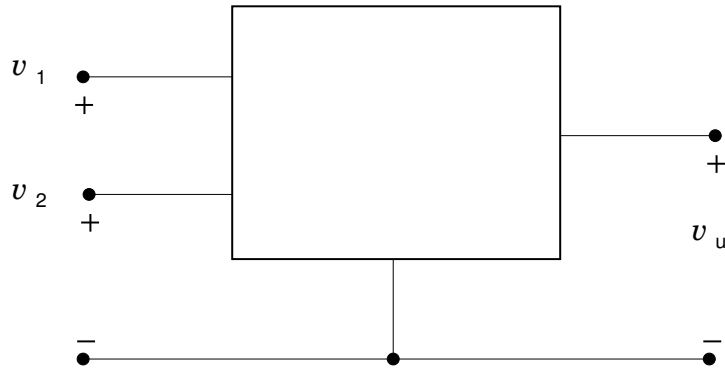


## 11. Circuiti basati su amplificatori operazionali

### 11.1 Amplificatori differenziali

In molte applicazioni risulta utile disporre di un amplificatore in grado di fornire in uscita un segnale proporzionale alla differenza tra i segnali applicati a due ingressi e indipendente dalla componente rispetto a massa presente con eguale ampiezza in ciascuno dei segnali. Possiamo rappresentare il generico amplificatore differenziale come una “black-box” con due ingressi e una uscita:



In base alla definizione appena data, per un amplificatore differenziale ideale  $V_u = A_d(v_1 - v_2)$ , dove  $A_d$  è il cosiddetto guadagno differenziale e  $v_1$  e  $v_2$  sono le tensioni sui due ingressi, riferite a massa. Un amplificatore differenziale non ideale presenta anche un “guadagno di modo comune”, fornisce cioè un’uscita non nulla anche in presenza di segnali uguali ai due ingressi e proporzionale al valore di tali segnali rispetto a massa.

Definiamo il segnale a modo differenziale  $v_d$ :

$$v_d = v_1 - v_2$$

e il segnale a modo comune

$$v_c = \frac{1}{2}(v_1 + v_2).$$

È possibile esprimere  $v_1$  e  $v_2$  in funzione di  $v_d$  e  $v_c$  utilizzando le seguenti relazioni, ottenute sommando e sottraendo tra loro le due equazioni utilizzate per definire  $v_d$  e  $v_c$

$$\begin{cases} v_1 = \frac{v_d}{2} + v_c \\ v_2 = -\frac{v_d}{2} + v_c. \end{cases}$$

La tensione  $v_u$  di uscita può essere scritta come combinazione lineare delle due tensioni di ingresso:

$$v_u = A_1v_1 + A_2v_2.$$

Sostituiamo a  $v_1$  e  $v_2$  le espressioni prima trovate in funzione di  $v_c$  e di  $v_d$ :

$$\begin{aligned} v_u &= A_1 \left( v_c + \frac{1}{2}v_d \right) + A_2 \left( v_c - \frac{1}{2}v_d \right) \\ &= A_1v_c + \frac{A_1}{2}v_d + A_2v_c - \frac{A_2}{2}v_d \\ &= (A_1 + A_2)v_c + \left( \frac{A_1 - A_2}{2} \right) v_d \\ &= A_cv_c + A_dv_d, \end{aligned}$$

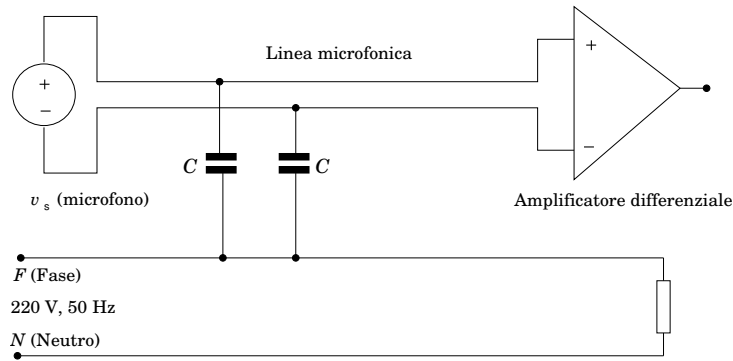
dove abbiamo definito

$$A_c = A_1 + A_2$$

$$A_d = \frac{A_1 - A_2}{2},$$

fornendo così una relazione tra i guadagni a modo differenziale e a modo comune e quelli rispetto all'uno e all'altro ingresso dell'amplificatore. Nel linguaggio degli spazi vettoriali possiamo dire che la rappresentazione delle componenti in ingresso sotto la forma  $v_1, v_2$  o sotto la forma  $v_c, v_d$  corrisponde semplicemente a rappresentare i vettori di uno spazio bidimensionale rispetto a due basi differenti. Le relazioni che abbiamo trovato ci permettono di passare facilmente dall'una all'altra rappresentazione.

L'utilizzo di un amplificatore differenziale risulta particolarmente utile in quei casi in cui sono presenti prevalentemente disturbi a modo comune, come quelli, per esempio, indotti da accoppiamenti elettrostatici tra i cavi di rete a 50 Hz e le linee microfoniche. Una rappresentazione semplificata del problema è fornita nella figura sottostante.



La distribuzione dell'energia elettrica, come discuteremo nuovamente nel seguito, viene effettuata connettendo a terra uno dei capi del secondario del trasformatore posto nelle cabine per l'abbassamento della tensione dal valore di media tensione (15 kV) ai 230 V di normale utilizzo. In conseguenza di tale collegamento, uno dei due fili di rete (detto "conduttore neutro") si viene a trovare praticamente al potenziale di terra, mentre l'altro (detto "conduttore di fase") si trova a una tensione alternata di 230 V rispetto alla terra. Il conduttore di fase rappresenta perciò la sorgente dei disturbi a carattere elettrostatico ed è accoppiato ai due conduttori della linea microfonica da capacità praticamente uguali. Se tale linea avesse uno dei due conduttori connesso a terra (linea sbilanciata), il disturbo si accoppierebbe soltanto con l'altro e non si potrebbe fare nulla per eliminarlo. Con la realizzazione di una linea bilanciata come quella in figura (con conduttori elettricamente simmetrici rispetto alla terra), lo stesso disturbo viene iniettato su tutti e due i conduttori: si tratta perciò di un disturbo a modo comune, che può essere eliminato utilizzando un amplificatore differenziale come quello indicato.

Per completare l'analisi degli amplificatori differenziali, possiamo ricavare  $A_1$  e  $A_2$  in funzione di  $A_c$  e  $A_d$ :

$$\begin{cases} A_c = A_1 + A_2 \\ A_d = \frac{A_1 - A_2}{2} \end{cases}.$$

Sommando e sottraendo il doppio della seconda equazione dalla prima otteniamo:

$$\begin{cases} A_c + 2A_d = 2A_1 \\ A_c - 2A_d = 2A_2. \end{cases}$$

Quindi

$$\begin{cases} A_1 = \frac{A_c}{2} + A_d \\ A_2 = \frac{A_c}{2} - A_d. \end{cases}$$

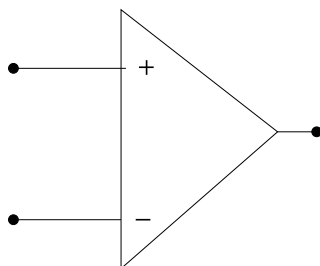
Il rapporto tra il guadagno a modo differenziale e quello a modo comune viene di solito definito “rapporto di reiezione del modo comune” e indicato con la sigla CMRR (Common Mode Rejection Ratio). Spesso il CMRR viene espresso in dB.

## 11.2 Amplificatori operazionali

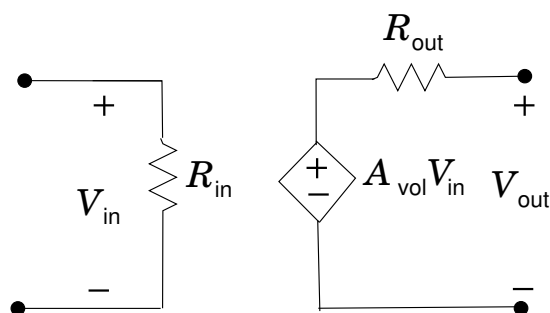
L'amplificatore operazionale è un amplificatore accoppiato in continua (quindi con banda che si estende fino a frequenza nulla), con guadagno molto elevato e con ingresso differenziale. Esso rappresenta il circuito integrato analogico di base ed esiste in moltissime versioni diverse. Il nome “operazionale” deriva dal fatto che esso venne inizialmente concepito per la realizzazione di operazioni di somma e sottrazione tra segnali all'interno di circuiti più complessi, come il calcolatore analogico, che consentiva, proprio grazie all'utilizzo degli amplificatori operazionali, di implementare tramite componenti elettronici le relazioni tra grandezze elettriche e le loro derivate temporali corrispondenti a quelle in una equazione differenziale. In questo modo era possibile, a partire da un insieme di condizioni iniziali definite tramite lo stato di carica dei condensatori che comparivano nel circuito, ottenere la soluzione desiderata della equazione differenziale semplicemente facendo evolvere nel tempo la grandezza elettrica rappresentativa di tale soluzione. Il calcolatore analogico è ormai obsoleto, dato che le sue prestazioni sono di gran lunga superate da quelle ottenibili con metodi numerici su normali calcolatori digitali.

L'amplificatore operazionale, invece, è ancora largamente usato in un gran numero di sistemi analogici, per la semplicità con cui consente di trattare i segnali e di realizzare funzioni anche complesse.

Il simbolo circuitale dell'amplificatore operazionale consiste in un triangolo con un simbolo “+” in corrispondenza dell'ingresso non invertente e un simbolo “-” in corrispondenza di quello invertente.



Il circuito equivalente per le variazioni risulta il seguente, dove il terminale in basso del generatore comandato di tensione va considerato connesso al punto medio o “baricentro” delle tensioni di alimentazione. Infatti gli amplificatori operazionali hanno



di solito due terminali di alimentazione e nessun terminale di massa. Nella maggior parte dei casi tali terminali di alimentazione vengono connessi a due tensioni di alimentazione simmetriche rispetto alla massa, per esempio  $+15\text{ V}$  e  $-15\text{ V}$ , e in tal caso i terminali di alimentazione non vengono nemmeno indicati negli schemi.

In tale situazione il baricentro delle alimentazioni corrisponde proprio alla massa e quindi il terminale basso del generatore comandato di tensione è connesso alla massa stessa. Il coefficiente  $A_{\text{vol}}$ , che rappresenta il rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso, è di solito detto “guadagno ad anello aperto”, perché corrisponde al guadagno dell’amplificatore operazionale quando questo è usato ad “anello aperto”, vale a dire senza chiudere l’anello di reazione nel quale viene di solito invece inserito.

