

unità F2

GLI AMPLIFICATORI

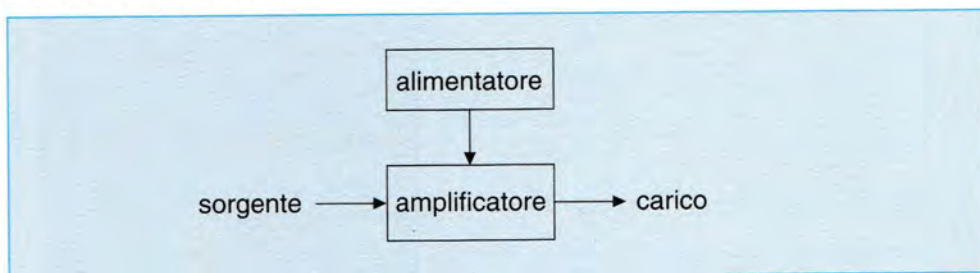
amplifiers

1. Amplificatori di tensione *voltage amplifiers*

Un amplificatore è un circuito (quadripolo) capace di aumentare l'ampiezza di un segnale elettrico senza alterarne la forma. Normalmente noi ci interesseremo agli amplificatori di tensione, che aumentano la tensione applicata in ingresso. È implicito che globalmente il problema è energetico, in quanto viene incrementata la potenza collegata al segnale.

La potenza viene fornita da un alimentatore (generatore di tensione continua) secondo uno schema del tipo:

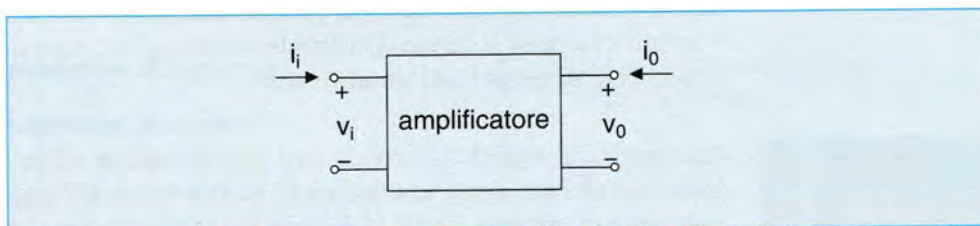
FIGURA 1



Possiamo dire che l'amplificatore riesce a trasformare la potenza continua in potenza di segnale, trasportandola sul carico.

L'amplificatore viene individuato come un quadripolo:

FIGURA 2



Un parametro molto importante di un amplificatore è il suo guadagno A_v :

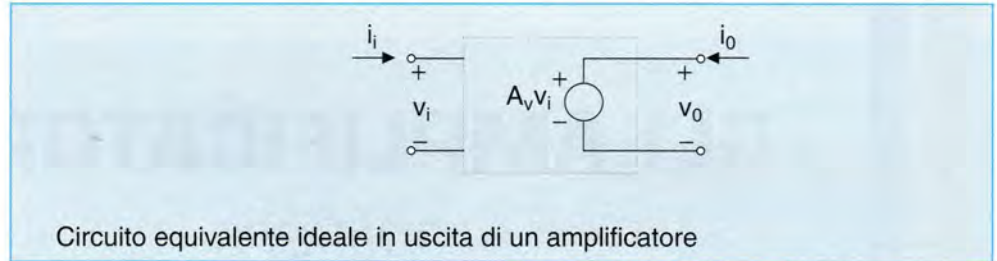
$$A_v = \frac{v_o}{v_i}$$

[for.1]

Un **amplificatore ideale di tensione** è caratterizzato dall'aver un coefficiente di amplificazione (amplificazione o guadagno) di tensione costante, che non dipende dal carico a cui è collegato. Questo significherebbe che l'amplificatore, visto dal carico, corrisponde ad un generatore ideale di tensione, di valore

$$v_o = A_v v_i$$

FIGURA 3



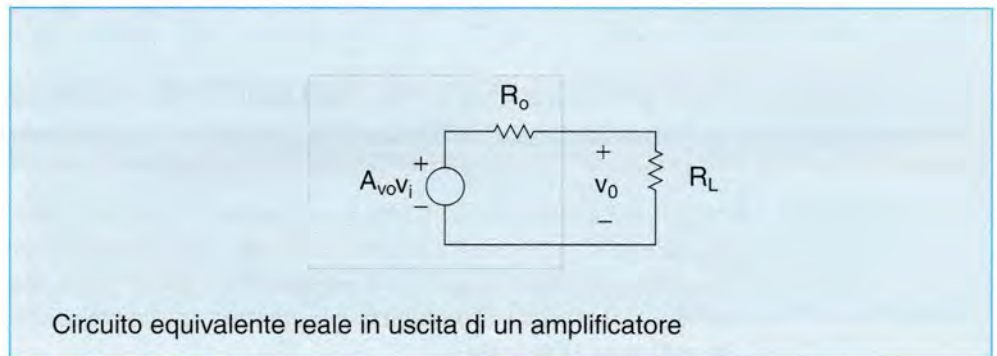
ACCOPIAMENTO
CON IL CARICO

LOAD
COUPLING

In effetti spesso il guadagno dipende dal carico ed assume il suo valore massimo nel collegamento a vuoto, nel qual caso si indica con A_{vo} (guadagno a vuoto).

Il generatore equivalente di uscita è allora un generatore reale di tensione (FIG.4), con una sua resistenza interna, che viene chiamata R_o (resistenza di uscita)

FIGURA 4



La tensione di uscita è così:

$$v_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot A_{vo} v_i$$

allora il guadagno effettivo è:

$$A_v = \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot A_{vo}$$

è sempre minore del guadagno a vuoto, e dipende dal carico.

L'amplificatore ideale avrà $R_o = 0$. L'amplificatore reale, per avere un buon funzionamento, deve avere una resistenza di uscita molto più piccola della resistenza di carico $R_o \ll R_L$. Questo lo chiameremo un problema di **accoppiamento** fra l'amplificatore ed il carico. Un problema analogo si pone per l'accoppiamento fra la sorgente di segnale e l'amplificatore.

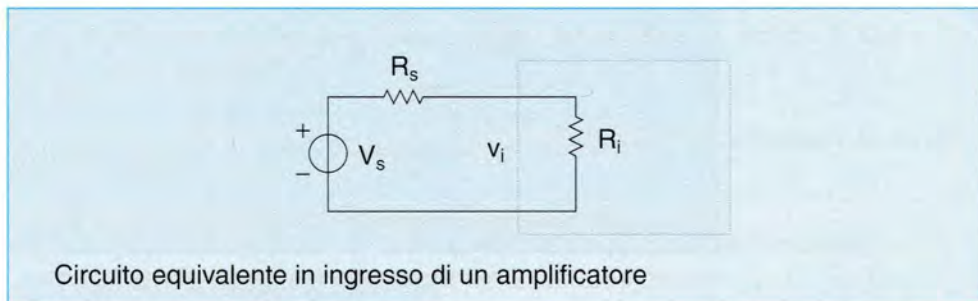
ACCOPIAMENTO
CON LA SORGENTE

SOURCE
COUPLING

La sorgente di segnale è normalmente corrispondente ad un generatore reale di tensione con una sua resistenza interna R_s . Collegandola all'amplificatore, si ha una circolazione di corrente anche in R_s , con conseguente caduta di tensione e perdita di una parte del segnale.

All'ingresso dell'amplificatore si fa corrispondere una resistenza equivalente, chiamata R_i (resistenza di ingresso) e si presenta così il problema dell'accoppiamento.

FIGURA 5



La tensione v_i risulta essere uguale a:

$$v_i = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot v_s$$

Dove il rapporto di partitore è detto attenuazione:

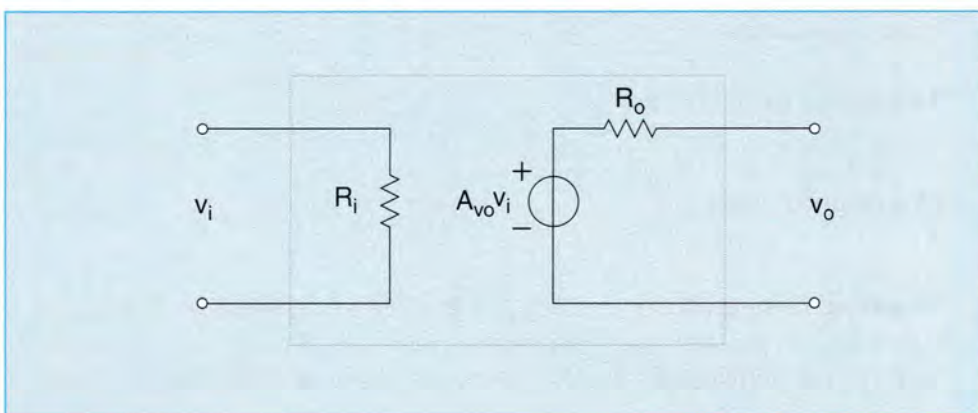
$$\alpha = \frac{R_i}{R_s + R_i}$$

[for.2]

Per avere il massimo trasferimento del segnale la resistenza di ingresso deve essere molto più grande della resistenza interna della sorgente: $R_i \gg R_s$; mentre un amplificatore ideale di tensione avrà $R_i \rightarrow \infty$.

Così possiamo disegnare lo schema elettrico equivalente di un **amplificatore di tensione**, composto da una resistenza di ingresso, da un generatore di tensione dipendente e da una resistenza di uscita:

FIGURA 6



Un amplificatore di tensione è individuato dalle seguenti grandezze:

guadagno di tensione a vuoto
(calcolato senza carico)

$$A_{vo} = \frac{v_o}{v_i} \Big|_{\text{open}}$$

resistenza di ingresso

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} \quad (\text{resistenza equivalente di Thevenin})$$

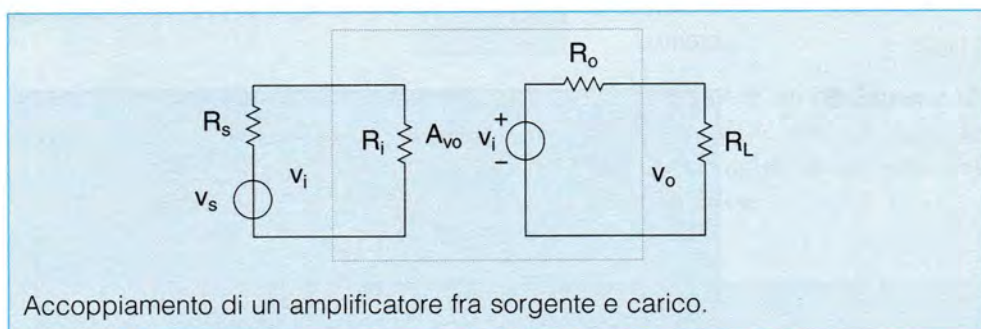
resistenza di uscita

$$R_o = \frac{v_o^*}{i_o^*} \quad (\text{resistenza equivalente di Thevenin})$$

Nel collegamento reale con una sorgente di tensione ed un carico si ha che il

guadagno diminuisce a causa dell'accoppiamento con la sorgente e con il carico:

FIGURA 7



$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot A_{vo} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

[for.3]

Un amplificatore ideale di tensione ha:

$$A_v = A_{vo} \quad R_i \rightarrow \infty \quad R_o = 0$$

e nell'accoppiamento non subisce alcuna perdita del segnale.

