

GLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Amplificatore Operazionale - Circuiti fondamentali

Lezione 4
Lezione 5
Lezione 6
Lezione 7

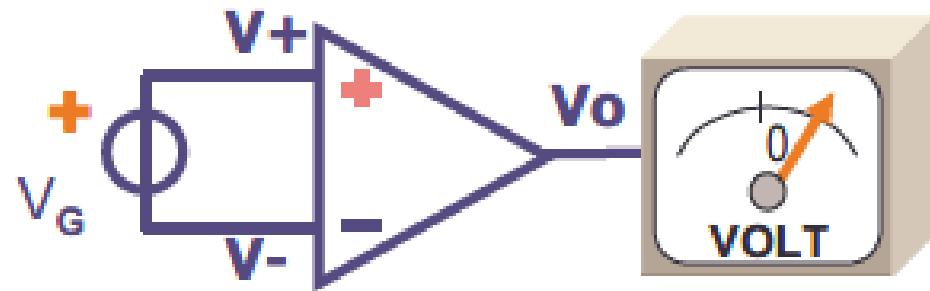
L'amplificatore operazionale è un circuito integrato di tipo lineare a due ingressi, detti "invertente" (-) e "non invertente" (+)

Esso fornisce una tensione d'uscita V_o proporzionale alla differenza fra le due tensioni V_+ e V_- applicate agli ingressi.

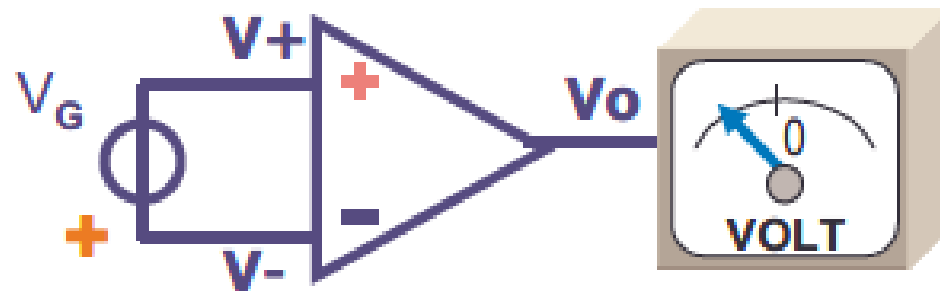
La relazione fra ingressi e uscita è quindi la seguente:

$$V_o = A_{OL} \cdot [V_+ - V_-]$$

dove il coefficiente di proporzionalità A_{OL} è detto "guadagno di tensione" (in catena aperta, "open loop").

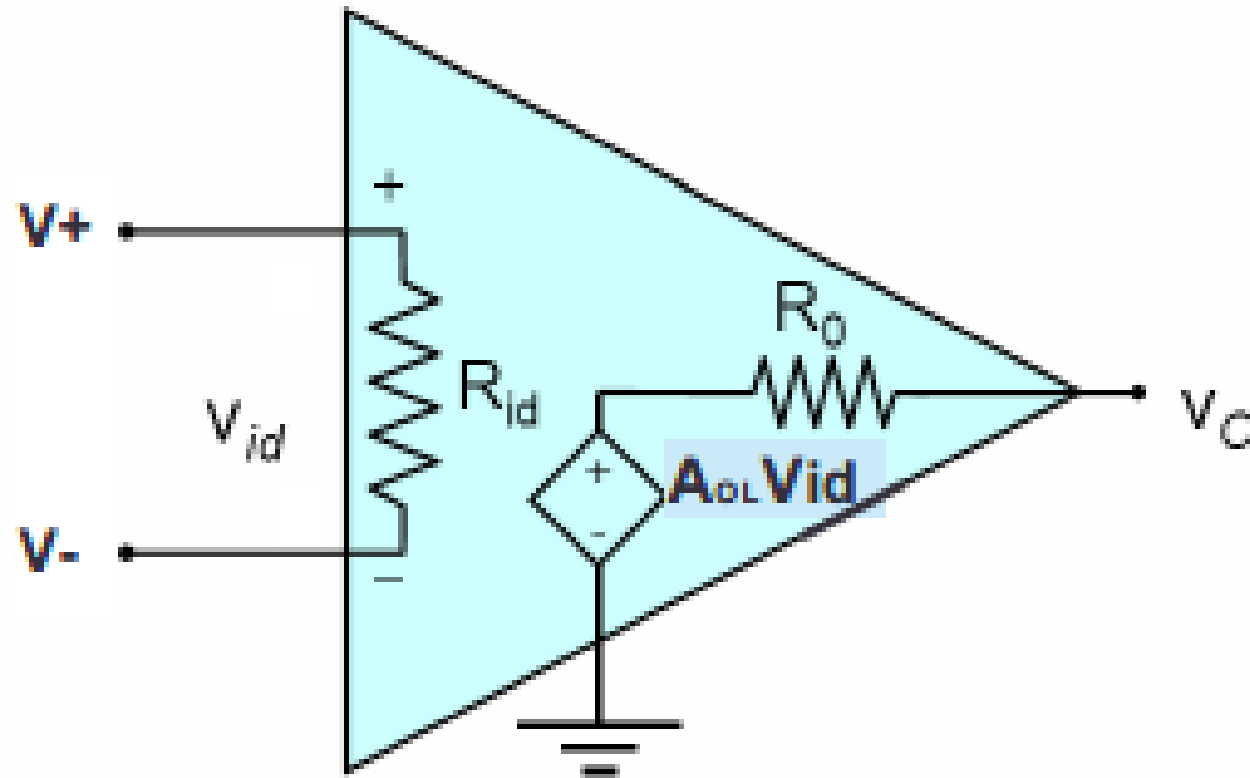


V_G concorde con gli ingressi = V_o **positiva**



V_G discorde con gli ingressi = V_o **negativa**

CIRCUITO EQUIVALENTE

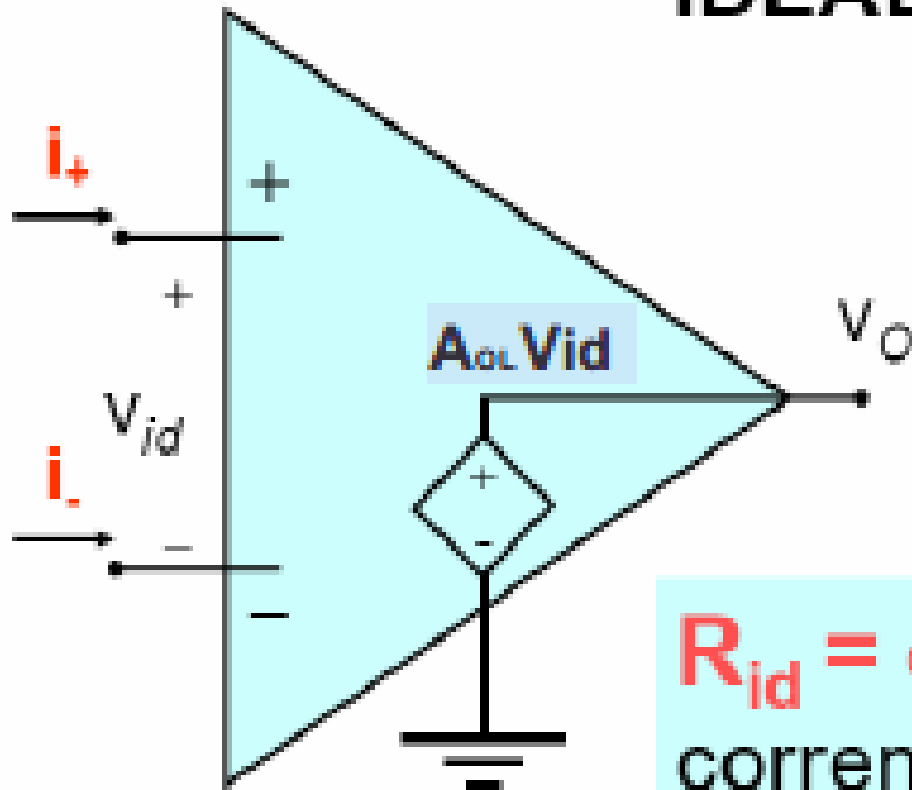


R_{id} = Resistenza differenziale di ingresso

R_o = Resistenza di uscita

$V_{id} = V+ - V- =$ segnale differenziale di ingresso

AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE



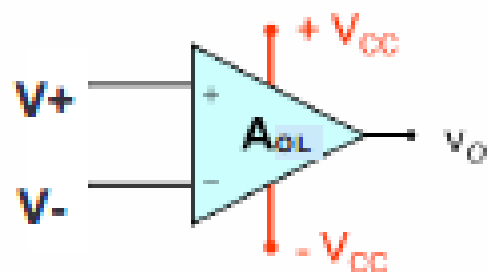
$$R_{id} = \infty$$

$$R_o = 0 \, \Omega$$

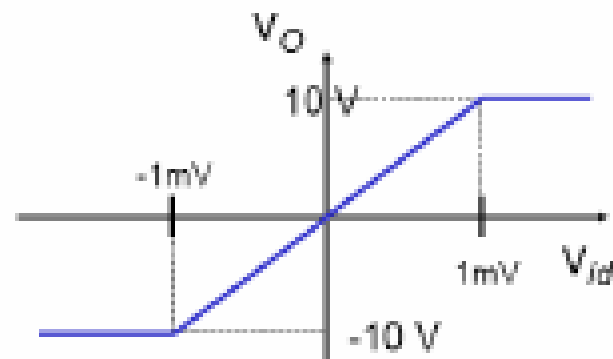
$$A_{ol} = \infty$$

$R_{id} = \infty$ implica che le correnti di ingresso i_+ e i_- sono nulle!

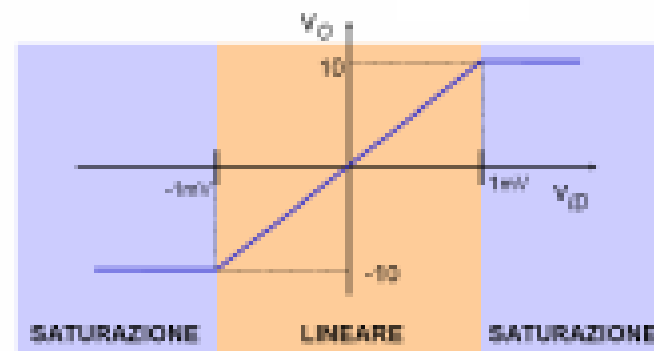
CARATTERISTICA DI UN AMP. OPERAZIONALE "quasi" IDEALE



Consideriamo ora
una $A_{OL} \gg 1$
(esempio $A_{OL} = 10^4$)
e sia $V_{CC} = 10\text{ V}$



CARATTERISTICA DI UN AMP. OPERAZIONALE "quasi" IDEALE

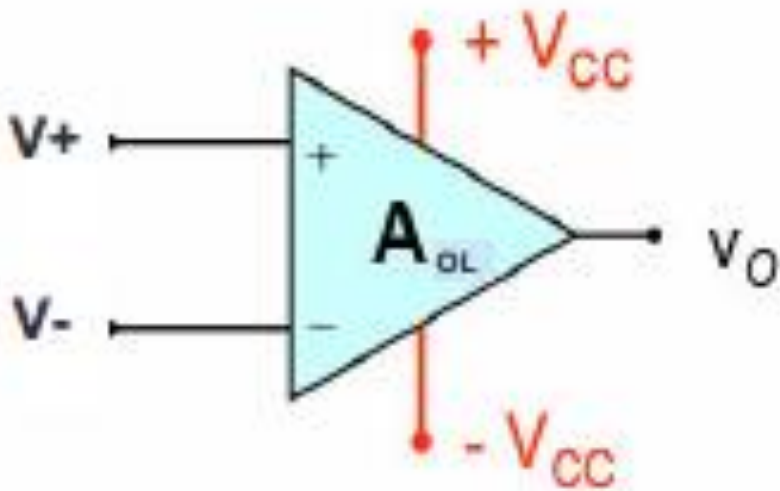


BASTA UN SEGNALE PICCOLO, 1mV, PER FAR SATURARE L'USCITA.

IN QUESTA CONFIGURAZIONE L'OPERAZIONALE NON E' INTERESSANTE IN QUANTO NON E' POSSIBILE FISSARE A PRIORI UN GUADAGNO PRECISO.

**PER DEFINIRE UN GUADAGNO E' NECESSARIO STABILIZZARE IL SISTEMA
RETROAZIONANDO NEGATIVAMENTE IL SEGNALE DI USCITA ATTRAVERSO UNA
RETE RESISTIVA.**

Concetto di “**corto circuito virtuale**” ($v_{id} = 0$)



Posso riformulare il concetto nel seguente modo:

Se $A_{OL} \gg 1$ e se l'A.O. opera in zona lineare allora $v_{id} \cong 0$

NOTA: e' **corto circuito virtuale** perche' $V+ \cong V-$ ma non c'e' nessun collegamento tra i due terminali (non c'e' passaggio di corrente).



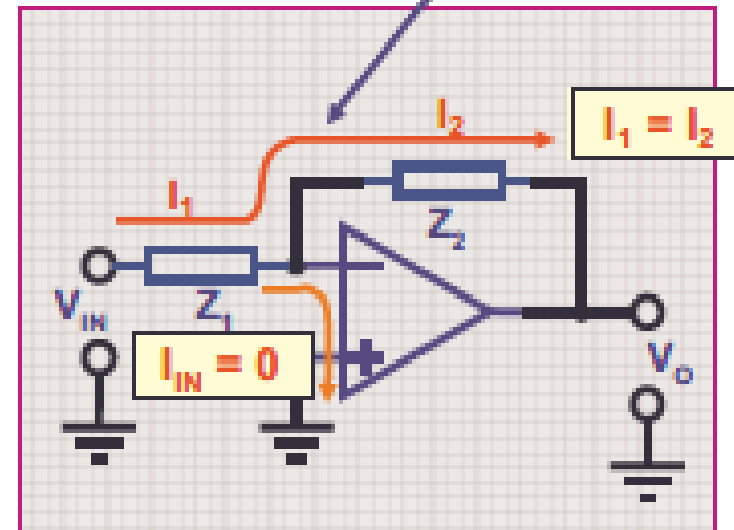
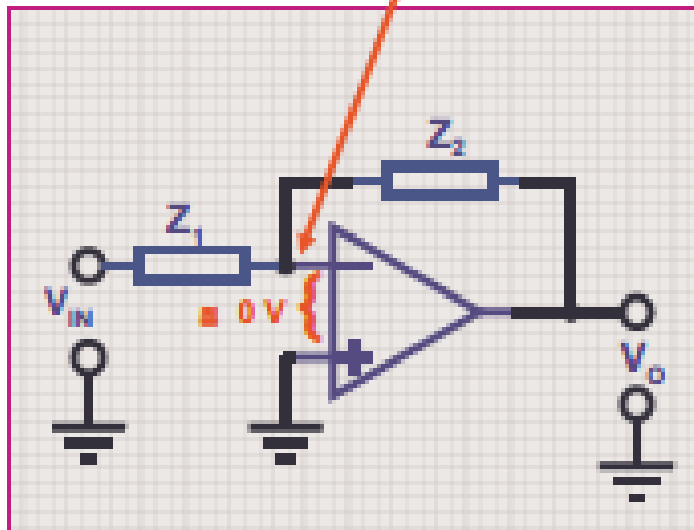
Amplificatore INVERTENTE

L'analisi di questo circuito può essere facilitata ricordando che *l'impedenza d'ingresso di un operazionale ideale è infinita*.

