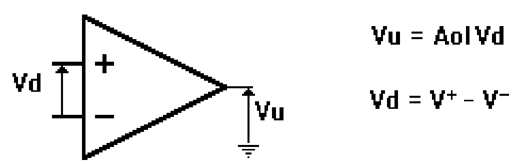
AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

INTRODUZIONE

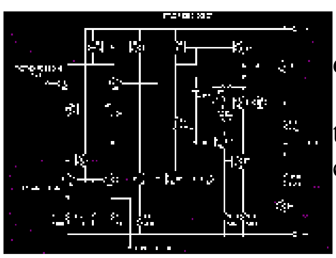
L'amplificatore operazionale è uno dei dispositivi allo stato solido oggi più usato nell'elettronica.

Il simbolo elettrico è un triangolo con due ingressi su un lato e un'uscita sul vertice opposto. I due ingressi sono riconoscibili dalla presenza del segno "+" e del segno "-" e vengono chiamati rispettivamente ingresso non invertente e invertente. Sono anche chiamati amplificatori in continua nel senso che, sono capaci di amplificare segnali di frequenza "zero" (corrente continua), oltre che segnali di frequenza non nulla.

Il guadagno Aol viene anche detto guadagno a catena aperta o "open-loop", per distinguerlo dal guadagno retroazionato Ar. Nel caso ideale il guadagno open-loop vale infinito.



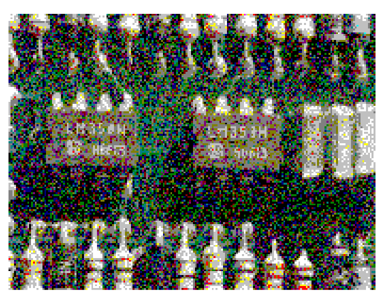
In genere viene alimentato da due tensioni uguali in modulo ma di segno opposto. Il circuito interno di un amplificatore operazionale integrato è molto complesso e presenta un certo numero di Transistors (BJT), oltre che diodi e resistori, in soluzioni circuitali spesso complesse, difficilmente realizzabili con componenti discreti.



In figura è mostrato il circuito interno di un popolare e diffuso amplificatore operazionale (LM741).

Solo con le attuali tecnologie è stato possibile integrare tutto questo in un unico "chip" di Silicio che è il materiale base con il quale vengono realizzati simili dispositivi.

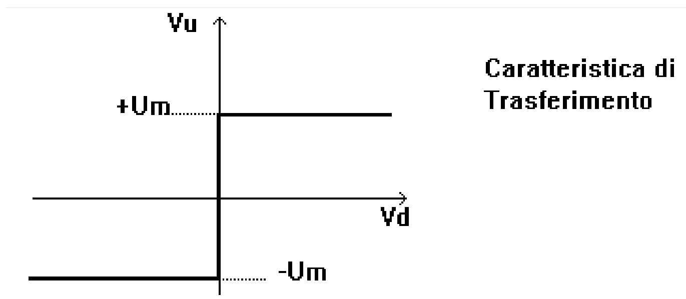
Nella figura sono visibili alcuni operazionali nei rispettivi contenitori, inseriti in un circuito. Le vere dimensioni del Chip in realtà sono molto minori di quelle visibili, del contenitore, in realtà questo serve solo per dare una certa robustezza meccanica al dispositivo.



GENERALITÀ SUGLI OPERAZIONALI

L'OPERAZIONALE IDEALE

L'amplificatore operazionale ideale è un dispositivo amplificatore la cui uscita Vu è compresa tra i valori, +Um e -Um, come appare dal grafico della figura. Questi valori sono chiamati di saturazione positiva e negativa e sono circa uguali in modulo (di poco inferiori) alla tensione di alimentazione (duale) dell'operazionale stesso.

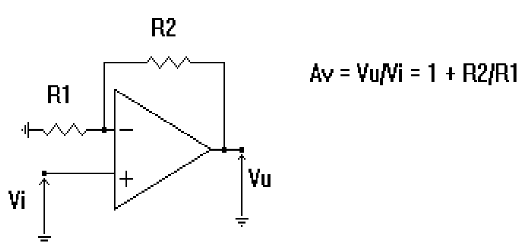


Il tratto rettilineo tra questi due valori, dove in genere si preferisce lavorare, è detta "zona lineare" e la cui pendenza, 90° , corrisponde proprio al guadagno Aol, infinito, di questo dispositivo. In questo tratto di caratteristica Vd è nulla. Tutto questo perché, essendo Vu = Aol× Vd ed essendo Aol infinito e Vu compresa tra i valori +Um e -Um, quindi limitata, dalla relazione: Vd =Vu/Aol; si deduce che:

$$V_d = 0.$$

Questa relazione indica che tra l'ingresso (+) e quello (-) c'è un "corto circuito virtuale" per contradistinguerlo dal corto circuito degli "elettricisti", in quanto, in questo caso, non c'è passaggio di corrente tra i terminali (+) e (-).

Questo dispositivo, a parte qualche caso particolare, è difficilmente utilizzabile a causa del suo guadagno Aol infinito, infatti, essendo il tratto lineare a pendenza infinita, la Vd dovrebbe lavorare in un campo di valori pressoché nullo per non causarne la saturazione.



Infatti, viene "retroazionato negativamente", cioè viene riportata parte della tensione di uscita all'ingresso invertente tramite il partitore resistivo formato da R1 e R2 con il risultato che il guadagno di tensione Av diminuisce, però, la tensione di ingresso può variare in un campo più vasto, senza rischiare di saturare il dispositivo e quindi farlo lavorare in modo lineare.

L'operazionale ideale oltre ad avere il guadagno infinito ha:

- Resistenza di ingresso (Ri) infinita,
- Resistenza di uscita (Ro) nulla,
- Banda passante (BW) infinita,
- Tensione di uscita nulla con Vd nulla (Offset).
- Rapporto di reiezione di modo comune (CMRR) infinito,ecc...

Nella realtà ciò non è ottenibile ma a volte ci si avvicina di molto a queste caratteristiche. Tutto questo fa essere il dispositivo molto versatile e, utilizzabile in molte applicazioni, infatti, di questi ne vengono realizzati di vario tipo e con caratteristiche diverse a seconda delle necessità.