ESERCIZIO SVOLTO

- 1** Una sorgente di segnale di resistenza interna $R_s = 600 \, \Omega$ è collegata tramite un amplificatore di parametri: $A_{vo} = 10$ $R_i = 5 \, k\Omega$ $R_o = 1 \, k\Omega$ ad un carico $R_L = 10 \, k\Omega$.

Calcolare

- 1) il guadagno di tensione
- 2) il segnale sul carico in corrispondenza ad un segnale di ingresso $v_i = 2 \, V$

Applichiamo la formula 3

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot A_{vo} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

In essa calcoliamo:

- 1)** attenuazione di ingresso $\alpha = \frac{v_i}{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} = 0,893$
- 2)** partitore di uscita $\frac{R_L}{R_o + R_L} = 0,909$
- 3)** guadagno complessivo $A_v = 0,883 \cdot 10 \cdot 0,909 = 8,12$

Se il segnale di ingresso è di $2 \, V$, in uscita otterremo un segnale

$$v_o = A_v \cdot v_i = 8,12 \cdot 2 = 16,24 \, V$$

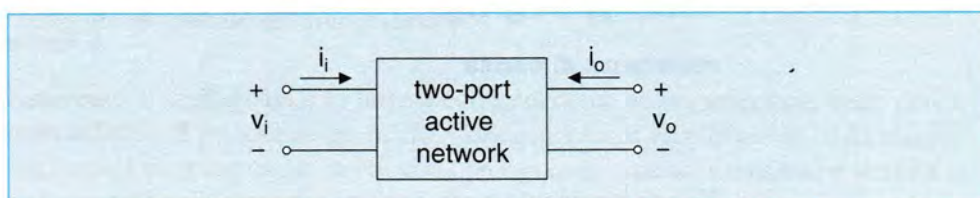
CLASSIFICAZIONE
DEGLI AMPLIFICATORI

AMPLIFIER
CLASSIFICATION

Un amplificatore è un quadripolo (ingresso e uscita).

Le grandezze che interessano sono il guadagno di corrente, la resistenza di ingresso, il guadagno di tensione e la resistenza di uscita, definiti nel seguente modo:

FIGURA 8



Always we can represent a amplifier as a two-port box (input and output):
The quantities of interest are the current gain A_i , the input resistance R_i , the voltage gain A_v and the output resistance R_o . These parameters are defined as:

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} \quad \text{the ratio of output to input currents (rapporto fra le correnti di uscita ed ingresso)}$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} \quad \text{the ratio of input voltage to current (rapporto fra la tensione e la corrente di ingresso)}$$

(the resistance we see looking into the amplifier input terminals)
(la resistenza che vediamo ai terminali di ingresso)

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \quad \text{ratio of output to input voltages (rapporto fra le tensioni di uscita ed ingresso)}$$

$$R_o = \frac{v_o}{i_o} \quad \text{the ratio of output voltage to current (rapporto fra la tensione e la corrente di uscita)}$$

(the resistance we see looking into the amplifier output terminals with $v_i = 0$ i.e. shorted input source) (la resistenza che vediamo dai terminali di uscita, guardando verso l'amplificatore, senza segnale di ingresso)

La (FIG.7) mostra il circuito equivalente di Thevenin di un amplificatore collegato fra una sorgente ed un carico.

Gli amplificatori sono classificati in diverse categorie (amplificatori di tensione e di corrente, amplificatori di potenza, adattatori di impedenza) a seconda del valore dei loro parametri.

In particolare interessano gli amplificatori di tensione e l'adattatore di impedenza.

Le caratteristiche di un amplificatore di tensione sono: resistenza di ingresso molto grande rispetto a quella della sorgente e resistenza di uscita molto piccola rispetto a quella del carico.

$$R_i \gg R_s \quad R_o \ll R_L$$

Un amplificatore ideale ha resistenza di ingresso infinita e resistenza di uscita nulla.

$$R_i \rightarrow \infty \quad R_o = 0$$

L'adattatore di impedenza (buffer analogico) è un amplificatore di tensione con guadagno unitario. Esso è utilizzato per trasferire una tensione da una sorgente ad un carico, senza perdite di potenziale.



Figure 7 shows a Thevenin equivalent circuit of a two port network which represents an amplifier connected to a source and a load.

The amplifiers are classified into different categories (voltage amplifier, current amplifier, power amplifier, impedance adapter) depending on their parameter values, particularly the input and output resistances.

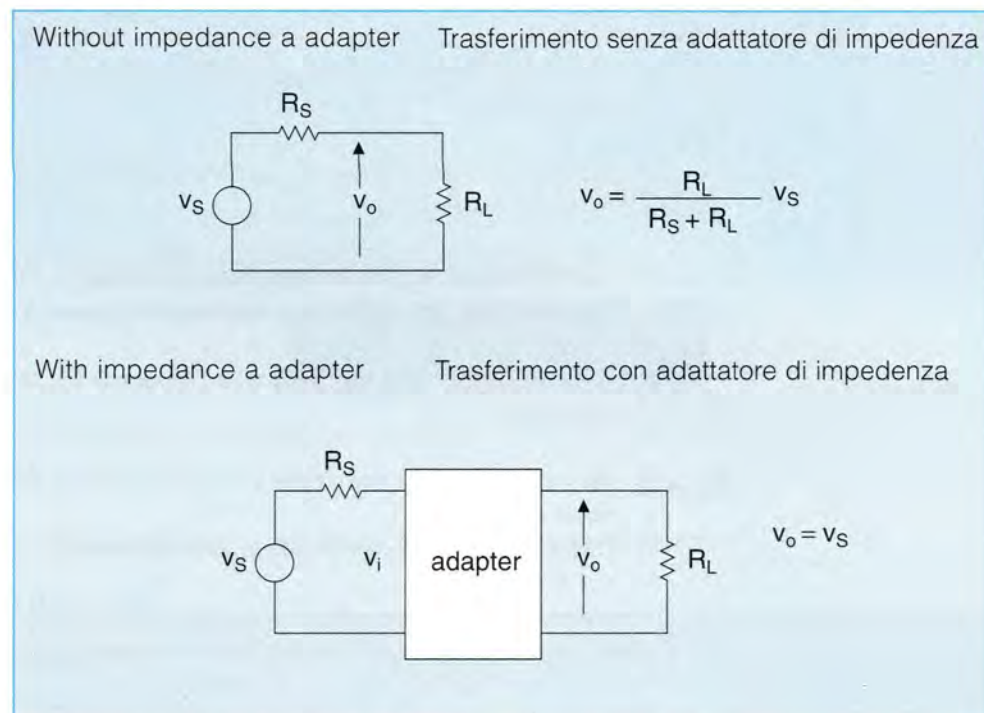
We particularly are interested in voltage amplifiers and impedance adapters.

A voltage amplifier is typical of a very large input resistance compared with the source resistance and a very small output resistance compared to the load resistance. An ideal voltage amplifier must have infinite input resistance and zero output resistance.

The impedance adapter (analogue buffer) is a particular example of a voltage

amplifier, where the voltage gain is one. It is used to transfer totally a voltage from source to load, with no potential drop.

FIGURA 9



ESERCIZIO SVOLTO

- 2 An amplifier has the following parameters: $R_i = 40 \text{ k}\Omega$ $R_o = 1 \text{ k}\Omega$ $A_v = 100$
 Its connected to a voltage source which internal resistance of $R_s = 10 \text{ k}\Omega$ and a load $R_L = 1 \text{ k}\Omega$
 Determine the global voltage gain $G_v = \frac{v_o}{v_s}$

LA REAZIONE NEGATIVA NEGATIVE FEEDBACK

La reazione consiste nel prelevare parte della tensione di uscita per mezzo di reti opportune e applicare questo segnale all'ingresso attraverso una rete di reazione. All'ingresso il segnale di reazione è combinato con il segnale della sorgente esterna. La reazione è chiamata negativa quando il segnale di reazione si sottrae al segnale sorgente, provocando una diminuzione dell'ampiezza del segnale di uscita. L'utilità della reazione negativa è dovuta al fatto che, in generale, l'amplificatore può vedere migliorate le proprie caratteristiche. In particolare il guadagno diventa praticamente indipendente dal dispositivo attivo, soggetto a variazioni con la temperatura ed il tempo, e dipende solo dal valore delle resistenze esterne, molto più stabili. Si deve osservare che tutti i vantaggi sono ottenuti a spese del valore del guadagno che, con la controreazione, è diminuito rispetto a quello senza reazione. Possiamo dire che diverse desiderabili caratteristiche degli amplificatori si ottengono a spese di una riduzione del guadagno.

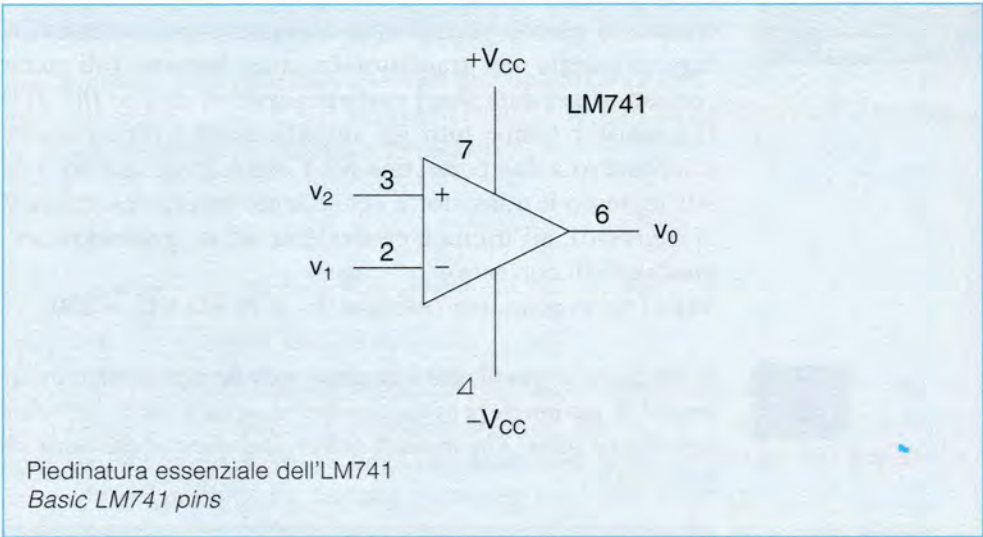


In the negative feedback a part of the output voltage is applied to the input through a network mixing with the external source signal. The feedback is said to be negative when a part of the output signal is subtracted to the source signal, resulting in a decrease in the magnitude of the output signal. In a negative feedback amplifier the gain is lowered in comparison to the gain without feedback, but does not depend on the active device, subject to variations in temperature and time, and depends only on much more external resistances.

