

# CONVERTITORI CC/CC

**Prof. Simone CASTELLAN**

[1] N.Mohan, T.M.Undeland and W.P.Robbins, *Power electronics – Converters, applications, and design*, John Wiley & Sons, 1995.

Versione italiana: *Elettronica di potenza – Convertitori ed applicazioni*, Hoepli, 2005.

[2] M.H.Rashid, *Power electronics: circuit, devices and applications*, Pearson Education – Prentice Hall, 2004.

Versione italiana: *Elettronica di potenza – Dispositivi e circuiti (Volume 1)*, *Elettronica di potenza – Applicazioni (Volume 2)*, Pearson Paravia Bruno Mondadori, 2008.

[3] M.H.Rashid, *Power electronics handbook*, Academic Press, 2001.

# INTRODUZIONE

I due principali campi di applicazione dei convertitori cc/cc sono gli alimentatori switching e gli azionamenti a corrente continua.

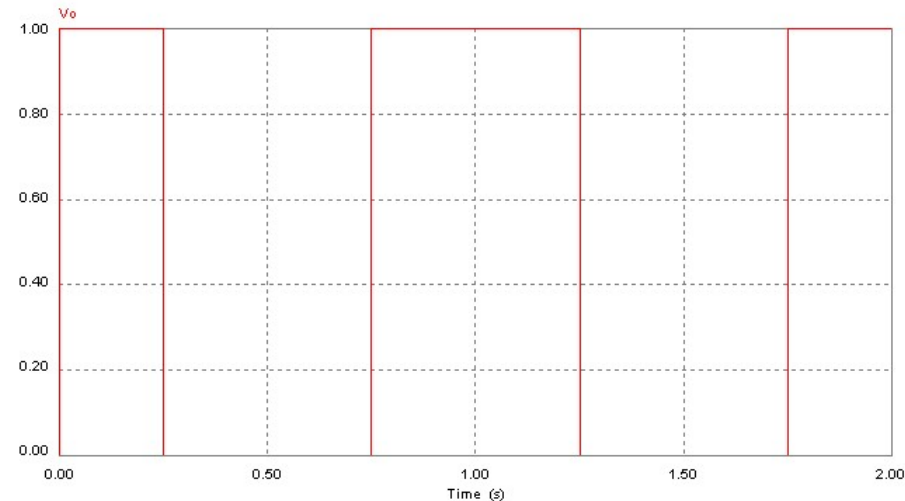
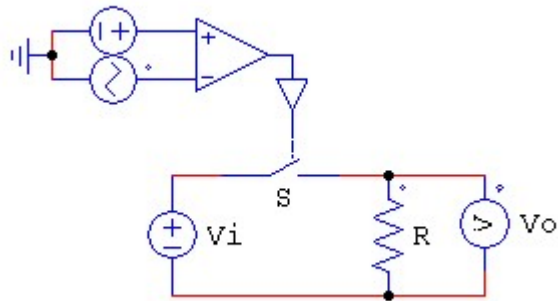


Gli alimentatori switching vengono utilizzati per l'alimentazione della maggior parte dei sistemi elettronici. Essi hanno lo scopo di conseguire uno o più dei seguenti requisiti:

- stabilizzazione dell'uscita (la tensione di uscita deve essere mantenuta costante entro la variazione ammessa per un intervallo specificato di variazione della tensione di ingresso e del carico),
- isolamento (se è richiesto l'isolamento dell'uscita dall'ingresso),
- uscite multiple isolate fra loro e con tensioni e correnti diverse.

# CHOPPER (TEORICO) CON CARICO R

- 1) La tensione di ingresso si assume perfettamente livellata.
- 2) Si assume che l'alimentazione del convertitore cc/cc abbia resistenza interna nulla.
- 3) Gli interruttori si considerano ideali e quindi privi di perdite.
- 4) Si considerano privi di perdite anche gli induttori e i condensatori.
- 5) Si analizzano i convertitori in regime stazionario.



$$S = on \Rightarrow v_o = V_i$$

$$S = off \Rightarrow v_o = 0$$

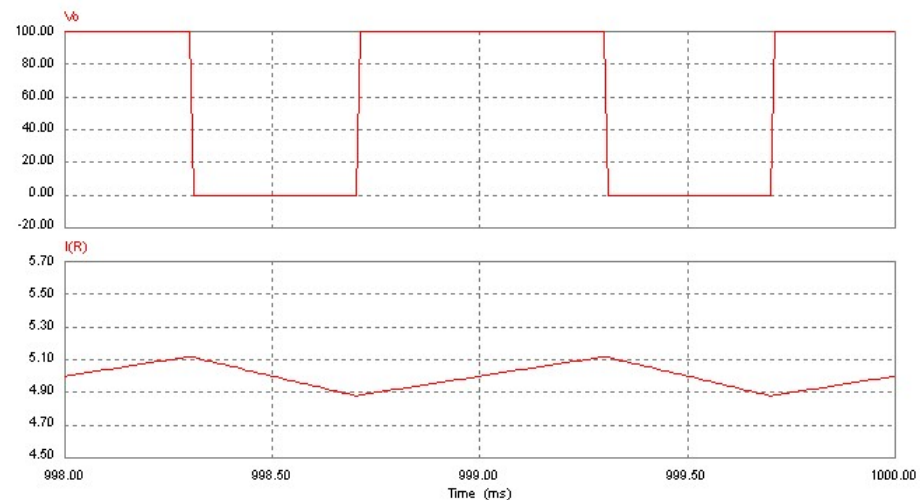
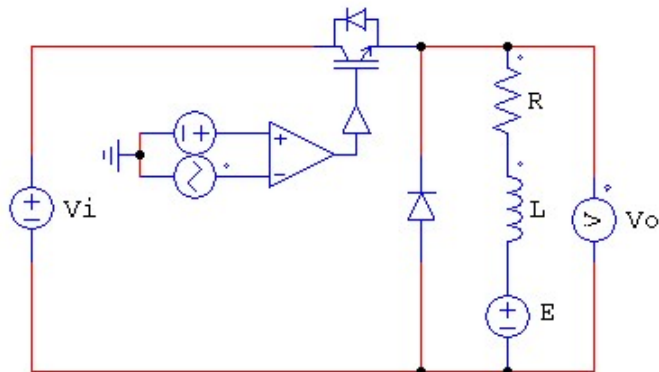
$$\text{Duty cycle: } D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_c}$$

$$\langle v_o \rangle = V_o = DV_i$$

# CHOPPER A UN QUADRANTE (carico R-L-E)

Il chopper viene comunemente impiegato negli azionamenti a corrente continua. In questo caso il carico è costituito da resistenza e induttanza di armatura e forza contro elettromotrice del motore.

Per fornire una via di chiusura per la corrente dell'induttanza quando l'interruttore viene aperto è necessario inserire un diodo di ricircolo.

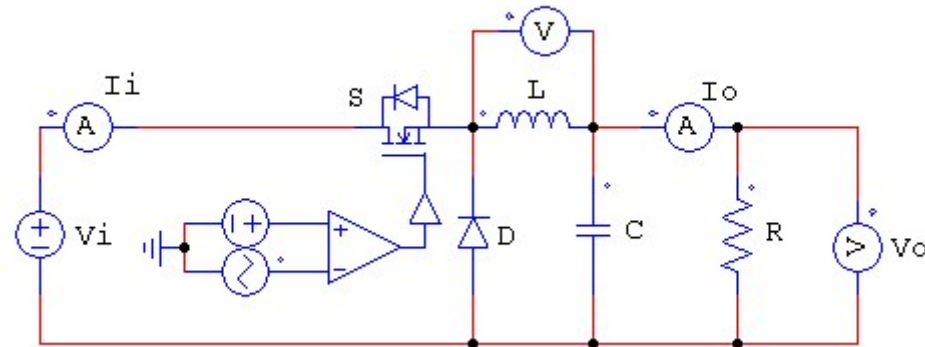


# CONVERTITORE BUCK (ABBASSATORE)

Dal punto di vista del principio di funzionamento il buck è simile al chopper a un quadrante. La differenza sta nel fatto che il buck ha un filtro di uscita LC (2° ordine). Inoltre viene utilizzato negli alimentatori switching e quindi il livello di potenza è inferiore.

Poiché il valore medio della caduta di tensione ai capi dell'induttanza è zero, in modalità di conduzione continua (MCC), cioè se la corrente nell'induttanza non va mai a zero nel periodo di commutazione  $T_c$ , si ottiene

$$\begin{aligned} S=on & & S=off \\ (V_i - V_o)DT_c = V_o(1-D)T_c & \Rightarrow & V_o = DV_i & \Rightarrow & I_i = DI_o \end{aligned}$$



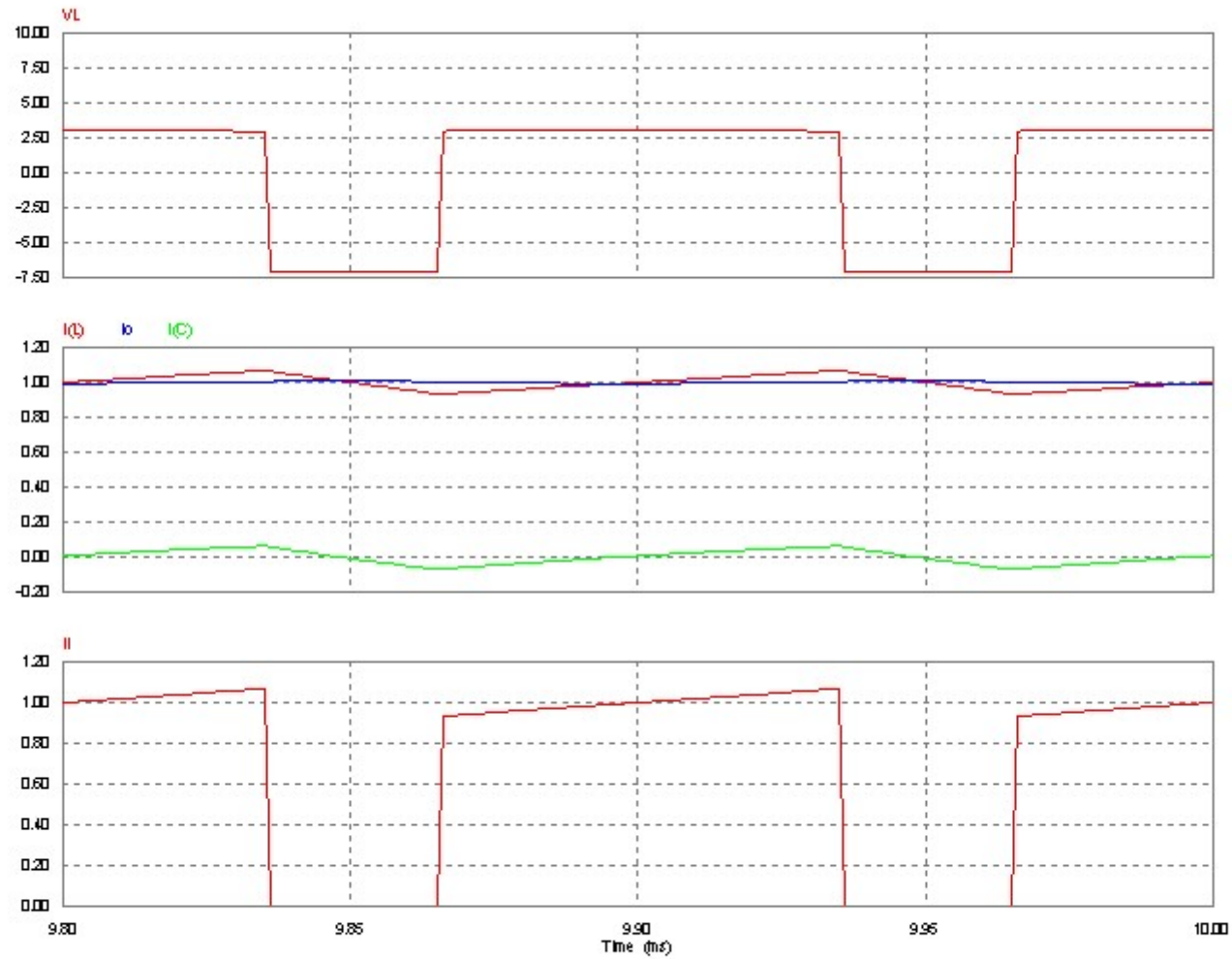
Trascurando le perdite si ha

$$V_o I_o = V_i I_i$$

⇓

$$I_i = DI_o$$

# CONVERTITORE BUCK (MCC)



# CONVERTITORE BUCK

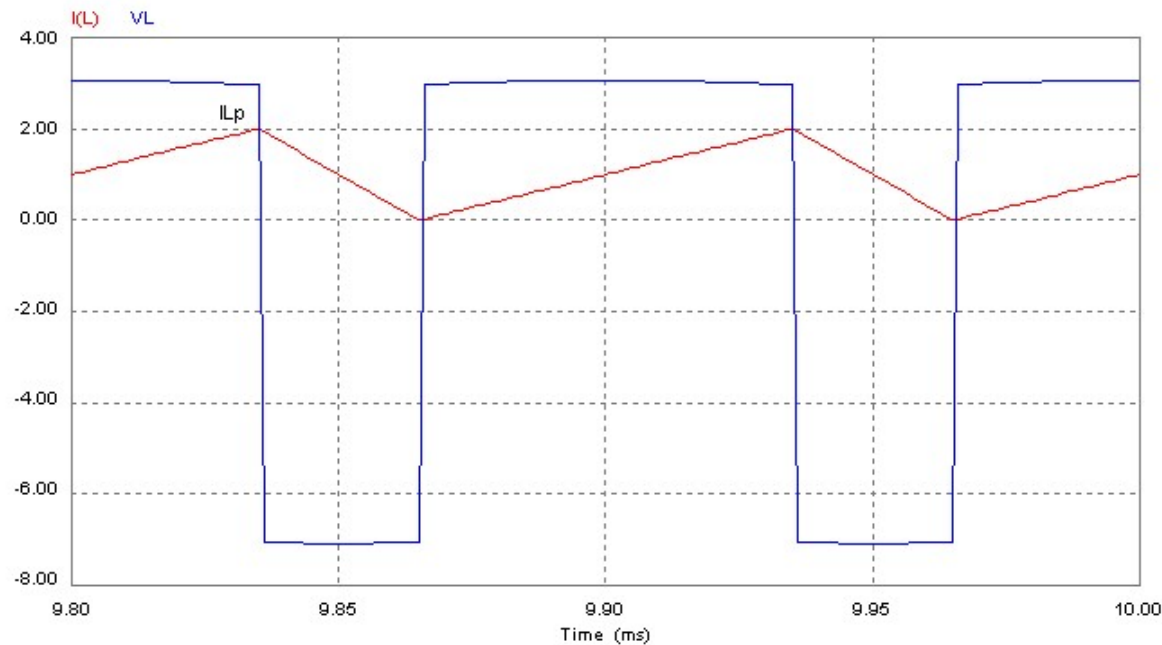
Quando il valore medio della corrente  $I_o$  è piccolo oppure la frequenza di commutazione è bassa il convertitore può entrare in *modalità di conduzione discontinua* (MCD). Nel funzionamento discontinuo la corrente dell'induttore ( $I_L$ ) è zero durante una porzione del periodo di commutazione.

La MCC è preferibile per l'elevato rendimento e la migliore utilizzazione dei semiconduttori e degli elementi passivi (L e C). La MCD potrebbe essere utilizzata in applicazioni in cui siano richieste caratteristiche di controllo particolari (poiché la corrente va a zero ogni periodo l'ordine dinamico del convertitore è ridotto). Normalmente non vengono mischiati questi due modi di funzionamento perché gli algoritmi di controllo sono diversi.

# CONVERTITORE BUCK: limite fra MCC e MCD

Al limite fra MCC e MCD il valore medio di  $I_L$  è

$$I_{L-\text{lim}} = \frac{1}{2} I_{Lp} = \frac{1}{2} \frac{t_{on}}{L} (V_i - V_o) = \frac{DT_c}{2L} (V_i - V_o)$$

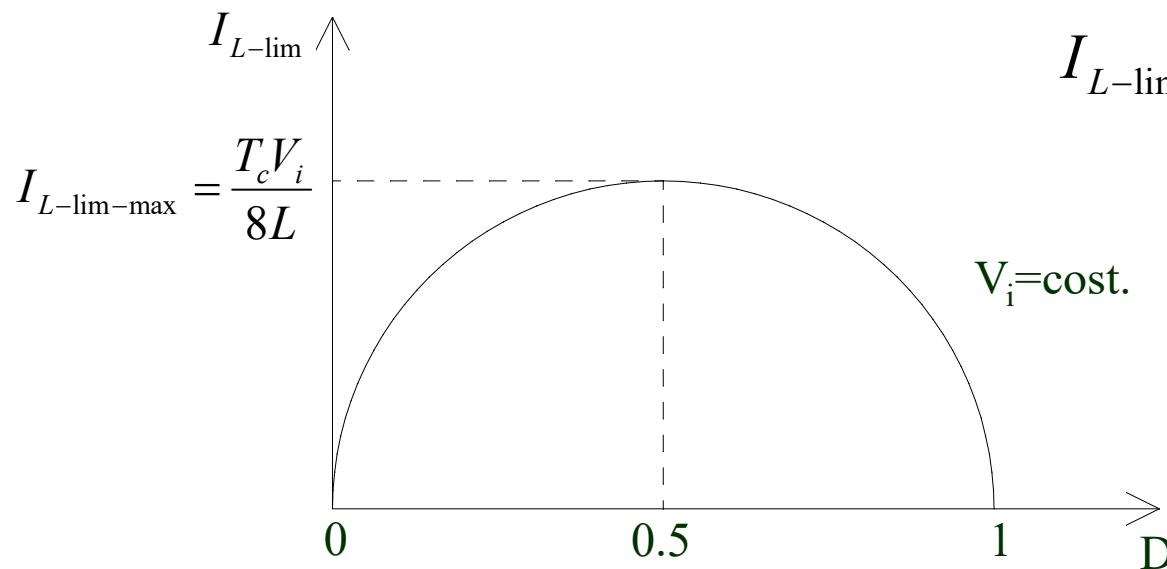


A seconda delle applicazioni è costante  $V_i$  oppure  $V_o$ .

