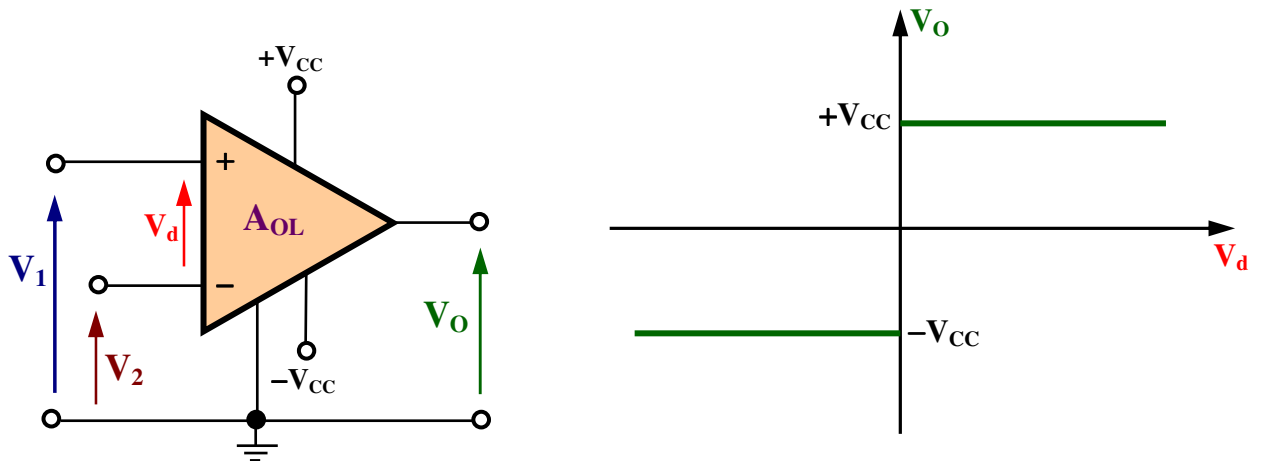


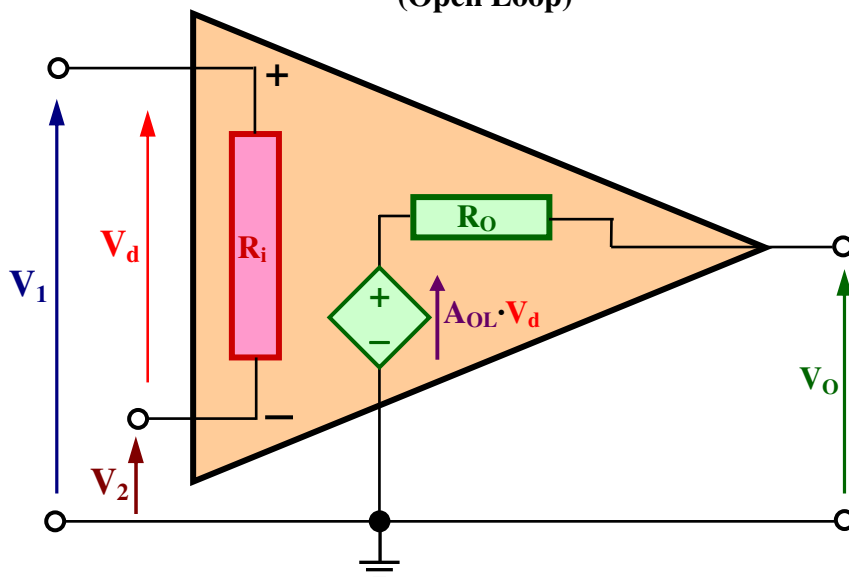
# AMPLIFICATORE OPERAZIONALE



$$V_d = V_1 - V_2$$

$$V_O = A_{OL} \cdot V_d = A_{OL} \cdot (V_1 - V_2)$$

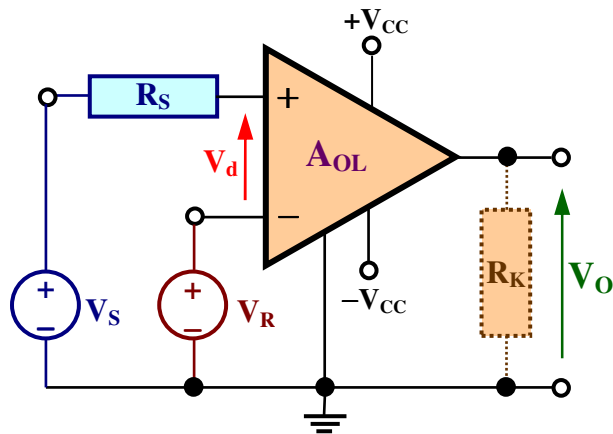
Modello equivalente di Thévenin di un Amplificatore Operazionale in configurazione a catena aperta (Open Loop)



Parametri degli Amplificatori Operazionali	Ideali	Reali
Resistenza di ingresso $R_i$	$R_i \rightarrow \infty$	$R_i > 1 \text{ M}\Omega$
Resistenza di uscita $R_O$	$R_O = 0$	$R_O < 100 \Omega$
Guadagno di tensione ad anello aperto $A_{OL}$	$A_{OL} \rightarrow \infty$	$A_{OL} > 60.000$
Rapporto di Reiezione di Modo Comune CMRR	C.M.R.R. $\rightarrow \infty$	C.M.R.R. $> 30.000$
Larghezza di Banda o Banda Passante $B_W$	$BW \rightarrow \infty$	$B_W < 100 \text{ MHz}$

## AMPLIFICATORE OPERAZIONALE CONFIGURAZIONE COMPARATORE NON INVERTENTE

**Comparatore:** *dispositivo che confronta la tensione  $V_S$  applicata all'ingresso con una tensione di riferimento  $V_R$ ; la sua uscita indica se  $V_S$  è maggiore o minore di  $V_R$ ; se la tensione di riferimento è  $V_R = 0V$  prende anche il nome di *rivelatore di zero "zero level detector"*, altrimenti, quando  $V_R \neq 0$ , è detto *rivelatore di livello "level detector"*.*

