

Circuiti per elaborare segnali

1 Premessa

Lo sviluppo dell'elettronica si è focalizzato da sempre intorno all'elaborazione dei segnali elettrici. Questa elaborazione si è sviluppata in due direzioni e quindi ha portato verso due tipi di soluzioni sostanzialmente diverse. Inizialmente si è sviluppata l'*elaborazione analogica*, successivamente ha preso il sopravvento l'*elaborazione di tipo digitale*. Questo secondo tipo di elaborazione ha compiuto grandi progressi, grazie allo sviluppo e alla diffusione dei circuiti integrati logici ed in modo particolare col diffondersi dei microprocessori.

L'elaborazione di tipo analogico, secondo la tendenza attuale della tecnica, ha un ruolo sempre più marginale a vantaggio dell'elaborazione digitale. Quest'ultima, pur richiedendo circuiti più complessi, è fortemente competitiva grazie alla sempre maggiore riduzione dei costi dei CI digitali e alla enorme flessibilità e diffusione di sistemi di elaborazione quali microprocessori, personal computer, controllori logici programmabili e microcontrollori.

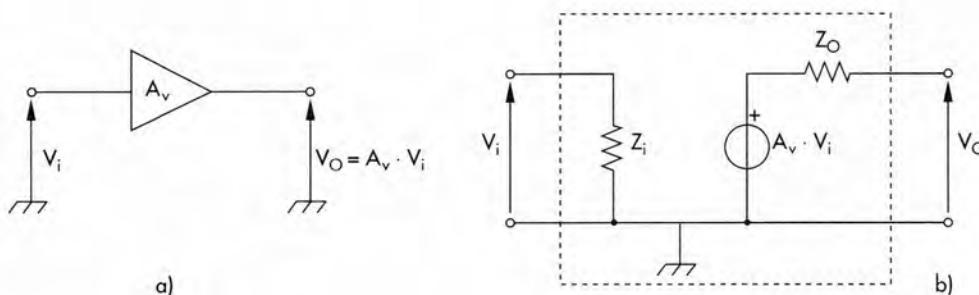
In questa unità sarà fatta una sintetica panoramica dei principali circuiti utilizzati per l'elaborazione analogica dei segnali con lo scopo di predisporre un certo numero di circuiti preconfezionati da utilizzare in fase di progettazione.

2 Amplificatori operazionali

I primi componenti utilizzati in elettronica sono stati i tubi a vuoto, sostituiti, successivamente, dai diodi e dai transistor a semiconduttore. Per un certo numero di anni tutta l'elettronica era costituita da circuiti formati da componenti discreti che, combinati opportunamente, consentivano la realizzazione di svariate funzioni. Una funzione particolarmente frequente è l'amplificazione ed il circuito che la realizza è denominato amplificatore.

L'**amplificatore** può essere rappresentato schematicamente mediante il simbolo di figura 1a ed essere studiato analiticamente utilizzando il circuito equivalente di figura 1b. In essa sono evidenziati i principali parametri elettrici:

FIG. 1 Amplificatore: simbolo (a); circuito equivalente (b).



- Z_i = impedenza di ingresso;
- A_v = guadagno (o amplificazione) di tensione con uscita aperta;
- Z_o = impedenza di uscita.

Il circuito equivalente dell'amplificatore è formato da un *doppio bipolo* (o quadripolo). Il primo bipolo costituisce l'ingresso e a questo è applicato il segnale da amplificare; il secondo bipolo costituisce l'uscita ed ai suoi capi viene prelevato il segnale amplificato.

Il bipolo d'ingresso ed il bipolo di uscita hanno un collegamento a massa che costituisce il riferimento comune.

L'amplificatore differenziale

L'amplificatore differenziale è caratterizzato dal fatto che ha due ingressi invece di uno (figura 2). Essi vengono denominati rispettivamente:

- ingresso invertente (-);
- ingresso non invertente (+).

Questo amplificatore fornisce una uscita che rappresenta la differenza amplificata fra la tensione V^+ applicata all'ingresso non invertente e la tensione V^- applicata all'ingresso invertente; secondo la relazione **1**:

$$V_o = A_D \cdot (V^+ - V^-) \quad \mathbf{1}$$

Detta relazione, valida per gli amplificatori differenziali ideali, si modifica leggermente nel caso di amplificatori differenziali reali. In questi ultimi, l'analisi del comportamento viene effettuata mediante l'uso del circuito di figura 3.

FIG. 2 Amplificatore differenziale.

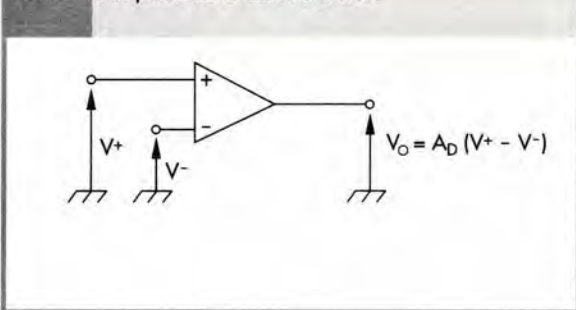
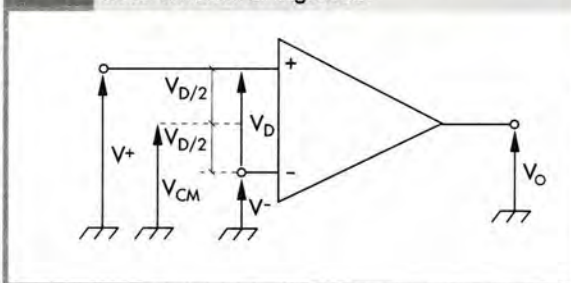


FIG. 3 Amplificatore differenziale: scomposizione delle tensioni di ingresso.



Indicando con A^+ il guadagno della tensione applicata all'ingresso non invertente e con A^- il guadagno di quella applicata all'ingresso invertente è possibile esprimere la tensione di uscita mediante la relazione **2**.

$$V_o = (A^+ \cdot V^+) - (A^- \cdot V^-) \quad \mathbf{2}$$

Essa, però, non consente di esprimere la V_o in funzione della differenza $(V^+ - V^-)$; tuttavia è possibile modificare la **2** cercando un legame fra V_o e $(V^+ - V^-)$.

Con riferimento alla figura 3 indichiamo con :

$V_D = V^+ - V^-$ la tensione differenziale (*Differential Voltage*);

$V_{CM} = \frac{V^+ + V^-}{2}$ la tensione media o tensione di modo comune (*Common Mode Voltage*).

Sostituendo nella **2** $V^+ = V_{CM} + \frac{V_D}{2}$ e $V^- = V_{CM} - \frac{V_D}{2}$ e risolvendo si ottiene la relazione **3**:

$$V_o = \frac{A^+ + A^-}{2} \cdot V_D + (A^+ - A^-) \cdot V_{CM} \quad \mathbf{3}$$

La relazione **3** mostra come la tensione di uscita è costituita dalla tensione differenziale V_D amplificata del fattore $\frac{A^+ + A^-}{2}$ a cui va aggiunto un secondo termine, non desiderato, costituito dalla tensione media amplificata del fattore $(A^+ - A^-)$. Indicando con $A_D = \frac{A^+ + A^-}{2}$ il guadagno della tensione differenziale (*guadagno differenziale*) e con $A_{CM} = (A^+ - A^-)$ il guadagno della tensione di modo comune (*guadagno di modo comune*) possiamo riscrivere la **3** come riportato nella relazione **4**:

$$V_O = A_D \cdot V_D + A_{CM} \cdot V_{CM} \quad \mathbf{4}$$

È opportuno osservare che il comportamento dell'amplificatore differenziale è tanto migliore quanto più piccolo è A_{CM} e quanto più grande è A_D . Se $A_{CM} = 0$ si ottiene che $A^+ = A^- = A_D$.

CMRR

Il **rapporto di reiezione del modo comune** (*Common Mode Reiection Ratio*) è un parametro che rappresenta il rapporto fra il guadagno differenziale ed il guadagno di modo comune:

$$CMRR = \frac{A_D}{A_{CM}} \quad \mathbf{5}$$

$$CMRR \text{ (dB)} = 20 \cdot \log \frac{A_D}{A_{CM}} \quad \mathbf{6}$$

Il CMRR può essere espresso in valore numerico oppure in decibel [dB]. Più alto è il valore del CMRR migliore è il comportamento dell'amplificatore differenziale.

Amplificazione
operazionale
ideale

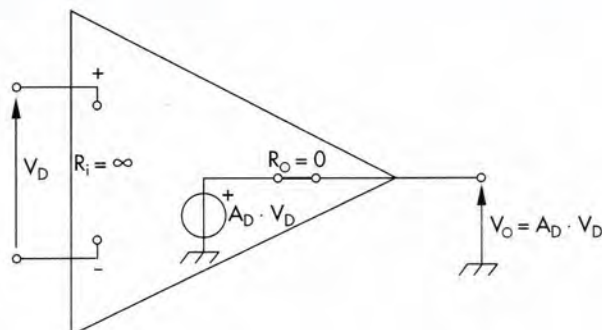
L'amplificatore operazionale (*Operational Amplifier*, OA) è un particolare amplificatore differenziale che ha i parametri caratteristici particolarmente favorevoli.

Nel caso ideale essi assumono i seguenti valori:

- $A_D = \infty$: guadagno differenziale infinitamente grande;
- $CMRR = \infty$: questo valore del $CMRR$ equivale ad un guadagno di modo comune $A_{CM} = 0$;
- $Z_i = \infty$: l'impedenza di ingresso infinita consente di non caricare i generatori di segnale applicati in ingresso;
- $Z_O = 0$: l'impedenza di uscita nulla consente di avere in uscita un generatore ideale di tensione;
- $BW = \infty$: la larghezza di banda (*Band Width*) infinita indica che il guadagno differenziale è costante per tutte le frequenze, dalla continua a frequenza infinita.

La figura 4 mostra il circuito equivalente di un amplificatore operazionale ideale.

FIG. 4 Circuito equivalente di un OA ideale.



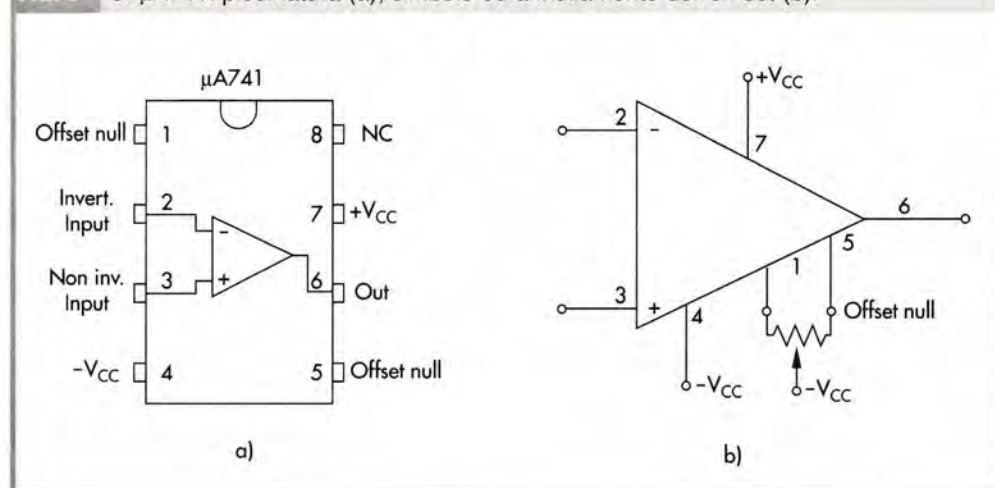
Si noti come la tensione di uscita V_O è riferita a massa, mentre la tensione differenziale V_D non ha riferimento a massa.

Il comportamento di un OA reale si discosta da quello ideale in quanto i suoi parametri hanno valori meno favorevoli. Esso è un circuito integrato (*Integrated Circuit*), CI il cui contenitore è frequentemente di tipo DIL (*Dual In Line*). In figura 5a è riportato il contenitore dell'CI $\mu A741$ che è un OA di tipo general purpose, mentre in figura 5b è riportato il simbolo elettrico.

Questo OA necessita di due alimentazioni che, con riferimento a massa, sono: una positiva ($+V_{CC}$) sul pin 7 e l'altra negativa ($-V_{CC}$) sul pin 4.

I pin 1 e 5 vanno utilizzati per l'annullamento dell'offset.

FIG. 5 CI $\mu A741$: piedinatura (a); simbolo ed annullamento dell'off-set (b).



Analizzando il data sheet di un OA si possono ricavare i valori dei parametri che caratterizzano le prestazioni funzionali dell'OA stesso.

Di seguito vengono commentati i più importanti parametri ricavati dal data sheet di un $\mu A741$.

■ ■ Absolute Maximum Rating

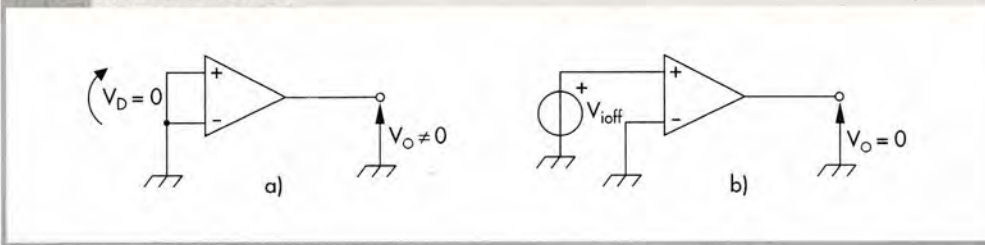
- *Supply Voltage* = 22 V: i valori massimi della tensione di alimentazione sono 22 V per l'alimentazione positiva e -22 V per l'alimentazione negativa.
- *Power Dissipation* = 500 mW: il componente può dissipare fino a 500 mW alla temperatura ambiente di 25 °C.
- *Differential Input Voltage* = ± 30 V: indica la massima tensione applicabile fra l'ingresso non invertente e l'ingresso invertente.
- *Input Voltage* = ± 15 V: indica la massima tensione applicabile ad ogni singolo ingresso rispetto a massa. Si noti che, se l'alimentazione è inferiore a ± 15 V, la tensione di ingresso deve essere inferiore a quella di alimentazione. *Una frequente causa di guasto per gli OA è costituita dall'applicazione di un segnale di ingresso in assenza di alimentazione.*
- *Operating Temperature Range* = da -55 °C a 125 °C: il campo di valori della temperatura ambiente a cui il componente può lavorare è compreso fra -55 °C e +125 °C.

■ ■ Electrical Characteristics

- *Input Offset Voltage* = 6 mV: per capire il significato di questo parametro consideriamo l'OA nella situazione rappresentata in figura 6a, in cui tutte le tensioni di ingresso sono nulle. Se il comportamento dell'OA fosse perfetto la tensione di uscita sarebbe rigorosamente nulla. Nel comportamento reale, invece, la tensione di uscita può essere diversa da zero: $V_O \neq 0$. Il suo annullamento può essere ottenuto applican-

do in ingresso una piccola tensione V_{ioff} (figura 6b) che viene denominata *tensione di offset in ingresso*. Da quanto detto si deduce che l'*Input Offset Voltage* è la tensione da applicare in ingresso per annullare il fuori zero della tensione di uscita.

FIG. 6 Tensione di offset.



– *Input Bias Current* = 1,5 μA : se consideriamo gli ingressi invertente e non invertente dell'OA come indicato nella figura 7, essi assorbono, rispettivamente, le correnti I^- ed I^+ , che sono diverse da zero a causa del valore non infinito della impedenza di ingresso.