# CHOPPER: MCD con $v_i = \text{cost.}$

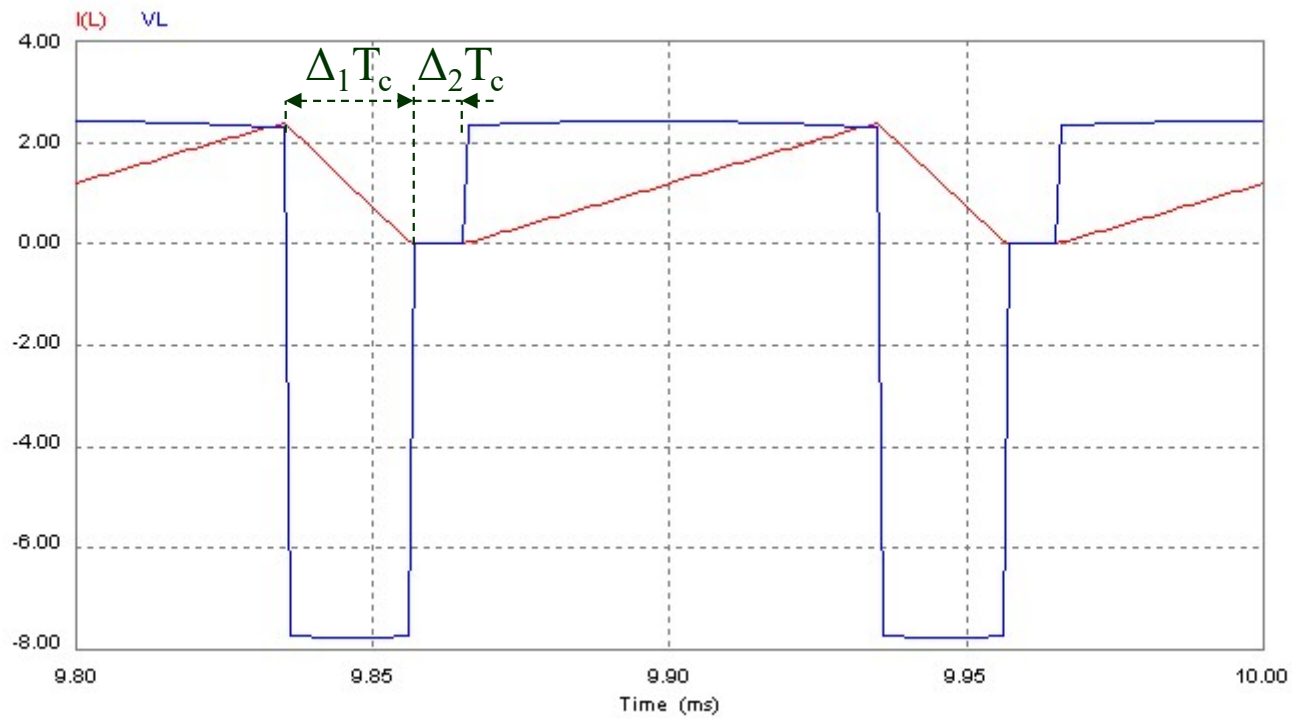
Nel caso il convertitore venga utilizzato per il controllo di velocità di un motore a corrente continua  $V_i$  rimane essenzialmente costante e  $V_o$  varia. Poiché  $V_o = D V_i$  si ha

$$I_{L-\text{lim}} = \frac{DT_c}{2L} (V_i - V_o) = \frac{T_c V_i}{2L} D(1-D)$$



$$I_{L-\text{lim}} = 4D(1-D)I_{L-\text{lim-max}}$$

# CHOPPER: MCD con $v_i = \text{cost.}$



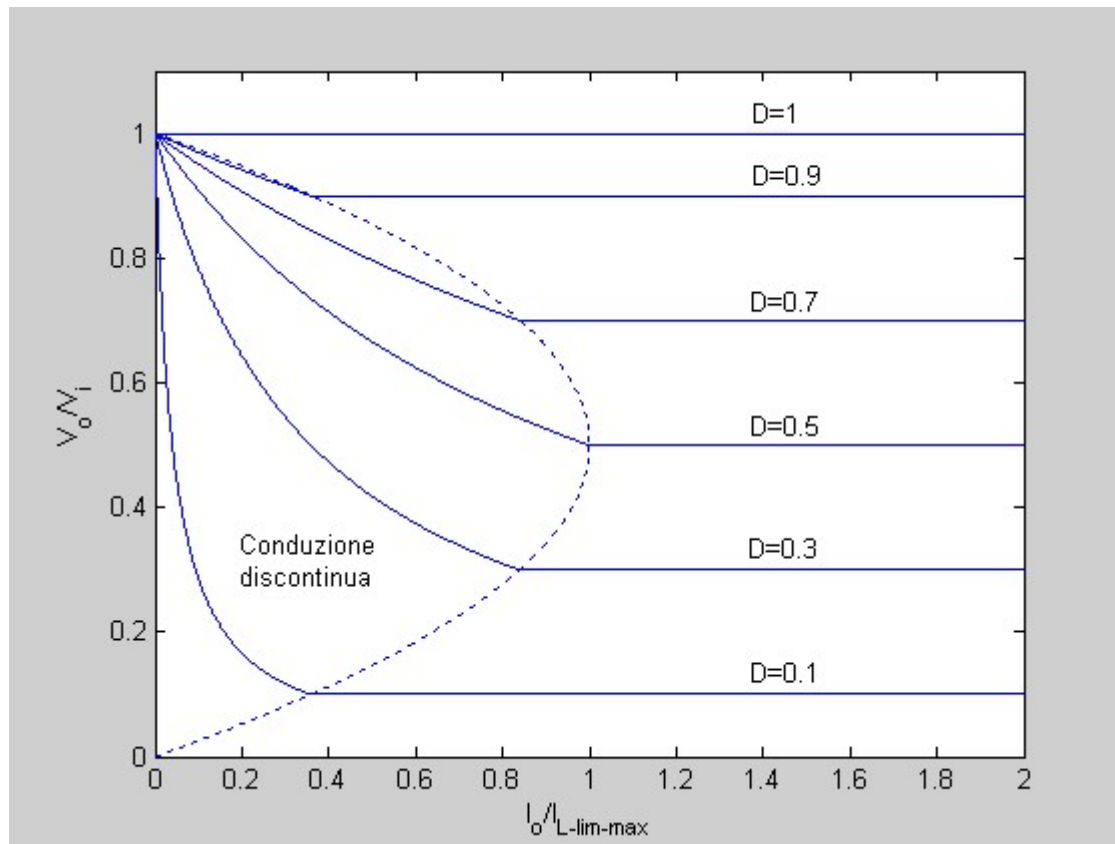
$$\langle v_L \rangle = 0 \Rightarrow (V_i - V_o)DT_c = V_o \Delta_1 T_c$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + \Delta_1} = \frac{D}{1 - \Delta_2} \quad (\Delta_1 = 1 - D - \Delta_2)$$

# CHOPPER: MCD con $v_i = \text{cost.}$

$$I_{Lp} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_c$$

$$I_o = I_{Lp} \frac{D + \Delta_1}{2} = \frac{V_o T_c}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 = \frac{V_i T_c}{2L} D \Delta_1 = 4 I_{L-\text{lim-max}} D \Delta_1$$



$$\Delta_1 = \frac{I_o}{4 D I_{L-\text{lim-max}}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + \Delta_1}$$

$$= \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} (I_o / I_{L-\text{lim-max}})}$$

# CONVERTITORE BUCK: MCD con $v_o = \text{cost.}$

In applicazioni come gli alimentatori in continua  $V_i$  può variare ma  $V_o$  viene mantenuta costante regolando il duty cycle  $D$ . Poiché  $V_i = V_o/D$  si ha

$$I_{L-\text{lim}} = \frac{DT_c}{2L} (V_i - V_o) = \frac{V_o T_c}{2L} (1 - D)$$

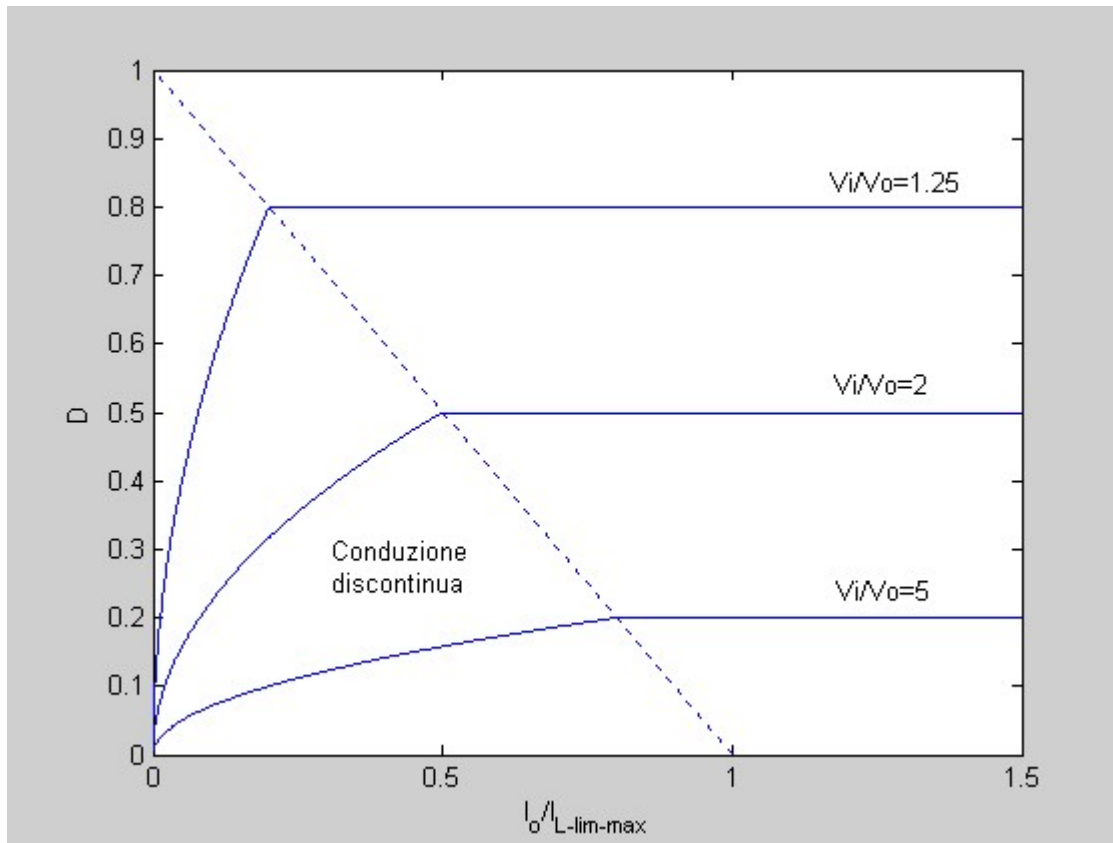
Il valore massimo di  $I_{L-\text{lim}}$  si ha per  $D=0$  (il funzionamento per  $D=0$  e  $V_o > 0$  è ovviamente teorico, perché richiederebbe  $V_i$  infinito).

$$I_{L-\text{lim-max}} = \frac{V_o T_c}{2L}$$

$$I_o = \frac{V_o T_c}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_o}{I_{L-\text{lim-max}}} &= (D + \Delta_1) \Delta_1 \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{D}{D + \Delta_1} \end{aligned} \right\} D = \frac{V_o}{V_i} \sqrt{\frac{I_o / I_{L-\text{lim-max}}}{1 - V_o / V_i}}$$

# CONVERTITORE BUCK: MCD con $v_o = \text{cost.}$

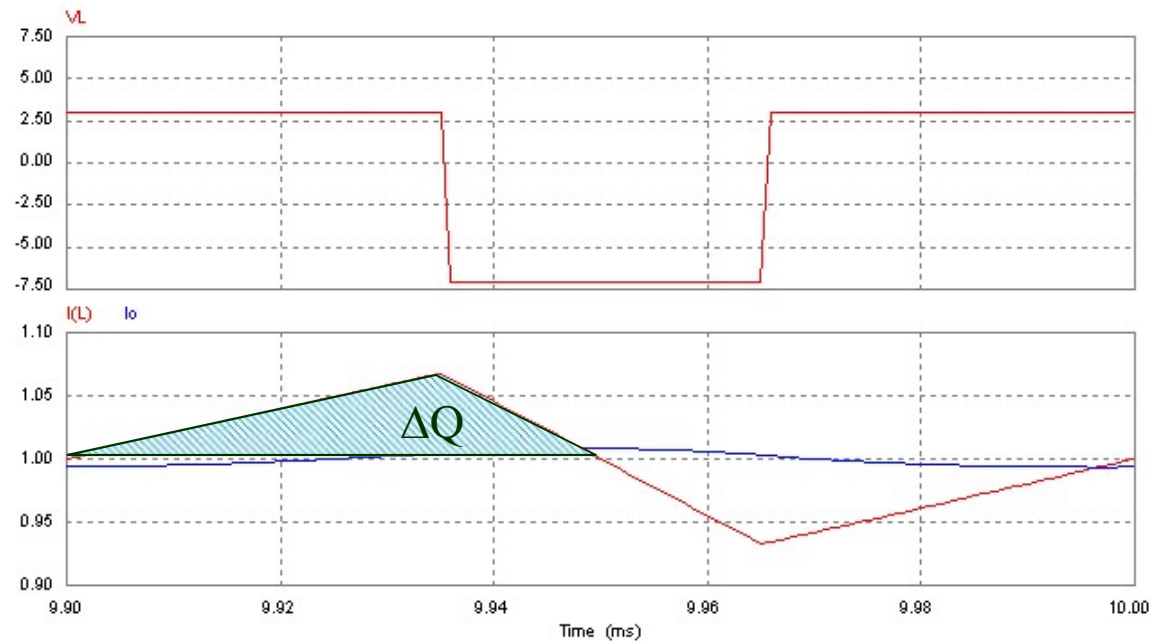


$$I_{L\text{-lim}} = (1 - D)I_{L\text{-lim-max}}$$

Il valore minimo dell'induttanza per garantire il funzionamento continuo è

$$L_{\text{lim}} = \frac{V_o T_c}{2I_L} (1 - D) = \frac{R}{2f_c} (1 - D)$$

# CONVERTITORE BUCK: condensatore di filtro



$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T_c}{2}$$

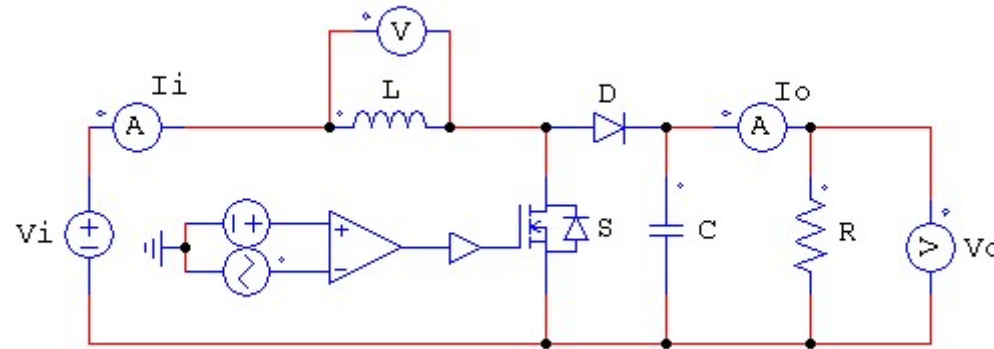
$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_c$$

Valore del condensatore del  
filtro passa-basso di uscita

$$C = \frac{1-D}{8L f_c^2 \Delta V_{o-amm\%}}$$

Valore % del  
ripple ammesso  
per la tensione di  
uscita (ad es. 1%)

# CONVERTITORE BOOST (ELEVATORE)



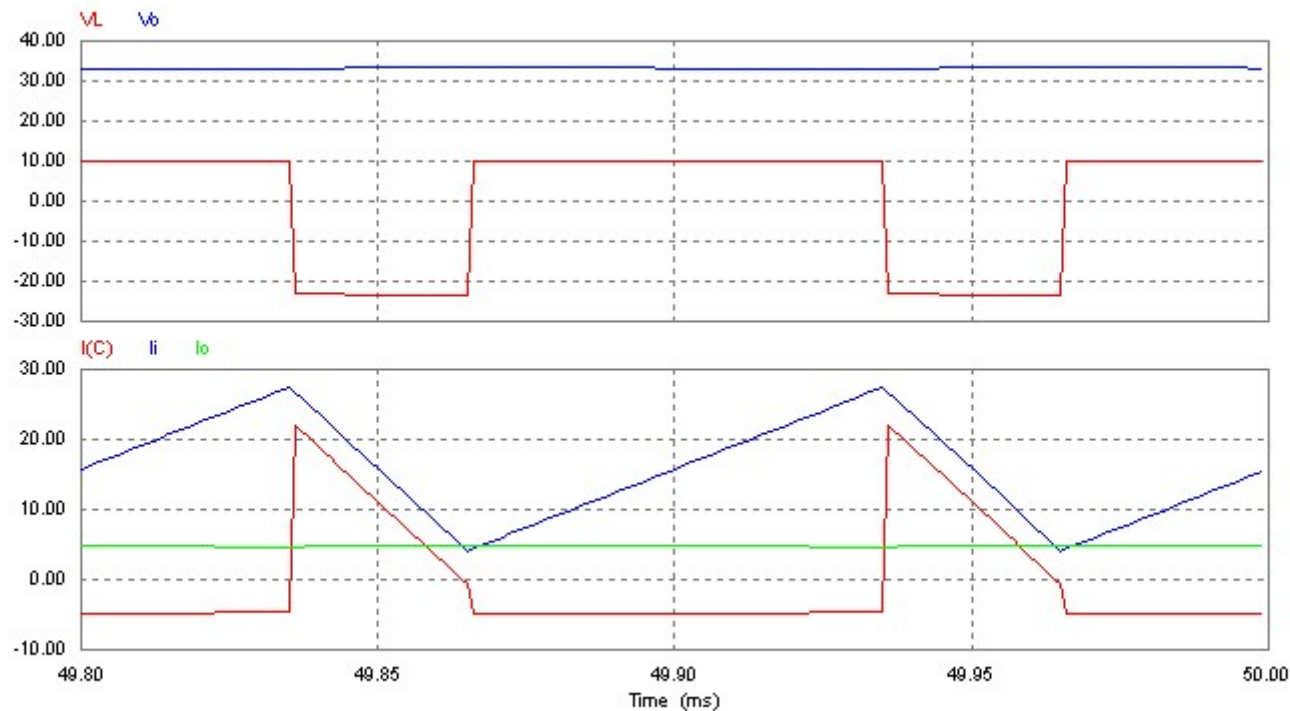
Poiché il valore medio della caduta di tensione ai capi dell'induttanza è zero, in modalità di conduzione continua (MCC), si ottiene

$$\begin{array}{l} S=on \\ S=off \end{array} \quad V_i D T_c = -(V_i - V_o) \cdot (1 - D) T_c \quad \Rightarrow \quad V_o = \frac{V_i}{(1 - D)}$$

Trascurando le perdite la potenza di uscita è uguale alla potenza di ingresso e quindi risulta

$$I_i = \frac{I_o}{(1 - D)}$$

# CONVERTITORE BOOST (ELEVATORE)

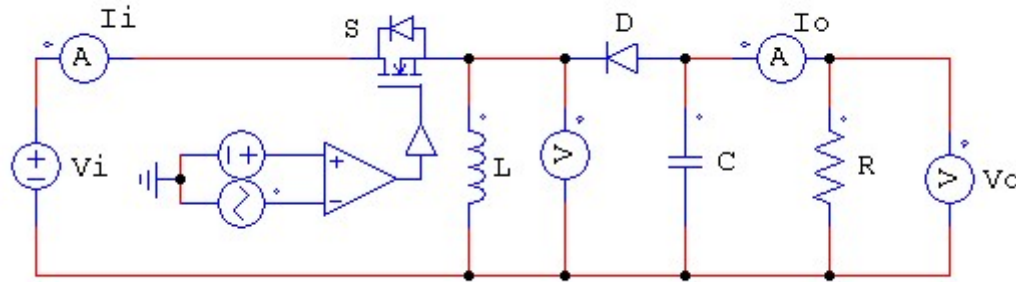


Il valore minimo dell'induttanza per garantire il funzionamento continuo e la capacità del condensatore di uscita sono

$$L_{\text{lim}} = \frac{R}{2f_c} D(1-D)^2$$

$$C = \frac{D}{Rf_c \Delta V_{o-amm\%}}$$

# CONVERTITORE BUCK-BOOST



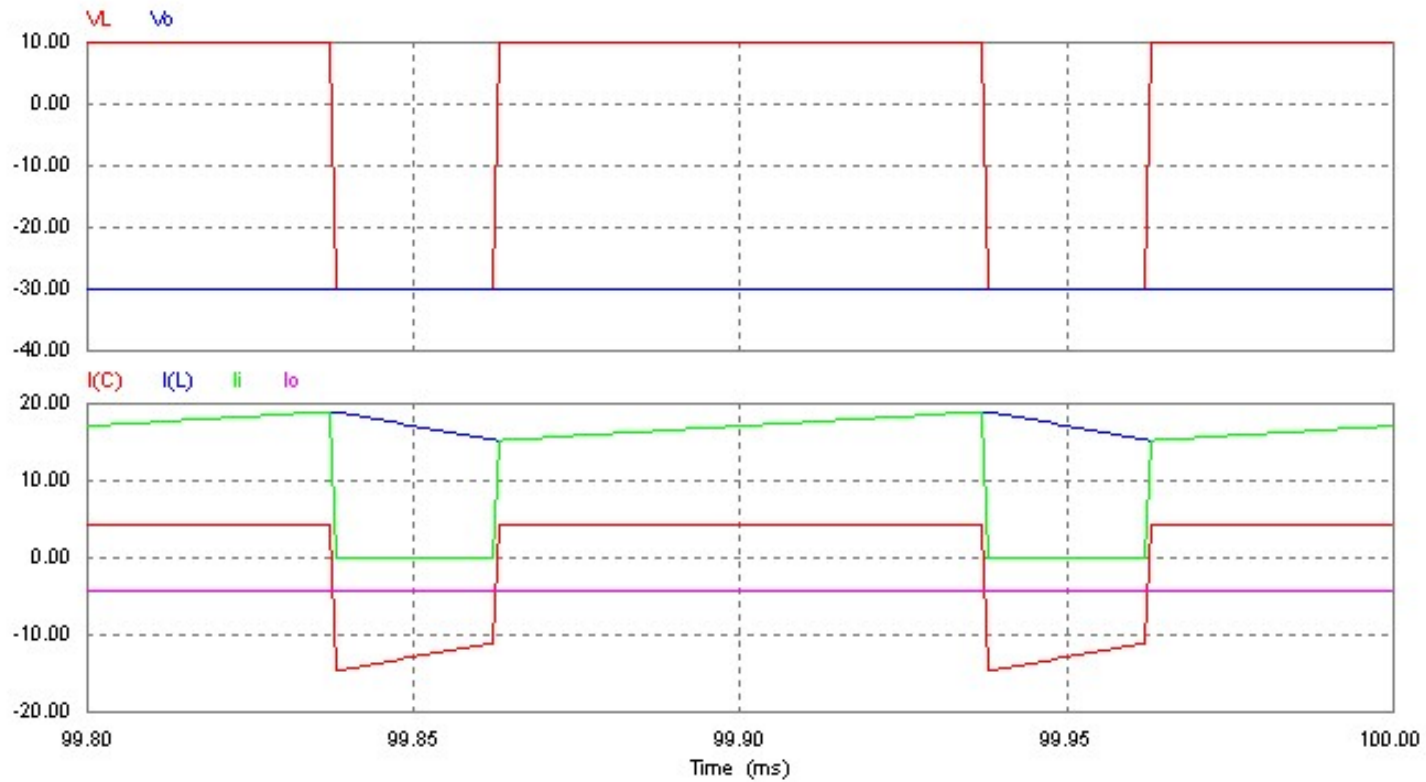
Poiché il valore medio della caduta di tensione ai capi dell'induttanza è zero, in modalità di conduzione continua (MCC), si ottiene

$$\begin{array}{l} S=on \\ S=off \end{array} \Rightarrow V_i D T_c = -V_o (1-D) T_c \Rightarrow V_o = -\frac{D}{(1-D)} V_i$$

Trascurando le perdite la potenza di uscita è uguale alla potenza di ingresso e quindi risulta