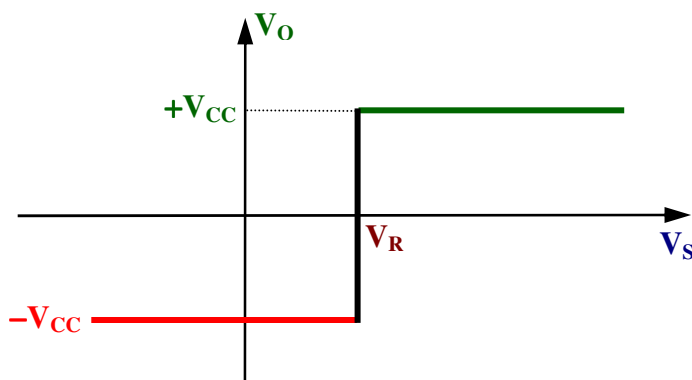
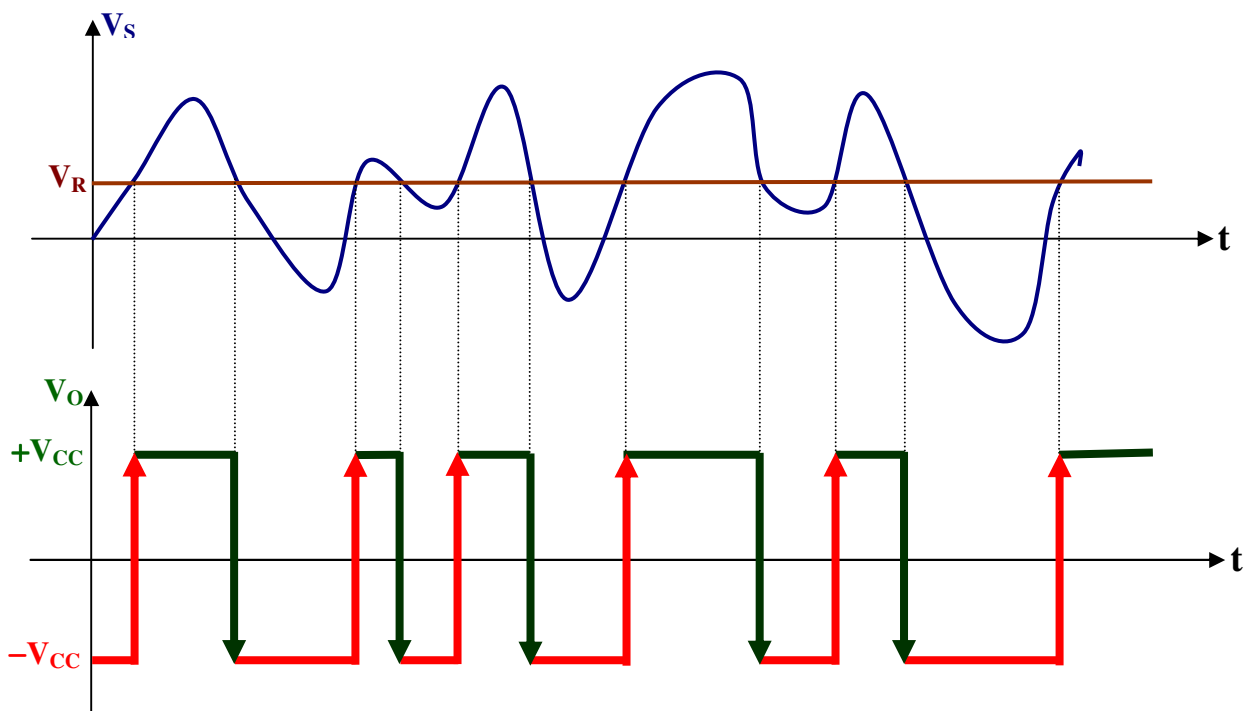


$$V_d = V_S - V_R$$

$$V_O = A_{OL} \cdot V_d = A_{OL} \cdot (V_S - V_R)$$

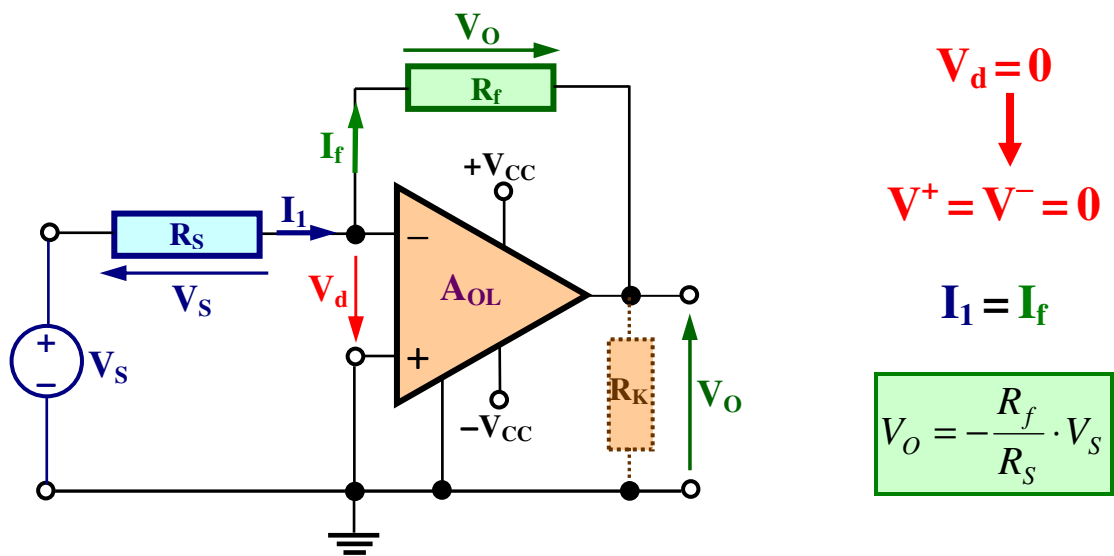
$$V_O = +V_{CC} \quad \text{se:} \quad V_S > V_R$$