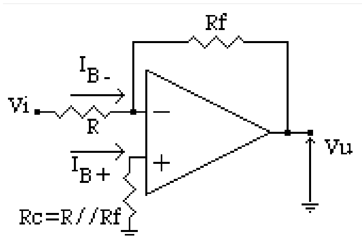
L'OPERAZIONALE REALE

L'operazionale reale presenta un certo numero di parametri che lo differenziano da quello ideale.

CORRENTE DI POLARIZZAZIONE DI INGRESSO

L'operazionale reale, a differenza di quello ideale, assorbe all'ingresso una corrente, necessaria per poter polarizzare i dispositivi (BJT o FET) presenti all'ingresso. L'ordine di queste correnti è di 500 nA per i BJT e 50 pA per i FET. Se indichiamo con I_{B+} la corrente che scorre all'ingresso non invertente e I_{B-} quella che scorre all'ingresso invertente, definiamo Corrente di Polarizzazione di ingresso la media artimetrica di queste due correnti:

$I_B = (| I_{B+}| + | I_{B-}|) /2$.



Per valutare l'errore causato da I_B, se Vi = 0 (Rc = R//Rf = 0), si nota che I_{B+} si chiude direttamente a massa e V^+ = 0 e anche V^- è nulla. I_{B-} scorre solo su Rf perché sulla R non scorre corrente essendo la sua ddp nulla, determinando una tensione di uscita pari a: $Vu = -Rf\times I_{B-}$. Se R è molto elevata (es. 1Mohm) e I_{B-} = 500 nA, anche se Vi e nullo si ha che Vu = -0,5V.

Questo valore può essere intollerabile; per ridurre tale effetto la tecnica più usata consiste nel fare in modo che le resistenze viste dai due terminali di ingresso verso massa coincidano. Si ottiene ciò inserendo tra il terminale non invertente e massa una resistenza di compensazione di valore Rc = R//Rf. Questo solo se le due correnti sono uguali, ma per la inevitabile dissimmetria dello stadio di ingresso esiste una differenza tra le due correnti di polarizzazione.

Questa differenza è detta Corrente di Offset definita come:

$I_{OS} = | I_{B+} - I_{B-} |$.

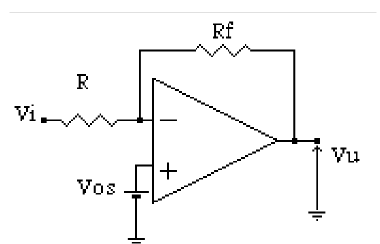
Questa corrente è dell'ordine di 200 nA per i BJT e 10 pA per i FET, e produce un errore pari a: $Vu = Rf\times I_{OS}$ e, per minimizzarlo bisogna usare un valore di Rf non troppo elevato.

TENSIONE DI OFFSET DI INGRESSO

Applicando all'ingresso di un operazionale reale un segnale nullo, all'uscita ci sarà, a differenza dell'operazionale ideale, una tensione diversa da zero, anche adottando gli accorgimenti visti nei precedenti paragrafi, tutto ciò è dovuto alle inevitabili dissimetrie interne dell'operazionale stesso. L'effetto che ne viene fuori è una traslazione orizzontale della transcaratteristica di trasferimento che nella configurazione ad anello aperto può causare la saturazione del dispositivo.

Questo effetto può essere quantificato con una tensione detta Tensione di offset di ingresso (V_{OS}) definita come il valore di tensione continua di correzione da applicare all'ingresso al fine di annullare la Vu. Se il segnale di ingresso Vi è nullo si avrà che:

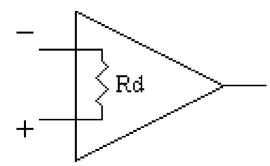
$Vu = (1+R_f/R)V_{OS}$.

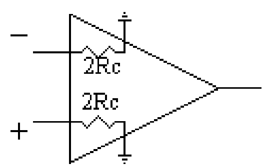


RESISTENZA DI INGRESSO

Per definizione la resistenza di ingresso di un quadripolo è definita come:
$R_i = V_i/I_i$.
In realtà l'operazionale ha due ingressi per cui è necessario definire due tipi di resistenze di ingresso:

Resistenza Differenziale (R_d) : è quella che si vede tra il terminale non invertente e quello invertente, di solito è dell'ordine di qualche MegaOhm fino ad arrivare a vare migliaia di MegaOhm se gli ingressi di questo sono realizzati con tecnologia JFET o MOSFET.

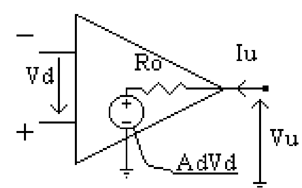




Resistenza di modo comune (R_c): è quella che si vede tra ogni terminale di ingresso e la massa;
Nel noto e diffuso μ A 741 vale 2 MegaOhm, per arrivare per il TL081 a 10^{12} Ohm.

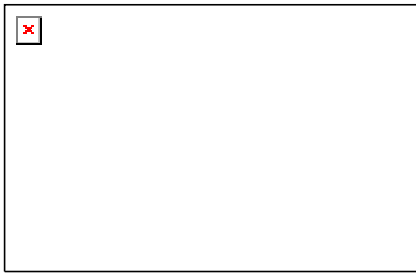
RESISTENZA DI USCITA

Anche per la resistenza di uscita Ro nel caso reale non è zero ma comunque bassa, dell'ordine di qualche centinaio di Ohm, la definizione è simile per la resistenza di ingresso (Ro = Vu/Iu) e si ragiona sul circuito di figura dove il generatore di tensione dipendente dalla Vd rappresenta il guadagno differenziale dell'operazionale.
Nel caso del μ A 741 la resistenza di uscita vale 75 Ohm.



CMRR

La tensione di uscita è Vu = Aol× Vd, come già visto nelle generalità, questo solo nel caso ideale.
Nella pratica invece la Vu dipende anche dal valor medio delle tensioni applicate ai due ingressi; chiamato Vc questo valor medio si ha: $Vc = (V^+ + V^-)/2$, per cui se l'operazionale è reale, la tensione di uscita vale: Vu = Aol× Vd + Ac× Vc, dove Ac è il guadagno di modo comune, definito come il guadagno dell'operazionale con Vc applicata ad entrambi gli ingressi.