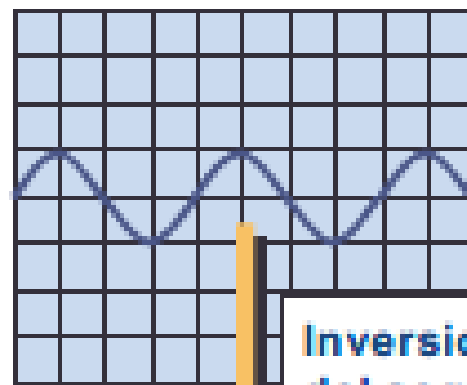
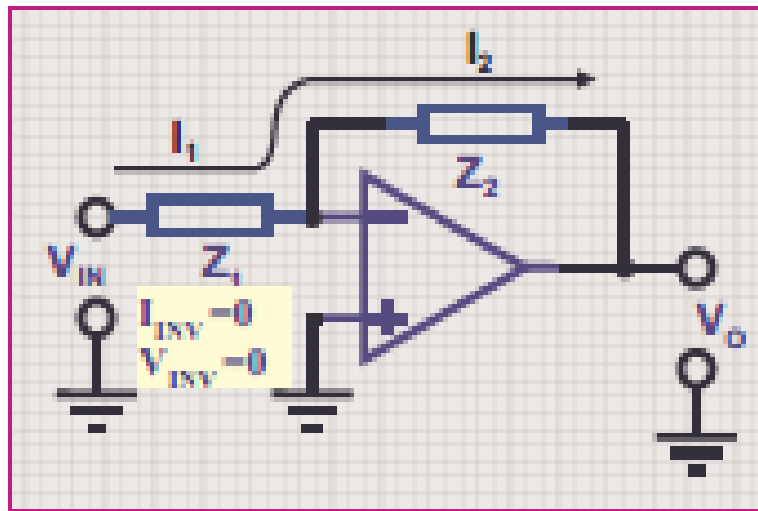
L'impedenza d'ingresso infinita implica infatti una corrente d'ingresso nulla. Grazie inoltre al guadagno infinito tra i due ingressi non vi è alcuna caduta di tensione e pertanto, essendo l'ingresso non invertente a massa, anche la tensione all'ingresso invertente sarà zero.

Per tale motivo si dice che l'ingresso invertente rappresenta una "massa virtuale", ovvero a tensione nulla, come l'altro ingresso.

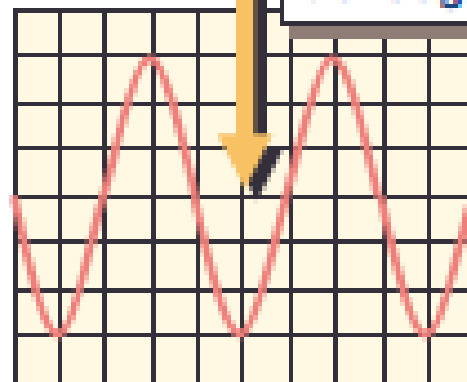
Inoltre, poiché l'impedenza d'ingresso è infinita, la corrente attraverso Z_1 sarà uguale a quella in Z_2 .



Si noti che le impedenze Z possono essere delle semplici resistenze oppure delle reti reattive anche complesse: in entrambi i casi varranno le formule d'ora in poi indicate



Ingresso
50mV/div



Uscita
2V/div

Inversione
del segnale

$$I_1 = V_{IN} / Z_1$$

$$I_2 = -V_O / Z_2$$

ma... $I_2 = I_1$

e quindi



$$-V_O / Z_2 = V_{IN} / Z_1 \quad \text{da cui}$$

$$V_O / V_{IN} = -Z_2 / Z_1$$

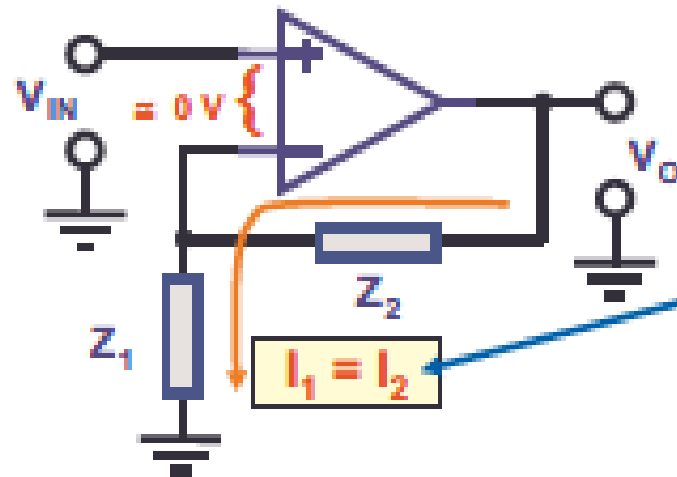
e quindi

$$A_V = -Z_2 / Z_1$$

Guadagno di tensione
ad anello chiuso

Amplificatore NON INVERTENTE

Applicando il segnale da amplificare all'ingresso non invertente e collegando le impedenze di retroazione fra uscita, ingresso invertente e massa, si ottiene l'**amplificatore non-invertente** poiché il segnale d'uscita risulta in fase con quello d'ingresso.



Per analizzarne il funzionamento occorre partire dai medesimi presupposti già visti per l'invertente ovvero che, grazie alla resistenza d'ingresso infinita, risulta $I_{IN} = 0$. Ne consegue che Z_1 e Z_2 sono percorse dalla medesima corrente.

Ricordando poi che i due ingressi sono al medesimo potenziale ($A_v = \text{infinito}$) si ha che la tensione ai capi di Z_1 è uguale al segnale d'ingresso V_{IN} : $Z_1 \cdot I_1 = V_{IN}$

La tensione d'uscita sarà quindi la somma delle tensioni ai capi di Z_1 e Z_2 , ovvero:

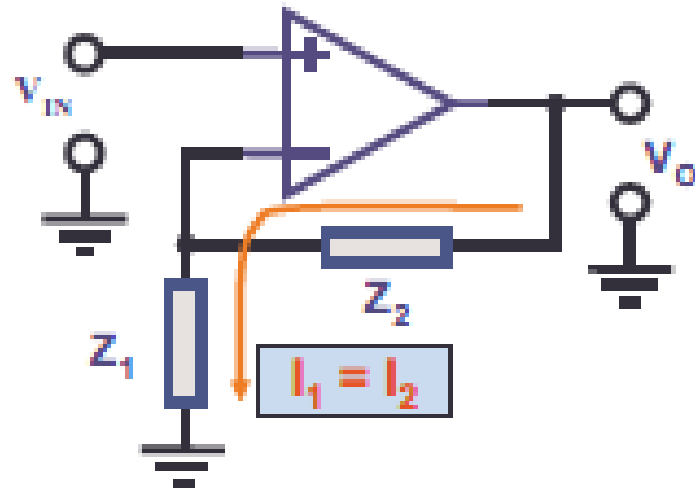
$$V_O = Z_1 \cdot I_1 + Z_2 \cdot I_1 = V_{IN} + Z_2 \cdot (V_{IN}/Z_1) = V_{IN} \cdot (1 + Z_2/Z_1)$$

Si può quindi dedurre che il guadagno $A_v = V_O/V_{IN}$ è dato da:

$$A_v = 1 + Z_2 / Z_1$$



Si noti che il guadagno non potrà mai essere inferiore all'unità e se si desidera ottenere un guadagno unitario occorre porre $Z_2 = 0$ oppure Z_1 infinita (oppure ancora entrambe le condizioni).

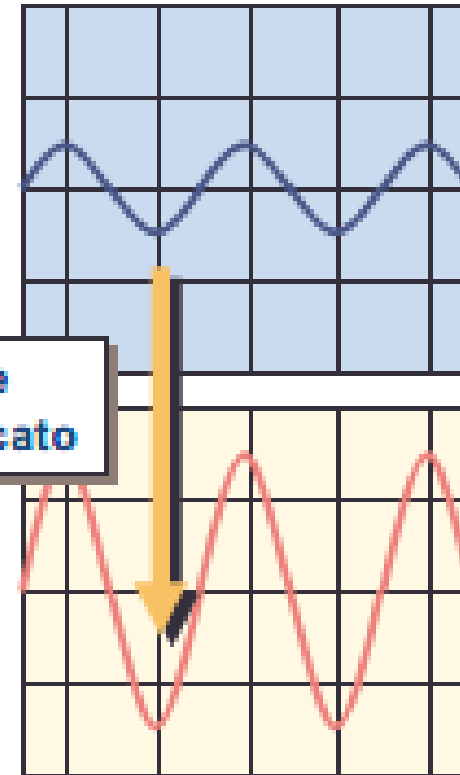


$$A_v = 1 + Z_2 / Z_1$$

Ingresso
50mV/div

Segnale
amplificato

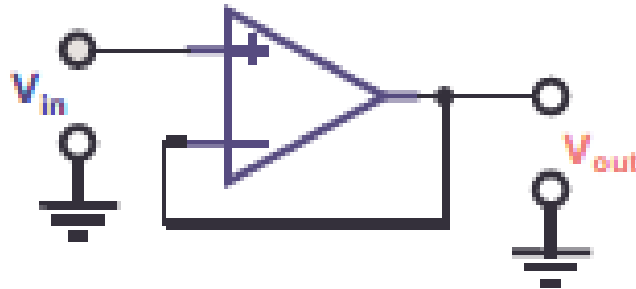
Uscita
2V/div



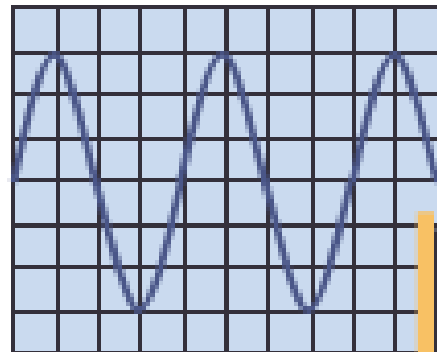
Questa configurazione presenta un'impedenza d'ingresso infinita ed una resistenza d'uscita pressoché nulla; per questo motivo l'amplificatore non-invertente viene spesso usato come "buffer" per isolare la sorgente di segnale dal carico, in modo da evitare "effetti di carico" indesiderati.

INSEGUITORE

Dalle considerazioni viste a proposito dell'amplificatore non-invertente circa le condizioni che permettono di ottenere un guadagno unitario, si può disegnare lo schema del cosiddetto "inseguitore".

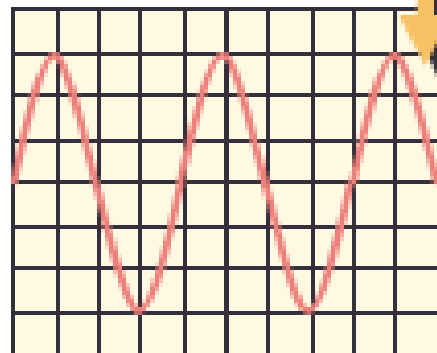


Si tratta di un circuito in grado di riprodurre in uscita esattamente il segnale d'ingresso. Esso viene anche definito un "buffer" a guadagno unitario.



Ingresso
5V/div

il segnale
è invariato



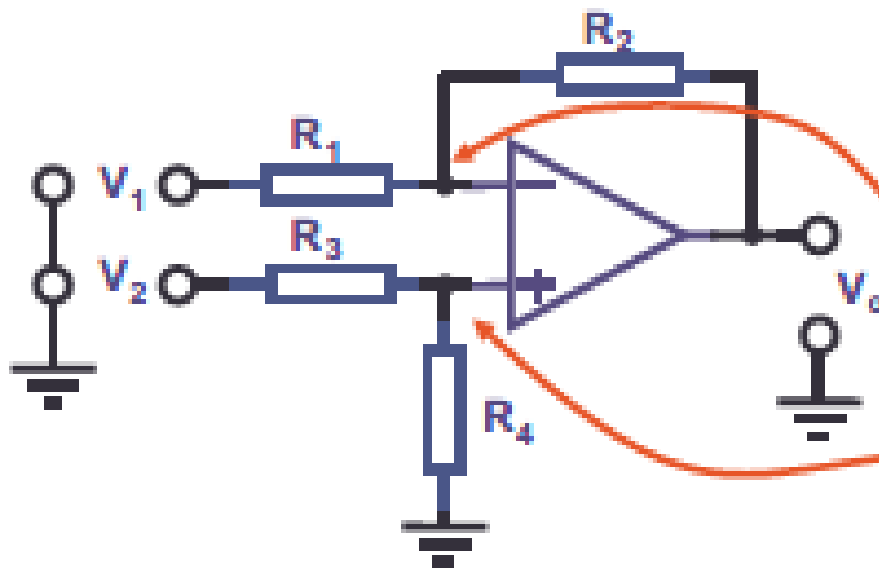
Uscita
5V/div

Spesso occorre infatti separare (si dice anche "**disaccoppiare**") il carico dalla sorgente del segnale, ad esempio quando occorre un adattamento di impedenza fra l'uno e l'altro.