La *corrente di polarizzazione* o *Input Bias Current* rappresenta il valore medio delle due correnti predette:

$$I_B = \frac{|I^+| + |I^-|}{2}$$

7

– *Input Offset Current* = 20 nA: questo parametro rappresenta la differenza fra le due correnti di polarizzazione in ingresso. La presenza delle due correnti di polarizzazione I^+ ed I^- altera il comportamento del circuito avente come componente attivo un OA reale. Per ridurre l'effetto di tali correnti si ricorre all'accorgimento di inserire sull'ingresso non invertente una resistenza pari al parallelo delle resistenze che fanno capo all'ingresso invertente come indicato in figura 8.

FIG. 7 Correnti di polarizzazione.

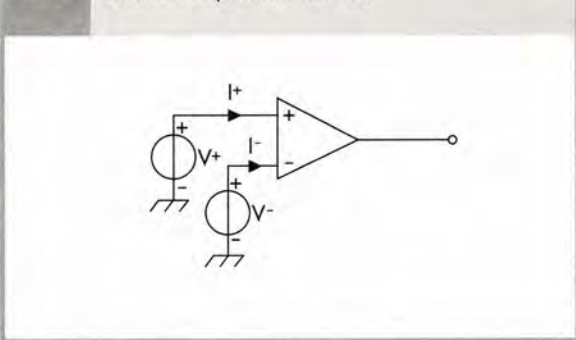
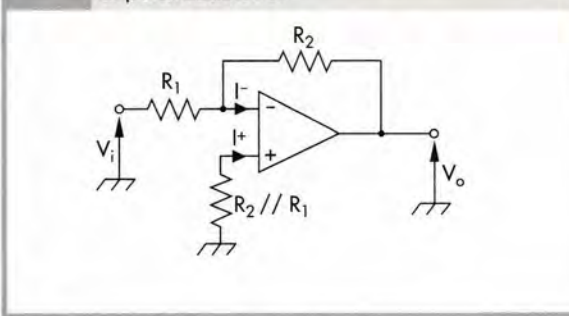


FIG. 8 Riduzione dell'effetto delle correnti di polarizzazione.



Tale resistenza non dà alcun contributo nell'analisi teorica del circuito, fatta considerando ideale l'OA, in quanto risulta attraversata da una corrente $I^+ = 0$; risulta invece importante nel comportamento reale perché riduce l'effetto della corrente I^- .

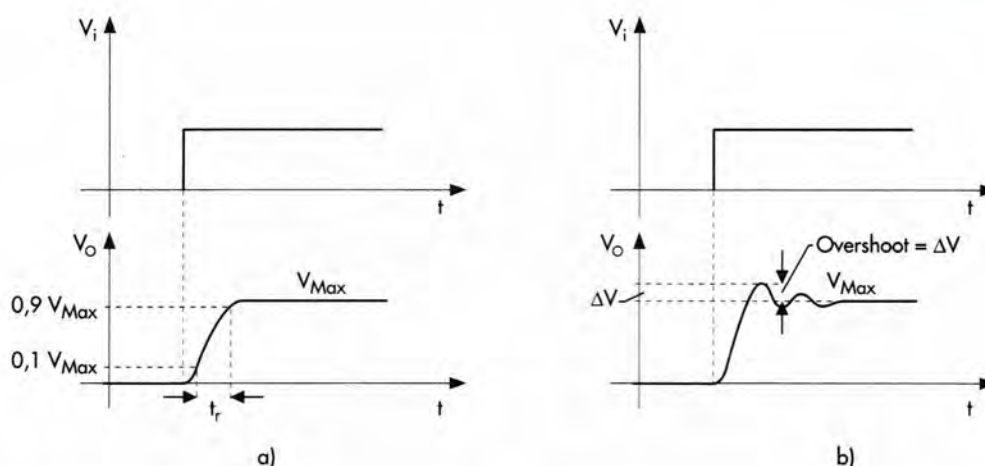
– *Average Input Offset Current Drift* = 0,5 nA/°C: questo parametro indica come varia la corrente di offset in ingresso al variare della temperatura.

– *Input Resistance* = 2 M Ω : indica il valore della resistenza di ingresso che, pur essendo elevata, non è infinita.

– *Large Signal Voltage Gain* = 200 V/mV: indica il rapporto fra la tensione ottenuta in uscita e la tensione differenziale applicata in ingresso per ottenerla. Spesso il guadagno è espresso in dB. In questo caso sarebbe $A_D [\text{dB}] = 10 \cdot \log \frac{200}{0,001} = 106 \text{ dB}$.

- *Output Voltage Swing* = ± 15 V (con $V_{cc} = \pm 20$ V e $R_L \geq 2$ k Ω): indica la tensione di saturazione che si ottiene in uscita per determinate condizioni di alimentazione e di carico. Il valore dipende dall'alimentazione e dalla resistenza di carico. Questa tensione diminuisce col diminuire della resistenza di carico perché la resistenza di uscita dell'OA non è infinita.
- *Output Short Circuit* = 25 mA: indica la corrente che circola in uscita quando questa è collegata in corto circuito verso massa.
- *Common Mode Reiection Ratio* = 70 dB: indica il rapporto fra il guadagno differenziale ed il guadagno di modo comune.
- *Transient Respons*:
 - *Rise time* = 0,8 μ s: indica il tempo che impiega l'uscita a fare un salto dal 10% al 90% della variazione totale in caso di risposta al gradino (figura 9a).
 - *Overshoot* = 5%: indica la percentuale di sovraelongazione nella risposta al gradino (figura 9b).
- *Bandwidth* = 1,5 MHz: indica la larghezza di banda e quindi che il guadagno A_D si riduce di 3 dB a 1,5 MHz.
- *Slew Rate* = 0,5 V/ μ s (con guadagno unitario): indica la massima velocità con cui può variare la tensione di uscita. Il dato si riferisce al caso di un amplificatore invertente con guadagno unitario.

FIG. 9 Risposta al gradino: con overshoot (b); senza overshoot (a).



Scelta dell'OA

La scelta dell'OA più adatto alla specifica applicazione è essenzialmente legata al valore di alcuni suoi parametri come: impedenza di ingresso, Slew Rate, guadagno di tensione differenziale, banda passante.

Una prima suddivisione degli OA viene effettuata in funzione della tecnologia costruttiva. In tal caso possiamo avere:

- OA *bipolari* (in tecnologia bipolare);
- OA *con ingressi a JFET* (in tecnologia bipolare con stadio di ingresso a transistor JFET);
- OA *in tecnologia CMOS*;
- OA *BiMOS*;
- OA *LinCMOS*.

Gli OA **bipolari** sono realizzati in tecnologia bipolare; per questo hanno tutti i van-

taggi (alta velocità) e gli svantaggi (assorbimento di corrente) di questo tipo di tecnologia.

Gli OA **con ingressi a JFET** hanno lo stadio d'ingresso realizzato con transistor JFET; ciò consente di avere una maggiore impedenza d'ingresso e quindi valori molto più bassi delle correnti di polarizzazione (Bias).

Gli OA **BiFET** sono realizzati in tecnologia bipolare ed ingressi a JFET, ma sono caratterizzati da altissime prestazioni.

Gli OA **in tecnologia CMOS** sono realizzati sfruttando i processi della tecnologia CMOS e quindi hanno tutti i vantaggi (bassi assorbimenti) e gli svantaggi (capacità parassite) di questa tecnologia.

Gli OA **LinCMOS** sono realizzati in tecnologia *Silicon Gate*.

Nella tabella 1 vengono elencati i principali parametri di alcuni tipi di amplificatori operazionali.

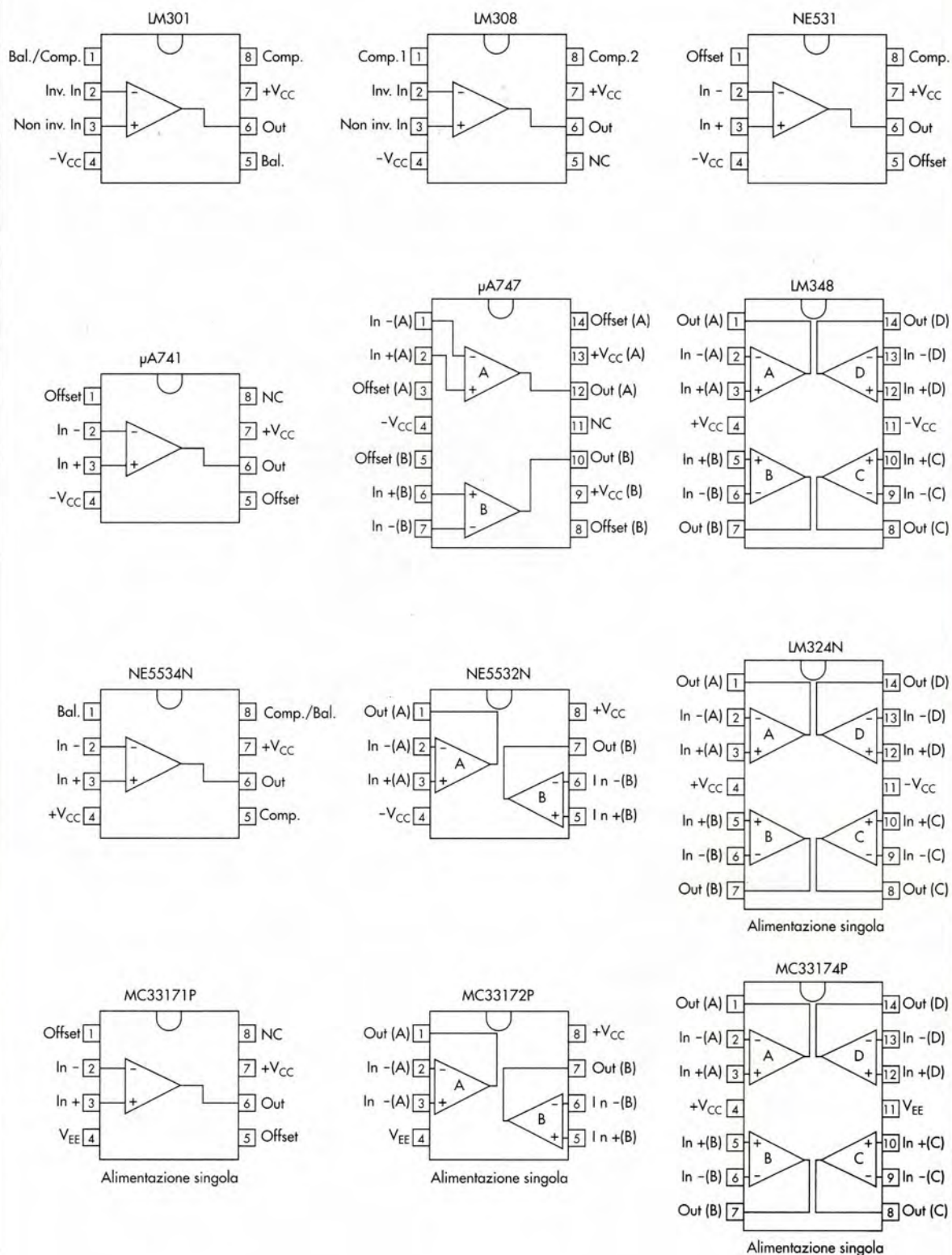


TAB. 1

Sigla	Supply Volt. [V]	Input Volt. [V]	Guad. [dB]	Bias Current [nA]	Slew Rate [V/μs]	Description
Bipolari						
LM 301	$\pm 15 \div \pm 18$	± 30	88	70	0,4	High performance
LM 308	$\pm 15 \div \pm 18$	± 30	102	1,5	—	Series of precision
μA 741	$\pm 5 \div \pm 18$	± 30	106	80	0,5	General purpose
μA 747	$\pm 7 \div \pm 18$	± 30	106	80	0,5	Dual μA 741
LM 348	$\pm 10 \div \pm 18$	± 24	96	30	0,6	Quad μA 741
LM 725	$\pm 4 \div \pm 22$	± 5	130	42	0,25	High performance
NE 5534	$\pm 3 \div \pm 20$	± 05	100	200	9	Power, Low noise
NE 5532	$\pm 3 \div \pm 20$	± 05	100	200	9	Dual 5534
LM 2900	32	—	60	80	80	Quad Norton
MC 33171	3÷44	44	114	20	2,1	Single Supply
MC 33172	3÷44	44	114	20	2,1	Single Supply
MC 33174	3÷44	44	114	20	2,1	Single Supply
LP 324	3÷32	32	100	2	0,014	Single Supply Power
Ingressi a JFET						
AD 711	$\pm 4,5 \div \pm 8$	—	100	25 pA	20	Precision
AD 712	$\pm 4,5 \div \pm 8$	—	100	25 pA	20	Dual AD 711
LF351	$\pm 5 \div \pm 18$	30	110	50 pA	13	High Speed
LF353	$\pm 5 \div \pm 18$	30	110	50 pA	13	Dual LF351
LF 347	$\pm 5 \div \pm 18$	30	110	50 pA	13	Quad LF351
BiFET						
TL 061	$\pm 3,5 \div \pm 18$	± 30	76	30 pA	3,5	BiFET, Low Power
TL 062	$\pm 3,5 \div \pm 18$	± 30	76	30 pA	3,5	Dual TL 061
TL 064	$\pm 3,5 \div \pm 18$	± 30	76	30 pA	3,5	Quadruple TL 061
TL 071	$\pm 3 \div \pm 18$	± 30	106	30 pA	13	Low noise
TL 072	$\pm 3 \div \pm 18$	± 30	106	30 pA	13	Dual TL 071
TL 074	$\pm 3 \div \pm 18$	± 30	106	30 pA	13	Dual TL071
TL 081	$\pm 3 \div \pm 18$	± 30	106	30 pA	13	Integrator, Filter
TL 082	$\pm 3 \div \pm 18$	± 30	106	30 pA	13	Dual TL081
TL 084	$\pm 3 \div \pm 18$	± 30	106	30 pA	13	Quad TL081
AD 645JN	± 18	—	130	0,003 pA	2	Precision, Low Noise
CMOS						
ICL7611	18	—	98	1 pA	1,6	Low Power
ICL7641	18	—	98	1 pA	1,6	Quad ICL7611
LMC6482IN	16	—	—	10 pA	—	Low Power
LMC6484IN	16	—	—	10 pA	—	Quad LMC64841IN

Nella figura 10 sono riportati alcuni contenitori per amplificatori operazionali.

FIG. 10 Contenitori per amplificatori operazionali.



3 Circuiti per l'elaborazione analogica lineare

I principali circuiti per l'elaborazione analogica lineare dei segnali sono:

- *amplificatore*;
- *sommatore*;
- *differenziale*;
- *integratore*;
- *derivatore*.

A questi si aggiungono altri circuiti di carattere più specifico e di uso meno frequente.

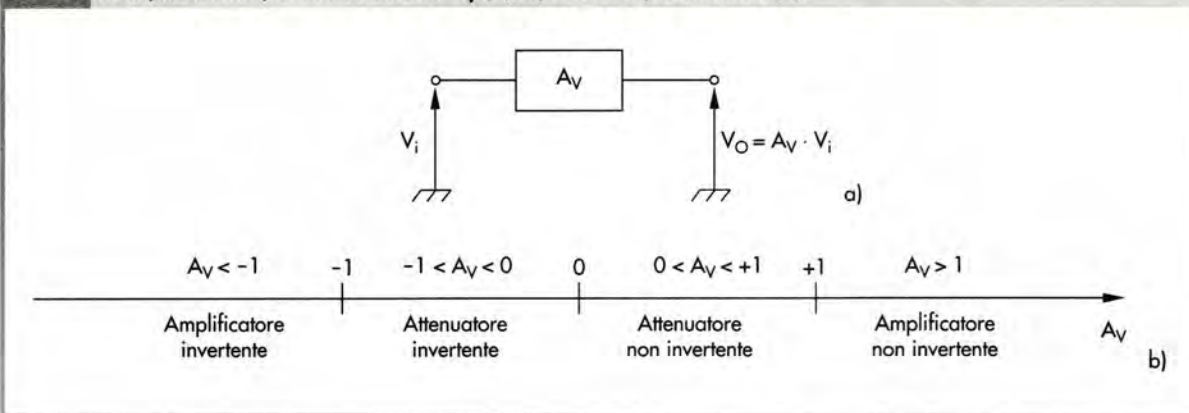
In questo paragrafo verranno proposte alcune soluzioni circuitali tipiche da utilizzare come prontuario in fase di progettazione; per la loro analisi teorica si rimanda al corso di Elettronica. Le soluzioni proposte utilizzano amplificatori operazionali in quanto consentono di ottenere ottimi risultati con circuiti di facile risoluzione.