$$V_O = -V_{CC} \quad \text{se:} \quad V_S < V_R$$



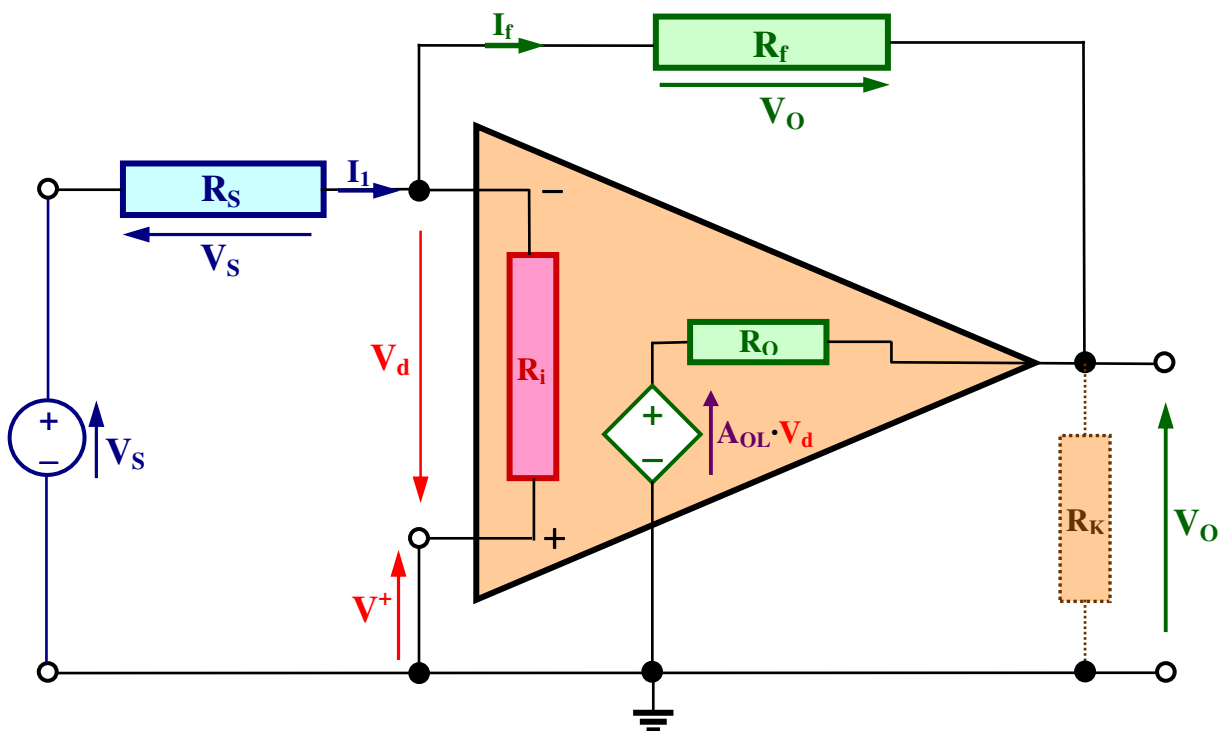
**Transcaratteristica**  
 $V_O = f(V_S)$   
 del  
**RIVELATORE DI LIVELLO**

# AMPLIFICATORE DI TENSIONE AD OPERAZIONALE CONFIGURAZIONE INVERTENTE



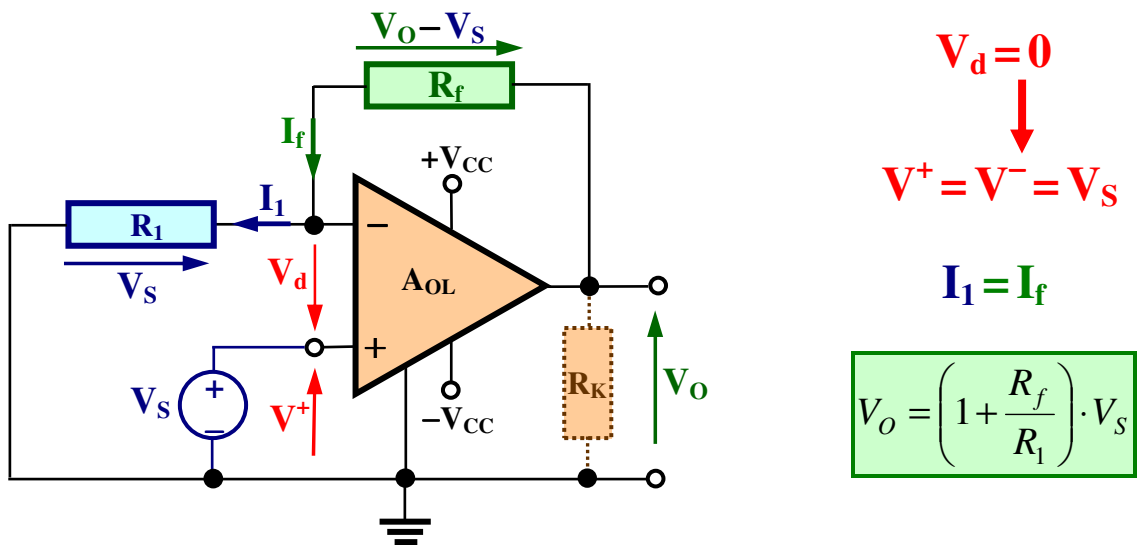
**Principio della Traslazione del Potenziale**

Modello equivalente di un Amplificatore Operazionale,  
a reazione negativa, in configurazione **INVERTENTE**



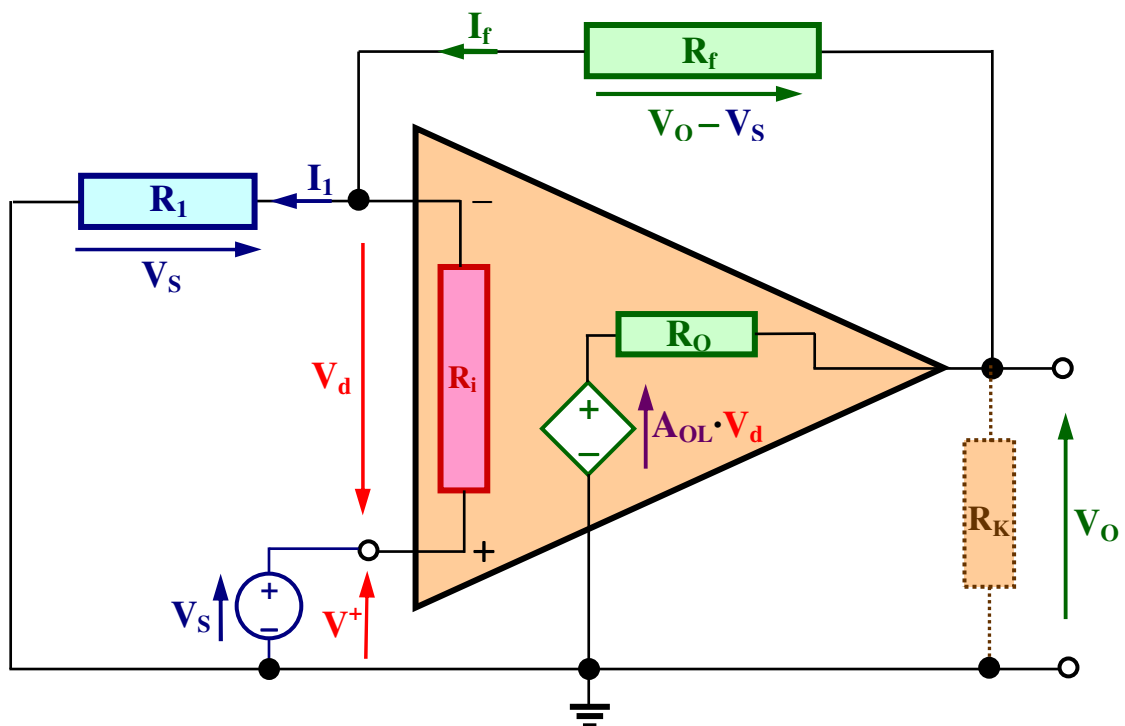
$R_i = \infty \quad R_O = 0 \quad A_{OL} = \infty$