Proprio poiché questo circuito non modifica il segnale applicato, a primo avviso può sembrare che non serva a nulla. In realtà, invece, esso presenta un notevole vantaggio: **amplifica la corrente** ed è quindi in grado di pilotare un carico di bassa impedenza, senza sovraccaricare la sorgente del segnale, utile qualora essa sia costituita da un trasduttore in grado di erogare poca corrente.

Amplificatore DIFFERENZIALE

Abbiamo visto le principali configurazioni di amplificatori in cui il segnale d'ingresso viene applicato ad un solo ingresso, invertente oppure non invertente. Applicando invece i segnali ad entrambi gli ingressi dell'Op Amp si realizza un particolare tipo di amplificatore, detto "differenziale", proprio in quanto amplifica la differenza fra i due segnali.



Per analizzare questo circuito si può applicare il principio di sovrapposizione degli effetti, per cui si ha che la tensione V_- misurata all'ingresso invertente vale:

$$V_- = V_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + V_o \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

mentre: $V_+ = V_2 \cdot R_4 / (R_3 + R_4)$

ma, grazie all'equipotenzialità degli ingressi, possiamo porre: $V_+ = V_-$

Uguagliando quindi le due espressioni, si può notare in particolare che, se si fa sì che $R_2/R_1 = R_4/R_3$ (ovvero si realizza un "differenziale bilanciato") si ottiene che:

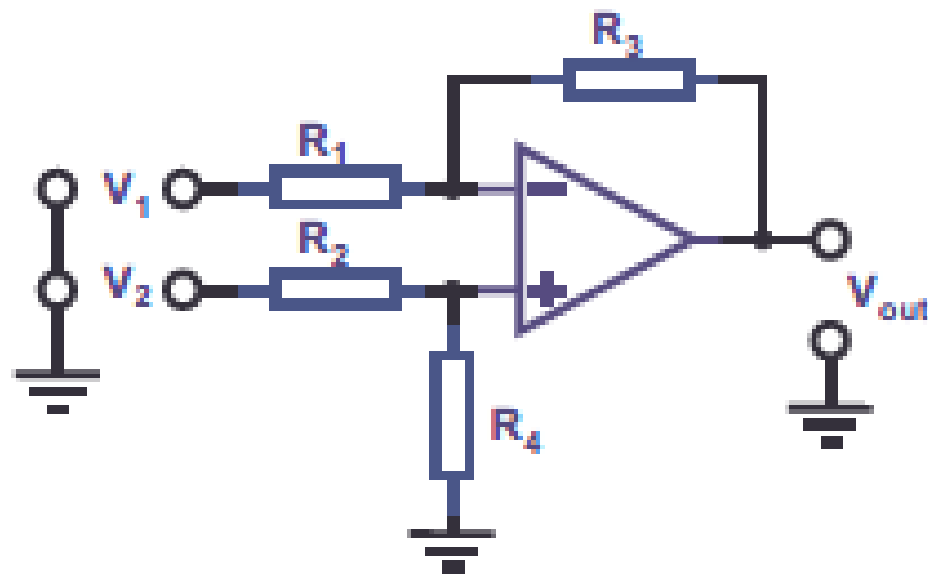
$$V_o = (V_2 - V_1) \cdot R_2 / R_1$$

ovvero

$$A_d = V_o / (V_1 - V_2) = R_2 / R_1$$

Mentre le configurazioni invertente e non-invertente vengono utilizzate con uno degli ingressi a massa, nell'amplificatore differenziale viene amplificata l'effettiva differenza fra i due segnali V_1 e V_2 , anche se non riferiti a massa.

Quindi, se a V_1 e V_2 viene applicata la medesima tensione, essa non viene amplificata.

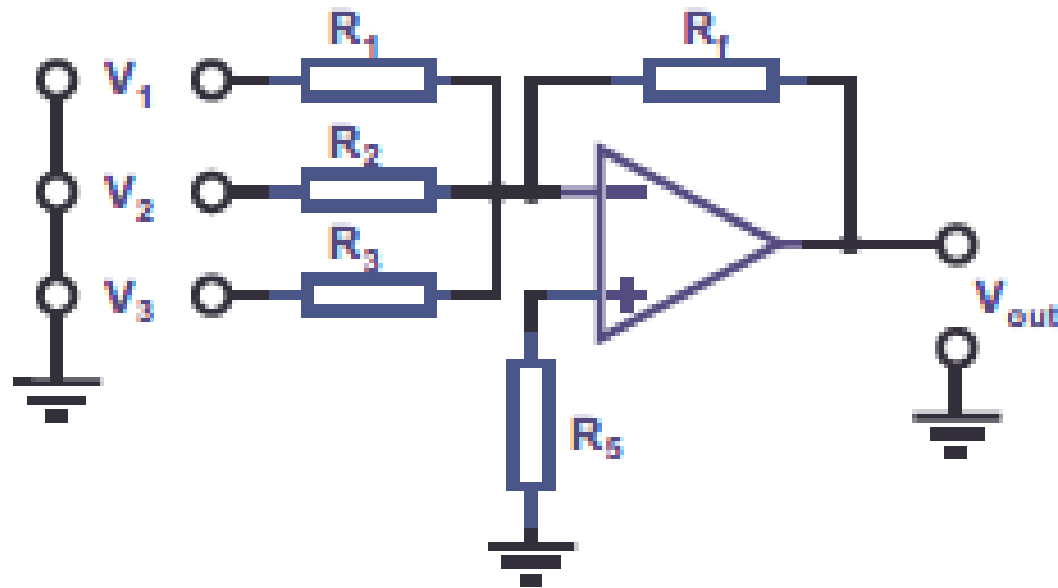


Si noti che i due segnali d'ingresso non sono necessariamente continui, bensì la formula prima ricavata vale anche nel caso in cui V_1 e V_2 siano comunque variabili nel tempo.

Ciò significa che V_1 e V_2 possono essere anche segnali fra di loro molto differenti; ad esempio V_1 può essere sinusoidale e V_2 triangolare, oppure ancora V_1 una tensione continua e V_2 un'onda quadra.

Che succede in questi casi?

SOMMATORE

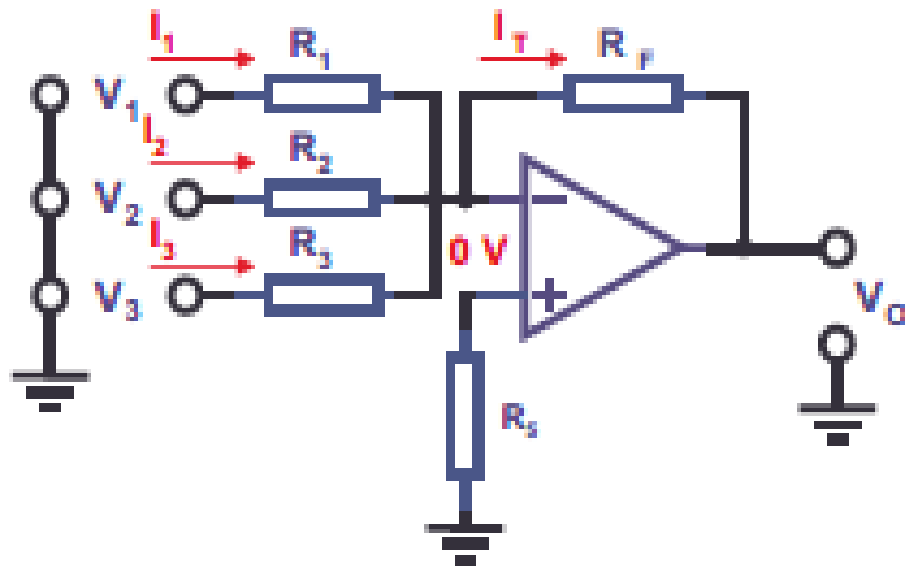


Il circuito detto "sommatore" può essere considerato una variante dell'amplificatore invertente, nel caso in cui vengano applicati più segnali d'ingresso.

Nella figura a lato è riportato lo schema di un sommatore a tre ingressi.

Un tipico impiego di questo circuito è ad esempio quello dei mixer audio, dove in uscita si desidera avere una "miscelazione" di più sorgenti sonore.

Il segnale d'uscita di questo circuito è, istante per istante, proporzionale alla somma algebrica (cambiata di segno) delle tensioni di ingresso.



Funzionamento

Le tensioni V_1 V_2 V_3 applicate agli ingressi danno origine alle rispettive correnti I_1 I_2 I_3 .

Grazie all'impedenza di ingresso infinita e al concetto di "massa virtuale" prima esposti, l'ingresso invertente si trova all'incirca a 0 V e pertanto nessuna corrente entrerà in tale ingresso ma fluirà tutta verso l'uscita.

$$I_T = I_1 + I_2 + I_3 \quad \text{e poiché} \quad V_O = - I_T R_f \quad \longrightarrow \quad V_O = - (I_1 + I_2 + I_3) \cdot R_f$$

$$\text{Se } R_1 = R_2 = R_3 = R_f \quad \longrightarrow \quad V_O = - (V_1 / R + V_2 / R + V_3 / R) R$$

Ovvero $V_O = - (V_1 + V_2 + V_3)$

L'equazione mostra che la tensione d'uscita, istante per istante, è la somma delle tensioni d'ingresso. Se gli ingressi fossero n , l'equazione diventerebbe:

$$V_O = - (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

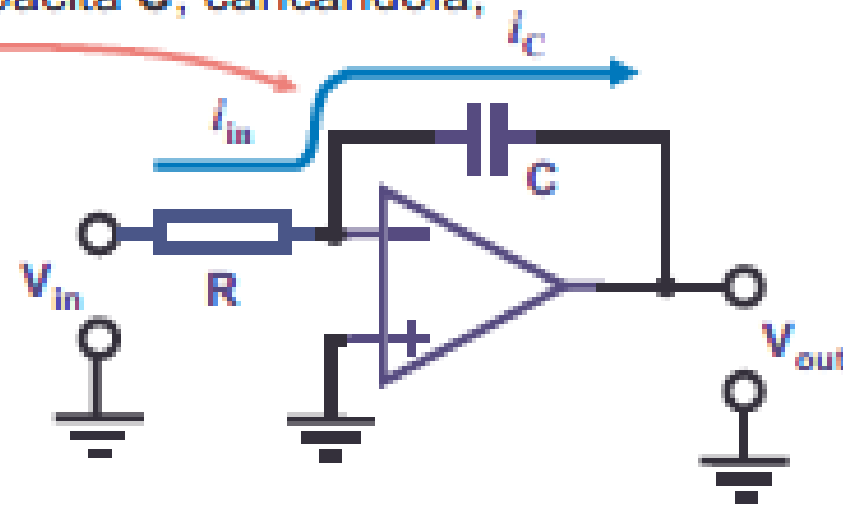
INTEGRATORE

Se la rete di retroazione di un amplificatore invertente è di tipo capacitivo, il circuito viene detto "integratore", proprio poiché si dimostra in grado di eseguire l'operazione matematica di integrazione nel tempo del segnale d'ingresso.

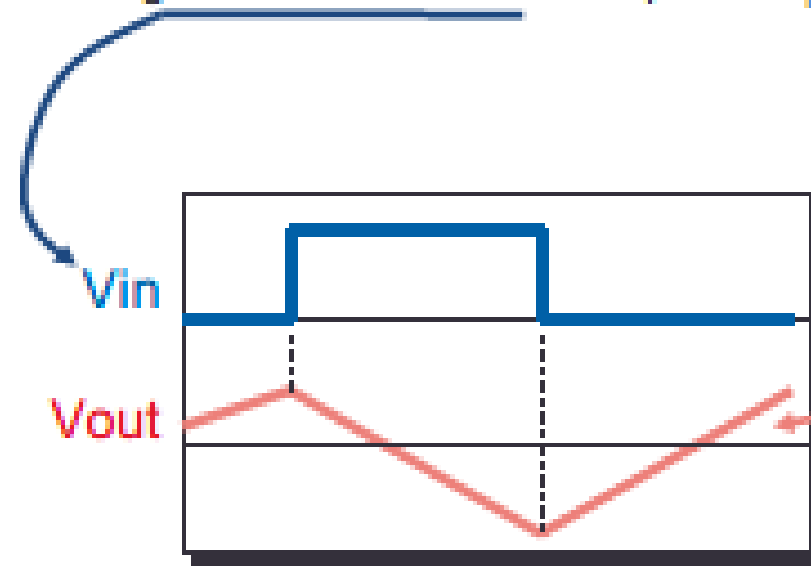
La "massa virtuale" dell'ingresso invertente fa sì che la resistenza R venga attraversata da una corrente $I_R = V_{in} / R$. L'elevata impedenza d'ingresso fa però sì che tale corrente attraversi la capacità C , caricandola, per cui si ha che $I_R = I_C$.

Ciò significa che la tensione d'uscita varia secondo la carica (o la scarica) del condensatore, che infatti "integra" la corrente nel tempo. Si può quindi scrivere che:

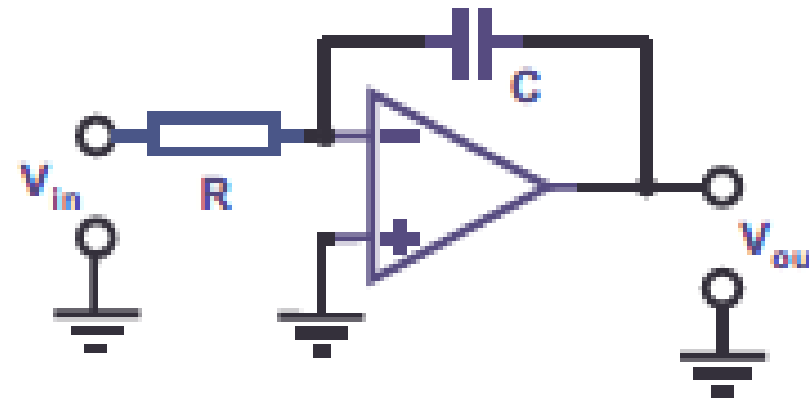
$$V_{out} = \frac{1}{C} \int i dt = -\frac{1}{C} \int \frac{V_{in}}{R} dt = -\frac{1}{RC} \int V_{in} dt$$



Da quanto detto si può dedurre che applicando all'ingresso dell'integratore un gradino di tensione di ampiezza V_{in} l'uscita diverrà $V_{out} = -(V_{in}/RC) \cdot t$.