Amplificatore

La funzione dell'**amplificatore** fa parte di una casistica più generale in cui si vuole ottenere la moltiplicazione di un segnale (tensione) per una costante numerica di qualunque valore *sia positivo sia negativo*.

La figura 11a riporta lo schema semplificato della moltiplicazione per una costante A_V , mentre la figura 11b riporta la denominazione delle operazioni in base valore della costante A_V .

FIG. 11 Moltiplicazione per una costante A_V (a); tipo di comportamento (b).



Per ottenere la moltiplicazione per diversi valori di A_V si può ricorrere alle soluzioni circuitali seguenti:

- *amplificatore e attenuatore invertente* ($A_V < 0$): figura 12;
- *amplificatore non invertente* ($A_V > 1$): figura 13;
- *inseguitore di tensione* ($A_V = 1$): figura 14;
- *attenuatore non invertente* ($0 < A_V < 1$): figura 15.

FIG. 12 Amplificatore/attenuatore invertente.

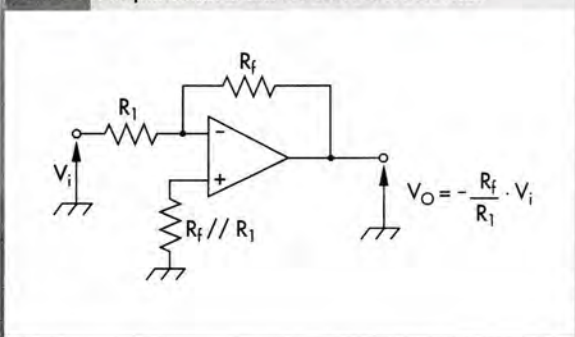


FIG. 13 Amplificatore non invertente.

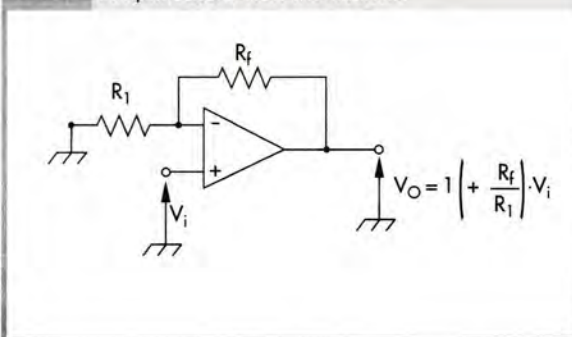


FIG. 14 Inseguitore di tensione.

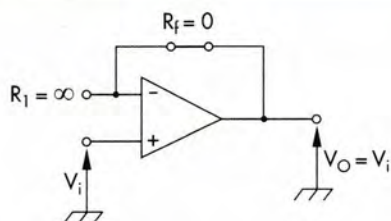
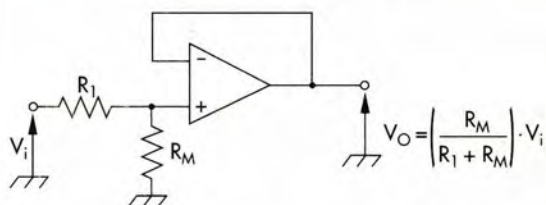


FIG. 15 Attenuatore non invertente.



Il circuito inseguitore (figura 14) riporta in uscita una tensione esattamente uguale a quella di ingresso e trova applicazione quando si vuole disaccoppiare il generatore di segnale dal carico.

Circuito sommatore

Il **circuito sommatore** fa parte di una categoria di circuiti preposti a realizzare la combinazione lineare di due o più segnali, di cui la figura 16 riporta la schematizzazione a blocchi.

Il sommatore può essere o di tipo *invertente* (figura 17) o di tipo *non invertente* (figura 18); una loro combinazione consente di avere la *combinazione lineare* fra diversi segnali (figura 19).

FIG. 16 Somma algebrica e combinazione lineare.

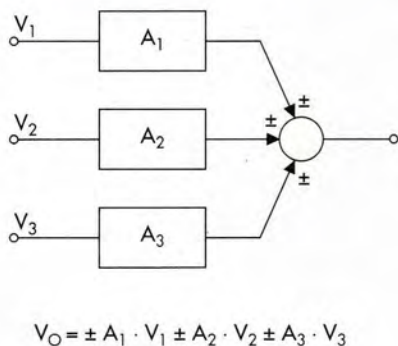
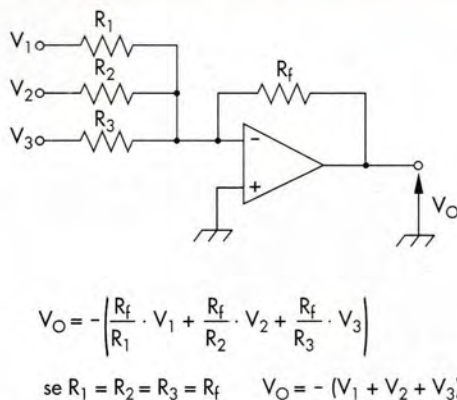


FIG. 17 Sommatore invertente.



229

FIG. 18 Sommatore non invertente.

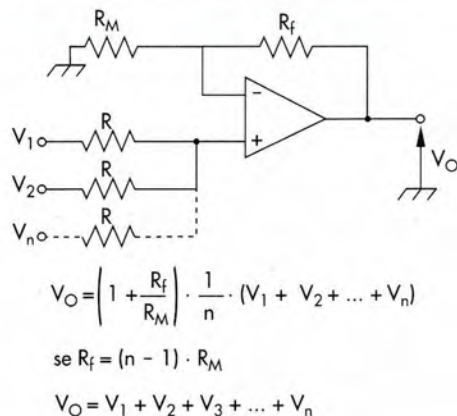
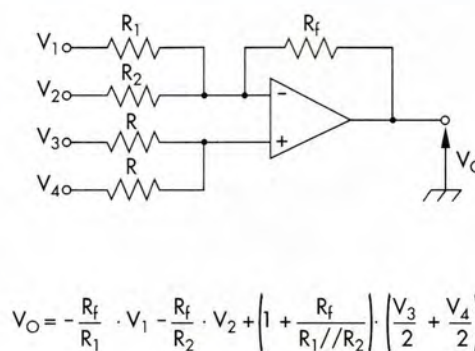


FIG. 19 Combinazione lineare.

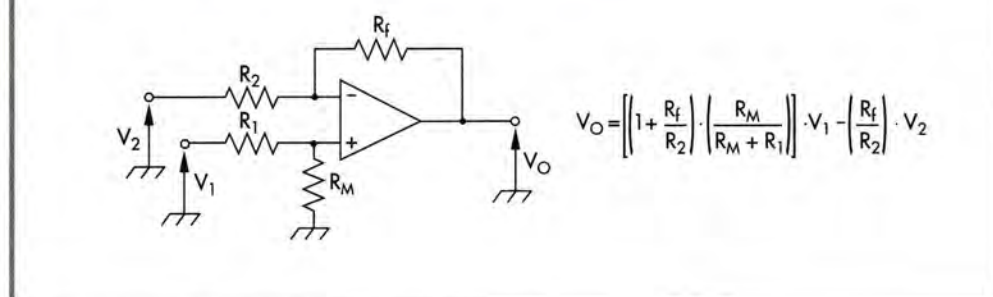


Circuito differenziale

Il **differenziale** può essere realizzato mediante una configurazione mista in cui un segnale è applicato secondo la configurazione invertente e l'altro secondo la configurazione non invertente.

La figura 20 riporta una possibile soluzione circuitale.

FIG. 20 Differenziale.



Circuito integratore

Il **circuito integratore** è un circuito in cui viene effettuata una elaborazione in funzione del tempo. In particolare, questo circuito produce, entro un intervallo di tempo Δt , una variazione ΔV_O della tensione di uscita che è proporzionale al prodotto della tensione di ingresso per l'intervallo Δt trascorso.

Il comportamento può essere descritto mediante la relazione **8** o mediante la relazione **9**:

$$\Delta V_O = K \cdot V_i \cdot \Delta t \quad \mathbf{8}$$

$$V_{ofin} - V_{oin} = K \cdot V_i \cdot t \quad \mathbf{9}$$

L'integratore può essere di tipo *invertente* o di tipo *non invertente*. Il più frequente è quello invertente, che può assumere due configurazioni leggermente diverse denominate: *integratore ideale* (figura 21) ed *integratore reale* (figura 22).

L'**integratore ideale** può essere utilizzato con segnali d'ingresso aventi un *valore medio rigorosamente nullo*, cioè deve esserci l'uguaglianza fra l'area positiva e l'area negativa ($A_1 = A_2$). In caso contrario, il pur piccolo valore medio porta l'uscita alla saturazione dopo un certo numero di periodi.

L'**integratore reale** risolve questo problema perché la componente continua (valore medio) del segnale non viene integrata ma soltanto amplificata. La risposta al gradino non è una rampa come per l'integratore ideale ma una curva esponenziale e la risposta in frequenza è simile a quella dell'integratore ideale solo per $\omega > \omega_T$.

Le soluzioni circuitali proposte sono:

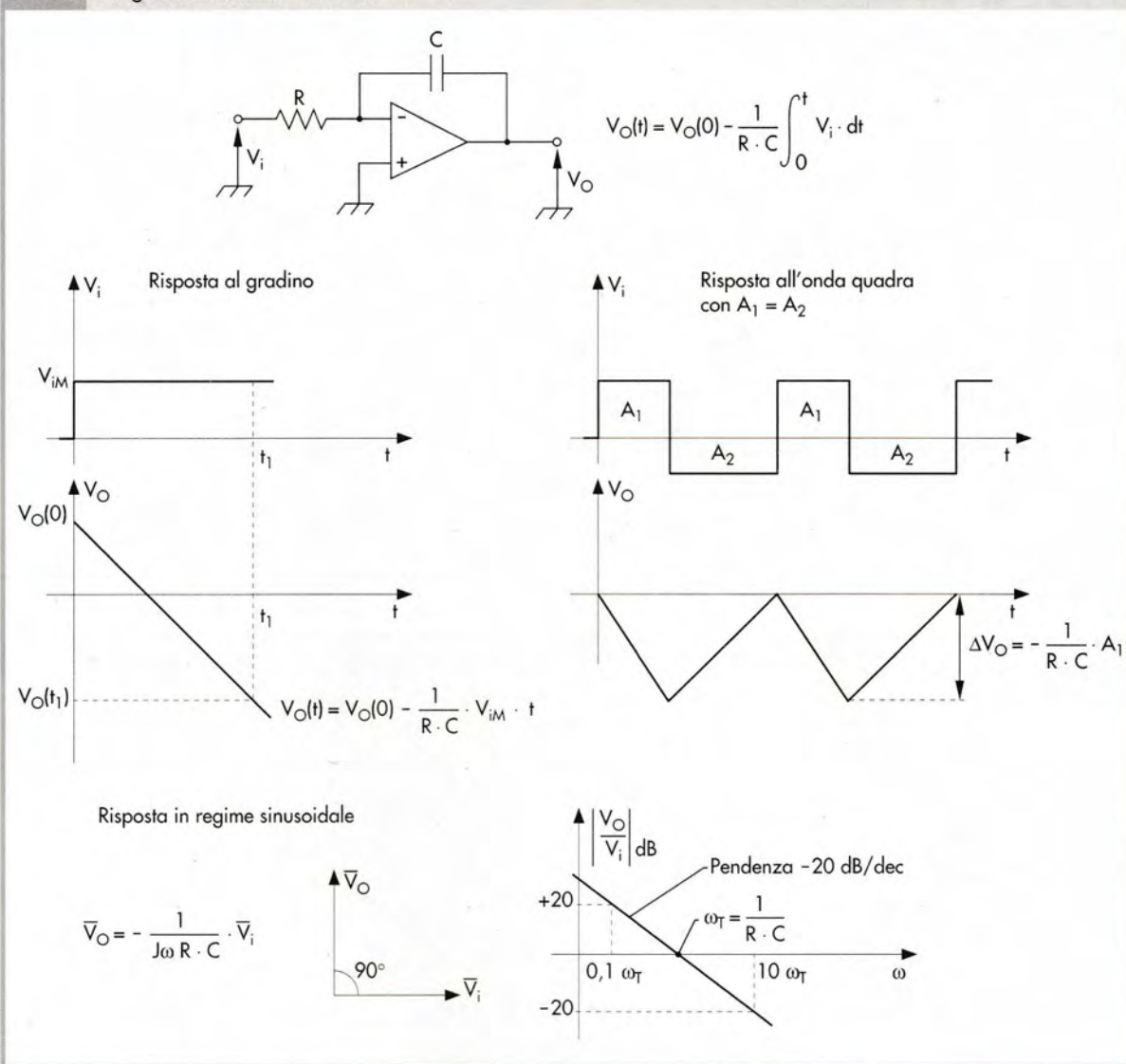
- *integratore invertente ideale*: figura 21;
- *integratore invertente reale*: figura 22;
- *integratore non invertente ideale*: figura 23.

Circuito derivatore

Il **circuito derivatore** è un circuito che fornisce, istante per istante e con riferimento ad un intervallo di tempo Δt , una tensione di uscita proporzionale al rapporto fra la variazione della tensione di ingresso ΔV_i e l'intervallo di tempo Δt in cui tale variazione di tensione è avvenuta.

Vengono proposte due soluzioni circuitali denominate: derivatore invertente ideale (figura 24) e derivatore invertente reale (figura 25). Il derivatore ideale ha l'inconveniente di produrre delle oscillazioni in presenza di brusche variazioni della tensione d'ingresso.

FIG. 21 Integratore invertente ideale.



231

FIG. 22 Integratore invertente reale.