Il guadagno di modo comune è definito come:

$Ac = Vu/Vc$ (con $Vd=0$)

Si definisce CMRR (Common Mode Rejection Ratio) come:

$CMRR = | Ad/Ac |$,

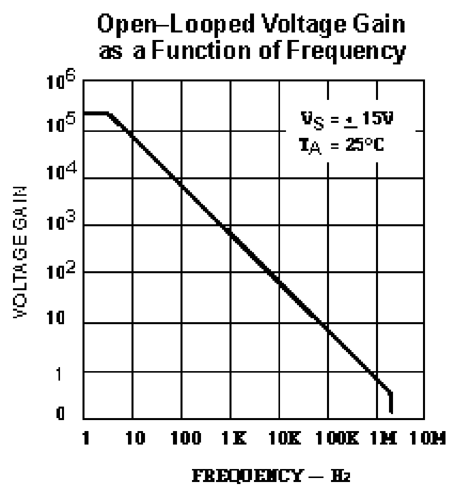
in genere è espresso in dB.

Nel caso ideale Ac è è nullo per cui il rapporto vale infinito, nel caso reale invece Ac anche se piccolo, non è nullo. Ovviamente il CMRR deve essere il più elevato possibile.

GUADAGNO AD ANELLO APERTO E RISPOSTA IN FREQUENZA

Il guadagno ad anello aperto Aol non è infinito come nel caso ideale e soprattutto è dipendente dalla frequenza.

Per il noto μ A 741 il guadagno ad anello aperto vale circa 200.000 a frequenza zero, per poi scendere subito dopo qualche Hertz. In genere per ogni operazionale viene dato il parametro GBW (guadagno per larghezza di banda), che nel caso del μ A 741 è di 1 MHz, questo significa che per questo operazionale il GBW è in ogni caso uguale ad 1 MHz. Se il guadagno nella particolare configurazione è unitario allora la larghezza di banda è di 1 MHz; mentre se il guadagno è superiore all'unità, ad esempio 10, allora la larghezza di banda diminuisce e per un guadagno di 10 sarà 1MHz/10, cioè 100 KHz.

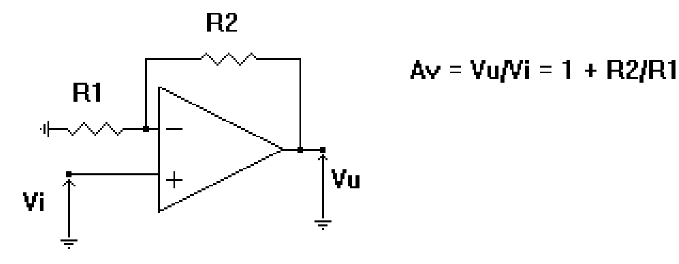


APPLICAZIONI LINEARI

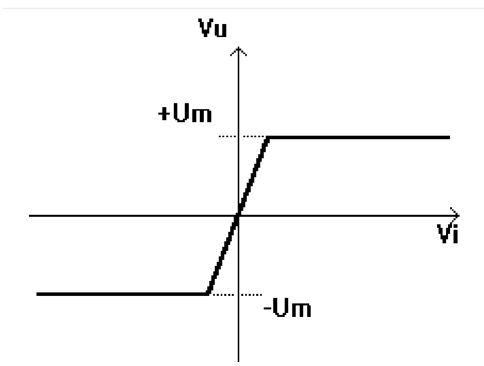
CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE

Vengono ora illustrate le applicazioni degli operazionali di interesse più generale, con la descrizione e l'analisi del loro funzionamento.

La prima di queste è la configurazione non invertente, riportata a lato, in cui il segnale di uscita non subisce nessun sfasamento rispetto al segnale di ingresso e il guadagno di tensione, definito come Vu/Vi, è sempre maggiore od uguale ad uno.



Tale guadagno dipende nel caso ideale solo da due resistenze (R2 e R1), e lo si può variare cambiando il valore di queste.



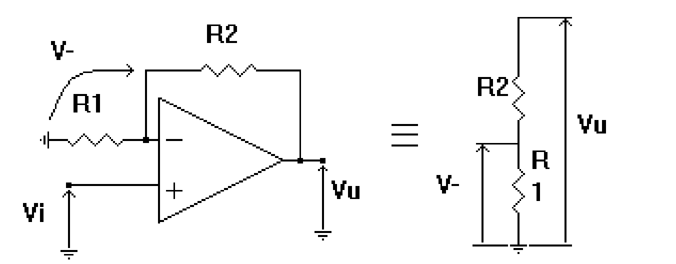
Siccome il guadagno della configurazione è minore di infinito a causa della retroazione negativa, il tratto lineare della transcaratteristica non ha più pendenza infinita, come nel caso ideale, senza retroazione, ma più bassa, e dipende dal rapporto delle due resistenze. Si può notare che la pendenza della transcaratteristica, nel tratto lineare , è positiva, e minore di 90°,come il guadagno, in accordo con la teoria.

Questo risultato è facilmente dimostrabile con la relazione Vd=0.

Si parte dalla relazione Vd = 0.

Considerando che Vd = V^+ - V^- si ha che V^+ - V^- = 0, ed esplicitando i termini in funzione delle tensioni Vu e Vi si ha V^+ = Vi, V^- invece è una parte della Vu, e cioè Vu[R1/(R1+R2)],

questo lo si può scrivere perché l'ingresso (-), essendo l'operazionale ideale, non assorbe corrente e le due resistenze formano un partitore di tensione, per cui V^+ - V^- = Vi - Vu[R1/(R1+R2)] = 0, o anche Vi = Vu[R1/(R1+R2)], ed infine Vu/Vi = (R1+R2)/R1,



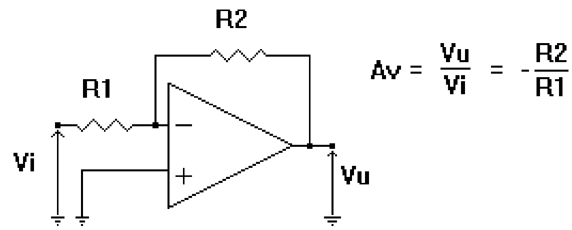
e cioè

Av = Vu/Vi = R1/R1 + R2/R1 = 1 + R2/R1, cvd!