Ovvero sarà una tensione che varia linearmente in funzione del tempo.



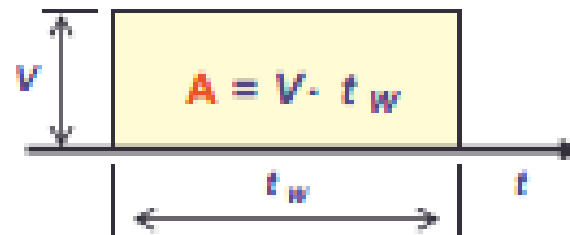
Un circuito di questo tipo viene quindi anche chiamato "generatore di rampa", e trova largo impiego ad esempio negli oscilloscopi, nei convertitori A/D dei voltmetri digitali, ecc.

Osservando il circuito dell'integratore si può notare che esso è essenzialmente un filtro passa-basso.

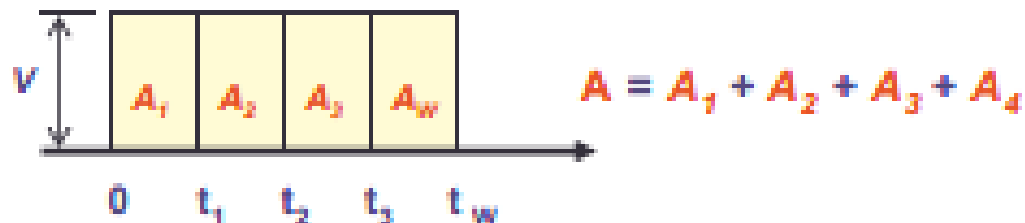
Che succede a questo filtro se variamo i valori di V_{in} , R e C ?

Premesso che l'integrazione è un procedimento matematico che consente di calcolare l'area sottesa ad una curva, un circuito integratore ad operazionale produce un'uscita proporzionale all'area sottesa alla curva individuata dalla tensione di ingresso.

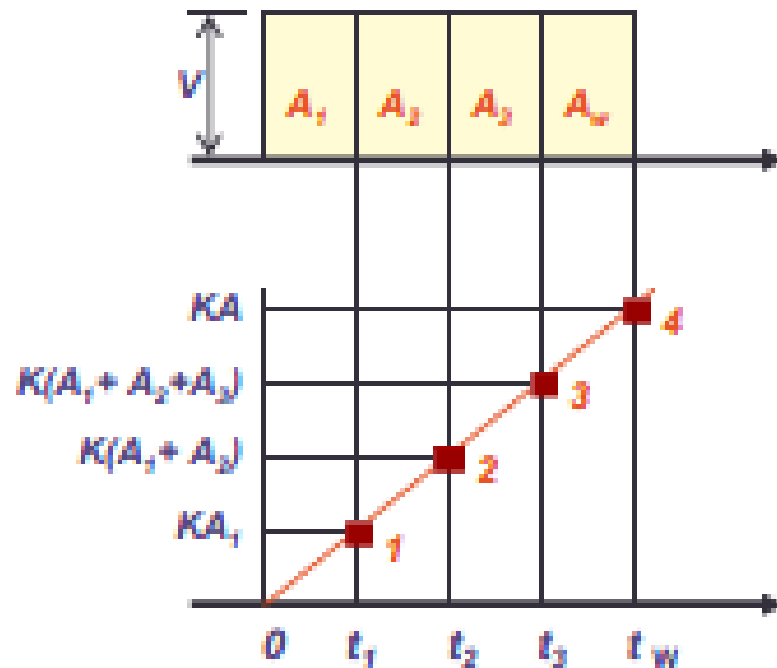
Ipotizziamo che l'ingresso dell'integratore sia costituito da un impulso rettangolare di ampiezza V e larghezza t_w . A rappresenta l'area sottesa alla forma d'onda rettangolare.



Immaginando ora di suddividere l'area A in quattro aree A_1, A_2, A_3, A_w , uguali, l'area complessiva risulterà dalla somma delle aree in cui era stata inizialmente suddivisa e cioè $A_1 = V \cdot t_1, A_2 = V \cdot t_2, \dots$ ecc.



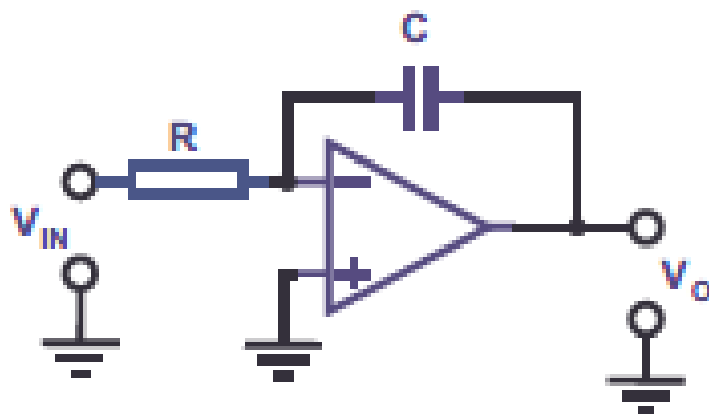
L'integrale può anche essere rappresentato graficamente come di seguito. Il riferimento è sempre lo stesso impulso rettangolare di ampiezza V e larghezza t_w .



Procedendo da $t = 0$ a $t = t_1$, l'area A_1 sottesa fino a questo punto può essere rappresentata su un grafico dal punto 1 avente ordinata KA_1 proporzionale all'area stessa ($K = \text{costante di proporzionalità}$). Procedendo analogamente per ciascun intervallo di tempo è possibile costruire i punti 2, 3 e 4.

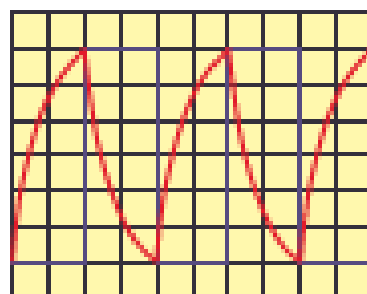
Collegando i vari punti si può verificare che l'integrale di un impulso rettangolare è una retta (rampa) caratterizzata da una certa pendenza.

Questo procedimento può essere applicato a qualsiasi tipo di segnale in ingresso.

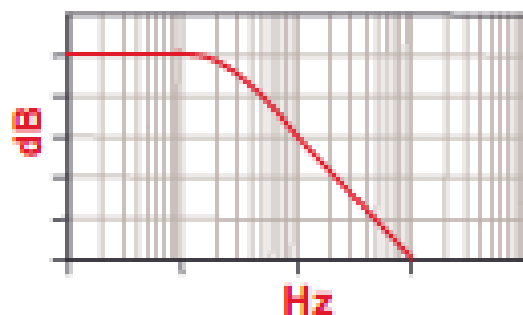


Quando all'ingresso invertente viene applicata una tensione positiva a gradino (inizio di un impulso rettangolare), la corrente attraverso la resistenza R varrà I_1 e sarà costante poiché V_{IN} ed R sono costanti.

$$I_1 = V_{IN} / R$$



$V_{in} : 1V/div$
 $V_{out} : 5V/div$



Tutta la corrente fluisce nel condensatore, caricandolo. Si ricorda che la velocità di variazione della tensione ai capi del condensatore è proporzionale all'intensità di corrente. Poiché I_1 è costante, anche il condensatore si caricherà a velocità costante dando origine, come segnale d'uscita, ad una rampa con pendenza negativa (il segnale d'ingresso è infatti applicato al morsetto invertente).

Velocità di variazione

La velocità di carica del condensatore e quindi la pendenza della rampa d'uscita, viene fissata dal rapporto I_1/C . Poiché $I_1 = V_{IN}/R$.

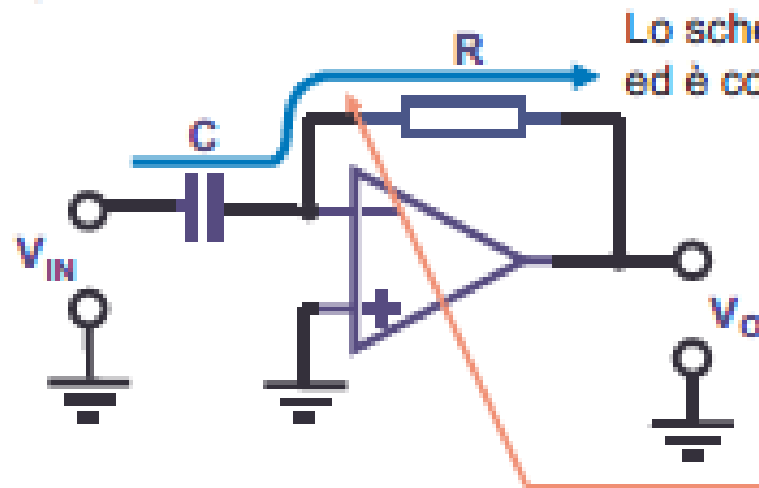
La velocità di variazione della tensione in uscita sarà

$$\Delta V_O / \Delta t = - I_1 / C$$

$$\Delta V_O / \Delta t = - V_{IN} / R C$$

DERIVATORE

Se il segnale viene applicato tramite un condensatore il circuito viene denominato "derivatore", poiché si dimostra in grado di eseguire l'operazione matematica di **derivata nel tempo** del segnale d'ingresso.



Lo schema è riportato qui a lato,
ed è complementare a quello dell'integratore

Anche in questa configurazione l'elevata
impedenza d'ingresso dell'operazionale
fa sì che la corrente che attraversa la
capacità sia la stessa che circola
attraverso la resistenza, ovvero: $i_C = i_R$

La conoscenza dell'elettrotecnica ci permette di scrivere in un'altra forma l'uguaglianza delle due correnti, e precisamente: $V_O / R = - C \cdot dV_{IN} / dt$ (negativo in quanto invertente) da cui si ottiene che: $V_O = - RC \cdot dV_{IN} / dt$,

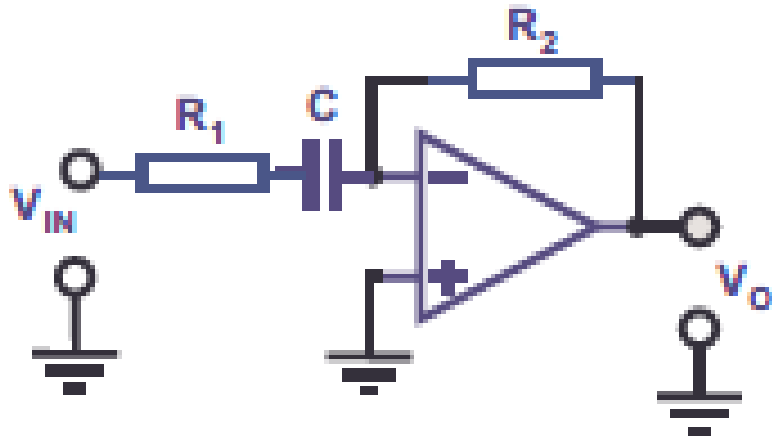
che dimostra come la tensione d'uscita sia proporzionale (con costante RC) alla **derivata nel tempo** del segnale d'ingresso.

Si noti che nel caso in cui il segnale d'ingresso sia una costante l'uscita è nulla ($dV_{IN}/dt = 0$), mentre nel caso in cui sia una rampa ($V_{IN} = K \cdot t / T$) l'uscita assume valore costante pari a:

$$V_O = - RC \cdot V_{IN} / T.$$

Nel caso invece in cui il segnale d'ingresso sia di tipo sinusoidale si ottiene:

$$V_O = -j\omega RC \cdot V_{IN}$$



Si noti quindi che se la pulsazione ω è elevata (segnale d'ingresso ad alta frequenza o presenza di disturbi), l'uscita **tende a saturare**. Per evitare questo effetto, si usa porre in serie alla capacità C un resistore R_1 di piccolo valore.

Grazie ad R_1 , se si applica un segnale a rampa ($V_{IN} = V_0 \cdot t / R_1 \cdot C$), la tensione d'uscita è di tipo esponenziale con valore finale $V_{FIN} = -V_{IN} \cdot R_2 / R_1$

La tensione d'uscita avrà un andamento dato da: $V_{OUT} = -V_{IN} (1 - e^{-t/R_1 \cdot C}) \cdot R_2 / R_1$

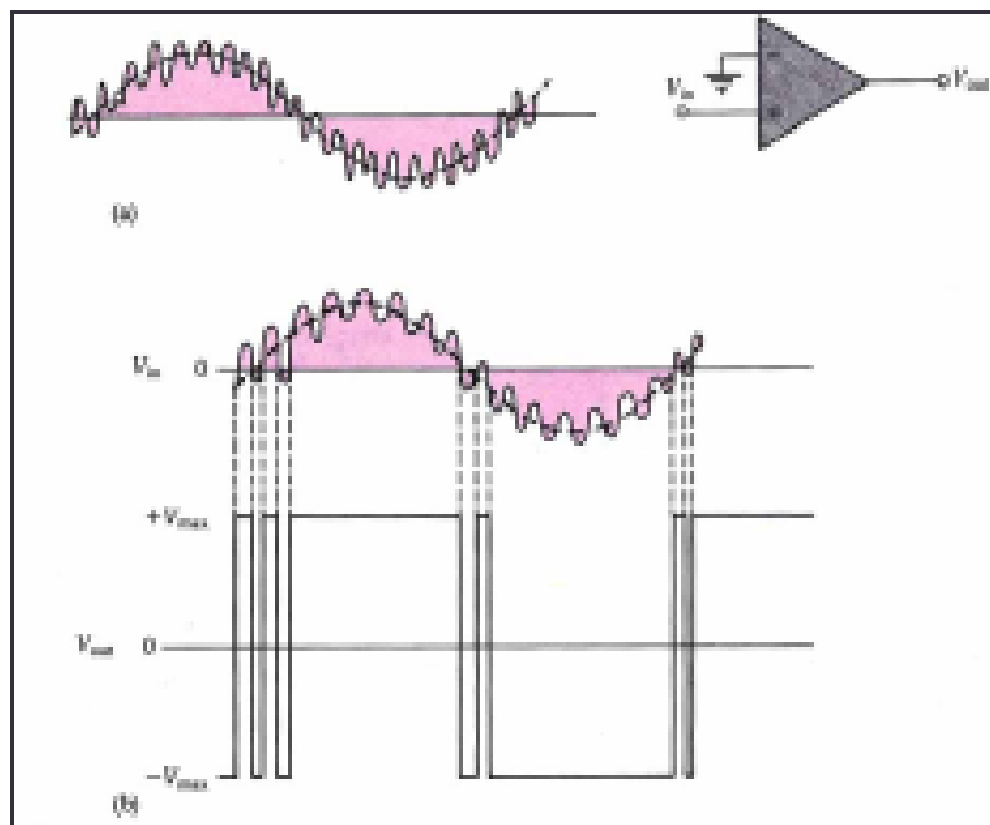
In questo caso la tensione d'uscita tende al suo valore finale costante tanto più rapidamente quanto più breve è la costante $R_1 \cdot C$; in tal modo il derivatore si avvicina al caso ideale.