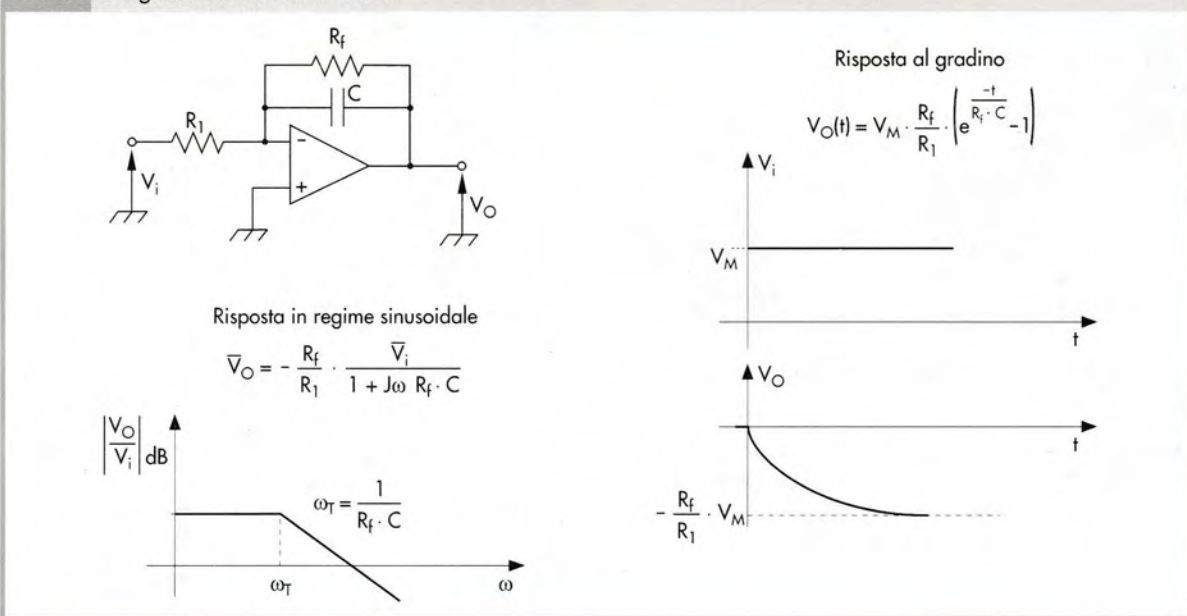
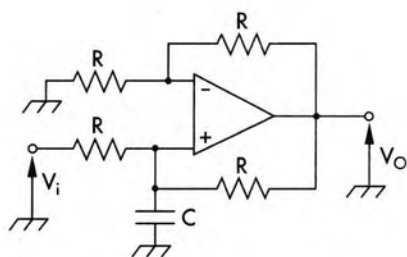


FIG. 23 Integratore non invertente ideale.



Risposta in regime sinusoidale

$$\bar{V}_O = \frac{2}{j\omega R \cdot C} \cdot \bar{V}_i$$

Risposta al gradino

$$V_O(t) = V_O(0) + \frac{2}{R \cdot C} \int_0^t V_i \cdot dt$$

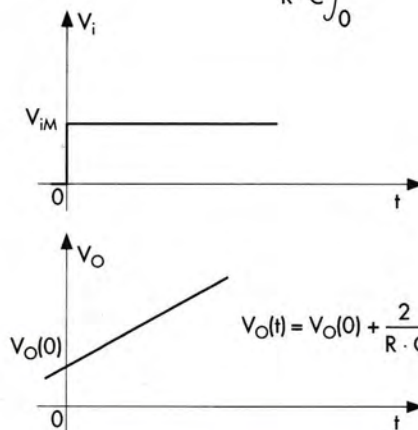
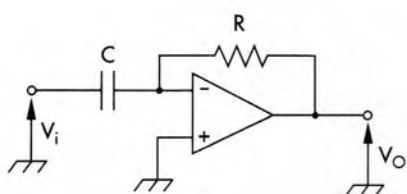
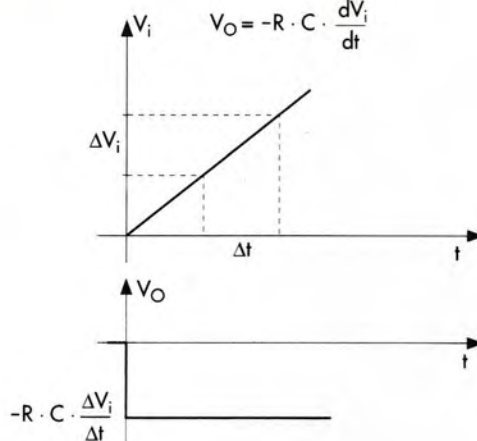


FIG. 24 Derivatore invertente ideale.



Risposta alla rampa

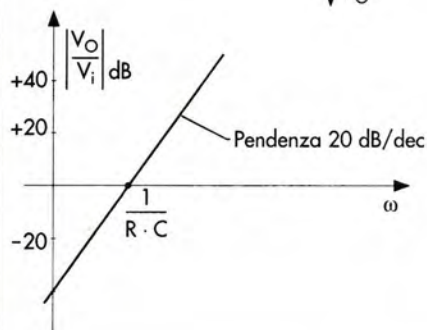
$$V_O = -R \cdot C \cdot \frac{dV_i}{dt}$$



Risposta in regime sinusoidale

$$\bar{V}_O = -j\omega R \cdot C \cdot \bar{V}_i$$

-90°



Risposta all'onda triangolare

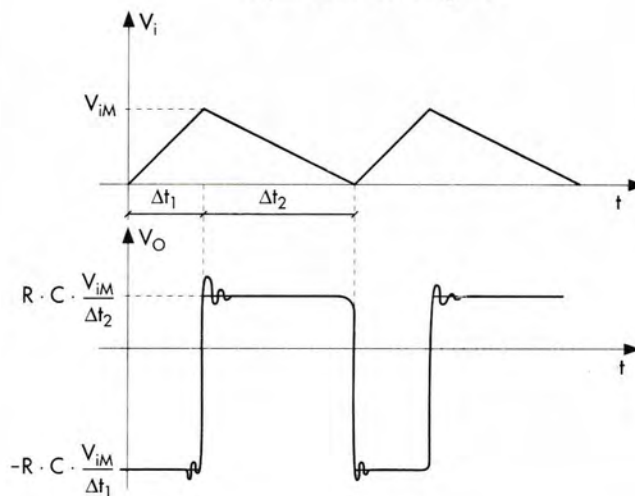
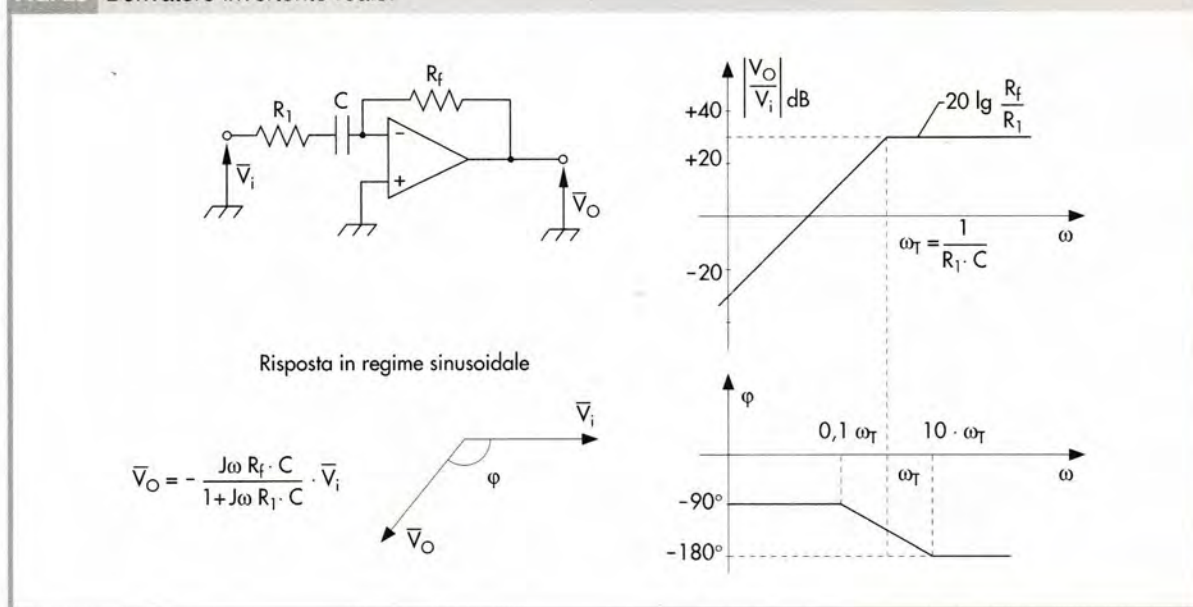


FIG. 25 Derivatore invertente reale.



Circuito sfasatore

A conclusione di questo paragrafo proponiamo alcuni circuiti di uso meno frequente. Il **circuito sfasatore** ha lo scopo di introdurre uno sfasamento su un segnale sinusoidale applicato in ingresso senza introdurre alterazioni alla sua ampiezza. Vengono proposte due soluzioni denominate rispettivamente *ritardatore di fase* (figura 26) e *anticipatore di fase* (figura 27).

FIG. 26 Ritardatore di fase.

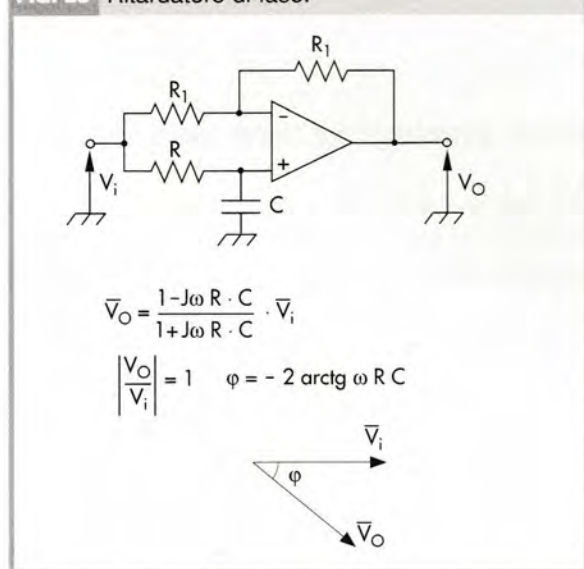
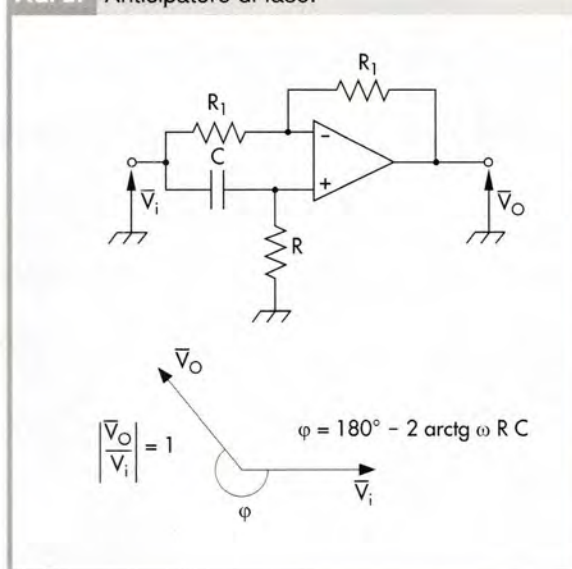


FIG. 27 Anticipatore di fase.



Convertitori V-I

I **convertitori tensione-corrente (V-I)** sono circuiti che hanno la funzione di convertire una tensione considerata come ingresso in una corrente considerata come uscita. Il legame fra la corrente e la tensione non deve dipendere dal carico in cui circola la corrente ottenuta dalla conversione. Vengono proposte due soluzioni, di cui la prima è valida quando il carico è isolato dalla massa (figura 28a) e la seconda per quei casi in cui il carico è collegato a massa (figura 28b).

Convertitori I-V

I **convertitori corrente-tensione (I-V)** hanno lo scopo di convertire una corrente, considerata come ingresso, in una tensione considerata come uscita. La figura 29 ne riporta una soluzione.

FIG. 28 Convertitore V-I: con carico isolato da massa (a); con carico a massa (b).

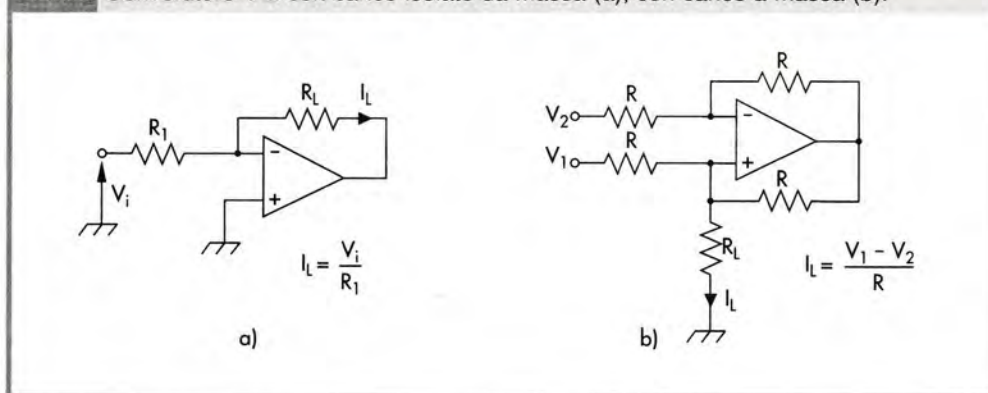
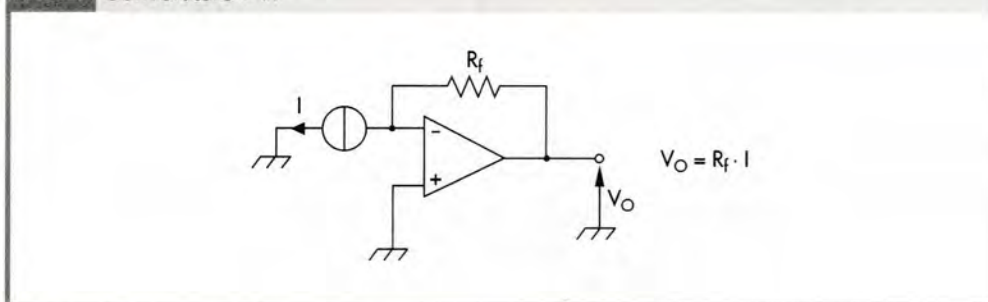


FIG. 29 Convertitore I-V.



4 Circuiti per l'elaborazione analogica non lineare

I circuiti di elaborazione analogica non lineare sono caratterizzati dal fatto che la relazione fra la tensione di ingresso V_i e la tensione di uscita V_O non è di tipo lineare; pertanto ad essi non è possibile applicare la sovrapposizione degli effetti.

I più importanti circuiti appartenenti a questa categoria sono:

- *amplificatori logaritmici;*
- *amplificatori antilogaritmici;*
- *moltiplicatori;*
- *divisori.*



Amplificatori
logaritmici

Gli **amplificatori logaritmici** forniscono una tensione di uscita proporzionale al logaritmo neperiano della tensione applicata in ingresso:

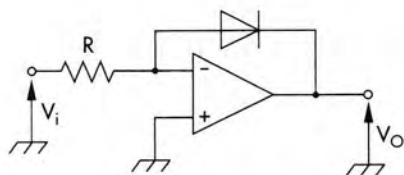
$$V_O = K \cdot \ln V_i$$

10

Lo scopo può essere raggiunto mediante circuiti a componenti discreti oppure utilizzando circuiti integrati dedicati.

Le soluzioni circuitali a componenti discreti sfruttano la relazione di tipo esponenziale che esiste fra la corrente che circola in una giunzione P-N e la tensione applicata. Le figure 30 e 31 riportano due soluzioni circuitali, di cui la prima utilizza un diodo e la seconda utilizza la giunzione Base-Elettore di un BJT. (Per approfondire il funzionamento della giunzione P-N si rimanda all'unità 2 del modulo 10.)

FIG. 30 Amplificatore logaritmico con diodo.

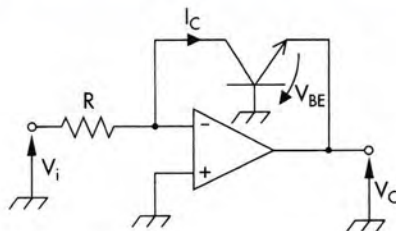


$$V_O = -\frac{KT}{q} \cdot \ln \frac{V_i}{R \cdot I_0}$$

$$\frac{KT}{q} = 25 \text{ mV (a } 25^\circ\text{C)}$$

I_0 = corrente inversa di saturazione del diodo

FIG. 31 Amplificatore logaritmico con BJT.



$$I_C = I_{E0} \cdot \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$V_T = \frac{KT}{q} = 25 \text{ mV (a } 25^\circ\text{C)}$$

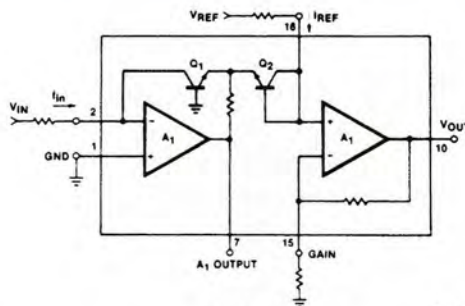
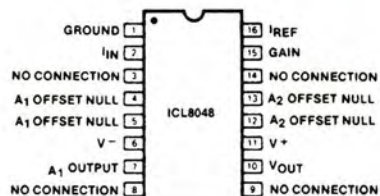
I_{E0} = corrente inversa di saturazione della giunzione B-E

$$V_O = -\frac{KT}{q} \cdot \ln \frac{V_i}{R \cdot I_{E0}}$$

Generalmente, gli amplificatori logaritmici a componenti discreti danno risultati poco soddisfacenti a causa dell'influenza della temperatura e della scarsa precisione dei diodi e dei BJT.