Un amplificatore operazionale ideale è caratterizzato dalle seguenti proprietà:

- 1) Resistenza di ingresso  $R_{\text{in}}$  infinita
- 2) Resistenza di uscita  $R_{\text{out}}$  nulla
- 3) Guadagno  $A_{\text{vol}}$  infinito
- 4) Banda infinita
- 5) Amplificazione a modo comune nulla

Gli amplificatori operazionali reali rappresentano soltanto un’approssimazione di queste caratteristiche ideali. In particolare, la banda risulta molto spesso piuttosto limitata, per evitare problemi di stabilità che potrebbero insorgere quando l’amplificatore operazionale viene utilizzato all’interno di circuiti in reazione. È da notare, comunque, che anche se la banda ad anello aperto può risultare di poche decine di hertz o addirittura di pochi hertz, il prodotto guadagno banda, dato l’alto valore di  $A_{\text{vol}}$ , è sempre molto elevato e, quindi, con un’opportuna scelta della reazione, che ci permette di ampliare la banda a spese del guadagno, si possono ottenere circuiti caratterizzati da banda anche molto ampia.

Un tipico amplificatore operazionale, inizialmente realizzato negli anni ’70, ma ancora talvolta utilizzato, è il  $\mu\text{A} 741$ , che è caratterizzato da  $R_{\text{in}}$  di  $2\text{ M}\Omega$ ,  $R_{\text{out}}$  di  $25\ \Omega$ ,  $A_{\text{vol}}$  tra  $10^5$  e  $2 \times 10^5$ , e una banda tra i 4 e gli 8 Hz. Il rapporto di reiezione del modo comune (CMRR) alle basse frequenze è dell’ordine dei 90 dB. Attualmente sono disponibili amplificatori operazionali con caratteristiche molto superiori, in particolare si possono avere resistenze di ingresso di centinaia di megaohm e prodotti guadagno-banda oltre il gigahertz.

### 11.3 Metodo del corto circuito virtuale

Dato il valore estremamente alto del guadagno degli amplificatori operazionali e il fatto che la loro tensione di uscita non può comunque superare quella di alimentazione, la tensione presente tra gli ingressi in condizioni di funzionamento lineare è estremamente piccola, tale da poter essere in genere considerata nulla, dal punto di vista pratico, nella maggior parte dei casi. In particolare, la tensione tra gli ingressi è trascurabile nel caso essa sia molto più piccola delle altre tensioni significative

presenti nel circuito. Si può dimostrare che questa condizione è verificata, nei casi di reazione negativa, se il modulo del guadagno di anello ( $|\beta A|$ ) della rete in reazione nella quale l'operazionale è inserito è molto maggiore dell'unità. È facile capire che in tal caso la tensione di ingresso dell'operazionale risulterà molto più piccola di quella riportata in ingresso dalla reazione.

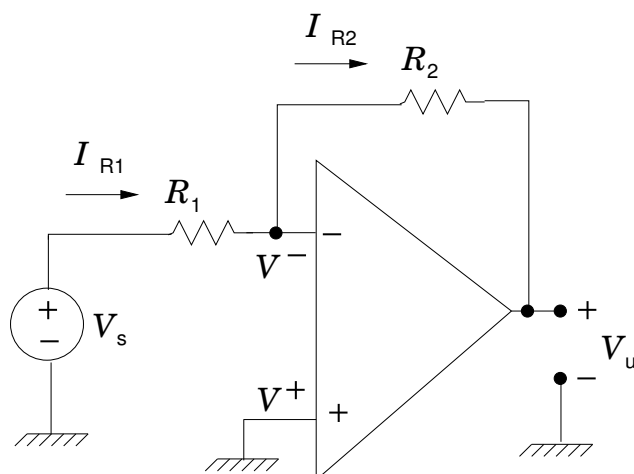
Se la tensione di ingresso può essere considerata nulla, tra i due ingressi sussiste quindi una sorta di corto circuito, di tipo, però, molto particolare, perché non è attraversato da corrente: essendo la tensione ai capi di  $R_{in}$  praticamente nulla, anche la corrente che la attraversa deve essere nulla. Si noti che il fatto che la corrente che fluisce negli ingressi dell'operazionale sia trascurabile è una conseguenza diretta dell'ipotesi di corto circuito virtuale e non richiede in alcun modo che la resistenza di ingresso dell'amplificatore sia elevata o, tantomeno, infinita.

Il metodo del corto circuito virtuale rappresenta uno strumento estremamente semplice per l'analisi dei circuiti lineari a operazionali, che consente di calcolare la funzione di trasferimento in modo particolarmente rapido. Dobbiamo però sempre aver presente il fatto che tale approccio è valido solo fintanto che il modulo del guadagno d'anello è molto maggiore dell'unità: questa condizione non è di solito verificata al di sopra di una certa frequenza, a causa della riduzione di guadagno dell'operazionale. Inoltre può non essere verificata, dipendentemente dalla struttura della rete di reazione, alle frequenze molto basse o su una particolare banda frequenziale.

Un'altra condizione nella quale non si può assolutamente applicare il metodo del corto circuito virtuale è costituita dal funzionamento in condizioni di non linearità degli amplificatori operazionali. Se l'uscita, per esempio, raggiunge il valore di saturazione (di solito pari in modulo al valore assoluto della tensione di alimentazione meno circa 1 V), la differenza di potenziale tra gli ingressi può assumere un valore qualunque (e non trascurabile), purché con polarità consistente con quella della tensione di uscita.

## 11.4 Amplificatore invertente

L'amplificatore invertente è uno dei circuiti più semplici e di più immediata comprensione tra quelli realizzabili tramite amplificatori operazionali. Lo schema risulta:



Applichiamo il metodo del cortocircuito virtuale. In conseguenza dell'uguaglianza tra le tensioni sui due terminali di ingresso,  $V^- = V^+ = 0$ , quindi risulta nota e

pari a  $V_s$  la tensione ai capi della resistenza  $R_1$ . La corrente  $I_{R_1}$  può dunque essere calcolata

$$I_{R_1} = \frac{V_s}{R_1}.$$

Poiché, sempre in base al metodo del corto circuito virtuale (c.c.v.) non fluisce corrente negli ingressi dell'amplificatore operazionale,  $I_{R_2} = I_{R_1}$ . Quindi

$$V_u = -I_{R_2}R_2 + V^- = -I_{R_2}R_2 = \frac{-V_s}{R_1}R_2.$$

Pertanto il guadagno  $A$  risulta

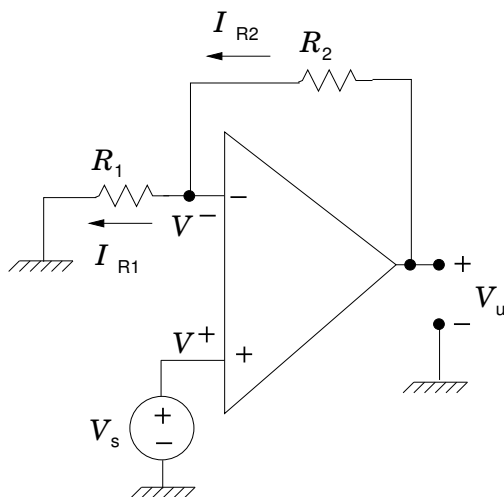
$$A = \frac{V_u}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Osserviamo che  $A$  è in questo caso, grazie alla reazione, indipendente dalle caratteristiche specifiche dell'elemento attivo (purché questo presenti un guadagno ad anello aperto estremamente elevato) e il suo modulo dipende soltanto dal rapporto di due resistenze, che possono essere anche di notevole precisione.

Notiamo inoltre che siamo di fronte a una reazione di tensione con inserzione parallelo: la resistenza di uscita sarà quindi molto bassa, mentre per quella di ingresso dobbiamo svolgere un breve ragionamento. L'inserzione parallelo avviene ai terminali dell'operazionale, che non coincide con l'ingresso dell'amplificatore; quindi la resistenza di ingresso vista sull'ingresso dell'operazionale risulterà molto bassa, praticamente nulla, ma quella vista dal generatore  $V_s$  sarà sostanzialmente pari alla resistenza  $R_1$  che si trova in serie al c.c.v.. Un altro modo di raggiungere la stessa conclusione consiste nell'osservare che la tensione tra l'ingresso invertente e la massa è nulla a causa del corto circuito virtuale, quindi il generatore  $V_s$  vede semplicemente una resistenza pari a  $R_1$  connessa verso massa.

### 11.5 Amplificatore non invertente

Si può realizzare un amplificatore non invertente basato su un operazionale con piccole modifiche rispetto allo schema già visto per l'amplificatore invertente:



Utilizziamo anche per l'analisi di questo circuito il metodo del corto circuito virtuale. La tensione  $V^-$  sull'ingresso invertente risulta pari, per il c.c.v., alla tensione sull'altro ingresso che è a sua volta pari a  $V_s$ . Dunque la corrente  $I_{R_1}$  che scorre in  $R_1$  è data da

$$I_{R_1} = \frac{V_s}{R_1}.$$

Poichè, per il metodo del corto circuito virtuale, assumiamo che la corrente in ingresso all'amplificatore operazionale sia nulla,  $I_{R_2} = I_{R_1}$ . Otteniamo dunque

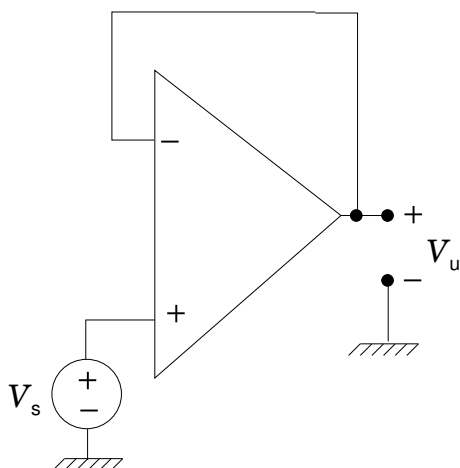
$$V_u = I_{R_2} R_2 + V_1 = I_{R_1} R_2 + V_s = V_s \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right).$$

Pertanto

$$\frac{V_u}{V_s} = \frac{R_2}{R_1} + 1.$$

Abbiamo quindi ottenuto un amplificatore non invertente con guadagno  $R_2/R_1 + 1$ . Notiamo che in questo amplificatore si ha una reazione di tensione con inserzione serie, quindi la resistenza di ingresso, anche nel caso di  $R_{in}$  dell'operazionale non molto alta, risulta comunque elevatissima, tanto che è di solito determinata dalle resistenze parassite (resistenze di isolamento) che inevitabilmente esistono tra ciascuno degli ingressi e la massa.