3. L'amplificatore operazionale *the operational amplifier*

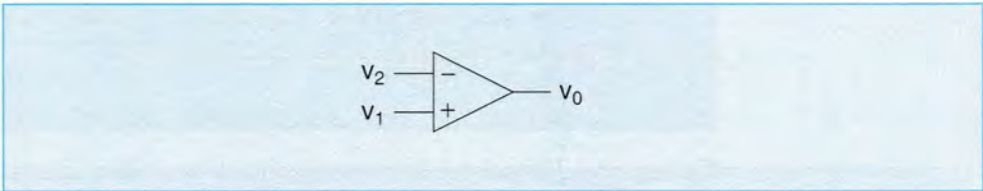
L'amplificatore operazionale (di qui in avanti denominato amp.op.) è essenzialmente un amplificatore di tensione ad elevato guadagno, a cui è aggiunta una reazione interna al chip per controllare la sua caratteristica di risposta complessiva. Esso è un componente integrato che al suo interno contiene decine di transistor collegati fra loro. Circuitualmente si rappresenta con il seguente simbolo:

FIGURA 15



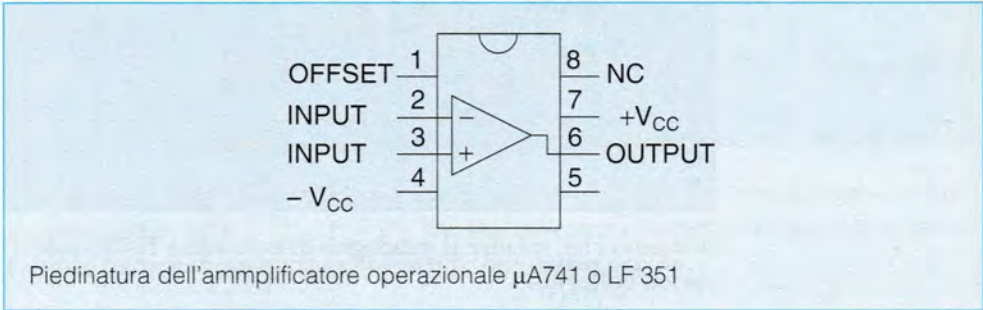
che, più semplicemente, viene indicato nei circuiti come:

FIGURA 16



Un tipico amplificatore operazionale per applicazioni generali è LM741.
A typical general purpose op. amp. is LM741 (μ A741).

FIGURA 17



Anche se originariamente era previsto per la realizzazione di calcolatori analogici per svolgere operazioni matematiche (da cui deriva il nome), è oggi utilizzato in tutti i campi dell'elettronica, di cui costituisce ormai il blocco base.

La realizzazione di amp. op. integrati ha costituito una vera e propria rivoluzione nel campo dell'elettronica analogica ed esso ormai non viene più considerato un dispositivo complesso ma semplicemente come un componente, alla pari di un resistore, di un condensatore, di un diodo o di un transistor.

L'amp.op. è impiegato con l'aggiunta di pochi altri componenti per la realizzazione di amplificatori, filtri attivi, comparatori, generatori di forme d'onda, convertitori, la cui progettazione risulta abbastanza semplice e le cui prestazioni più che soddisfacenti.

Elenchiamo le particolarità e le caratteristiche di un amp. op.:

1) ingresso differenziale

significa che in ingresso è sensibile alla differenza fra i segnali applicati ai due morsetti, quindi l'uscita v_o sarà proporzionale alla differenza fra i segnali applicati ai suoi due ingressi

$$v_o = A_{do} (v_1 - v_2)$$

A_{do} è l'amplificazione di tensione a catena aperta, i segnali sono riferiti a massa;

2) alimentazione duale

vuol dire che normalmente prevede una doppia alimentazione $+V_{cc}$ e $-V_{cc}$ normalmente ± 15 V (normalmente negli schemi elettrici l'alimentazione viene sottintesa e non disegnata);

3) accoppiamento diretto

significa che al suo interno i vari transistor sono collegati fra loro senza l'inserimento di condensatori di accoppiamento; è quindi un amplificatore capace di amplificare anche un segnale continuo; al suo interno, i problemi di instabilità sono risolti con l'uso della reazione negativa. Diremo così che un amp. op. è un amplificatore ad ingresso differenziale, con alimentazione duale, ad accoppiamento diretto.

Un amp. op. ideale è un amp. con le seguenti caratteristiche:

- 1) guadagno di tensione differenziale infinito
- 2) resistenza di ingresso infinita
- 3) resistenza di uscita nulla
- 4) larghezza di banda infinita
- 5) insensibilità totale ai disturbi

È molto importante notare che gli amp. op. reali hanno caratteristiche che si discostano così poco da quelle ideali che, nella maggior parte dei casi vengono considerati ideali. Solo per la banda passante sarà necessario fare delle considerazioni particolari. Per gli operazionali reali, noi faremo normalmente riferimento al μA 741 ed al LF 351. Analizziamo in dettaglio le varie caratteristiche ideali.

1) $A_d \rightarrow \infty$

significa che appena si applica una piccolissima differenza di potenziale tra i due morsetti di ingresso, l'uscita va all'infinito. In pratica diremo che l'operazionale si satura, cioè dà la massima tensione in uscita (l'alimentazione meno 1,5 volt).

Viceversa se l'uscita è finita, cioè limitata di valore, è necessario che la d.d.p. fra i morsetti di ingresso sia nulla, quindi i due ingressi devono essere allo stesso potenziale.

Quindi, da $v_o = A_{do} (v_1 - v_2)$

se $v_1 \neq v_2$ $v_o \rightarrow \infty$ in pratica arriva a $V_{cc} - 1,5$;

se v_o è finito, ricavando $(v_1 - v_2)$ risulta $(v_1 - v_2) = \frac{v_o}{A_d} = \frac{v_o}{\infty} = 0$

quindi deve essere $v_1 = v_2$.

L'amp.op. ha quindi due possibilità di impiego:

- a) per funzionare come **componente lineare**, cioè con guadagno limitato, ha bisogno di una rete di reazione negativa che ne abbassi l'amplificazione e non faccia automaticamente saturare l'uscita; in questo caso i due morsetti di ingresso sono allo stesso potenziale;
- b) lasciato a catena aperta o addirittura con reazione positiva, produce la saturazione dell'uscita appena si applica una d.d.p fra i suoi ingressi, e funziona come **comparatore**.

2) $R_i \rightarrow \infty$

significa che, applicando un segnale di tensione all'ingresso dell'op., le correnti assorbite dal dispositivo sono nulle, di conseguenza la sorgente di segnale non viene caricata e nella sua resistenza interna non vi è perdita di tensione.

$$I_+ = I_- = 0$$

3) $R_o = 0$

significa che l'amp. op. si può considerare in uscita come un generatore ideale di tensione e quindi l'ampiezza del segnale sul carico collegato non dipenderà dal valore del carico stesso.

4) $B \rightarrow \infty$

significa che l'amplificazione fornita è costante al variare della frequenza del segnale e non subisce alcun taglio.



The operational amplifier (abbreviated op. amp.) is a feedback direct-coupling high gain amplifier and it consists of several transistor stages in cascade.

At the beginning, it was used to perform many mathematical functions (electronic analogue computers). Supplanted by digital computers, today it is used to perform a wide variety of linear or non-linear functions.

It has a differential input, with voltages v_2 and v_1 applied to the inverting and non inverting terminals respectively.

The op. amp. supply voltage is usually dual ($\pm V_{cc}$), which allows the output to assume positive and negative values.

It may be considered a single-ended amplifier if one of the input terminals is grounded. Nearly all op. amps. have only one output terminal.

If the input signal is applied to a non inverting terminal and the inverting terminal is grounded through a resistance, the gain between the output v_o and v_1 is positive.

Whereas the amplification v_o/v_2 is negative if the input signal, though a resistance, is applied to an inverting terminal and the inverting terminal is grounded. The ideal OP AMP has the following characteristics:

- | | | |
|----|-------------------|-----------------------------|
| 1. | input resistance | $R_i \rightarrow \infty$ |
| 2. | output resistance | $R_o = 0$ |
| 3. | voltage gain | $A_{vo} \rightarrow \infty$ |

Gli amp. op. sono impiegati in numerosissime applicazioni circuitali; tuttavia, le applicazioni lineari si possono ricondurre a due configurazioni circuitali fondamentali:

- 1) l'amplificatore invertente
- 2) l'amplificatore non invertente.

In ogni caso sarà necessaria la presenza di una rete di retroazione in modo da ridurre il guadagno e rendere il circuito lineare, tale rete dovrà partire dall'uscita e collegarsi al morsetto di ingresso negativo. Dalle caratteristiche tipiche degli amp.op., che noi considereremo sempre ideali, si possono ricavare alcune considerazioni fondamentali che sono alla base del funzionamento dei circuiti e ne permettono uno studio molto semplice ed immediato:

- 1) poiché il guadagno ad anello aperto è infinito, qualsiasi valore della tensione di uscita in zona lineare presuppone che i due morsetti di ingresso siano allo stesso potenziale; si dice che i due ingressi sono virtualmente collegati insieme e così se uno è collegato fisicamente a massa, l'altro è a massa virtuale;
- 2) poiché la resistenza di ingresso è infinita, la corrente che entra nei morsetti di ingresso dell'operazionale è nulla.

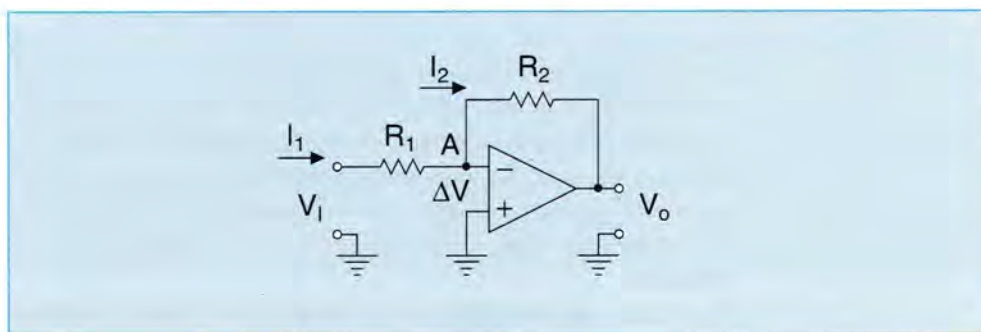
4. Configurazioni fondamentali *basic circuits*

LA CONFIGURAZIONE
INVERTENTE

THE INVERTING
CIRCUIT

Nella figura è indicato l'amplificatore operazionale ideale con le resistenze di retroazione negativa R_1 ed R_2 ed il terminale + collegato a massa. Questa è la configurazione invertente fondamentale.

