰ Lo spessore della giunzione è dell'ordine del μm .

⁸¹ La definizione di semiconduttore drogato, di lacune, di portatori maggioritari e minoritari, di strato di svuotamento etc. è data in ogni trattazione elementare dei semiconduttori: molto sinteticamente, ad esempio, in *Elementary Semiconductor Physics*, H.C. Wrigth, o, più in dettaglio, in *The Physics of*

flusso di cariche costituisce una corrente elettrica che va da N a P e viene detta corrente I_0 .

All'equilibrio, se non si applica cioè tensione ai capi del diodo, la corrente inversa è bilanciata dalla corrente diretta I_d dovuta alla diffusione dei portatori maggioritari: $I = I_d + I_0 = 0$. La corrente elettrica, per convenzione, ha sempre il verso del movimento delle cariche positive, fittizie come nei normali conduttori, o vere come per le lacune nei semiconduttori.

La corrente diretta dipende dalla differenza di potenziale V applicata alla giunzione (si conviene porre $V > 0$ se P è a tensione maggiore di N), dalla temperatura assoluta T e dal tipo di materiale semiconduttore. La dipendenza da questi parametri è di tipo esponenziale:

$$I_d = C \exp\left(\frac{qV}{nK_B T}\right)$$

ove q è la carica elementare, K_B la costante di Boltzman, ed n una costante che vale circa 1 per il germanio e circa 2 per il silicio. Poniamo per brevità $K_B T / q = V_t$: a temperatura ambiente si ha $V_t \approx 26$ mV. Per effetto di una tensione applicata V la corrente totale che attraversa il diodo è quindi: $I(V) = C e^{V/nV_t} - I_0$.

La costante di proporzionalità C si ricava dalla condizione di equilibrio: $I(0) = 0$ che dà $C = I_0$, e in definitiva si ottiene l'equazione caratteristica del diodo ideale :

$$I(V) = I_0(e^{V/nV_t} - 1).$$

Per $V \gg V_t$ l'esponenziale predomina rispetto ad 1 e quindi la precedente relazione si può semplificare in:

$$I(V) \approx I_d = I_0 e^{V/nV_t}, \quad V \gg V_t.$$

La pendenza (figura A 1a) della curva caratteristica del diodo è $\partial I / \partial V = I / (nV_t) = (r_d)^{-1}$, ove r_d è detta *resistenza dinamica* del diodo polarizzato direttamente, che cresce linearmente con T : a temperatura ambiente $r_d \approx 26 / I$ (Ω / mA).

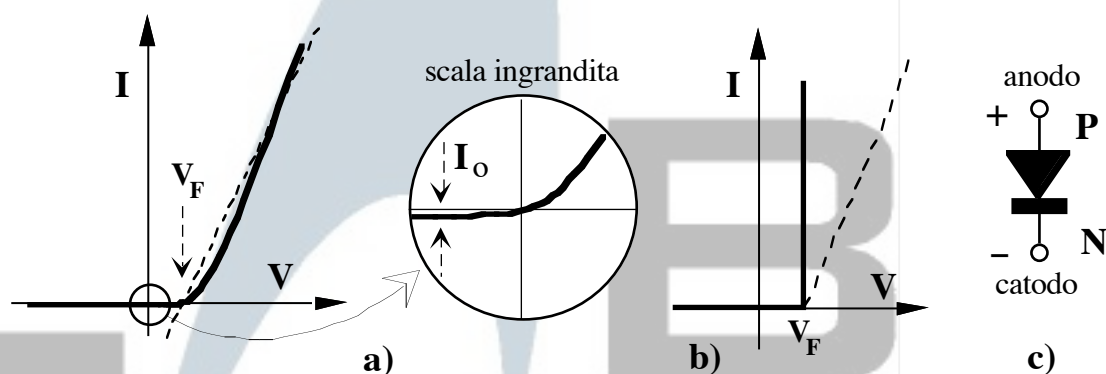


Figura A 1

Per $V < 0$ l'esponenziale è trascurabile e quindi si ha $I(V < 0) \approx -I_o$.

I_o dipende dal particolare diodo usato, ma è comunque una corrente molto piccola, normalmente dell'ordine del μA .

Il diodo si comporta quindi come un elemento raddrizzatore: esso conduce apprezzabilmente solo se è polarizzato direttamente. Nel simbolo del diodo il terminale P è detto anodo, ed è indicato con una freccia, quello N è detto catodo ed è indicato con una barra (figura A.1c).

Una schematizzazione talvolta utile nella pratica è quella di approssimare la curva caratteristica del diodo con la spezzata $V \approx V_F + I r_d$, come indicato dalla curva tratteggiata in figura A1b, assumendo generalmente $V_F \approx 0.6 \text{ V}$ per i diodi a silicio e $V_F \approx 0.2 \text{ V}$ per quelli a germanio. Più spesso, così come si trascura la corrente inversa, si trascura anche r_d , approssimando il diodo polarizzato direttamente ad un *interruttore chiuso* in serie ad un generatore di tensione ideale V_F , e il diodo polarizzato inversamente ad un *interruttore aperto*. E' questo il modello di diodo come interruttore comandato dalla polarizzazione, schematizzato dalla curva continua di figura A1b.

In figura A 2 è illustrato il comportamento di un partitore costruito con un diodo ed una resistenza R (con $R \gg r_d$). Se all'ingresso si fornisce un segnale di tensione alternata (a.c.), all'uscita del partitore apparirà solo la semionda positiva.

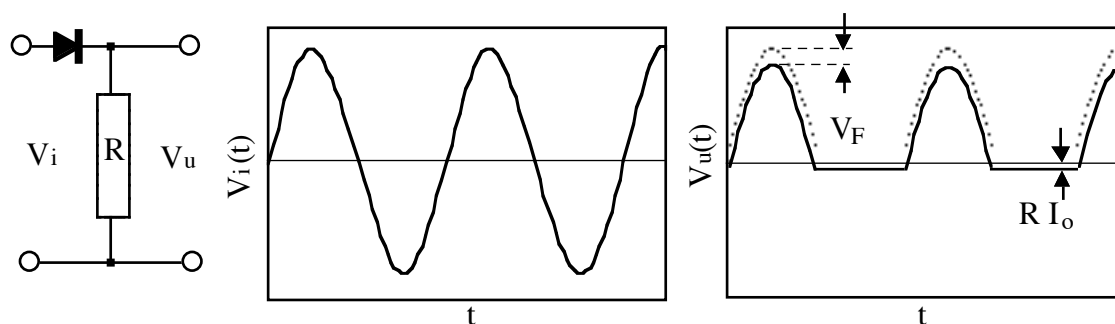


Figura A 2

Se in parallelo alla resistenza di carico si pone un condensatore (figura A 3), esso si carica durante la semionda positiva attraverso la resistenza dinamica del diodo, e si scarica durante la semionda negativa attraverso la resistenza di carico. Se $R \gg r_d$, allora il segnale ai capi del condensatore è quello indicato dalla curva continua, per R confrontabili con r_d è quello indicato dalla linea tratteggiata (qui si trascura V_F).

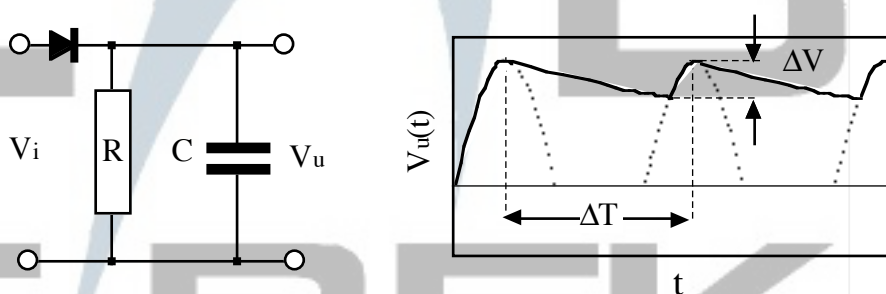


Figura A 3

L'ampiezza ΔV dell'oscillazione del segnale in uscita, cioè il residuo in alternata del segnale di ingresso rettificato ed integrato, è detta ripple voltage. Un calcolo rapido di ΔV è il seguente. Supponiamo che la corrente di scarica $I = V_u/R$ sia costante: allora, se $\Delta T = 1/f$ è il periodo del segnale sinusoidale di frequenza f , dalla definizione di capacità ($C = q/V$) e di corrente ($I = \partial q/\partial t$) si ottiene $\Delta V = V\Delta T/RC$, ovvero $\Delta V/V = (fRC)^{-1}$.

A.2. Il diodo Zener

Un diodo polarizzato inversamente conduce molto poco: la corrente è data dalla corrente inversa I_0 , cui si somma una corrente di perdita, dovuta a conduzione superficiale, che tuttavia cresce solo debolmente con $|-V|$.

Quando la tensione inversa raggiunge un valore massimo V_B , detta tensione di rottura (breakdown voltage), e che dipende dal tipo di diodo, il campo elettrico che si forma alla giunzione è così elevato da permettere l'innescarsi di un fenomeno nuovo: la conduzione per effetto valanga, che si ha quando un elettrone minoritario acquista, muovendosi nel campo elettrico dello strato di svuotamento, energia sufficiente per creare, per urto, altre coppie di portatori.

Questo fenomeno, se l'alta tensione applicata dura a lungo, porta alla distruzione della giunzione, a causa dell'elevata potenza sviluppata localmente. Tuttavia è possibile costruire diodi, detti diodi Zener, che sopportano elevate correnti a tensioni inverse $|-V| > V_B$, senza apprezzabili danneggiamenti della giunzione.

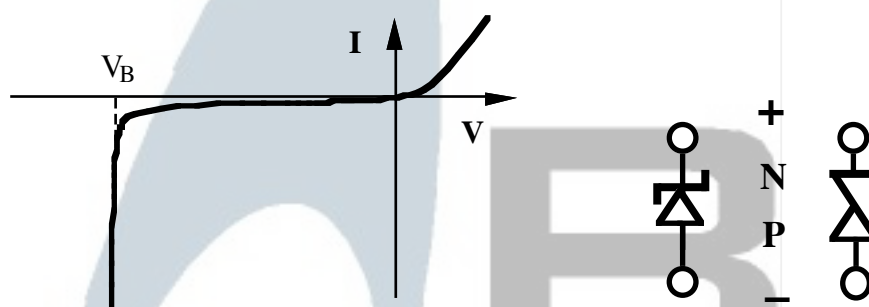


Figura A 4

La curva caratteristica di un diodo Zener in polarizzazione inversa ed i simboli grafici normalmente usati sono riportati in figura A 4, ove i segni + e - indicano il verso della polarizzazione inversa.

Il diodo Zener può essere utilizzato come stabilizzatore di tensione: ad esempio nella figura A 5 si può vedere come l'ampiezza di una variazione di tensione all'ingresso ΔV_i viene notevolmente ridotta all'uscita V_z , prelevata ai capi dello zener.

La retta di carico dello zener è $V_z = V_i - R I_z$. Nella figura gli assi V_z e I_z sono stati invertiti per poter indicare come positive le tensioni e correnti inverse. Quando la tensione in ingresso varia la retta di carico si sposta parallelamente a se stessa ed il punto di lavoro segue la curva dello Zener (che per $V_z > V_B$ è quasi verticale) con conseguenti piccole variazioni di V_z .

Analogamente, per variazioni di carico all'uscita, cioè per variazioni di una resistenza R_c posta in parallelo allo Zener, la retta di carico cambia pendenza, perché cambia la corrente I che attraversa la resistenza in serie R , ma resta piccola la variazione di V_z che è la tensione in uscita, purché resti $V_i - R I > V_B$.

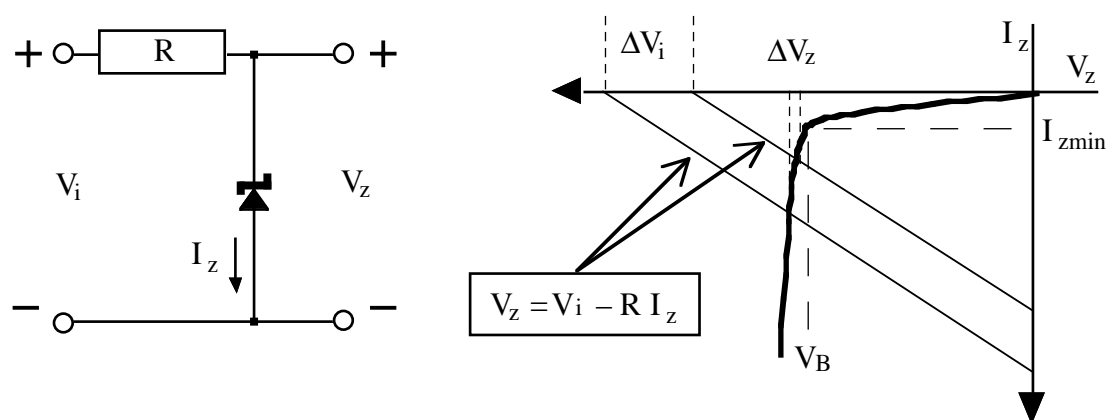


Figura A 5

In termini di corrente massima I_c erogabile al carico dallo stabilizzatore, questa condizione può essere riscritta come $I_c = V_z / R_c < (V_i - V_z) / R + I_{zmin}$, ove I_{zmin} è la corrente di zener corrispondente ad una polarizzazione inversa pari a V_B .

A.3. Il transistor : alcune definizioni

Il transistor può essere visto molto schematicamente come un dispositivo a tre terminali (collettore, base ed emettitore) composto da una coppia di diodi contrapposti e in serie, come indicato in figura A 6.

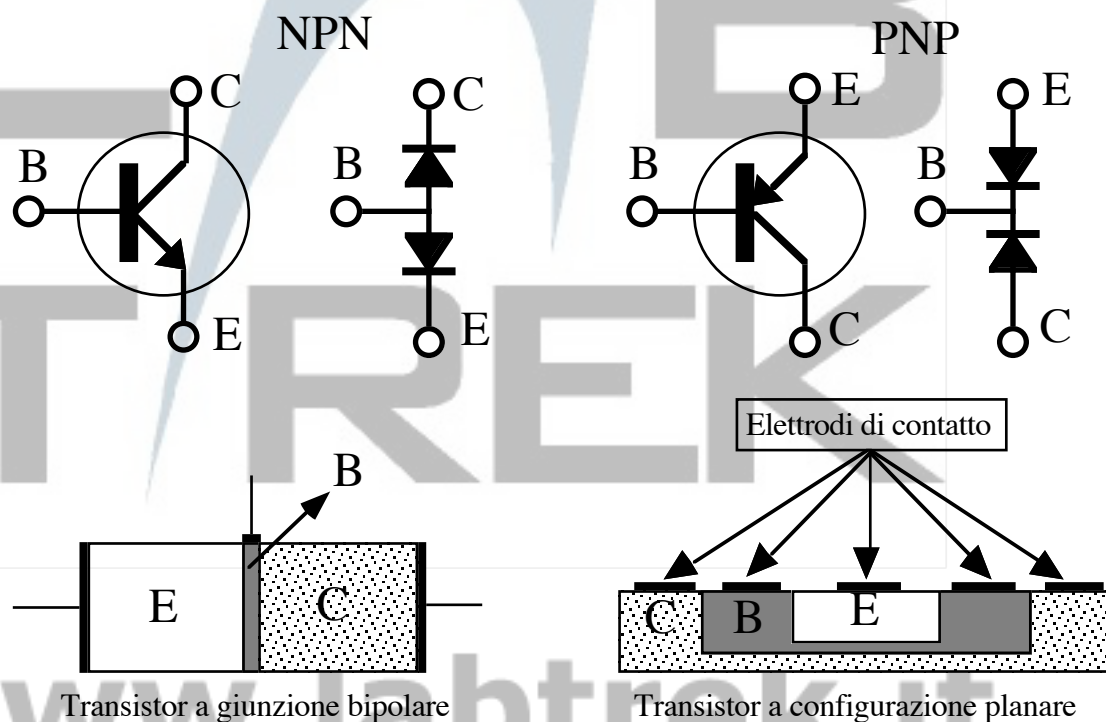


Figura A 6

Quando sono in comune gli anodi si ha un transistor NPN, quando sono in comune i catodi si ha un transistor PNP. In realtà connettendo in serie due normali diodi contrapposti non si ottiene affatto un transistor: per avere un transistor bisogna che le due giunzioni siano vicinissime e fortemente interagenti. Bisogna cioè che i portatori iniettati nello strato di svuotamento della giunzione polarizzata direttamente possano diffondere nello strato di svuotamento della giunzione polarizzata inversamente: in altri termini la lunghezza di diffusione delle cariche iniettate nella giunzione EB dev'essere maggiore dello spessore della giunzione. Perché un transistor possa funzionare da amplificatore bisogna infatti che la giunzione base-emettitore (BE) sia polarizzata direttamente e quella base-collettore (CE) polarizzata inversamente⁸². Ciò significa che un transistor NPN deve essere sempre polarizzato in modo che $V_c > V_e$. L'inverso vale per il transistor PNP.