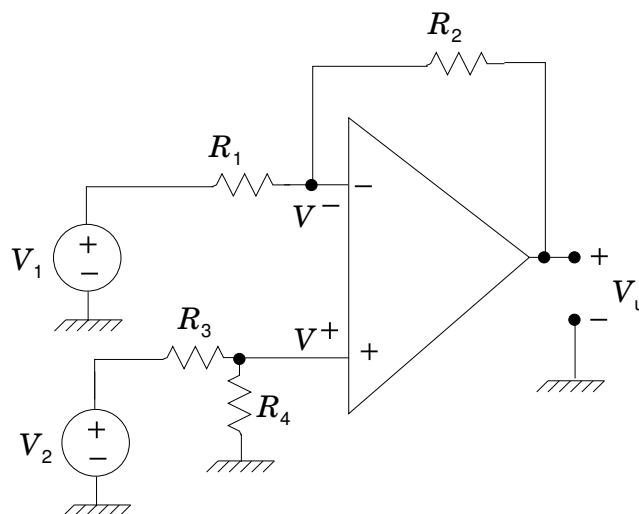
Se poniamo  $R_2 = 0$ , sostituendola con un corto circuito, il guadagno dell'amplificatore non invertente diventa unitario. In tal caso abbiamo un amplificatore con guadagno pari all'unità, impedenza di ingresso pressoché infinita e impedenza di uscita pressoché nulla. Questo può essere utile ogni volta che risulta necessario collegare un circuito con uscita ad alta impedenza, o comunque non in grado di fornire una corrente significativa, a un carico a bassa impedenza: è per tale motivo che questo amplificatore prende il nome di "buffer". Notiamo che se  $R_2$  è nulla  $R_1$  non svolge più alcuna funzione (qualunque sia la corrente in  $R_1$  la caduta di tensione su  $R_2$  è comunque nulla) e può quindi essere eliminata, ottenendo lo schema tipico del buffer.



## 11.6 Amplificatore differenziale

Combinando la struttura di un amplificatore invertente con quella di un non invertente si può ottenere un amplificatore differenziale caratterizzato da un guadagno

preciso, che dipende soltanto da un rapporto di resistenze. Si noti che anche un amplificatore operazionale preso da solo, non reazionato, è un amplificatore differenziale, ma non può, nella maggior parte dei casi, essere utilizzato direttamente come tale, a causa dell'eccessivo e non esattamente noto guadagno.



Possiamo studiare questo circuito con il metodo del corto circuito virtuale e il principio di sovrapposizione degli effetti, calcolando la tensione di uscita come somma dei contributi relativi a  $V_1$  e  $V_2$ .

$$\begin{aligned} V_u &= -V_1 \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_2 R_4}{R_3 + R_4} \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \\ &= -V_1 \frac{R_2}{R_1} + \frac{V_2 R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2 + R_1}{R_1}. \end{aligned}$$

Se scegliamo i rapporti tra le resistenze in maniera tale che risulti  $R_4/R_3 = R_2/R_1$ , avremo anche

$$\frac{R_3 + R_4}{R_3} = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

e quindi, moltiplicando e dividendo il coefficiente di  $V_2$  per  $R_3$ ,

$$\begin{aligned} V_u &= -V_1 \frac{R_2}{R_1} + V_2 \frac{R_4}{R_3} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \frac{R_2 + R_1}{R_1} \\ &= -V_1 \frac{R_2}{R_1} + V_2 \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1). \end{aligned}$$

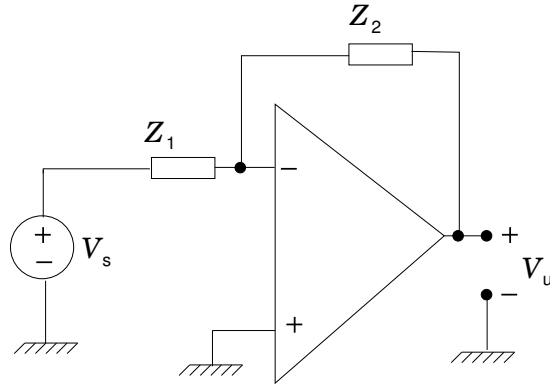
Se la condizione  $R_2/R_1 = R_4/R_3$  è soddisfatta, otteniamo quindi un amplificatore differenziale con guadagno  $A_d = R_2/R_1$  e rapporto di reiezione del modo comune (CMRR) infinito. Nella pratica il rapporto tra  $R_4$  e  $R_3$  non sarà perfettamente uguale a quello tra  $R_2$  e  $R_1$ , quindi il CMRR risulterà finito.

### 11.7 Integratore di Miller

Se al posto delle resistenze  $R_2$  e  $R_1$  in un amplificatore invertente abbiamo due generiche impedenze  $Z_1$  e  $Z_2$ , la funzione di trasferimento potrà essere espressa come

$$\frac{V_u}{V_s} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}.$$





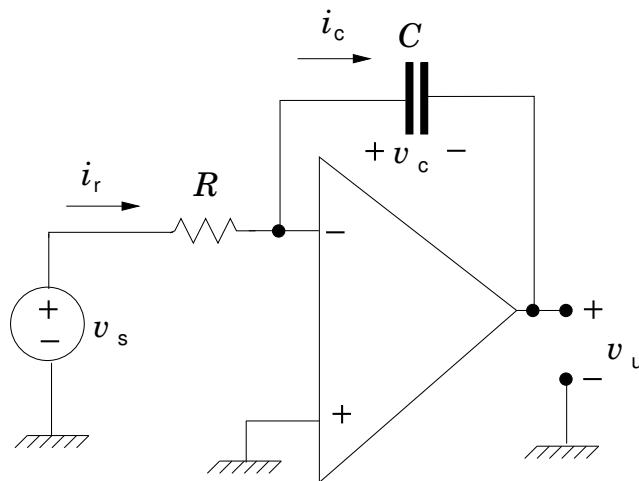
Se, in particolare, consideriamo il caso  $Z_1 = R$ ,  $Z_2 = 1/(Cs)$ , vale a dire poniamo al posto di  $R_1$  una resistenza  $R$  e al posto di  $Z_2$  un condensatore  $C$ , la funzione di trasferimento risulterà

$$\frac{V_u}{V_s} = -\frac{1}{RCs},$$

che, ricordando le proprietà della trasformata di Laplace, corrisponde nel dominio del tempo a

$$v_u(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s(\tau) d\tau + v_u(0).$$

Lo stesso risultato può essere ottenuto utilizzando il metodo del corto circuito virtuale nel dominio del tempo.



Poiché la tensione sull'ingresso invertente è nulla a causa del c.c.v.,  $i_r = v_s/R$ . Quindi  $i_c = i_r = v_s/R$ , dato che non fluisce corrente nell'ingresso dell'operazionale (sempre per il c.c.v.). Poiché tensione e corrente ai capi di un condensatore sono legate dalla relazione

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt},$$

otteniamo

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} i_c = \frac{v_s}{RC}.$$

Integrando abbiamo

$$v_u = -v_c = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s(\tau) d\tau + v_u(0).$$

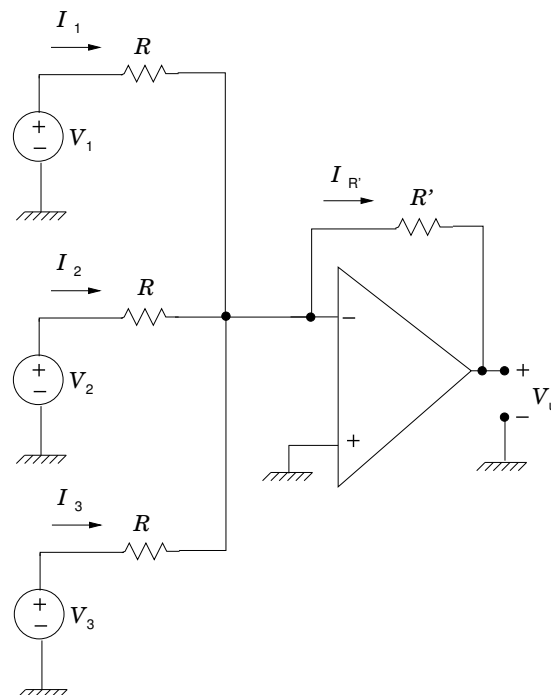
È da notare che l'integratore di Miller ideale ha un polo esattamente nell'origine e non è quindi un sistema stabile sulla base del criterio BIBO (Bounded Input – Bounded Output), infatti è sufficiente porre in ingresso una tensione continua perché in uscita si abbia una rampa che cresce senza limite. Nella realtà, in effetti, la rampa cresce finché non si raggiunge la condizione di saturazione dell'uscita, valore oltre il quale la tensione di uscita non può andare. Non essendo l'integratore un circuito stabile, deve essere sempre impiegato all'interno di un anello di reazione, che provvede a impedirne la deriva.

Dobbiamo inoltre sottolineare il fatto che il comportamento reale dell'integratore di Miller differisce da quello ideale, oltre che per il fenomeno della saturazione, anche perché il modulo di  $\beta A$  non è elevato a tutte le frequenze, a causa sia della caduta del guadagno dell'operazionale al crescere della frequenza sia della diminuzione di  $\beta$  alle basse frequenze. Altri fenomeni di non idealità derivano dal fatto che gli stadî di ingresso hanno bisogno di una certa corrente di polarizzazione, la quale dà luogo a una deriva non trascurabile della tensione di uscita, così come alla stessa contribuiscono effetti di sbilanciamento interni.

È anche possibile ottenere, scambiando tra loro il condensatore e la resistenza, un circuito derivatore, con funzione di trasferimento  $A = -RCs$ , ma questo non è praticamente mai usato, a causa dell'estrema sensibilità ai disturbi, specialmente quelli ad alta frequenza.

## 11.8 Sommatore

È possibile, utilizzando un amplificatore operazionale e alcuni componenti passivi, ottenere un circuito sommatore la cui uscita è proporzionale alla somma delle tensioni in ingresso. Il più semplice e utilizzato circuito sommatore è quello invertente di cui riportiamo lo schema per una configurazione a tre ingressi.