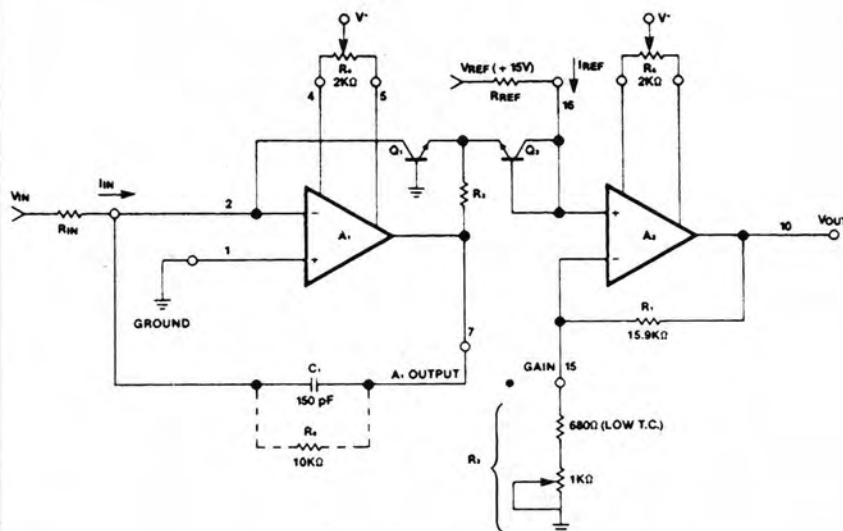
Per ottenere risultati migliori è sicuramente preferibile ricorrere all'uso dei CI.

FIG. 32 Amplificatore logaritmico con circuito integrato dedicato.



(ICL8048)

0313-1



ICL8048 Offset and Scale Factor Adjustment



A titolo di esempio ricordiamo i CI:

- SSM2100P di Analog Device;
- TL441AM di Texas Instruments (vedi CD-ROM);
- ICL8048 di Intersil.

Amplificatori antilogaritmici

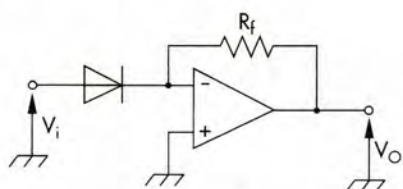
Gli **amplificatori antilogaritmici** sono detti anche *amplificatori esponenziali* in quanto producono una tensione di uscita che è proporzionale all'esponenziale della tensione applicata in ingresso:

$$V_O = K \cdot e^{V_i} \quad \mathbf{11}$$

Questi amplificatori possono essere realizzati con circuiti a componenti discreti o mediante appropriati CI

Le figure 33 e 34 riportano due soluzioni circuitali a componenti discreti.

FIG. 33 Amplificatore antilogaritmico con diodo.

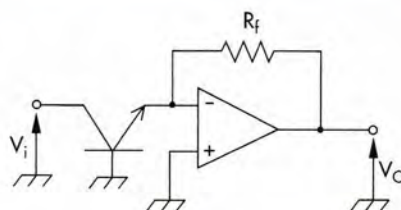


$$V_O = -R_f \cdot I_0 \cdot e^{\frac{V_i}{V_T}}; V_i > V_T$$

$$V_T = \frac{KT}{q} = 25 \text{ mV (a } 25^\circ\text{C)}$$

I_0 = corrente inversa di saturazione del diodo

FIG. 34 Amplificatore logaritmico con BJT.



$$V_O = -R_f \cdot I_{E0} \cdot e^{\frac{V_i}{V_T}}$$

$$V_T = \frac{KT}{q} = 25 \text{ mV (a } 25^\circ\text{C)}$$

I_{E0} = corrente inversa di saturazione della giunzione B-E

Per i CI con funzione di amplificatore antilogaritmico ricordiamo ICL 4849 di Intersil (fig. 35).

Moltiplicatori

I **moltiplicatori** sono circuiti a due ingressi ed una uscita. Il valore della tensione di uscita è proporzionale al prodotto delle tensioni applicate ai due ingressi.

$$V_O = V_1 \cdot V_2 \quad \mathbf{12}$$

Questi circuiti sfruttano la proprietà dei logaritmi riportata nella relazione **13**:

$$\log(V_1 \cdot V_2) = \log V_1 + \log V_2 \quad \mathbf{13}$$

I moltiplicatori vengono realizzati mediante circuiti che rispecchiano sostanzialmente lo schema a blocchi riportato in figura 36.

Un circuito moltiplicatore può essere realizzato mediante la composizione di blocchi circuitali come indicato in figura 36, oppure ricorrendo ai CI

A titolo di esempio analizziamo le possibilità di utilizzazione del CI AD534 di Analog Device, di cui la figura 37 riporta il contenitore e lo schema interno.

FIG. 35 Amplificatore antilogaritmico con circuito integrato dedicato.

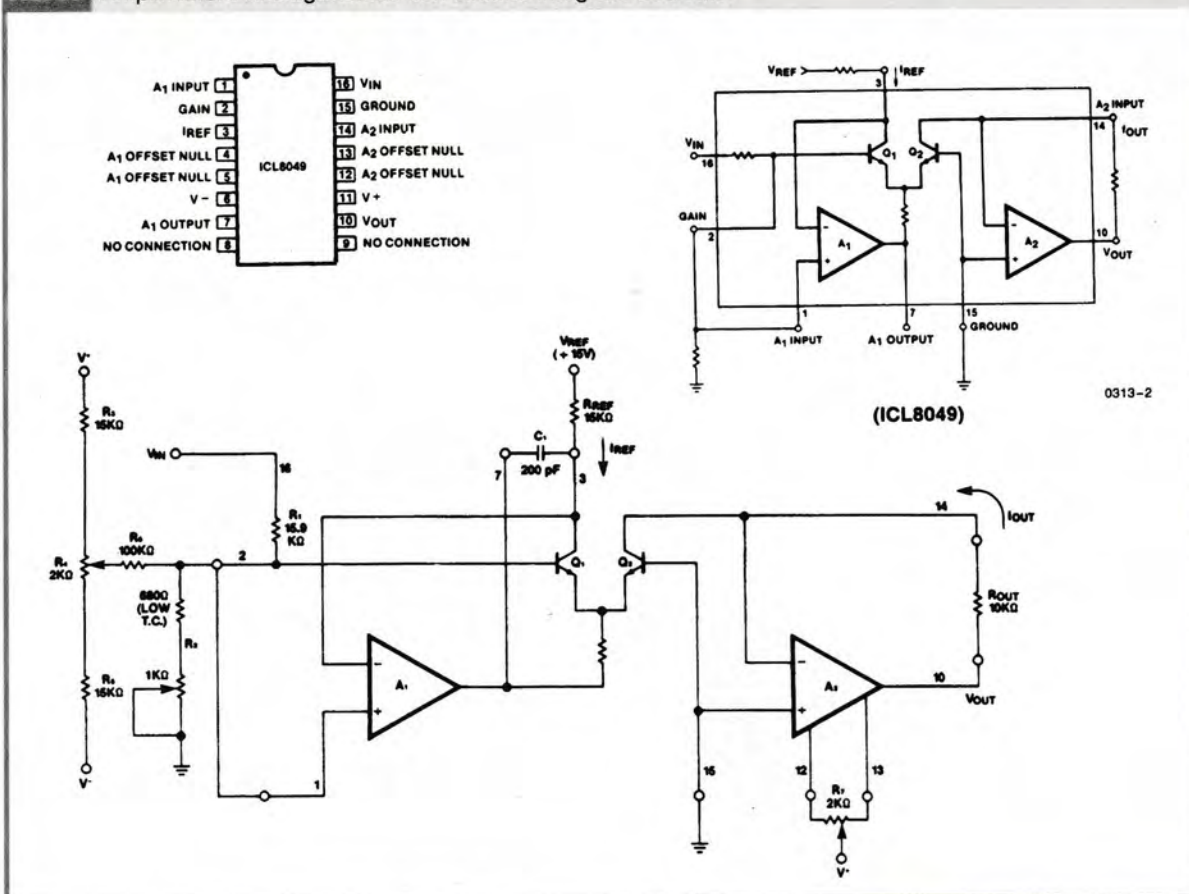


FIG. 36 Schema a blocchi della moltiplicazione.

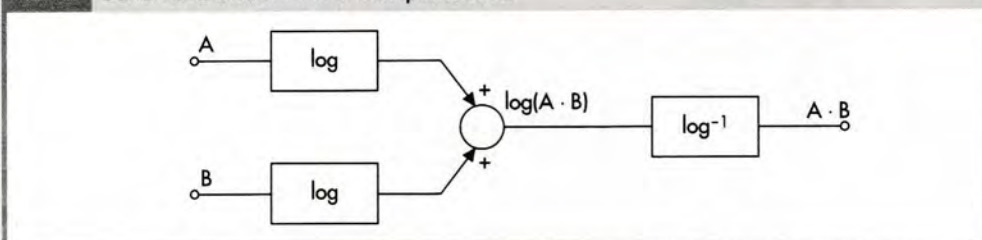


FIG. 37 Moltiplicazione con CI dedicato.

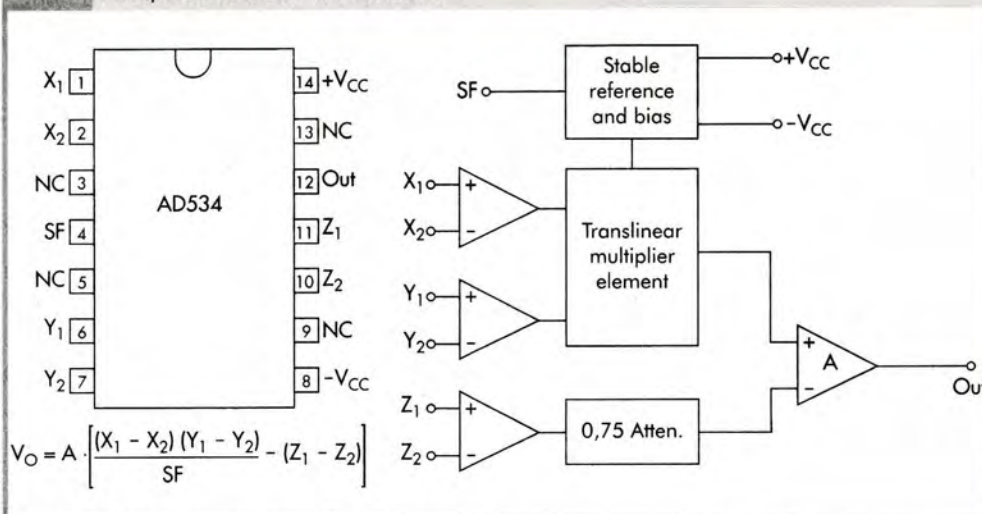
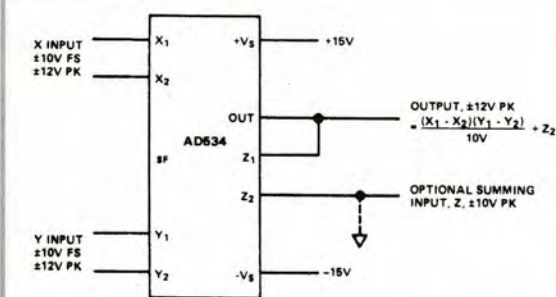
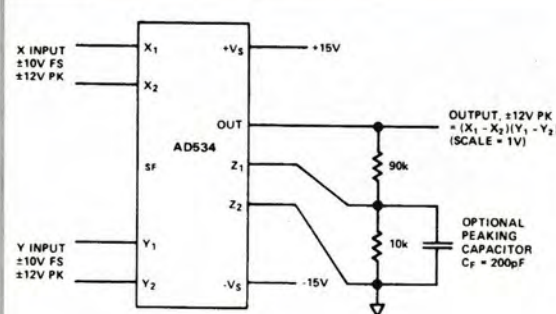
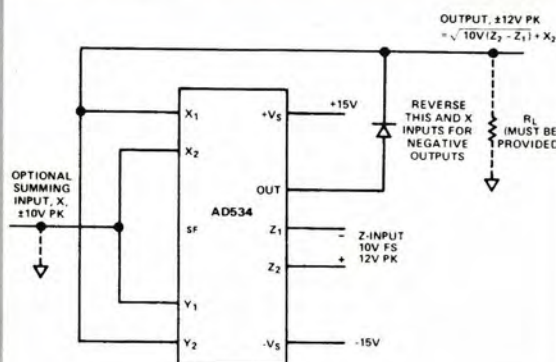
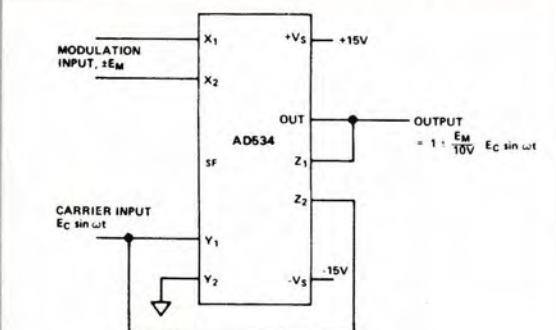
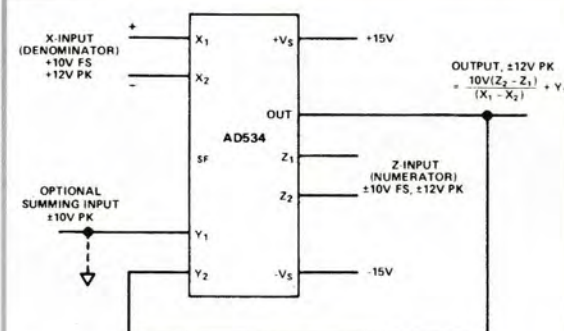
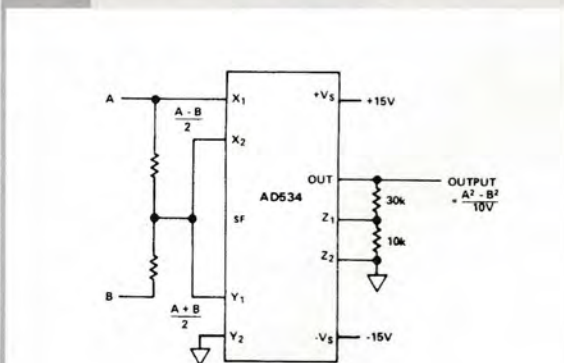
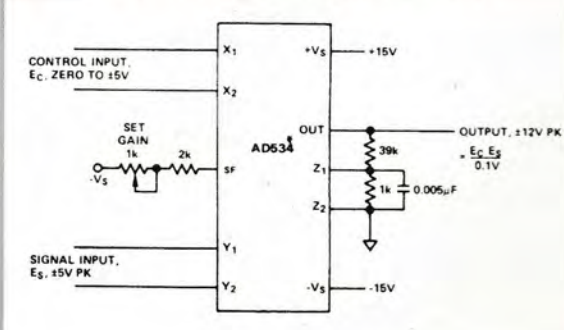


FIG. 38 Collegamento base per la moltiplicazione con AD534.**FIG. 39** Connessione per fattore di scala unitario.**FIG. 41** Connessione per la radice quadrata con AD534.**FIG. 43** Modulazione di ampiezza lineare.