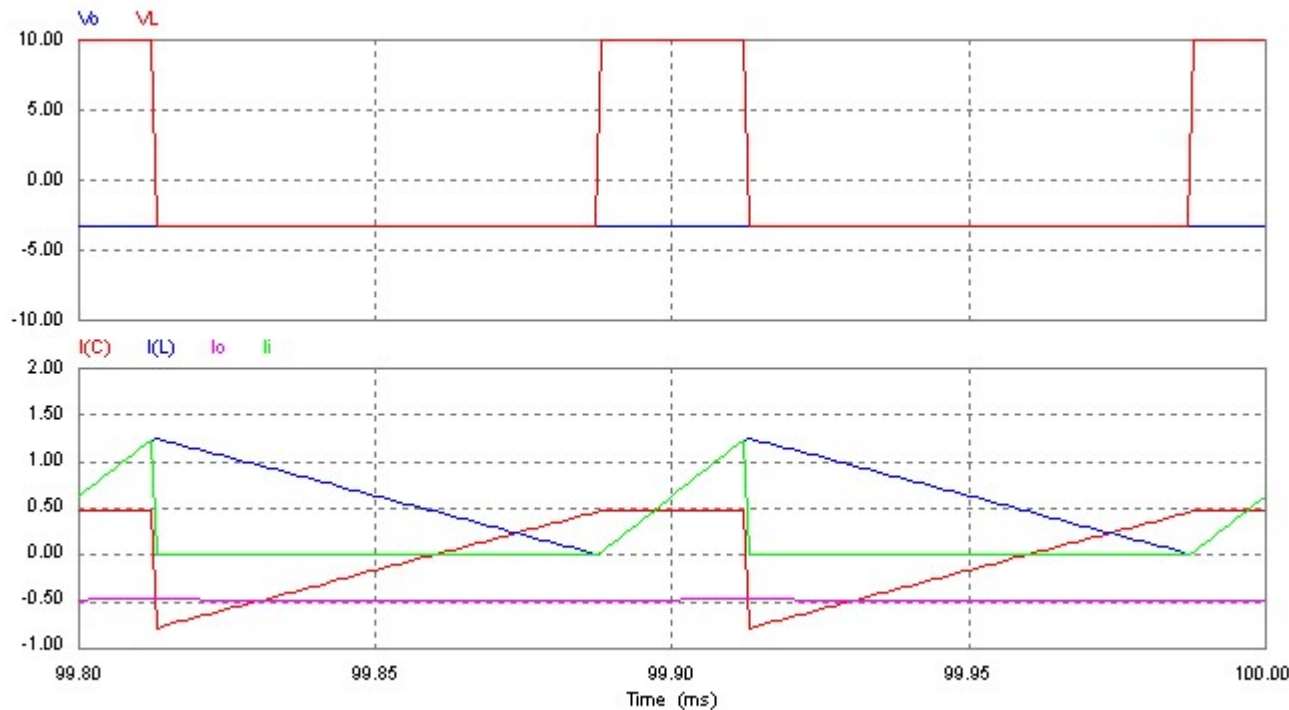
$$I_i = -\frac{D}{(1-D)} I_o$$

# CONVERTITORE BUCK-BOOST



$$D = 0.75$$

# CONVERTITORE BUCK-BOOST



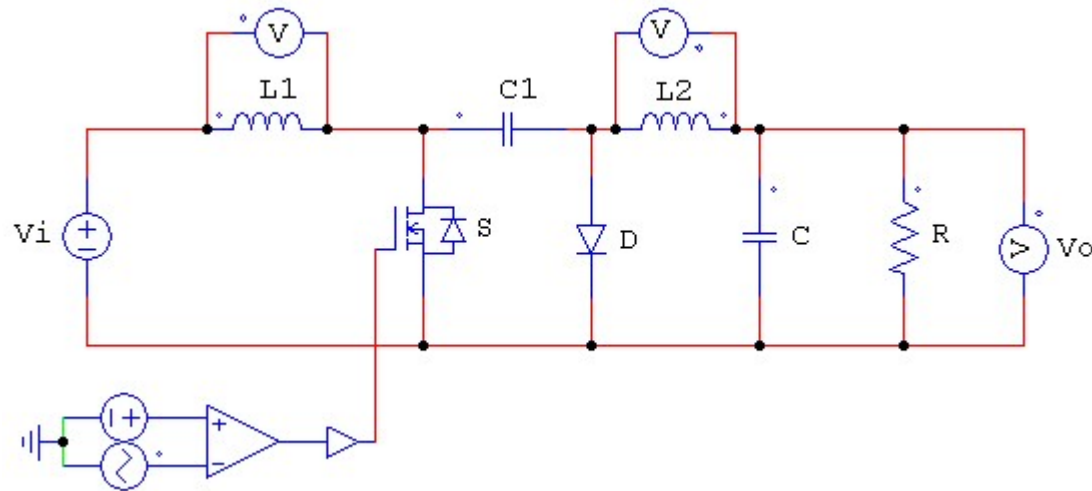
$$D = 0.25$$

Il valore minimo dell'induttanza per garantire il funzionamento continuo e la capacità del condensatore di uscita sono

$$L_{\text{lim}} = \frac{R}{2f_c} (1 - D)^2$$

$$C = \frac{D}{Rf_c \Delta V_{o-\text{amm}\%}}$$

# CONVERTITORE CUK



$C_1$  è l'elemento primario che immagazzina e trasferisce l'energia dall'ingresso all'uscita.

Si assuma che  $C_1$  sia tale che in regime stazionario  $v_{C1} \cong V_{C1}$ .

In regime stazionario il valore medio della caduta su  $L_1$  e  $L_2$  è zero

$$\Rightarrow V_{C1} = V_i - V_o.$$

Quando S è aperto  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  fluiscono attraverso il diodo.  $C_1$  viene caricato dall'energia fornita dall'ingresso e da  $L_1$ .  $i_{L1}$  diminuisce perché  $V_{C1} > V_i$ . L'energia immagazzinata in  $L_2$  alimenta l'uscita e quindi anche  $i_{L2}$  diminuisce.

# CONVERTITORE CUK

Quando S è chiuso  $V_{C1}$  polarizza inversamente il diodo.  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  fluiscono attraverso S. Poiché  $V_{C1} > V_o$   $C_1$  si scarica tramite S trasferendo energia all'uscita e a  $L_2$  e quindi  $i_{L2}$  aumenta. L'ingresso fornisce energia a  $L_1$  e quindi  $i_{L1}$  aumenta.

$$S=off \Rightarrow V_{L1} = V_i - V_{C1} = V_o \qquad S=on \Rightarrow V_{L1} = V_i$$

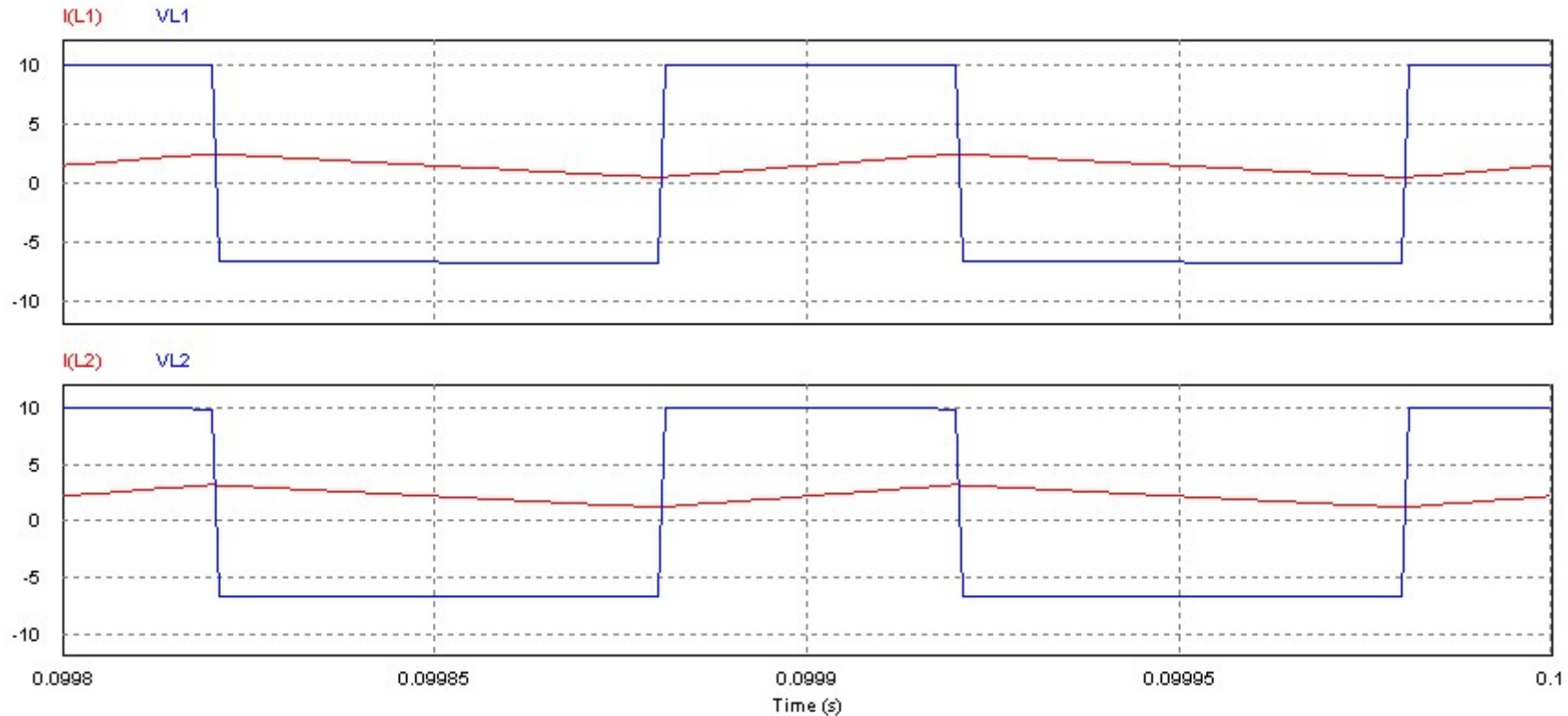
Poiché il valore medio della caduta di tensione ai capi di  $L_1$  è zero, si ha

$$V_i D T_c = -V_o (1-D) T_c \Rightarrow V_o = -\frac{D}{(1-D)} V_i$$

Trascurando le perdite la potenza di uscita è uguale alla potenza di ingresso e quindi risulta

$$I_i = -\frac{D}{(1-D)} I_o$$

# CONVERTITORE CUK

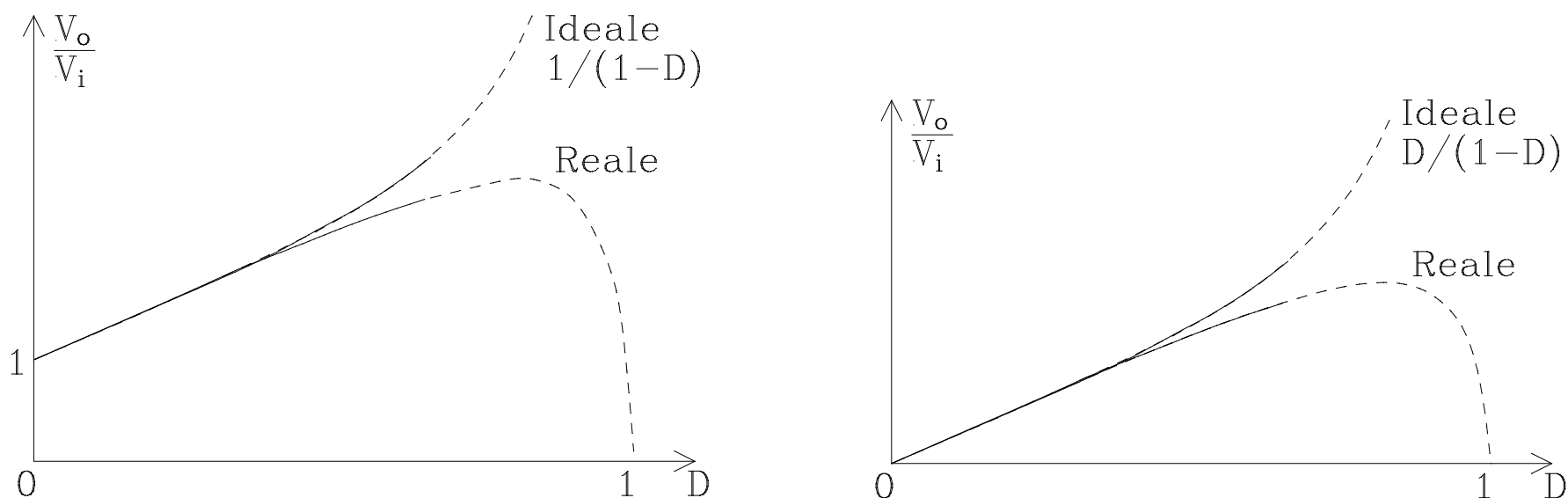


Il vantaggio di questo circuito è che sia  $I_i$  che  $I_o$  sono abbastanza livellate (mentre nel buck-boost sono fortemente discontinue).

Uno svantaggio è che richiede un condensatore  $C_1$  di capacità elevata.

# EFFETTI DEGLI ELEMENTI PARASSITI

Nei convertitori reali sono presenti elementi parassiti dovuti alle perdite associate all'induttore, al condensatore, all'interruttore e al diodo. Nei convertitori boost e buck-boost questi elementi hanno un notevole effetto sul rapporto  $V_o/V_i$ , che si discosta da quello ideale.



Andamenti qualitativi di  $V_o/V_i$  in funzione di  $D$ .

Poiché l'interruttore viene utilizzato in modo poco efficace per valori di  $D$  che si avvicinano all'unità, le curve in questo intervallo sono tratteggiate.

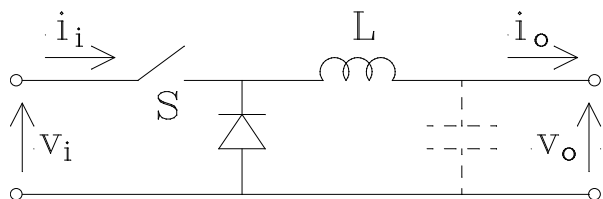
# SOLLECITAZIONI SUI COMPONENTI

Gli interruttori a semiconduttore devono essere dimensionati in maniera tale da portare la corrente di picco  $I_p$  e sostenere la tensione di picco  $V_p$  richieste dal funzionamento del circuito in cui sono inseriti. Questi valori non incidono solo sul costo del dispositivo, ma ne influenzano anche vari parametri di prestazione quali il tempo di ritardo di spegnimento e la velocità di commutazione. Pertanto  $I_p$  e  $V_p$  sono parametri importanti per il confronto di circuiti differenti.

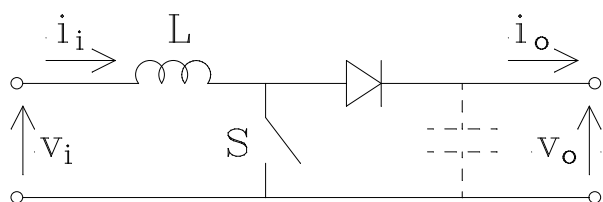
Di solito si usa il prodotto  $V_p I_p$  come parametro significativo atto a permettere un confronto fra vari convertitori in relazione alla sollecitazione degli interruttori.

Un altro parametro per la valutazione di un convertitore è il fattore di utilizzazione dell'interruttore  $P_o/P_p$  ( $P_o = V_o I_o$ ,  $P_p = V_p I_p$ ).

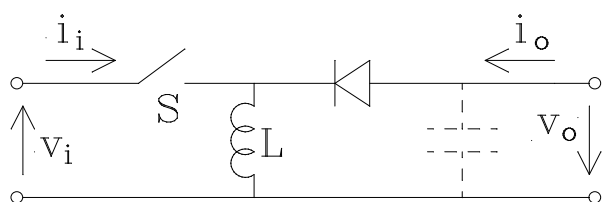
# SOLLECITAZIONI SULL'INTERRUTTORE



Trascuro il ripple di  $v_o$ ,  $v_i$  e  $i_o$ .  
 S aperto:  $V_p = V_i$ . S chiuso:  $I_p = I_o$ .



Trascuro il ripple di  $v_o$ ,  $v_i$  e  $i_i$ .  
 S aperto:  $V_p = V_o$ . S chiuso:  $I_p = I_i$ .



Trascuro il ripple di  $v_o$ ,  $v_i$  e  $i_o$ .  
 S aperto:  $V_p = V_o + V_i$ .  
 S chiuso:

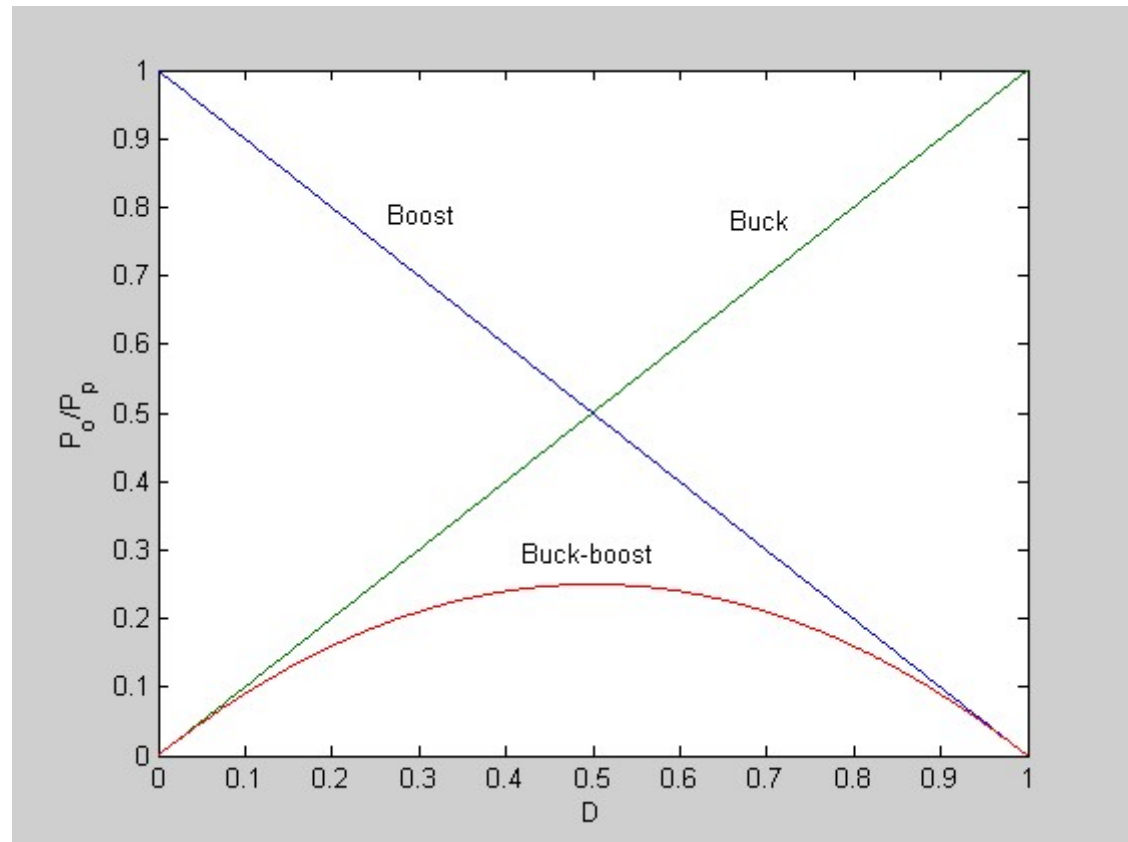
$$I_p = \frac{I_i}{D} = \frac{1}{D} \frac{D}{1-D} I_o = \frac{I_o}{1-D_{\max}}$$

# UTILIZZAZIONE DELL'INTERRUTTORE

Buck-boost: 
$$\frac{P_o}{P_p} = \frac{V_o I_o}{(V_i + V_o) \frac{I_o}{1-D}} = D(1-D)$$

Buck: 
$$\frac{P_o}{P_p} = \frac{V_o I_o}{V_i I_o} = D$$

Boost: 
$$\frac{P_o}{P_p} = \frac{V_o I_o}{V_o I_i} = 1-D$$

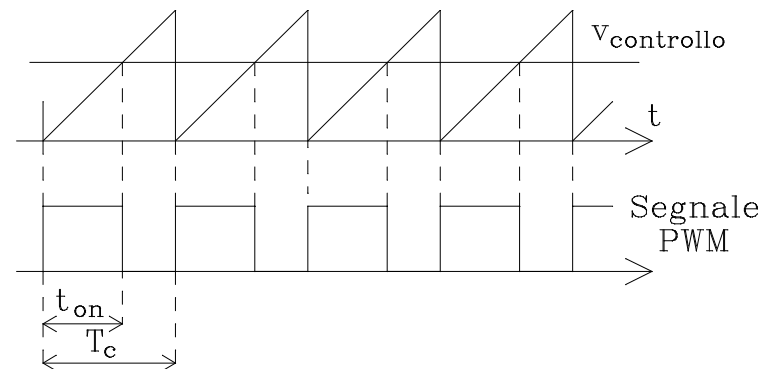
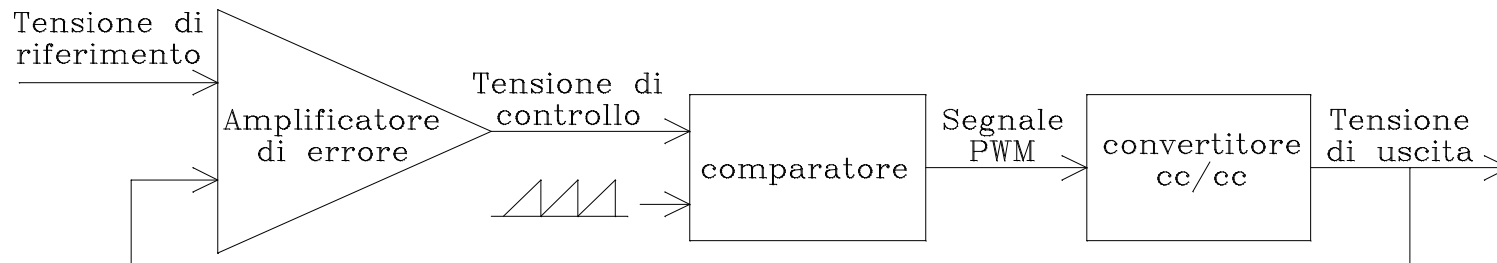


# CONTROLLO DEI CONVERTITORI CC/CC

Uno dei metodi per controllare la tensione di uscita utilizza la commutazione a frequenza costante ( $T_c = \text{costante}$ ). In base a questo metodo, detto PWM (pulse-width modulation), il controllo della tensione di uscita si ottiene variando  $D$ . Più in generale si può variare sia  $D$  che  $T_c$ , ma la variazione della frequenza di commutazione rende difficile il filtraggio delle grandezze di ingresso e di uscita.