Nonostante la presenza di R_1 , comunque, esso si comporta da derivatore solo per frequenze inferiori a $f_c = 1/6,28 \cdot R_1 \cdot C$, mentre per frequenze superiori si comporta da invertitore.

TRIGGER di Schmitt (comparatore con isteresi)

In molte situazioni pratiche, è possibile che sulla linea d'ingresso compaiano delle fluttuazioni di tensione indesiderate (rumore).

Per comprendere meglio le conseguenze negative del rumore in ingresso consideriamo un segnale sinusoidale a bassa frequenza applicato all'ingresso di un comparatore utilizzato come rivelatore di livello zero.



Dalla figura a lato è possibile vedere che quando la sinusoida si avvicina allo 0, le fluttuazioni dovute al rumore, costringono l'ingresso complessivo a oscillare varie volte al di sopra e al di sotto dello 0, producendo di conseguenza un andamento irregolare dell'uscita.

L'andamento irregolare della tensione d'uscita si verifica perché, a causa del rumore, il comparatore è costretto a commutazioni improprie.

L'instabilità si innesca ogni volta che la V_{in} si avvicina alla tensione di riferimento.

Riduzione dell'influenza del rumore mediante isteresi

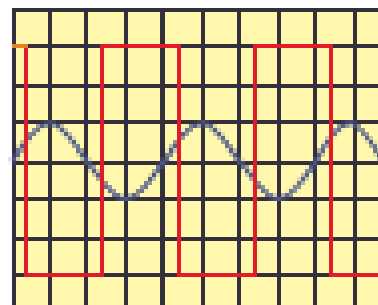
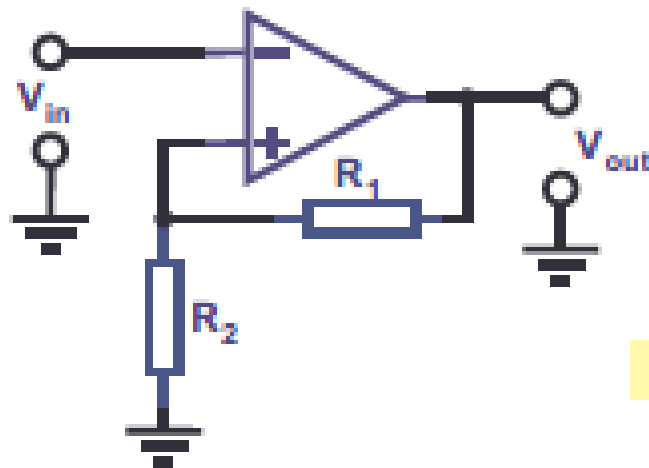
Per rendere il comparatore meno sensibile al rumore si può impiegare la tecnica chiamata *isteresi*, basata sulla *retroazione positiva*. Si definiscono due livelli di riferimento:

Isteresi **UTP** = Upper trigger point

LTP = Lower trigger point

Per *isteresi* si intende sostanzialmente il fatto che, quando la tensione d'ingresso sale (passa da un livello minore a uno maggiore), il livello della tensione di riferimento risulta più elevato di quando la tensione d'ingresso scende (passa da un livello maggiore ad uno minore).

Funzionamento



V_{out} : 5V/div

V_{in} : 5V/div

Se $V_{in} = V_{out(max)}$

La tensione retroazionata all'ingresso non invertente è **UTP** e vale



$$V_{UTP} = R_2 / R_1 + R_2 [+V_{out(max)}]$$

Se $V_{in} > UTP$



$V_{out} = -V_{out(max)}$

La tensione retroazionata all'ingresso non invertente è **LTP** e vale

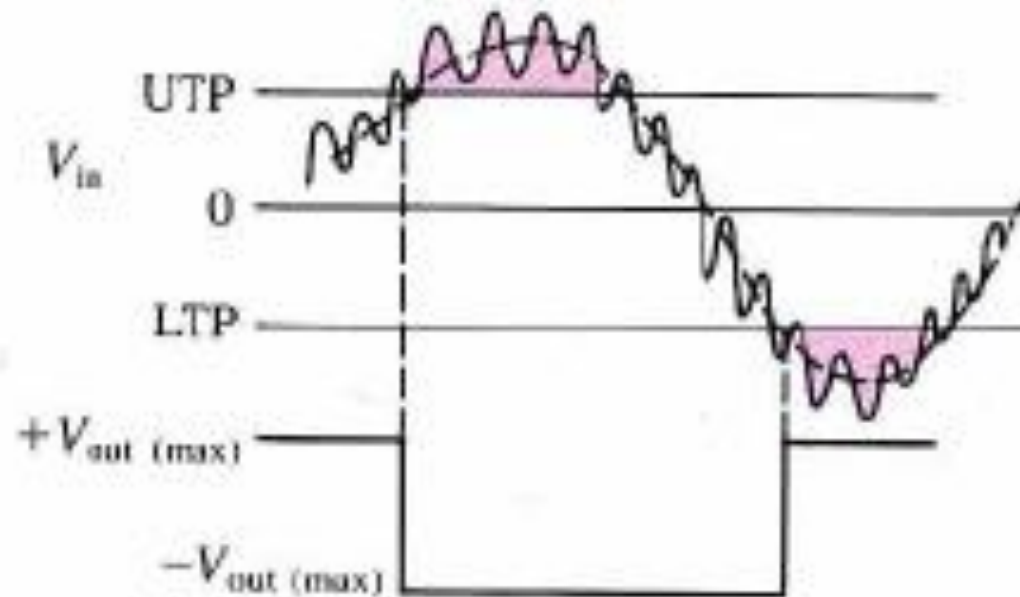
$$V_{LTP} = R_2 / R_1 + R_2 [-V_{out(max)}]$$

Prima che il dispositivo possa commutare nell'altro stato V_{in} dovrà scendere sotto LTP

Il risultato di quanto illustrato in precedenza è che, come mostra la figura a lato, una tensione di rumore di lieve entità non è in grado di produrre alcun effetto sull'uscita.

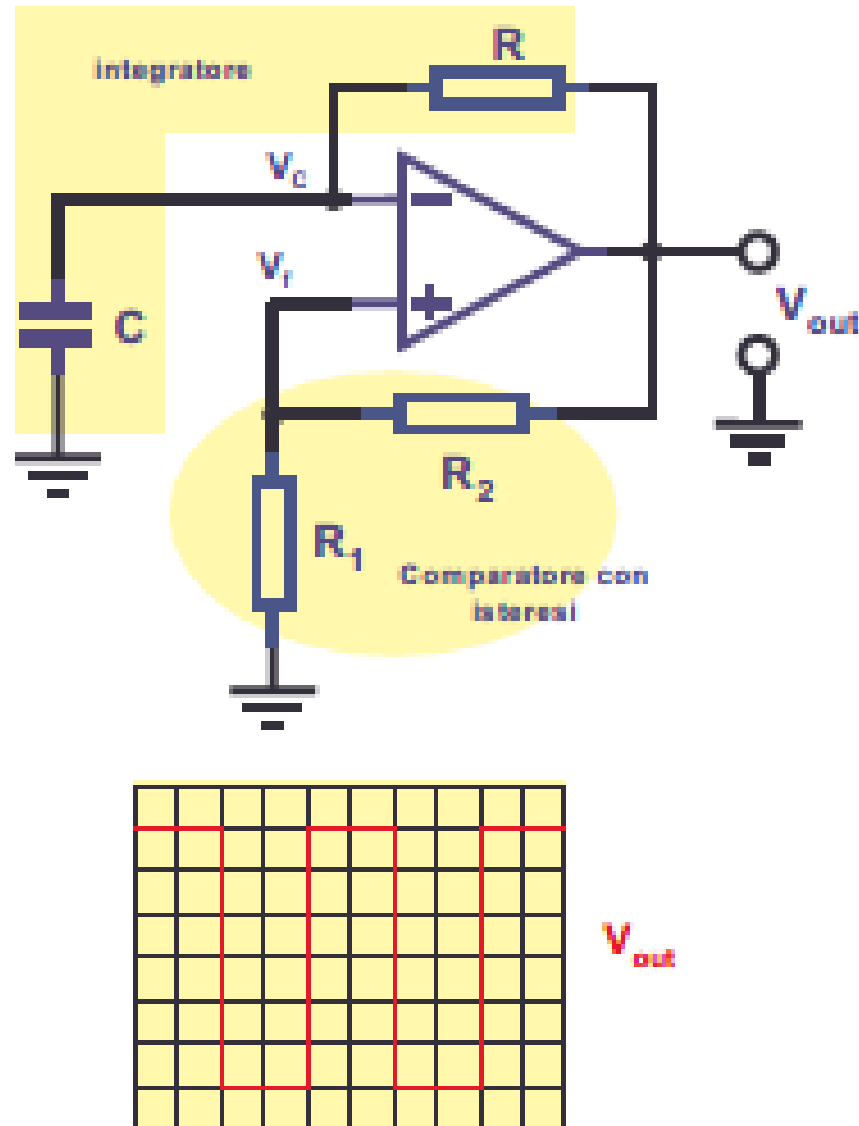
Ampiezza dell'isteresi

$$V_{Hys} = V_{UTP} - V_{LTP}$$



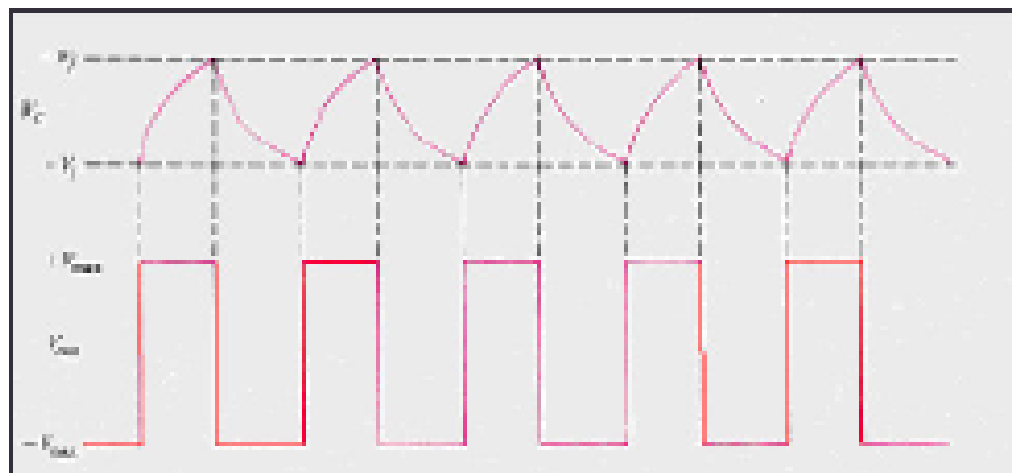
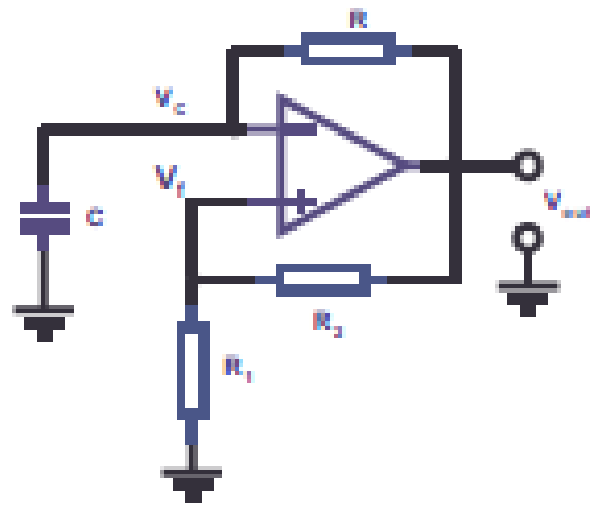
(e) Il dispositivo triggera (viene attivato, cioè commuta) solo quando il segnale di ingresso raggiunge l'UTP o l'LTP; in questo modo si ottiene immunità al rumore

Multivibratore ASTABILE



Il **generatore d'onda quadra** o *multivibratore astabile*, è costituito in pratica da un integratore e da un comparatore con isteresi collegati in modo da realizzare l'anello chiuso.

All'ingresso invertente è direttamente collegata la tensione del condensatore mentre all'ingresso non invertente è applicata una parte dell'uscita, retroazionata per mezzo di R_2 e R_1 .



Funzionamento

Quando viene fornita l'alimentazione al circuito, C è scarico e pertanto l'ingresso invertente è a 0 V.

Questa condizione impone l'uscita al massimo valore positivo, permettendo a C di iniziare a caricarsi verso V_{out} attraverso R.

Quando V_C raggiunge un valore uguale alla tensione di retroazione presente sull'ingresso non invertente, l'uscita dell'operazionale commuta al massimo valore negativo.

A questo punto C comincia a scaricarsi passando da $+V_t$ a $-V_t$.

Nell'istante in cui V_C raggiunge $-V_t$, l'uscita dell'operazionale commuta nuovamente al massimo valore positivo.

Questo comportamento continua a ripetersi consentendo la generazione di una V_{out} ad onda quadra.