Il CI AD534 consente di eseguire svariate operazioni mediante semplici circuiti esterni; le figure seguenti mostrano i circuiti che consentono di ottenere: la moltiplicazione, la divisione, la radice quadrata, la differenza dei quadrati, la modulazione di ampiezza, l'amplificazione controllata in tensione.

Dalle figure si può notare l'enorme versatilità dell'AD534, che consente di ottenere svariate funzioni mediante semplici variazioni del circuito esterno.

FIG. 40 Connessione base per la divisione con AD534.**FIG. 42** Connessione per differenza di quadrati.**FIG. 44** Amplificatore controllato da tensione.

5 Filtri attivi

Filtri

I **filtri** sono circuiti che hanno una funzione di trasferimento (f.d.t.) capace di attenuare fortemente alcune frequenze ed amplificare o almeno non attenuare le altre.

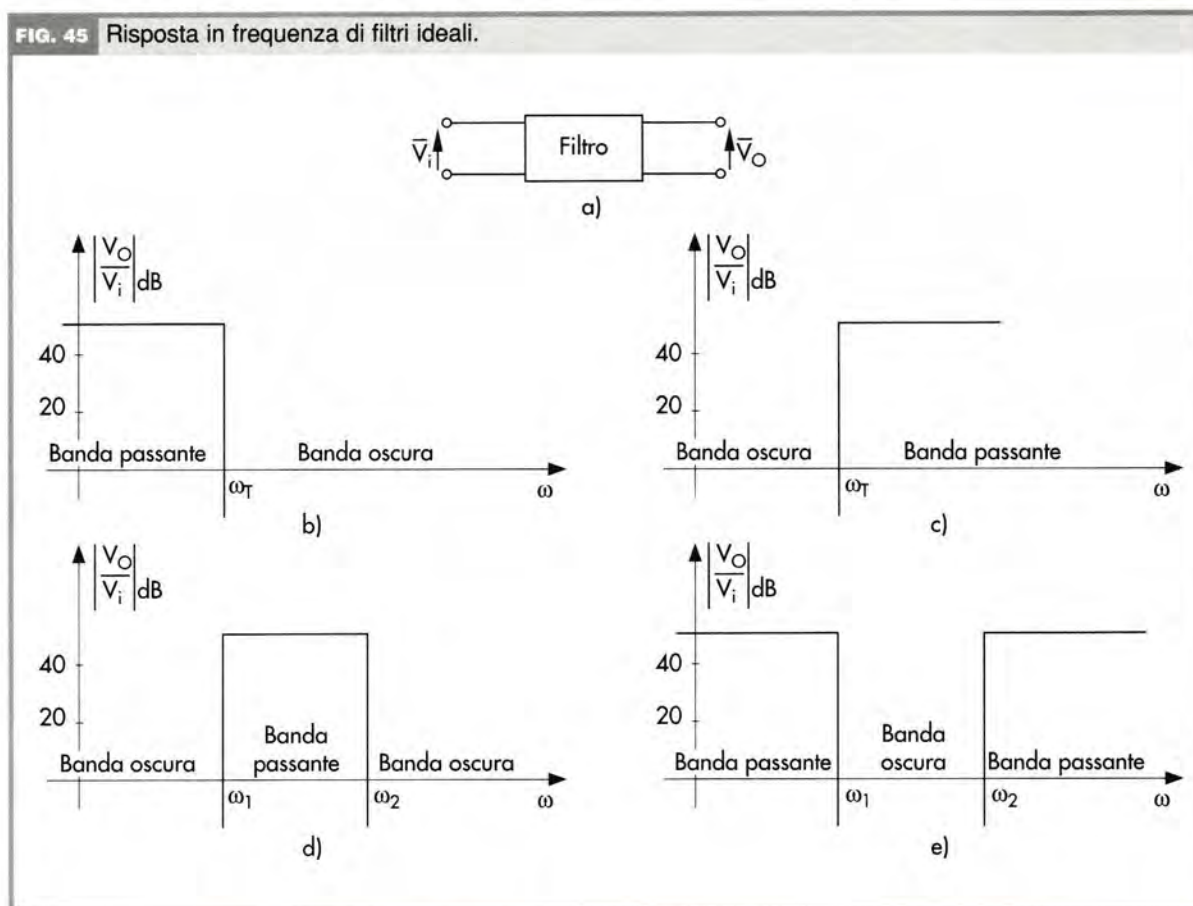
Le frequenze che vengono amplificate o non attenuate costituiscono la *banda passante*. Se il filtro non produce amplificazione viene denominato *filtro passivo*, se invece produce amplificazione viene denominato *filtro attivo*.

A seconda della posizione della banda passante, i filtri possono essere:

- *passa basso* (attenuano le alte frequenze) (figura 45b);
- *passa alto* (attenuano le basse frequenze) (figura 45c);
- *passa banda* (attenuano sia le alte sia le basse frequenze) (figura 45d);
- *escludi banda* (attenuano una piccola banda di frequenze) (figura 45e).

Il **comportamento ideale** dei vari tipi di filtro attivo è rappresentato in figura 45.

FIG. 45 Risposta in frequenza di filtri ideali.



Il comportamento di un filtro ideale è caratterizzato da un passaggio netto dal comportamento in banda passante a quello in banda proibita.

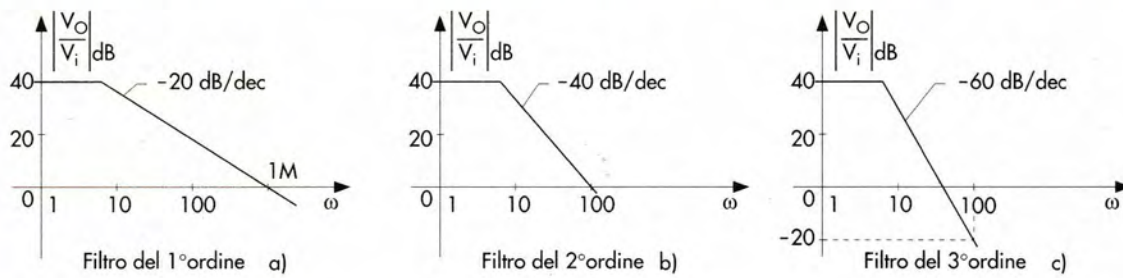
Filtri di vario ordine

I filtri reali variano gradualmente il loro comportamento nel passare dalla banda passante a quella proibita. La *selettività di un filtro* è tanto maggiore quanto maggiore è la rapidità della variazione di comportamento.

La funzione di trasferimento di un filtro è sempre data dal rapporto fra due polinomi in "s" oppure in " $j\omega$ ". La selettività del filtro dipende dal grado del polinomio al denominatore che definisce anche l'*ordine del filtro*.

La figura 46 mostra il diagramma del modulo della $F(j\omega)$ per filtri passa basso di ordine diverso.

FIG. 46 Risposta in frequenza di un filtro passa basso per diversi tipi di ordine.



Filtri passivi Nelle figure 47-51 vengono proposte alcune soluzioni circuitali per la realizzazione di vari tipi di filtro passivo.

FIG. 47 Filtro passivo passa basso del 1° ordine.

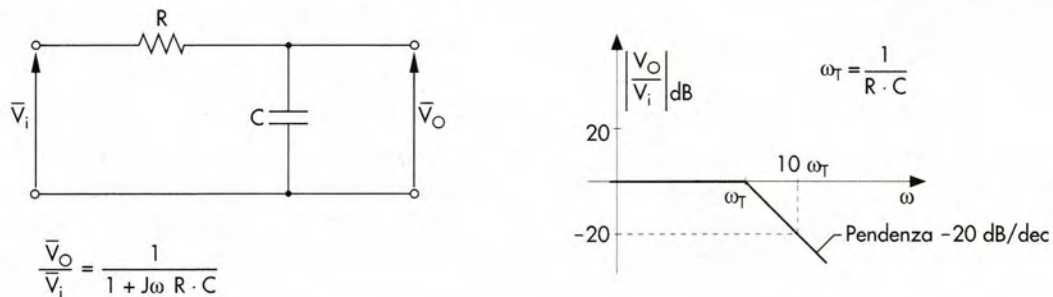


FIG. 48 Filtro passivo passa basso del 2° ordine.

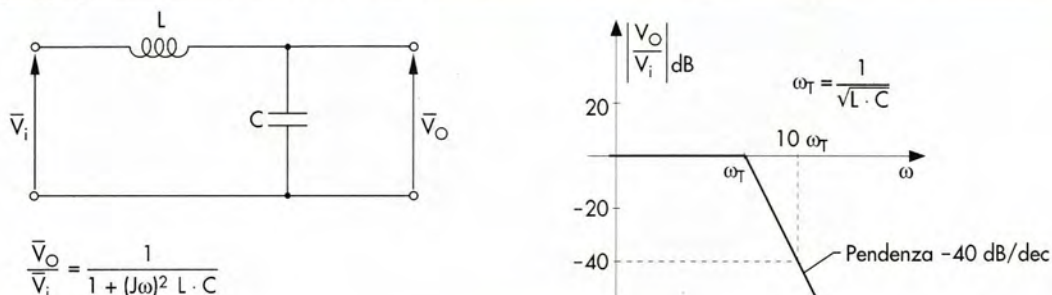


FIG. 49 Filtro passivo passa alto del 1° ordine.

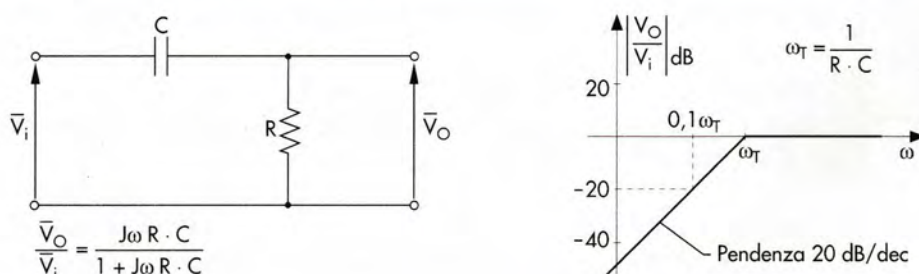


FIG. 50 Filtro passivo passa alto del 2° ordine.

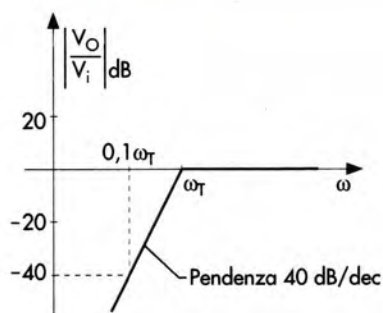
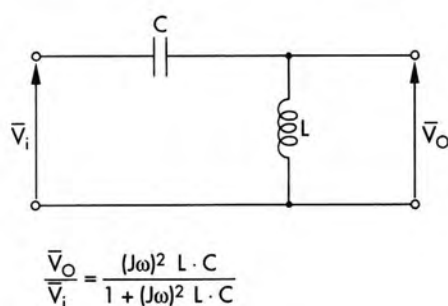
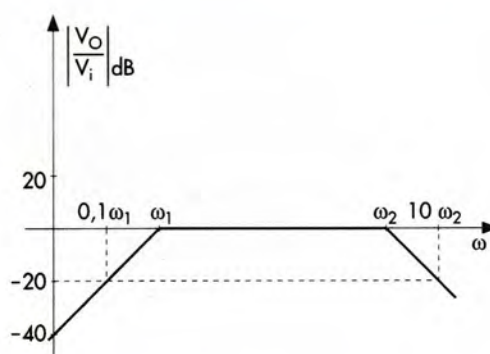
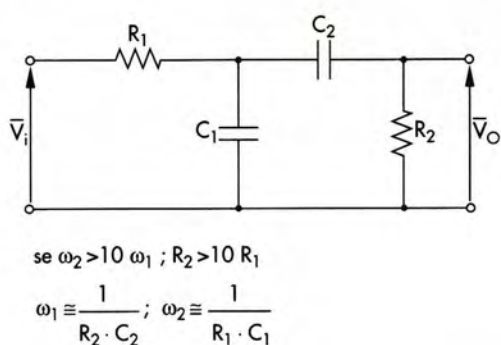


FIG. 51 Filtro passivo passa banda del 1° ordine.



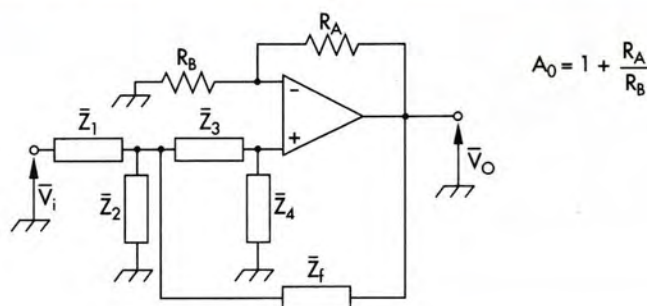
Filtri attivi

I **filtri attivi**, contrariamente a quelli passivi, producono una amplificazione in banda passante; pertanto richiedono la presenza di un componente attivo quale transistor o amplificatore operazionale (OA).

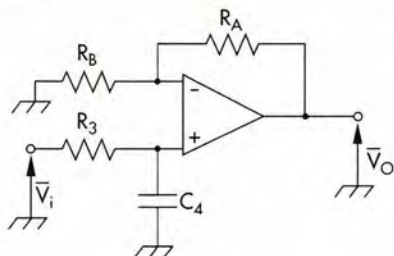
Filtri VCVS

I filtri VCVS (*Voltage Control Voltage Source*) sono filtri derivati da una struttura fondamentale denominata "Sallen Key" (figura 52).

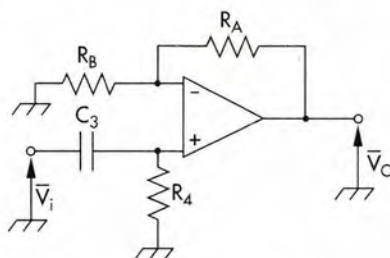
FIG. 52 Filtro VCVS: struttura base.



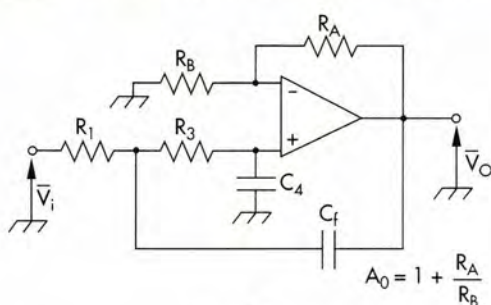
Dallo schema di figura 52 è possibile ricavare, con semplici modifiche, le soluzioni circuitali riportate nelle figure 53, 54, 55, 56.