Un convertitore cc/cc deve fornire una tensione di uscita costante al variare della tensione di ingresso e delle condizioni di carico. Inoltre vi è la presenza di elementi parassiti e i valori dei componenti del convertitore variano con il tempo, la temperatura, la pressione, ecc.. Pertanto il controllo della tensione di uscita deve essere eseguito in catena chiusa.

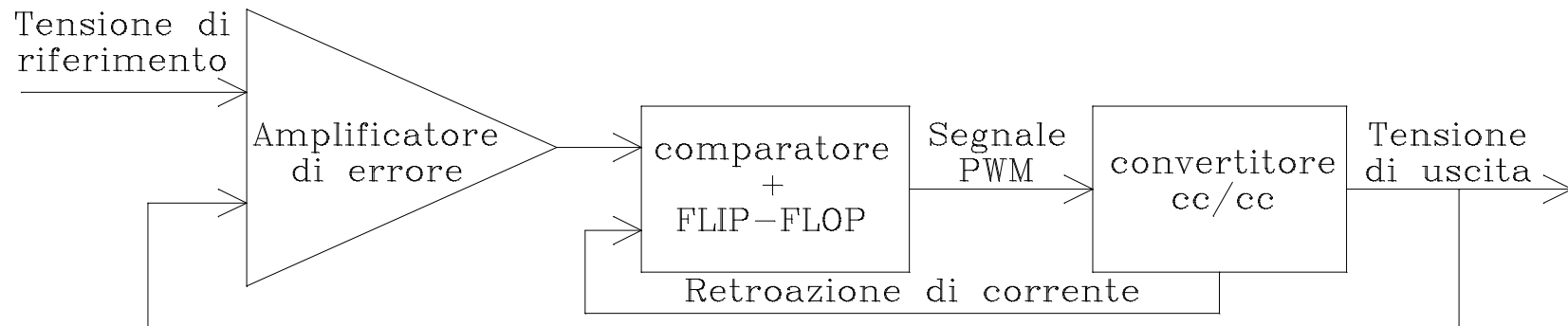
# CONTROLLO DEI CONVERTITORI CC/CC



In questo schema l'amplificatore di errore reagisce velocemente a variazioni della tensione di uscita, cioè fornisce una buona regolazione a fronte di variazioni del carico. La regolazione a fronte di variazioni della tensione di ingresso è invece ritardata perché le variazioni della tensione di ingresso devono variare la tensione di uscita prima di poter essere corrette.

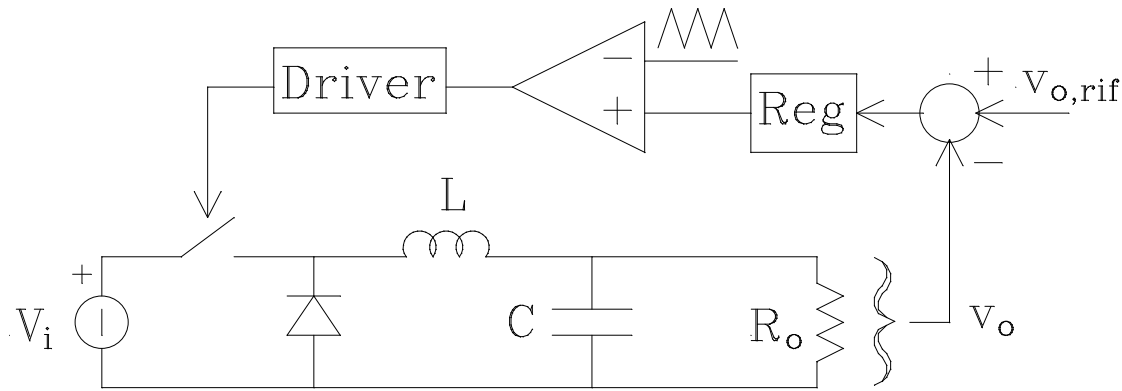
# CONTROLLO DEI CONVERTITORI CC/CC

Allo scopo di migliorare il tempo di risposta viene utilizzato un anello di controllo della corrente interno a quello di controllo della tensione.



# REGOLAZIONE DELLA TENSIONE DEL BUCK

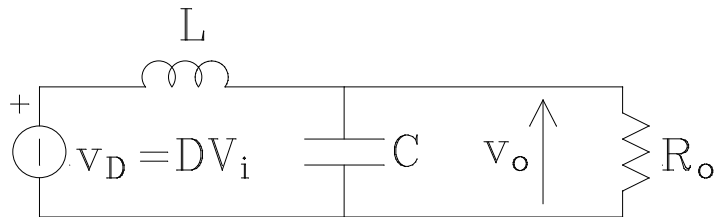
## Controllo di tensione



$f_c = f_p$  (frequenza di commutazione, frequenza della portante)

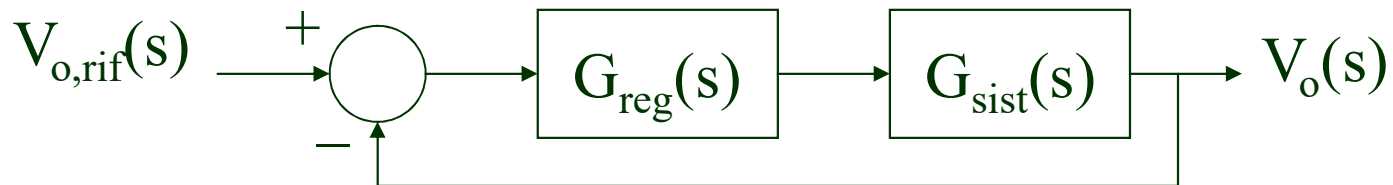
$f_B$  = banda passante dell'anello di controllo

Se  $f_B \ll f_c$  (almeno 10 volte) la tensione  $v_D$  sul diodo può essere considerata pari al suo valore medio nel periodo di commutazione ( $DV_i$ ).



$$G_{sist}(s) = \frac{V_o(s)}{V_D(s)} = \frac{1}{s^2 LC + s \frac{L}{R_o} + 1}$$

# CONTROLLO DI TENSIONE: regolatore P



$$G_{\text{reg}}(s) = K_p \quad G(s) = G_{\text{reg}}(s) \cdot G_{\text{sist}}(s) = \frac{K_p}{s^2 LC + sL/R_o + 1}$$

Dal punto di vista dell'analisi teorica il sistema è stabile perché il margine di fase è positivo.

$$W(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{K_p}{1 + K_p} \frac{1}{s^2 \frac{LC}{1 + K_p} + s \frac{L}{R(1 + K_p)} + 1}$$

$$\text{Banda passante: } \omega_B = \sqrt{\frac{1 + K_p}{LC}} \quad \text{Smorzamento: } \xi = \frac{1}{2R_o} \sqrt{\frac{L}{C(1 + K_p)}}$$

# CONTROLLO DI TENSIONE: regolatore P

Per aumentare la banda passante dell'anello di controllo e soprattutto per contenere l'errore a regime è necessario un guadagno proporzionale ( $K_p$ ) elevato; ma questo comporta una diminuzione di  $\xi$ , con conseguente aumento della sovra-elongazione e delle oscillazioni, che diventano inaccettabili.

In realtà bisogna tener conto che la funzione di trasferimento è semplificata in quanto sono stati trascurati gli effetti degli elementi parassiti e della PWM (La PWM introduce un ritardo medio pari a  $T_c/2$  e quindi si potrebbe tener conto in maniera approssimata dei suoi effetti mediante un polo di pulsazione  $2/T_c$ ). Pertanto un aumento eccessivo di  $K_p$  potrebbe far diventare il sistema instabile.

Esempio di convertitore buck

$$V_i=7V, V_{o,rif}=3.3V, R_o=1.1\Omega, f_c=250kHz, \Delta V_o=1.5\%$$

## ESEMPIO: calcolo di C ed L

$$L_{\text{lim}} = \frac{1.1 \cdot (1 - 3.3/7)}{2 \cdot 2.5 \cdot 10^5} = 1.2 \mu\text{H}$$

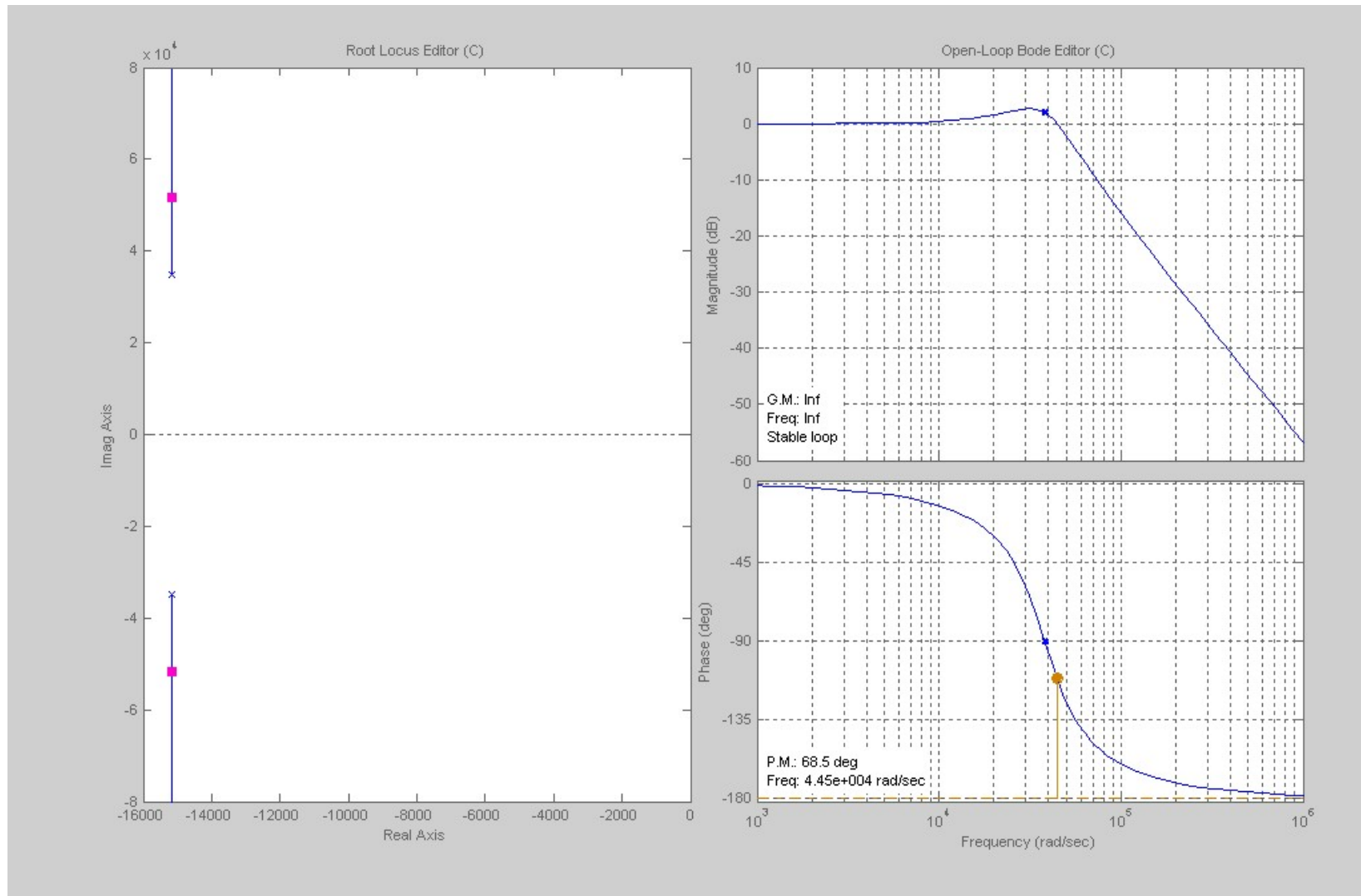
Scegliendo  $L=L_{\text{lim}}$  il ripple della corrente nell'induttanza risulta molto elevato. Nella realtà conviene limitare questo ripple al 10% (soprattutto per evitare il sovraccarico del condensatore). Pertanto risulta:

$$L = \frac{(V_i - V_o)DT_c}{\Delta I_0} = \frac{(7 - 3.3) \cdot 0.47 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 0.1} = 23 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1 - D}{8Lf_c^2 \Delta V_{o-\text{amm}\%}} = \frac{1 - 0.47}{8 \cdot 23 \cdot 10^{-6} \cdot (2.5 \cdot 10^5)^2 \cdot 0.015} = 3 \mu\text{F}$$

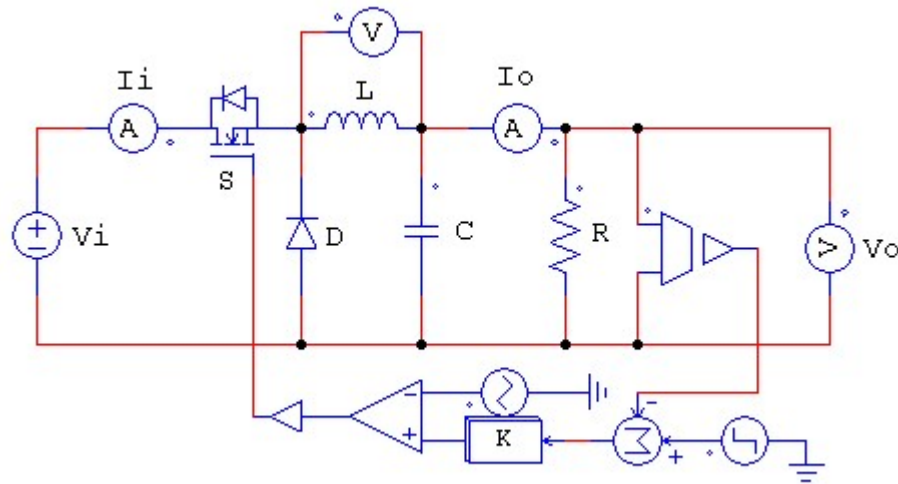
Considerazioni pratiche (legate alla presenza degli elementi parassiti nel condensatore, i cui effetti alle alte frequenze non sono più trascurabili) consigliano di scegliere una capacità almeno 10 volte superiore a quella calcolata. Poniamo quindi  $C=30\mu\text{F}$ .

# ESEMPIO: regolatore P

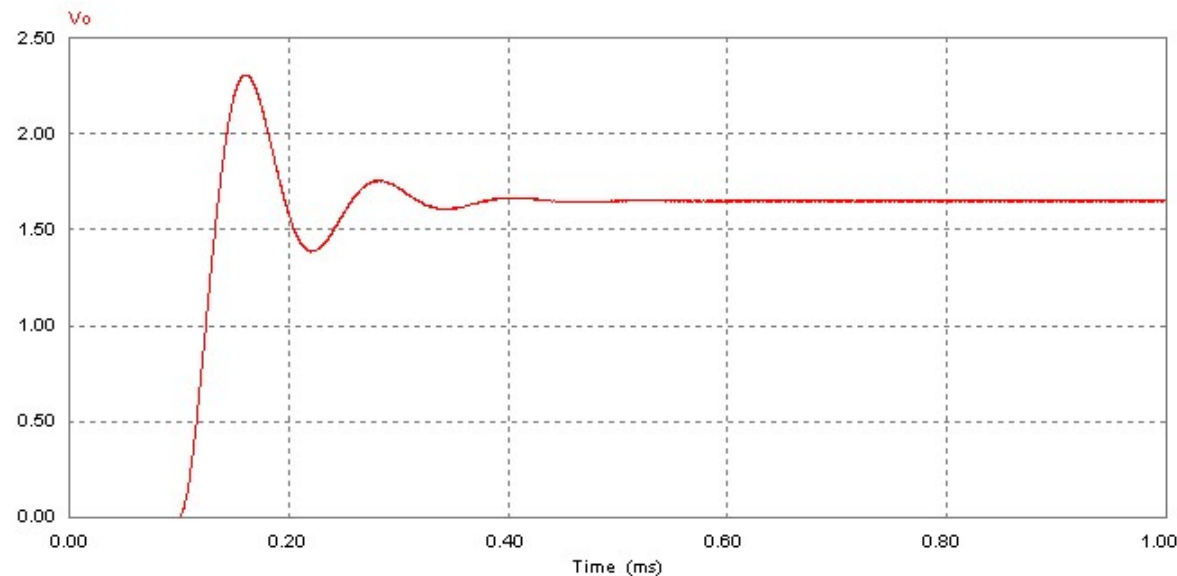


$K_p=1$ : il margine di fase è elevato

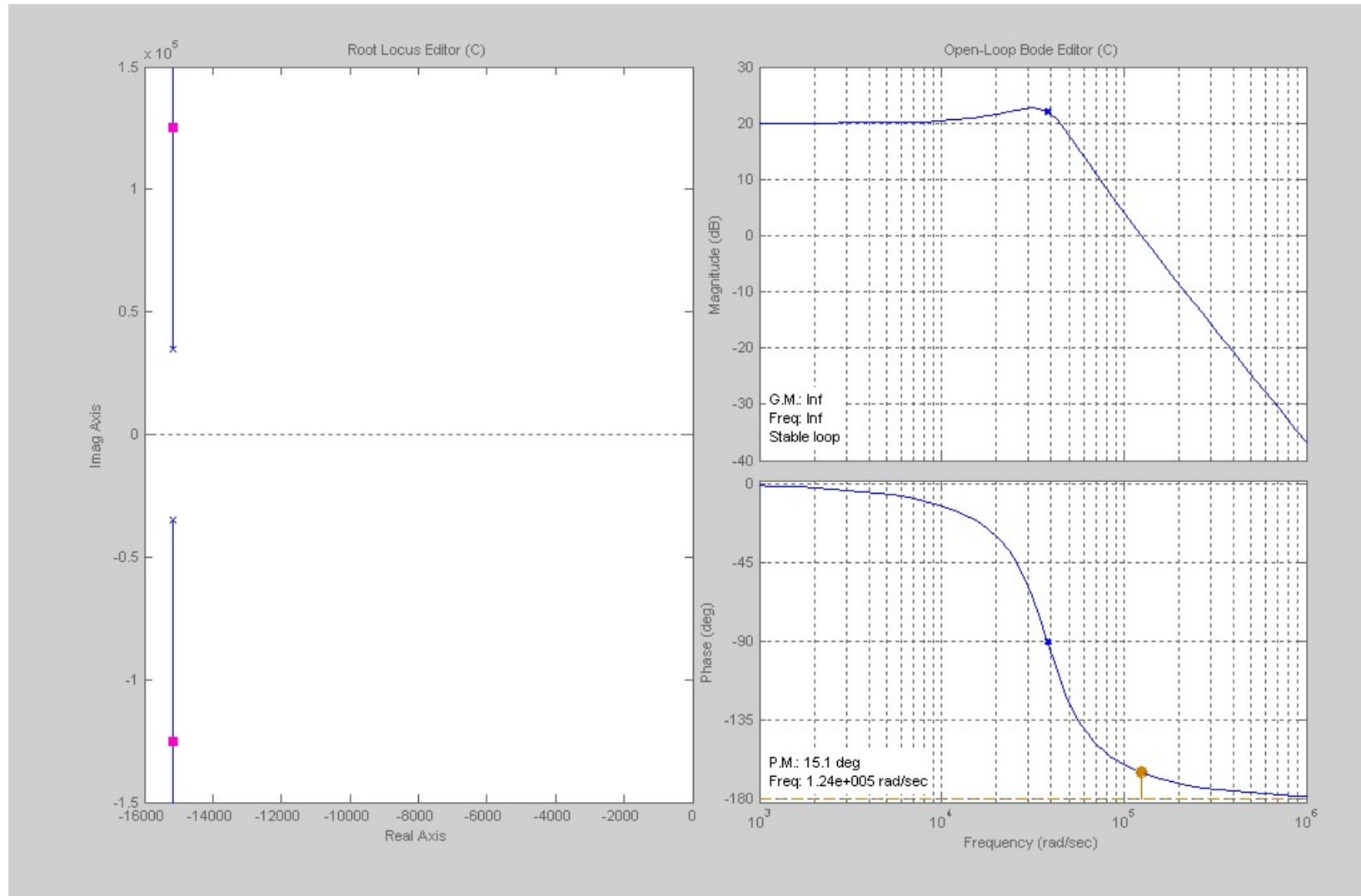
# ESEMPIO: regolatore P



$K_p=1$ : la risposta al gradino non è accettabile a causa della sovra-elongazione elevata ( $\xi=0.28$ ) e dell'errore a regime ( $W(0)=0.5$ ).