FIGURA 18



Poiché $R_i \rightarrow \infty$ la corrente che scorre in R_1 percorre anche R_2 .

$$I_2 = I_1$$

Inoltre si può notare che:

$$\Delta v = \frac{v_o}{A_v} = 0 \quad \text{in quanto} \quad A_{v_o} \rightarrow \infty$$

in tal modo i due morsetti di ingresso sono allo stesso potenziale:

$$V_+ = V_-$$

ed il terminale invertente è praticamente a massa, cioè:

$$V_A = 0$$

Possiamo dire che all'ingresso dell'amplificatore esiste una massa virtuale o un corto circuito. Il termine "virtuale" è usato per indicare che, sebbene la reazione dall'uscita all'ingresso attraverso R_2 serve per mantenere a zero la tensione Δv , in pratica in tale cortocircuito non c'è passaggio di corrente. Possiamo calcolare il guadagno di tensione A_v :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_2 I_2 + V_A}{R_1 I_1 + V_A} = -\frac{R_2}{R_1}$$

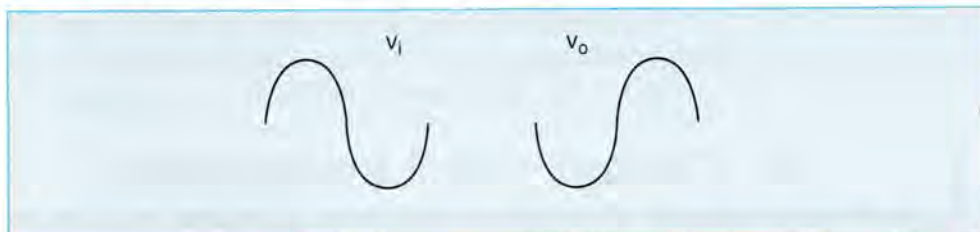
[for.5]

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1}$$

[for.6]

Si vede come il guadagno dell'amplificatore completo non dipende dal guadagno a catena aperta dell'operazionale A_d , ma semplicemente dal rapporto dei valori delle resistenze R_2 ed R_1 . Il segno negativo indica che la polarità della tensione di uscita è invertita rispetto a quella della tensione di ingresso; per questo motivo tale amplificatore viene chiamato amplificatore **invertente**.

FIGURA 19



La resistenza di ingresso R_{in} dell'amplificatore completo risulta uguale ad R_1 , infatti:

$$R_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_1 i_i + v_A}{i_i} = R_1$$

[for.7]

essendo, per la massa virtuale, $v_A = 0$.

La resistenza di uscita R_{out} dell'amplificatore completo risulta uguale a quella di uscita dell'operazionale, quindi praticamente nulla.

È importante notare che l'inserimento di un carico in uscita R_L idealmente non provoca nessun cambiamento nel guadagno dell'amplificatore, nè nel segnale di uscita, dato che l'amplificatore si comporta come un generatore ideale di tensione.

In pratica questo però non è sempre vero. Infatti vediamo che l'operazionale deve fornire in uscita una corrente $i_o = i_2 + i_L$ che dipenderà dal valore delle resistenze inserite.

Se tali valori comportano l'erogazione da parte dell'operazionale di una corrente superiore al suo limite massimo (10 mA) la tensione comincia a diminuire a causa di una protezione interna. In particolare se si chiude in cortocircuito verso massa l'uscita, la corrente è limitata al valore $I_{osc} = 25$ mA.

Questo fatto limita anche la scelta dei valori delle resistenze di reazione R_1 ed R_2 in modo che la loro somma non risulti inferiore al k Ω .

Ma il valore di R_1 , e di conseguenza R_2 , è limitato inferiormente anche dal fatto che essa è uguale anche alla resistenza di ingresso del circuito, che abbiamo visto è bene che sia la più grande possibile per ottimizzare l'accoppiamento dell'amplificatore di tensione alla sorgente di segnale.

Il valore delle resistenze di reazione è limitato anche superiormente da un altro fattore che ora consideriamo: abbiamo detto che nell'operazionale ideale la corrente in ingresso è nulla. In effetti nell'op. reale vi è una piccola corrente (corrente di polarizzazione). Questa, circolando nelle resistenze provoca una caduta di potenziale che va a influire sulle tensioni di segnale, modificando il funzionamento del circuito. È logico quindi che le resistenze debbano essere di valore non troppo elevato, in modo da ridurre le tensioni dovute alla corrente di polarizzazione. Normalmente è bene rimanere al di sotto delle centinaia di k Ω . Avremo pertanto un range di valori da utilizzare per le resistenze: 100 Ω ÷ 100 k Ω .



The basic inverting circuit has the input signal applied to an inverting terminal, two negative feedback resistances R_1 ed R_2 , and the non inverting terminal grounded.

Since $R_1 \rightarrow \infty$ the current I_1 through R_1 also passes through R_2 .

In addition, we note that the potential of the two input terminals are equal and the inverting terminal is effectively grounded, i.e. $V_A = 0$

We can say that there exists a virtual ground or short circuit at the input to the amplifier. The term "virtual" is used to imply that no current flows into this short circuit. We can calculate the voltage gain $A_v = -R_2/R_1$

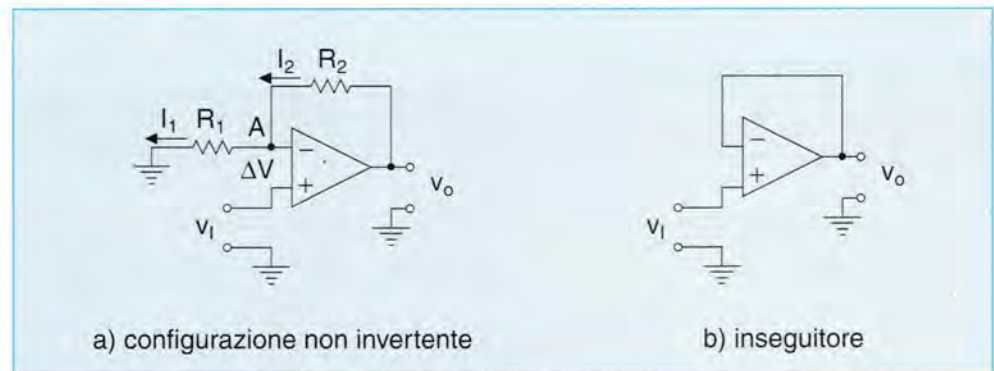
The overall voltage gain is independent to the amplifier and depends only upon the two resistances R_1 and R_2 . The gain has been stabilized.

LA CONFIGURAZIONE NON
INVERTENTE

THE NON INVERTING
CIRCUIT

Molto spesso si rende necessario l'uso di un amplificatore in cui la tensione di uscita sia uguale, in modulo e in fase, alla tensione di ingresso, e che inoltre abbia $R_1 \rightarrow \infty$ e $R_2 = 0$, in modo tale che il generatore ed il carico siano in effetti isolati. Un inseguitore di emettitore presenta approssimativamente tale comportamento. Ci si avvicina ulteriormente a questa caratteristica ideale usando un amplificatore operazionale in cui al morsetto di ingresso non invertente venga applicato il segnale d'ingresso e al morsetto invertente venga applicata la reazione negativa di tensione, come indicato in figura:

FIGURA 20



Possiamo calcolare il guadagno di tensione:

We can calculate the voltage gain A_v :

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_2 I_2 + R_1 I_1}{R_1 I_1}$$

$$A_v = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

[for.8]

INSEGUITORE DI TENSIONE
VOLTAGE FOLLOWER

Se nella configurazione non invertente si pone:

$R_1 = \infty$ (si toglie la resistenza)

$R_2 = 0$ (si sostituisce con un filo)

si ottiene il circuito di [FIG. 20b].

Sia analizzandolo come una configurazione non invertente, applicando cioè la formula:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1$$

sia dall'analisi diretta della rete, i morsetti + e - devono essere allo stesso potenziale ed il morsetto - è collegato all'uscita, si ricava che $v_o = v_i$, quindi il guadagno è $A_v = 1$.

Per tali motivi il circuito prende il nome di **inseguitore di tensione** in quanto la tensione di uscita segue, cioè è uguale, a quella di ingresso.

Globalmente tale amplificatore presenta le seguenti caratteristiche:

- 1) guadagno unitario;
- 2) resistenza di ingresso infinita;
- 3) resistenza di uscita nulla.

Per questo è un tipico **adattatore di impedenza**, in quanto adatta, cioè rende ottimale, il trasferimento di tensione da una sorgente ad un carico. Inoltre si può interpretare come un circuito **buffer analogico**, che cioè trasferisce invariato un segnale dall'ingresso all'uscita, con la possibilità di aumentare la corrente fornita al carico.



If we want the output to be equal and in phase with the input, and in addition $R_i \rightarrow \infty$ and $R_o = 0$, we can use a b circuits in fig.20. It is a voltage follower and the source and the load are effect isolated. In this circuit the signal is applied to non inverting terminals and the inverting terminal is connected to the output.

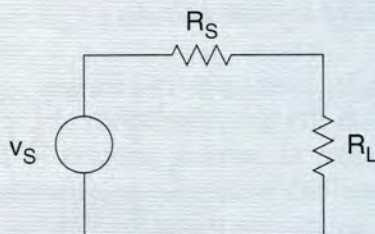
Note that, if $R_i = \infty$ (R_i is an open circuit) and/or $R_o = 0$ (R_o is a short circuit) then $A_v = 1$ and $V_o = V_i$ (voltage follower or analogue buffer) (inseguitore di tensione o separatore analogico).

ESERCIZIO SVOLTO

- 3 Una sorgente di tensione di resistenza interna $R_s = 1 \text{ k}\Omega$, che produce una tensione $v_s = 2 \text{ V}$ deve essere applicata ad un carico $R_L = 1 \text{ k}\Omega$.

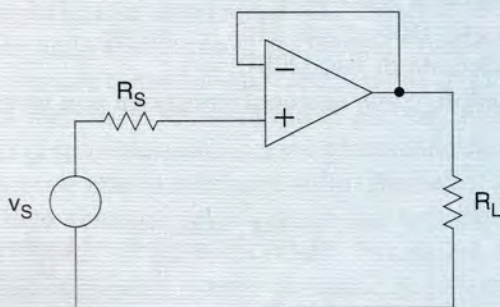
Collegando direttamente la sorgente al carico, si ottiene una forte attenuazione, in quanto solo il 50% del segnale arriva effettivamente al carico stesso:

$$v_o = \frac{R_L}{R_s + R_L} \cdot v_i = 0,5 \cdot 2 = 1 \text{ V}$$



[for.21]

Se viceversa interponiamo, fra la sorgente ed il carico, il circuito inseguitore di tensione, si ha:



[for.22]

La resistenza R_s non è percorsa da corrente dato che l'operazionale non ha corrente in ingresso, quindi $v_i = v_s$ ed essendo $v_o = v_i$, si ha $v_o = v_s = 2 \text{ V}$ senza alcuna attenuazione.

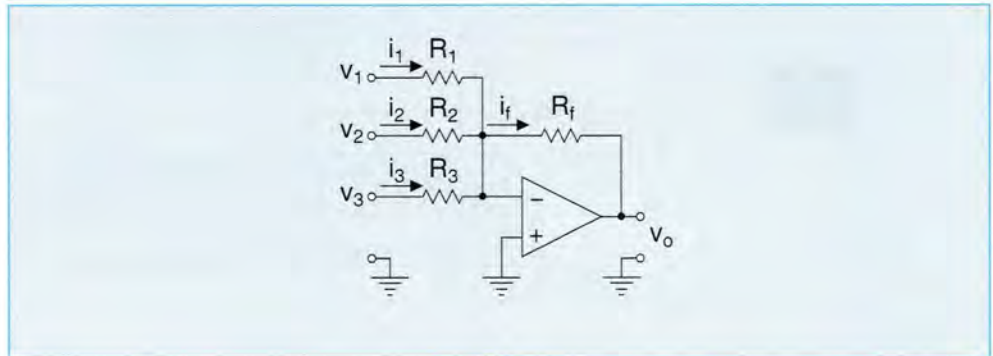
5. Impieghi fondamentali lineari dell'amp. op.

basic linear uses of an operational amplifier

Un amp. op. può essere impiegato per realizzare alcune operazioni matematiche. Questo spiega la denominazione data a questo tipo di amplificatore. Alcune delle configurazioni fondamentali sono le seguenti.