Possiamo analizzarne il funzionamento utilizzando il metodo del corto circuito virtuale e il principio di sovrapposizione degli effetti, facendo agire un generatore di

ingresso per volta. Se, per esempio, agisce il generatore  $V_1$ , la corrente che scorre nella  $R$  corrispondente risulta  $I_1 = V_1/R$ , mentre la  $I_2$  e la  $I_3$  sono ambedue nulle, essendo nulla sia la tensione dovuta a  $V_2$  e  $V_3$ , considerati disattivati, sia quella sul terminale invertente dell'operazionale, a causa del corto circuito virtuale. Tutta la corrente  $I_1$  fluisce dunque nella resistenza  $R'$ , dando luogo a una tensione di uscita  $V_u = -R'/RV_1$ . Se ripetiamo lo stesso calcolo per gli altri due ingressi, otteniamo che l'uscita, quando tutti i generatori sono attivi, è data da

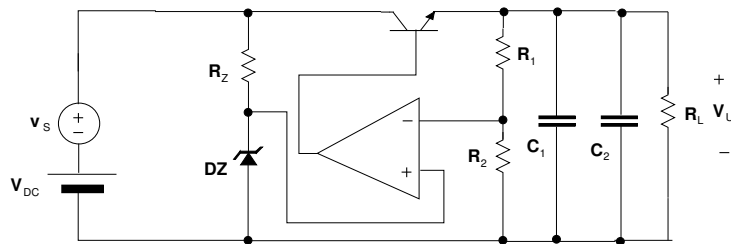
$$V_u = -\frac{R'}{R}(V_1 + V_2 + V_3).$$

L'aspetto importante di questo circuito è che separa completamente tra loro gli ingressi, grazie all'azione del corto circuito virtuale. Infatti la corrente fornita da uno dei generatori di ingresso non può raggiungere gli altri generatori, dato che il nodo a comune tra gli ingressi (corrispondente all'ingresso invertente dell'operazionale) si trova a massa virtuale.

## 12. Regolatori di tensione

### 12.1 Regolatore lineare serie

Abbiamo visto in precedenza il funzionamento di regolatori di tensione che sfruttano i diodi zener, ma avevamo osservato che tali circuiti hanno notevoli limitazioni. È possibile superare la maggior parte di tali limitazioni utilizzando un circuito nel quale la corrente fornita al carico viene regolata tramite un transistor (detto “transistore di passo”) controllato da un amplificatore differenziale tra i cui ingressi è presente la differenza tra una partizione della tensione di uscita e una tensione di riferimento. Riportiamo uno schema di principio del regolatore serie:



Il generatore  $V_{DC}$  rappresenta la sorgente di alimentazione, che può consistere in un trasformatore con ponte di Graetz e condensatore di livellamento. Il generatore  $v_s$  rappresenta le fluttuazioni della tensione in ingresso al regolatore rispetto al valor medio  $V_{DC}$ .

Si nota subito che siamo di fronte a un circuito in reazione, in cui la partizione della tensione di uscita ottenuta tramite il partitore formato da  $R_1$  e  $R_2$  rappresenta la grandezza di reazione. Tale grandezza di reazione viene confrontata con una tensione di riferimento ottenuta tramite un diodo zener  $DZ$ . La corrente sul diodo zener può essere mantenuta a un valore, pressoché costante di pochi milliampere, dato che in questo caso non preleviamo potenza dalla sorgente di tensione di riferimento. A regime sarà presente una differenza minima tra la tensione sull'ingresso invertente e quello non invertente, che consentirà di ottenere in uscita la tensione desiderata. Tale minima differenza tra la partizione della tensione di uscita e la tensione di riferimento deve esistere, altrimenti anche l'uscita dell'operazionale sarebbe nulla e il transistor di passo risulterebbe interdetto. Dal punto di vista pratico, però possiamo considerare, purché  $|\beta A|$  sia sufficientemente grande, le tensioni sui due ingressi dell'amplificatore come coincidenti, per cui

$$V_U \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_Z,$$

dove  $V_Z$  è la tensione di breakdown del diodo zener  $DZ$ . Quindi la tensione di uscita risulta

$$V_U = V_Z \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

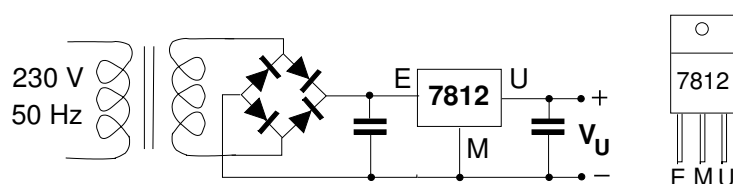
Se, per qualsiasi motivo,  $V_U$  tendesse per esempio ad aumentare, si avrebbe una diminuzione della tensione di ingresso dell'amplificatore operazionale (che, come è già stato detto, non è mai esattamente nulla, pur essendo estremamente piccola), che determinerebbe una diminuzione della tensione di uscita dell'operazionale stesso e, conseguentemente, della corrente di base del transistor di passo, traducendosi in una diminuzione della tensione di uscita, che verrebbe riportata al valore desiderato. Lo stesso accadrebbe, in senso inverso, se  $V_U$  tendesse a diminuire.

Il circuito del regolatore serie presenta una reazione di tensione, quindi la sua impedenza di uscita è molto bassa, dell'ordine dei pochi milliohm. Questo è vero alle basse frequenze, per le quali il  $|\beta A|$  è molto elevato, mentre alle alte frequenze, a causa della diminuzione di  $|\beta A|$ , l'impedenza di uscita risulta incrementata. Tale fatto può costituire un problema, perché può portare ad accoppiamenti indesiderati tra carichi diversi connessi allo stesso alimentatore, dato che un'eventuale utenza che assorba correnti con rilevanti componenti ad alta frequenza introduce una corrispondente fluttuazione della tensione di uscita dell'alimentatore, che si ripercuote poi sulle altre utenze. Tale problema si risolve introducendo dei condensatori in parallelo all'uscita del regolatore, i quali presentano una reattanza molto bassa alle alte frequenze. Si sono indicati due condensatori perché di solito uno è di grosso valore e di tipo elettrolitico (con il dielettrico ottenuto tramite un processo elettrochimico) e presenta scadenti caratteristiche elettriche a frequenze oltre qualche decina di kHz. L'altro condensatore, non elettrolitico e di valore molto più piccolo, interviene alle frequenze più elevate, garantendo un'impedenza di uscita comunque bassa.

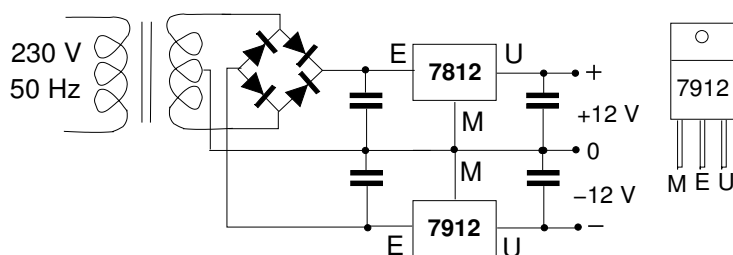
## 12.2 Regolatore monolitici integrati

Attualmente esistono regolatori serie integrati realizzati su un singolo chip. Tali regolatori sono definiti "regolatori monolitici" e si presentano con un contenitore molto simile a quello di un transistor di potenza, con tre terminali (entrata, uscita, massa). Questi dispositivi sono caratterizzati da una sigla del tipo 78XX, dove le cifre al posto di XX indicano il valore della tensione di uscita regolata. Per esempio, un 7815 regola a 15 V, mentre un 7805 regola a 5 V. Nella maggior parte dei casi è necessaria, per un corretto funzionamento, una caduta di tensione di almeno un paio di volt tra ingresso e uscita.

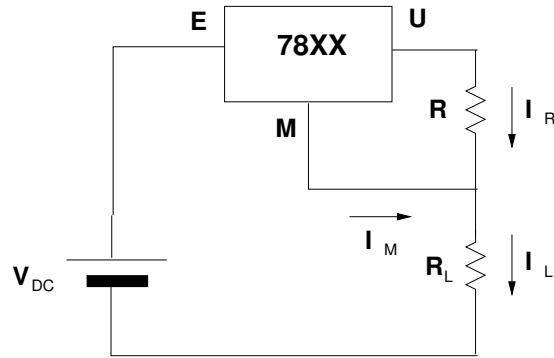
Di seguito rappresentiamo lo schema di un tipico alimentatore basato su un regolatore monolitico.



È possibile realizzare un alimentatore con uscita duale, sfruttando un regolatore monolitico anche per il ramo negativo, della serie 79XX. Come è indicato in figura la piedinatura dei 79XX è diversa da quella dei 78XX.



Si noti l'utilizzo di un unico ponte di Graetz per l'ottenimento di una tensione positiva e una tensione negativa rispetto a massa, sfruttando un trasformatore con presa



centrale. Vediamo infine come è possibile realizzare, a partire da un regolatore monolitico di tensione, un regolatore di corrente, vale a dire un circuito che fornisce in uscita una corrente di valore fissato, indipendente dal carico.

Definiamo  $V^*$  la tensione di regolazione del regolatore monolitico utilizzato ( $XX = V^*$ ). Il regolatore manterrà tale tensione tra i terminali  $U$  ed  $M$ , per cui la corrente  $I_R$  risulterà

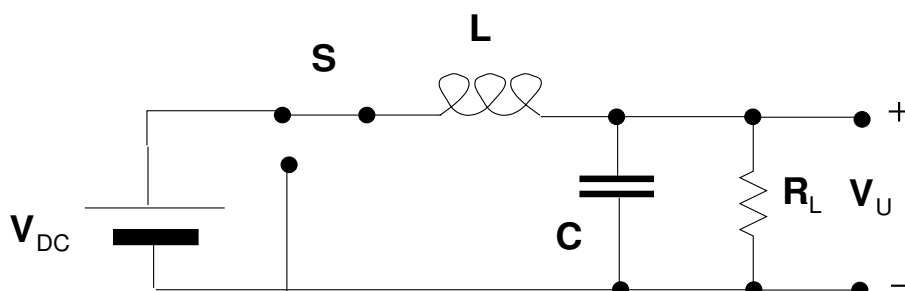
$$I_R = \frac{V^*}{R}.$$

Se tale corrente è almeno di alcune decine di milliampere, la  $I_M$  (corrente derivante dal funzionamento del regolatore e pari a pochi milliampere) sarà rispetto a essa trascurabile, per cui  $I_L \simeq I_R$ , indipendentemente dal valore del carico  $R_L$ . Evidentemente tutto ciò si verifica in una gamma limitata di valori di  $R_L$ : se  $R_L$  fosse di valore troppo elevato, la tensione ai suoi capi, sommata a  $V^*$  e alla caduta minima sul regolatore, porterebbe a un valore maggiore di  $V_{DC}$ , non consentendo quindi il funzionamento del circuito.