# AMPLIFICATORE DI TENSIONE AD OPERAZIONALE CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE



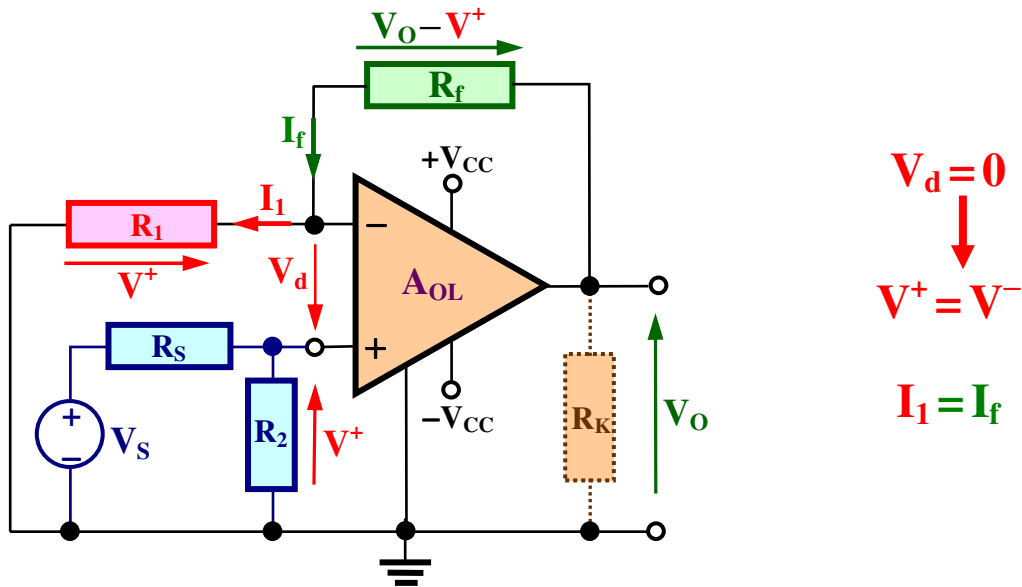
**Principio della Traslazione del Potenziale**

Modello equivalente di un Amplificatore Operazionale,  
a reazione negativa, in configurazione **NON INVERTENTE**



$R_i = \infty \quad R_O = 0 \quad A_{OL} = \infty$

## CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE



Applicazione della legge del partitore resistivo alla maglia dell'ingresso non invertente:

$$V^+ = \left( \frac{R_2}{R_S + R_2} \right) \cdot V_S$$

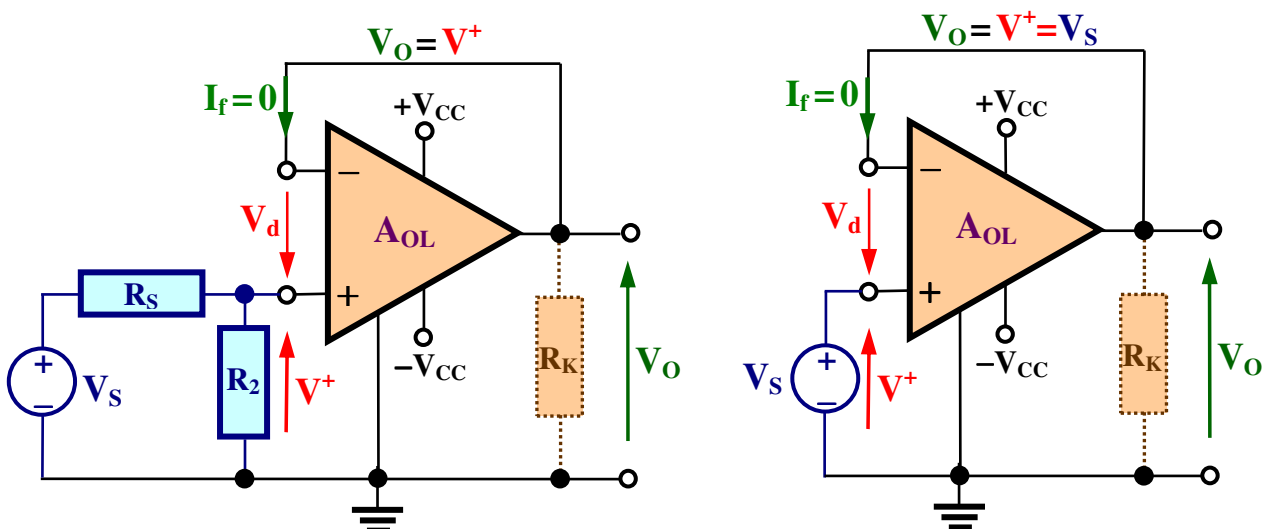
L'applicazione della relazione costitutiva afferente il legame ingresso uscita per l'amplificatore in configurazione non invertente consente di relazionare nella seguente forma:

$$V_O = \left( 1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \cdot V^+$$

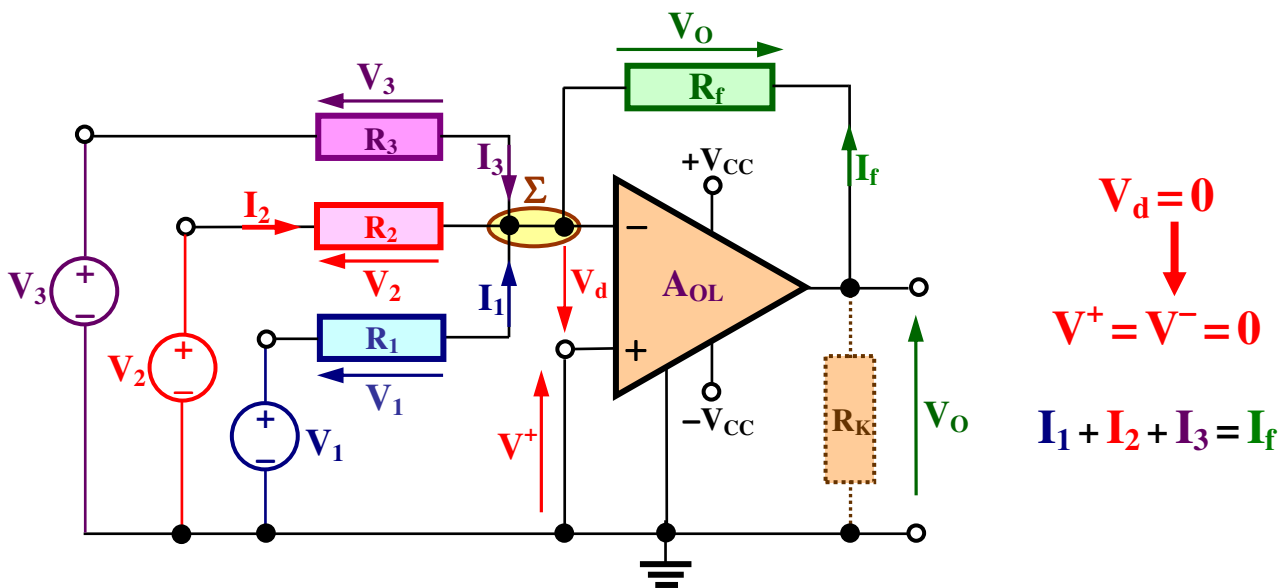
Il legame ingresso uscita per la configurazione non invertente nella quale il segnale di ingresso è addotto al morsetto non invertente in modo **non diretto** è caratterizzato dalla seguente relazione

$$V_O = \left( 1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \cdot \left( \frac{R_2}{R_2 + R_S} \right) \cdot V_S$$

## CONFIGURAZIONE DA INSEGUITORE



## CONFIGURAZIONE SOMMATORE INVERTENTE



### Principio della Traslazione del Potenziale

In ossequio al Principio della Traslazione del potenziale, l'applicazione della legge di Ohm alle resistenze  $R_1$ ,  $R_2$ , ed  $R_3$  di adduzione dei rispettivi segnali  $V_1$ ,  $V_2$  e  $V_3$ , consente di relazionare come di seguito riportato:

$$I_1 = \frac{V_1 - V^-}{R_1} = \frac{V_1}{R_1}; \quad I_2 = \frac{V_2 - V^-}{R_2} = \frac{V_2}{R_2}; \quad I_3 = \frac{V_3 - V^-}{R_3} = \frac{V_3}{R_3}$$

Sempre con riferimento al Principio della Traslazione del potenziale, l'applicazione della legge di Ohm alla resistenza di reazione  $R_f$  consente di scrivere:

$$I_f = \frac{V_O - V^-}{R_f} = \frac{V_O}{R_f}$$

L'applicazione della legge di Kirchhoff delle correnti al **supernodo**  $\Sigma$ , valida la seguente relazione:

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_f = 0 \Rightarrow I_f = -(I_1 + I_2 + I_3)$$

Sostituendo l'espressione delle correnti di interesse si ottiene la relazione che di seguito si esplicita:

$$\frac{V_O}{R_f} = -\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right) \Rightarrow V_O = -R_f \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right)$$

Si tratta della **relazione costitutiva** specifica della **configurazione** di un **SOMMATORE PESATO INVERTENTE** in cui il peso, cioè, l'**incidenza dei segnali di ingresso  $v_i(t)$  sul segnale di uscita  $v_O(t)$**  è "pesata" mediante i valori delle rispettive **resistenze  $R_i$** .

- Sia  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ : in tal caso, la relazione costitutiva assume la forma seguente:

$$V_O = -R_f \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right) \Rightarrow V_O = -R_f \cdot \left(\frac{V_1}{R} + \frac{V_2}{R} + \frac{V_3}{R}\right) \Rightarrow V_O = -\frac{R_f}{R} \cdot (V_1 + V_2 + V_3)$$

Si tratta di un **SOMMATORE INVERTENTE** con **guadagno  $G_V = -(R_f/R)$** .

- Sia  $R_1 = R_2 = R_3 = R_f = R$ : in tal caso, la relazione costitutiva assume la forma seguente:

$$V_O = -R_f \cdot \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right) \Rightarrow V_O = -\frac{R}{R} \cdot (V_1 + V_2 + V_3) \Rightarrow V_O = -(V_1 + V_2 + V_3)$$

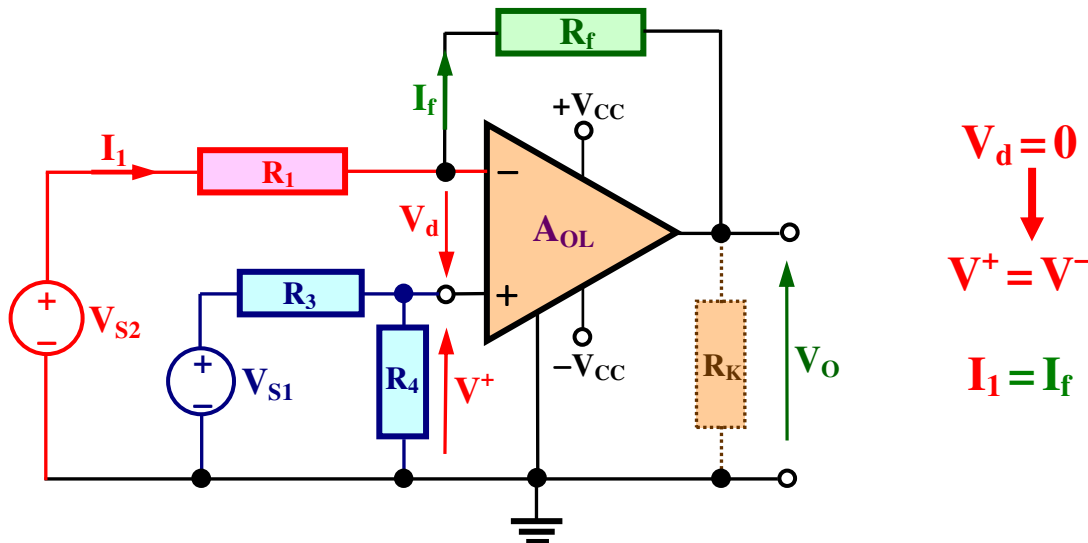
Si tratta di un **SOMMATORE INVERTENTE** con **guadagno unitario negativo**  $G_V = -(R_f/R)$ ,  $G_V = -1$ , noto come **SOMMATORE PURO INVERTENTE**.