Qui nel seguito si prenderà sempre in considerazione il caso NPN: per analizzare il caso PNP sarà sufficiente invertire tutte le polarizzazioni.

Senza entrare in dettagli circa il funzionamento del transistor in generale, si può schematizzarne il comportamento in zona lineare⁸³, cioè per valori sufficientemente grandi della tensione base-collettore e della corrente di base, a partire dalle curve caratteristiche $I_c(V_{ce}, I_b)$.

Se si riporta su un grafico la corrente di collettore I_c verso la tensione tra collettore ed emettitore V_{ce} per diversi valori della corrente di base I_b , si vede che nella regione denominata zona lineare (figura A7), I_c dipende poco da V_{ce} .

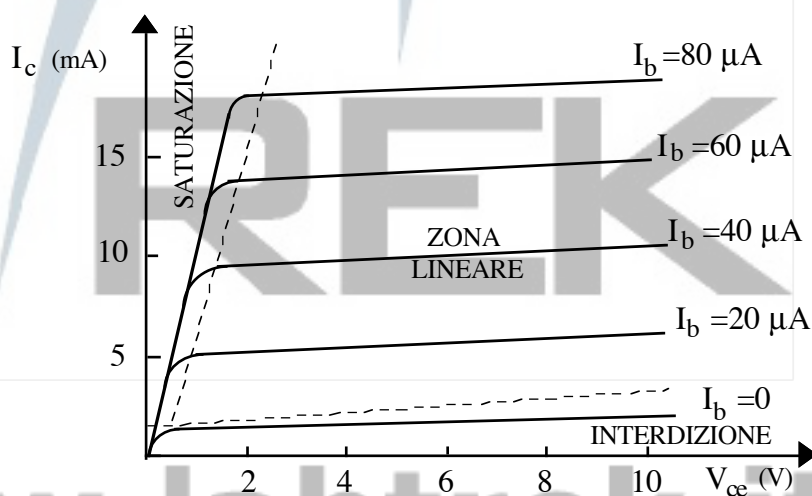


Figura A 7

In altri termini le curve caratteristiche $I_c = I_c(V_{ce})$ per ogni I_b sono approssimabili in questa regione da rette orizzontali. Si può allora definire un coefficiente di guadagno in corrente $\beta = I_c/I_b$, che in prima approssimazione è indipendente anche da I_b .

Analizzeremo nel seguito il comportamento del transistor secondo un modello semplificato che utilizza solo i due parametri caratteristici β e R_b ⁸⁴. Il parametro R_b è la resistenza equivalente della giunzione base-emettitore, che è definita dal rapporto v_{be}/i_b , ove i_b è la corrente dinamica⁸⁵ iniettata nella base e v_{be} la tensione dinamica tra base e emettitore. L'ordine di grandezza di R_b è 1 k Ω , mentre β varia da transistor a transistor tra 20 e 300.

Una giustificazione grossolana del fatto che possa essere $\beta \gg 1$ è fornita dal seguente

⁸² Se BE e CE sono entrambe polarizzate direttamente il transistor lavora in zona di saturazione, se sono entrambe polarizzate inversamente il transistor lavora in zona di interdizione.

⁸³ La zona lineare di un transistor (quella indicata in figura A.7) non va confusa con la zona lineare dell'operazionale.

⁸⁴ Nel modello a quattro parametri e configurazione a emettitore comune, β coincide con h_{fe} e R_b con h_{ie} .

⁸⁵ Tensioni e correnti dinamiche sono definite più avanti (A.4)

ragionamento (per il caso NPN): la giunzione BE è polarizzata direttamente e quindi i portatori di carica maggioritari in regione E che attraversano questa giunzione sono elettroni che vanno da E a B. La maggior parte di questi elettroni diffonde nello strato di svuotamento BC (giunzione polarizzata inversamente) e si comporta come un flusso di carica, modulato dalla polarizzazione BE, che si aggiunge alla corrente inversa di BC. Qui può anche avvenire il fenomeno di moltiplicazione a valanga per effetto della elevata polarizzazione inversa di BC, che fornisce un ulteriore guadagno in corrente.

Una trattazione più completa e rigorosa dei diversi fenomeni in gioco va oltre lo scopo di queste note, e qui ci accontenteremo di usare senza altre giustificazioni il modello schematico del transistor definito nel suo comportamento dai due parametri β e R_b .

Prenderemo in esame le due configurazioni più frequentemente usate: quella ad emettitore comune (amplificatore di tensione) e quella a collettore comune (emitter-follower), e analizzeremo solo il comportamento in regime dinamico, cioè per segnali a.c., in zona lineare.

A.4. Configurazione ad emettitore comune

Supponiamo che il transistor di figura A 8.a sia polarizzato in modo da trovarsi in zona lineare.

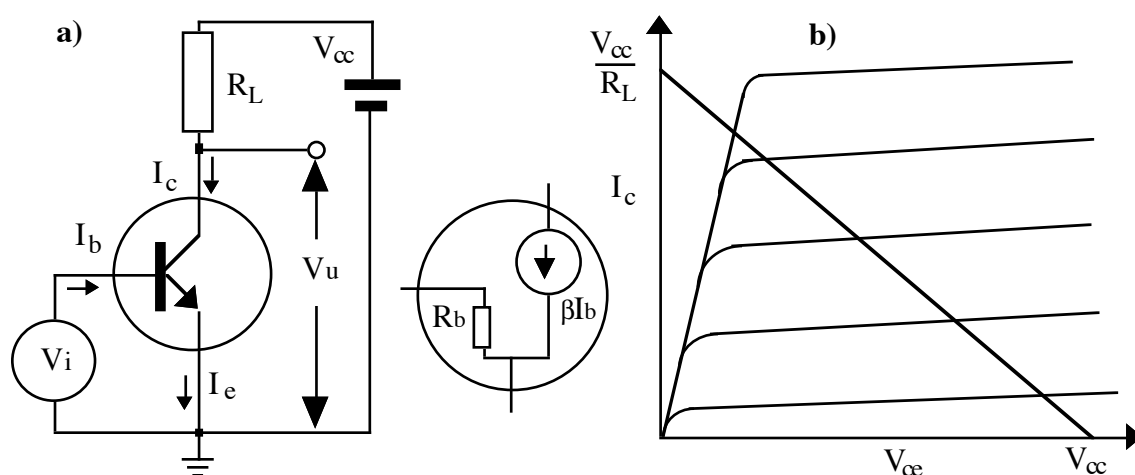


Figura A 8

Per capire cosa si intende per *zona lineare* si consideri la figura A8.b ove si è tracciata, insieme alle curve caratteristiche $I_c(V_{ce})$ anche la retta di carico, definita dalla equazione $V_{ce} = V_{cc} - R_L I_c$, la cui posizione è fissata dai valori della resistenza R_L e della tensione di alimentazione V_{cc} .

Ad ogni valore della tensione in ingresso V_i corrisponde un valore per la corrente di base, e quindi una delle curve caratteristiche: l'intersezione della retta di carico con la curva

caratteristica determina la corrente di collettore e la tensione V_{ce} .

Al variare della tensione in ingresso quindi il punto di lavoro si sposta lungo la retta di carico e l'intervallo di tensioni ammissibili all'ingresso è quello che mantiene il punto di lavoro in zona lineare.

Definiamo ora come tensioni e correnti dinamiche rispettivamente le variazioni di tensione e di corrente in ogni ramo del circuito rispetto ai valori assunti per un arbitrario valore della tensione in ingresso, ad esempio V_{i0} . Indicheremo queste grandezze con le lettere minuscole $v_i = V_i - V_{i0}$, $v_u = V_u - V_{u0}$... $i_b = I_b - I_{b0}$, $i_c = I_c - I_{c0}$... ecc. In questo modo si potrà trascurare nell'analisi successiva il contributo delle tensioni costanti, come quelle di alimentazione e quelle dovute alle giunzioni PN.

La tensione dinamica in uscita v_u si ottiene differenziando l'equazione della retta di carico:

$$v_u = \Delta V_{ce} = \Delta(V_{cc} - R_L I_c) = -R_L \Delta I_c = -R_L i_c.$$

Se definiamo come coefficiente di amplificazione in tensione il rapporto $v_u/v_i = A_V$, essendo $v_i = R_b i_b$, si potrà scrivere:

$$A_V = -(R_L i_c) / (R_b i_b) = -\beta R_L / R_b,$$

ove R_L è la resistenza di carico.

Nel circuito di figura A 8 l'amplificazione A_V è quindi funzione di parametri caratteristici del transistor e della temperatura: β e R_b dipendono infatti da T oltre che dal particolare transistor usato. Tuttavia è possibile rendere A_V indipendente da β e R_b , semplicemente introducendo una resistenza esterna R_E in serie all'emettitore.

In figura A 9 è riportato lo schema di un amplificatore ad emettitore comune in cui si è inserita una resistenza esterna di emettitore R_E , e in cui si è evidenziata la resistenza di polarizzazione della base R_B , necessaria se si usa un condensatore di accoppiamento in uscita. Tale condensatore serve per evitare che il generatore sposti il punto di riposo⁸⁶. Per semplicità assumeremo infinita le capacità di accoppiamento, così da poterne trascurare l'impedenza⁸⁷.

Ora la tensione dinamica in ingresso si può scrivere:

$$v_i = R_b i_b + R_E i_e = R_b i_b + R_E (1 + \beta) i_b = [R_b + R_E (1 + \beta)] i_b,$$

⁸⁶ Il punto di riposo definisce lo stato del transistor in assenza di segnale dinamico.

⁸⁷ Affinchè si possa lavorare con segnali di frequenza ω dev'essere $C \gg 1 / \omega(R_1 \parallel R_2)$ (cfr. § 5 e App. B).

e l'impedenza di ingresso risulta:

$$R_i = v_i/i_b = R_b + R_E(1 + \beta).$$

Ora poiché $\beta \gg 1$ e $R_b \approx 1 \text{ k}\Omega$ basta che sia $R_E \approx 1 \text{ k}\Omega$ perché si possa trascurare R_b rispetto a $(1 + \beta)R_E$. In definitiva si ha: $R_i \approx (1 + \beta)R_E \approx \beta R_E$, cioè l'impedenza di ingresso, nelle ipotesi fatte è indipendente dalla resistenza caratteristica R_b del transistor e vale circa β volte la resistenza introdotta nel ramo di emettitore.

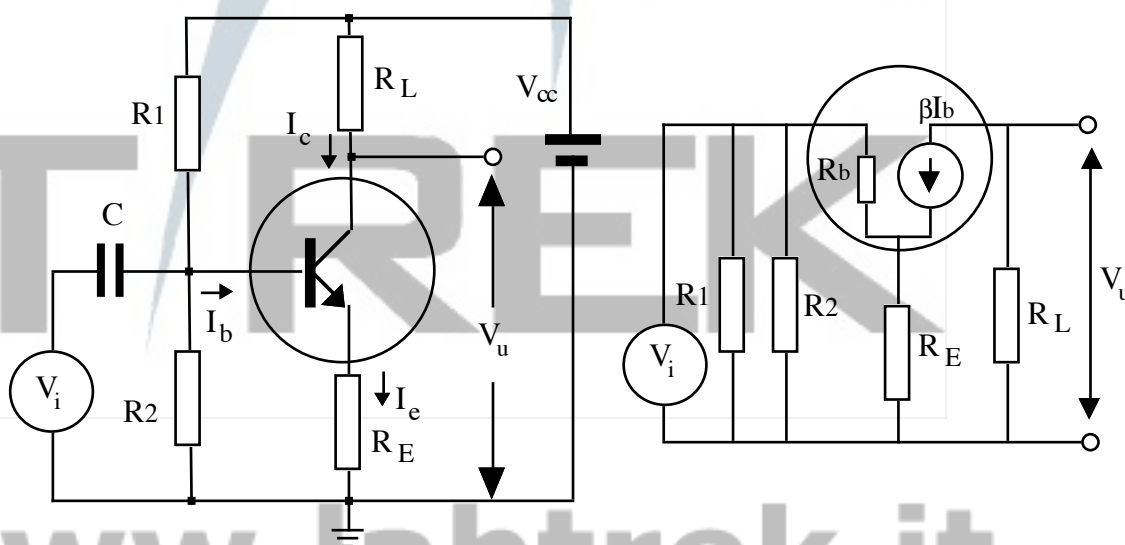


Figura A 9

La tensione dinamica in uscita è ancora $v_u = -R_L i_c = -\beta R_L i_b$. Di conseguenza il guadagno in tensione è :

$$A_v = \frac{V_u}{V_i} = -\frac{\beta R_L i_b}{R_i i_b} = -\beta \frac{R_L}{R_i} \approx -\frac{\beta}{1 + \beta} \frac{R_L}{R_E} \approx -\frac{R_L}{R_E}$$

e risulta pertanto indipendente dal particolare transistor usato.

Se si considera anche l'effetto delle resistenze di polarizzazione R_1 , R_2 si vede che esse sono in parallelo ad R_i e quindi l'impedenza di ingresso efficace è:

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E = (1/R_1 + 1/R_2 + 1/\beta R_E)^{-1},$$

e basta che la più piccola tra R_1 e R_2 sia dell'ordine di R_E perché sia $R_i \approx R_1 \parallel R_2$.

L'impedenza di uscita R_u è data dal rapporto $\frac{v_u(i_u = 0)}{i_u(v_u = 0)}$, ove $v_u(i_u = 0)$ è la tensione in uscita a circuito aperto, cioè senza carico applicato al terminale di uscita, e quindi vale

$v_u(i_u = 0) = R_L i_c$. La corrente $i_u(v_u = 0)$ è la corrente di collettore calcolata per $R_L = 0$, cioè con l'uscita cortocircuitata: essa tuttavia non dipende da R_L perché è controllata solo dalla

polarizzazione della base $i_c = \beta i_b$. In conclusione: $R_u = R_L i_c / i_b = R_L$.

Per dimensionare il partitore R_1, R_2 bisogna tenere inoltre presenti le seguenti condizioni:

- 1) la corrente di collettore I_{co} al punto di riposo definisce la tensione V_{co} attraverso la retta di carico, e per avere la massima escursione in uscita è opportuno che sia $V_{co} = V_{cc}/2$;
- 2) fissata I_{co} resta definita $V_{E0} = R_E I_{co}$: allora perché il transistor sia in conduzione la tensione della base a riposo V_{b0} deve essere tale che $V_{b0} > V_{E0} + V_{be} \approx V_{E0} + 0.6V$;
- 3) i valori di R_1, R_2 non devono essere troppo elevati affinché la corrente di base resti trascurabile rispetto alla corrente che attraversa il partitore: $V_{cc}/(R_1 + R_2) \gg I_b$.

A.5. Configurazione a collettore comune (Emitter Follower)

Quando, come nel circuito di figura A 10, l'uscita è prelevata all'emettitore anziché al collettore del transistor, si ha la configurazione detta a collettore comune: rispetto allo schema precedente la R_L viene eliminata ed il collettore resta alla tensione costante V_{cc} .

Da qui la definizione collettore comune.