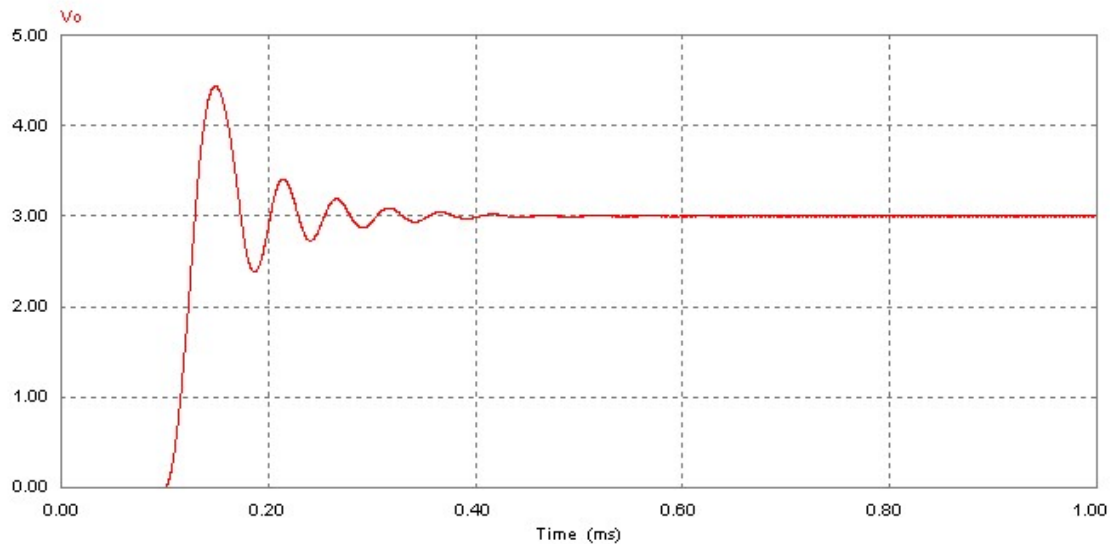


# ESEMPIO: regolatore P

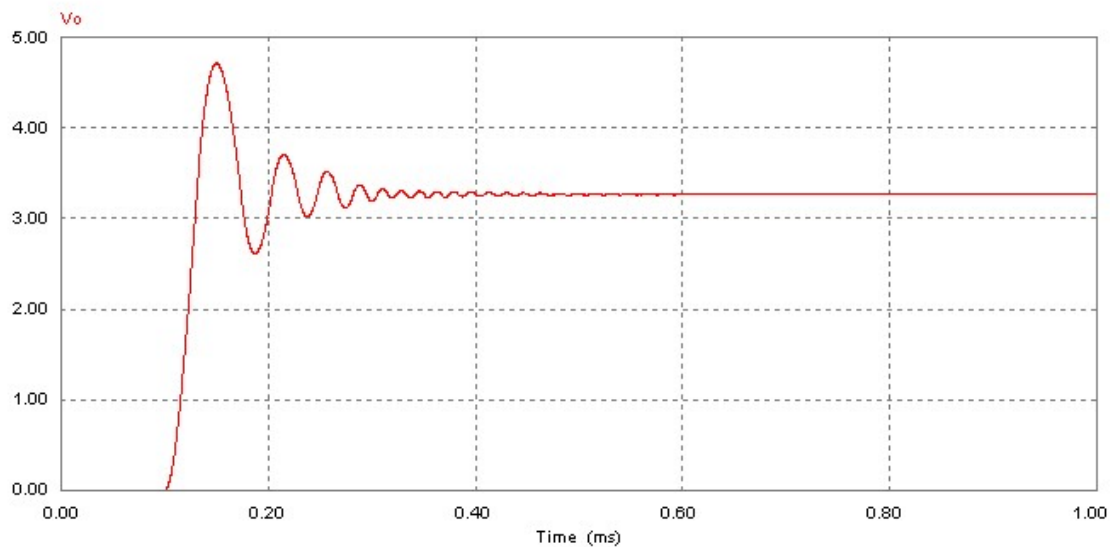


$K_p=10$ : il margine di fase è troppo piccolo e quindi la sovraelongazione e le oscillazioni che ne derivano sono inaccettabili.

# ESEMPIO: regolatore P



$K_p=10$   
 $W(0)=0.91$ :  
errore ancora  
elevato.  
 $\xi=0.12$ :  
sovra-  
elongazione  
ed oscillazioni  
inaccettabili.



$K_p=100$   
 $W(0)=0.99$ :  
accettabile.  
 $\xi=0.004$ :  
inaccettabile.

# CONTROLLO DI TENSIONE: regolatore PI

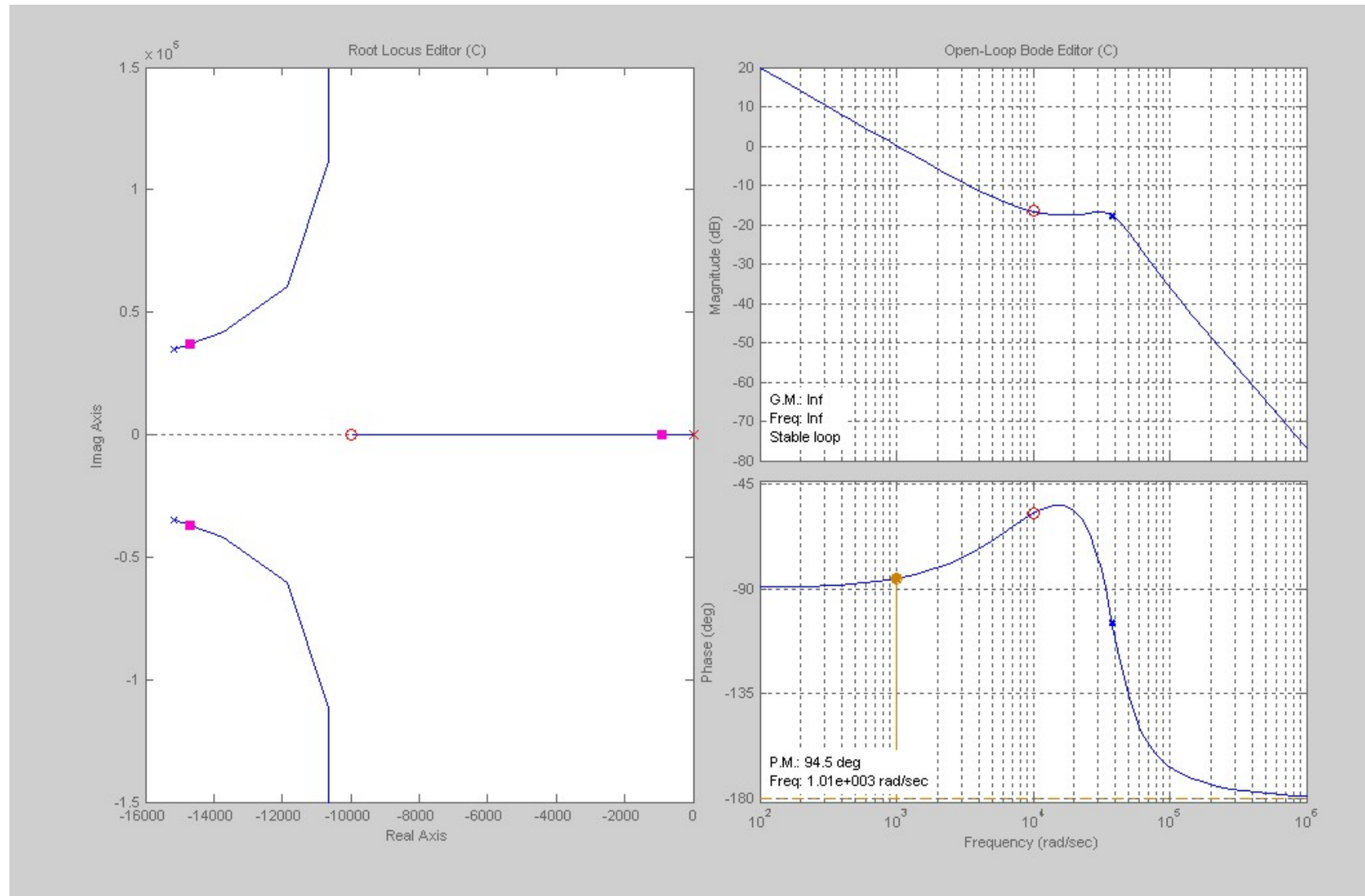
$$G_{reg}(s) = K_p \frac{(1 + s\tau_i)}{s\tau_i} \qquad G(s) = \frac{K_p(1 + s\tau_i)}{s\tau_i(s^2LC + sL/R_o + 1)}$$

$$W(s) = \frac{1 + s\tau_i}{s^3 \frac{\tau_i LC}{K_p} + s^2 \frac{\tau_i L}{R_o K_p} + s\tau_i \frac{K_p + 1}{K_p} + 1}$$

$W(0)=1$ , quindi l'errore a regime dell'anello di controllo è nullo.

Per assicurare la stabilità del sistema è necessario che lo zero di  $G(s)$  si trovi ad una frequenza sufficientemente più bassa di quella del doppio polo, che nell'esempio considerato ha pulsazione  $1/\sqrt{LC}=38070\text{rad/s}$ . Questo comporta una *banda passante limitata*.

# ESEMPIO: regolatore PI



$$K_p=0.1, \tau_i=10^{-4}\text{sec.}$$

# ESEMPIO: regolatore PI

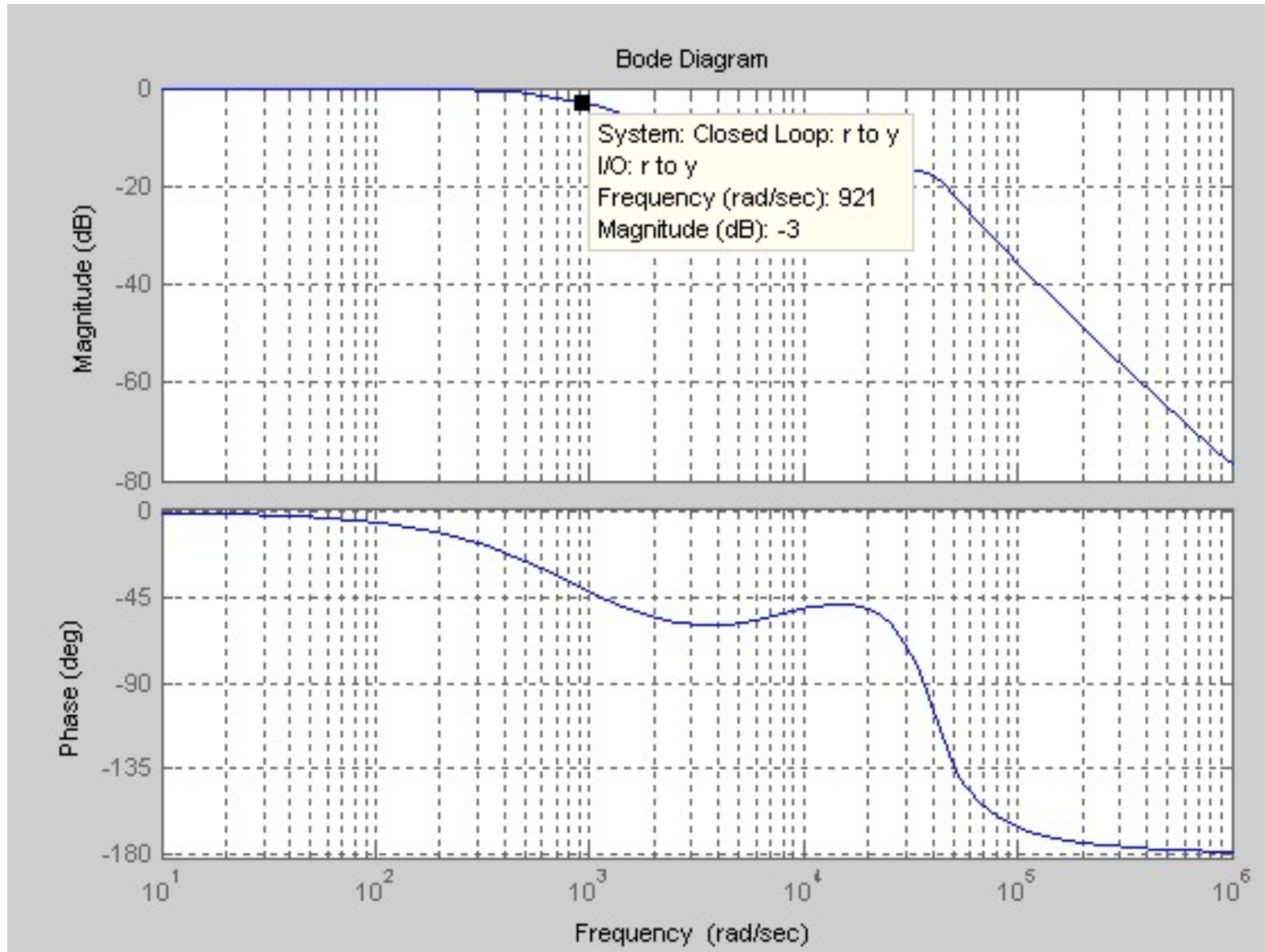
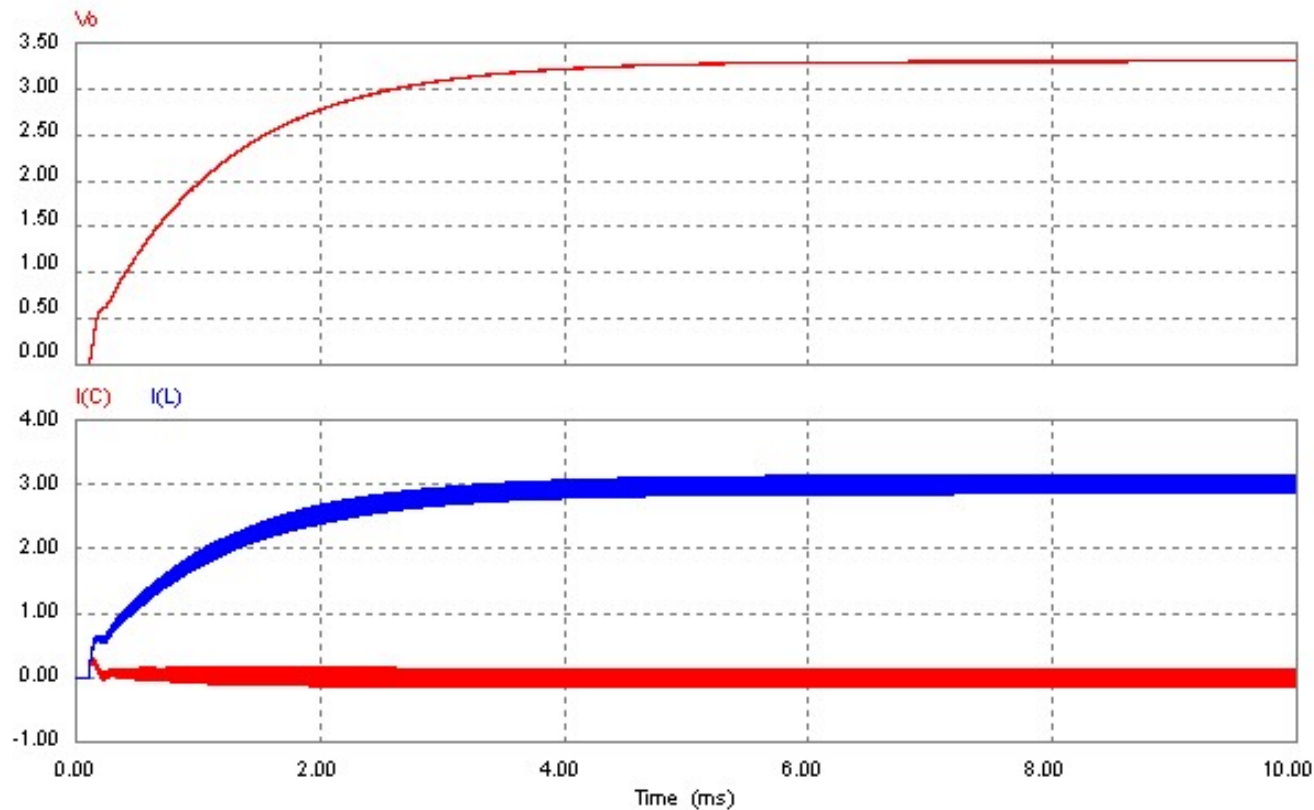


Diagramma della funzione di trasferimento in catena chiusa ( $f_B=150\text{Hz}$ ).

# ESEMPIO: regolatore PI



La risposta al gradino non presenta sovra-elongazioni, né oscillazioni. L'errore a regime è nullo ma il tempo di risposta è elevato.

# CONTROLLO DI TENSIONE: regolatore PID

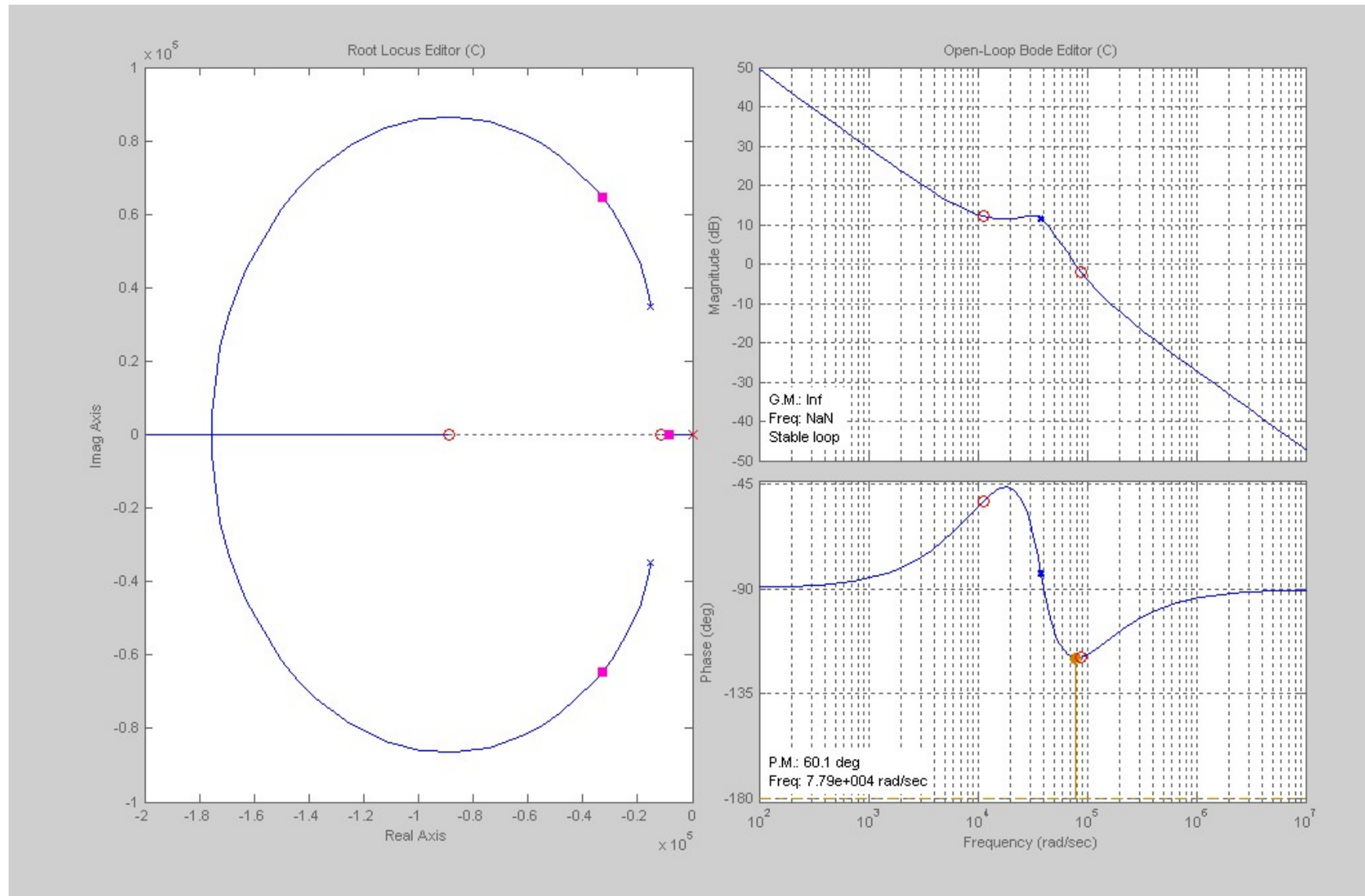
$$G_{reg}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p \frac{(s^2 \tau_d \tau_i + s \tau_i + 1)}{s \tau_i} \quad \tau_i = \frac{K_p}{K_i}, \quad \tau_d = \frac{K_d}{K_p}$$

$$G(s) = \frac{K_p (s^2 \tau_d \tau_i + s \tau_i + 1)}{s \tau_i (s^2 LC + s L/R_o + 1)}$$

$$W(s) = \frac{1 + s \tau_i}{s^3 \frac{\tau_i LC}{K_p} + s^2 \tau_i \left( \frac{L}{RK_p} + \tau_d \right) + s \tau_i \frac{K_p + 1}{K_p} + 1}$$

$W(0)=1$ , quindi l'errore a regime dell'anello di controllo è nullo.