- Sia  $R_1 = R_2 = R_3 = R = 3R_f$ : in tal caso, la relazione costitutiva assume la forma seguente:

$$V_O = -R_f \cdot \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right) \Rightarrow V_O = -\frac{R_f}{3R_f} \cdot (V_1 + V_2 + V_3) \Rightarrow V_O = -\left( \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3} \right)$$

Si tratta di un **SOMMATORE INVERTENTE** avente **guadagno unitario**  $G_V = -1$ , noto come **MEDIATORE INVERTENTE**.

## CONFIGURAZIONE DA DIFFERENZIALE



### Principio della Traslazione del Potenziale

L'applicazione del **principio di sovrapposizione degli effetti** consente di procedere come segue

- a) agisce  $V_{S1}$  con  $V_{S2} = 0V \Rightarrow$  **Configurazione NON invertente**. L'uscita  $V_{O1}$  è definita da:

$$V_{O1} = \left( 1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \cdot \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \cdot V_{S1}$$

- b) agisce  $V_{S2}$  con  $V_{S1} = 0V \Rightarrow$  **Configurazione invertente**. L'uscita  $V_{O2}$  è definita da:

$$V_{O2} = -\frac{R_f}{R_1} \cdot V_{S2}$$

In presenza dell'azione dei **due generatori indipendenti di tensione**  $V_{S1}$  e  $V_{S2}$  si ottiene la **relazione costitutiva** dell'**amplificatore differenziale**.

$$V_O = \left( 1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \cdot \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \cdot V_{S1} - \frac{R_f}{R_1} \cdot V_{S2}$$

Se si procede al **dimensionamento** caratterizzato da  $(R_f/R_1) = (R_4/R_3)$ , si perviene alla relazione:

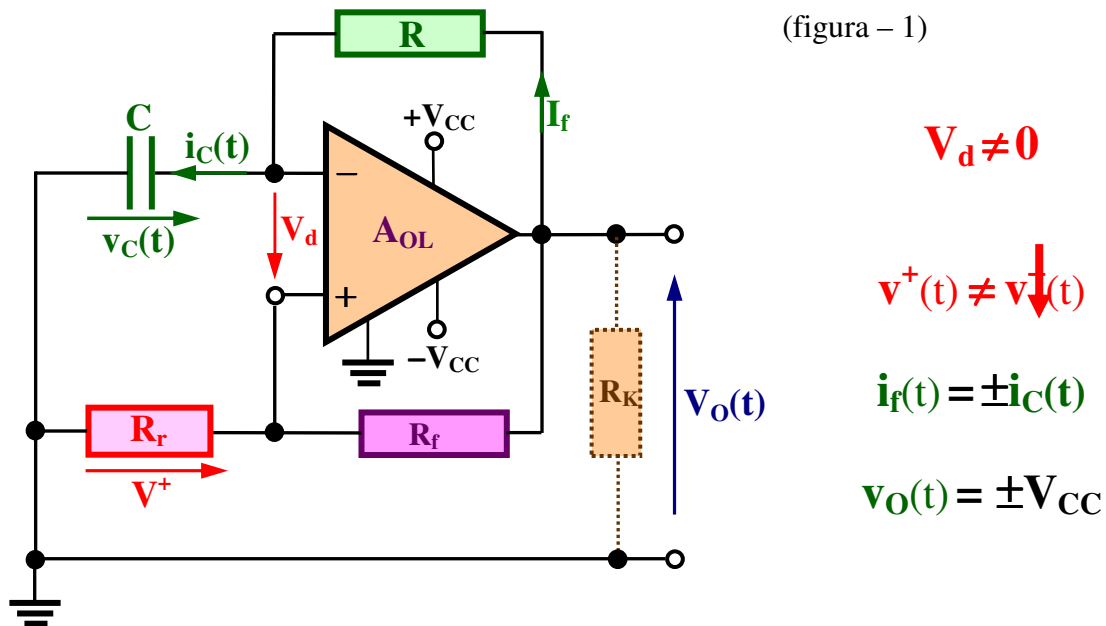
$$V_O = \frac{R_f}{R_1} \cdot (V_{S1} - V_{S2}) \Rightarrow \text{amplificatore differenziale puro con guadagno } G_V = (R_f/R_1)$$

In particolare, se è  $R_1 = R_f = R_3 = R_4$ , si ottiene un **guadagno unitario**  $\Rightarrow V_O = (V_{S1} - V_{S2})$

## MULTIVIVRATORE ASTABILE – OSCILLATORE A ONDA QUADRA

Il **multivibratore astabile**, ovvero a **oscillazione libera**, è un circuito che presenta una **uscita** che **commuta** tra **due stati quasi stabili** in maniera ripetitiva e con una **frequenza  $f_0$**  che dipende dai **parametri** del circuito. L'**amplificatore operazionale** viene “**reazionato positivamente**” tramite le **resistenze  $R_f$  e  $R_r$** ; pertanto, **NON risulta verificata** la condizione relativa all'applicabilità del **principio di traslazione del potenziale**.