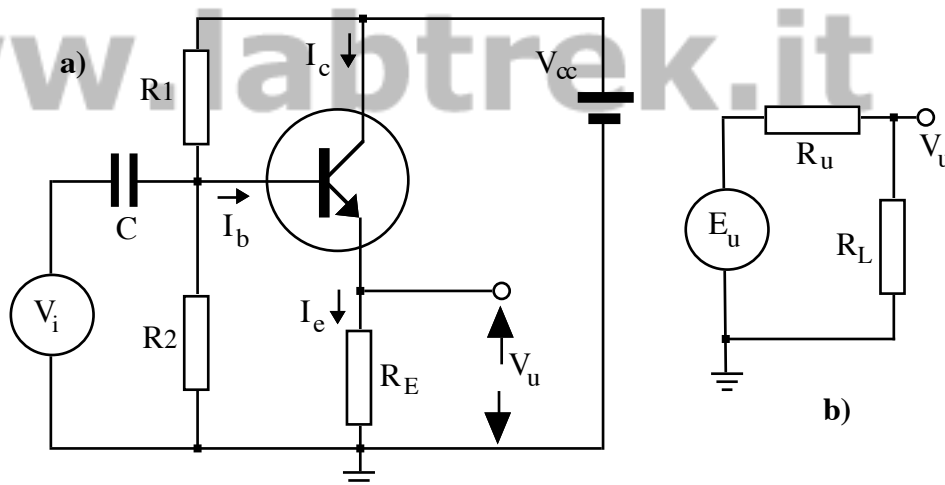


Figura A 10

Ora l'equazione della retta di carico è $V_{ce} = V_{cc} - R_E i_e$, e la tensione dinamica di uscita è :

$$v_u = R_E i_e = R_E(1 + \beta)i_b.$$

La tensione dinamica all'ingresso è ancora $v_i = R_b i_b + R_E i_e = [R_b + R_E(1 + \beta)]i_b$, e ne segue subito che il guadagno in tensione è :

$$A_V = \frac{v_u}{v_i} = 1 / \left[1 + \frac{R_b}{(1 + \beta)R_E} \right].$$

Nell'ipotesi che sia ancora $(1 + \beta)R_E \gg R_b$, si ha⁸⁸ in definitiva $A_V \approx 1$.

Ciò significa che in uscita la tensione di emettitore insegue la tensione di ingresso, da cui il nome emitter follower che viene attribuito spesso a questa configurazione⁸⁹.

L'impedenza di ingresso si ricava immediatamente come per la configurazione ad emettitore comune:

$$R_i \approx (1 + \beta)R_E \approx \beta R_E,$$

o, tenendo conto delle resistenze del partitore di polarizzazione $R_i \approx R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E$.

L'impedenza di uscita R_u può essere vista come la resistenza equivalente in serie al generatore ideale di tensione $E_u = v_u(R_L = \infty)$, come in figura A10b.

Quindi se l'uscita è caricata una resistenza $R_L = R_u$ la tensione di uscita si dimezza. Dalle relazioni precedenti, tenendo conto che il carico si pone in parallelo a R_E , si ricava:

$$v_u(R_L = R_u) = \frac{v_i}{1 + R_b / [(1 + \beta)R_{E*}]} = E_u / 2 = \frac{v_i / 2}{1 + R_b / [(1 + \beta)R_E]}$$

ove è: $R_{E*} = R_E \parallel R_u = R_E / (1 + R_E / R_u)$.

Con un po' di algebra si ricava $R_u = R_E \parallel [R_b / (1 + \beta)] \ll R_E$. Il guadagno in tensione dell'emitter follower è unitario mentre il suo guadagno in corrente è molto maggiore di 1: esso quindi funziona come adattatore di impedenza ($R_u / R_i \approx R_b / R_E \beta^2$).

Ciò significa ad esempio che una sorgente con elevata resistenza interna può, attraverso un emitter follower, pilotare senza grande attenuazione anche un piccolo carico.

A.6. Transistor a effetto di campo

Il transistor precedentemente descritto è detto transistor bipolare (BJT, e come si è visto le correnti di collettore e di emettitore sono controllate dalla corrente di base: il dispositivo si dice allora controllato in corrente. Vi sono tuttavia transistor, detti unipolari o transistor a effetto di campo (FET, che sono invece controllati in tensione.

I terminali corrispondenti a emettitore e collettore si chiamano sorgente e drenaggio (source e drain) e il terminale di controllo è detto porta (gate). La corrente che fluisce nel canale tra source e drain è controllata dalla tensione del gate, e la corrente (di perdita) che

⁸⁸ Tuttavia se si usa una resistenza di emettitore troppo piccola, $R_E \ll R_b / (1 + \beta)$, anche il guadagno tende a zero: $A_V \approx [(1 + \beta)R_E / R_b] \ll 1$.

⁸⁹ In realtà il livello d.c. della tensione di emettitore è sempre inferiore a quello della tensione di base, della quantità costante $V_{be} \approx 0.6$ V, dovuta alla caduta attraverso la giunzione base-emettitore polarizzata direttamente.

fluisce nel gate è generalmente trascurabile (dell'ordine del nA).

I FET possono venir divisi in due grandi categorie: quelli in cui la tensione di controllo è applicata attraverso una giunzione polarizzata inversamente, che vengono chiamati Junction Field Effect Transistor o JFET, e quelli in cui tale tensione è applicata attraverso uno strato isolante, che vengono chiamati Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor o MOSFET.

Uno schema dei JFET e dei rispettivi simboli grafici è mostrato in figura A 11.

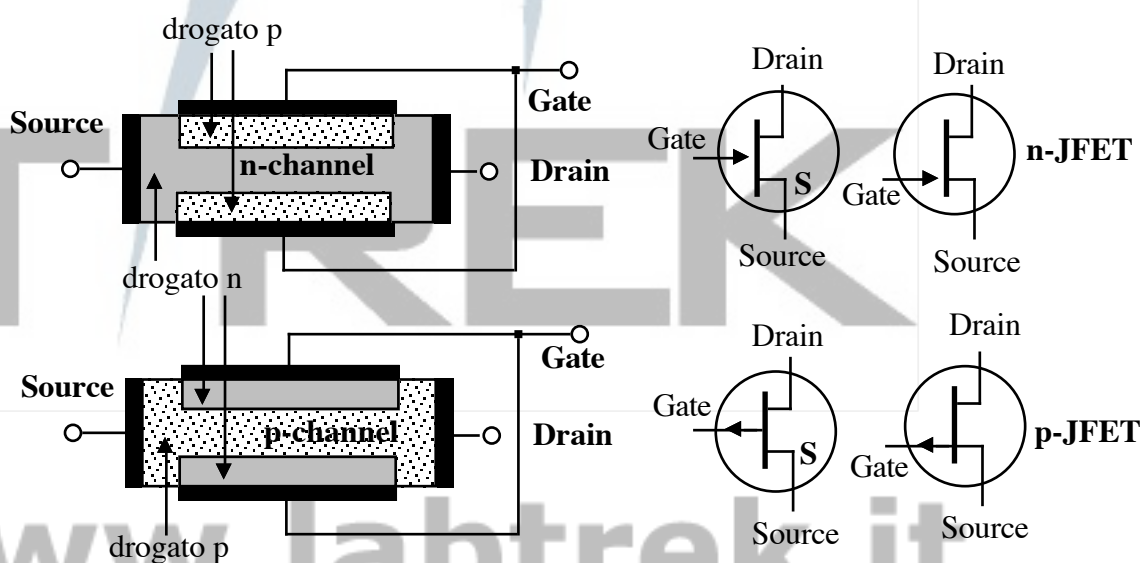


Figura A 11

In ciascuna categoria poi si distingue fra quelli in cui il canale è tipo n, per i quali la freccia nel simbolo grafico è diretta verso l'interno: n-JFET, n-MOSFET, e quelli in cui il canale è tipo p, per i quali la freccia nel simbolo grafico è diretta verso l'esterno: p-JFET, p-MOSFET. I dispositivi integrati costruiti con MOSFET dei due tipi vengono detti MOSFET complementari o CMOS. I terminali di source e drain sono quasi simmetrici, e questo si riflette nel simbolo grafico ove drain e source non sono diversi; tuttavia il source è marcato con una S o è tracciato più vicino al gate.

Uno schema dei MOSFET e dei loro diversi simboli grafici è mostrato in figura A 12. Anche qui la sigla S o la posizione del gate indica il source, e il terminale substrato, che in generale è connesso al source, indica il tipo: n se la freccia è verso l'interno, p se è verso l'esterno.

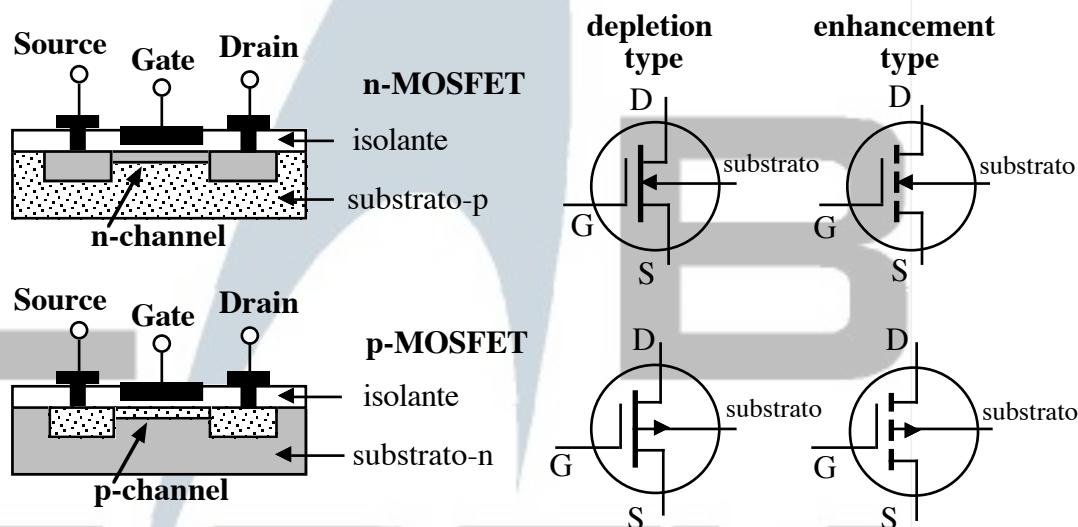


Figura A 12

Il funzionamento di entrambi i tipi di FET si basa sulla variazione della sezione del canale indotta dalla tensione di polarizzazione del gate rispetto al substrato in cui è ricavato il canale. Nei JFET questa tensione non deve mai essere di segno tale da polarizzare direttamente la giunzione gate-channel, mentre nei MOSFET il valore della tensione di gate è solo limitato dalla possibilità di danneggiamento dell'isolante: per esempio è possibile la perforazione del dielettrico per scarica dovuta ad accumulo di elettricità statica.

Una regola generale per i JFET è la seguente: supponendo di porre a tensione zero il terminale source, per aumentare la corrente nel canale la tensione del gate deve crescere verso il valore del terminale drain: $\partial I / \partial V_{GS}$ è positiva per tipo n e negativa per tipo p.

Quindi il comportamento dei JFET-n assomiglia a quello dei BJT npn, mentre i JFET-p corrispondono ai BJT pnp. Dal punto di vista dell'impedenza di ingresso, i JFET hanno valori di gran lunga maggiori che i BJT, dell'ordine di $10^{10} \div 10^{14} \Omega$.

I MOSFET sono ulteriormente suddivisibili in due categorie, a seconda che il canale di conduzione sia effettivamente presente in assenza di polarizzazione tra gate e source (depletion mode, o tipo a svuotamento che è normalmente acceso con $V_{GS}=0$), o che si crei solo in presenza di polarizzazione (enhancement mode, o tipo ad accrescimento, che è spento con $V_{GS}=0$). Nel primo caso il comportamento è analogo a quello del JFET, e la resistenza del canale cresce al crescere della polarizzazione inversa. Il canale è qui una regione drogata con lo stesso segno delle zone di contatto drain e source, ma più debolmente. Nel secondo caso il canale è generato dalla polarizzazione diretta che crea uno strato conduttore, detto di inversione, adiacente al gate. In questo caso la conduzione inizia solo quando la polarizzazione raggiunge un valore di soglia $V_{GS}=V_T$ per il quale si

crea nel substrato un canale indotto⁹⁰.

A.7. SCR e TRIAC

Spesso, in applicazioni in cui si voglia controllare la potenza trasferita ad un carico, si preferisce usare al posto di un transistor un altro tipo di dispositivo: un SCR o un TRIAC.⁹¹

Se alla doppia giunzione di un transistor si aggiunge una terza giunzione, realizzando un dispositivo a 4 strati come quello schematizzato in figura A13a, si ottiene un raddrizzatore controllato al silicio (Silicon Controlled Rectifier o SCR).

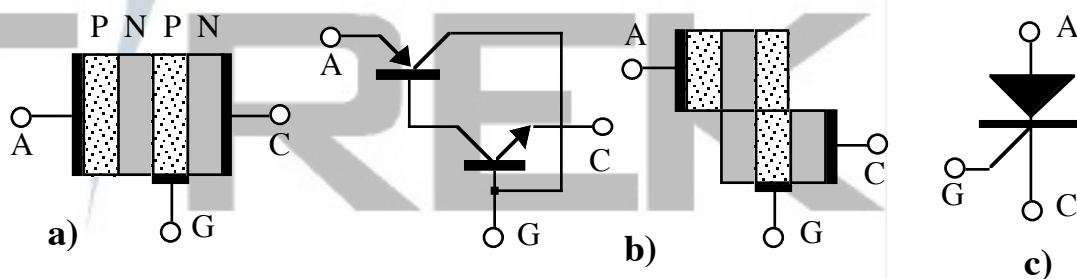


Figura A.13

Il comportamento dell'SCR è il seguente. Finché la tensione V_G dell'elettrodo di controllo (gate) è inferiore o di poco superiore a quella del catodo V_C , la corrente che fluisce tra anodo e catodo è trascurabile: l'SCR è spento. Appena la giunzione GC è polarizzata direttamente, in modo da iniettare una corrente apprezzabile attraverso il gate, il dispositivo entra in conduzione e la resistenza efficace tra A e C diventa molto piccola (I può raggiungere nei modelli più potenti valori di migliaia di ampere).

Una volta acceso, il dispositivo resta acceso, e per spegnerlo si deve ridurre la corrente sotto un livello minimo (soglia). Ciò può essere ottenuto interrompendo il circuito, cortocircuitando temporaneamente l'SCR, o infine polarizzando inversamente GC in modo da estrarre una corrente sufficiente, che è di solito dell'ordine di un decimo della corrente anodica. Gli SCR che possono essere spenti in questo ultimo modo, mediante un breve impulso di corrente negativa, vengono detti GTO (Gate Turn Off).

Una spiegazione grossolana del funzionamento dell'SCR può essere fornita schematizzando il dispositivo come due transistor complementari accoppiati tra loro come indicato in figura A13 b. In assenza di I_G il NPN è spento. Quando si inietta una

⁹⁰ Per una spiegazione dettagliata si veda ad esempio Microelectronics, J. Millman et al.

corrente nel gate esso si accende: la giunzione collettore-base del PNP può essere vista come un diodo polarizzato direttamente in serie all'NPN. Iniziata la conduzione essa si autosostiene, perché, anche ponendo $I_G=0$, la corrente di base dell'NPN è fornita dal collettore del PNP.

Il simbolo grafico del SCR è riportato in figura A13 c.

Un altro dispositivo che può funzionare come regolatore di potenza è il TRIAC (Triode A.C.), che viene rappresentato con il simbolo di figura A14a. Questo, rispetto all'SCR, offre il vantaggio di poter essere usato con correnti alternate.

Il TRIAC è in sostanza un SCR reversibile che viene acceso da un impulso di comando applicato al gate, e può essere visto come come due SCR in parallelo con lo stesso gate, come schematizzato in figura A14b.

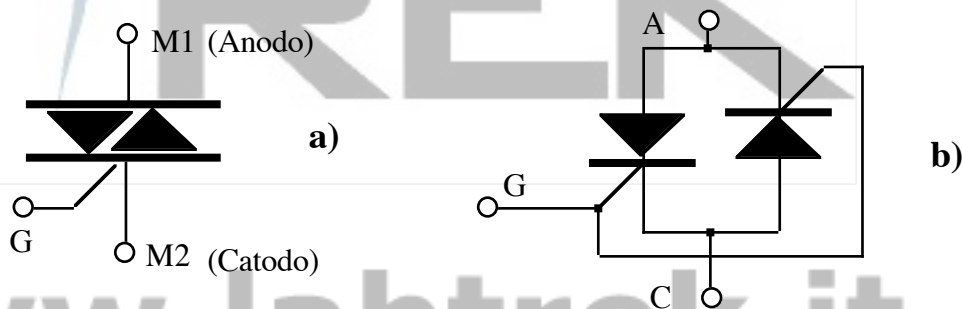


Figura A.14

La tensione applicabile tra elettrodo M1 (main electrode 1 = anodo) e elettrodo M2 (main electrode 2 = catodo) può arrivare fino a 1 kV, e la corrente fino a centinaia di ampere.