### 12.3 Regolatori non lineari a commutazione

I regolatori di tensione visti fino a questo punto sono di tipo lineare e presentano un problema comune, consistente nella dissipazione di potenza sull'elemento di passo, il quale è attraversato dalla corrente di uscita e ai capi del quale è presente una caduta di tensione non trascurabile. Questo è indubbiamente un problema, sia perché sprechiamo dell'energia sia perché la dissipazione termica crea dei problemi di smaltimento del calore.

L'inconveniente della dissipazione viene risolto utilizzando i cosiddetti regolatori a commutazione, i quali utilizzano una strategia basata sull'apertura e chiusura, con tempi opportuni, di un interruttore, che è un elemento non dissipativo, poiché la tensione ai suoi capi è nulla o lo è la corrente che lo attraversa. Il principio del regolatore a commutazione è rappresentato nel semplice schema che segue.

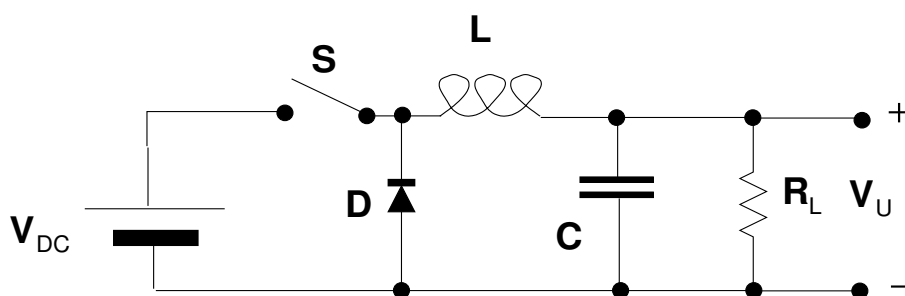


Supponiamo che il deviatore  $S$  venga rapidamente e periodicamente commutato tra le due posizioni possibili, quella che corrisponde alla connessione diretta dell'induttanza  $L$  al generatore di tensione  $V_{DC}$  e quella che corrisponde alla connessione a massa del terminale sinistro di  $L$ : la tensione tra tale terminale e la massa sarà quindi un'onda rettangolare, con valore  $V_{DC}$  nei periodi di tempo in cui il deviatore è nella posizione "alta" e di valore nullo nei rimanenti periodi di tempo. Si definisce "duty cycle" il rapporto tra il periodo di tempo in cui l'onda rettangolare sta al valore alto e il periodo totale; di solito tale quantità viene espressa sotto la forma di percentuale:

$$\text{duty cycle} = \frac{T_H}{T_H + T_L} \times 100,$$

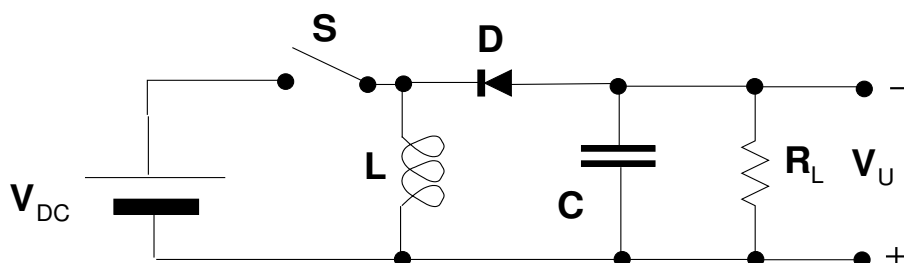
dove  $T_H$  è il periodo di tempo in cui l'onda rettangolare si trova al valore alto e  $T_L$  quello in cui si trova al valore basso.

L'induttanza  $L$ , insieme con il condensatore  $C$ , forma un filtro del secondo ordine con due poli, con una risposta quindi che, per frequenza molto maggiore di tali poli, cade con una pendenza di 40 dB per decade. Quindi, se la frequenza fondamentale dell'onda rettangolare è molto maggiore della frequenza di taglio del filtro, sul condensatore e sulla resistenza di carico  $R_L$  sarà presente soltanto la componente continua dell'onda rettangolare, il cui valore è proporzionale al duty cycle dell'onda stessa. Dunque abbiamo ottenuto una tensione continua più bassa di quella  $V_{DC}$  a disposizione, senza peraltro dissipare potenza nell'operazione di abbassamento, dato che sia il deviatore sia l'induttanza e il condensatore sono elementi non dissipativi. Se abbiamo anche la possibilità di regolare il duty cycle, possiamo ottenere una tensione di uscita del valore desiderato; inoltre rendendo automatica tale regolazione è possibile ottenere un regolatore di tensione che non presenta una significativa dissipazione di potenza. È chiaro che in un tale regolatore il deviatore non può essere di tipo meccanico, a causa delle limitazioni che si avrebbero sulla velocità massima di commutazione e delle difficoltà di controllo dello stesso: vedremo più avanti come tale deviatore può essere realizzato in forma completamente elettronica. Per il momento apportiamo una semplice modifica, che consente di utilizzare, invece di un deviatore, un semplice interruttore, secondo lo schema di seguito riportato.



Quando l'interruttore  $S$  è chiuso, il diodo  $D$  è polarizzato inversamente e quindi non interviene; quando, invece, l'interruttore  $S$  si apre, la corrente tende a mantenersi costante nell'induttanza (data l'inerzialità della stessa): questa volta il diodo risulta polarizzato direttamente e consente alla corrente di continuare a scorrere nel verso che aveva precedentemente (la corrente va dall'induttanza al parallelo  $C$ - $R_L$  e poi torna all'induttanza tramite il diodo). Questa è la configurazione tipica del regolatore a commutazione di tipo forward, che è caratterizzato da una polarità di uscita uguale a quella della sorgente di alimentazione e da una tensione di uscita minore o uguale di quella della sorgente di alimentazione.

Si può realizzare un diverso tipo di regolatore switching, definito di tipo flyback, che consente di avere una polarità di uscita opposta rispetto a quella di alimentazione e una tensione di uscita anche superiore a quella di ingresso. Lo schema è riportato di seguito.

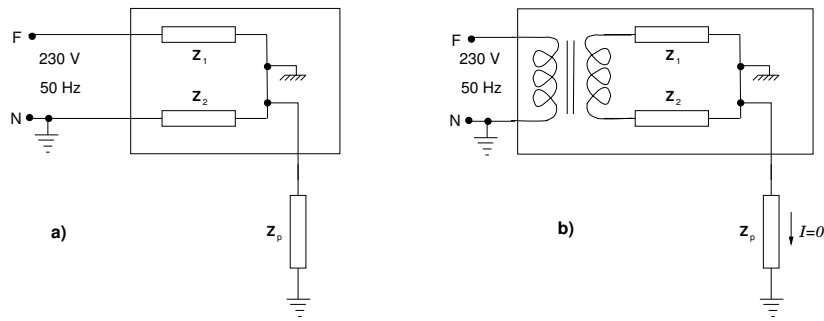


Quando l'interruttore  $S$  è chiuso, il diodo  $D$  risulta interdetto e la tensione di alimentazione si trova ai capi dell'induttanza  $L$  che si carica, con una corrente che cresce linearmente nel tempo. Quando l'interruttore si apre, la corrente che passava nell'induttanza comincia a circolare in senso antiorario nella maglia formata da  $L$ , dal parallelo  $C$ - $R_L$  e dal diodo  $D$  che risulta ora polarizzato direttamente. In questo modo il condensatore  $C$  si carica con polarità positiva in basso e negativa in alto, a una tensione che, a seconda del duty cycle dell'interruttore e dei valori dei componenti, può essere anche maggiore in modulo di quella di alimentazione. Si noti che, mentre nel regolatore forward il carico e il condensatore  $C$  sono alimentati dalla sorgente  $V_{DC}$  durante l'intervallo in cui l'interruttore è chiuso e dall'induttanza  $L$  quando l'interruttore è aperto, nel caso del regolatore flyback la sorgente  $V_{DC}$  non alimenta mai direttamente il carico: l'energia viene trasferita da  $V_{DC}$  all'induttanza e solo successivamente dall'induttanza al carico. Negli intervalli in cui l'interruttore è chiuso l'energia assorbita dal carico è fornita dal condensatore  $C$ , che viene poi ricaricato nell'intervallo in cui l'interruttore è aperto, a spese dell'energia immagazzinata nell'induttanza.

I regolatori switching finora visti necessitano di una sorgente di alimentazione continua: questa può essere ottenuta con un trasformatore (che garantisce l'isolamento galvanico dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica) seguito da un ponte di Graetz e da un filtro capacitivo. Tale soluzione funziona ed è in certi casi utilizzata, ma mantiene uno degli svantaggi tipici degli alimentatori tradizionali, vale a dire l'elevato ingombro e l'elevato peso del trasformatore, che, dovendo operare alla frequenza di rete (50 o 60 Hz), deve avere un nucleo in ferro. Si può superare anche questo problema realizzando un alimentatore a commutazione che comprende un trasformatore operante ad alta frequenza, come vedremo tra poco. Si noti che il trasformatore è comunque necessario, altrimenti alcune parti del circuito alimentato potrebbero trovarsi al potenziale del conduttore di fase della rete o a un potenziale intermedio tra questo e la terra e rappresenterebbero pertanto dei potenziali rischi per contatti accidentali. Nella parte a) della figura seguente viene illustrata la situazione di pericolo che si viene a creare quando si tocca una qualunque parte di un'apparecchiatura connessa alla rete direttamente senza trasformatore.

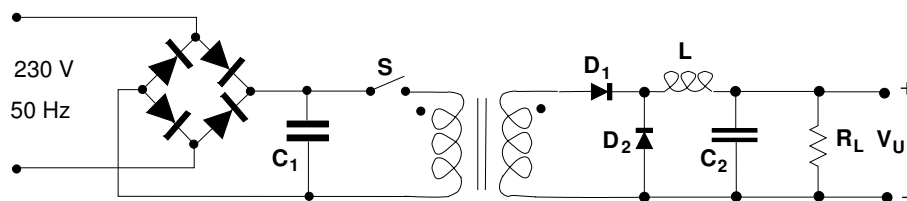
L'impedenza  $Z_p$  rappresenta la persona che è sottoposta a scossa elettrica perché viene percorsa da una corrente che si richiude poi a terra, tramite i piedi. Le due impedenze  $Z_1$  e  $Z_2$  presenti all'interno dell'apparecchiatura rappresentano le impedenze misurabili, rispettivamente, tra il conduttore di fase e la massa dell'apparecchiatura, e tra il conduttore neutro e la massa. La massa si verrà quindi a trovare a un potenziale rispetto a terra dipendente dalla partizione tra  $Z_1$  e  $Z_2$  e quindi tale da





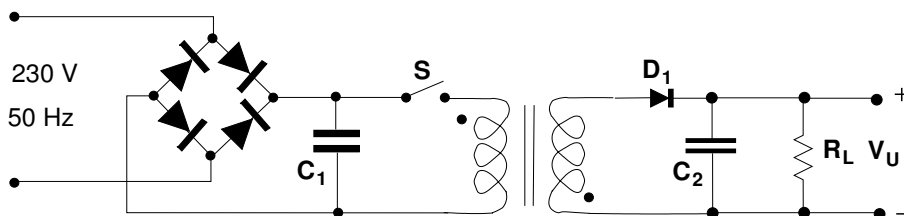
consentire il passaggio di una corrente in  $Z_p$ . In presenza di un trasformatore (b), si ha il cosiddetto “isolamento galvanico”: viene interrotto il collegamento che riferiva a terra le tensioni all’interno della apparecchiatura e l’unico modo perché l’utente possa subire una scossa elettrica è che questi tocchi contemporaneamente due punti del circuito. Si notino i due simboli diversi utilizzati per indicare la terra e la massa.