La realizzazione **circuitale**, comporta la presenza di una **reazione negativa** attuata **tramite il filtro passa basso RC**, che fornisce la **tensione al morsetto invertente  $V^-$**  “**integrando**” la **tensione d'uscita  $V_O$** , nonché una **reazione positiva espressa tramite il partitore  $R_f, R_r$**  che determina la **tensione di soglia al morsetto NON invertente**. Con riferimento alla figura 1, risulta poi ovvia la seguente relazione:



$$v^+(t) = \frac{R_r}{R_r + R_f} \cdot v_O(t) \quad \begin{cases} v^+(t) = V_{TS} = \frac{R_r}{R_r + R_f} \cdot V_{OH} = \beta V_{OH} \\ v^+(t) = V_{TI} = \frac{R_r}{R_r + R_f} \cdot V_{OL} = \beta V_{OL} \end{cases} \quad \text{con: } \beta = \frac{R_r}{R_r + R_f}$$

Si osservi che la **configurazione** dell'astabile di figura utilizza un **amplificatore operazionale** ad **alimentazione duale** ( $+V_{cc}, -V_{cc}$ ); in tale circostanza, e nell'ipotesi di **amplificatore ideale**, deve considerarsi  $V_{OH} = +V_{sat} = +V_{cc}$  e  $V_{OL} = -V_{sat} = -V_{cc}$ . In realtà negli amplificatori **reali** la tensione  $v_O$ , quando l'**uscita è in saturazione**, risulta assumere **valori inferiori all'alimentazione**: di solito con **alimentazione duale  $\pm V_{cc} = \pm 15V$**  si ottiene  $\pm V_{sat} = \pm 13.5V$ .

Supponiamo, come **ipotesi iniziale**, che la **tensione in uscita** sia  $V_{OL}$  e che il **condensatore C** tenda a **portarsi a tale valore** con **costante di tempo  $\tau = RC$** . Durante questo **transitorio** la **tensione del condensatore** raggiunge il valore  $v_C(t) = V_{TI} = \beta V_{OL}$  e **tende** poi a **diminuire** cosicché la **tensione differenziale  $v_d = (V^+ - V^-)$**  tende a **divenire positiva** per cui l'**uscita  $V_O$**  **commuterà** dallo **stato basso  $V_{OL}$**  allo **stato alto  $V_{OH}$** .

*In tale istante consideriamo l'origine per lo studio temporale del funzionamento del dispositivo.*

L'**uscita** è ora a  $V_{OH}$ , il **condensatore** tende a **caricarsi** a tale **valore** partendo dalla **tensione** di pre carica  $V_C(0) = V_{TI}$ ; il fenomeno è gestito dall'equazione:

$$v_C(t) = v_C(\infty) + [v_C(0) - v_C(\infty)] \cdot e^{-t/\tau} \Rightarrow v_C(t) = V_{OH} + (V_{TI} - V_{OH}) \cdot e^{-t/\tau}$$

Tuttavia, non appena  $v_C(t)$  raggiunge il valore  $V_{TS}$ , e **tende a superarlo**, risulta  $v_d < 0$  e, pertanto, il **trigger commuta** l'**uscita** dal valore  $V_{OH}$  al  $V_{OL}$  e il **condensatore** inizierà una **nuova fase** di carica gestita dalla **tensione  $V_{OL}$** .



La durata della **condizione**  $V_O = V_{OH}$ , cioè il **periodo**  $T_1$  dello **stato metastabile**  $V_O = V_{OH}$ , è fornito dalla relazione:

$$v_C(T_1) = V_{TS} = V_{OH} + (V_{TI} - V_{OH})e^{-T_1/CR} \Rightarrow e^{-T_1/CR} = \frac{(V_{TS} - V_{OH})}{(V_{TI} - V_{OH})}$$

Il valore del periodo  $T_1$  è pertanto:

$$T_1 = CR \cdot \log_e \frac{(V_{TI} - V_{OH})}{(V_{TS} - V_{OH})} = CR \cdot \log_e \left( \frac{\beta V_{OL} - V_{OH}}{\beta V_{OH} - V_{OH}} \right)$$

All'istante  $t = T_1$ , come già asserito, l'**uscita**  $v_O$  dell'**astabile** **commuta** a  $V_{OL}$  e il **condensatore**  $C$  si dovrà **caricare** al **nuovo valore**  $V_{OL}$  con la **stessa costante di tempo**  $\tau = CR$ . Considerando la l'origine degli assi traslata in  $T_1$ , la legge che governa il **transitorio** è espressa dalla scrittura:

$$v_C(t) = V_{OL} + (V_{TS} - V_{OL})e^{-t/CR}$$

Il persistere della condizione  $v_O(t) = V_{OL}$ , cioè il periodo  $T_2$ , è fornito dalla relazione:

$$v_C(T_2) = V_{TI} = V_{OL} + (V_{TS} - V_{OL})e^{-T_2/CR} \Rightarrow e^{-T_2/CR} = \frac{V_{TI} - V_{OL}}{V_{TS} - V_{OL}}$$

Il valore del **periodo**  $T_2$  è pertanto:

$$T_2 = CR \cdot \log_e \frac{(V_{TS} - V_{OL})}{(V_{TI} - V_{OL})} = CR \cdot \log_e \left( \frac{\beta V_{OH} - V_{OL}}{\beta V_{OL} - V_{OL}} \right)$$

È evidente che all'istante  $T_2$  si **raggiunge** la **condizione** che si **aveva** all'istante  $t = 0$  e, pertanto, il **processo** si **ripeterà** con il **periodo**  $T_O$  **definito**, insieme alla relativa **frequenza** delle **oscillazioni**, dalle posizioni seguenti:

$$T_O = T_1 + T_2 \Rightarrow f_O = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{T_O}$$

In figura 2 viene mostrato il **grafico** dell'**andamento temporale** della **tensione**  $v_C(t)$  alle **armature** del **condensatore** nel caso in cui sia nullo l'eventuale segnale di riferimento  $V_R$  e il **multivibratore** **astabile** presenti **alimentazione simmetrica duale**  $V_{OL} = -V_{OH}$ . In tali ipotesi i **periodi** relativi allo **stato alto** e allo **stato basso** dell'**uscita**  $v_O(t)$  sono forniti, rispettivamente, dalle scritture seguenti:

$$T_1 = CR \cdot \log_e \left[ \frac{\beta V_{OL} - V_{OH}}{(\beta - 1) \cdot V_{OH}} \right] = CR \cdot \log_e \left( \frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right) = CR \cdot \log_e \left( 1 + 2 \frac{R_r}{R_f} \right)$$

$$T_2 = CR \cdot \log_e \left[ \frac{\beta V_{OH} - V_{OL}}{(\beta - 1) \cdot V_{OL}} \right] = CR \cdot \log_e \left( \frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right) = CR \cdot \log_e \left( 1 + 2 \frac{R_r}{R_f} \right)$$