Tipica applicazione di questo dispositivo è il dimmer, regolatore di luce nelle lampade, o di velocità nei motori elettrici.

⁹¹ Una trattazione dettagliata di questi dispositivi si può trovare in *Semiconductor Controlled Rectifiers*, F. Gentry et al.

Appendice B

B.1. Numeri complessi

Sul piano x-y tracciamo due assi ortogonali, indichiamo con j l'asse y che chiamiamo immaginario, e chiamiamo reale l'asse x . Ogni punto del piano di coordinate (a, b) può essere associato al vettore che trasporta l'origine degli assi $(0, 0)$ in (a, b) . Tale vettore rappresenta il numero complesso $C = a + jb$. Il simbolo j è l'unità immaginaria per la quale valgono le relazioni: $j = \sqrt{-1}$ e $j^2 = -1$. Detta m la lunghezza del vettore, o modulo del numero complesso C , si ha $m = |C| = \sqrt{a^2 + b^2}$.

L'angolo φ che il vettore forma con l'asse x è detto fase del numero complesso $\varphi = \arctg(b/a)$, e si può scrivere $C = m(\cos \varphi + j \sin \varphi)$.

$a = m \cos \varphi = \text{Re}(C)$ è detta parte reale di C e

$b = m \sin \varphi = \text{Im}(C)$ parte immaginaria di C .

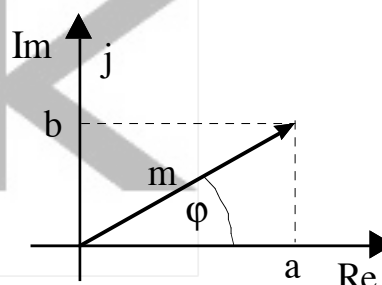


Figura B 1

Vale inoltre la relazione di Eulero:

$$\exp(j\varphi) = \cos \varphi + j \sin \varphi,$$

e si può quindi scrivere $C = m e^{j\varphi}$. Si definisce complesso coniugato di C il numero \bar{C} che ha la stessa parte reale e la parte immaginaria cambiata di segno: $\bar{C} = a - jb = m e^{-j\varphi}$.

La somma di due numeri complessi è:

$$C_3 = C_1 + C_2 = (a_1 + jb_1) + (a_2 + jb_2) = (a_1 + a_2) + j(b_1 + b_2) = a_3 + jb_3,$$

con $a_3 = a_1 + a_2$ e $b_3 = b_1 + b_2$.

Il prodotto è:

$$C_3 = C_1 \times C_2 = (m_1 e^{j\varphi_1}) \times (m_2 e^{j\varphi_2}) = m_1 m_2 e^{j(\varphi_1 + \varphi_2)} = m_3 e^{j\varphi_3},$$

con $m_3 = m_1 m_2$ e $\varphi_3 = \varphi_1 + \varphi_2$.

Il quoziente è:

$$C_3 = C_1 / C_2 = (m_1 / m_2) e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}.$$

B.2. Tensioni e correnti sinusoidali in rappresentazione complessa

Consideriamo un segnale di corrente di tipo sinusoidale: $i(t) = I_0 \cos \omega t$, dove $\omega = 2\pi v$ è la frequenza angolare e v è la frequenza. Possiamo associare la $i(t)$ al numero complesso $I = I_0 (\cos \omega t + j \sin \omega t) = I_0 \exp(j\omega t)$ di cui $i(t)$ è la parte reale.

In regime sinusoidale la situazione è stazionaria, e dato che la dipendenza dal tempo è ovvia, si preferirà mettere in evidenza la dipendenza dalla frequenza. Poniamo quindi $s=j\omega$ e con questa notazione si ha $I(s)=I_0e^{st}$. Analogamente si associa ad una tensione sinusoidale, $v(t)=V_0\cos\omega t$, il numero complesso $V(s)=V_0e^{st}$. Si noti che questa rappresentazione è generale, in quanto ogni segnale periodico può essere sempre scomposto nella somma di un numero, finito o infinito, di componenti sinusoidali (le componenti di Fourier).

B.3. Impedenza complessa

Resistenze, capacità e induttanze sono elementi lineari che legano la corrente $i(t)$ che li attraversa, alla tensione $v(t)$ che appare ai loro estremi (ove t è la variabile tempo).

La relazione $v(t) = \{Z\}i(t)$ definisce l'operatore impedenza $\{Z\}$ che, applicato alla corrente $i(t)$, la trasforma nella tensione $v(t)$. Nel caso della resistenza questo operatore è una costante

$$v(t) = R i(t) \quad \rightarrow \quad \{Z_R\} = \{R\}.$$

Nel caso della capacità, dalla definizione di capacità $C=q/v$ e di corrente $i=\partial q/\partial t$, si ha $i(t)=C \partial q(t)/\partial t$ e integrando:

$$v(t) = (1/C) \int i(t) dt \quad \rightarrow \quad \{Z_C\} = \{(1/C) \int dt\}.$$

Nel caso dell'induttanza (ad esempio un solenoide), la tensione indotta dalla variazione del flusso magnetico concatenato al solenoide per effetto di variazioni della corrente, è data dalla relazione :

$$v(t) = L \partial i(t)/\partial t \quad \rightarrow \quad \{Z_L\} = \{L \partial/\partial t\}.$$

Applicando l'operatore $\{Z\}$ nel campo complesso nei tre casi (R,C, e L) si ottiene rispettivamente:

$$\{Z_R\}I(s) = R I(s) \quad \rightarrow \quad \{Z_R\} = R$$

$$\{Z_C\}I(s) = (I_0/C) \left[\int e^{st} dt \right] = (1/sC) I(s) \quad \rightarrow \quad \{Z_C\} = 1/sC = 1/j\omega C$$

$$\{Z_L\}I(s) = (I_0L) [\partial e^{st}/\partial t] = (sL) I(s) \quad \rightarrow \quad \{Z_L\} = sL = j\omega L$$

ricordando che $\int e^{st} dt = e^{st}/s$ e che $\partial(e^{st})/\partial t = s e^{st}$.

Si può quindi scrivere la tensione, rispettivamente ai capi di una resistenza, di una capacità e di una induttanza, come:

$$\begin{aligned} V_R(s) &= R I(s) \\ V_C(s) &= (1/sC) I(s) \\ V_L(s) &= (sL) I(s) \end{aligned}$$

Alla stessa conclusione si perviene operando sul numero complesso definito dalle funzioni trigonometriche $I(\omega t) = I_0(\cos \omega t + j \sin \omega t)$ e, ricordando che $\int \cos(x) dx = \sin(x)$,

$\int \sin(x) dx = -\cos(x)$, $\partial \cos(x) / \partial x = -\sin(x)$, $\partial \sin(x) / \partial x = \cos(x)$, e infine che $j^2 = -1$, .

Le relazioni sopra riportate mostrano che le operazioni di integrazione e di derivazione provocano uno sfasamento della tensione rispetto alla corrente: ai capi di una capacità la tensione $v(t)$ è in ritardo rispetto a $i(t)$, e ai capi di una induttanza essa è in anticipo .

Ciò si può dedurre anche dalle definizioni di $\{Z_C\}$ e $\{Z_L\}$, ricordando che $j = e^{j\pi/2}$ e $1/j = e^{-j\pi/2}$, e la definizione di fase del numero complesso.

B.4. Funzione di trasferimento

Una qualsiasi rete lineare può essere vista come un quadrupolo. La funzione di trasferimento è il numero complesso $T(s) = A(\omega) e^{j\phi(\omega)}$, di modulo A e fase ϕ , che trasforma il segnale complesso in ingresso $V_i(s)$ nel segnale complesso in uscita $V_u(s) = T(s) V_i(s)$.

In un sistema lineare la funzione di trasferimento può sempre essere scritta come rapporto di due polinomi in s : $T(s) = N(s)/D(s)$. Le radici del numeratore (z_1, z_2, \dots), cioè le soluzioni dell'equazione $N(s) = 0$, sono dette zeri (per $s = z_i$, la $T(s)$ si azzera), e le radici di $D(s)$ (p_1, p_2, \dots) sono dette poli (per $s = p_i$ la $T(s)$ diverge).

La funzione di trasferimento può quindi sempre essere scritta nella forma:

$$T(s) = G \frac{(s - z_1)(s - z_2)(s - z_3)\dots}{(s - p_1)(s - p_2)(s - p_3)\dots}$$

In un sistema reale il grado del polinomio $N(s)$ è sempre minore o uguale di quello di $D(s)$, perché al tendere di s (frequenza) all'infinito l'ampiezza all'uscita non può divergere.

B.5. Diagramma di Bode

I diagrammi di Bode della funzione di trasferimento sono una approssimazione lineare delle curve $A(\omega)$ e $\phi(\omega)$ tracciate rispettivamente in grafico bilogarithmico e in grafico semilogarithmico. Questo modo di rappresentare modulo e fase risulta molto utile perchè consente di riconoscere rapidamente l'andamento di $T(\omega)$ per qualsiasi frequenza (da zero a ∞), ed anche di costruire il grafico relativo ad una funzione complicata, che sia scomponibile in fattori, come somma dei grafici più semplici relativi ai singoli fattori.

Per tracciare il diagramma di Bode dell'ampiezza, si riporta in ascissa il logaritmo della

frequenza angolare $\log \omega$ e in ordinata il logaritmo del modulo della funzione di trasferimento $\log A(\omega)$, e infine si approssima la curva ottenuta con dei segmenti di retta.

Per tracciare il diagramma di Bode della fase, si riporta in ascissa il logaritmo della frequenza angolare $\log \omega$ e in ordinata la fase $\phi(\omega)$, e ancora si approssima la curva ottenuta con dei segmenti di retta. Le frequenze corrispondenti ai vertici di queste spezzate vengono dette frequenze di taglio (*break frequencies*).

Consideriamo due semplici esempi, in regime sinusoidale:

1) Filtro passa-basso costruito con induttanza e resistenza (figura B2). Qui valgono le relazioni $V_u(s) = RI(s)$ e $V_i(s) = (R + Z_L)I(s)$ e quindi si ricava subito la funzione di trasferimento: $T(s) = V_u(s)/V_i(s) = R/(R + Z_L) = 1/(1 + j\omega L/R) = 1/(1 + j\omega/\omega_0)$. Quindi $A(\omega) = (1 + \omega^2/\omega_0^2)^{-1/2}$, e $\phi(\omega) = -\arctan(\omega/\omega_0)$.

Per ricavare il diagramma di Bode, conviene distinguere tre casi: per $\omega \ll \omega_0 = R/L$ si ha $A \rightarrow 1$, e $\phi \rightarrow 0$, per $\omega = \omega_0$ si ha $A = 1/\sqrt{2} \approx 0.707$, e $\phi = -\pi/4$, e infine per $\omega \gg \omega_0$ si ha $A \rightarrow \omega_0/\omega$, e $\phi \rightarrow -\pi/2$. Perciò il diagramma di Bode di $A(\omega)$ è costruito con la retta $y = \log |T| = 0$ e la retta $y = \log |T| = \log(R/L) - \log \omega$, mentre il diagramma di Bode di $\phi(\omega)$ è una spezzata costruita con le due rette orizzontali $\phi = 0$ e $\phi = -\pi/2$, intersecate da una retta passante per il punto $(\omega_0, -\pi/4)$.

La pendenza del ramo di spezzata in $(\omega_0, \pi/4)$ è di -45° / decade, infatti si ha $\phi(\omega_0/10) = -\arctan(0.1) = -5.7^\circ \approx 0$, e $\phi(10\omega_0) = -\arctan(10) = -84.3^\circ \approx -90^\circ$.

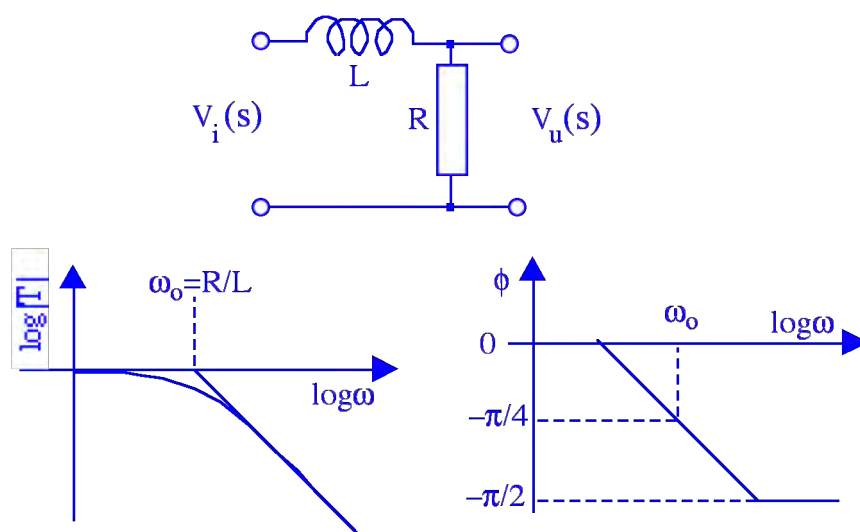


Figura B.2

2) Filtro passa-alto RL (figura B3). Qui $V_u(s) = Z_L I(s)$ e $V_i(s) = (Z_L + R) I(s)$ e si ottiene la funzione di trasferimento $T(s) = sL / (R + sL) = s / (s + R/L) = 1 / (1 + j\omega_0/\omega)$. Quindi $A(\omega) = (1 + \omega_0^2/\omega^2)^{-1/2}$, e $\phi(\omega) = \arctan(\omega_0/\omega)$. Per $\omega \ll \omega_0 = R/L$ si ha che $A \rightarrow \omega/\omega_0$, e $\phi \rightarrow +\pi/2$, per $\omega = \omega_0$ si ha $A = -\log\sqrt{2} \approx 0$, e $\phi = +\pi/4$, e infine per $\omega \gg \omega_0$ si ha $A \rightarrow 1$, e $\phi \rightarrow 0$. Di conseguenza il diagramma di Bode per $A(\omega)$ è formato dalla retta $y = \log|T| = \log(R/L) + \log\omega$ a basse frequenze e dalla retta $y = \log|T| = 0$ ad alte frequenze. Il diagramma di Bode di $\phi(\omega)$ è anche qui una spezzata costruita con due rette orizzontali ($\phi = +\pi/2$ e $\phi = 0$), intersecate da una retta passante per il punto $(\omega_0, +\pi/4)$, con pendenza di $-45^\circ/\text{decade}$.

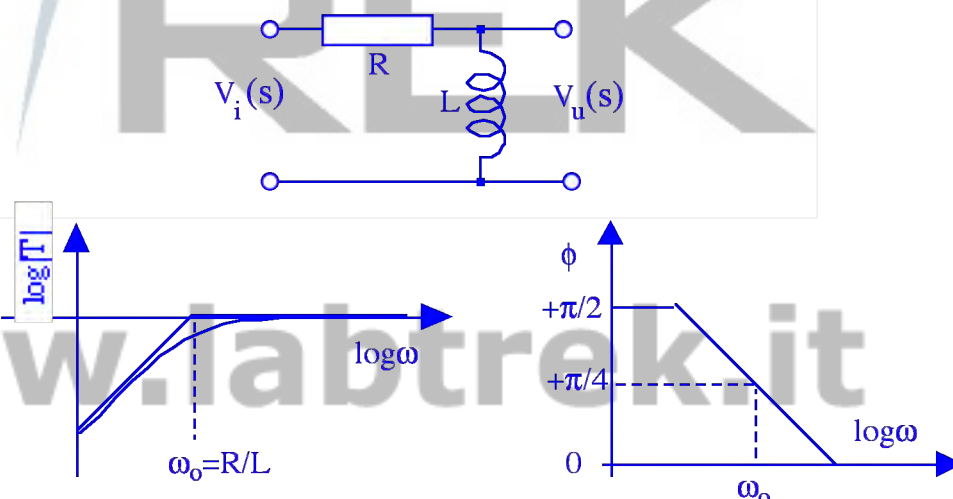


Figura B.3

B.6. Trasformata di Laplace

I metodi trasformativi permettono di semplificare operazioni matematiche. Ad esempio, quando non esistevano i calcolatori elettronici tascabili, usando il regolo o le tavole logaritmiche si semplificava l'esecuzione di un prodotto o quoziente tra numeri elevati a potenza o sotto radice: ad esempio se $x = \sqrt{10^3} \sqrt[3]{100}$, passando ai logaritmi (in base 10) si ottiene:

$$y = \log x = 0.5 \cdot [3 \cdot \log 10 + (1/3) \cdot \log 100] = 1/2 [3 + 2/3] = 11/6 = 1.833,$$

e da $x = 10^y$ si ha infine $x = 68.13$. Mentre il logaritmo è la trasformata di un numero, la trasformata di Laplace L , è la trasformata di una funzione di variabile reale $f(t)$. Essa è definita dalla relazione:

$$F(s) = L[f(t)] = \int_0^{\infty} [e^{-st} f(t)] dt,$$

ove s è la variabile complessa, se l'integrale indicato è convergente.