# ESEMPIO: regolatore PID



$$K_p=3, \tau_i=10^{-4}\text{sec.}, \tau_d=10^{-5}\text{sec.}$$

# ESEMPIO: regolatore PID

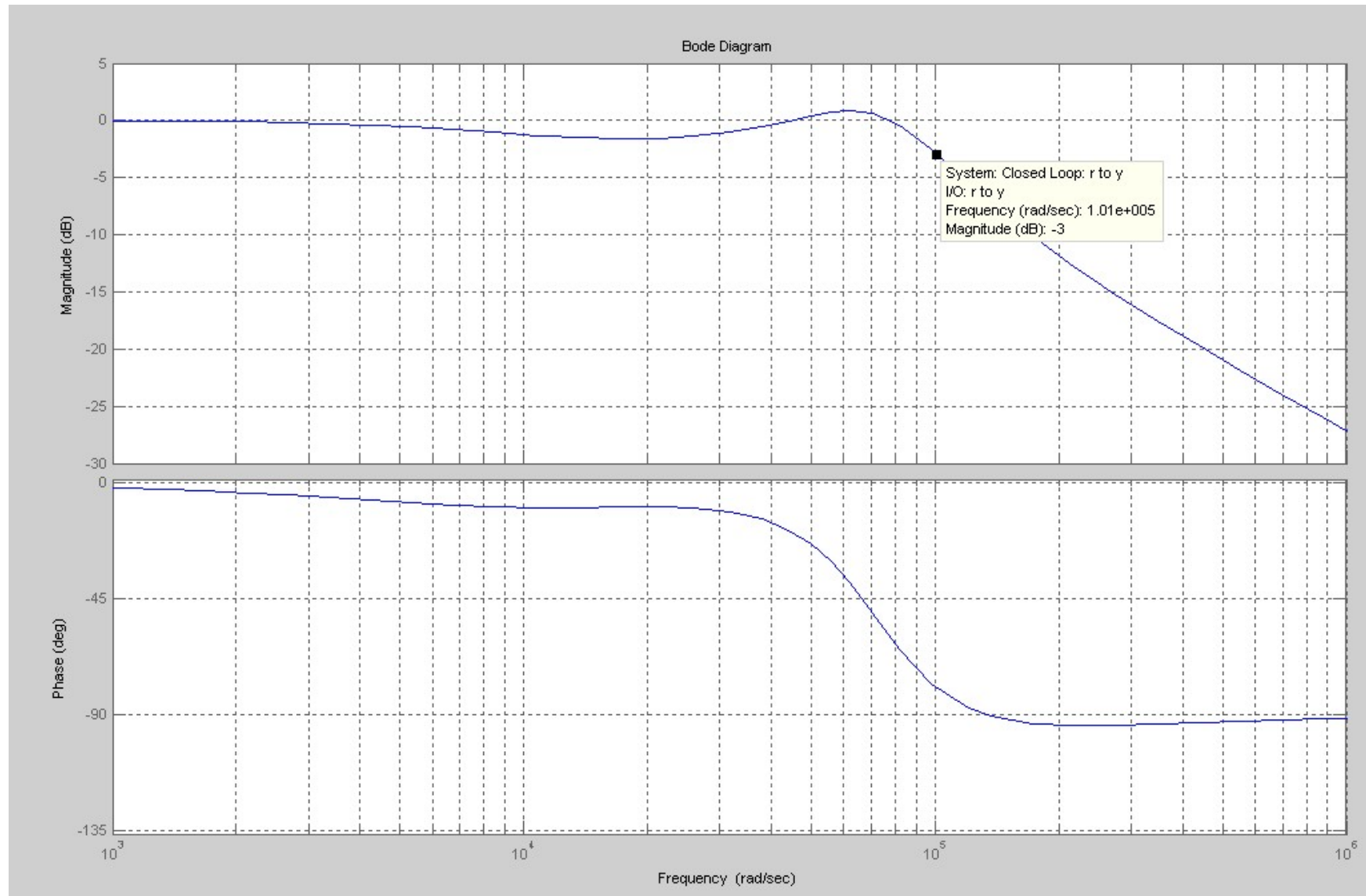
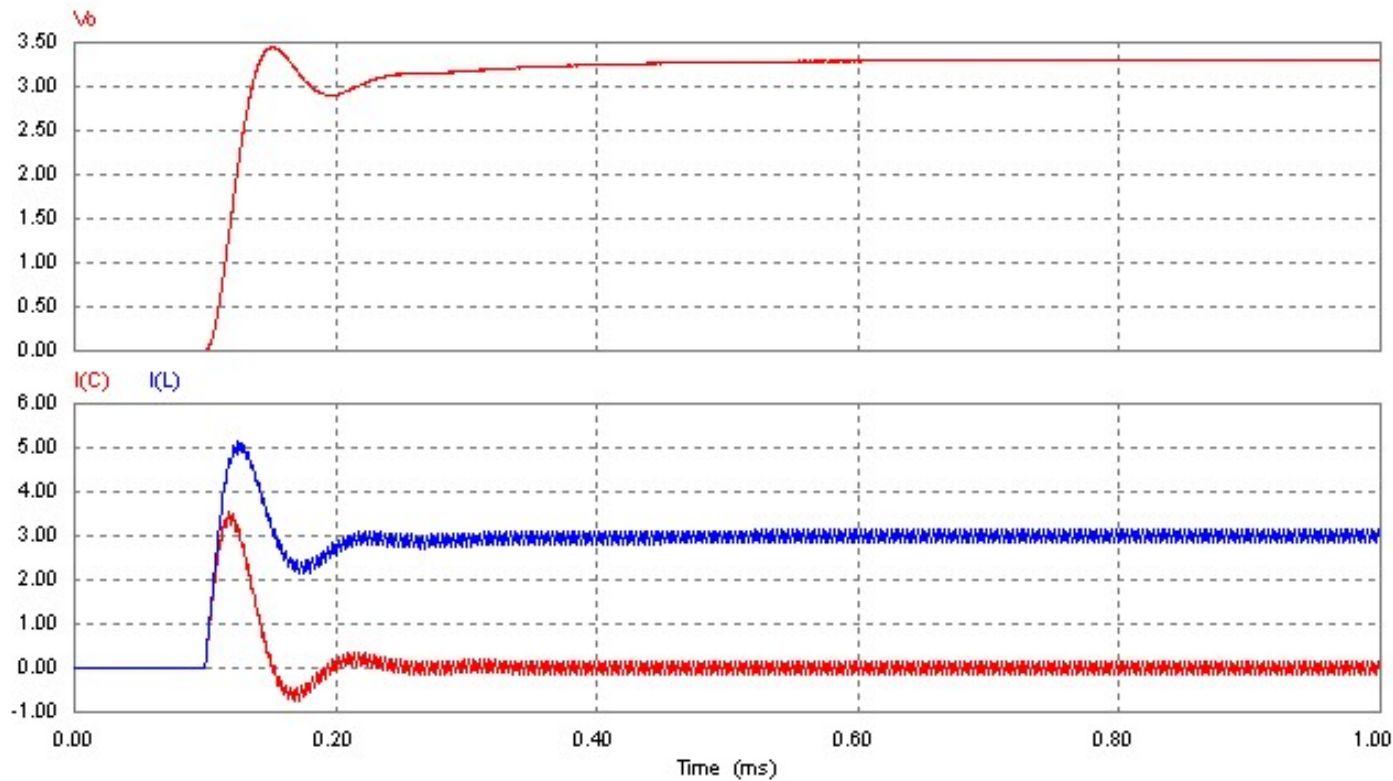


Diagramma della funzione di trasferimento in catena chiusa ( $f_B=16\text{kHz}$ ).

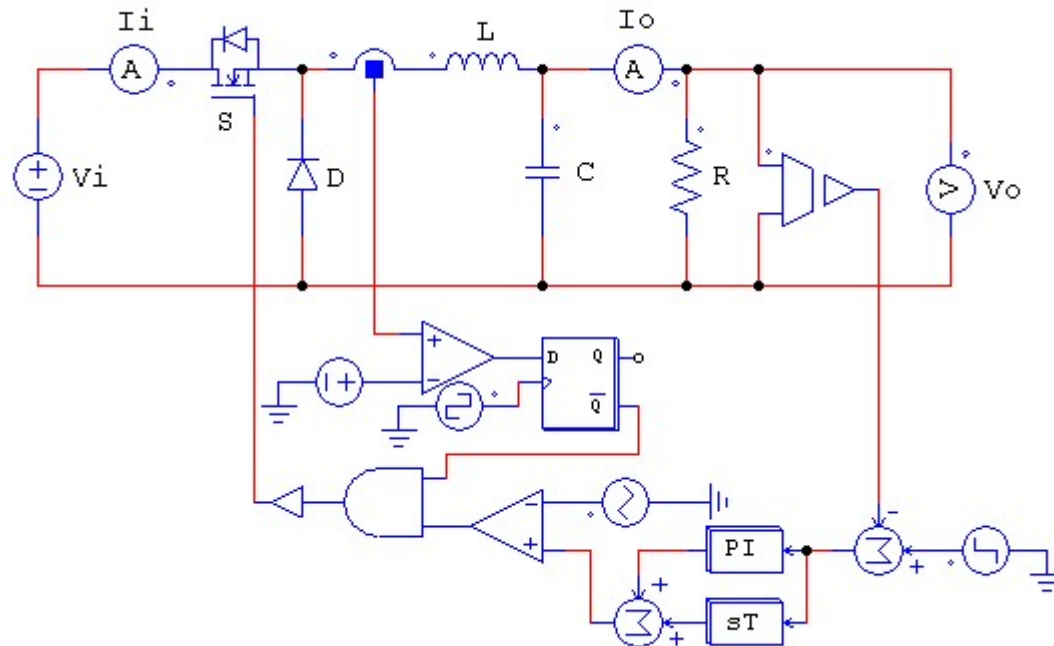
# ESEMPIO: regolatore PID



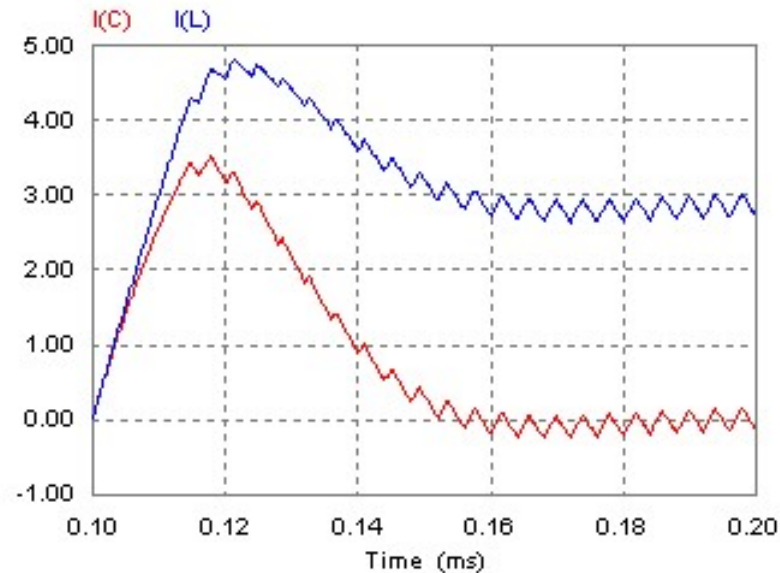
La risposta al gradino è buona. L'errore a regime è nullo e il tempo di risposta è molto piccolo. La corrente nell'induttanza presenta però una notevole sovraelongazione.

# CONTROLLO DI TENSIONE CON LIMITAZIONE DI CORRENTE

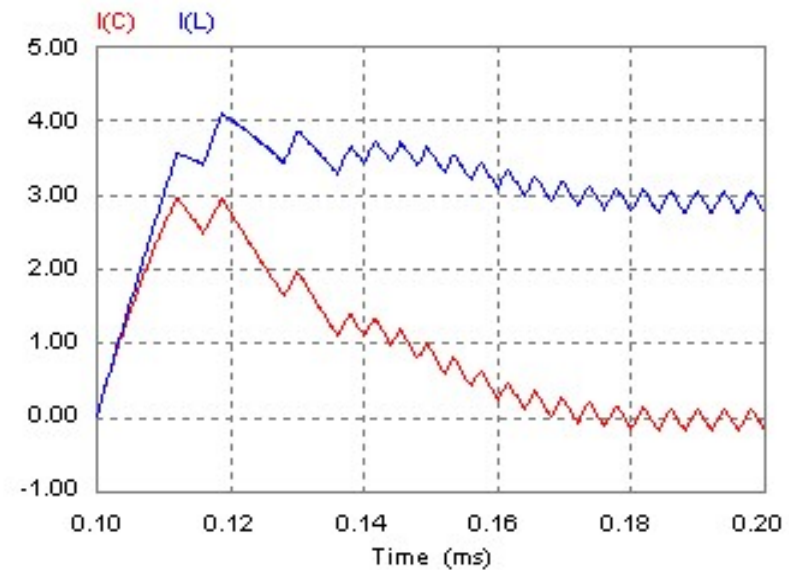
Per ottenere delle buone prestazioni dinamiche dell'anello di controllo di tensione è richiesto l'impiego di un regolatore PID. La risposta al gradino tuttavia evidenzia come si possono verificare sovracorrenti transitorie, che richiederebbero un sovradimensionamento del circuito. Per evitare questo è necessario inserire un limitatore di corrente.



# CONTROLLO DI TENSIONE CON LIMITAZIONE DI CORRENTE



Senza limitazione di corrente

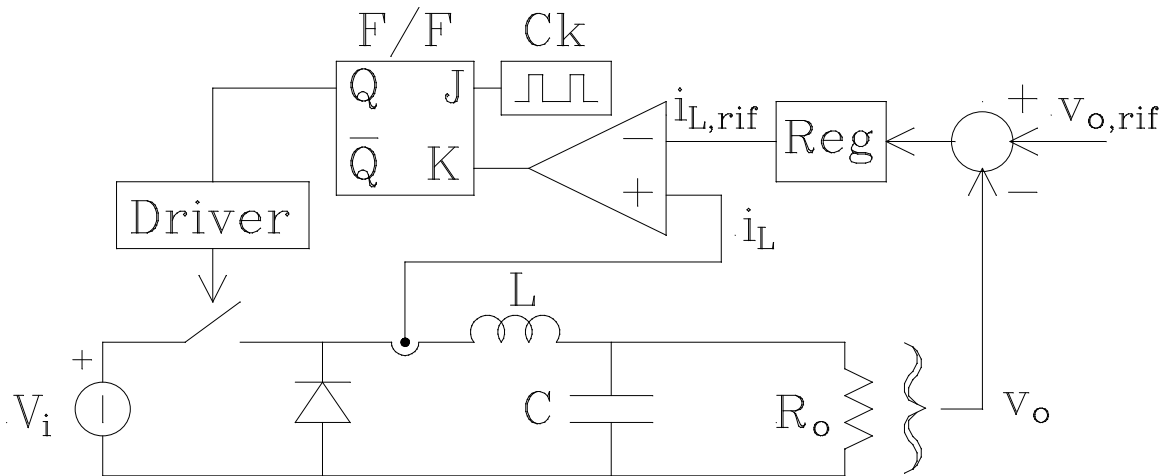


Con limitazione di corrente

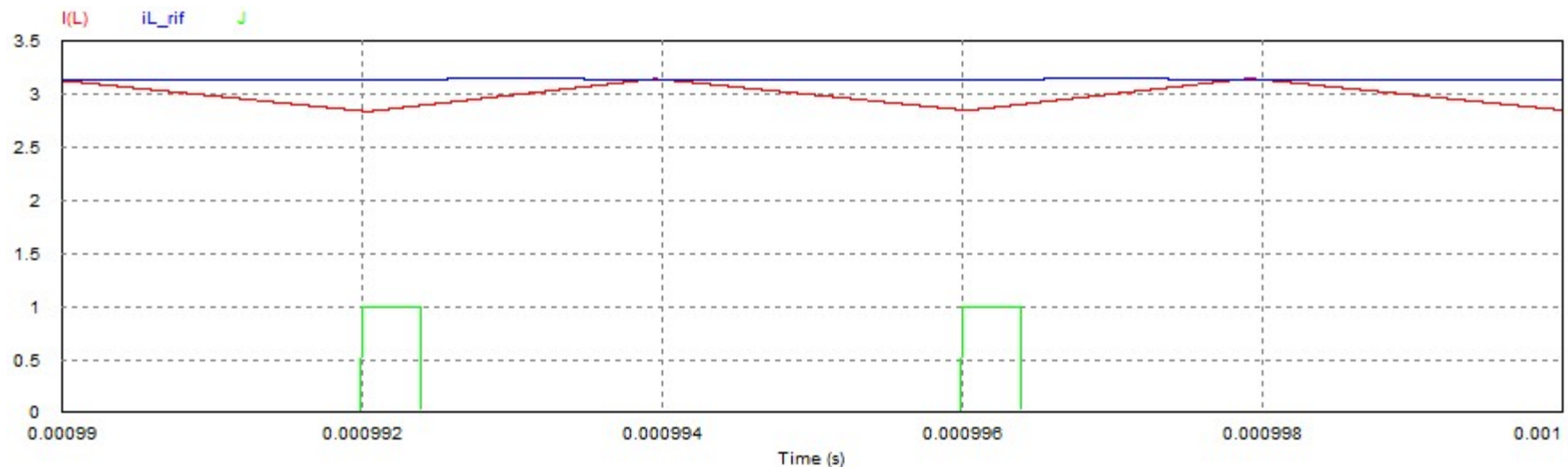
La limitazione di corrente aumenta il tempo di risposta del sistema. Dato che per il limitatore di corrente è necessario inserire un sensore di corrente, a questo punto risulta spesso conveniente realizzare il controllo della corrente che, oltre ad evitare sovracorrenti, riduce significativamente i tempi di risposta.

# REGOLAZIONE DELLA TENSIONE CON CONTROLLO DI CORRENTE DI PICCO

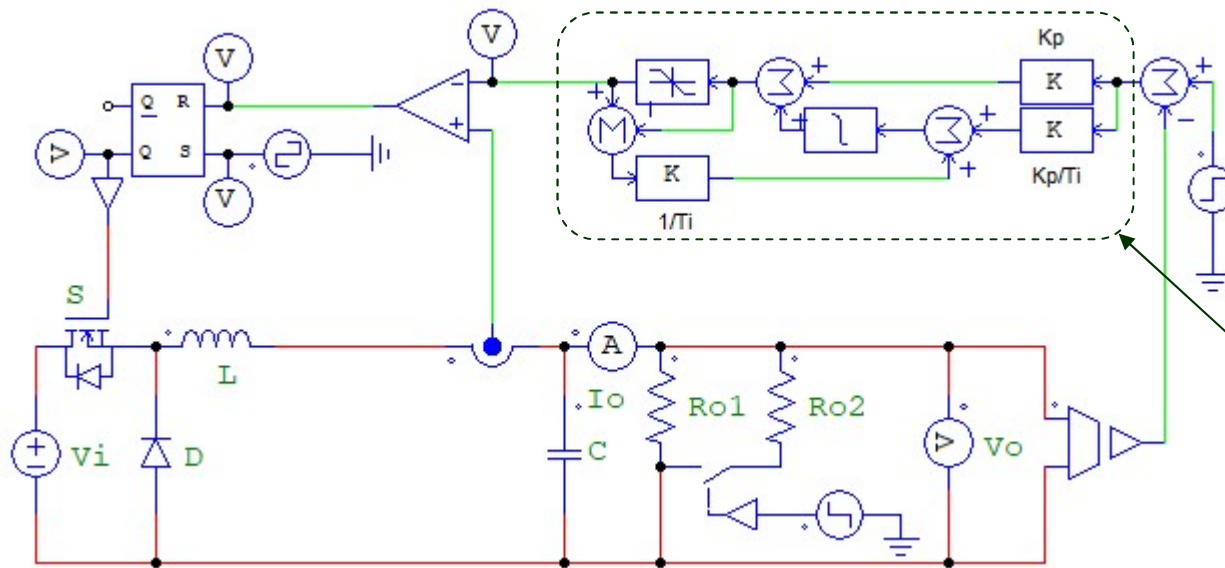
Una possibilità è quella di realizzare il controllo della corrente di picco, che è molto semplice e non utilizza un regolatore di corrente.