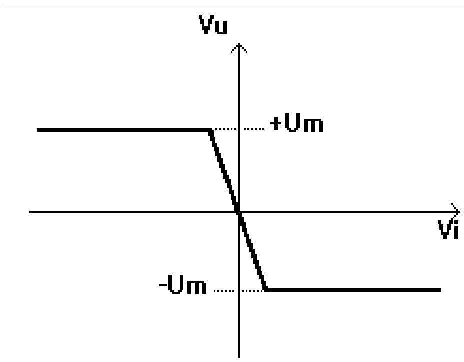
CONFIGURAZIONE INVERTENTE

Questa configurazione è detta invertente e differisce dalla precedente perché il segnale di uscita (Vu) risulta sfasato di 180° rispetto al segnale di ingresso, e lo dimostra anche il segno meno davanti all'espressione del guadagno.

Il guadagno di questa configurazione è minore di "zero" che è intuibile anche dal fatto che il segnale di ingresso è applicato al terminale invertente, e, come nell'altra configurazione, dipende solo dal valore delle due resistenze R2 e R1.



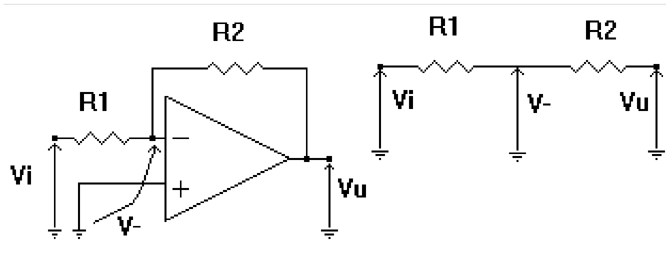
Il tratto lineare come nell'altra configurazione ha la pendenza che dipende dal guadagno.



Nella transcaratteristica di questa configurazione, il tratto lineare ha una pendenza negativa, in accordo col segno meno nell'espressione del guadagno di tensione, e la pendenza di questo tratto è uguale al guadagno del circuito (minore di infinito), e dipende solo dalle resistenze R1 e R2.

Anche in questo caso è possibile dimostrare ciò con la relazione Vd = 0

Anche in questo caso si parte dalla relazione Vd = 0, o anche $V^+ - V^- = 0$, ma adesso V^+ è a massa quindi nulla e, resta solo da esplicitare la $-V^- = 0$ in funzione di Vu e Vi.



Anche qui, essendo l'operazionale ideale, l'ingresso invertente non assorbe corrente e si considerano solo le resistenze R1 e R2. Sono presenti due tensioni note che contribuiscono alla V^-, ed essendo la rete lineare, si può applicare la sovrapposizione degli effetti.

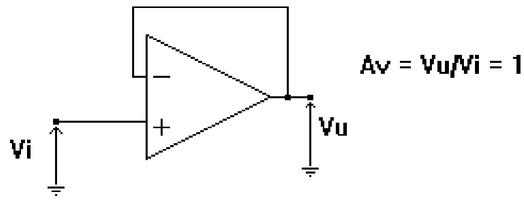
Per cui la V^- sarà la somma di due contributi; uno dovuto alla Vi e l'altro alla Vu. Il contributo della Vi sarà Vi[R2/(R1+R2)], e della Vu sarà Vu[R1/(R1+R2)], per cui

$$V^- = Vi[R2/(R1+R2)] + Vu[R1/(R1+R2)]$$

Quindi la Vd = 0 diventa $-V^- = 0$ e sostituendo: $-V^- = -Vi[R2/(R1+R2)]-Vu[R1/(R1+R2)]=0$, da cui si ottiene:

$$Vu/Vi = -R2/R1.\text{(cvd!)}$$

BUFFER

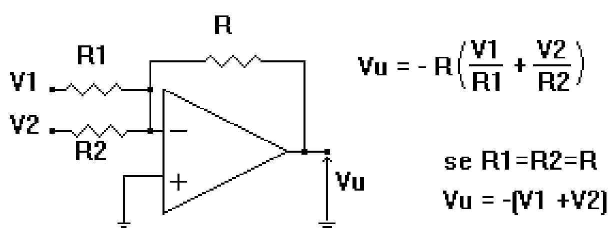


Un caso particolare, chiamato "buffer", deriva dalla configurazione non invertente, nella quale il rapporto tra R2 e R1 è nullo e il guadagno di tensione Av è uguale a "1". Infatti nell'espressione Av = 1 + R2/R1 sparisce il termine R2/R1 perché R2 = 0 (cortocircuito), mentre R1 è infinita (non è presente).

L'utilità di questa configurazione non è a prima vista intuibile essendo il guadagno uguale ad uno, ma, essendo la resistenza di ingresso infinita e quella di uscita nulla, può essere usato con profitto tutte le volte che bisogna disaccoppiare un circuito ad alta impedenza con uno a bassa impedenza.

SOMMATORE INVERTENTE

Un altro circuito spesso usato è il sommatore invertente la cui uscita Vu è legata alla somma dei due (o più) ingressi V1 e V2.



Si noti la presenza del segno meno nell'espressione di Vu dovuta appunto al fatto che il sommatore è invertente. Il peso dei segnali V1 e V2 dipende dal valore delle rispettive resistenze R1 e R2 in serie ai due segnali V1 e V2. Se si vuole che i due segnali V1 e V2 abbiano uguale peso, si scelgono le due resistenze uguali, per esempio ad Re.

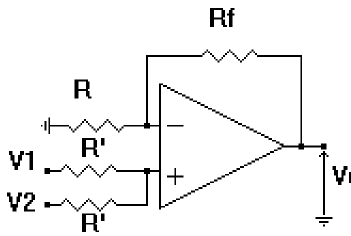
Si ottiene in questo caso la relazione: Vu = -R/Re(V1+V2), dove il rapporto -R/Re rappresenta il guadagno del sommatore (negativo). Se invece si scelgono le resistenze uguali tra di loro e a quella di retroazione (R) si ottiene la relazione:

$$Vu = -(V1 + V2).$$

In questo caso l'uscita è uguale proprio alla somma tra i due ingressi (a parte il segno).