Si può dimostrare ⁹² che (se $f(t) = 0$ per $t < 0$) valgono le seguenti relazioni:

$$L[f_1(t) + f_2(t)] = L[f_1(t)] + L[f_2(t)] = F_1(s) + F_2(s)$$

$$L[af(t)] = aL[f(t)] = aF(s)$$

$$L[f(t - t_0)] = e^{-st_0} L[f(t)] = e^{-st_0} F(s)$$

$$L[\partial f(t)/\partial t] = sL[f(t)] - f(0) = sF(s) - f(0)$$

$$L\left[\int_0^t f(x) dx\right] = \frac{1}{s} L[f(t)] = F(s)/s$$

$$f(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \{sL[f(t)]\} = \lim_{s \rightarrow 0} \{sF(s)\}$$

$$f(0) = \lim_{s \rightarrow \infty} \{sL[f(t)]\} = \lim_{s \rightarrow \infty} \{sF(s)\}$$

Inoltre è facile vedere che, se $u(t)$ è la funzione a gradino unitaria, definita come: $u(t) = 0$ per $t < 0$ e $u(t) = 1$ per $t > 0$:

$$L[u(t)] = \int_0^{\infty} (1 \cdot e^{-st}) dt = 1/s$$

e che per la funzione esponenziale si ha :

$$L[\exp(at)] = \int_0^{\infty} e^{(a-s)t} dt = 1/(s-a).$$

Dalle formule di Eulero si ricava allora la trasformata di seno e coseno:

$$L[\sin(at)] = \frac{1}{2j} \left(\frac{1}{s - ja} - \frac{1}{s + ja} \right) = a/(s^2 + a^2)$$

$$L[\cos(at)] = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{s - ja} + \frac{1}{s + ja} \right) = s/(s^2 + a^2).$$

Per capire come si usa il metodo della trasformata di Laplace in elettronica, analizziamo innanzitutto un caso semplice: la risposta di un filtro passa-alto RC ad un segnale a gradino.

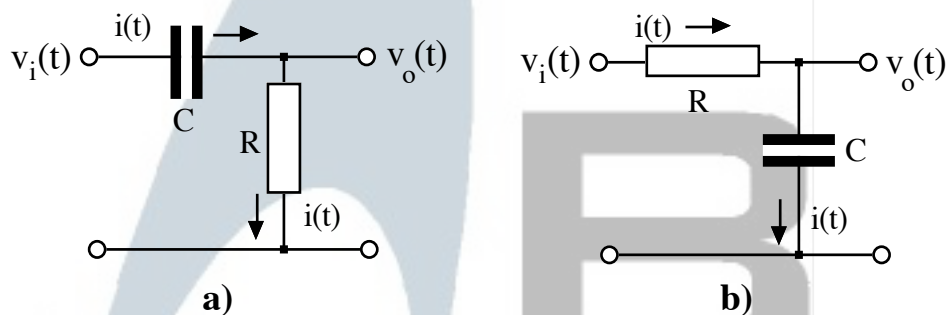


Figura B.4

Con riferimento alla figura B4a e dalla definizione di corrente $i(t) = \partial q / \partial t$ e di capacità $C = q(t) / v(t)$, si può ricavare l'equazione:

$$v_i(t) = v_C(t) + v_R(t) = (1/C) \int i(t) dt + Ri(t). \quad [b1]$$

Passando ora alle trasformate di Laplace, si ottiene l'equazione complessa:

$$V_i(s) = (1/sC) I(s) + RI(s) = (R + 1/sC)I(s). \quad [b2]$$

La tensione in uscita è:

$$v_o(t) = R i(t) = R \{L^{-1}[I(s)]\} = L^{-1} \left[V_i(s) \frac{sRC}{1 + sRC} \right]. \quad [b3]$$

Notiamo subito che questa relazione (ove L^{-1} è la antitrasformata di Laplace) può anche essere scritta come:

$$v_o(t) = L^{-1} [L\{v_i(t)\} T(s)]. \quad [b4]$$

Sostituendo nella [b3] la trasformata della funzione a gradino per un impulso di ampiezza V : $V_i(s) = L[V \cdot u(t)] = V/s$, e ricordando che $L^{-1}[1/(s+a)] = \exp(-at)$, si ottiene:

$$v_o(t) = L^{-1}[V/(s + 1/RC)] = V \exp(-t/RC). \quad [b5]$$

Questo risultato si sarebbe potuto ottenere direttamente dalla [b4], che è una equazione del tutto generale, una volta note le trasformate ed antitrasformate delle funzioni coinvolte. Usando questa scorciatoia, analizziamo il caso della risposta alla funzione a gradino del filtro RC passa-basso (figura B4b). Si ha $T(s) = (1/RC)/(s + 1/RC)$, e

⁹² Una breve ma esauriente spiegazione si trova ad esempio in *Electronics for the Physicist*, C.G. Delaney, capitolo 12. Una utile trattazione della trasformata di Laplace è fatta anche in *Elettronica Generale*, Vol

$V_i(s) = V/s$. Usando la relazione [b4] si ottiene subito:

$$v_o(t) = L^{-1} \left[\frac{1/RC}{s+1/RC} \times \frac{V}{s} \right] = V L^{-1} \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s+1/RC} \right] = V(1 - e^{-t/RC}). \quad [b6]$$

Avendo a disposizione una tabella di trasformate di Laplace per le varie funzioni, diventa facile risolvere rapidamente anche casi più complessi.

Un altro vantaggio offerto da questo tipo di analisi consiste nelle utili conclusioni che si possono trarre da uno studio dei poli della $T(s)$. Supponiamo ad esempio che $T(s)$ abbia un solo polo, cioè il suo denominatore abbia una sola radice: $T(s) = 1/(s-a)$. Si è visto che $L[\exp(at)] = 1/(s-a)$. Se a è reale e negativo, l'esponenziale che compare nella anti-trasformata $f(t) = L^{-1}\{T(s)\}$ è decrescente, e quindi il segnale trasferito ha un andamento convergente. Viceversa se a è reale e positivo, l'esponenziale è crescente e quindi il segnale trasferito ha un andamento divergente.

Questo risultato è generalizzabile a più poli: se $T(s)$ ha poli sull'asse reale positivo, il segnale in uscita tende a divergere (criterio di instabilità).

In conclusione: il metodo della trasformata di Laplace può agevolare la soluzione delle equazioni integro-differenziali associate alla trasformazione di segnali nei circuiti elettrici, e consente una veloce previsione, almeno qualitativa, dell'effetto di una particolare funzione di trasferimento.

Una raccolta delle funzioni più frequentemente usate, con le corrispondenti trasformate di Laplace, è fornita nella figura B.5.


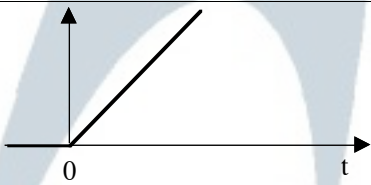
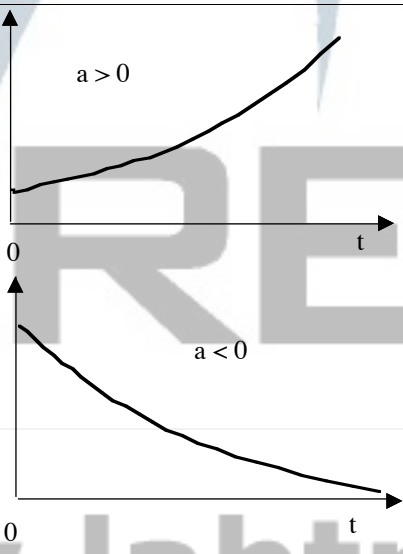
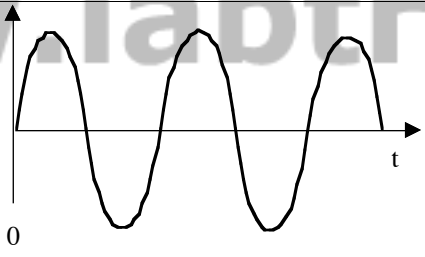
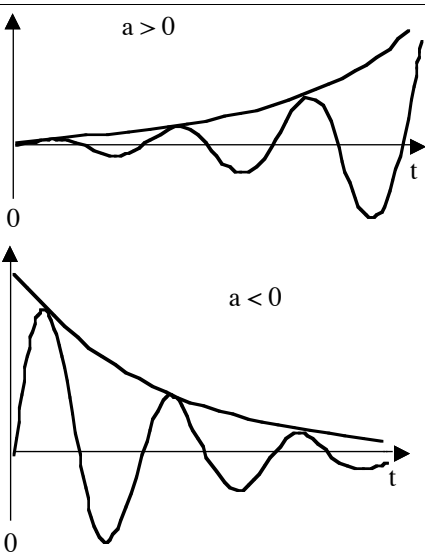
$f(t)$		$F(s)$	
$1(t)$		$1/s$	funzione a gradino
t		$1/s^2$	rampa
e^{at}		$\frac{1}{s+a}$	esponenziale
$\sin(\omega t)$		$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$	sinusoide
$e^{at}\sin(\omega t)$		$\frac{\omega}{(s-a)^2 + \omega^2}$	esponenziale oscillante

Figura B.5

Appendice C

C.1. Resistenze

La resistenza è un elemento che dissipa energia: la potenza P dissipata (per effetto Joule) vale $P=RI^2=V^2/R=VI$ [watt]. Le resistenze per circuiti elettronici sono disponibili con valori che vanno da 10 m Ω a 1000 G Ω (da 10^{-2} Ω a 10^{+12} Ω), e in modelli che possono dissipare da 1/8 di watt a centinaia di watt. Possono essere distinte essenzialmente in quattro grandi categorie: quelle costituite di miscele a base di carbone, quelle a film metallico, a filo metallico, o a semiconduttore.

Il tipo più economico e diffuso è quello a *miscela di carbone* : la potenza dissipabile va da 1/8 W a 2 W, ed i valori nominali sono compresi tra 1 Ω e 22 M Ω con tolleranze del 3%, 5%, 10% e 20%. Il coefficiente di temperatura è abbastanza elevato ($TC \leq 0.1\%$ per grado), soprattutto a temperature superiori a 60 $^{\circ}\text{C}$ e inferiori a 0 $^{\circ}\text{C}$, ed un rumore elettrico molto elevato.

Le resistenze a *filo metallico* hanno valori che vanno da 1 Ω a 100 k Ω , tolleranze mai peggiori dell'1%, e si possono dividere in 4 tipi: a elevata precisione, di potenza, a bassa induttanza e il tipo d'uso generale. Poiché il filo metallico è generalmente avvolto a spirale, ad esso è generalmente associata una induttanza non trascurabile: vi sono tuttavia modelli (più costosi) avvolti a doppio filo per ridurre l'induttanza, ed adatti quindi ad essere usati anche a frequenze moderatamente elevate.

I tipi di potenza possono dissipare fino a 200 W.

I tipi a grande precisione possono offrire una accuratezza (fino a 0.0005 % = 5 p.p.m.), hanno basso coefficiente di temperatura (fino a 5 p.p.m./ $^{\circ}\text{C}$) ed eccellente stabilità nel tempo.

Quelli per uso generale (da 1/4 W a 1 W) si possono considerare degli ottimi sostituti delle resistenze a carbone, quando si possa accettare un piccolo sovrapprezzo per ottenere migliore stabilità termica.

Le resistenze a *film metallico* sono disponibili con valori da 1 Ω a 1000 M Ω , e potenze da 1/4 W a 1 W, e hanno un coefficiente di temperatura molto piccolo (fino a 1 p.p.m./ $^{\circ}\text{C}$), grande stabilità nel tempo, e bassissimo rumore elettrico.

Esistono anche resistenze a *film di carbone*, con elevati valori (da 10 Ω a 100 M Ω) e buone tolleranze (0.5%).

Esse hanno coefficiente termico negativo e sono poco costose. Il rumore è inferiore a quello dei tipi ad impasto di carbone, specie per i piccoli valori ohmici.

Vi sono infine resistenze a *semiconduttore*, caratterizzate da un elevato coefficiente di temperatura: per questa ragione esse vengono anche chiamate *termistori*. Vengono indicate con la sigla NTC o PTC a seconda che tale coefficiente di temperatura sia negativo ovvero positivo.

Le resistenze a filo metallico o semiconduttore portano scritti il valore ohmico e la classe di tolleranza, in cifre o in numero di codice.

Per le resistenze di carbone o a film, esiste un *codice a colori* standardizzato per il riconoscimento del valore ohmico e della classe di tolleranza. Esso è riportato in figura C.1. La prima striscia indica la prima cifra, la seconda la seconda cifra, e la terza striscia il numero di zeri che segue (l'esponente di 10): ad esempio rosso-rosso-nero = $22 \times 10^0 = 22 \Omega$, giallo-viola-rosso = $47 \times 10^2 = 4.7 \text{ k}\Omega$.

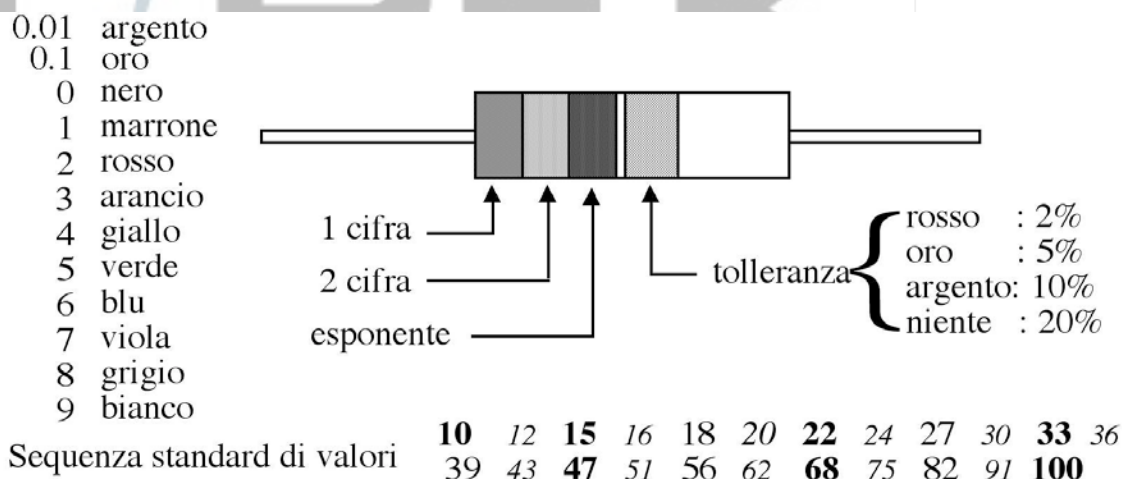


Figura C.1

Nella figura sono indicati in grassetto i valori standard per resistenze con tolleranza 20%. Resistenze con tolleranza 10% hanno anche i valori indicati in carattere normale, e quelle con tolleranza 5% hanno anche i valori indicati in carattere *corsivo*.

Esistono anche resistenze a film metallico con tolleranze del 1/2 % e 1%, di costo limitato (tipo RN55 da 1/4 W, e RN60 da 1/2W). Per queste anziché un codice a colori si usa un codice numerico a 4 cifre, con convenzione analoga a quella del codice numerico: qui le prime tre cifre indicano il valore, e la quarta il numero di zeri che segue (ovvero l'esponente di dieci). Ad esempio 1353 equivale a 135×10^3 . Nel caso di resistenze piccole si usa la lettera R per indicare il punto decimale (ad esempio: 10R0 significa 10.0Ω ; 1R0 = 1.0Ω ; ed infine R10 = 0.1Ω). I valori standard vanno da 1Ω a $300 \text{ k}\Omega$.