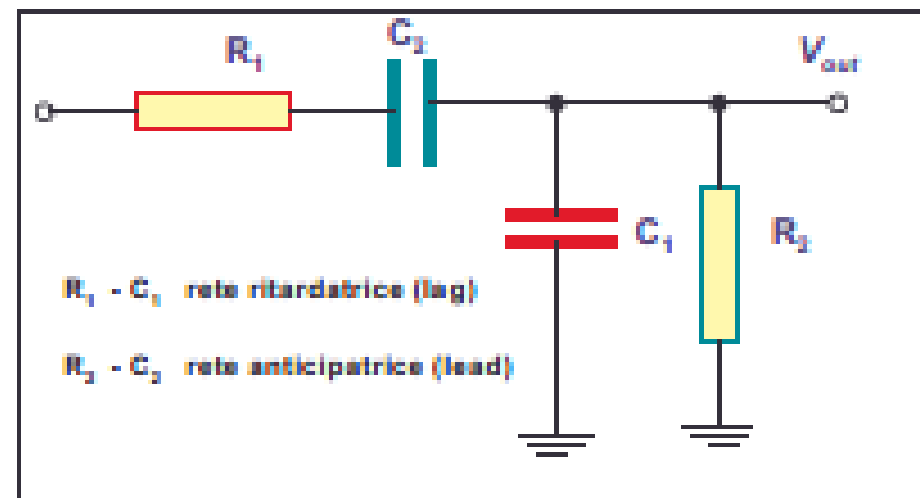
OSCILLATORE a PONTE di WIEN

L'oscillatore a *Ponte di Wien* è un tipo di **oscillatore sinusoidale** e la sua parte fondamentale è la rete "*lead-lag*" (anticipatrice-ritardatrice) del tipo in figura.

Funzionamento

A basse frequenze, è dominante la rete anticipatrice, a causa dell'elevata reattanza di C_2 . All'aumentare della frequenza, X_{C2} diminuisce consentendo di conseguenza l'incremento della V_{out} .

In corrispondenza di una particolare frequenza, inizia a prevalere la risposta della rete ritardatrice e la conseguente diminuzione del valore di X_{C1} impone la diminuzione della V_{out} .

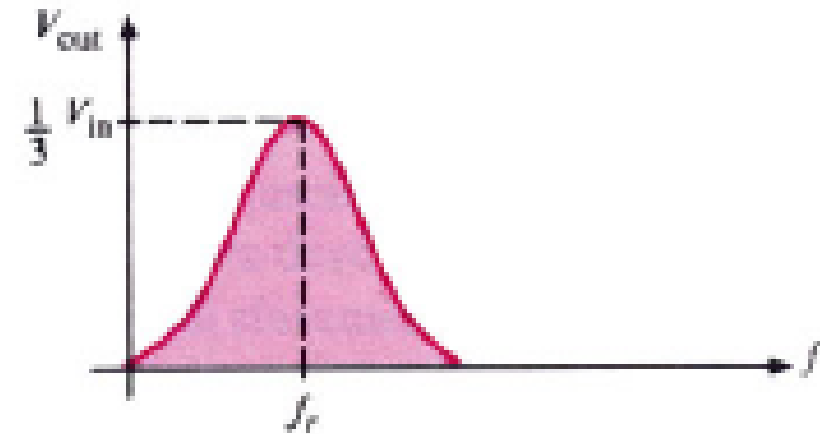


La risposta complessiva della rete è illustrata nella figura a fianco, dove:

$$f_r = 1 / 2\pi RC$$

L'espressione è calcolata nell'ipotesi

$$R_1 = R_2 = R \text{ e } X_{C1} = X_{C2} = X_C$$

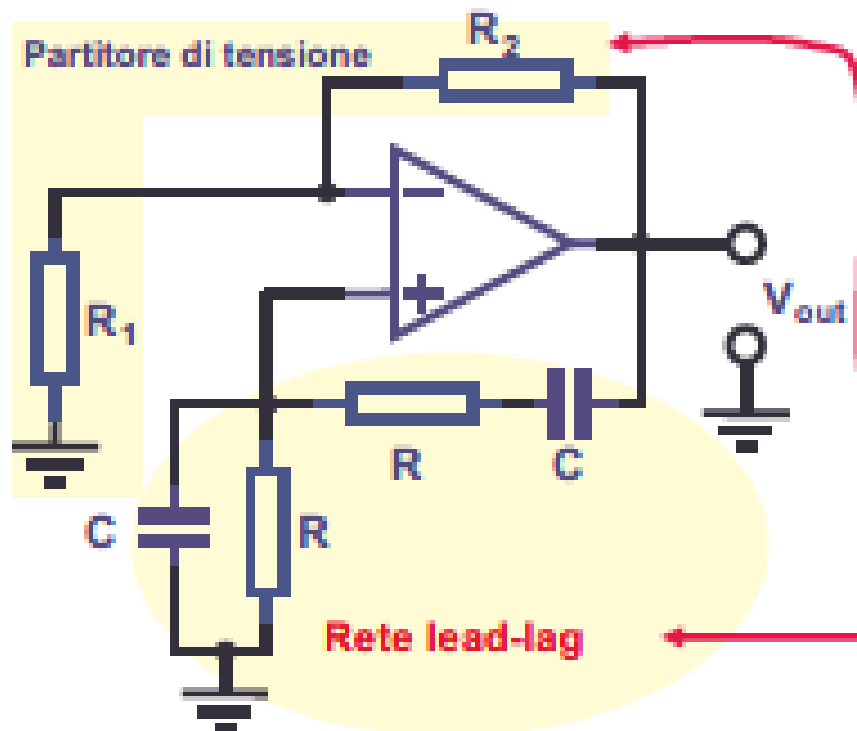


In corrispondenza di f_r l'attenuazione della rete vale:

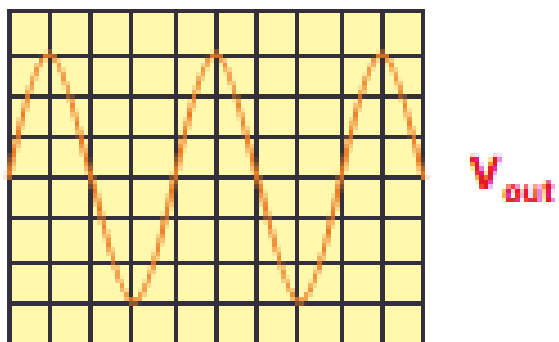
$$V_{out} / V_{in} = 1/3$$

Riassumendo: la rete lead-lag presenta una frequenza di risonanza, in corrispondenza della quale lo sfasamento introdotto dalla rete vale 0° e l'attenuazione vale $1/3$. Al di sotto di f_r prevale la rete anticipatrice (l'uscita anticipa sull'ingresso), al di sopra di f_r domina la rete ritardatrice (l'uscita ritarda sull'ingresso).

Schema circuitale



Questo circuito oscillatore può essere visto come la configurazione di un amplificatore non invertente il cui segnale d'ingresso è ottenuto dal segnale d'uscita mediante la retroazione effettuata per mezzo della rete lead-lag.



Il guadagno ad anello chiuso dell'amplificatore è:

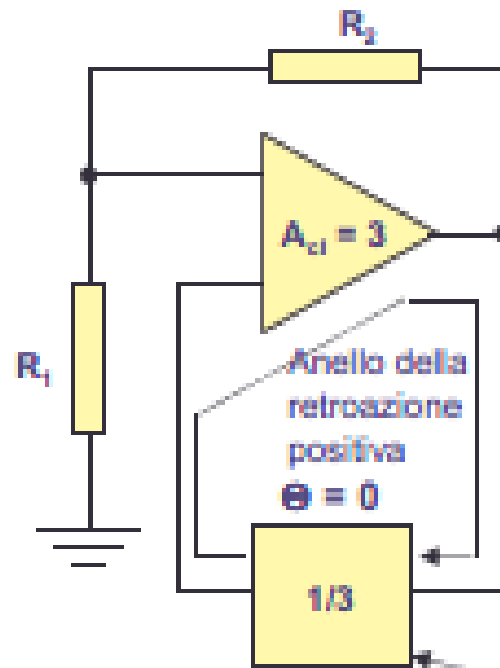
$$A_{cl} = (R_1 + R_2) / R_1$$

Condizioni di retroazione positiva necessarie per l'oscillazione

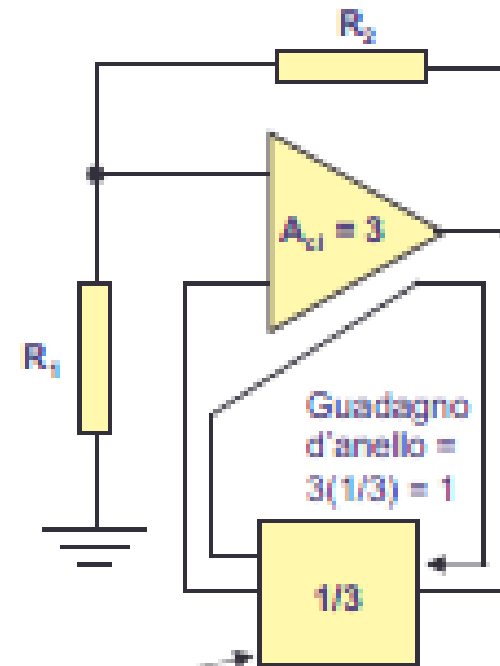
Affinché il circuito possa oscillare occorre che:

- 1) lo **sfasamento** lungo l'anello di **retroazione positiva** sia **nullo** (0°);
- 2) il **guadagno** lungo l'anello deve essere **almeno 1**.

Lo sfasamento è 0° quando $f=f_c$

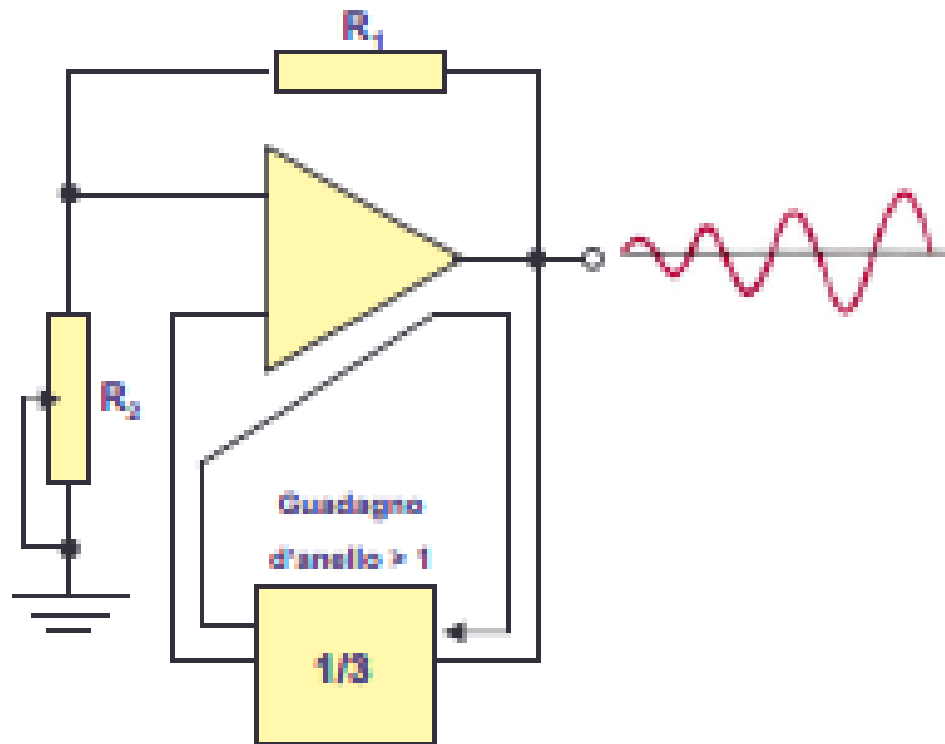


Guadagno = 1 per $A_{cl} = 3$
(condizione verificata per $R_1 = 2R_2$)

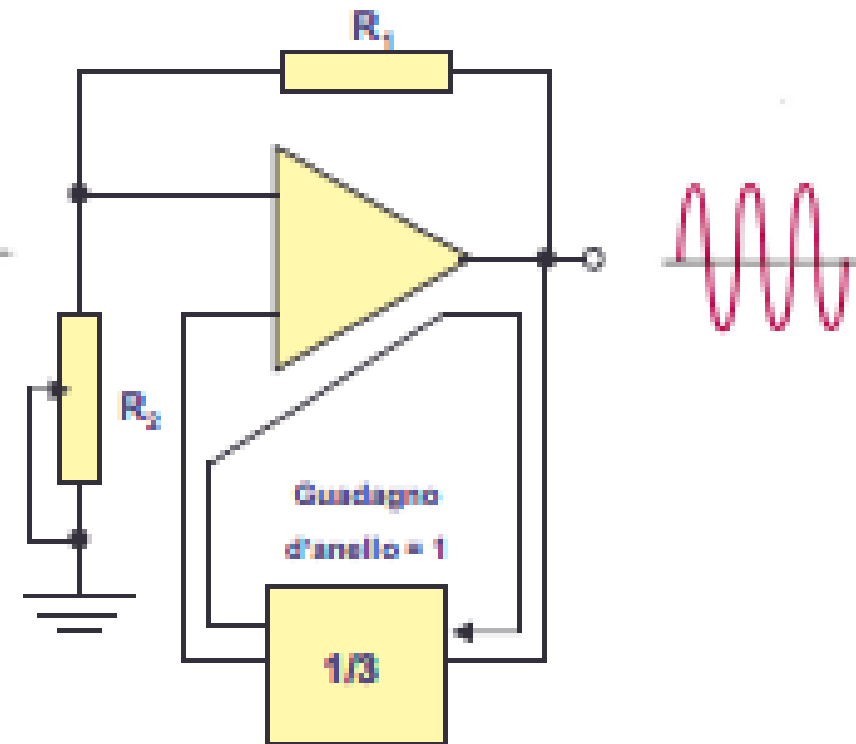


Rete lead-lag

Inizialmente il guadagno ad anello chiuso dell'amplificatore deve mantenersi ad un valore maggiore di 1 (quindi $A_d > 3$) fino a che l'uscita raggiunga il valore desiderato. Il guadagno deve poi diminuire, riportandosi a 1, affinché l'uscita si stabilizzi al livello desiderato.