FIG. 53 Filtro VCVS passa basso del 1° ordine (integratore reale non invertente).

$$\frac{\bar{V}_O}{\bar{V}_i} = \frac{\left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right)}{1 + j\omega R_3 \cdot C_4}$$

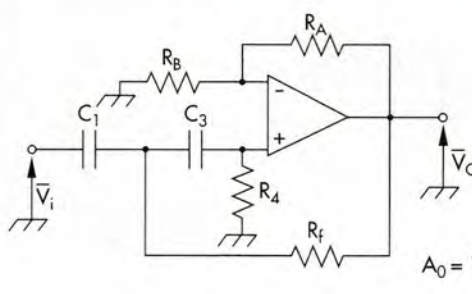
FIG. 54 Filtro VCVS passa alto del 1° ordine (derivatore reale non invertente).

$$\frac{\bar{V}_O}{\bar{V}_i} = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \frac{j\omega R_4 \cdot C_3}{1 + j\omega R_4 \cdot C_3}$$

FIG. 55 Filtro VCVS passa basso del 2° ordine.

$$A_0 = 1 + \frac{R_A}{R_B}$$

$$\frac{\bar{V}_O}{\bar{V}_i} = \frac{A_0}{(j\omega)^2 + \left(\frac{1}{C_f \cdot R_1} + \frac{1}{C_f \cdot R_3} + \frac{1 - A_0}{C_4 \cdot R_3}\right)(j\omega) + \frac{1}{C_f \cdot C_4 \cdot R_1 \cdot R_3}}$$

FIG. 56 Filtro VCVS passa alto del 2° ordine.

$$A_0 = 1 + \frac{R_A}{R_B}$$

$$\frac{\bar{V}_O}{\bar{V}_i} = \frac{A_0 \cdot (j\omega)^2}{(j\omega)^2 + \left(\frac{1}{C_3 \cdot R_4} + \frac{1}{C_1 \cdot R_4} + \frac{1}{C_1 \cdot R_f}\right)(j\omega) + \frac{1 - A_0}{C_1 \cdot C_3 \cdot R_f \cdot R_4}}$$

Analisi quantitativa

L'analisi quantitativa dei filtri viene generalmente limitata ai filtri del 2° ordine in quanto i filtri di ordine superiore possono essere sempre ricondotti alla cascata di più filtri del 1° o del 2° ordine.

La f.d.t. di un filtro del 2° ordine è rappresentata da un'espressione base di seguito riportata:

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{a_3 \cdot s^2 + a_2 \cdot s + a_1}{s^2 + b_2 \cdot s + b_1} \quad \mathbf{14}$$

In essa, il numeratore determina il tipo di filtro e, quindi se è un passa basso, un passa alto, un passa banda o altro, mentre il denominatore determina la qualità del filtro. In particolare il coefficiente b_1 determina il valore della pulsazione naturale secondo la relazione **15**:

$$\omega_0 = \sqrt{b_1} \quad \mathbf{15}$$

ed il coefficiente b_2 determina il fattore di merito Q secondo la relazione **16**:

$$Q = \frac{\omega_0}{b_2} \quad \mathbf{16}$$

Ricordiamo che quanto più alto è il valore di Q tanto maggiore è la selettività del filtro e quindi maggiore è la pendenza della curva che rappresenta la funzione di trasferimento nel passaggio dalla banda passante alla banda proibita.



In commercio vi sono svariati CI che svolgono la funzione di filtro. Ce ne sono alcuni di tipo universale che consentono di realizzare, attraverso un opportuno circuito esterno, i diversi tipi di filtro, altri invece che hanno una funzione specifica. Nella tabella 2 vengono riportati alcuni filtri integrati di costruzione National Semiconductor.

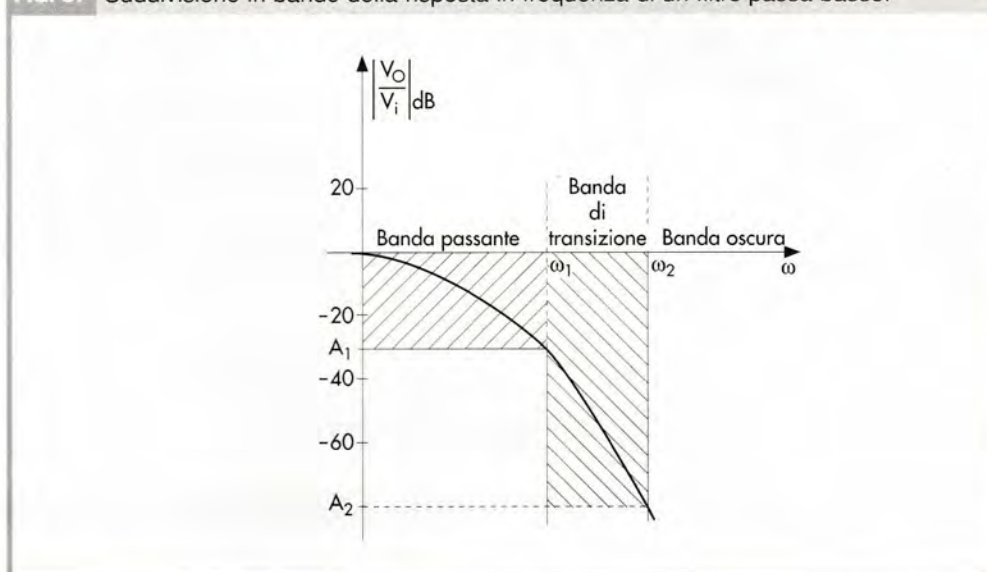
TAB. 2 - Circuiti integrati per filtri attivi.

Sigla	Descrizione
AF100	Universal Active Filter (vedi CD-ROM)
AF151	Dual Universal Active Filter
LMF40	High Performance 4th-Order Switched Capacitor Butterworth Low-Pass Filter
MF4	4th Order Switched Capacitor Butterworth Low-Pass Filter
MF5	Universal Monolithic Switched Capacitor Filter

6 Il progetto di un filtro attivo passa basso

Un filtro attivo passa basso è caratterizzato da una risposta in frequenza del tipo rappresentato in figura 57.

FIG. 57 Suddivisione in bande della risposta in frequenza di un filtro passa basso.



In essa è stata indicata come banda passante la gamma di frequenze per cui la f.d.t. non scende al di sotto del valore A_1 .

Frequentemente tale valore viene posto pari a -3 dB, che indica una riduzione pari a $\frac{1}{\sqrt{2}}$ rispetto al valore massimo assunto in banda passante. La banda oscura è costituita dalle frequenze per le quali la f.d.t. si riduce di un valore superiore ad A_2 . Tutte le altre frequenze comprese fra ω_1 ed ω_2 rappresentano la banda di transizione.

La selettività del filtro dipende dalla inclinazione della curva entro la banda di transizione. Spesso il comportamento del filtro viene definito attraverso la conoscenza di:

- $|A_0|$ = guadagno massimo in banda passante;
- $|A_1|$ = riduzione massima del guadagno in banda passante;
- $|A_2|$ = riduzione minima del guadagno in banda oscura;
- ω_1 ed ω_2 = estremi della banda di transizione.

Se facciamo riferimento all'uso di un filtro VCVS (vedi figura 52), il valore di A_0 può essere definito dalla rete di retroazione R_A ed R_B .

Gli altri parametri servono a definire la pendenza della curva entro la banda di transizione, pendenza che dipende dal numero di poli della f.d.t.. Ricordiamo che i poli della f.d.t. sono definiti dal polinomio che si trova al denominatore. Pertanto il problema può essere ricondotto alla ricerca di un opportuno polinomio per il denominatore della f.d.t., che consenta di ottenere la pendenza desiderata della curva nella banda di transizione.

La scelta del polinomio può essere effettuata con diversi metodi denominati *criteri di approssimazione*. I più noti ed usati criteri di approssimazione della f.d.t. di un filtro attivo sono:

- Butterworth;
- Thomson-Bessel;
- Chebyshev.

Di seguito verrà utilizzato il criterio Butterworth per il progetto di un filtro passa basso. Questo criterio consiste nell'approssimare il modulo della f.d.t. del filtro cercato nella espressione **17**:

$$|A(j\omega)| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cdot (\omega / \omega_1)^{2n}}} \quad \mathbf{17}$$

in cui $\varepsilon = \sqrt{10^{-A_1/10} - 1}$.

I polinomi da utilizzare per il denominatore della f.d.t. sono raggruppati in tabelle, ognuna delle quali si riferisce ad un diverso valore di ε . Se $A_1 = -3$ dB il parametro ε vale 1. Il numero di poli “ n ” che deve avere la f.d.t. di un filtro passa basso può essere ricavato con la **18**:

$$n = \frac{\log [(10^{-A_2/10} - 1)/(10^{-A_1/10} - 1)]}{2 \log(\omega_2 / \omega_1)} \quad \mathbf{18}$$

Il progetto della f.d.t. del filtro viene eseguito ricavando innanzitutto la funzione di trasferimento normalizzata con guadagno unitario $A^*(j\omega)$ definita mediante la relazione **19**:

$$A^*(j\omega) = \frac{1}{D(j\omega)} \quad \mathbf{19}$$

La tabella 3 riporta i polinomi da porre al denominatore della f.d.t. normalizzata per valori di $\varepsilon = 1$.

TAB. 3

Numero di poli (n)	Numeratore	Denominatore
1	1	$s + 1$
2	1	$s^2 + 1,4142 \cdot s + 1$
3	1	$(s + 1) \cdot (s^2 + s + 1)$
4	1	$(s^2 + 0,7653 \cdot s + 1) \cdot (s^2 + 1,8478 \cdot s + 1)$

Nella tabella la variabile $j\omega$ è stata sostituita con la variabile s .

■ ESEMPIO 1 A titolo di esempio si vuole progettare un filtro passa basso con struttura VCVS mediante l'approssimazione di Butterworth e tale da rispettare le seguenti prescrizioni: $|A_0| = 40$ dB; $A_1 = -3$ dB; $A_2 = -20$ dB; $\omega_1 = 10$ krad/s; $\omega_2 = 20$ krad/s.

Dai dati si può ricavare $\varepsilon = 1$ ed $n = \frac{\log [(10^{20/10} - 1) / (10^{3/10} - 1)]}{2 \log (20/10)} = 3,3$.

Scegliamo un numero di poli pari a 3 ed utilizzando la tabella 3 possiamo ricavare la f.d.t. normalizzata

$$A^*(j\omega) = \frac{1}{(s + 1)(s^2 + s + 1)}$$

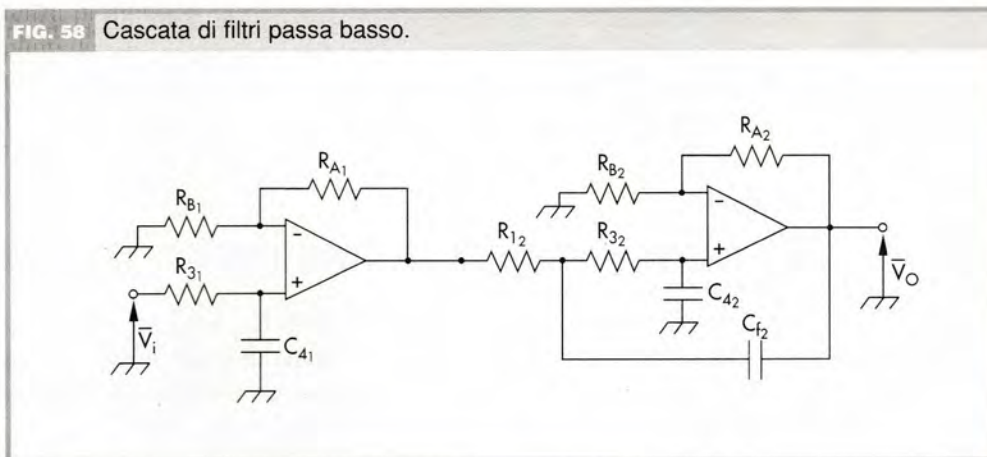
Tenendo conto che il guadagno in banda passante $|A_0| = 40$ dB cioè $A_0 = 10^{40/20} = 100$ e sostituendo s con $\frac{s}{\omega_1}$ otteniamo la f.d.t. desiderata:

$$A(s) = \frac{100}{\left(\frac{s}{\omega_1} + 1\right) \left(\frac{s^2}{\omega_1^2} + \frac{s}{\omega_1} + 1\right)}$$

La precedente espressione può essere scomposta nel prodotto di due f.d.t. ad ognuna delle quali abbinare un filtro. Sostituendo il valore di ω_1 e scomponendo si ottiene:

$$A(s) = \frac{10^5}{s + 10^4} \cdot \frac{10^9}{s^2 + 10^4 s + 10^8}$$

La soluzione circuitale è riportata in figura 58; essa prevede l'uso di un filtro del 1° ordine ed un filtro del 2° ordine posti in cascata.



Per determinare i valori delle resistenze e delle capacità occorre uguagliare la f.d.t. del singolo blocco circuitale con l'espressione desiderata.

Iniziando dal filtro del 1° ordine possiamo scrivere:

$$A_1(s) = \frac{10^5}{s + 10^4} = \frac{K_1}{1 + s R_{31} \cdot C_{41}} \quad \text{in cui} \quad K_1 = 1 + \frac{R_{A1}}{R_{B1}}$$

Risolvendo si ottiene $K_1 = 10$ e quindi $R_{A1} = 9 R_{B1}$ ed $R_{31} \cdot C_{41} = 0,1$ ms. Per il filtro del 2° ordine poniamo:

$$A_2(s) = \frac{10^9}{s^2 + 10^4 s + 10^8} = \frac{\frac{A_{02}}{C_{f2} \cdot C_{42} \cdot R_{12} \cdot R_{32}}}{s^2 + \left(\frac{1}{C_{f2} \cdot R_{12}} + \frac{1}{C_{f2} \cdot R_{32}} + \frac{1 - A_{02}}{C_{f2} \cdot R_{32}} \right) s + \frac{1}{C_{f2} \cdot C_{42} \cdot R_{12} \cdot R_{32}}}$$

Operando le opportune sostituzioni si ricava:

$$A_{02} = 10 \quad \text{e quindi} \quad R_{A2} = 9 R_{B2}$$

$$C_{42} = C_{f2} = 100 \text{ nF}; \quad R_{32} = 3,37 \text{ k}\Omega; \quad R_{21} = 296 \Omega$$

7 Circuiti comparatori

I circuiti comparatori sono caratterizzati da un ingresso V_i di tipo analogico ed una uscita V_O di tipo logico. La tensione d'ingresso può assumere qualunque valore entro una gamma consentita, mentre l'uscita può assumere solo due valori denominati, rispettivamente, *livello alto* V_{OH} (*Output High Voltage*) e *livello basso* V_{OL} (*Output Low Voltage*). La variazione della tensione di uscita da un livello all'altro serve a segnalare la transizione della V_i su un valore denominato *tensione di soglia* V_T (*Threshold Voltage*).

I circuiti comparatori possono essere suddivisi in:

- *comparatori senza isteresi*;
- *comparatori con isteresi*.

I **comparatori senza isteresi** hanno una sola tensione di soglia denominata tensione di riferimento V_{Ref} , mentre i **comparatori con isteresi** hanno due soglie distinte: la *soglia alta* V_{TH} e la *soglia bassa* V_{TL} .

Il comportamento di un comparatore può essere descritto graficamente mediante la sua transcaratteristica, cioè un grafico che mostra come varia la tensione di uscita V_O in funzione della tensione di ingresso V_i .

I comparatori possono essere:

- *invertenti*;
- *non invertenti*.

Le figure 59, 60, 61, 62 mostrano le varie soluzioni di circuiti comparatori con le relative transcaratteristiche.

Nei circuiti comparatori descritti, i valori di V_{OH} e V_{OL} sono strettamente legati a quelli delle tensioni di alimentazione e risultano di poco inferiori ad esse. Il componente attivo può essere un AO; in questo caso occorre tener presente due inconvenienti fondamentali:

- i livelli di tensione V_{OH} e V_{OL} sono poco definiti;
- il tempo di risposta, cioè il tempo che impiega l'uscita a scattare da un livello all'altro, è relativamente lungo.

FIG. 59 Comparatore non invertente.