Le resistenze reali presentano una piccola capacità parassita C_p in parallelo e una piccolissima induttanza in serie (trascurabile per frequenze inferiori al megahertz).

L'impedenza complessiva di una resistenza è quindi $Z = R/(1 + j\omega RC_p)$.

Il fattore di merito Q di una resistenza reale è il rapporto tra la parte reale e quella immaginaria dell'impedenza: $Q = \omega RC_p$.

Per le resistenze di alto valore (da 10^9 a $10^{12} \Omega$) bisogna infine tenere presente che il valore nominale può essere notevolmente ridotto da effetti di conduzione superficiale se si è in presenza di umidità o elementi contaminanti la superficie. Questi componenti vanno usati accuratamente sgrassati ed eventualmente ricoperti da sostanze idrorepellenti ad alto isolamento.

C.2. Potenzimetri e reostati

I potenziometri sono dispositivi a tre terminali, in cui la resistenza è costante tra due terminali ma variabile tra il terzo terminale e gli altri due. Essi possono funzionare da divisori di tensione. Cortocircuitando il terzo terminale con uno dei due terminali tra cui la resistenza è costante, si ottiene un reostato (in sostanza resistenza variabile mediante un aggiustamento meccanico). Lo schema per entrambi i dispositivi è riportato in figura.

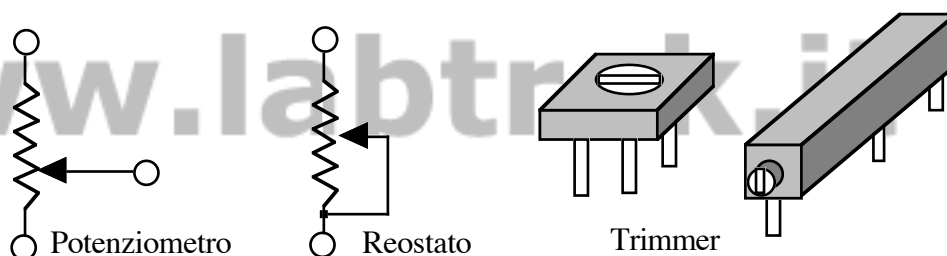


Figura C.2

I piccoli potenziometri da pannello sono generalmente a simmetria cilindrica (diametro ≈ 18 mm), con un asse rotante (diametro ≈ 6 mm) su cui è fissata una manopola che muove il contatto strisciante. Esistono anche potenziometri in miniatura (*trimmer*) adatti ad essere montati su circuiti stampati, e che vanno manovrati con un cacciavite (figura C.2).

L'elemento resistivo che compone il potenziometro può essere una pista di miscela di carbone, di plastica conduttiva o un avvolgimento di filo metallico. I più economici sono quelli a carbone (da 5Ω a $1 M\Omega$), che hanno anche il più alto coefficiente di temperatura. Seguono, con costo crescente, quelli in plastica e quelli a filo (da 10Ω a $500 k\Omega$), che offrono anche eccellente linearità e basso TC (fino a 100 p.p.m./ $^{\circ}C$). I potenziometri a filo possono essere a molti giri (*helipot*), normalmente 4, 10, 15, 20 o 25 giri, consentendo così una migliore risoluzione, cioè un aggiustamento più fine del valore di resistenza.

C.3. Condensatori

I condensatori sono disponibili in una grande varietà di tipi e forme. Tra i dispositivi passivi, essi sono gli elementi più difficili da scegliere: innanzitutto possono essere assai costosi, e poi hanno caratteristiche assai diverse da tipo a tipo.

Possono essere di film plastico metallizzato su una faccia e avvolto a spirale a formare un cilindro, o un sottile disco ceramico metallizzato sulle due facce, o fogli metallici separati da un ossido isolante, possono essere polarizzati o no...

Il valore della capacità del condensatore è dato dalla relazione:

$$C = \frac{\epsilon_0 K A}{d}$$

ove A è l'area degli elettrodi affacciati, dallo spessore, ϵ_0 la costante dielettrica del vuoto e K la costante dielettrica relativa dell'isolante. Si vede come elevati valori di C richiedono grande A (e quindi grandi dimensioni) o piccolo d (e quindi tensione massima di lavoro limitata dall'elevato campo elettrico nell'isolante). La costante dielettrica può variare molto con il tipo di isolante usato.

Le specifiche più importanti sono, oltre al valore capacitivo, la tensione massima, la stabilità termica, il fattore di dissipazione e la corrente di perdita (o equivalentemente la resistenza di perdita).

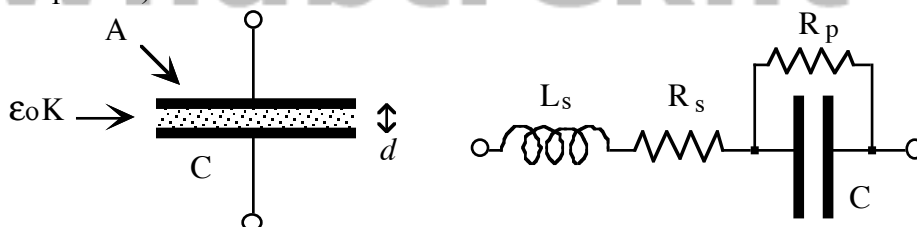


Figura C.3

La resistenza di perdita R_p è definita come rapporto tra la tensione continua applicata agli elettrodi e la corrente di perdita I_p che attraversa il dielettrico. Essa può essere vista come una resistenza efficace messa in parallelo alle armature del condensatore. Un condensatore reale ha anche una resistenza in serie R_s , ed una induttanza L_s , di solito trascurabili (R_s è di solito inferiore a 1Ω , ma può anche arrivare al centinaio di Ω). Fissata K , I_p cresce con C , essendo proporzionale direttamente ad A e inversamente a d . Per un dato valore di tensione massima e di K , il prodotto $R_p C$ è circa costante (e viene di solito indicato in secondi o $M\Omega \times \mu F$).

Il fattore di dissipazione DF misura la potenza P dissipata dal condensatore in regime di

correnti alternate, ed è definito come rapporto tra l'energia dissipata e quella immagazzinata in un ciclo (in regime sinusoidale). $DF (= 1/Q)$, ove Q è il fattore di merito) è abbastanza costante in un ampio intervallo di frequenze f :

$$DF = (P / f) / (CV^2/2),$$

e perciò la potenza dissipata cresce linearmente con la frequenza:

$$P = (CV^2/2) \cdot DF \cdot f.$$

Le capacità reali hanno quindi una impedenza complessa $Z_c = R_p / (1 + j\omega R_p C)$. L'angolo di perdita δ è definito come $\delta = \pi/2 - \vartheta$, ove $\text{tg}\vartheta = Q = 1/DF$ è il rapporto tra parte immaginaria e parte reale dell'impedenza. La capacità ideale ha angolo di perdita zero ($R_p = \infty$).

Si possono distinguere quattro grandi categorie di condensatori, a seconda del tipo di dielettrico interposto tra le armature: ceramici, a mica, a film plastico, elettrolitici.

Tra i ceramici ve ne sono alcuni (a basso valore di K , e quindi piccole capacità) che hanno moderato TC, ma la maggior parte offre scarsa stabilità termica. Sono adatti per l'uso ad alte frequenze. I condensatori di mica ($DF \approx 0.02$) sono i migliori per altissime frequenze (>100 MHz), ma hanno bassi valori capacitivi. Il coefficiente di temperatura può essere molto piccolo (± 200 p.p.m./ $^{\circ}\text{C}$).

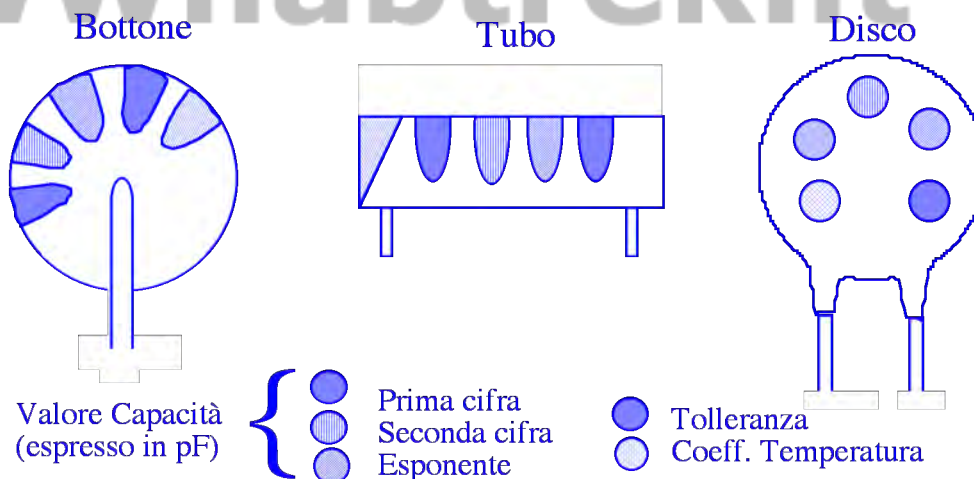


Figura C.4

I condensatori di mica e ceramici sono contrassegnati da un codice a colori (figura C.4). Per il valore capacitivo il codice è quello usato per le resistenze, con le seguenti differenze: l'esponente va solo da 0 a 4 (nero - giallo), e può assumere anche valori negativi (oro = -1, argento = -2 per condensatori di mica; bianco = -1 e grigio = -2 per i condensatori ceramici).

I condensatori a film plastico si dividono a loro volta in cinque sottocategorie: quelli di

poliestere (*mylar*) ($K=3.1$, $DF \approx 0.3$) possono sopportare elevate tensioni, mediocre TC; quelli di *polistirene* ($K=2.5$, $TC \approx -1000$ p.p.m./ $^{\circ}C$) sono adatti a basse tensioni, ma vanno bene ad alta frequenza ($DF \approx 0.03$); quelli di *policarbonato* ($K=2.8$) hanno miglior coefficiente di temperatura che quelli di polistirene ($TC \approx +300$ p.p.m./ $^{\circ}C$); quelli di *polipropilene* ($K=2.4$) sono simili a quelli di polistirene, ma più ingombranti; quelli di *teflon* hanno alto isolamento.

I condensatori *elettrolitici* offrono un alto rapporto capacità/volume, a scapito di una elevata corrente di perdita. Generalmente sono polari: se la tensione è applicata con polarità errata conducono. I tipi non polari sono costituiti da due condensatori in serie accoppiati con polarità invertita, ed hanno quindi capacità dimezzata, a parità di ingombro. Possono essere con elettrodi di *alluminio* o *tantalio*. Quelli di tantalio possono avere dimensioni molto ridotte. I condensatori elettrolitici hanno di solito forma cilindrica, con elettrodi assiali. Il valore capacitivo (in unità μF , anche se talvolta la μ è scritta "m") e la tensione massima sono riportati in cifre. Gli elettrolitici devono essere usati in modo che il terminale positivo sia sempre a tensione più alta rispetto al terminale negativo. Un condensatore elettrolitico connesso con polarità invertite conduce, e rapidamente si brucia (talvolta esplose). La polarità negativa è quella dell'elettrodo connesso alla carcassa, indicato con un "-" o con una linea nera; la polarità positiva è talvolta indicata con un "+".

Anche alcuni condensatori cilindrici a carta, non polari, individuano l'elettrodo (foglio) esterno con una linea nera. Tale elettrodo va connesso alla tensione minore per minimizzare il rumore (pick-up). Vi sono infine i condensatori in bagno d'olio, modelli tuttavia ormai obsoleti.

Le proprietà caratteristiche dei principali tipi di condensatori sono riassunte in tabella [l'unità di misura è il *Farad* (F) ed il simbolo (p) sta per pico= 10^{-12} , (n) sta per nano= 10^{-9} , (μ) sta per micro= 10^{-6}]

Tipo	Intervallo di valori	V max (V)	coeff. temperatura	resistenza di perdita	Commenti
mica	1pF-10nF	100-600	aggiustabile	buono	economici
ceramica	10pF-1μF	50-3000	mediocre	discreto	economici
mylar	1nF-50μF	50-600	mediocre	buono	economici
polistirene	10pF-1μF	100-300	buono	eccellente	per filtri
policarbonato	100pF-30μF	50-800	molto buono	buono	per integratori
polipropilene	100pF-50μF	50-300	buono	molto buono	
teflon (PTFE)	1nF-2μF	200	buono	ottimo	
tantalio	100nF-1000μF	6-100	mediocre		piccole dimens.
alluminio	100nF-0.001F	3-600	pessimo	pessimo	alta C
olio	0.1 μF-20μF	->10.000		buono	grandi dimens.

C.4. Induttanze

Le induttanze reali sono generalmente piccoli solenoidi avvolti in aria. Esse presentano quindi una resistenza parassita in serie R_p e capacità parassita in parallelo (spesso trascurabile): $Z_L \approx R_p + j\omega L$. Talvolta l'avvolgimento è fatto su nucleo di ferrite per crescere il valore di L senza crescere troppo R_p (ma con conseguente perdita di linearità).

L'induttanza si misura in Henry: i valori disponibili per induttori in aria variano tra centesimi di microhenry (0.01μH) e alcuni millihenry (mH), mentre per induttori su nucleo di ferrite variano tra decine di μH e decine di henry (con $R_p \approx 100\Omega$).

C.5. Diodi

I diodi hanno indicata di solito la polarità mediante una linea dalla parte del terminale N (catodo). Vi sono molti tipi di diodi: i diodi da segnale, per bassa potenza (frazioni di W) e con piccola corrente inversa (dell'ordine del μA, e del nA in alcuni modelli). I diodi rettificatori sopportano correnti dirette anche elevate (da frazioni di A fino a centinaia di A), ma con correnti inverse maggiori (fino a qualche mA). I rettificatori veloci (switching diode) sono caratterizzati da piccoli tempi necessari a svuotare lo strato di giunzione. Si riportano in tabella le caratteristiche di alcuni diodi di uso comune: V_B = tensione massima inversa (o di breakdown), I_o = corrente inversa (o di perdita, leakage), V_F = caduta di tensione ai capi del diodo polarizzato direttamente (forward voltage), I_d = corrente diretta, C = capacità parassita in parallelo.

Sigla	V_B (V)	I_O (μA)	V_F (V)	I_d (mA)	C (pF)	Commenti
FJT1100	30	.001	1.1	.05	1.2	bassissima I_O
1N3595	150	3	0.7	10	8	(veloce) bassa I_O
1N914	75	5	.75	10	4	(vel.) da segnale
1N4148	75	5	.75	10	4	(vel.) da segnale
1N456/9	30/200	0.025	1	40/3		(vel.) bassa I_O
1N6263	60	10	.4	1	1	(vel.) bassa V_f
1N3062	75	50	1	20	.6	(vel.) bassa C
1N4002	100	50	.9	1000	15	rettificatore 1A
1N4007	1000	50	.9	1000	10	rettificatore 1A
1N5625	400	50	1.1	5000	45	rettificatore 5A
1N1183A	50	1000	1.1	40000		rett. 100A picco

I diodi Zener sono diodi che possono essere usati applicando una tensione inversa maggiore di quella di breakdown V_Z : servono come regolatori di tensione. Esistono Zener con V_Z nell'intervallo da 250 mV a 1.5 kV. Per una lista succinta si veda il capitolo 16.

I vari tipi di diodi sono individuati da una sigla: talvolta la sigla (che in questo caso sottintende il prefisso "1N") è indicata con tre o quattro cifre nel codice a colori delle resistenze. In questo caso il catodo è l'elettrodo più vicino alle striscie di colore, e la prima cifra è quella più vicina al catodo.

Nei diodi emettitori di luce (LED) il catodo è individuato dalla parte tagliata o appiattita dell'involucro, o da una linguetta metallica.