J	K	Q(n+1)
0	0	Q(n)
1	0	1
0	1	0
1	1	$\bar{Q}(n)$



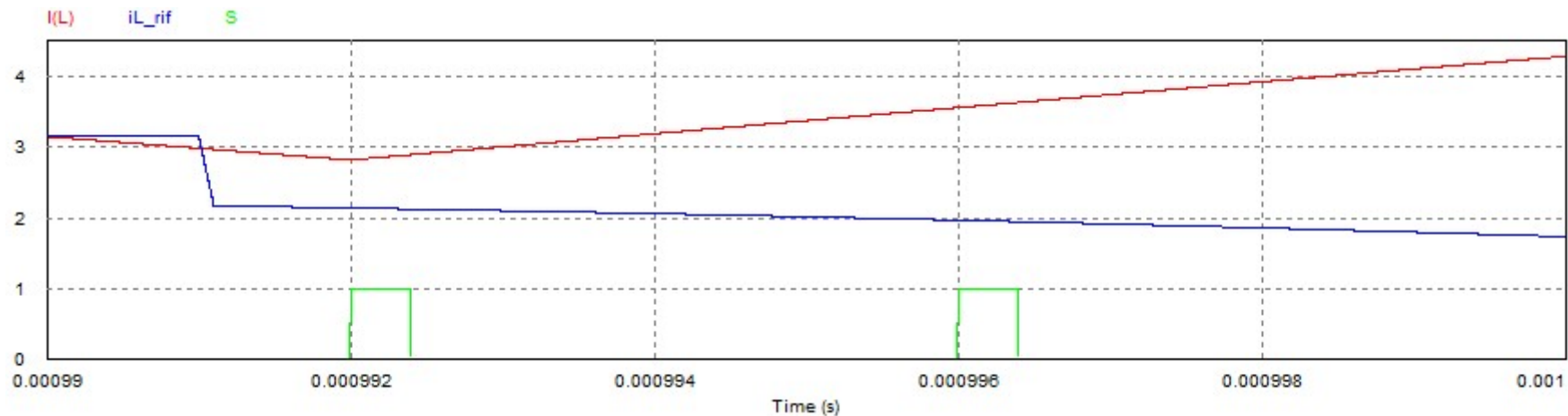
# CONTROLLO DI CORRENTE DI PICCO



Modello con controllo di corrente di picco elementare.

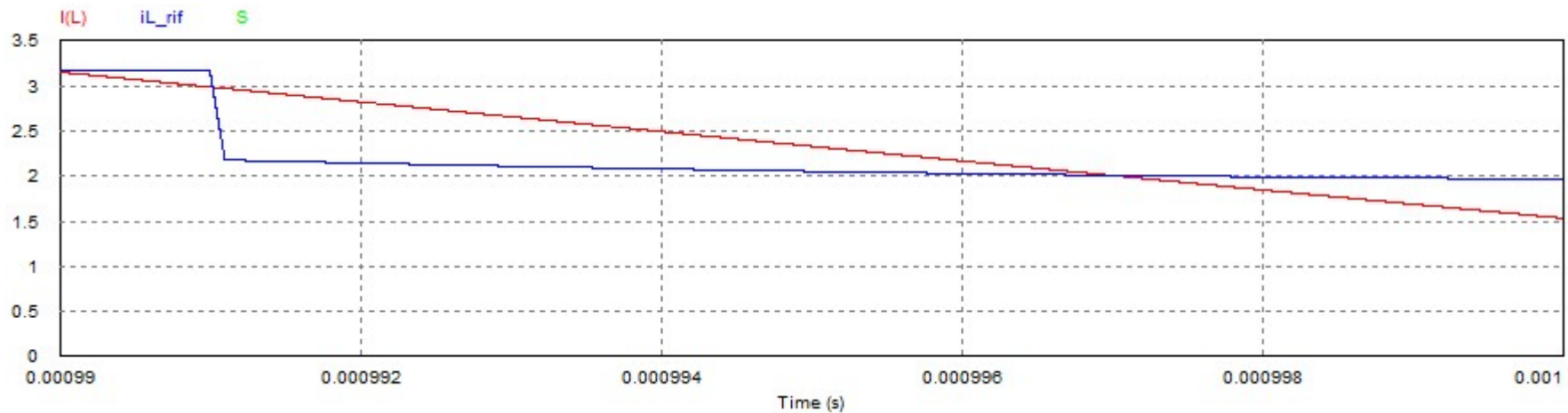
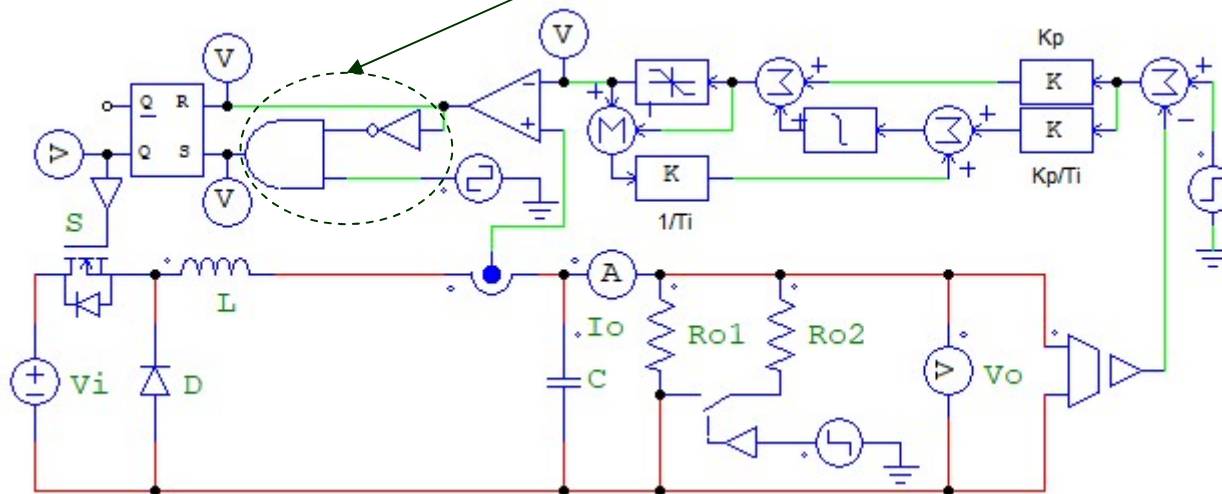
Regolatore PI con anti "wind-up"

In questo schema di controllo una brusca diminuzione del riferimento di corrente può causare chiusure indesiderate dell'interruttore.



# CONTROLLO DI CORRENTE DI PICCO

Il problema delle chiusure indesiderate si può risolvere con un circuito logico che inibisce la chiusura dell'interruttore quando  $i_L > i_{L,rif}$ .



# CONTROLLO DI CORRENTE DI PICCO

Il controllo di corrente di picco non ha problemi di instabilità dinamica, ma ha problemi di instabilità “statica” per  $D > 0.5$ . Infatti, se si verifica un piccolo aumento dell’ondulazione di  $i_L$  si ha:

$$\Delta i_{L\_on} = I_{Lp} - (I_{Lmin} - I_\varepsilon) = \frac{V_i - V_o}{L} (t_{on} + \Delta t_{on}) \rightarrow \Delta t_{on} = \frac{LI_\varepsilon}{V_i - V_o}$$

$$\Delta t_{off} = -\Delta t_{on} \rightarrow \Delta i_{L\_off} = I_{Lp} - (I_{Lmin} + I_{\varepsilon'}) = \frac{-V_o}{L} (t_{off} - \Delta t_{on})$$

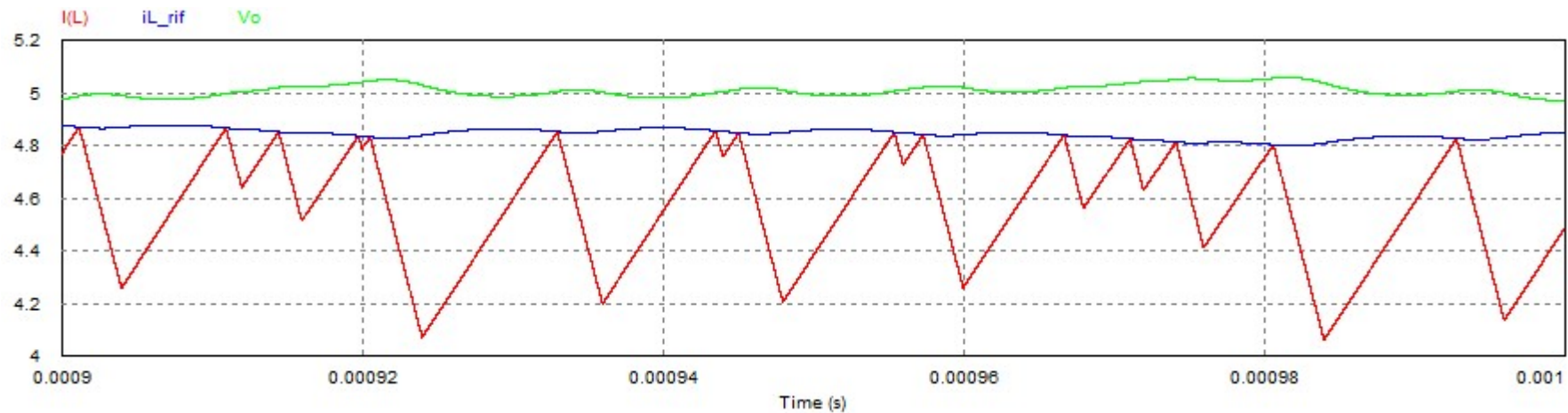
Dalle due relazioni precedenti risulta:  $I_{\varepsilon'} = -\frac{V_o}{L} \Delta t_{on} = -I_\varepsilon \frac{V_o}{V_i - V_o}$

Dall’ultima relazione appare evidente che per  $D < 0.5$  un eventuale incremento dell’ondulazione di  $i_L$  tende a rientrare entro pochi periodi, mentre per  $D > 0.5$   $I_{\varepsilon'} > I_\varepsilon$  e quindi la variazione di  $I_{Lmin}$  tende a propagarsi da un periodo all’altro amplificandosi.

# CONTROLLO DI CORRENTE DI PICCO

L'instabilità statica per  $D > 0.5$  può essere facilmente verificata anche graficamente sulla corrente  $i_L$ .

L'origine dell'instabilità quando  $V_o / V_i > 0.5$  è legata alla minore pendenza di  $i_L$  nella fase di on ( $i_{L\_on}$ ) rispetto a quella di off ( $i_{L\_off}$ ), cioè  $V_i - V_o < V_o$ .



Una soluzione è quella di aggiungere al segnale di retroazione un segnale a rampa che aumenti la pendenza dello stesso durante  $t_{on}$  e la diminuisca durante  $t_{off}$ .

# CONTROLLO DI CORRENTE DI PICCO

Indicando con  $T_c$  il periodo di commutazione ( $T_c = t_{on} + t_{off}$ ), con  $A_r$  l'ampiezza della rampa e con  $i_{Lr}$  la corrente misurata con l'aggiunta della rampa, la condizione perché il disturbo non si propaghi è:

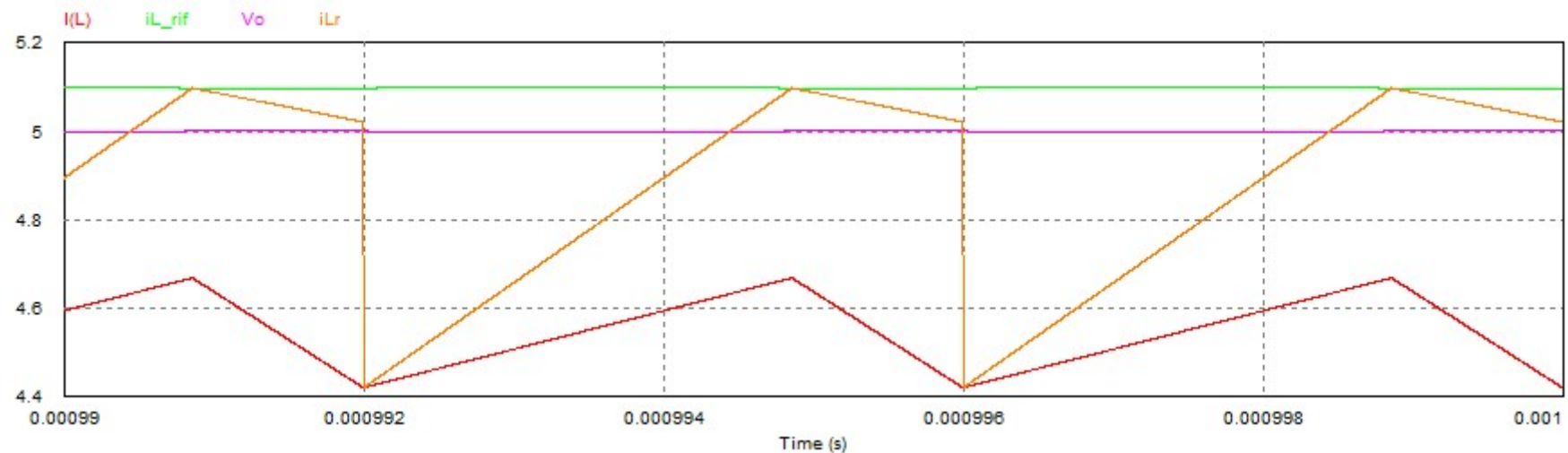
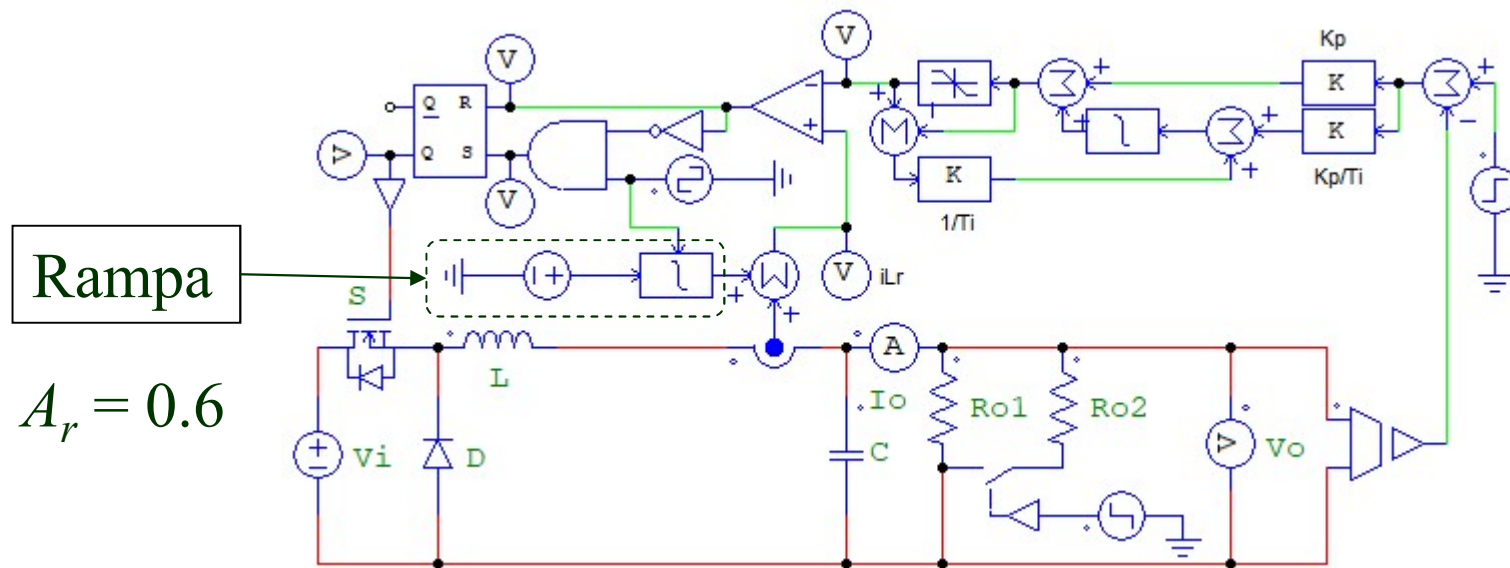
$$\left| \frac{di_{Lr}}{dt} \right|_{t_{on}} > \left| \frac{di_{Lr}}{dt} \right|_{t_{off}} \Rightarrow \frac{V_i - V_o}{L} + \frac{A_r}{T_c} > \frac{V_o}{L} - \frac{A_r}{T_c}$$

Si ricava quindi 
$$A_r > \frac{2V_o - V_i}{2L} T_c = \frac{V_i T_c}{L} \left( D - \frac{1}{2} \right)$$

Per fare in modo che la condizione sia soddisfatta per ogni valore del duty cycle  $D$  è necessario porre  $D = 1$  da cui risulta:

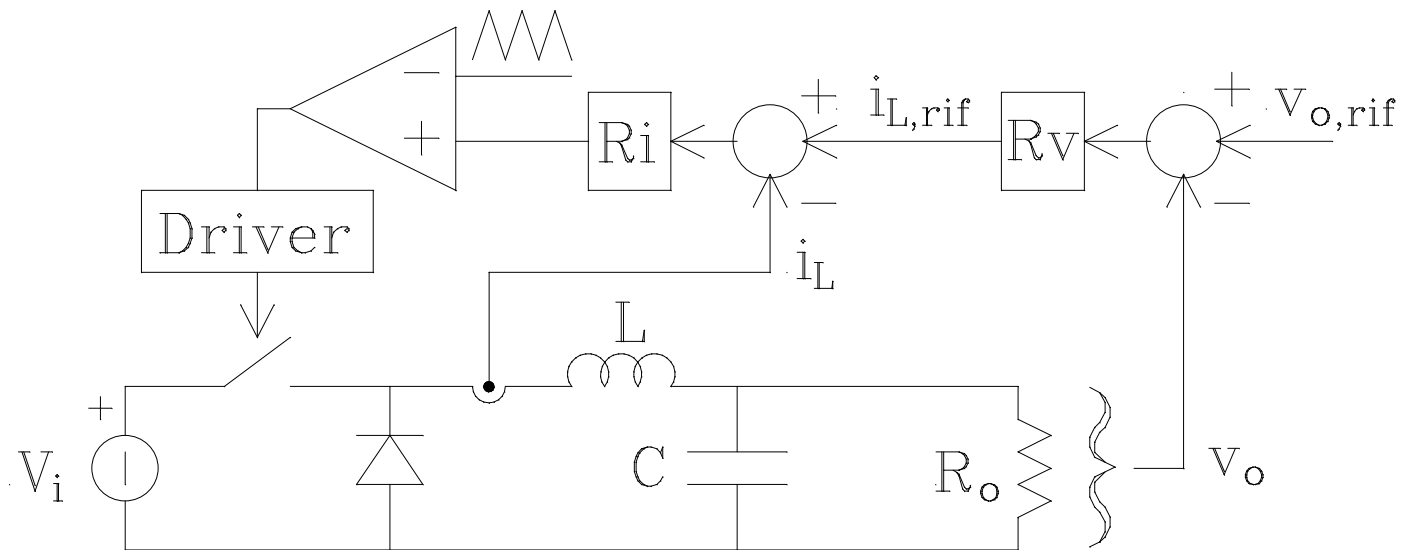
$$A_r > \frac{V_i T_c}{2L}$$

# CONTROLLO DI CORRENTE DI PICCO



# REGOLAZIONE DELLA TENSIONE CON CONTROLLO DI CORRENTE MEDIA

Un'altra possibilità è quella di realizzare il controllo della corrente media, utilizzando un regolatore di corrente.

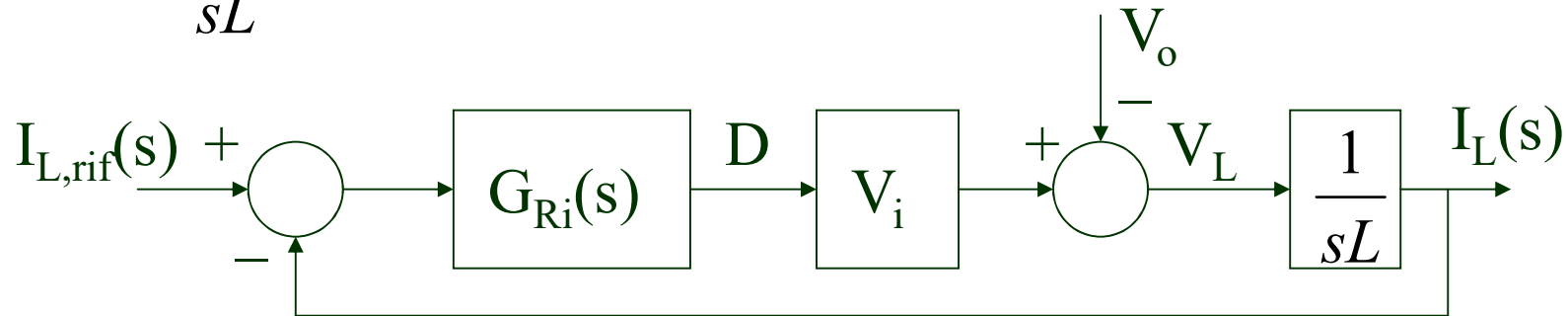


# REGOLAZIONE DELLA TENSIONE CON CONTROLLO DI CORRENTE MEDIA

Il valore medio di  $v_L$  nel periodo di commutazione è

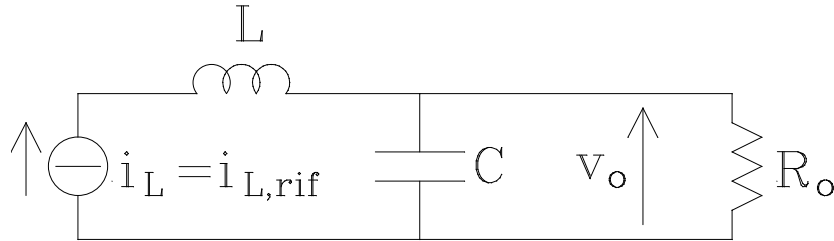
$$V_L(s) = (V_i(s) - V_o(s))D - V_o(s)(1 - D) = V_i(s)D - V_o(s)$$

$$I_L(s) = \frac{V_L(s)}{sL}$$

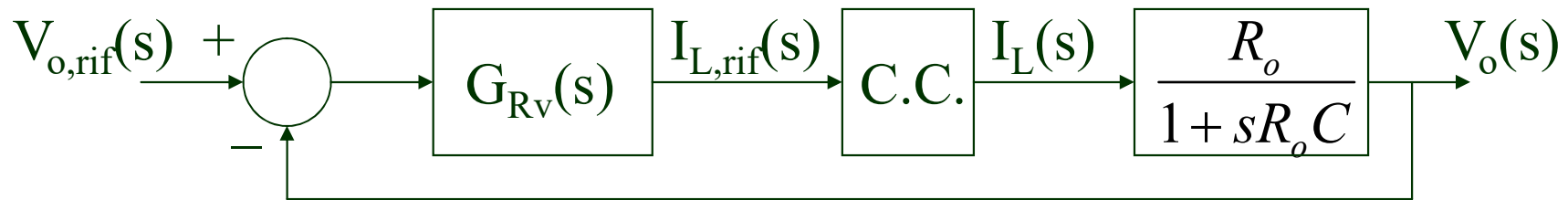


Poiché c'è un solo polo nell'origine potrebbe essere utilizzato un regolatore proporzionale, ma per garantire la reiezione totale a regime del disturbo  $V_o$  è meglio utilizzare un PI. In questo caso la banda dell'anello di corrente deve essere almeno 10 volte più piccola della frequenza di commutazione. Tuttavia introducendo un polo di pulsazione  $2/T_c$  si può tenere conto del ritardo introdotto dalla PWM.