SOMMATORE NON INVERTENTE

Questo sommatore è simile al sommatore invertente, tranne che non compare il segno (-) nell'espressione di Vu. Anche qui la Vu è funzione della somma di due (o più) ingressi.



$$Vu = \frac{V1+V2}{2}\ Av$$

$$Av = 1 + \frac{Rf}{R}$$

Si può notare che in pratica il circuito è costituito da un amplificatore non invertente il cui guadagno è 1 + Rf/R, come già visto, con i segnali, V1 e V2, applicati all'ingresso non invertente, tramite le due resistenze R', uguali.

Si può quindi scrivere che:

$$Vu = V^+ [1 + Rf/R]$$

Ma V^+ è data dal contributo di V1 e V2 e con la sovrapposizione degli effetti si ha:

$$V^+ = V1/2 + V2/2$$

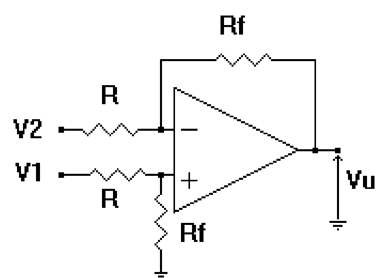
per cui si ha, sostituendo che:

$$Vu = [(V1+V2)/2][1+(Rf/R)].$$

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE

Questo dispositivo produce un'uscita proporzionale alla differenza dei due ingressi V1 e V2. La tensione di uscita è uguale alla differenza V1-V2 moltiplicato il guadagno del circuito, che nel nostro caso vale Rf/R.

Si parte dalla relazione, ormai nota, Vd = 0, già citata in precedenza. La tensione V^+ è una parte della V1 e la si ottiene con la regola del partitore di tensione costituito dalle resistenze R e Rf. La tensione V^- invece, è somma dei contributi di Vu e V2. Si ottiene quindi:



$$Vu = \frac{Rf}{R}(V1\text{-}V2)$$

$V^+ = [Rf/(R+Rf)]Vi.$

La V^- come visto anche in precedenza, con la sovrapposizione degli effetti, sarà uguale a:

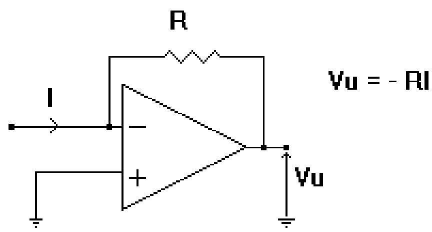
$$V^- = [R/(R+Rf)]Vu + [Rf/(R+Rf)]V2$$

Sostituendo nell'espressione $V^+ - V^- = 0$ le espressioni di V^+ e V^- si ha:

$Vu = (Rf/R)(V1-V2).$

CONVERTITORE I/V

Nel caso si voglia convertire una corrente in una tensione, oltre al metodo classico e cioè con l'uso di una semplice resistenza si può usare il circuito sotto riportato il quale disaccoppia, grazie alla sua bassa impedenza di uscita, il carico dalla corrente da convertire.

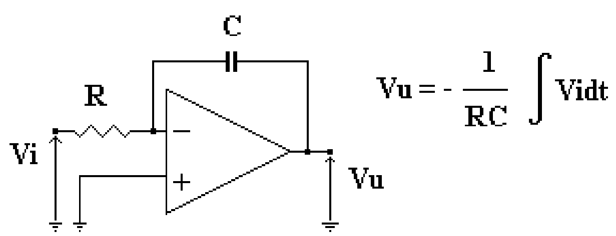


La tensione Vu è proporzionale alla corrente che entra dal terminale (-), tramite il fattore R, che può essere scelto a piacere. Il segno meno compare perchè viene usato l'ingresso invertente, se non lo si desidera basta invertire il verso della corrente di ingresso. Il risultato è facilmente dimostrabile osservando che la Vu misurata tra il terminale di uscita e massa la si può pensare applicata tra uscita e il terminale (-) grazie al corto circuito virtuale, ma per la legge di ohm questa è di verso opposto alla d.d.p. sulla R causata dalla I.

INTEGRATORE IDEALE

Dalla configurazione invertente sostituendo al posto della R2 una capacità si ottiene un integratore.

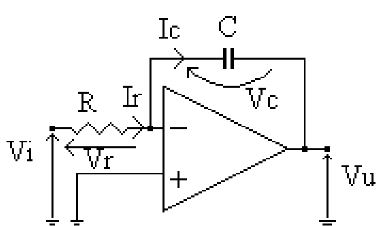
L'uscita di questo circuito ci fornisce un segnale Vu proporzionale all'integrale del segnale di ingresso Vi, come si può vedere nella figura a lato. Si può notare che la corrente che scorre nella R è la stessa che scorre nella C (essendo l'operazionale ideale), cioè $I_R = I_C$, e ricordando che, nel condensatore vale:



$I_C = C(dVc/dt)$,

sostituendo si ottiene la relazione voluta. Infatti dalla $I_R = I_C$ si ha che essendo $I_C = CdV_C/dt$ ed anche $I_R = V_R/R$ che:

$$V_R/R = CdV_C/dt.$$

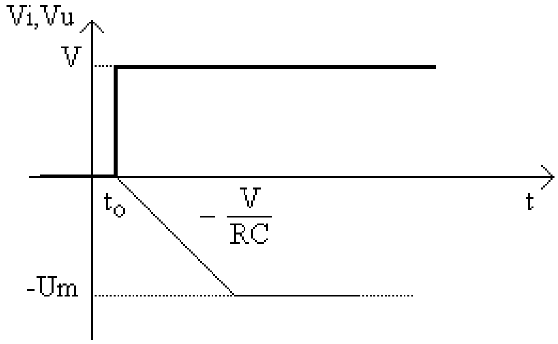


Come si può vedere dalla figura, V_R è anche uguale a Vi, essendo il potenziale al terminale (-) nullo a causa del corto circuito virtuale, ed inoltre V_C è uguale a -Vu per lo stesso motivo, si ha:

$$Vi/R = Cd(-Vu)/dt,$$

da cui si ha che $dVu/dt = -Vi/(RC)$, ed integrando in dt il primo e secondo membro si ottiene la relazione voluta (c.v.d.).