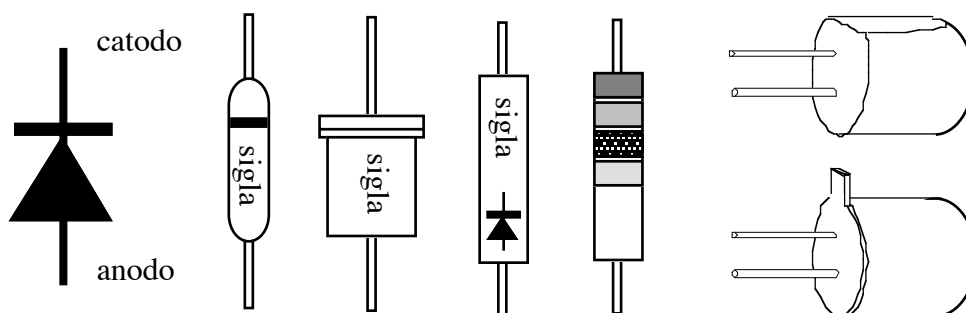


Figura C.5

C.6. Contattiera per circuiti integrati

Per eseguire un prototipo di circuito elettronico con integrati senza ricorrere a saldature è molto utile usare una contattiera (breadboard), schematizzata in figura C.6, sulla quale si possono infilare i componenti (integrati, capacità, resistenze, cavetti di collegamento...).

Così si può correggere agevolmente il circuito spostando o sostituendo i componenti, o modificando i collegamenti senza il rischio di surriscaldare o rovinare i componenti usati e risparmiando un tempo notevole.

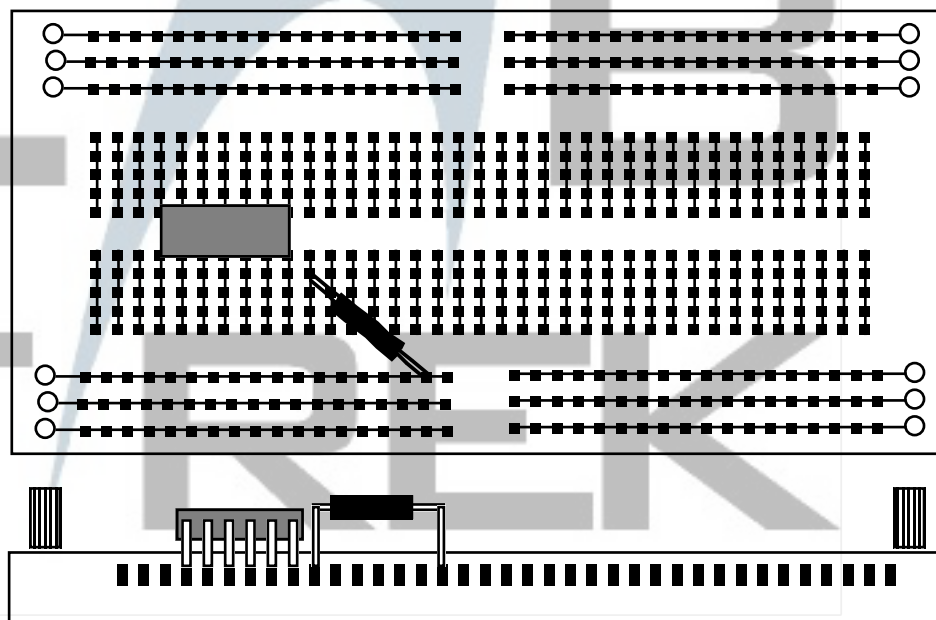


Figura C.6

I fori nelle tre file orizzontali (righe) alle estremità sono elettricamente tra loro collegati, e vengono usati per portare le tensioni di alimentazione. Tutti gli altri fori sono invece collegati in verticale (colonne): i circuiti integrati vengono inseriti in posizione centrale, cosicché ciascun piedino può essere collegato a più componenti inseriti nei fori di una stessa colonna.

I vari componenti attivi e passivi vengono collegati tra loro usando spezzoni di filo di rame ($\phi \approx 0.5$ mm) isolato con guaina di plastica, guaina che va spellata alle estremità per un tratto di circa 1/2 cm, in modo che possa essere inserita saldamente nei fori della contattiera.

Appendice D

Circuiti integrati commerciali: caratteristiche e piedinatura

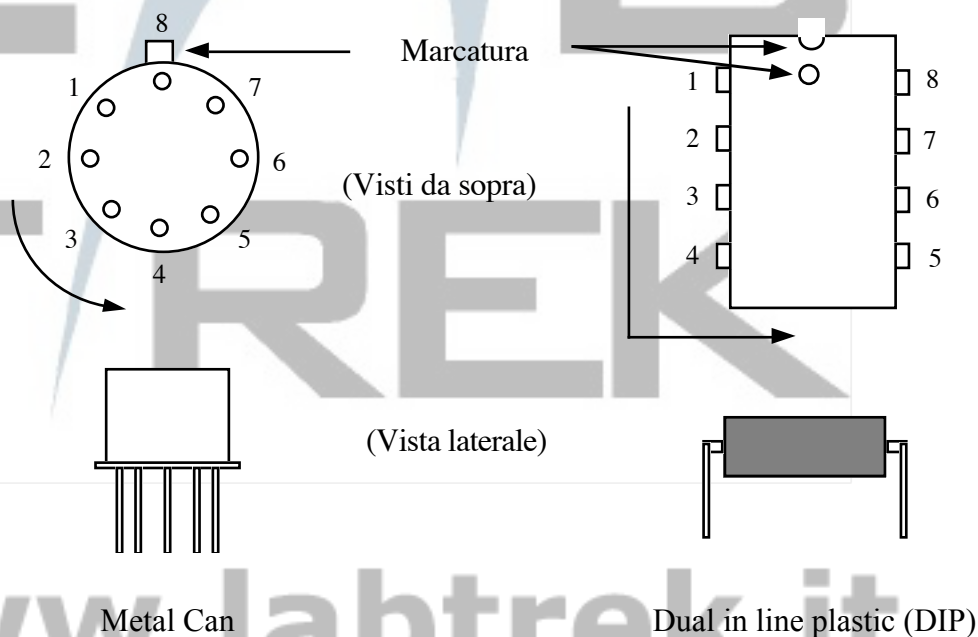
D.1. Elenco dei principali produttori di operazionali

Le lettere iniziali che appaiono nella sigla del dispositivo forniscono subito una indicazione, anche se non sempre univoca, sul costruttore, e quindi facilitano la ricerca delle caratteristiche e delle note applicative sui Data Sheets corrispondenti. Si riporta qui pertanto una lista dei produttori più importanti con le sigle che riguardano i componenti lineari.

Analog Devices Inc.	AD
Burr-Brown	OPA-nessuna
Fairchild Semiconductors	μ A
Harris Semiconductors	HA-(CA)
Intersil Inc.	ICL-ICM
Linear Technology	LT
Maxim	MAX-(BB-ICL)
Motorola Semiconductors	MC-(LF-LM-TL)
National Semiconductors Corp.	LF-LH-LM
Precision Monolithics Inc.	OP
Raytheon Semiconductors	RC-RM
RCA Solid State Division	CA
Signetics Corp.	NE-SE
SGS-Ates	LS
Texas Instruments Inc.	TL-TLC-(μ A)

D.2. Piedinature e caratteristiche di alcuni Amplificatori Operazionali

La numerazione dei piedini è sempre in verso antiorario se si osserva il componente da sopra, ed il piedino numerato 1 è il primo a partire dalla marcatura. La marcatura è una linguetta nei modelli a contenitore metallico, e un cerchietto inciso (o una fenditura) nei modelli a contenitore plastico.



Le caratteristiche dei vari operazionali sono fornite dai costruttori organizzate in manuali (Data Sheet) che spesso sono anche utilissime guide all'uso, corredate di esempi pratici e di dettagliate spiegazioni di vari possibili circuiti.

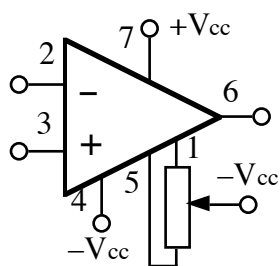
Le pubblicazioni della Texas, della National, della Analog Devices e della Fairchild sono particolarmente ricche di informazioni. Per la parte relativa ai circuiti lineari esistono anche veri e propri manuali dedicati esclusivamente a suggerire soluzioni ottimali per la progettazione⁹³:

Nelle tavole seguenti si riportano solo alcune specifiche degli operazionali più comuni: i dispositivi in commercio sono diverse centinaia e nuovi tipi vengono continuamente prodotti ogni anno.

⁹³ Texas: Linear and Interface Circuit Applications, National: Linear Application Handbook. Interessanti sono anche: Analog Devices, Data Book Vol 1 (per lineari e integrati con funzioni particolari, sensori), Fairchild Linear Data Book, National Linear Data Book (per lineari, comparatori, regolatori di tensione, interruttori analogici).

D.2.1. Operazionali con piedinatura di tipo 741

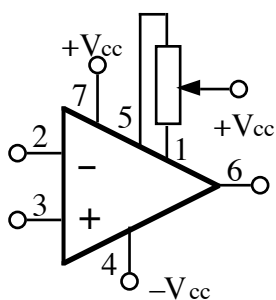
Sigla	stadio ingresso	V _{cc} (V) Min-Max	V _{os} (mV)	I _b (nA)	I _{os} (nA)	ω ₁ (MHz)	CMRR (dB)	A (×10 ³)	I _s (mA)	I _o (mA)
μA741	bipolare	10-36	2	80	20	1.2	90	200	2.8	20
AD741	bipolare	10-44	0.5	30	2	1	110	200	2.8	15
LS148	bipolare	4-22	1	80	20	1	90	150	1.9	25
OP01	bipolare	10-44	1	20	1	2.5	100	100	3	6
OP02	bipolare	10-44	0.3	18	0.5	1.3	100	250	2	6
RC4131	bipolare	7-36	1.5	70	3	4	100	160	2	10
NE530	bipolare	10-36	2	65	15	3	90	200	3	10
NE535	bipolare	10-36	2	65	15	1	90	200	2.8	10
MC1456	bipolare	10-36	5	15	5	1	110	100	3	5
MC1436	bipolare	10-80	5	15	5	1	110	500	5	10
LM143/343	bipolare	10-68	2	8	1	1	90	100	2	20
HA2645	bipolare	20-80	2	15	12	4	100	200	4.5	10
MC1741	bipolare	10-44	6	200	30	1	90	200	3.5	10
TL081	JFET	5-15	5	.03	.005	3	80	200	2.8	10
TL071	JFET	5-15	3	.03	.005	3	76	200	2.5	10
TL061	JFET	5-15	3	.03	.005	1	76	10	0.25	5
TL051	JFET	5-15	0.7	20pA	4 pA	3.6	85	60	2.3	80
TL031	JFET	5-15	0.5	2 pA	1 pA	1	87	7	0.2	40
LF351	FET	10-36	5	.05	.025	4	100	100	3.4	10
AD515	FET	10-36	0.4	.3 pA	.3 pA	0.4	94	40	1.5	10
3528BM	FET	10-40	0.1	.2 pA	.04pA	0.7	86	100	1.5	10
CA3140	Mosfet	4-44	2	10pA	.5 pA	3.7	90	100	6	10
CA3160	Mosfet	5-16	2	5 pA	.5 pA	4	90	320	15	12



I terminali 1 e 5 vengono usati per azzerare l'offset.

D.2.2. Operazionali con piedinatura di tipo 356

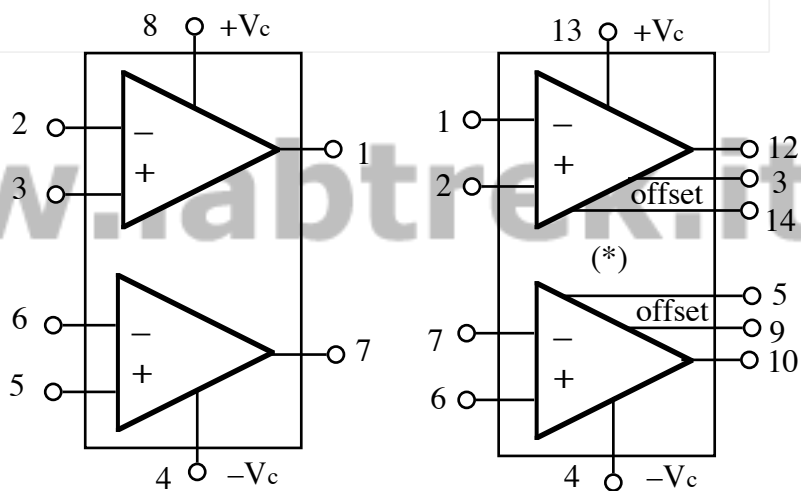
Sigla	stadio ingresso	V_{cc} (V) Min-Max	V_{os} (mV)	I_b (nA)	I_{os} (nA)	ω_1 (MHz)	CMMR (dB)	A ($\times 10^3$)	I_s (mA)	I_o (mA)
LF355	FET	10-36	3	30pA	3pA	2.5	100	100	4	20
LF356	FET	10-36	3	70pA	7pA	4.5	100	100	10	20
LF357	FET	10-36	3	70pA	7pA	20	100	100	10	20
OP15	FET	10-44	0.2	15pA	3pA	6	100	240	4	15
OP16	FET	10-44	0.2	15pA	3pA	8	100	240	7	20
LM110 /210/310	bipolare	5-18	1.5	1.5	10	20	100	0 dB	4	5
LM112 /212/312	bipolare	5-18	1	1	1	0.3	100	20	0.3	5
LM216 /316	bipolare	5-20	0.5	5	50pA	0.1	80	30	0.6	5
AD504	bipolare	10-36	0.5	80	2	0.3	110	1000	3	15
AD510	bipolare	10-36	0.02	10	-	0.3	110	1000	3	10
AD517	bipolare	10-36	0.02	5	3	0.25	100	1000	4	10
μ A725	bipolare	5-20	0.5	42	2	0.08	100	3000	3	5
OP05	bipolare	6-44	0.2	1.2	1.2	0.6	123	500	4	10
OP07	bipolare	6-44	0.01	0.7	0.3	0.6	126	500	4	10
HA2500 /02/05	bipolare	10-20	4	100	20	0.5	90	60	4	10
HA2510 /12/15	bipolare	10-20	4	100	20	0.5	90	15	4	10
HA2520 /22/25	bipolare	10-20	4	100	20	2	90	15	4	10



I terminali 1-5 vengono usati per azzerare l'offset.