AMPLIFICATORE
SOMMATTORE INVERTENTE
INVERTING ADDER OR
SUMMING AMPLIFIER

FIGURA 23



Dato che all'ingresso dell'amp. op. esiste una massa virtuale, allora:

$$v_o = -R_f i_f = -R_f (i_1 + i_2 + i_3)$$

$$v_o = -R_f \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} \right)$$

[for.9]

Se $R_1 = R_2 = R_3 = R$ allora

$$v_o = -\frac{R_f}{R} (v_1 + v_2 + v_3)$$

[for.10]

e l'uscita è proporzionale alla somma delle tensioni di ingresso.

In uscita si può anche ottenere **la media** dei segnali di ingresso, ponendo:

$$R_1 = R_2 = R_3 = 3R, \text{ così si ha } v_o = -\frac{v_1 + v_2 + v_3}{3}$$

Tale circuito può essere esteso ad un numero qualunque di ingressi, con la sola aggiunta di resistenze.



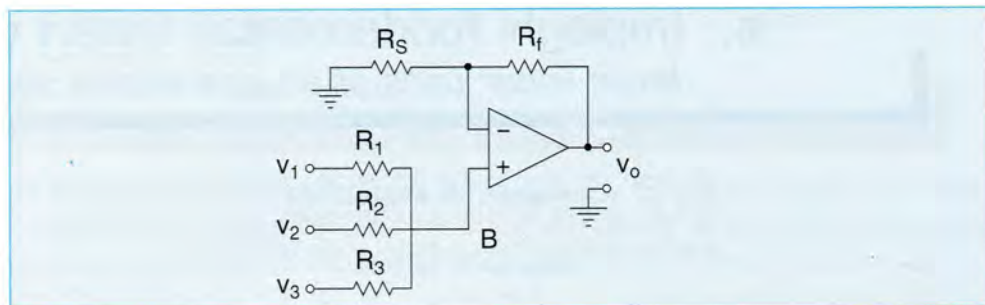
The arrangement of fig 23. may be used to obtain an output which is a linear combination of a number of input signals. If $R_1 = R_2 = R_3 = R$ then the output is proportional to the sum of the inputs.

The present method may be extended to a very large number of inputs requiring only additional resistors.

AMPLIFICATORE SOMMATTORE
NON INVERTENTE
NO INVERTING ADDER
OR SUMMING AMPLIFIER

Un sommatore in cui l'uscita è una combinazione lineare degli ingressi senza cambiamento di segno è ottenuto usando la configurazione non invertente. Un simile sommatore lo vediamo in figura.

FIGURA 24



La configurazione non invertente impone che

$$v_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_s}\right) v_B$$



where the voltage at the non inverting terminal v_B is found by using superposition

$$v_B = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} v_1 + \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3} v_2 + \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2} v_3$$

[for.11]

Per $R_1 = R_2 = R_3 = R$ il rapporto è

$$\frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} = \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3} = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2} = \frac{\frac{R}{2}}{R + \frac{R}{2}} = \frac{1}{3}$$

$$v_B = \frac{1}{3}(v_1 + v_2 + v_3)$$

$$v_0 = \frac{1 + \frac{R_f}{R_s}}{3} (v_1 + v_2 + v_3)$$

[for.12]

In generale, per n resistenze uguali R_1, R_2, R_3, R_4, R_n ognuna di valore R , il divisore è n e l'uscita è:

$$v_0 = \frac{1 + \frac{R_f}{R_s}}{n} (v_1 + v_2 + \dots + v_n)$$

[for.13]

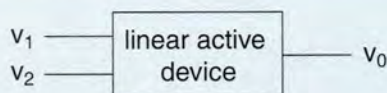
L'AMPLIFICATORE
DIFFERENZIALE

THE DIFFERENTIAL
AMPLIFIER

Un amplificatore differenziale è in grado di amplificare la differenza fra due segnali. La figura rappresenta un dispositivo lineare attivo con due tensioni di ingresso ed un segnale di uscita, ciascuna misurata rispetto a massa. In un amp. diff. ideale la tensione di uscita dovrebbe avere la seguente espressione:

$$v_o = A_d (v_1 - v_2)$$

dove A_d è il guadagno dell'amplificatore differenziale.

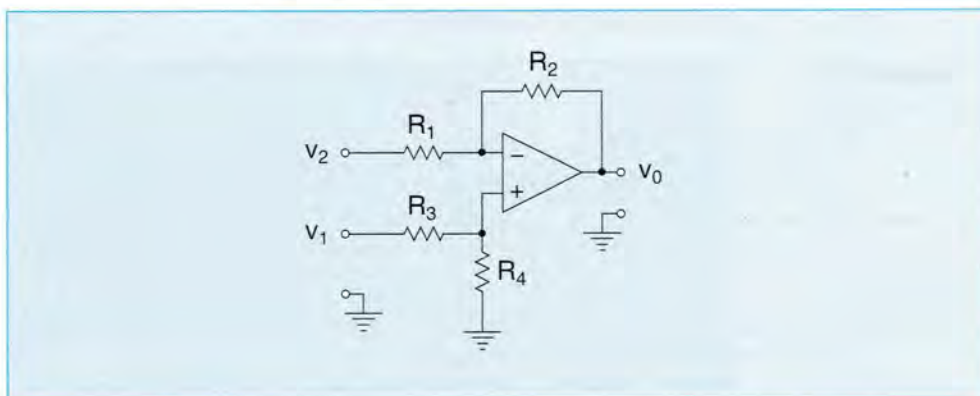


Così si può notare che tutti i segnali che sono in comune ai due ingressi non avranno effetto sulla tensione di uscita.

L'amplificatore con stadio di ingresso differenziale e uscita verso massa è spesso usato per amplificare segnali da trasduttori che convertono un parametro fisico e le loro variazioni in un segnale elettrico. Esempi di tali trasduttori sono i ponti per estensimetri, per termocoppie, ecc.

L'amplificatore operazionale è già di per sé un amplificatore differenziale ma, causa il suo guadagno troppo elevato, non può essere utilizzato a catena aperta come amplificatore lineare della differenza dei segnali applicati. Si può realizzare con il circuito di [FIG.25].

FIGURA 25



Per trovare v_0 usiamo la sovrapposizione degli effetti.

Se noi poniamo $v_1 = 0$, allora, trascurando la corrente di polarizzazione ($I_i = 0$), la tensione al terminale non invertente è zero e ne risulta la configurazione invertente tipica.

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} v_2$$

Se invece poniamo $v_2 = 0$

$$v_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_1$$

Applicando la sovrapposizione, si ha:

$$v_0 = -\frac{R_2}{R_1} v_2 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_1$$

[for.14]

che possiamo scrivere anche come

$$v_0 = \frac{R_2}{R_1} \left[-v_2 + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_1 \right]$$

$$v_0 = \frac{R_2}{R_1} \left(-v_2 + \frac{1}{\frac{R_3}{R_4} + 1} \frac{\frac{R_1}{R_2} + 1}{1} v_1 \right)$$

Se $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ allora:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1}(v_1 - v_2)$$

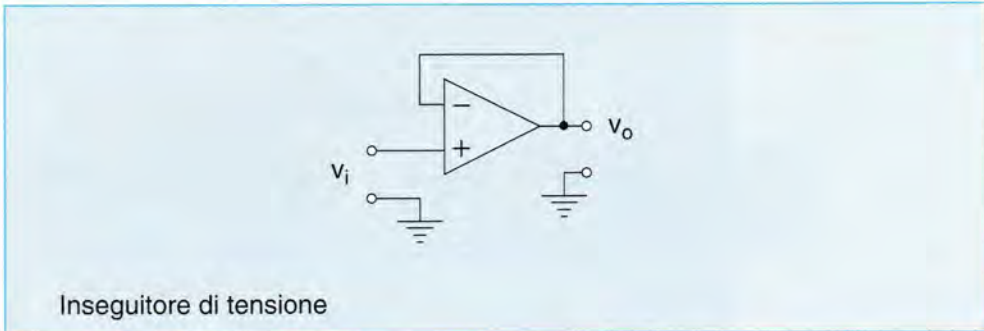
[for.15]

Se i segnali v_1 e v_2 hanno resistenze di uscita della sorgente R_{s1} ed R_{s2} , allora queste si sommano rispettivamente a R_3 ed R_1 .

Si noti che la sorgente di segnale v_1 vede una resistenza pari a $R_3 + R_4$. Se $v_1 = 0$ l'ingresso invertente è a potenziale di massa e quindi v_2 è caricato da R_1 . Se per il trasduttore il carico è eccessivo, è necessario usare un separatore ad alta resistenza che preceda ciascun ingresso.

Volendo isolare la sorgente dall'amplificatore differenziale, possiamo inserire un inseguitore di tensione (FIG.26):

FIGURA 26



The function of a differential amplifier is to amplify the difference between two signals. The need for diff. amps. arises in many physical measurements.

Fig.25 represents a linear active device with two input signals v_1 e v_2 and one output signal v_o , each measured on comparison to the ground. In an ideal diff. amp. the output signal v_o should be given by $v_o = A_d (v_1 - v_2)$ where A_d is the gain of the differential amplifier.

Thus it is seen that any signal which is common to both inputs will have no effect on the output voltage.

The differential-input single-ended-output amplifier is often used to amplify inputs from transducers which convert a physical parameter and its variations into an electric signal.

Such transducers are strain-gauge bridges, thermocouples, etc.

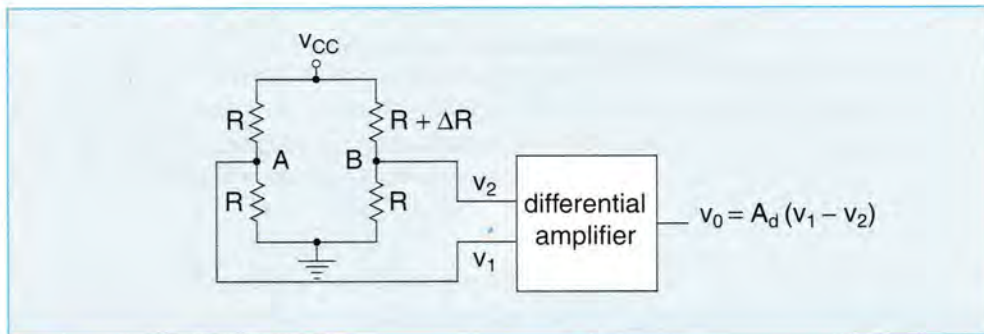
To find v_o we use the superposition theorem.

If we want to insulate the voltage source (the transducer) from the differential amplifier, a high-resistance buffer may be used preceding each input (voltage follower in fig.26).