Il guadagno > 1 genera un'uscita che si autoincrementa



Il guadagno $= 1$ genera un'uscita costante che si autosostiene

Oscillatore a ponte di Wien autoinnescante

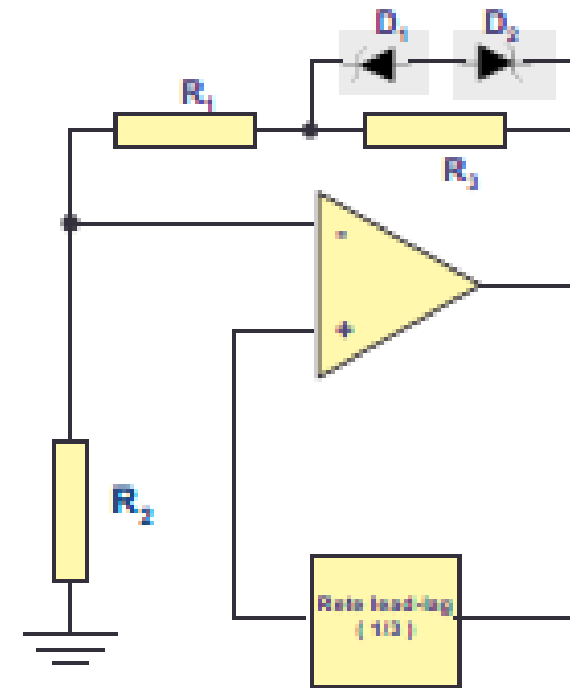
Il circuito in figura illustra uno dei metodi che consentono di ottenere le condizioni di funzionamento in precedenza descritte.

All'avvio entrambi i diodi Zener si comportano come circuiti aperti.

R_3 risulta in serie con R_1 incrementando il guadagno ad anello chiuso che, essendo $R_1=2R_2$, diventa:

$$A_{cl} = 3 + R_3/R_2 \quad (1)$$

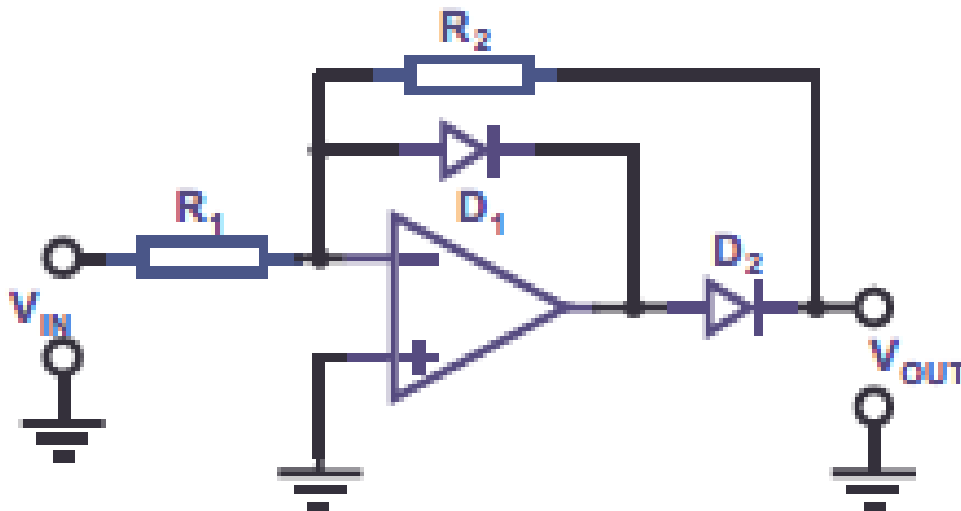
La rete lead-lag consente solo ad un segnale con frequenza uguale a f_r di presentarsi in fase all'ingresso non invertente. Questo segnale viene continuamente rinforzato dando origine alla progressiva generazione della V_{out} .



Quando V_{out} raggiunge la tensione di breakdown, i diodi Zener entrano in conduzione cortocircuitando R_3 . In questo modo si abbassa il guadagno che viene riportato a 3 (vedi formula 1). L'uscita si stabilizza e l'oscillazione può essere mantenuta.

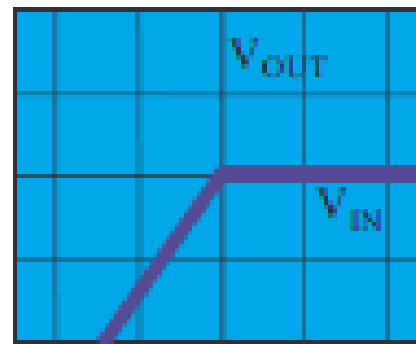
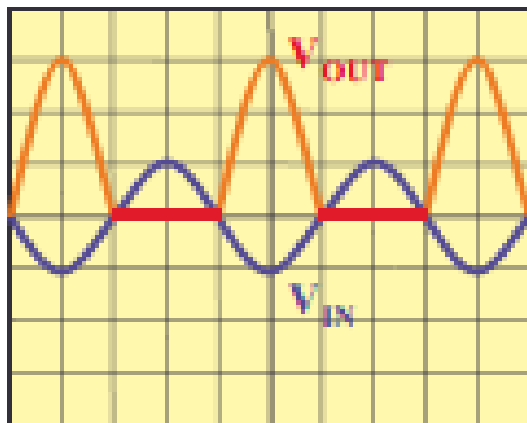
E' possibile regolare la frequenza di oscillazione utilizzando condensatori variabili nella rete lead-lag.

RADDRIZZATORE di precisione a una SEMIONDA



Questo circuito rappresenta in realtà uno dei tanti tipi di "limitatori" a operazionale e diodo. Questa configurazione, in particolare, realizza un rettificatore in grado di riprodurre in uscita una sola semionda.

Infatti, se V_{IN} è positiva, D_2 è interdetto, D_1 conduce e l'uscita è nulla, mentre se V_{IN} è negativa D_1 è interdetto e D_2 conduce, per cui si ha che $V_{OUT} = -V_{IN} \cdot R_2/R_1$



Per rettificare le semionde positive occorre invertire i diodi.

PARAMETRI TECNICI DEGLI AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

I parametri che caratterizzano un operazionale reale vengono forniti dal costruttore nei fogli tecnici (data sheets) in duplice forma: *tabelle* e *grafici*.

Nelle **tabelle** vengono inseriti i valori tipici o quelli limite, mentre nei **grafici** vengono evidenziate le possibili variazioni dei parametri stessi.

I parametri forniti sono moltissimi, alcuni fondamentali e altri utili solo per determinate applicazioni. Per la maggior parte degli impieghi, infatti, un operazionale può essere ritenuto ideale.

Fra i molti parametri forniti, analizzeremo qui di seguito i **più importanti**, considerando sia i valori indicati in tabella, sia le loro variazioni evidenziate dai grafici.

1. Valori massimi assoluti

La prima tabella che compare nel foglio tecnico contiene i **valori massimi assoluti**, ovvero quelli che non vanno superati, pena il danneggiamento del circuito interno dell'amplificatore.

Parametro	simbolo	valore
Tensione di alimentazione	V_{CC}	$\pm 18\text{ V}$
Tens. d'ingresso differenziale	V_{ID}	$\pm 30\text{ V}$
Tens. d'ingresso modo comune	V_{ICR}	$\pm 15\text{ V}$
Corrente d'uscita di cortocirc.	I_{OS}	$\pm 5\text{ mA}$
Potenza dissipabile	P_D	0.5 W
Temperatura ambiente	T_A	$0 - 70\text{ }^\circ\text{C}$
Temperatura di immagazzinam.	T_{STG}	$-65 + 150\text{ }^\circ\text{C}$

Quelli qui riportati sono i valori limite della maggior parte degli amplificatori operazionali, anche se possono differire notevolmente da un dispositivo all'altro.

Fra i parametri-limite indicati, assume particolare importanza anche la **tensione minima di alimentazione**, oggi fondamentale per tutte le applicazioni portatili alimentate a batteria nonché per le schede dei PC, che operano a tensioni sempre più basse.

2. Parametri tipici

Parametro	simbolo	ideale	reale
Guadagno a catena aperta	A_{VOL}	infinito	10^5 (100 dB)
Resistenza d'ingresso	R_I	infinita	1 Mohm
Resistenza d'uscita	R_O	nulla	100 Ohm
Reiezione di modo comune	CMRR	infinita	10^4 (80 dB)
Banda passante a catena aperta	BW	infinita	100 Hz

2.1 Guadagno a catena aperta

Si definisce "guadagno di tensione a catena aperta" (A_{VOL}) l'**amplificazione** che il circuito interno dell'operazionale applica sul segnale d'ingresso, indipendentemente dalla rete resistiva esterna, e quindi rappresenta in pratica il rapporto fra le ampiezze dei due segnali d'uscita e d'ingresso.

Il guadagno A_{VOL} deve essere **il più elevato possibile** al fine di non influenzare il valore del guadagno a catena chiusa A_v , ovvero quello determinato con la rete resistiva.

Dai fogli tecnici si vede, però, che il guadagno A_{VOL} non è una costante, bensì, come si nota guardando il data-sheet, varia con alcuni parametri: tensione di alimentazione, temperatura, frequenza.

2.2 Resistenza e corrente d'ingresso

L'amplificatore operazionale è costruito in modo da presentare una resistenza d'ingresso pressoché infinita. In realtà non è così ed il costruttore indica sui fogli tecnici il valore della resistenza d'ingresso R_{in} e della corrente d'ingresso (o di "bias") I_B .

Parametro	simbolo	bipolari	J-Fet	Cmos
Resistenza d'ingresso	R_i	1 Mohm	1 Gohm	1 Tohm
Corrente d'ingresso	I_B	1 μA	1 nA	1 pA

2.3 Il CMRR

Proprio poiché l'operazionale è progettato per amplificare la **differenza** fra le due tensioni d'ingresso, esso non deve amplificare le "tensioni di modo comune", ovvero riferite a massa.

Esiste quindi un parametro, detto "rapporto di reiezione di modo comune" o CMRR (Common-Mode Rejection Ratio) che esprime il rapporto fra l'amplificazione dei segnali differenziali e quelli di modo comune.

$$CMRR = A_d / A_c$$

dove A_d è il guadagno differenziale e A_c quello di modo comune. Il CMRR deve quindi essere il più elevato possibile: in pratica va dai 70 ai 90 dB per i dispositivi più comuni.

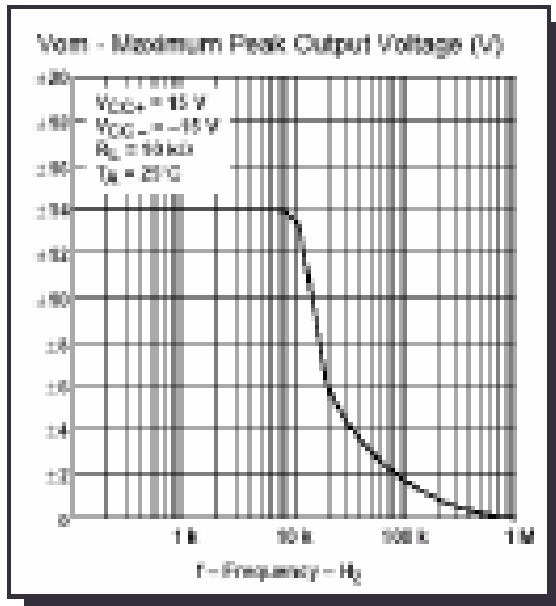
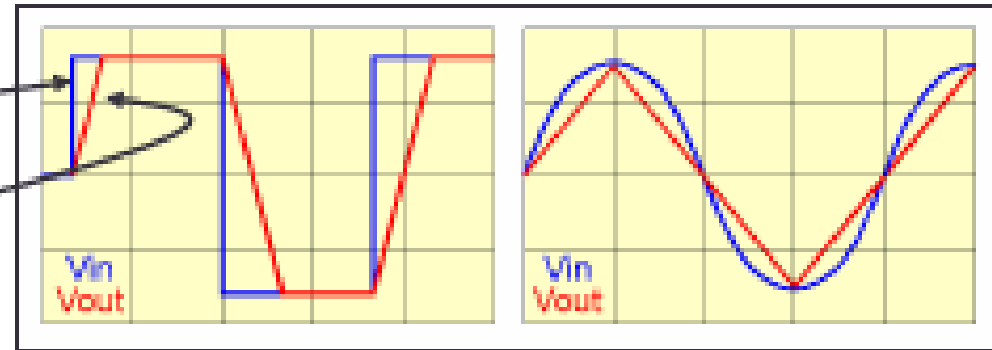
2.4 Slew-rate

Lo "slew rate" (SR) rappresenta la **massima velocità di variazione del segnale d'uscita** di un operazionale (dv/dt) e dipende dalle capacità parassite interne. Esso è espresso in $V/\mu s$ e viene misurato applicando un segnale a gradino all'ingresso.

La conseguenza di questo fenomeno è che un'onda quadra viene trasformata in trapezoidale ed una sinusoidale in triangolare.

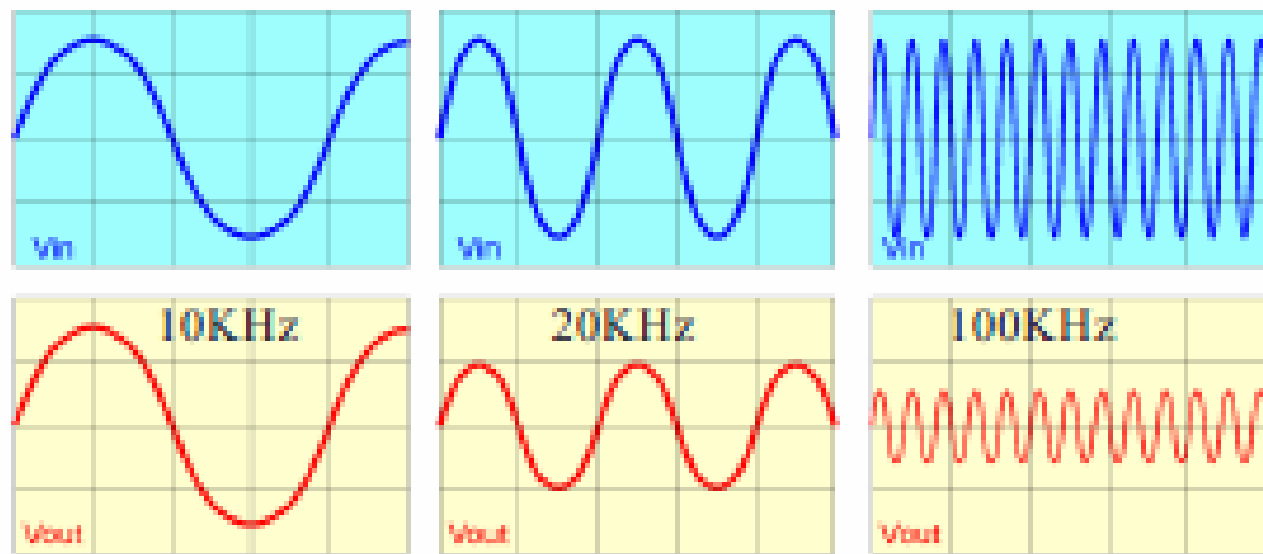
segnale d'ingresso

segnale d'uscita,
limitazione dovuta
allo slew-rate



In altri termini, esiste un limite preciso alla massima frequenza di un segnale correttamente amplificabile dall'operazionale, pena la sua pesante distorsione o addirittura la limitazione di ampiezza, come si può vedere dal grafico qui fornito per il $\mu A741$, dove a 20 KHz il segnale d'uscita è **dimezzato** rispetto a 1 KHz!