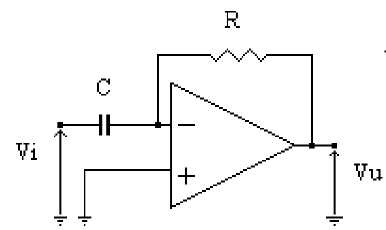
Se applichiamo all'ingresso, al posto della Vi un segnale a gradino di ampiezza V si ottiene all'uscita una rampa negativa, la cui equazione è $Vu = -(V/RC)\times t$, la rampa è negativa perché l'ingresso è applicato al terminale invertente.



Nell'istante $t = t_0$ viene applicato un gradino di ampiezza V, dalla relazione che lega la Vu alla Vi, sostituendo alla Vi il valore del gradino si ottiene una rampa negativa di equazione Vu=-(V/RC)× t con pendenza -V/RC, questo fino ad arrivare alla saturazione (negativa) dell'operazionale (-Um), oltre questo valore, la Vu rimane costante.

<u>DERIVATORE IDEALE</u>

Questa configurazione prende il nome di derivatore ideale, simile all'integratore già visto ma la capacità e la resistenza sono invertite nella loro posizione.



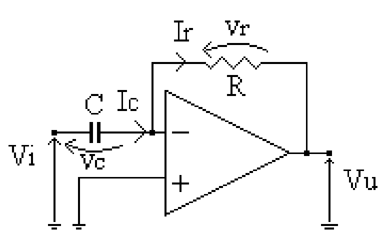
$$Vu = -RC\frac{dVi}{dt}$$

In questo circuito la tensione di uscita Vu è proporzionale alla derivata del segnale di ingresso Vi. Come nel caso precedente, essendo l'operazionale ideale, vale la relazione $I_C = I_R$, sostituendo alle due correnti le loro rispettive espressioni si ottiene la relazione:

Vu = -RC(dVi/dt).

Dalla relazione $I_R=I_C$ si ha, sostituendo alle correnti le espressioni $I_R=V_R/R$ e $I_C=C(dVc/dt)$ si ottiene:

$$V_R/R=C(dVc/dt).$$



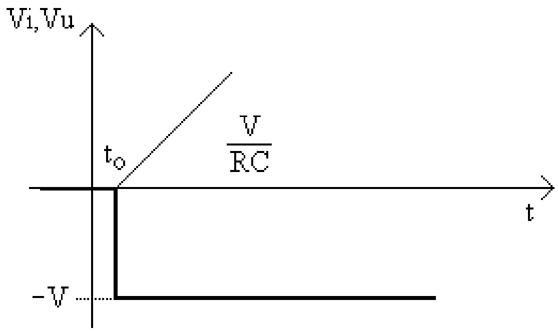
Come si può vedere dalla figura, V_R=-Vu e V_C=Vi a causa del corto circuito virtuale, per cui sostituendo si ottiene:

$$-Vu/R=C(dVi/dt)$$

ed anche:

$$Vu=-RC(dVi/dt), (c.v.d.)!$$

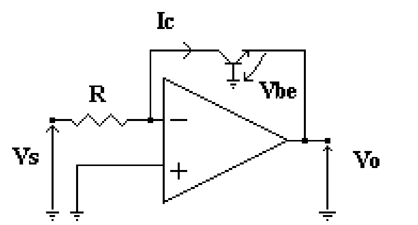
Infatti se applichiamo come segnale di ingresso una rampa si ottiene all'uscita un gradino di tensione.



Applicando al posto di Vi una rampa di equazione Vi=(V/RC)×t, (con V/RC coefficiente angolare), a partire dall'istante t_o, si otterrà all'uscita un gradino di ampiezza V, come si può vedere dal grafico a lato. Infatti dalla Vu=-RC(dVi/dt), sostituendo l'espressione di Vi si ha Vu=-V.

APPLICAZIONI NON LINEARI

AMPLIFICATORE LOGARITMICO



E' costituito da un amplificatore operazionale in configurazione invertente con un BJT al silicio nella rete di retroazione negativa, come si può vedere in figura. Ricordiamo che in un BJT la corrente di collettore I_C vale:

$$I_C=I_S(e^{qV_{BE}/kT}-1)$$

Si può anche scrivere che: $e^{qV_{BE}/kT}=(I_C/I_S)+1$, trascurando l'uno e facendo il logaritmo naturale di entrambi i membri si ha:

$$qV_{BE}/kT=\ln(I_C/I_S), \quad \text{da cui} \quad V_{BE}=(kT/q)\ln(I_C/I_S).$$

dove è:

- I_S = corrente di saturazione inversa della giunzione base-emettitore
- q = carica dell'elettrone
- k = costante di Boltzmann($1,38*10^{-23}$J/°K)
- T = temperatura in gradi Kelvin
- V_{BE} = tensione fra base ed emettitore.

Dalla figura è: $I_C=V_S/R$, a causa del corto circuito virtuale; inoltre vale: $V_O=-V_{BE}$, pertanto:

$$V_o=-(kT/q)\ln(V_s/RI_S)=-kT/q(\ln V_s-\ln RI_S).$$

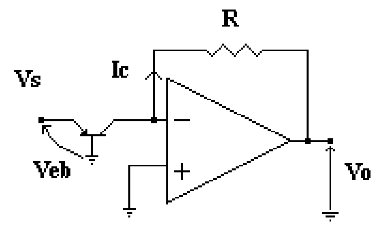
Come si nota però la Vo é dipendente dalla temperatura T il che è inaccettabile, inoltre compare la corrente di saturazione inversa Is che varia da BJT a BJT oltre che dipendere dalla temperatura.

Questo circuito funziona solo se il segnale di ingresso é positivo; se si vuole che funzioni per segnali negativi bisogna sostituire il BJT con un P-N-P.

AMPLIFICATORE ANTILOGARITMICO

Scambiando l'elemento di ingresso con quello di retroazione si può ottenere un amplificatore antilogaritmico.