D.2.3. Operazionali doppi (Dual)

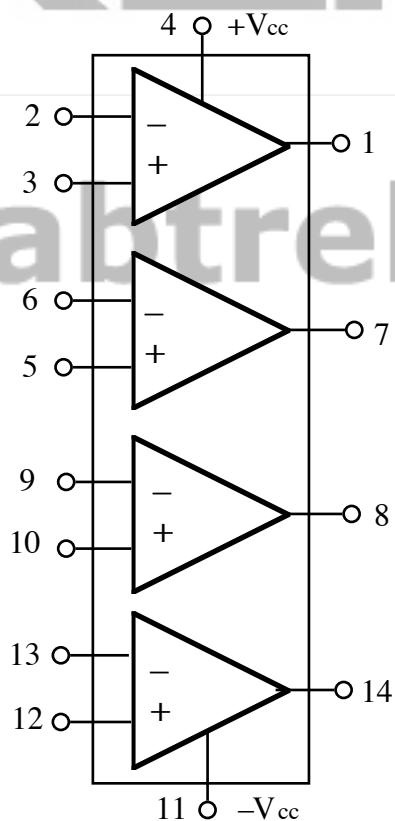
Sigla	stadio ingresso	V_{cc} (V) Min-Max	V_{os} (mV)	I_b (nA)	I_{os} (nA)	ω_1 (MHz)	CMMR (dB)	A ($\times 10^3$)	I_s (mA)	I_o (mA)
MC1458	bipolare	5-18	2	80	20	1.2	90	200	2.8	20
RC4558	bipolare	5-15	1	40	5	3	100	300	7	20
LM158/ /258/358	bipolare	3-18	2	50	10	1	90	200	3	20
μ A798(#)	bipolare	3-18	2	50	10	1	90	200	3	20
OP04 (*)	bipolare	5-22	0.3	18	0.5	1.3	100	250	2	6
OP14	bipolare	5-22	0.3	18	0.5	1.3	100	250	2	6
μ A747 (*)	bipolare	5-18	2	80	20	1.2	90	200	2.8	20
TL082	JFET	5-15	5	.03	.005	3	80	200	2.8	10
TL072	JFET	5-15	3	.03	.005	3	76	200	2.5	10
TL062	JFET	5-15	3	.03	.005	1	76	10	0.25	5
TL052	JFET	5-15	0.7	20 pA	4 pA	3.6	85	60	2.3	80
TL032	JFET	5-15	0.5	2 pA	1 pA	1	87	7	0.2	40
LF353	JFET	5-18	5	.05	.025	4	100	100	3.4	10
μ A772	JFET	5-18	2	.05		3	80	100	3	10



(#) accetta alimentazione singola

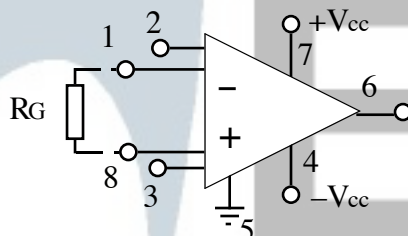
D.2.4. Operazionali quadrupli (Quad)

Sigla	stadio ingresso	V_{cc} (V) Min-Max	V_{os} (mV)	I_b (nA)	I_{os} (nA)	ω_1 (MHz)	CMMR (dB)	A ($\times 10^3$)	I_s (mA)	I_o (mA)
MC4741	bipolare	5-18	2	80	20	1.2	90	200	2.8	20
RC4156	bipolare	3-20	5	60	30	3.5	80	100	7	20
LM148/ 248/348	bipolare	5-18	2	80	20	1.2	90	200	2.8	20
LM124/ 224/324	(#) bipolare	3-30	2	45	5	1	100	50	0.8	30
OP11	bipolare	5-22	0.5	300	25	2	120	600	3	15
TL084	JFET	5-15	5	.03	.005	3	80	200	2.8	10
TL074	JFET	5-15	3	.03	.005	3	76	200	2.5	10
TL064	JFET	5-15	3	.03	.005	1	76	10	0.25	5
TL054	JFET	5-15	0.7	20pA	4 pA	3.6	85	60	2.3	80
TL034	JFET	5-15	0.5	2 pA	1 pA	1	87	7	0.2	40
LF347	JFET	5-18	3	50pA	25pA	3	100		7	
μ A774	JFET	5-18	10	0.2	0.1	3	70	25	3	25



(#) accetta alimentazione singola

D.2.5 Operazionali da strumentazione



INA 114: il guadagno è regolato dalla resistenza esterna R_G : $G=1+50k\Omega/R_G$

D.3. Comparatori

Sigla	collettore aperto	V_{cc} (V)	V_{os} (mV)	I_b (μA)	I_{os} (μA)	τ_s (μs)	Num Comp.	Single Supply
$\mu A111/311$ LM111/211	si	± 15	1	0.1	0.04	0.2	1	si
LF111/211/311	si	± 15	4	50nA	.02nA	0.2	1	si
$\mu A710$ -LM710	no	-7+14	0.6	20	3	0.04	1	no
LM106/206/306	si	± 12	2	20	3	0.04	1	no
LM119/219/319	si	± 15	4	0.5	0.1	0.08	2	si
LM139/239/339 $\mu A139/239/339$	si	± 18	2	0.2	0.05	1.3	4	si
LM193/293/393	si	± 18	1	0.1	0.02	1.3	2	si
$\mu A711$ -LM711	no	-7+14	3	50	10	0.04	2	no
LP165/365	si	± 18	3	0.1	0.05	4	4	si

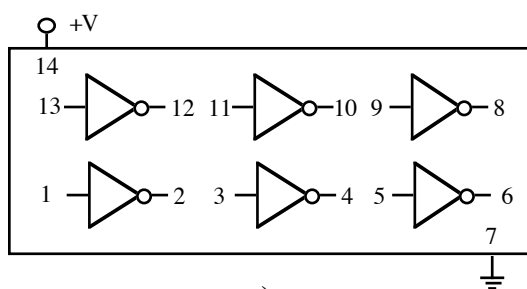
Per la piedinatura dei diversi tipi si rimanda alle specifiche fornite dal costruttore.

I comparatori la cui sigla differisce solo nel primo carattere numerico (1 o 2 o 3) si distinguono solo per qualità e intervallo di temperature entro il quale sono garantite le specifiche (1=military grade, 2=industry grade, 3=commercial grade): i tipi più economici sono ovviamente gli ultimi.

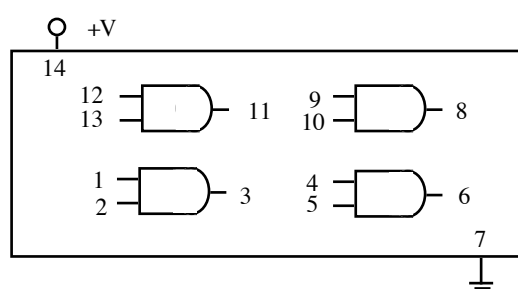
Lo stesso vale anche per molti AO.

D.4. Elenco delle principali porte logiche (TTL e CMOS)

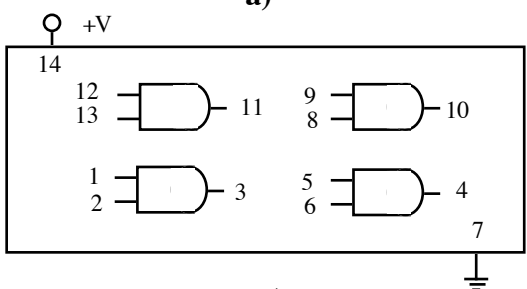
Tipo	numero ingressi	numero dispositivi	TTL		CMOS	
			schema	sigla	schema	sigla
Inverter	1	6	a	7404	a	4069
AND	2	4	b	7408	c	4081
AND	3	3		7411		4073
AND	4	2		7421		4082
NAND	2	4	b	7400	c	4011
NAND	3	3		7410		4023
NAND	4	2		7420		4012
NAND	8	1		7430		4068
OR	2	4	b	7432	c	4071
OR	3	3		–		4075
OR	4	2		–		4072
NOR	2	4	d	7402	c	4001
NOR	3	3		7427		4025
NOR	4	2		7425		4002
XOR	2	4	b	7486	c	4070
XNOR	2	4		74266	c	4077
Schmitt NAND	2	4		–		4093
Schmitt Inverter	1	6		7414		4584



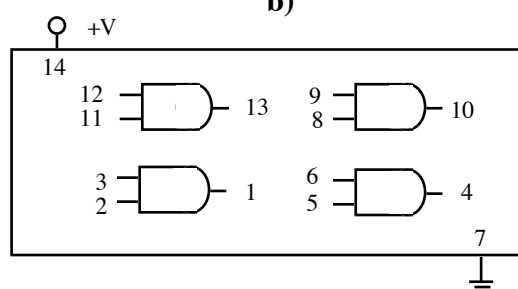
a)



b)



c)



d)

Bibliografia

I testi attualmente disponibili per lo studio dell'elettronica sono assai numerosi, sia in lingua italiana che in inglese. Meno numerosi sono quelli scritti in modo rigoroso e nello stesso tempo facili da leggere: in questa bibliografia si è cercato di raccogliere un sottoinsieme di questi ultimi piuttosto ridotto, ma tuttavia sufficiente a soddisfare tutte le curiosità rimaste al lettore in merito agli argomenti qui trattati. Per ciascuno è riportato il numero di pagine, per dare un'idea delle dimensioni del testo.

- 1) *The Art of Electronics*, P. Horowitz and W. Hill, Cambridge Univ. Press, 1980, 700 pp. È un'opera fondamentale per chi voglia apprendere l'elettronica analogica e digitale. Divertente e chiaro. Presenta utili esempi pratici ed evidenzia possibili errori in cui è facile cadere. È disponibile anche un secondo volume con la risoluzione e discussione degli esercizi proposti nel testo.
- 2) *Microelectronics*, J. Millman and A. Grabel, Mc Graw Hill, 1987, 1000 pp. Un testo classico. Di lettura più difficile del precedente, ma utile per uno studio approfondito. Discute molto in dettaglio i transistor ed i dispositivi digitali; tra gli altri, un capitolo è dedicato agli amplificatori a componenti discreti, uno alla conversione A/D e D/A ed uno ai sistemi di potenza.
- 3) *Operational Amplifiers*, G. B. Clayton, Butterworths, 1979, 400 pp. Uno dei primi libri dedicati essenzialmente allo studio degli operazionali. Rigoroso, completo e tuttavia di facile lettura.
- 4) *Linear Integrated Circuit Applications*, G. B. Clayton, Macmillan, 1975, 270 pp. Una estensione del precedente trattato, con un capitolo sui filtri attivi ed uno sui timers; include la discussione di alcuni integrati adatti al calcolo analogico (moltiplicatori e divisori a transconduttanza).
- 5) *Experiments with Operational Amplifiers*, G. B. Clayton, Macmillan, 1975, 120 pp. Una ottima breve raccolta di esercizi ed esempi pratici sugli operazionali.
- 6) *Amplificatori operazionali e loro applicazioni*, W. G. Young, Tecniche Nuove, 1988, 480 pp. Un ricettario intelligente e ben scritto, con esempi pratici. Ottima guida alla sperimentazione.
- 7) *Operational Amplifiers: Design and applications*, J. G. Graeme, G. E. Tobey and L. P. Huelsman, McGraw Hill, 1971, 470 pp. Le caratteristiche degli operazionali studiate in dettaglio. Contiene anche una buona raccolta di esempi, ed una discussione estesa dei filtri attivi.
- 8) *Introduction to Operational Amplifiers: Theory and Applications*, J. Wait, L. Huelsman and G. Korn, McGraw Hill, 1975, 390 pp. Molto bello il capitolo dedicato alle funzioni non lineari e ai moltiplicatori. Alterna parti molto facili e chiare con parti trattate in modo più specialistico.
- 9) *Applications of Operational Amplifiers*, J. G. Graeme, McGraw Hill, 1973, 230 pp. Ha la stessa impostazione del testo precedente, ma con meno enfasi nella analisi del dispositivo e una raccolta più ricca di esempi applicativi.
- 10) *Elettronica Analogica Integrata*, E. Panella e G. Spalierno, Edizioni Cupido, 1990, 700 pp. È uno dei pochi buoni testi scritti da autori italiani sugli amplificatori operazionali. Alcuni argomenti sono trattati un po' sommariamente, ma resta un ottimo lavoro. (Degli stessi autori è uscito anche un volume di esercizi ed applicazioni).
- 11) *Elettronica Generale- Vol. II*, A. Cupido, Edizioni Cupido, 1988, 600 pp. Un po' più sbrigativo del testo precedente, tratta anche circuiti logici, microprocessori e dispositivi particolari.
- 12) *Elettronica Generale*, G. Lotti, La Sovrana, 1985, 610 pp. Più che un libro di testo questo è un utile manuale di consultazione sugli operazionali: contiene molti Data Sheet scelti con intelligenza e commentati in modo esteso.

- 13) *Lock-in Amplifiers: Principles and Applications*, M. L. Meade, Peregrinus Ltd., 1983, 230 pp. Forse l'unico trattato monografico sui lock-in, che guida il lettore, con linguaggio chiaro, dai principi primi fino ai moderni lock-in industriali ad eterodina.
- 14) *TTL Cookbook*, D. Lancaster, Howard W. Sams, 1981, 330 pp. Come dice il titolo, questo è un ricettario per facilitare la comprensione e la progettazione di circuiti logici della famiglia TTL. Impostazione molto semplice e chiara. Riporta, per molti integrati, lo schema di piedinatura ed una sintetica descrizione delle funzioni.
- 15) *CMOS Cookbook*, D. Lancaster, Howard W. Sams, 1981, 410 pp. È la versione del libro precedente per circuiti integrati di tipo CMOS.
- 16) *Digital Electronics*, W. G. Young, Hayden Book Co., 1980, 200 pp. Ha la stessa impostazione dei due testi precedenti, ma la trattazione, sia di circuiti logici TTL che CMOS, è notevolmente ridotta e semplificata.
- 17) *IC Timer Cookbook*, W. G. Young, Howard W. Sams, 1981, 200 pp. Dedicato essenzialmente agli integrati 555 e derivati, per i quali presenta moltissime applicazioni, tutte discusse in dettaglio.
- 18) *Elementary Semiconductor Physics*, H. C. Wrigth, Van Nostrand, 1979, 77 pp. Un libretto utilissimo come veloce introduzione ai principi fisici di funzionamento dei dispositivi (ad esempio la fisica della giunzione p-n e del contatto metallo-semiconduttore).
- 19) *The Physics of Semiconductor Devices*, D. A. Fraser, Clarendon Press, 1983, 170 pp. È un trattatello sintetico ma abbastanza completo, che può sostituire il precedente per una consultazione un po' più approfondita.
- 20) *Dispositivi a Semiconduttore*, S. M. Sze, Hoepli, 1991, 650 pp. Un trattato poderoso ed esauriente sulla fisica dei semiconduttori e sui dispositivi.
- 21) *Introduction to Semiconductor Physics*, R. Adler, A. Smith, and R. Longini, John Wiley & Sons, 1964, 250 pp. Un manuale introduttivo, molto accurato, adatto a studenti universitari. Include alcuni esperimenti guidati sui semiconduttori.
- 22) *Electronics for the Physicist*, C. G. Delaney, Ellis Horwood Ltd., 1980, 300 pp. Si propone di condurre il lettore alla comprensione dell'elettronica dei rivelatori di particelle, ma è adatto anche ad un pubblico più vasto. È un libro scritto molto bene, in particolare il capitolo sulla trasformata di Laplace e quello sul rumore elettrico.
- 23) *Semiconductor Controlled Rectifiers*, F. Gentry, F. Gutzwiller, N. Holonyak and E. von Zastrow, Prentice Hall, 1965, 380 pp. Un volume dedicato ai principi di funzionamento ed applicazioni dei dispositivi p-n-p-n (SCR, TRIAC), con una introduzione sulle proprietà della giunzione p-n.
- 24) *Transducers in Mechanical and Electronic Design*, H. Trietley, Dekker Inc., 1986, 370 pp. Un trattato generale sui trasduttori commerciali di grandezze fisiche: dedicato essenzialmente ai componenti, con pochi cenni sulla fisica e l'elettronica di acquisizione.
- 25) *Instrument Transducers*, H. K. Neubert, Oxford University Press, 1963, 390 pp. Rispetto al testo precedente questo dedica molto più spazio alla analisi della fisica dei trasduttori. Un po' vecchio, ma ancora insuperato.
- 26) *Elettricità*, A. Shure, Franco Angeli, 1978, 530 pp. Un corso di auto-istruzione programmata: consiste in brevi spiegazioni di singoli argomenti, seguite da una serie di domande alle quali il lettore è invitato a rispondere prima di leggere la soluzione fornita dal libro. Utile soprattutto come test per verificare le proprie cognizioni sui circuiti in corrente continua e alternata.
- 27) *Electronic Circuits and Applications*, S. Senturia and B. Wedlock, J. Wiley, 1975, 600 pp. Un testo un po' vecchio per la parte relativa ai dispositivi, ma esemplare in semplicità e chiarezza per il resto.

- 28) *Feedback and control system analysis and synthesis*, J. J.D'Azzo and C.H. Houpis, Mc Graw Hill, 1986, 824 pp. Un poderoso trattato su metodi di analisi di sistemi reazionati. Contiene in particolare uno studio dei criteri di stabilità e una esauriente trattazione matematica dei sistemi di equazioni integro-differenziali.

L'autore

Giacomo Torzo è stato Dirigente di Ricerca nel Consiglio Nazionale delle Ricerche (CNR) e docente incaricato di Laboratorio di Fisica presso l'Università di Padova per il Corso di Laurea in Fisica e poi di Scienze dei Materiali. Ha svolto la sua attività di ricerca sperimentale in Scienza dei materiali come associato dell'Istituto Nazionale per la Fisica della Materia (INFM). E' vicedirettore della rivista *La fisica nella scuola* (organo dell'AIF).

L'opera

Usare gli amplificatori operazionali è molto più facile che usare i transistor. Partendo da questo assunto, l'autore propone un percorso di apprendimento dell'elettronica fondato sostanzialmente sugli amplificatori operazionali nel quale il lettore viene guidato, attraverso lo studio dettagliato di esempi semplici ma di uso generale, ad impadronirsi di un potente metodo di analisi, che consente una rapida comprensione di circuiti anche molto complessi. Questo libro, accanto all'interpretazione teorica di svariate applicazioni dei circuiti integrati analogici e digitali, offre una guida pratica alla progettazione e alla sperimentazione in laboratorio.