AMPLIFICATORE
PER PONTE

BRIDGE
AMPLIFIER

FIGURA 27



Nominalmente, le quattro resistenze del ponte sono uguali ad R e, di conseguenza, i punti A e B sono allo stesso potenziale, ma, se un lato contiene una resistenza il cui valore dipende da una grandezza fisica, fra i punti A e B si viene a crea-

re una ddp che possiamo calcolare e che dipende essenzialmente dallo squilibrio esistente fra le resistenze del ponte:

$$V_1 = \frac{V_{CC}}{2} \quad V_2 = \frac{R}{R + \Delta R} V_{CC}$$

$$V_0 = A_d V_{CC} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{R}} \right) = A_d V_{CC} \frac{1 + \frac{\Delta R}{R} - 2}{2 \left(1 + \frac{\Delta R}{R} \right)} = \frac{A_d V_{CC}}{2} \frac{\frac{\Delta R}{R} - 1}{\frac{\Delta R}{R} + 1}$$



CONVERTITORE
TENSIONE - CORRENTE

VOLTAGE-CURRENT
CONVERTER

Nominally, the four arms of the bridge have equal resistances R . However, one of the branches has a resistance which changes to $R + \Delta R$ with temperature or some other physical parameter, therefore there is a potential difference V_{AB} .

È spesso necessario convertire un segnale di tensione in una corrente di uscita ad esso proporzionale. Questa operazione è necessaria, per esempio, quando si pilotano i gioghi di deflessione di un cinescopio per televisione. Sono chiamati anche VCCS (voltage-controlled current source, generatori di corrente controllati in tensione) e sono dispositivi che, pilotati da una tensione di ingresso v_i , producono in uscita una corrente proporzionale alla corrente di ingresso, che non dipende dal carico:

$$i_o = k v_i$$

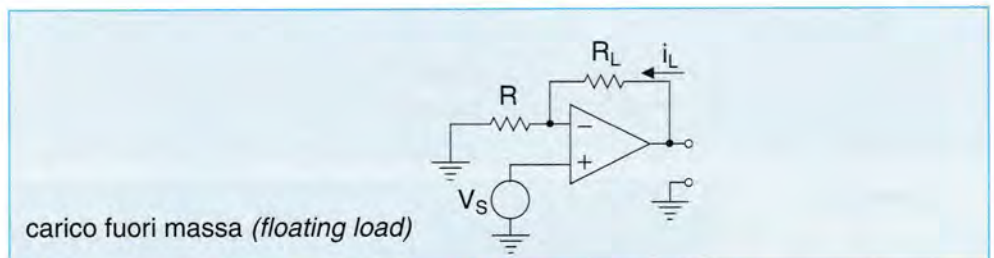
Le impedenze di ingresso e di uscita di tale dispositivo devono essere molto elevate.

fuori massa Se la resistenza di carico non ha capi a massa (cioè è fluttuante), possiamo usare il semplice circuito di figura. Nel caso di un solo ingresso v_s , la corrente in R_L è

$$i_L = \frac{v_s}{R_3}$$

[for.16]

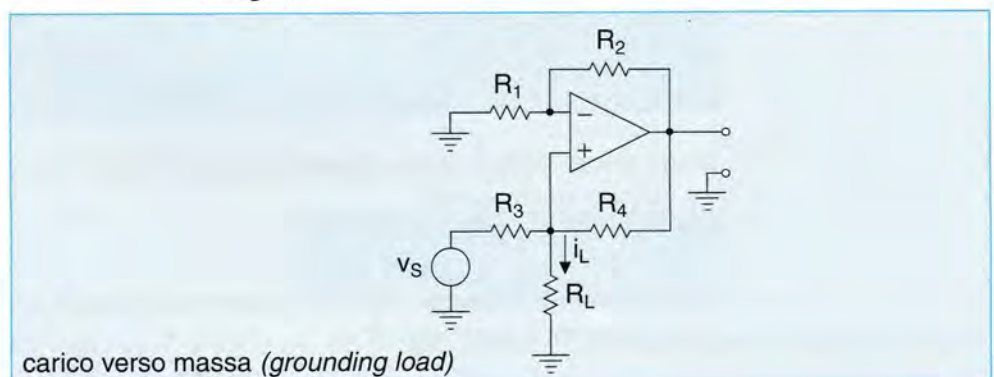
FIGURA 28



Si noti che i_L è indipendente dal valore del carico R_L a causa della massa virtuale presente all'ingresso dell'amp. op.

verso massa Se il carico ha un capo a massa, si può utilizzare il circuito indicato in figura.

FIGURA 29



Cerchiamo la relazione fra la corrente sul carico e la tensione di ingresso.

$$i_L = \frac{v_s - v_+}{R_3} + \frac{v_o - v_+}{R_4}$$

$$v_+ = v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$

$$i_L = \frac{v_s}{R_3} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{v_o}{R_3} + \frac{v_o}{R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{v_o}{R_4} = \frac{v_s}{R_3} - \frac{v_o}{R_4} \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_4}{R_3} + 1 \right) \right]$$

$$i_L = \frac{v_s}{R_3} - \frac{v_o}{R_4} \left(1 - \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right)$$

Se $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$ allora

$$i_L = \frac{v_s}{R_3}$$

[for.17]

indipendente dal carico R_L .



If the load resistance has neither side grounded (floating), we can use the simple circuit of fig.28. If the load R_L is grounded, the circuit of fig.29 can be used.

Note that i_L is independent of the load R_L , because of the virtual ground of the operational amplifier input.

CONVERTITORE
CORRENTE-TENSIONE

CURRENT-VOLTAGE
CONVERTER

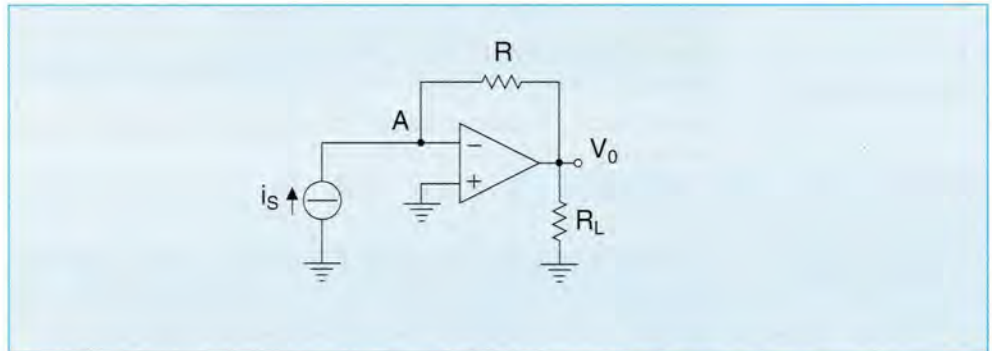
Sono chiamati anche CCVS (current-controlled voltage source, generatori di tensione controllati in corrente). Tali dispositivi sono pilotati da una corrente di ingresso i_i e forniscono in uscita una tensione v_o proporzionale alla corrente di ingresso indipendente dal carico collegato:

$$v_o = k i_i$$

Le resistenze di ingresso e di uscita devono essere nulle.

Il circuito di figura mostra un amp. op. utilizzato come convertitore corrente-tensione.

FIGURA 30



L'espressione della tensione di uscita si ricava facilmente: sappiamo che il punto A è a massa virtuale, quindi:

$$v_A = 0$$

Sappiamo che il morsetto - dell'operazionale non assorbe corrente, quindi la corrente che percorre la resistenza R è:

$$i_R = i_s$$

Calcoliamo così la tensione di uscita, seguendo il percorso che porta a massa:

$$v_o = -R i_R + v_A = -R i_s$$

quindi

$$v_o = -R i_s$$

[for.18]

che non dipende dal carico (sempre che questo sia di resistenza molto più grande della resistenza di uscita dell'operazionale).

La resistenza di ingresso è nulla (A è a massa virtuale), quindi se il generatore di corrente ha una resistenza interna $< \infty$ (si pone in parallelo al generatore), questa non provoca alcuna perdita di segnale (si trova tra massa e massa).

La resistenza di uscita è nulla (R_o dell'op. è molto bassa).

Le fotocellule ed alcuni trasduttori di temperatura forniscono in uscita una corrente indipendente dal carico. Il convertitore CCVS permette di trasformare tali sorgenti in sorgenti di tensione.



Photocells and some temperature transducers give an output current which is independent of the load.

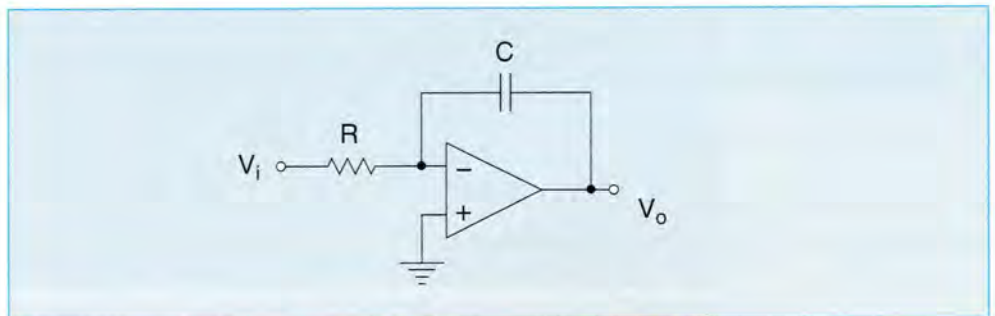
6. Integratore con amp. ap. *analogue integrator*

L'integratore è un circuito che produce in uscita una tensione proporzionale all'integrale della tensione di ingresso. La rete di FIG. propone la configurazione invertente:

INTEGRATORE IDEALE

IDEAL INTEGRATOR

FIGURA 31



Calcoliamo la tensione di uscita:

$$v_o = v_c = -\frac{1}{C} \int i \, dt$$

[for.19]

essendo il punto A a massa virtuale:

$$v_i = R \cdot i$$

quindi la corrente è:

$$i = \frac{v_i}{R}$$

che, sostituita nella [for.19] dà:

$$v_o = -\frac{1}{C} \int \frac{v_i}{R} \, dt = -\frac{1}{RC} \int v_i \, dt$$

[for.20]

La tensione di uscita è quindi proprio proporzionale all'integrale della tensione di ingresso.

RISPOSTA AL GRADINO

STEP RESPONSE

Applichiamo un gradino di tensione V al circuito integratore ed analizziamo il transitorio, supponendo che il condensatore sia inizialmente scarico: il condensatore si carica a corrente costante

$$i = \frac{v_i}{R} = \frac{V}{R}$$

così la tensione v_o è:

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int V \cdot u(t) dt = -\frac{V}{RC} t + V_{oIN}$$

dove V_{oIN} è il valore iniziale della tensione ai capi del condensatore, nel nostro caso $V_{oIN} = 0$.