Vediamo ora come può essere combinato un trasformatore ad alta frequenza con lo schema del regolatore switching forward, in modo da ottenere un alimentatore a commutazione senza trasformatore a frequenza di rete. Uno schema possibile è quello di seguito riportato.



La tensione di rete viene raddrizzata dal ponte di Graetz e sul condensatore  $C_1$  è presente una continua circa pari al valore di picco di quella di rete (circa 325 V). Quando l’interruttore  $S$  è chiuso, passa una corrente crescente nel primario del trasformatore; per mantenere il flusso nullo all’interno del trasformatore la corrente fuoriesce dal terminale con il pallino del secondario, determinando una polarizzazione diretta di  $D_1$  e inversa di  $D_2$ . La corrente passa quindi dall’induttanza  $L$  e raggiunge il carico  $R_L$  e il condensatore  $C_2$ . Quando invece l’interruttore è aperto, il trasformatore non è più attraversato da corrente e il diodo  $D_2$  entra in conduzione, consentendo all’induttanza  $L$  di scaricarsi sul parallelo  $C_2-R_L$ .

Una soluzione che richiede un numero minore di componenti è quella dell’alimentatore switching di tipo flyback, sempre con trasformatore ad alta frequenza. Tale soluzione è di gran lunga la più utilizzata e lo schema di principio è riportato di seguito.

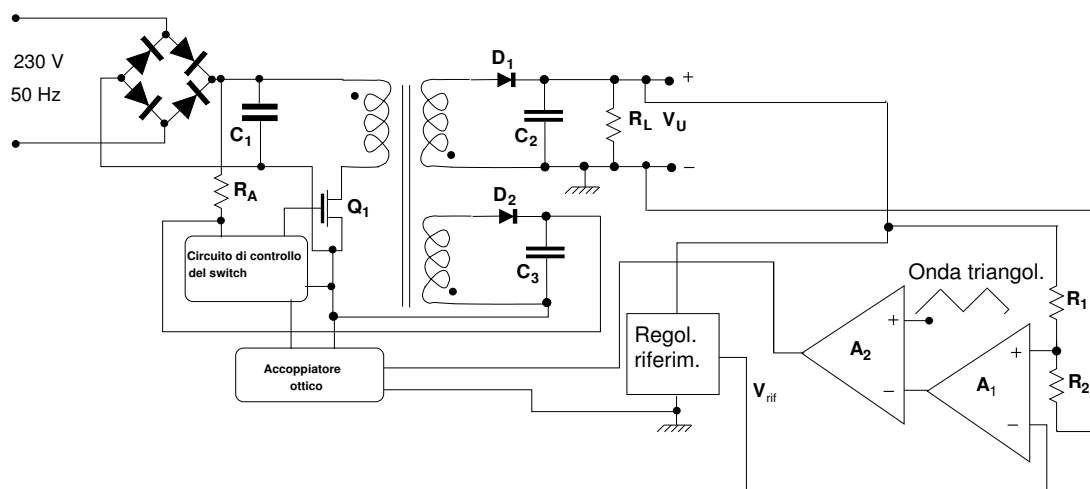


Notiamo innanzitutto che in questo caso il trasformatore non funziona più come tale, poiché, come discuteremo nel seguito, non opera a flusso nullo. Quando l’interruttore  $S$  è chiuso, la corrente sale linearmente nel primario, che si comporta a tutti gli effetti come una semplice induttanza, dato che nel secondario la corrente uscirebbe

dal pallino (essendo entrante quella del primario) ma non può farlo, perché il diodo  $D_1$  risulta polarizzato inversamente. Quando poi  $S$  si apre, la corrente non può più circolare nel primario e l'unico modo di mantenere il flusso magnetico che era presente subito prima dell'apertura consiste nel far circolare una corrente nel secondario, entrante dal pallino. Questa corrente determina una polarizzazione diretta del diodo  $D_1$  e va ad alimentare il condensatore  $C_2$  e il carico. Quindi, come in tutti gli alimentatori flyback, c'è una fase ( $S$  chiuso) in cui viene immagazzinata energia in un elemento induttivo (in questo caso il trasformatore) seguita da una fase ( $S$  aperto) in cui l'energia immagazzinata nell'elemento induttivo viene trasferita al carico.

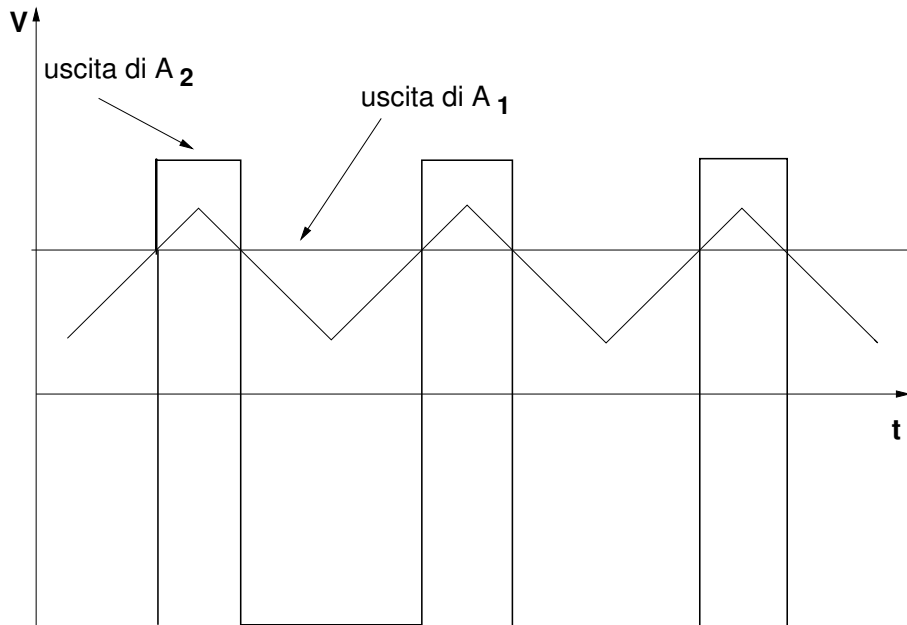
## 12.4 Alimentatore a commutazione flyback con trasformatore ad alta frequenza e circuito di regolazione

Uno schema di principio dell'alimentatore flyback usato, per esempio, nella maggior parte dei computer è riportato di seguito. Al circuito che abbiamo già visto viene aggiunta una parte che svolge una funzione di regolazione della tensione di uscita.



L'interruttore sul primario è realizzato tramite un transistor MOS di potenza ( $Q_1$ ) che viene comandato dal circuito di controllo, la cui funzione sarà commentata più in dettaglio nel seguito.

Una porzione della tensione di uscita viene prelevata tramite il partitore formato da  $R_1$  e  $R_2$  e confrontata, tramite l'amplificatore differenziale  $A_1$ , con la tensione prodotta da un riferimento di tensione (che può essere ottenuto con un diodo zener o con un regolatore monolitico di piccola potenza). L'amplificatore  $A_2$  è un amplificatore operazionale utilizzato ad anello aperto, operante come comparatore e quindi in regime di saturazione positiva o negativa: se l'onda triangolare applicata all'ingresso non invertente ha un valore superiore a quello dell'uscita di  $A_1$ , l'uscita di  $A_2$  è al valore di saturazione positiva, altrimenti si trova al valore di saturazione negativa. Lo stato del transistor che opera da switch dipende dal valore di tensione in uscita da  $A_2$ , che viene portato al circuito di controllo tramite l'accoppiatore ottico, che garantisce l'isolamento galvanico: se l'uscita di  $A_2$  è in saturazione positiva, il transistor è in conduzione, altrimenti è in interdizione. Il duty cycle della tensione applicata al primario del trasformatore dipende quindi dal valore della tensione applicata all'ingresso invertente di  $A_2$ , come è possibile comprendere dal grafico che segue.



Vediamo che cosa accade, per esempio, se la tensione di uscita tende a scendere: in tal caso la tensione differenziale all'ingresso di  $A_1$  diminuisce e quindi si abbassa anche il valore della tensione sull'ingresso invertente di  $A_2$ , che determina un incremento del duty cycle e quindi un ripristino della corretta tensione di uscita.

Al posto dell'accoppiatore ottico si potrebbe anche usare un trasformatore per impulsi, che trasferirebbe gli impulsi di comando per il switch. Anch'esso garantirebbe la separazione galvanica tra la parte di circuito connessa alla rete e quella di uscita che poi è connessa alla massa dell'apparecchiatura. Si noti che la capacità necessaria per il filtraggio all'uscita di questo alimentatore può essere molto più piccola che nel caso in cui si lavorasse alla frequenza di rete, dato che il ripple dipende dal rapporto tra il periodo della tensione pulsante e la costante di tempo  $R_L C_2$ . In genere le frequenze utilizzate sono intorno ai 100 kHz, in corrispondenza delle quali i trasformatori possono essere molto piccoli e leggeri, dato che per ottenere un buon accoppiamento tra primario e secondario è sufficiente un nucleo magnetico in ferrite di dimensioni relativamente ridotte.