In questo caso abbiamo usato un BJT del tipo P-N-P e, ricordando che la corrente di collettore in un BJT vale:



$$Ic = Is(e^{qV_{eb}/kT} - 1)$$

Dal circuito si ha: Vs=Veb ed anche: Vo=-IcR, da cui:

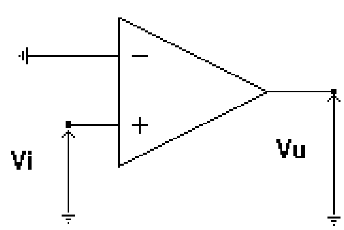
$$Vo=-RIs(e^{qVs/kT})$$

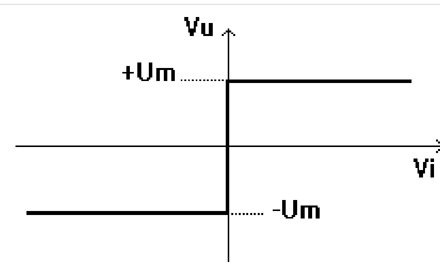
Anche in questo caso esiste la dispersione delle caratteristiche oltre che all'influenza della temperatura sulla corrente Is.

Anche quì si possono elaborare solo segnali positivi; se si vogliono elaborare quelli negativi bisogna sostituire il BJT P-N-P con uno N-P-N.

RILEVATORE DI ZERO

In questa applicazione e nelle successive, non si ricorre all'uso della retroazione negativa, questo per sfruttare meglio il tratto verticale della transcaratteristica, in modo da avere in uscita un passaggio netto tra uno stato e l'altro, la mancanza della retroazione negativa o addirittura l'uso della reazione positiva, consente di dire che non vale più la relazione Vd = 0, perché non si lavora più in zona lineare e l'uscita Vu ammette solo due valori: +Um o -Um, come si può facilmente intuire dalla transcaratteristica.

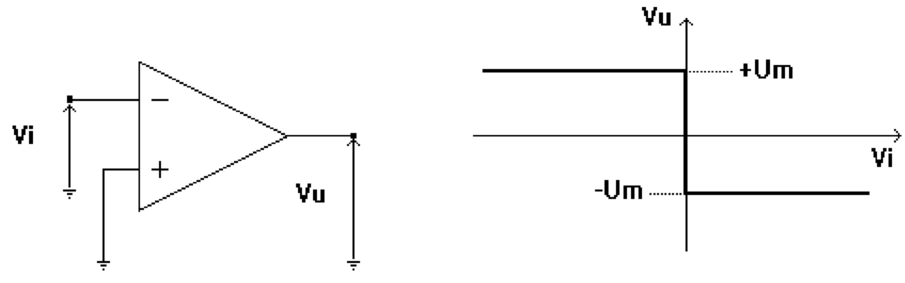




Come si può vedere in figura, questo circuito rileva il passaggio per lo zero della Vi. Essendo il segnale di ingresso applicato al terminale (-), l'uscita Vu sarà uguale a +Um se Vi è maggiore di zero e -Um se minore di zero.

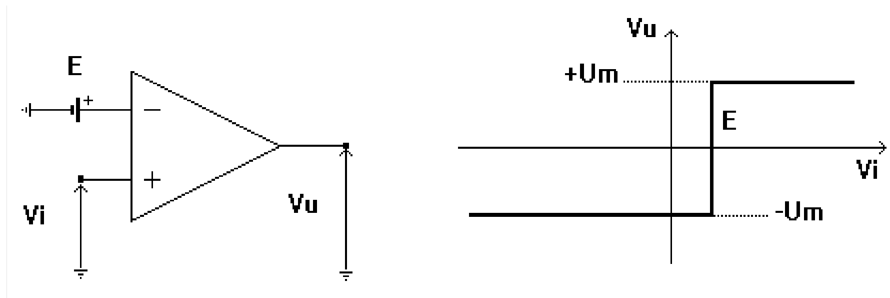
Se invece voglio che la Vu risulti uguale a -Um per Vi>0 e +Um per Vi<0, devo usare come ingresso il terminale invertente.

Infatti, in questo circuito le cose sono invertite rispetto al circuito precedente, perché in questo caso il segnale di ingresso è applicato al terminale (-).

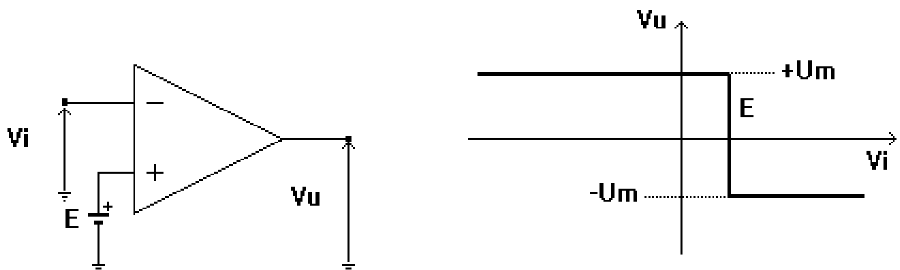


COMPARATORE

Il comparatore è simile al rilevatore di zero a parte il fatto che l'uscita Vu cambia stato non in corrispondenza dello zero ma per un valore diverso da zero della Vi.



Il circuito mostrato sopra compara il segnale Vi con una tensione fissa "E", se il valore della Vi è inferiore ad E, la Vu vale -Um, quando Vi supera la tensione E, Vu passa da -Um a +Um.



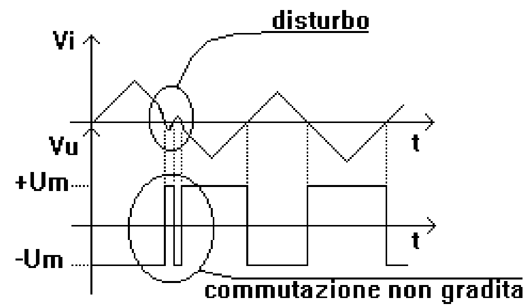
In quest'altro circuito le cose sono invertite perché adesso il segnale Vi è applicato al terminale invertente.

Se il generatore di tensione viene applicato con il positivo verso massa in modo da avere il terminale negativo verso l'ingresso dell'operazionale allora l'uscita Vu cambia stato in corrispondenza della tensione -E (negativa).

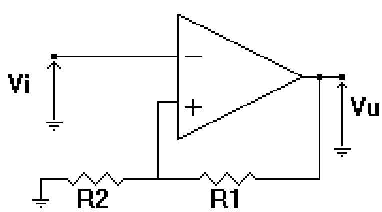
COMPARATORE CON ISTERESI

Nei rivelatori di zero e nei comparatori già visti esiste il problema dei disturbi sovrapposti al segnale di ingresso.