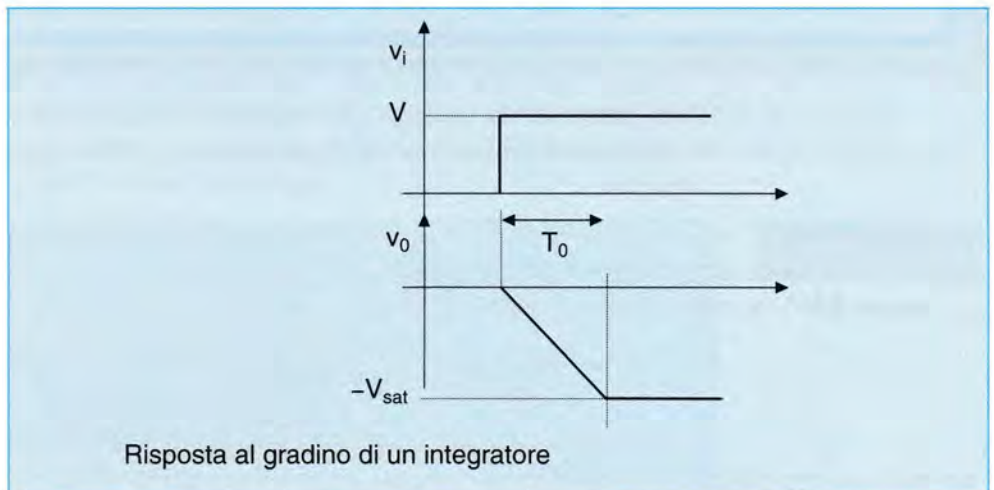
La tensione di uscita è quindi una rampa:

$$V_o(t) = m t$$

di pendenza negativa:

$$m = -\frac{V}{RC}$$

FIGURA 32



La rampa discendente arriva sino al valore $-V_{sat}$ (saturazione dell'operazionale) poi rimane costante. L'istante in cui raggiunge tale valore si ricava imponendo che $V_o = -V_{sat}$

$$-V_{sat} = -\frac{V}{RC} t$$

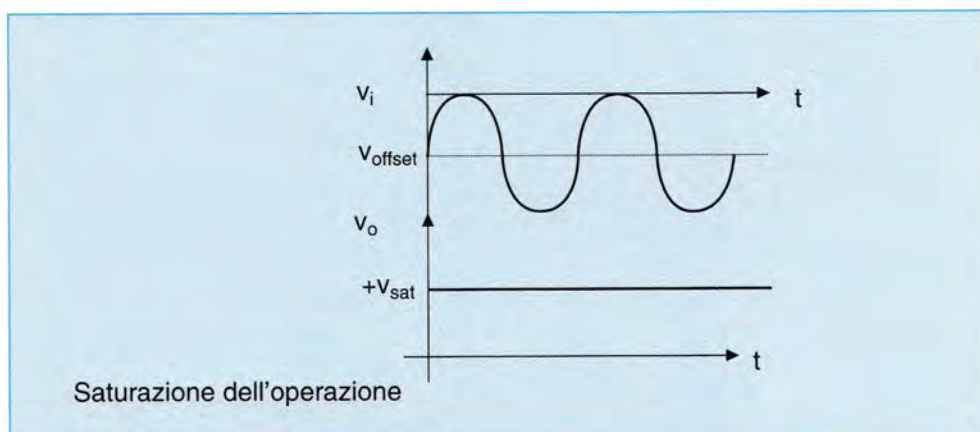
Si ha:

$$t = T_0 = \frac{V_{sat} RC}{V}$$

A regime, una tensione continua applicata all'ingresso di un integratore, provoca la sua saturazione, con un valore di uscita costante. Diciamo che in continua il circuito ha un guadagno infinito. D'altra parte questo si intuisce anche pensando che: la tensione continua corrisponde ad un segnale di frequenza zero; a tale frequenza il condensatore è un circuito aperto; l'amp.op. si trova così a catena aperta; un minimo segnale applicato lo satura. Per lo stesso motivo, qualunque forma d'onda contenente una componente continua diversa da zero (offset) venga applicata all'ingresso, provocherà la saturazione dell'operazionale (FIG.32). Sempre

per lo stesso motivo, un piccolo disturbo di frequenza molto bassa o addirittura continuo, come per esempio la tensione di offset intrinseca all'amp.op., porta automaticamente a saturare l'uscita.

FIGURA 33



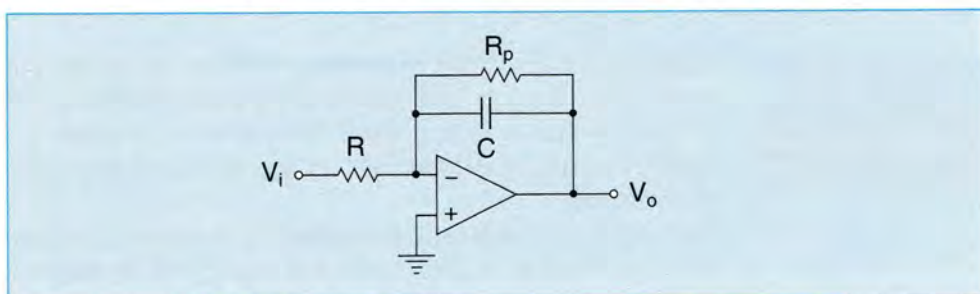
Per tutti questi motivi il **circuito integratore ideale è difficilmente utilizzabile**.

INTEGRATORE REALE

REAL INTEGRATOR

È necessario modificare leggermente la rete, aggiungendo in parallelo al condensatore una resistenza R_p . La rete così ottenuta è detta **integratore reale**.

FIGURA 34



In questo modo il guadagno statico non è più infinito, ma limitato al valore $-R_p / R$.

Le componenti continue e le tensioni di offset non saturano più l'operazionale, ma vengono semplicemente amplificate di $-R_p / R$. Ora però la risposta al gradino non sarà più una rampa ma un esponenziale (il condensatore non si carica più a corrente costante, in quanto la corrente che proviene dalla resistenza R:

$$i = \frac{v_i}{R} = \frac{V}{R}$$

non circola più tutta sul condensatore, ma in parte va anche nella resistenza R_p). Anzi la corrente in R_p , inizialmente zero, aumenta progressivamente, man mano che il condensatore si carica, e diventa, a regime, uguale a tutta la corrente i . La tensione $v_o = v_c$ è data dalla solita legge esponenziale:

$$v_c(t) = V_{IN} - (V_{FIN} - V_{IN}) e^{-t/\tau}$$

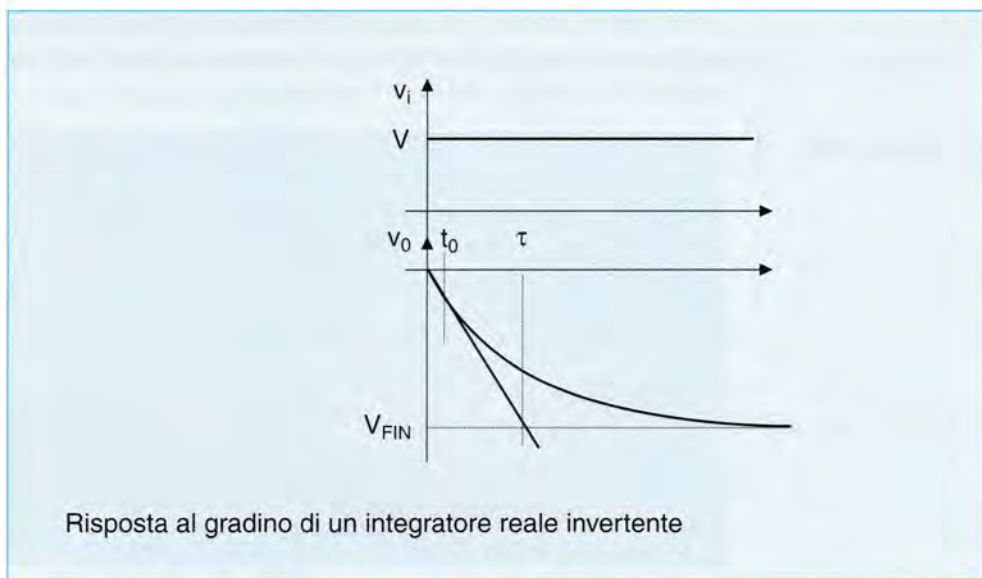
dove: V_{IN} è il valore iniziale della tensione sul condensatore;

V_{FIN} è il valore a regime, considerando quindi il condensatore come un circuito aperto:

$$V_{FIN} = -\frac{R_p}{R} \cdot V$$

è praticamente il guadagno della configurazione invertente.

FIGURA 35



Se vogliamo che la risposta sia ancora quella di un integratore (quindi una rampa), dobbiamo considerare la risposta per un tempo piccolissimo (molto più piccolo della costante di tempo) in modo che l'esponenziale sia approssimabile ad una rampa. Diremo che dovrà essere $t_0 \ll \tau$.

RISPOSTA ALL'ONDA
QUADRA DI UN
INTEGRATORE IDEALE
SQUARE WAVE RESPONSE
OF AN IDEAL INTEGRATOR

Applichiamo al circuito **integratore ideale** un'onda quadra ed analizziamo la sua risposta a regime. Facciamo le seguenti considerazioni: un'onda quadra non è altro che una serie di gradini di tensione; la risposta al singolo gradino è una rampa; la risposta all'onda quadra sarà una serie di rampe, cioè un'onda triangolare (FIG.36).

Consideriamo l'intervallo di tempo $T/2$, in esso la tensione di ingresso è costante ed uguale ad E ; di conseguenza la tensione di uscita sarà una rampa lineare che partirà però da un certo valore V_p (noi consideriamo la situazione a regime, quindi con il condensatore che si è già caricato e scaricato infinite volte senza avere il tempo di arrivare alla saturazione).

$$v_o = -\frac{E}{RC} t + V_p$$

Al tempo $T/2$ avrà raggiunto un valore che per simmetria dovrà essere uguale a $-V_p$:

$$v_o(T/2) = -\frac{E}{RC} \frac{T}{2} + V_p = -V_p$$

Ricavando V_p ottengo:

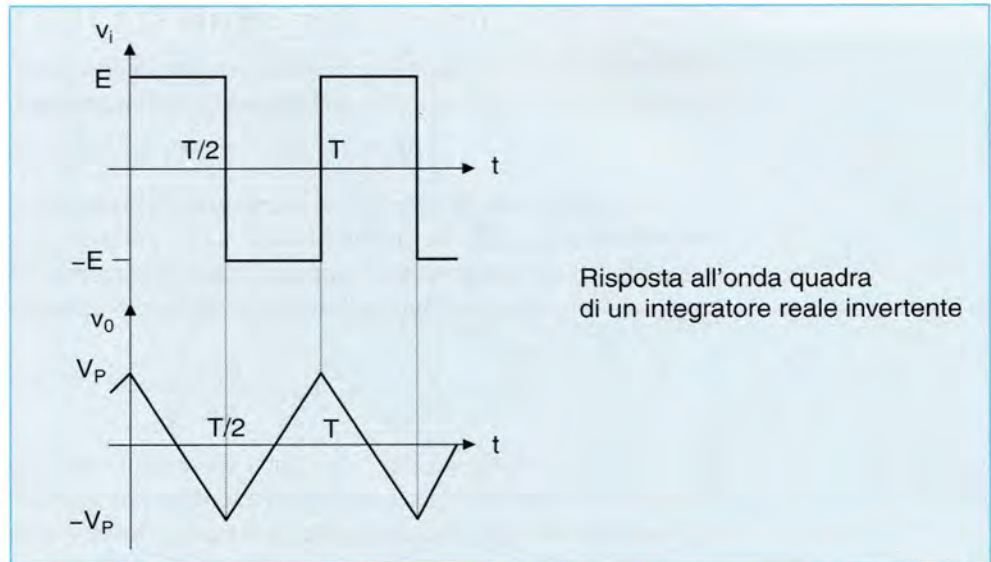
$$2 V_p = \frac{E}{RC} \frac{T}{2} \quad \text{quindi:}$$

$$V_p = \frac{E}{RC} \frac{T}{4}$$

[for.21]

Il circuito quindi trasforma un'onda quadra in un'onda triangolare della stessa frequenza e di valore di picco dato dalla (for.21). Se l'onda di ingresso ha un duty cycle diverso dal 50% ma ha sempre valor medio zero, rimane valido il procedimento precedente e le formule trovate, ma al posto del semiperiodo $T/2$ andrà inserito uno dei due tempi T_1 oppure T_2 dell'onda.