Durante il normale funzionamento il circuito di controllo del switch è alimentato dal circuito formato dal secondario più in basso,  $D_2$  e  $C_3$ , che forniscono una tensione senza riferimenti rispetto al secondario principale. Ci sono tuttavia due problemi all'avvio: a) inizialmente  $C_3$  è scarico, quindi il circuito di controllo del switch non può iniziare a funzionare; b) il circuito di regolazione con  $A_1$  e  $A_2$  deve essere alimentato dal secondario principale (e quindi da  $C_2$ ) oppure da altro secondario ausiliario e su nessun secondario può essere presente tensione prima che inizi la sequenza di impulsi di commutazione. Il problema a) si risolve portando inizialmente l'alimentazione al circuito di controllo del switch direttamente da  $C_1$ , tramite una resistenza di alto valore  $R_A$ , mentre il problema b) è più complesso e viene risolto realizzando tale circuito di controllo in modo che, in assenza di impulsi in arrivo dall'accoppiatore ottico, produca comunque una sequenza di comando per il switch che fa caricare i condensatori  $C_2$  e  $C_3$  a una tensione preferibilmente un po' inferiore a quella di regime, attivando così il normale funzionamento prima descritto. Molto spesso gli alimentatori di questo tipo sembrano guastarsi al momento in cui vengono accesi: questo è frequentemente il risultato del guasto di  $R_A$  (interruzione) avvenuto in realtà in precedenza; infatti se  $R_A$  si interrompe durante il funzionamento, l'alimentatore continua a operare correttamente perché il circuito di controllo del switch è alimentato

dal secondario ausiliario. È solo al momento della riaccensione che il sistema non parte, perché  $C_3$  è scarico e non si può avere una sequenza di commutazioni per l'avvio se il circuito di controllo del switch non è alimentato.

L'alimentatore dei normali personal computer è una variante un po' più complessa di quello appena descritto. È da notare che per soddisfare le normative sulla compatibilità elettromagnetica, in particolare per limitare l'immissione nella rete di distribuzione dell'energia di disturbi ad alta frequenza derivanti dal processo di commutazione, viene inserito all'ingresso di tali alimentatori un filtro passa-basso che comprende due condensatori collegati tra ciascuno dei conduttori di rete e la massa del computer. Il valore di tali condensatori è in genere di 2.2 nF, corrispondenti a una reattanza, a 50 Hz, di circa 1.45 MΩ. È importante che la massa del computer sia collegata a un'efficiente presa di terra, altrimenti si verrebbe a trovare a un potenziale pari a metà della tensione di rete (115 V) rispetto al neutro e quindi alla terra! Tale potenziale non è direttamente pericoloso per le persone perché si ha in serie un'impedenza equivalente di Thevenin (il parallelo dei due condensatori) che è sufficientemente elevata da limitare la corrente a poche centinaia di microampere, ma ugualmente percepibile toccando la massa metallica del computer. Tuttavia può facilmente danneggiare componenti collocati in apparecchiature che vengano connesse al computer.

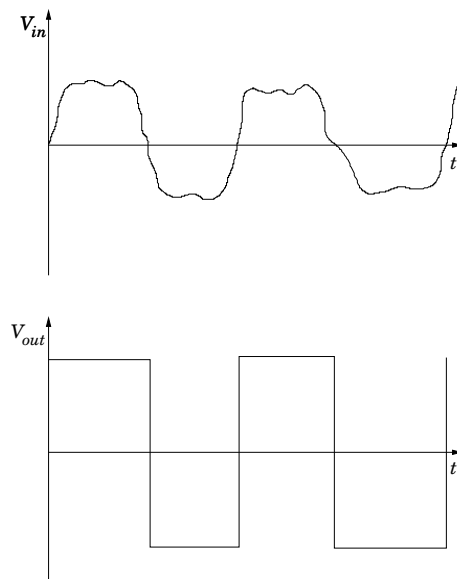
Un altro problema introdotto da tali capacità, questa volta in presenza di un efficiente collegamento di terra, è rappresentato dalla corrente che scorre dal conduttore di fase verso la terra attraverso una delle due capacità (mentre l'altra, quella collegata tra il conduttore neutro e la terra, non è attraversata da una corrente significativa, essendo tali conduttori a potenziali quasi ugali). Tale corrente non ha un corrispettivo nel conduttore neutro e quindi viene vista dagli interruttori differenziali come una componente puramente differenziale: finché si tratta di uno o pochi computer non è un problema, ma se si hanno decine di computer la componente differenziale risultante può superare la soglia di calibrazione dell'interruttore (in genere 30 mA) e determinarne l'intempestivo distacco. Tale inconveniente può essere risolto frazionando l'alimentazione in più gruppi di computer, ciascuno facente capo a un diverso interruttore differenziale oppure creando un isolamento galvanico tramite un trasformatore (soluzione assai più costosa), che rende l'alimentazione svincolata da riferimenti a terra.

## 13. Circuiti non lineari a operazionali

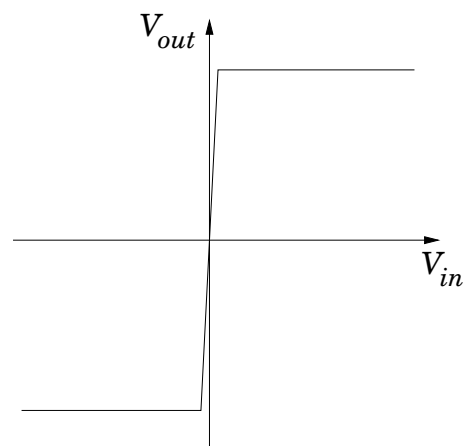
### 13.1 Comparatori

I circuiti comparatori, che abbiamo già incontrato all'interno degli alimentatori a commutazione, svolgono la funzione di confrontare un segnale di ingresso con un valore di soglia, fornendo un'uscita a livello alto quando il segnale di ingresso supera tale soglia e a livello basso quando è al di sotto della stessa. Sostanzialmente un comparatore è il tipo più elementare di convertitore analogico-digitale: un convertitore a un solo bit.

Un comparatore può essere utilizzato, per esempio, allo scopo di "rigenerare" un segnale digitale affetto da rumore, confrontandolo con una soglia a zero.



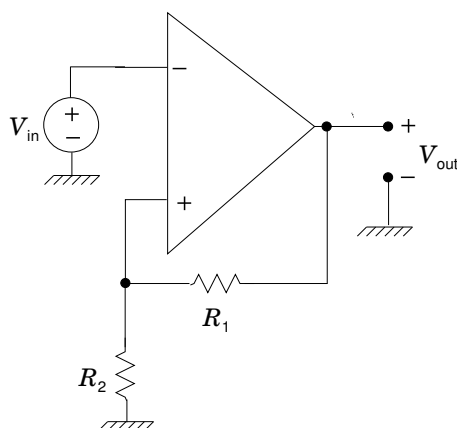
Il comparatore può essere realizzato, per esempio, utilizzando un amplificatore operazionale ad anello aperto, che, in conseguenza dell'altissimo guadagno, ha una caratteristica di trasferimento particolarmente ripida. La caratteristica risulta sostanzialmente lineare per un intervallo molto piccolo di tensioni di ingresso (pari all'escursione tra le due tensioni di saturazione di uscita divisa per il guadagno ad anello aperto) e poi satura bruscamente a valori prossimi alla tensione di alimentazione.



Utilizzando un amplificatore operazionale, però, la velocità con cui l'uscita passa dalla saturazione negativa a quella positiva dipende, nonostante la ripidità della caratteristica, dal modo in cui il segnale di ingresso attraversa lo zero. Questo può, in alcuni casi, essere un problema. Un altro problema può essere rappresentato dal fatto che, se il segnale di ingresso è affetto da un rumore che causa più attraversamenti ravvicinati dello zero, si hanno in uscita commutazioni multiple non desiderate.

Questi problemi possono essere risolti impiegando un circuito comparatore caratterizzato da un comportamento instabile prodotto tramite una reazione positiva con  $|\beta A| > 1$ . In tal caso la transizione tra il valore basso e quello alto dell'uscita evolve, una volta iniziata, secondo le costanti di tempo proprie dei poli a parte reale positiva, senza più dipendere in modo significativo dall'andamento del segnale in ingresso. Con questo approccio si riesce anche a ottenere una isteresi, tale da risolvere il problema degli attraversamenti multipli indesiderati.

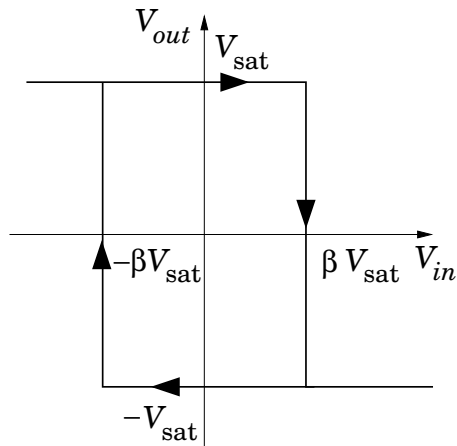
Un circuito tipico con queste caratteristiche è il trigger di Schmitt:



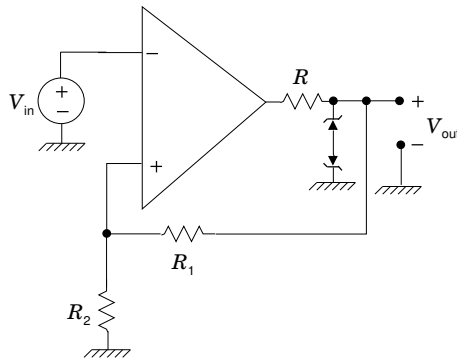
Analizziamone il funzionamento: supponiamo di avere inizialmente in ingresso una  $V_{in}$  fortemente negativa; questa determinerà in uscita una  $V_{out}$  pari al valore di saturazione positiva  $V_{sat}$ . Infatti la tensione sull'ingresso non invertente sarà pari a  $R_2/(R_1 + R_2)V_{sat} = \beta V_{sat}$  (dove abbiamo definito  $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$ ). Quindi la tensione di ingresso dell'operazionale è significativamente positiva e determina una saturazione dell'uscita a  $V_{sat}$ , consistentemente con quanto assunto precedentemente.

Se incrementiamo la tensione di ingresso, non accade nulla finché questa non raggiunge quasi esattamente il valore  $\beta V_{sat}$ , portando l'operazionale in condizioni di funzionamento lineare. Non appena l'amplificatore operazionale esce dalla saturazione, l'uscita evolve in modo instabile verso il valore di saturazione opposto,  $-V_{sat}$ . Una volta che l'uscita è arrivata a  $-V_{sat}$ , la tensione sull'ingresso non invertente diventa  $-\beta V_{sat}$ . Pertanto, se si fa diminuire  $V_{in}$ , non si avrà più una commutazione per  $V_{in} = \beta V_{sat}$ , ma bisognerà aspettare che si sia raggiunto il valore  $-\beta V_{sat}$ , in modo che si annulli la tensione di ingresso dell'operazionale. A questo punto l'uscita tornerà a  $V_{sat}$ . Possiamo rappresentare il ciclo di commutazione con un grafico, riportato nella figura successiva.