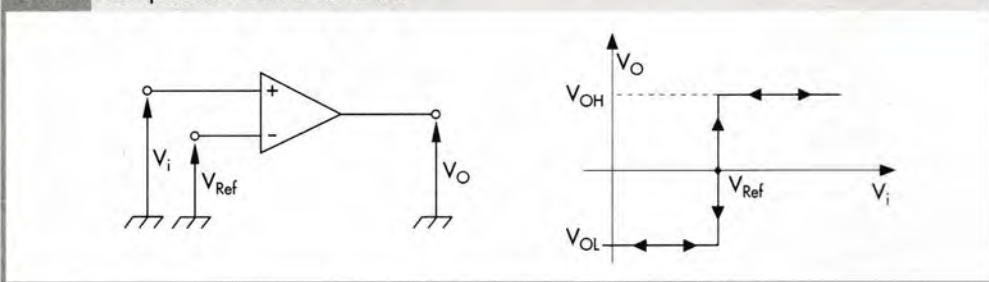


FIG. 60 Comparatore invertente.

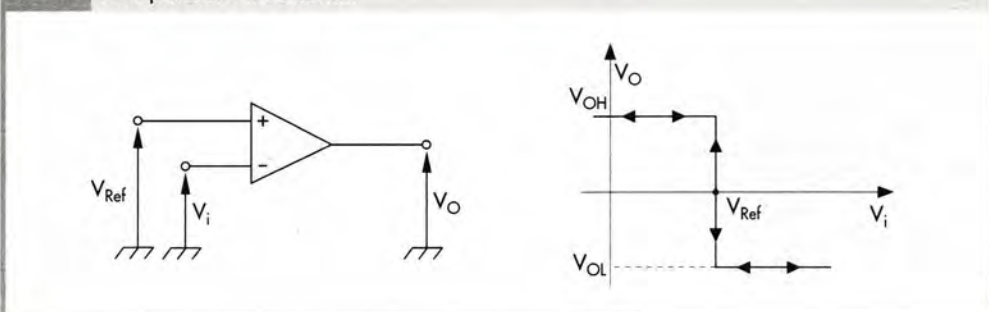


FIG. 61 Comparatore non invertente con isteresi.

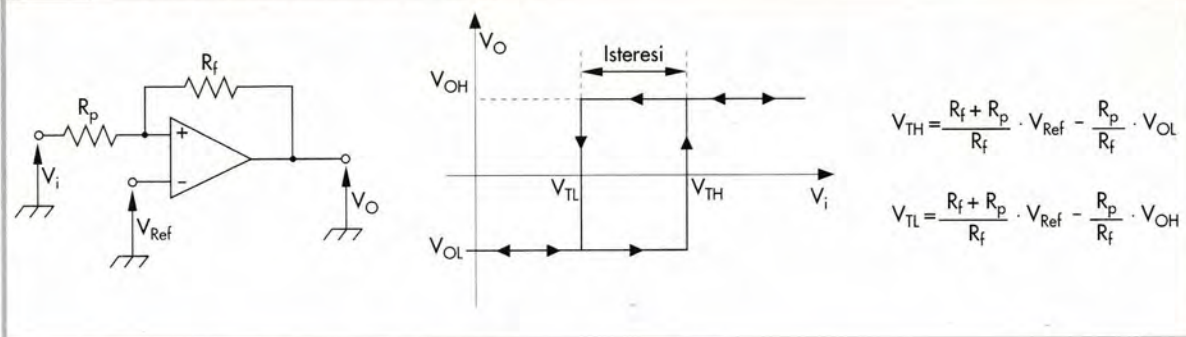
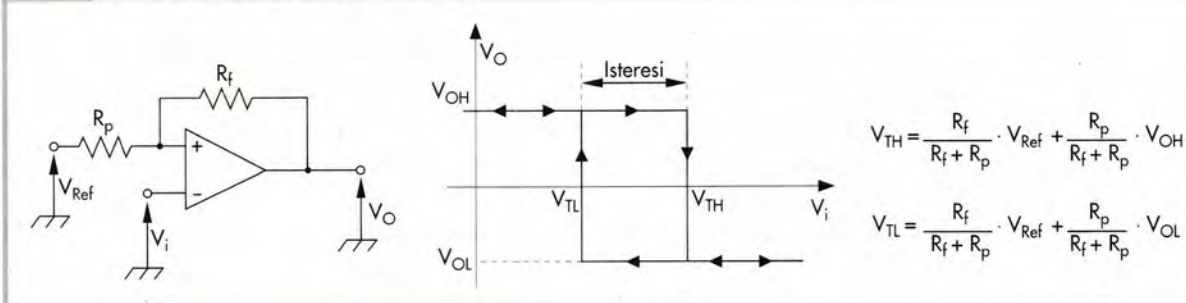


FIG. 62 Comparatore invertente con isteresi.

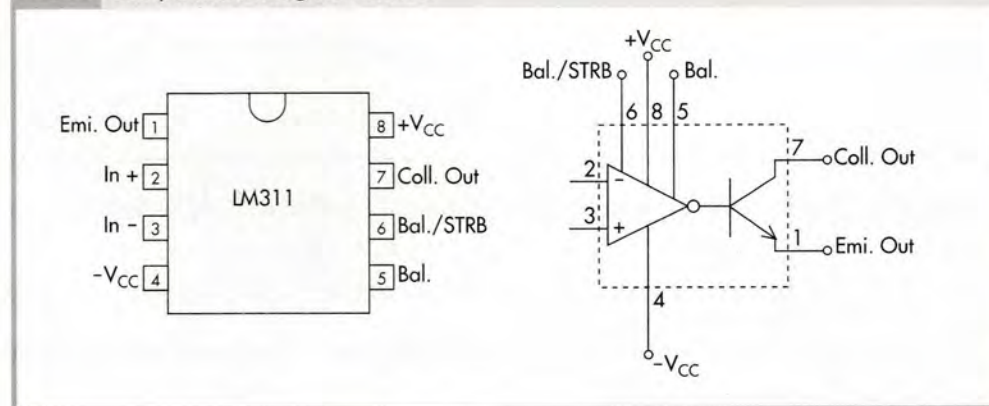


Comparatori commerciali

Un miglioramento può essere ottenuto utilizzando CI simili agli OA che vengono chiamati *comparatori di tensione* (*Voltage Comparator*), i quali hanno caratteristiche elettriche spiccatamente favorevoli a funzionare come comparatori.

Un esempio di comparatore commerciale è l'integrato LM311, di cui la figura 63 riporta la piedinatura e lo schema funzionale.

FIG. 63 Comparatore integrato LM311.

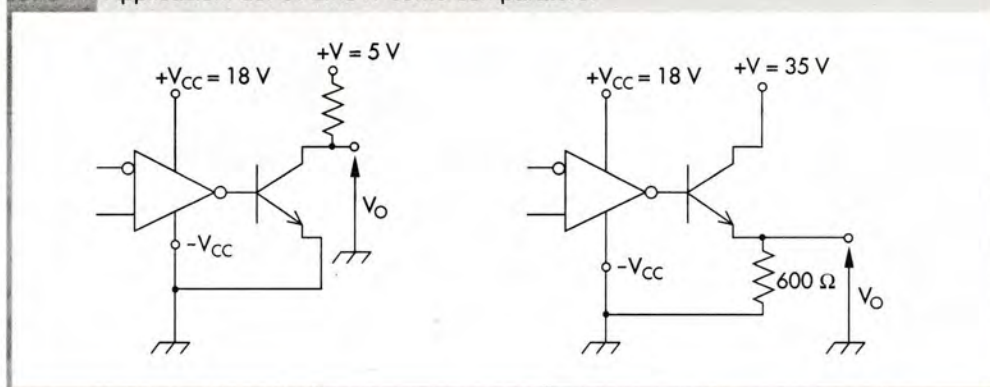


Lo stato di uscita è costituito da un BJT con collettore ed emettitore aperti. L'uscita può essere prelevata o sul collettore o sull'emettitore dopo aver collegato ad un opportuno circuito l'altro terminale. La figura 64 indica due possibili soluzioni. Come si può notare nei circuiti proposti il CI LM311 accetta anche l'alimentazione singola.

Grazie alla presenza del BJT in uscita è possibile rendere i livelli di uscita indipendenti dai valori delle tensioni di alimentazione. In particolare il circuito di figura 64a fornisce livelli di uscita compatibili TTL.

Se il pin 6 di STROBE viene collegato a livello basso tramite una resistenza di 1 k Ω il BJT rimane bloccato in interdizione e, quindi, nel caso di figura 64a l'uscita rimane bloccata a livello alto. Se, invece, tale pin è collegato a livello alto oppure staccato dal circuito, il comparatore funziona normalmente.

FIG. 64 Applicazioni del CI LM311 come comparatore.

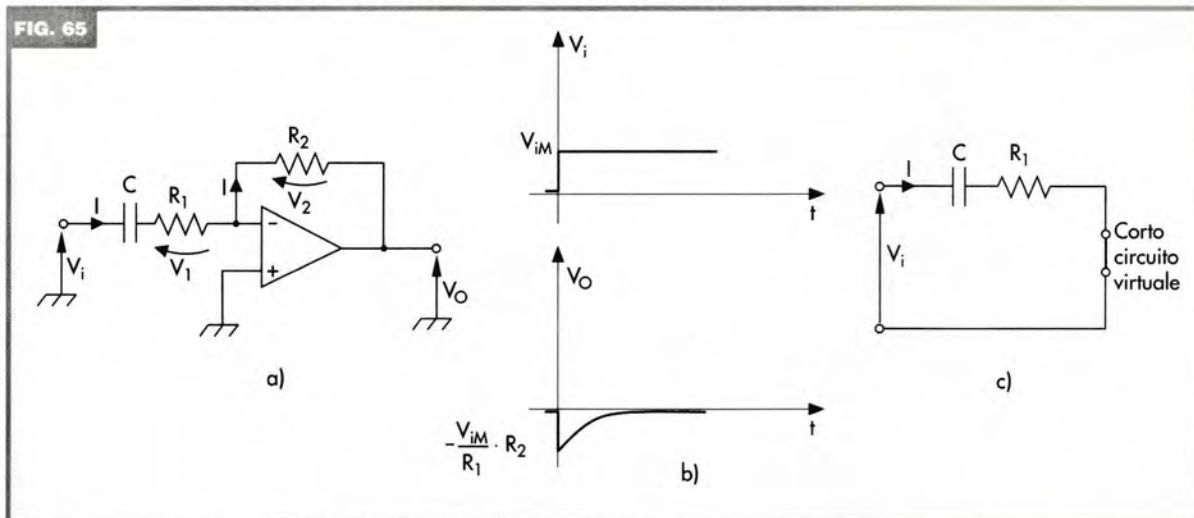


Esercizi svolti

1

Ricavare la risposta ad un gradino di tensione da parte del circuito derivatore riportato in figura 65.

FIG. 65



Soluzione

Considerando il cortocircuito virtuale all'ingresso dell'OA (fig. 65a) si ottiene che:

$$V_O = -V_2 = -R_2 \cdot I.$$

La corrente è quella proveniente dal circuito R_1, C di ingresso, il quale può essere schematizzato come in figura 65c.

Se V_i ha un andamento a gradino la corrente I ha un andamento esponenziale definito dalla relazione: $I(t) = I_{in} + (I_{in} - I_{fin}) e^{-\frac{t}{R_1 C}}$.

Il valore iniziale della corrente è $I_{in} = \frac{V_{iM}}{R_1}$, in quanto la tensione sul condensatore si suppone nulla.

Il valore finale della corrente è $I_{fin} = 0$.

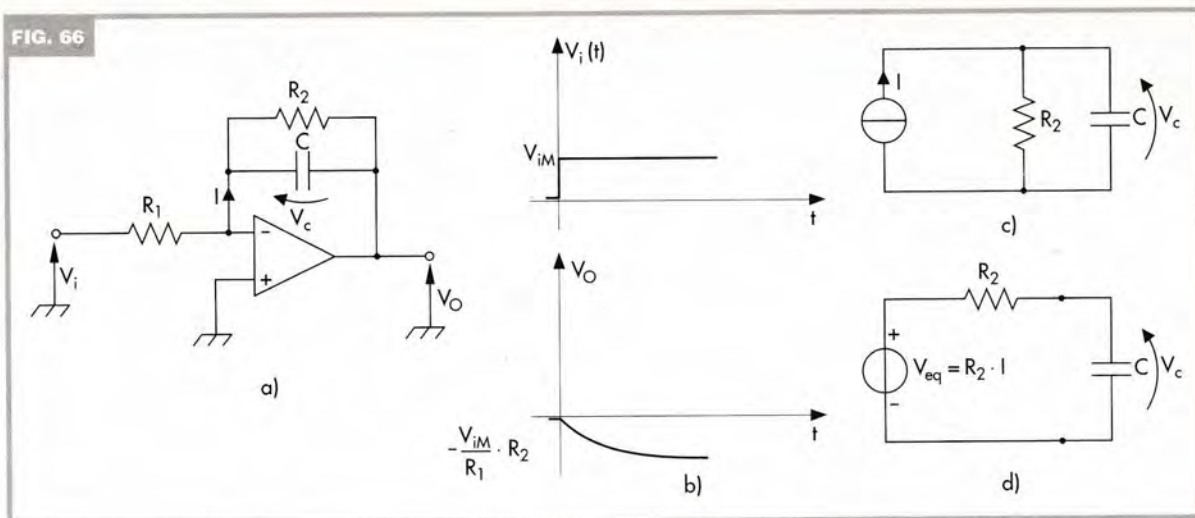
Sostituendo si ottiene: $I(t) = + \frac{V_{iM}}{R_1} \cdot e^{-\frac{t}{R_1 C}}$.

Ricordando che $V_O = -R_2 \cdot I$, otteniamo: $V_O(t) = - \frac{V_{iM}}{R_1} \cdot R_2 \cdot e^{-\frac{t}{R_1 C}}$, il cui andamento è riportato in figura 65b.

2

Ricavare la risposta ad un gradino di tensione da parte del circuito integratore riportato in figura 66.

FIG. 66

**Soluzione**

La soluzione può essere ricavata utilizzando le equazioni differenziali oppure sfruttando la formula che definisce la legge di carica e scarica di un condensatore. Di seguito viene proposta la seconda strategia. In tal senso, sfruttando il fatto che il circuito è lineare e quindi la differenza di potenziale fra l'ingresso invertente e quello non invertente è nulla (corto circuito virtuale), possiamo analizzare il condensatore come se appartenesse ad un circuito come quello riportato in figura 66c in cui: $I = \frac{V_i}{R_1}$.

Il circuito può essere modificato applicando Thevenin per ottenere il circuito di figura 66d, in

$$\text{cui: } V_{eq} = I \cdot R_2 = \frac{V_i}{R_1} \cdot R_2$$

In esso possiamo scrivere: $V_c(t) = V_{fin} + (V_{in} - V_{fin}) \cdot e^{\frac{-t}{R_2 C}}$.

$$\text{Sostituendo } V_{in} = 0 \text{ e } V_{fin} = \frac{V_{iM}}{R_1} \cdot R_2$$

e tenendo che $V_O = -V_C$, si ottiene: $V_O = \frac{V_{iM}}{R_1} \cdot R_2 \cdot (e^{\frac{-t}{R_2 C}} - 1)$ il cui andamento è riportato in figura 66 b.

Questionario di verifica

- 1 Quali sono i principali parametri di un amplificatore operazionale?
- 2 Che cosa rappresenta il CMRR?
- 3 Che cos'è l'input offset voltage?
- 4 Che cos'è lo slew rate?
- 5 Quali sono i principali circuiti di elaborazione analogica lineare?
- 6 Quali sono i principali circuiti di elaborazione analogica non lineare?
- 7 Qual è la differenza fra un filtro passivo ed un filtro attivo?
- 8 Quanti elementi reattivi deve avere un filtro attivo del 2° ordine?
- 9 Che cosa produce la retroazione positiva in un comparatore?