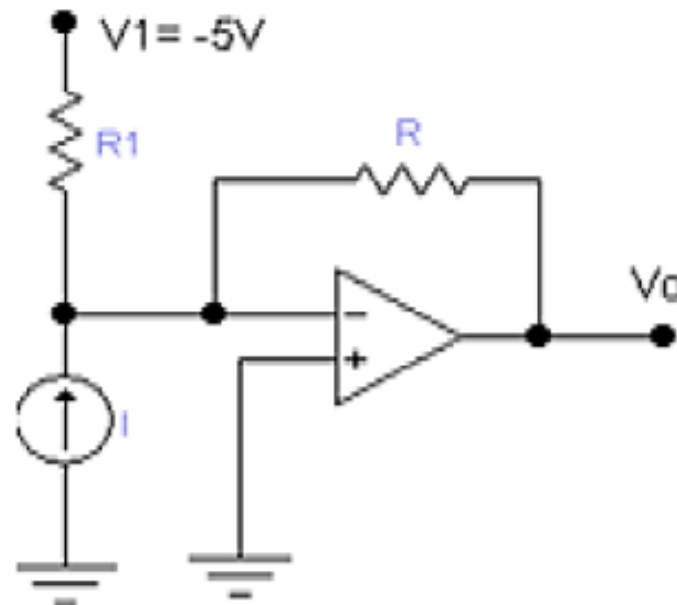
Ciò costituisce una seria limitazione alla banda passante, soprattutto se l'uscita deve riprodurre segnali di elevata ampiezza.



La conseguenza si può vedere nell'oscillogramma qui sopra riportato, che mostra come, all'aumentare della frequenza, si osservi una sensibile riduzione dell'ampiezza del segnale d'uscita.

Un quesito assegnato all'esame di maturità nel 2018

3. Il trasduttore di temperatura fornisce una corrente I legata alla temperatura T secondo la relazione $I = KT$ dove $K = 40 \text{ nA/K}$. Il candidato, dopo aver illustrato le principali caratteristiche dell'amplificatore operazionale ideale in figura, verifichi che il circuito riportato consente di ottenere in uscita una tensione V_o compresa tra 0V e 10V sapendo che la temperatura varia tra 10°C (283K) e 30°C (303K).

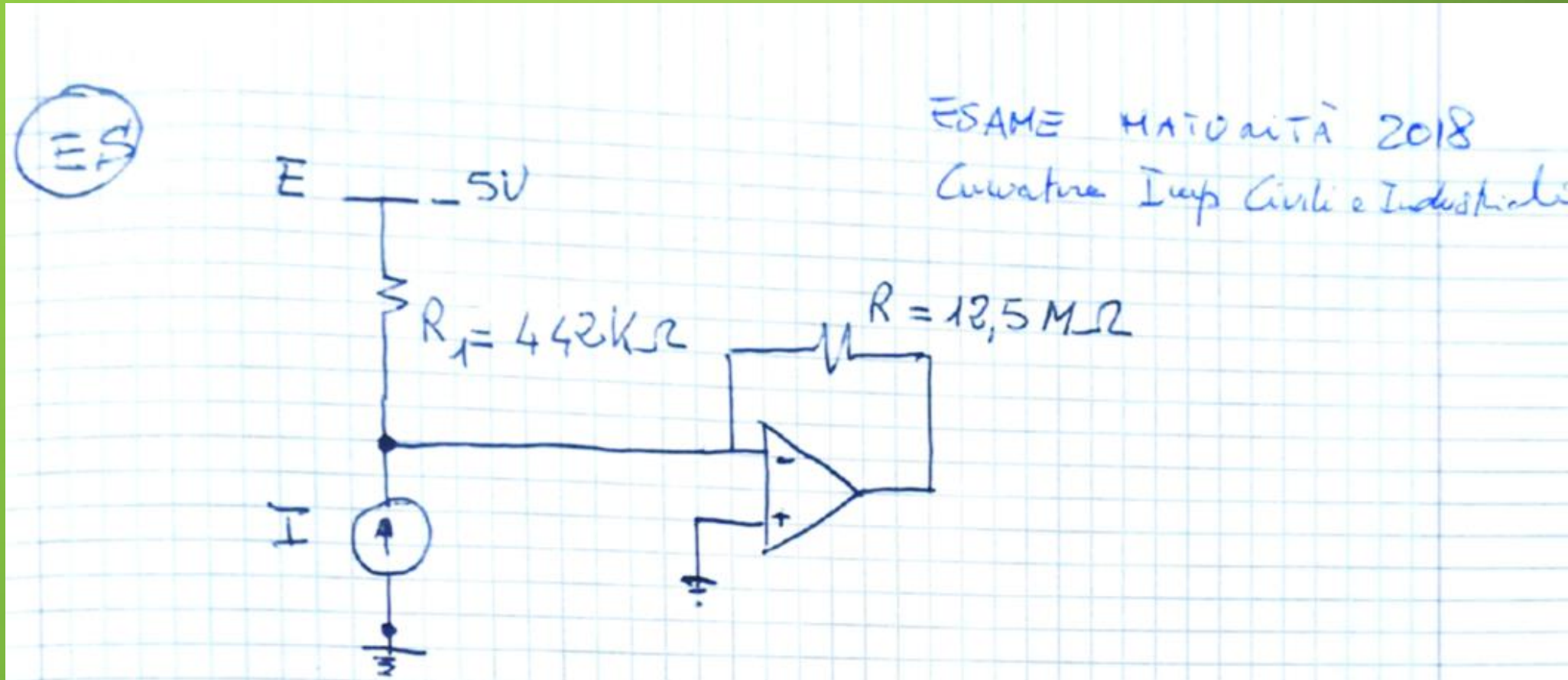


$$R = 12,5 \text{ M}\Omega$$

$$R_1 = 442 \text{ k}\Omega$$

ESERCIZI PROPOSTI

Soluzione quesito assegnato all'esame di maturità nel 2018




ESERCIZI PROPOSTI

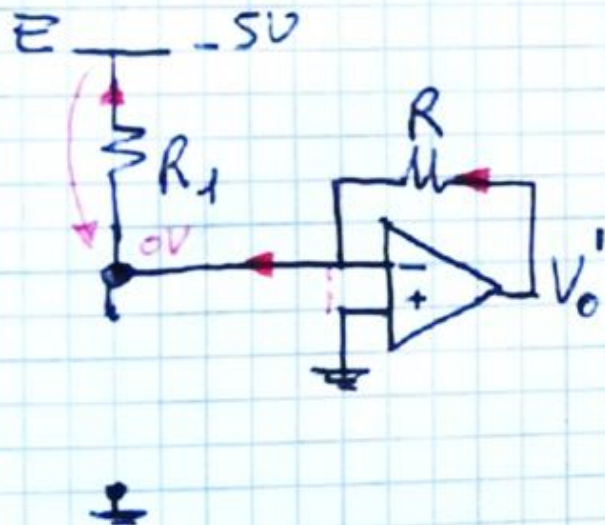
Soluzione quesito assegnato all'esame di maturità nel 2018

APPUCCIATO IL
Principio di sovrapposizione
degli effetti!


① E FUNZIONA

I SPENTO \Rightarrow  circuito aperto

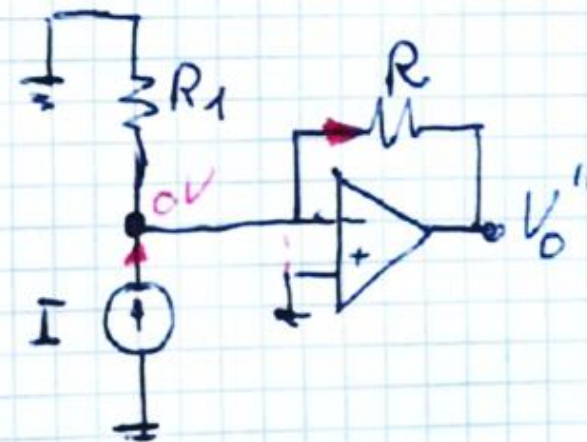
quindi



② I FUNZIONA

E SPENTO \Rightarrow 

quindi




ESERCIZI PROPOSTI

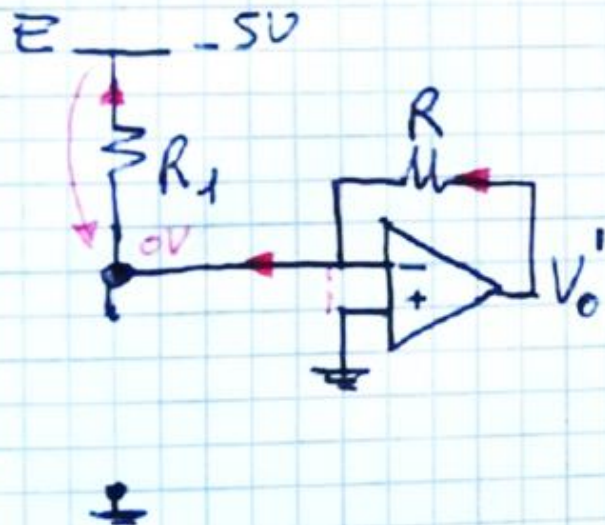
Soluzione quesito assegnato all'esame di maturità nel 2018

APPUCCIATO IL
Principio di sovrapposizione
degli effetti!


① E FUNZIONA

I SPENTO \Rightarrow 
circuito aperto

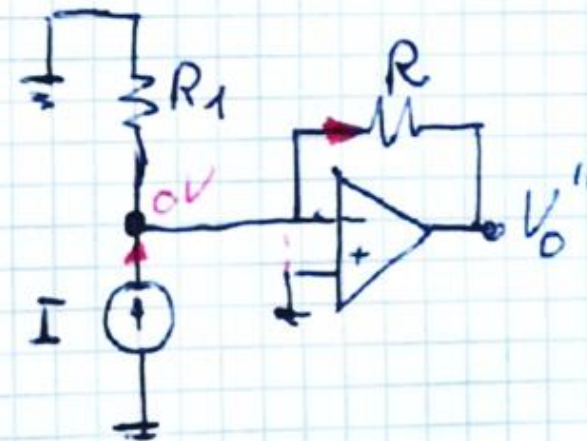
quindi



② I FUNZIONA

E SPENTO \Rightarrow 

quindi



ESERCIZI PROPOSTI

Soluzione quesito assegnato all'esame di maturità nel 2018

$$V_0' = -\frac{R}{R_1} \cdot E = -\frac{12,5 \text{ M}\Omega}{442 \text{ k}\Omega} \cdot (-5)$$

$$V_0' = 141,4 \text{ V}$$

$$I = \frac{0 - V_0''}{R} \quad V_0'' = -RI$$

essendo $I = KT$ con $K = 40 \text{ nA/K}$

allora

$$V_0'' = -12,5 \text{ M}\Omega \cdot 40 \text{ nA/K} = -500 \text{ mV/K}$$

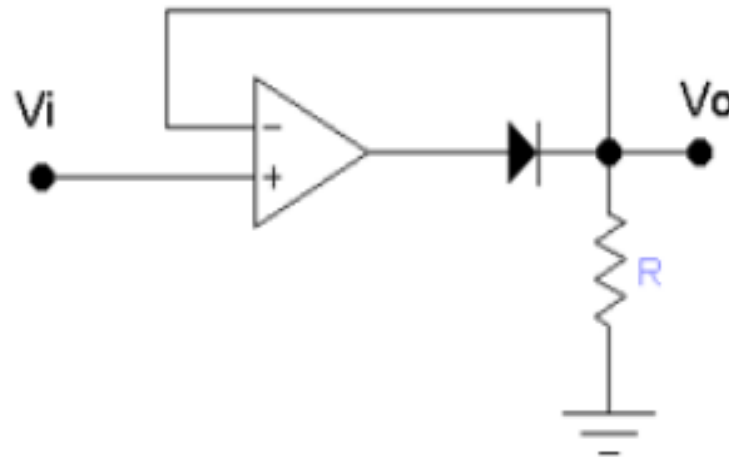
$$V_0 = V_0' + V_0'' = 141,4 - 500 \text{ mV/K}$$

$$\text{per } T = 10^\circ\text{C} = 283 \text{ K} \Rightarrow V_0 = 141,4 - 500 \text{ mV/K} \cdot 283 \text{ K} = -0,097 \text{ V} \quad (\approx 0 \text{ V})$$

$$\text{per } T = 30^\circ\text{C} = 303 \text{ K} \Rightarrow V_0 = 141,4 - 500 \text{ mV/K} \cdot 303 \text{ K} = -10,09 \text{ V} \quad (\approx -10 \text{ V})$$

Un quesito assegnato all'esame di maturità nel 2017

4. Il candidato, in riferimento al circuito raddrizzatore di figura, indichi:
- le differenze rispetto al semplice diodo;
 - l'influenza dei parametri caratteristici dell'amplificatore operazionale sulle prestazioni del circuito (ampiezza e frequenza del segnale) e le metodologie e strumenti da utilizzare per analizzare queste prestazioni.



FINE SECONDA PARTE

Bibliografia

- *Tecnologie elettrico-elettroniche e applicazioni – Vol.2 - M. Coppelli B- Stortoni - Ed. Mondadori*

Prof. Enrico Cinalli