Abbiamo quindi un ciclo di isteresi, con il valore di soglia che dipende dal verso di variazione della tensione di ingresso. La presenza del ciclo di isteresi (di ampiezza  $2\beta V_{sat}$ ) permette di evitare commutazioni multiple dovute a fluttuazioni nell'intorno dello zero e comportamenti indesiderati consistenti in rapide commutazioni consecutive che potrebbero verificarsi, in assenza di isteresi, quando il trigger viene inserito in un anello di controllo.

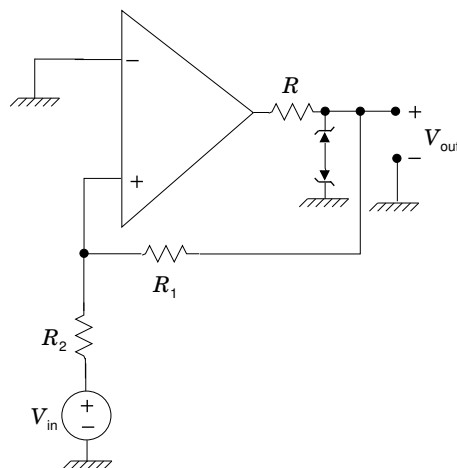


La tensione di saturazione in uscita da un amplificatore operazionale dipende da quella di alimentazione, quindi può variare e, conseguentemente, causare anche una variazione del ciclo di isteresi. Per evitare questo problema si possono inserire due diodi zener, con una opportuna resistenza di caduta:



In questo caso, purché la tensione di saturazione sia in modulo maggiore di  $V_\gamma + V_Z$  (dove  $V_Z$  è la tensione di breakdown dei diodi), la tensione di uscita assumerà, indipendentemente dalla tensione di alimentazione, i valori  $V_0 = V_Z + V_\gamma$  (in caso di saturazione positiva) o  $-V_0 = -V_Z - V_\gamma$  (in caso di saturazione negativa).

Quello che abbiamo appena studiato è un trigger di Schmitt invertente, dato che fornisce in uscita un livello alto quando il livello del segnale in ingresso è basso. È possibile, con una semplice modifica, realizzare un trigger di Schmitt non invertente, come rappresentato nella figura seguente.



La tensione di ingresso dell'operazionale corrisponde alla tensione  $V^+$  presente sull'ingresso non invertente (dato che quello invertente è collegato a massa), la quale può essere calcolata con il metodo di sovrapposizione degli effetti. Supponiamo di partire con una tensione di ingresso fortemente negativa; la tensione di uscita sarà quindi al valore  $-V_0$ , mentre  $V^+$  risulterà

$$V^+ = V_{in} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Tale tensione sarà quindi negativa, confermando la consistenza dell'ipotesi fatta riguardo al valore di tensione di uscita. La commutazione avverrà in corrispondenza del valore di  $V_{in}$  che fa annullare  $V^+$ :

$$V_{in} = V_0 \frac{R_2}{R_1}.$$

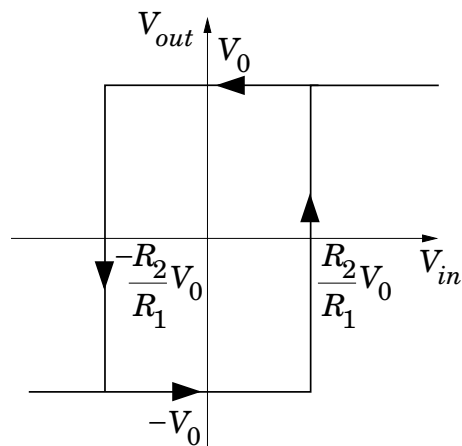
A questo punto l'uscita passa al valore  $V_0$  e la tensione  $V^+$  può essere espressa nella forma

$$V^+ = V_{in} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Al decrescere di  $V_{in}$  la commutazione inversa si verificherà quindi per

$$V_{in} = -V_0 \frac{R_2}{R_1}.$$

Il ciclo di isteresi avrà dunque una ampiezza  $2V_0R_2/R_1$ , come rappresentato nella figura.



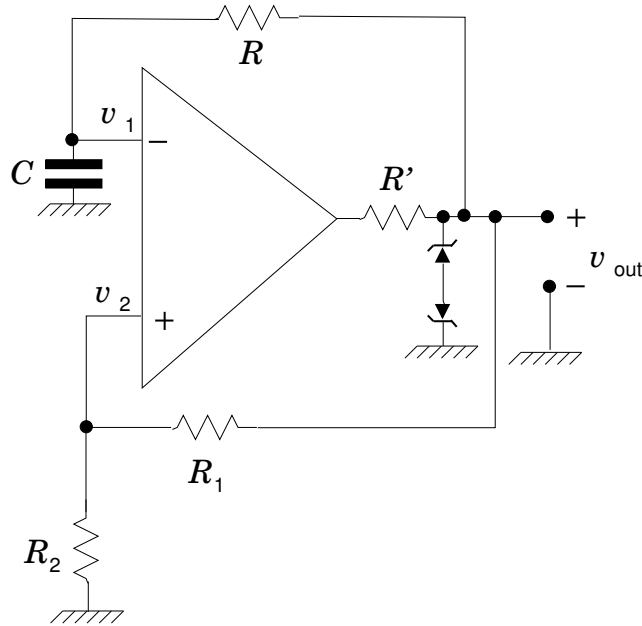
### 13.2 Generatore di forme d'onda quadre e rettangolari

Aggiungendo un condensatore e una resistenza a un trigger di Schmitt si può ottenere un generatore di onde quadre e rettangolari.

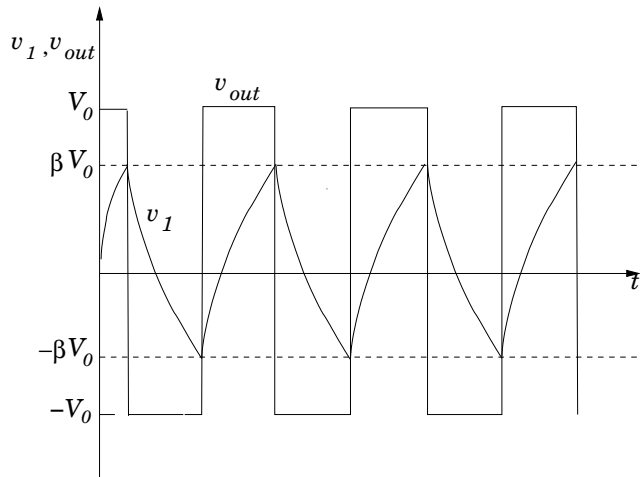
Supponiamo il condensatore inizialmente scarico e il trigger in saturazione positiva. In tal caso

$$v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_0 = \beta V_0 \quad \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$





Il condensatore  $C$  comincia a caricarsi tramite  $R$ , tendendo alla tensione  $V_0$ , ma quando  $v_1$  uguaglia  $\beta V_0$  il trigger scatta e l'uscita passa a  $-V_0$ . Di conseguenza anche  $v_2$  cambia, passando a  $-\beta V_0$  e il condensatore comincia a scaricarsi, tendendo a  $-V_0$ . Quando  $v_1$  raggiunge il valore  $-\beta V_0$  avviene una nuova commutazione del trigger, l'uscita torna a  $V_0$ ,  $v_2$  a  $\beta V_0$  e il condensatore inizia nuovamente a caricarsi, arrivando a  $\beta V_0$ , quando, con un'ulteriore commutazione, inizia un nuovo ciclo. Rappresentiamo graficamente l'andamento di  $v_1$  e di  $v_{out}$ .



Determiniamo ora il periodo dell'onda quadra: possiamo analizzare il semiperiodo durante il quale  $v_1$  va da  $-\beta V_0$  a  $\beta V_0$ . Il transitorio di carica del condensatore può essere scritto come

$$v_1 = v_{\text{finale}} - (v_{\text{finale}} - v_{\text{iniziale}})e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Quindi

$$v_1 = V_0 - (V_0 + \beta V_0)e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Dopo un semiperiodo:

$$\beta V_0 = V_0 - (V_0 + \beta V_0)e^{-\frac{T}{2RC}}.$$

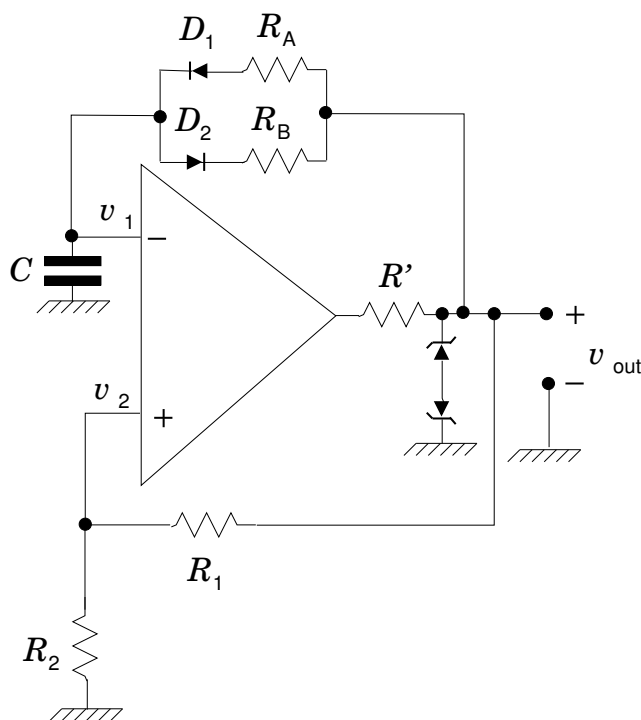
Con qualche passaggio algebrico si ottiene

$$\frac{1 + \beta}{1 - \beta} = e^{\frac{T}{2RC}}.$$

Facendo il logaritmo di ambo i membri e moltiplicando per  $2RC$  otteniamo

$$T = 2RC \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta} = 2RC \ln \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right).$$

Il duty cycle è in questo caso del 50%, quindi i semiperiodi negativi sono di durata uguale a quelli positivi. Se si desidera alterare tale simmetria, è sufficiente far sì che il valore di  $R$  sia diverso tra la fase di carica e quella di scarica del condensatore. A questo scopo è sufficiente inserire due resistenze con in serie dei diodi che selezionano l'una o l'altra resistenza a seconda del semiperiodo.



Durante la fase di carica conduce il diodo  $D_1$ , quindi la costante di tempo è  $R_A C$ , mentre durante quella di scarica conduce  $D_2$  e la costante di tempo è  $R_B C$ . In questo modo si possono ottenere forme d'onda rettangolari con duty cycle arbitrario (si ricorda che il duty cycle è la percentuale del periodo durante la quale l'onda rettangolare è a valore alto).