Quando il segnale di ingresso passa per lo zero (o per una tensione di riferimento), ed è presente un disturbo sovrapposto al segnale di ingresso, si possono verificare all'uscita delle commutazioni indesiderate. Queste commutazioni indesiderate non ci permettono di stabilire univocamente il momento in cui si ha il passaggio per lo zero (o per la tensione di riferimento).



Per risolvere questo problema si ricorre all'uso del comparatore con isteresi che in pratica deriva dal comparatore già visto prima, dove però viene usata la retroazione positiva, cioè viene riportata parte della tensione di uscita all'ingresso non invertente.

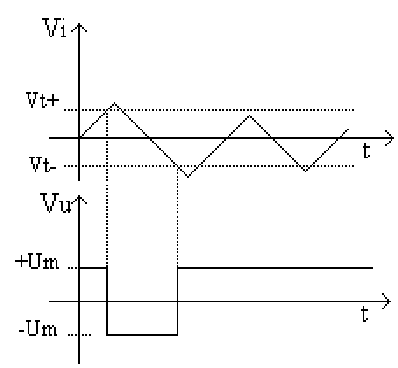


Vediamo di analizzare il comportamento di questo dispositivo. La retroazione positiva introduce due soglie, una positiva Vt^+, e una negativa Vt^-, che valgono rispettivamente:

$Vt^+ = [R2/(R1+R2)](+Um)$, $Vt^- = [R2/(R1+R2)](-Um)$.

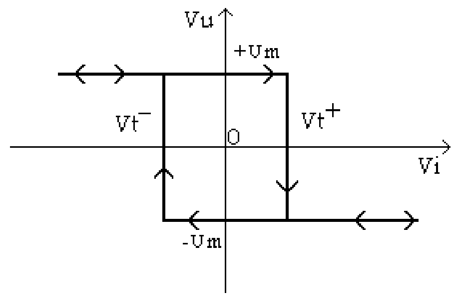
Partiamo dalla condizione in cui l'uscita vale +Um cioè l'operazionale si trova in saturazione positiva.

In questo caso l'ingresso non invertente si trova al potenziale $Vt^+ = [R2/(R1+R2)](+Um)$. Non appena Vi, crescendo, supera questa tensione, che è la soglia positiva, l'operazionale commuta, la Vu si porta a -Um più rapidamente che senza retroazione positiva e, questo perché nell'attimo in cui Vi raggiunge la tensione al terminale non invertente, l'uscita si porta a -Um, come si rileva dalla caratteristica dell'operazionale ideale e, questa Vu negativa, forza l'operazionale a commutare più rapidamente perché adesso la tensione all'ingresso non invertente è diventata negativa ed è a maggior ragione più bassa di quella presente nell'istante in cui si ha la commutazione.



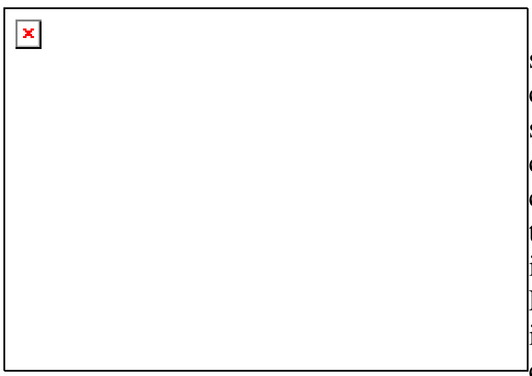
Adesso il terminale non invertente si trova al valore $Vt^- = [R2/(R1+R2)](-Um)$, che è la soglia negativa, e per avere una successiva commutazione è necessario che la Vi scenda sotto di questa. Raggiunto questo valore, l'operazionale commuta e la Vu si riporta a +Um e quindi anche la tensione al terminale non invertente ritorna ad essere positiva e uguale alla soglia positiva vista prima, forzando l'operazionale, come già visto, ad una commutazione più rapida.

All'interno di queste due soglie, uguali in modulo, ma di segno opposto, il dispositivo non risente di eventuali disturbi presenti all'ingresso, sempre che l'ampiezza di questo non supera il valore di una delle soglie.



Come si nota in figura ora la commutazione dell'uscita non avviene più in corrispondenza dello zero ma avviene in corrispondenza di una delle due soglie, per cui l'eventuale disturbo sovrapposto al segnale di ingresso Vi, non influenzerà l'uscita. Come mostrato in figura, l'uscita di questo circuito cambia stato quando l'ingresso supera una delle due soglie (negativa o positiva), ma per ottenere la successiva commutazione dell'uscita è necessario superare l'altra soglia. L'intervallo $Vt^+ - Vt^- = V_H$ è detto isteresi e dipende dalle due resistenze.

Vediamo di analizzare il tutto usando la caratteristica ingresso uscita detta anche "caratteristica di trasferimento".



Come si può vedere dalla figura, se la Vi si trova al di sotto della soglia negativa (Vt^-) e cresce, la oltrepassa senza che l'uscita cambia stato; questo fino a quando arriva in corrispondenza della soglia positiva. In corrispondenza di questa si ha la commutazione, tornando indietro invece la commutazione si ha in corrispondenza della soglia negativa. L'intervallo tra le due soglie si chiama "isteresi" in cui il valore medio $(Vt^+ + Vt^-)/2$ vale zero, cioè la finestra è centrata nell'origine.

Se si vuole che la finestra sia centrata in un posto qualsiasi, cioè le soglie non simmetriche rispetto all'asse delle ordinate, bisogna applicare al terminale collegato a massa della R2 una tensione Vref. In tal caso posto R1=nR e R2=R si ottiene la formula generale:

$$Vt^+ = [n/(n+1)]Vref+[+Um/(n+1)];\quad Vt^- = [n/(n+1)]Vref+[-Um/(n+1)]$$

ed inoltre la finestra sarà centrata in:

$$V_T = (Vt^+ + Vt^-)/2 = [n/(n+1)]Vref.$$

Il comparatore visto è invertente nel senso che quando il segnale di ingresso supera la soglia positiva Vu passa a -Um mentre quando l'ingresso supera la soglia negativa Vu va a -Um. Se si vuole il contrario basta mettere a massa il terminale meno del comparatore ed applicare l'ingresso su R2 togliendola dalla massa.