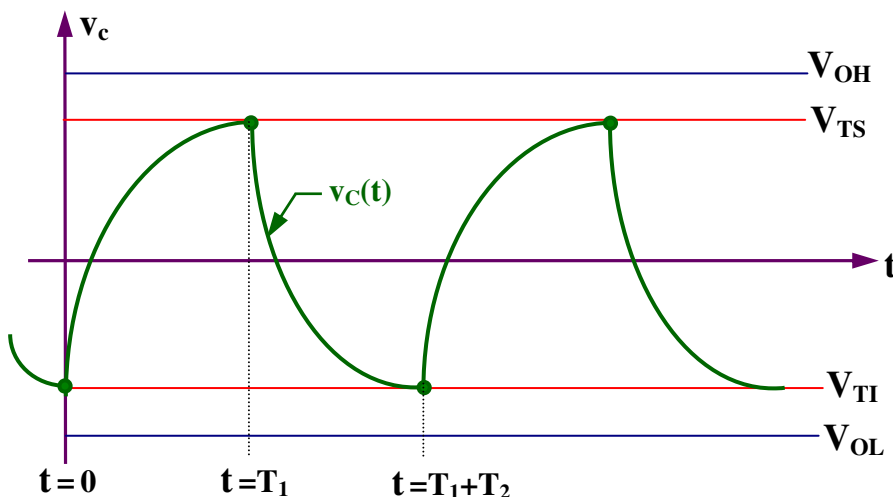


Grafico della **tensione**  $V_C(t)$  del **condensatore** nel caso in cui sia:

$$V_r = 0$$

$$V_{OH} = -V_{OL}$$

(figura - 2)

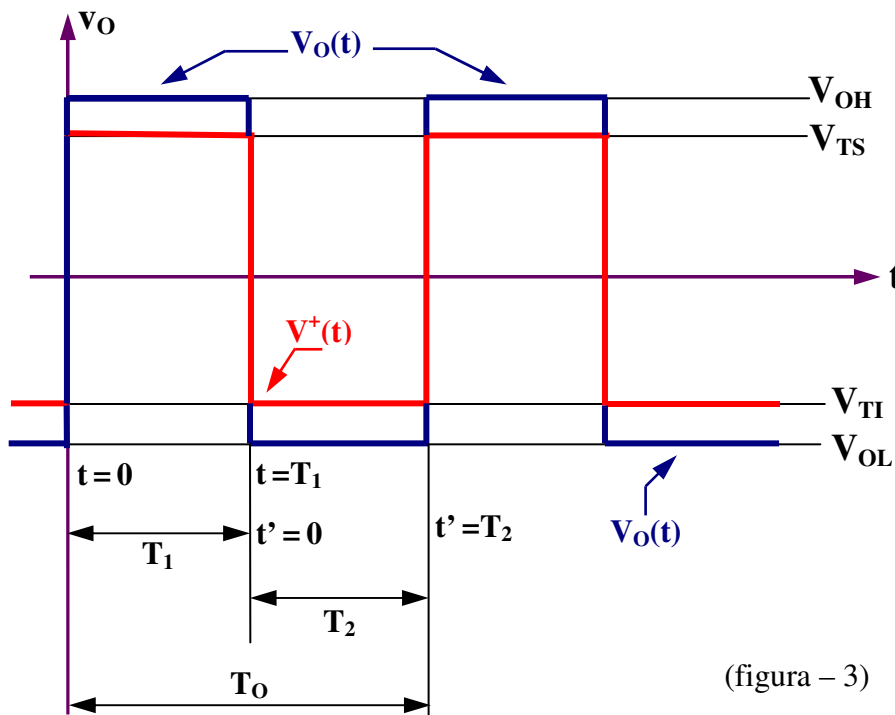
Sempre nell'ipotesi di  $V_r = 0$  e di una alimentazione duale simmetrica  $V_{OH} = -V_{OL}$ , il periodo  $T_O$  e, quindi, la frequenza delle oscillazioni  $f_O$ , sono forniti dalle relazioni seguenti:

$$T_O = T_1 + T_2 = CR \cdot \log_e \left( 1 + 2 \frac{R_r}{R_f} \right) + CR \cdot \log_e \left( 1 + 2 \frac{R_r}{R_f} \right) = 2CR \cdot \log_e \left( 1 + 2 \frac{R_r}{R_f} \right)$$

$$f_O = 1/T_O$$

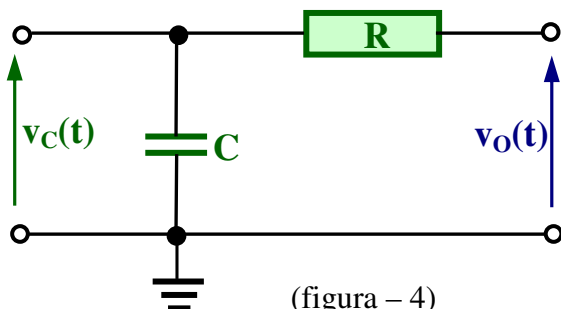
La figura 3 mostra, sempre nel caso di alimentazione simmetrica duale  $V_{OH} = -V_{OL}$ , l'andamento temporale della tensione di uscita  $V_O(t)$  e della tensione al morsetto non invertente  $V^+(t)$ . Si può inoltre constatare che  $T_1 = T_2$  e che, pertanto, l'oscillazione presenta un duty cycle del 50%, infatti risulta:

$$DC\% = \frac{T_1}{T_O} 100 = \frac{CR \cdot \log_e \left( 1 + 2 \frac{R_r}{R_f} \right)}{2 \cdot CR \cdot \log_e \left( 1 + 2 \frac{R_r}{R_f} \right)} 100 = \frac{1}{2} 100 = 50\%$$



(figura - 3)

Appare utile ricordare che la resistenza  $R$  che realizza la reazione negativa ed il condensatore  $C$  definiscono un *filtro passa basso* secondo lo schema mostrato in figura 4. L'andamento temporale della tensione  $v_C(t)$  alle armature del condensatore è definito dalla legge generale della carica del condensatore dal valore iniziale  $V_{IN}$  al valore



(figura - 4)

finale  $V_f$  con costante di tempo  $\tau = CR_{th}$ , in cui  $R_{th}$  rappresenta la "resistenza equivalente" di Thévenin sentita dal condensatore  $C$  stesso. La legge è espressa dalla relazione:

$$v_C(t) = v_C(\infty) + [v_C(0) - v(\infty)] \cdot e^{-t/CR}$$

ovvero, anche dalla scrittura seguente:

$$v_C(t) = V_f + (V_{IN} - V_f) \cdot e^{-t/CR}$$