FIGURA 36



ESERCIZIO SVOLTO

- 4 Un integratore ideale ha i seguenti componenti: $R = 1 \text{ k}\Omega$; $C = 10 \text{ nF}$. Gli viene applicata in ingresso un'onda quadra di ampiezza picco-picco $V_{ipp} = 0,2 \text{ V}$, frequenza $f = 2 \text{ kHz}$. Disegnare la risposta. La risposta sarà un'onda triangolare della stessa frequenza e di ampiezza di picco data dalla formula:

$$V_P = \frac{E}{RC} \frac{T}{4} = \frac{E}{4fRC} = \frac{0,2}{4 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 2,5 \text{ V}$$

Le forme d'onda sono quelle di FIG. 36, in cui:

$$E = 0,1 \text{ V} \quad V_P = 2,5 \text{ V}$$

RISPOSTA ALL'ONDA
QUADRA DI UN
INTEGRATORE REALE

SQUARE WAVE RESPONSE
FOR A REAL INTEGRATOR

Purtroppo però una piccolissima componente continua (offset) presente nel segnale di ingresso o la tensione di offset dell'amp.op. provoca la saturazione dell'amplificatore; l'uscita è costante ed uguale a V_{sat} (oppure $-V_{sat}$) il circuito non si comporta più come integratore. Nell'esercizio svolto 4, se il segnale di ingresso ha un offset anche piccolissimo (per esempio $V_{offset} = 1 \text{ mV}$), l'uscita diventa costante ed uguale a $V_o = -V_{sat} = -13,5 \text{ V}$. Il circuito non integra più. Per ovviare a questi problemi dovremo utilizzare l'**integratore reale**. Se i tempi dell'onda quadra di ingresso sono almeno 3 volte più piccoli della costante di tempo il circuito si comporterà da buon integratore: in prima approssimazione la tensione del condensatore è trascurabile, quindi anche $v_{RP} \approx 0$ allora la corrente che proviene da R va tutta nel condensatore:

$$i = \frac{v_i}{R} = \frac{E}{R} = \text{costante}$$

di conseguenza il condensatore si carica a corrente costante, quindi:

$$v_o(t) = -\frac{1}{C} \int i \, dt = -\frac{1}{C} \int \frac{v_i}{R} \, dt = -\frac{E}{RC} \cdot t + V_{oIN}$$

dove V_{oIN} è il valore iniziale. La tensione v_o è un'onda triangolare (una serie di rampe crescenti e decrescenti). Per calcolare correttamente i valori di picco dell'onda triangolare, è necessario però calcolare la componente continua (FIG. ②)

$$V_{medio} = \frac{E_1 T_1 + E_2 T_2}{T_1 + T_2}$$

[for.22]

Tale valore si riporterà in uscita moltiplicato per il guadagno statico:

$$V_{om} = -(R_p / R) V_{medio}$$

infatti in continua il condensatore è un circuito aperto ed è come se non ci fosse. Calcoliamo poi i valori massimi della componente alternata rimasta (FIG. ③):

$$E_1^* = E_1 - V_m \quad E_2^* = E_2 - V_m$$

e in base a questi valori, calcoliamo la tensione v_o'' (FIG. ④), cioè la risposta alla sola componente alternata che, avendo tempi molto più piccoli della costante di tempo, si può analizzare con il metodo approssimato; praticamente la resistenza R_p è come se non ci fosse, per cui l'integratore si comporta come ideale:

$$v_o''(t) = -\frac{E_1^*}{RC} t + V_p \quad [\text{for.23}]$$

dove V_p è il valore da cui inizia la rampa decrescente (ricordiamo che l'integratore è invertente). Poiché tale onda è anch'essa alternata, per la uguaglianza delle aree positive e negative, il valore raggiunto dopo il tempo T_1 dovrà essere ancora uguale a $-V_p$:

$$v_o''(T_1) = -V_p$$

Imponendo questa condizione nella [for.23] si ha:

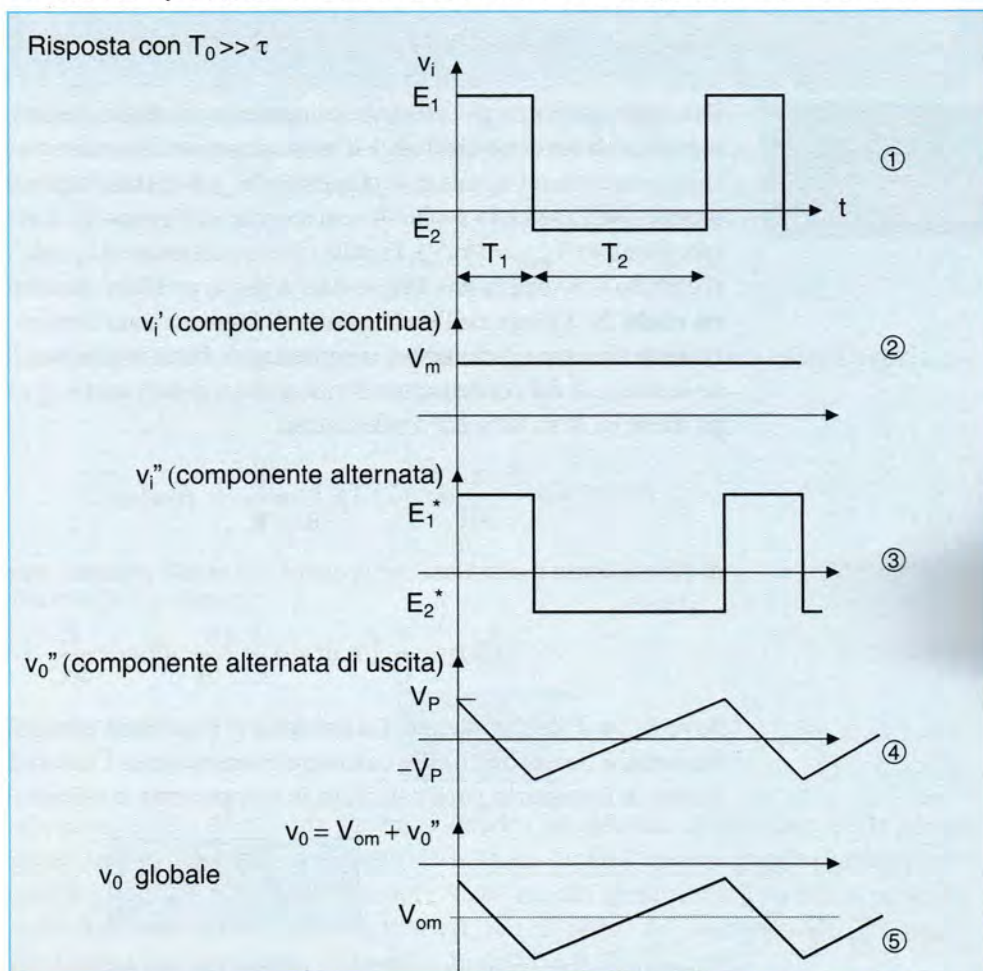
$$-V_p = -\frac{E_1^*}{RC} \cdot T_1 + V_p$$

Possiamo ricavare V_p :

$$V_p = \frac{E_1^*}{2RC} \cdot T_1 \quad [\text{for.24}]$$

La tensione $v_o(t)$ globale sarà la somma delle due componenti calcolate (FIG. ⑤).

FIGURA 37



ESERCIZIO SVOLTO ONDA RETTANGOLARE $T_0 \ll \tau$

- 5** Ad un integratore reale con amp.op. di valori: $\tau = R_p C$ $R_p / R = 10$
 è applicata una tensione con i seguenti valori:

$$E_1 = 1,2 \text{ V per un tempo } T_1 = 0,1 \tau \quad E_2 = -0,3 \text{ V per un tempo } T_2 = 0,2 \tau$$

Disegnare le forme d'onda v_i e v_o .

Essendo tutti e due i tempi $T_i \ll \tau$ possiamo applicare il metodo approssimato: sappiamo già che la tensione di uscita sarà un'onda triangolare; ma procediamo con ordine:

- 1)** calcoliamo il valor medio:

$$V_{\text{medio}} = \frac{E_1 T_1 + E_2 T_2}{T_1 + T_2} = 0,2 \text{ V}$$

questo viene amplificato di -10 , portando così un valor medio dell'uscita a $V_{om} = -2 \text{ V}$.

- 2)** calcoliamo i valori massimi dell'onda alternata di ingresso:

$$E_1^* = E_1 - V_m = 1 \text{ V} \quad E_2^* = E_2 - V_m = -0,5 \text{ V}$$

- 3)** calcoliamo il valore di picco dell'onda triangolare alternata ai capi di C (non avendo il valore di R dobbiamo ricavarlo dalle condizioni del problema, cioè dal guadagno statico $R_p / R = 10$):

$$V_p = \frac{E_1^*}{2 RC} \cdot T_1 = \frac{1}{2 \cdot \frac{R_p C}{10}} \cdot 0,1 \tau = \frac{10}{2} \cdot 0,1 \tau = 0,05 \text{ V}$$

Lo stesso risultato si ottiene se calcoliamo V_p tramite E_2^* e T_2 .

Occorre far attenzione alle resistenze da usare nelle formule:

- nell'integratore passivo non vi era possibilità di sbagliare in quanto la resistenza era unica;
- nell'integratore attivo (con amp.op.) vi sono due resistenze, R_p interviene nella costante di tempo, cioè $\tau = R_p C$ ed individua quindi il funzionamento da integratore (sul confronto con T_1 e T_2); R interviene nel calcolo dei valori di picco dell'onda triangolare.

- 4)** Calcoliamo il valore di picco dell'onda triangolare di uscita completa (con la componente continua) ai capi di C :

$$-V_p + v_{om} = -2,05 \text{ V} \quad +V_p + V_{om} = -1,95 \text{ V}$$

Le forme d'onda sono quelle di figura seguente, di cui si riproducono solo la v_i e la v_o .



An integrator makes an excellent sweep circuit for a cathode-ray-tube oscilloscope and is called a Miller Integrator, or Miller sweep.

Risposta all'integratore reale attivo