# REGOLAZIONE DELLA TENSIONE CON CONTROLLO DI CORRENTE MEDIA

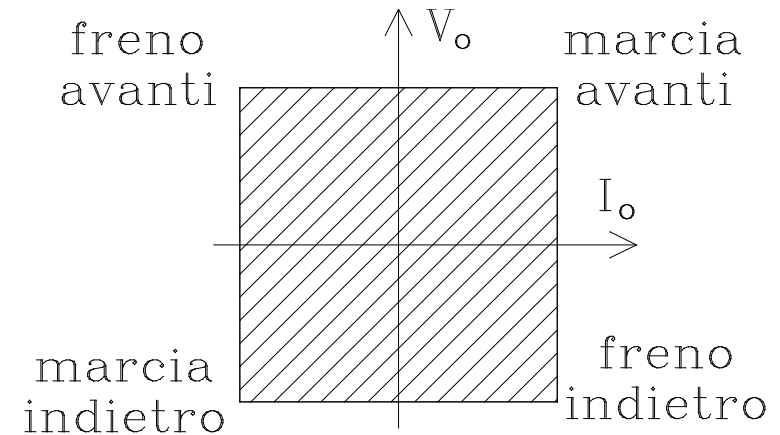
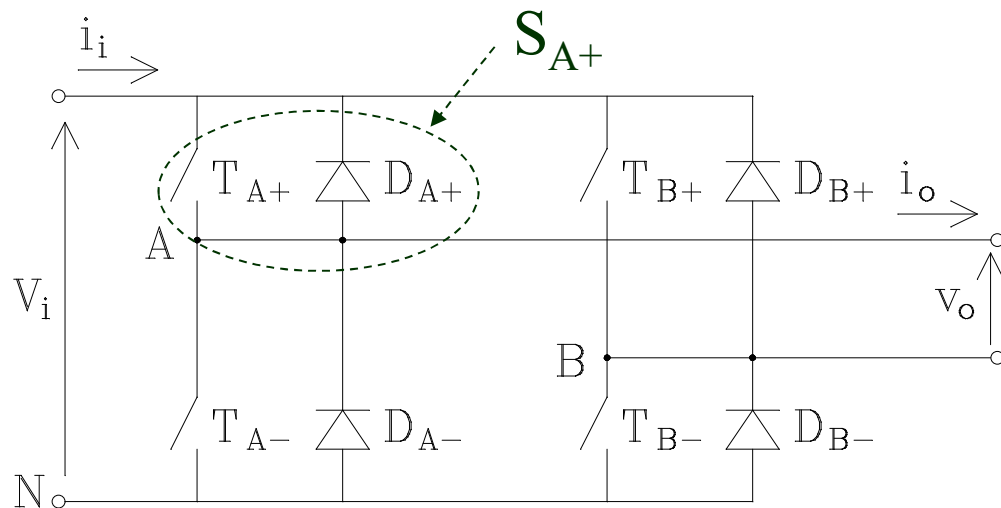


$$\frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R_o}{1 + sR_o C}$$



Se la banda del controllo di tensione è molto più piccola di quella del controllo di corrente la funzione di trasferimento del controllo di corrente nello schema a blocchi può essere considerata unitaria. Utilizzando un regolatore PI si ottiene una dinamica del primo ordine  $\Rightarrow$  bande passanti elevate anche con il PI e stabilità garantita.

# CHOPPER A 4 QUADRANTI (chopper a ponte)



Nel chopper a quattro quadranti gli interruttori di un ramo vengono commutati in maniera complementare in modo da evitare il corto circuito dell'ingresso e far si che la tensione di uscita dipenda solo dallo stato degli interruttori e non dal verso della corrente.

$$S_{A+} = \text{ON}, S_{A-} = \text{OFF} \Rightarrow v_{AN} = V_i$$

$$S_{A+} = \text{OFF}, S_{A-} = \text{ON} \Rightarrow v_{AN} = 0$$

$$V_{AN} = \frac{V_i \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_c} = D_{S_{A+}} \cdot V_i$$

$$v_o = v_{AN} - v_{BN}$$

$$V_{BN} = D_{S_{B+}} \cdot V_i$$

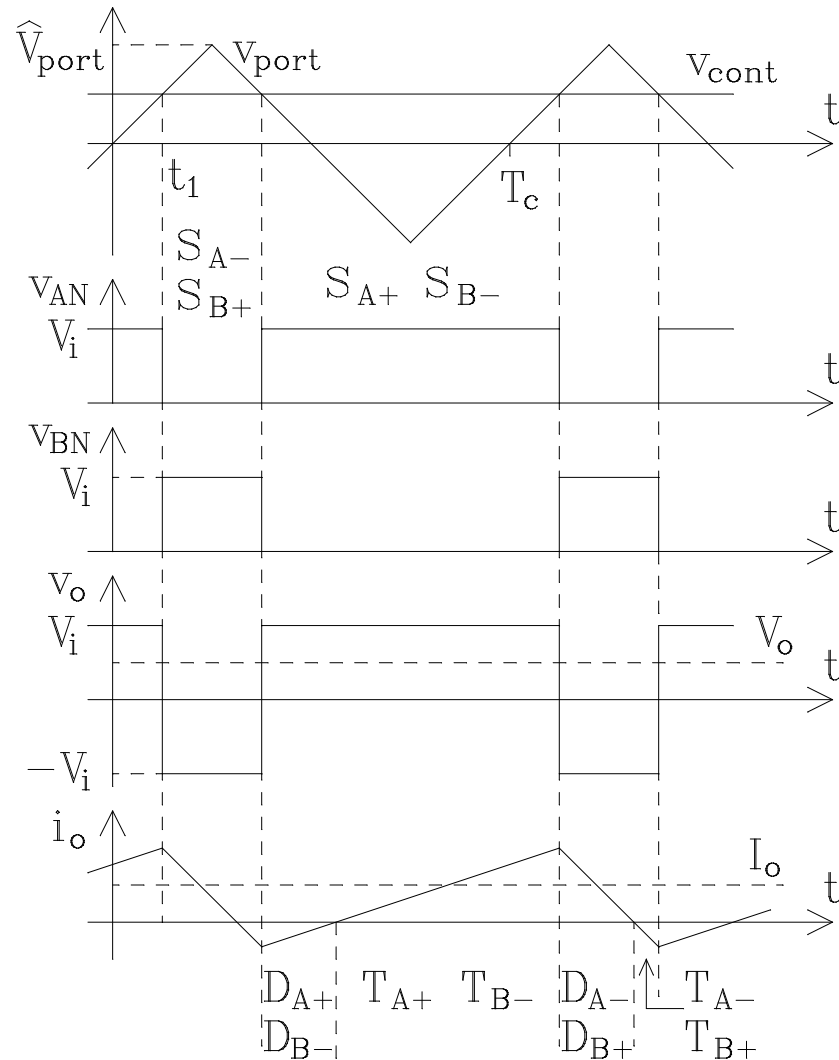
# CHOPPER A 4 QUADRANTI

La corrente di ingresso del ponte può cambiare verso istantaneamente. Pertanto è importante che l'ingresso del ponte sia costituito da una sorgente a bassa impedenza di uscita. In pratica questo è garantito dal condensatore di filtro del raddrizzatore a diodi che alimenta il chopper.

Sono possibili due strategie di PWM:

- 1) *PWM con tensione di uscita bipolare*: ( $S_{A+}$ ,  $S_{B-}$ ) e ( $S_{A-}$ ,  $S_{B+}$ ) vengono trattati come due paia di interruttori in ciascuno dei quali gli interruttori vengono accesi e spenti contemporaneamente;
- 2) *PWM con tensione di uscita unipolare*: gli interruttori di ciascun ramo del ponte vengono controllati indipendentemente da quelli dell'altro ramo.

# CHOPPER A 4 QUADRANTI: PWM BIPOLARE



$$v_{port} = \hat{V}_{port} \frac{t}{T_c/4} \quad 0 < t < \frac{T_c}{4}$$

Per  $t = t_1$  si ha  $v_{port} = v_{cont}$



$$t_1 = \frac{v_{cont}}{\hat{V}_{port}} \frac{T_c}{4}$$

$$t_{on} = 2t_1 + \frac{T_c}{2}$$



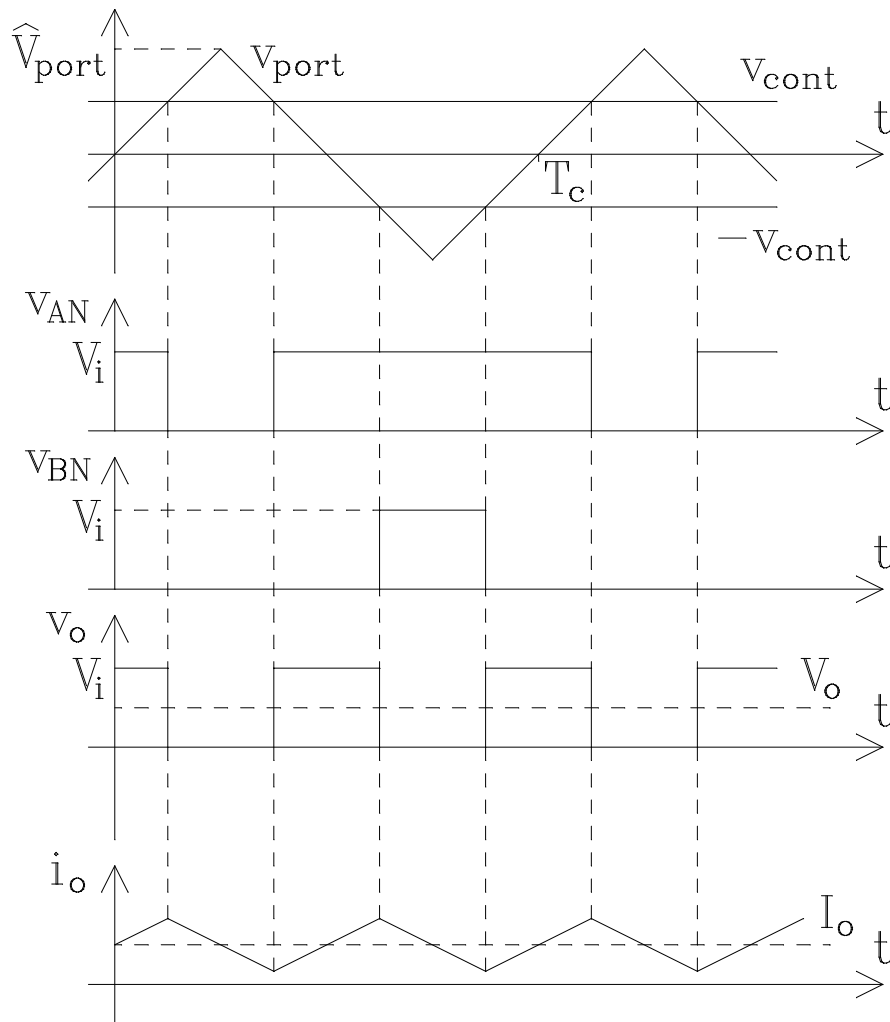
$$D_{S_{A+}} = \frac{t_{on}}{T_c} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{v_{cont}}{\hat{V}_{port}} \right)$$

$$D_{S_{B+}} = 1 - D_{S_{A+}}$$

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_{S_{A+}} V_i - D_{S_{B+}} V_i = (2D_{S_{A+}} - 1) V_i$$

$$V_o = \frac{V_i}{\hat{V}_{port}} v_{cont} = k \cdot v_{cont}$$

# CHOPPER A 4 QUADRANTI: PWM UNIPOLARE



$T_{A+}$  è “on” se  $v_{cont} > v_{port}$   
 $T_{B+}$  è “on” se  $-v_{cont} > v_{port}$

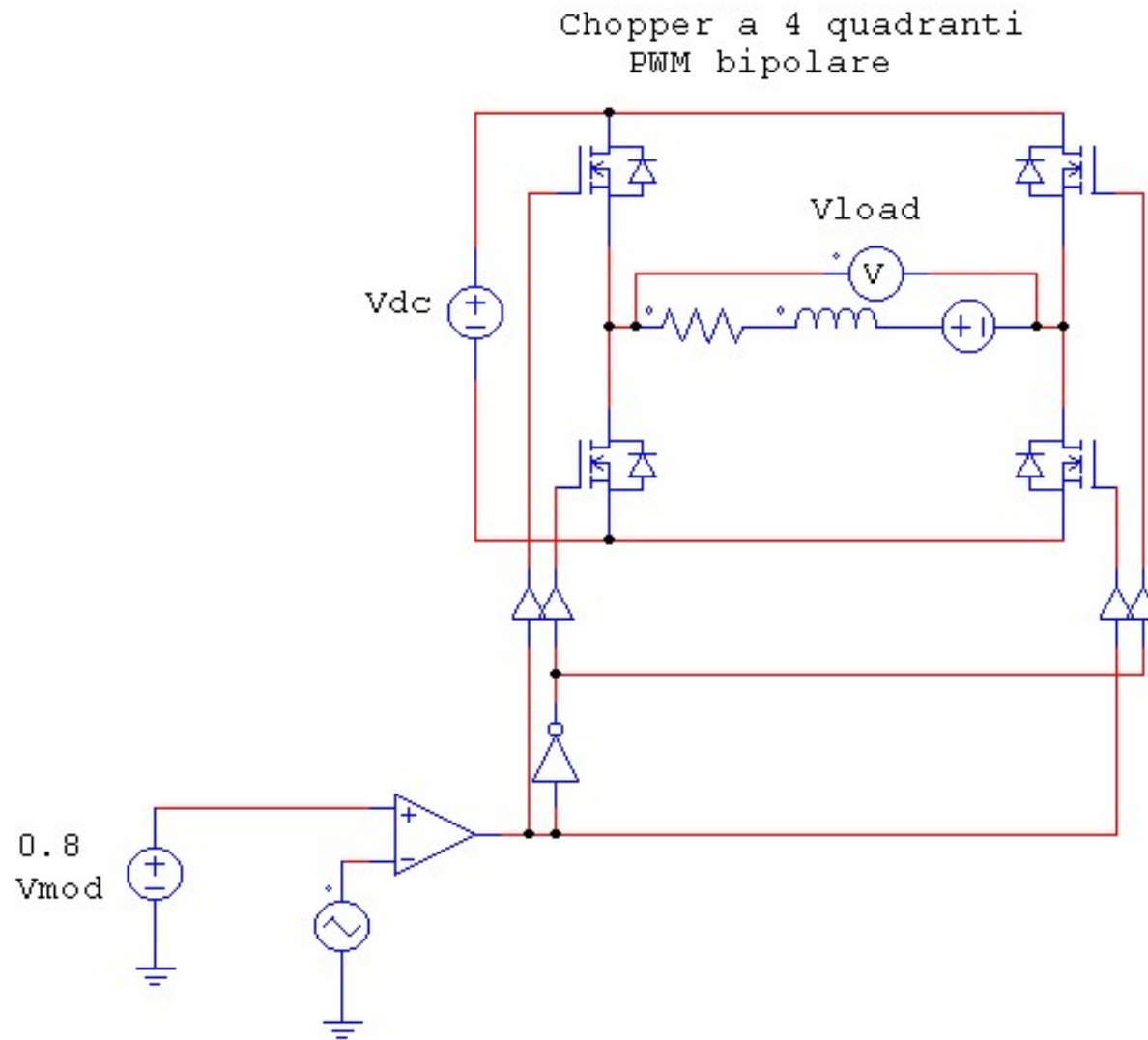
$$D_{S_{A+}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{v_{cont}}{\hat{V}_{port}} \right) \quad D_{S_{B+}} = 1 - D_{S_{A+}}$$

$$V_o = (2D_{S_{A+}} - 1)V_i = \frac{V_i}{\hat{V}_{port}} v_{cont}$$

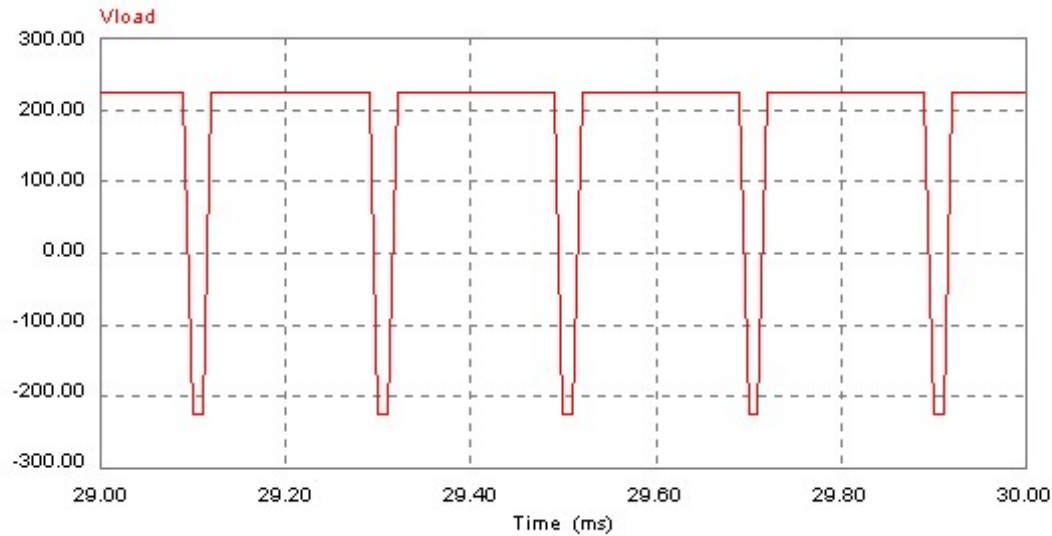
Se le frequenze di commutazione degli interruttori sono le stesse la PWM unipolare ha come risultato una migliore forma d'onda della tensione di uscita e una migliore risposta in frequenza.

Infatti il periodo della tensione di uscita è metà del periodo di commutazione e quindi anche l'ondulazione di corrente è metà.

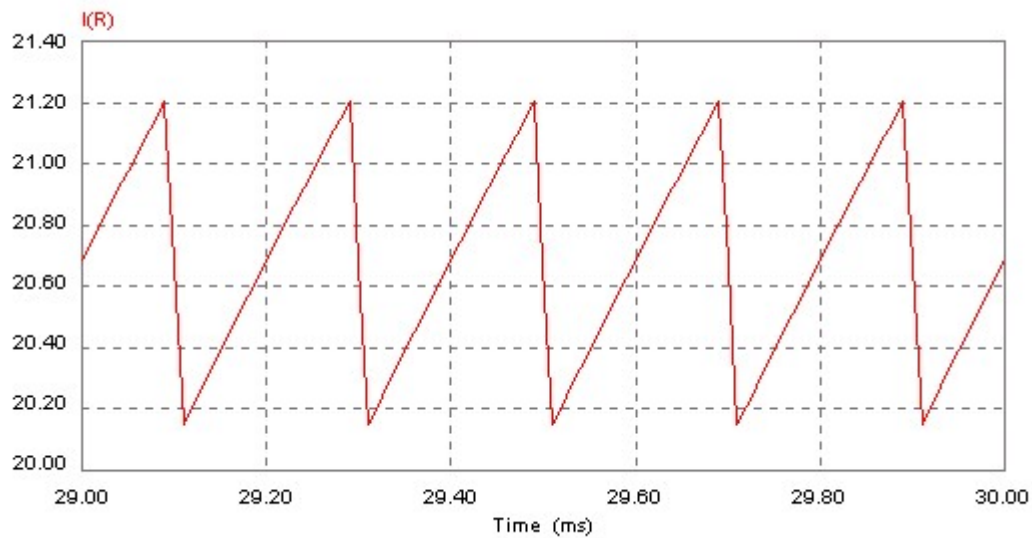
# SIMULAZIONE CHOPPER A 4 QUADRANTI



# SIMULAZIONE CHOPPER A 4 QUADRANTI



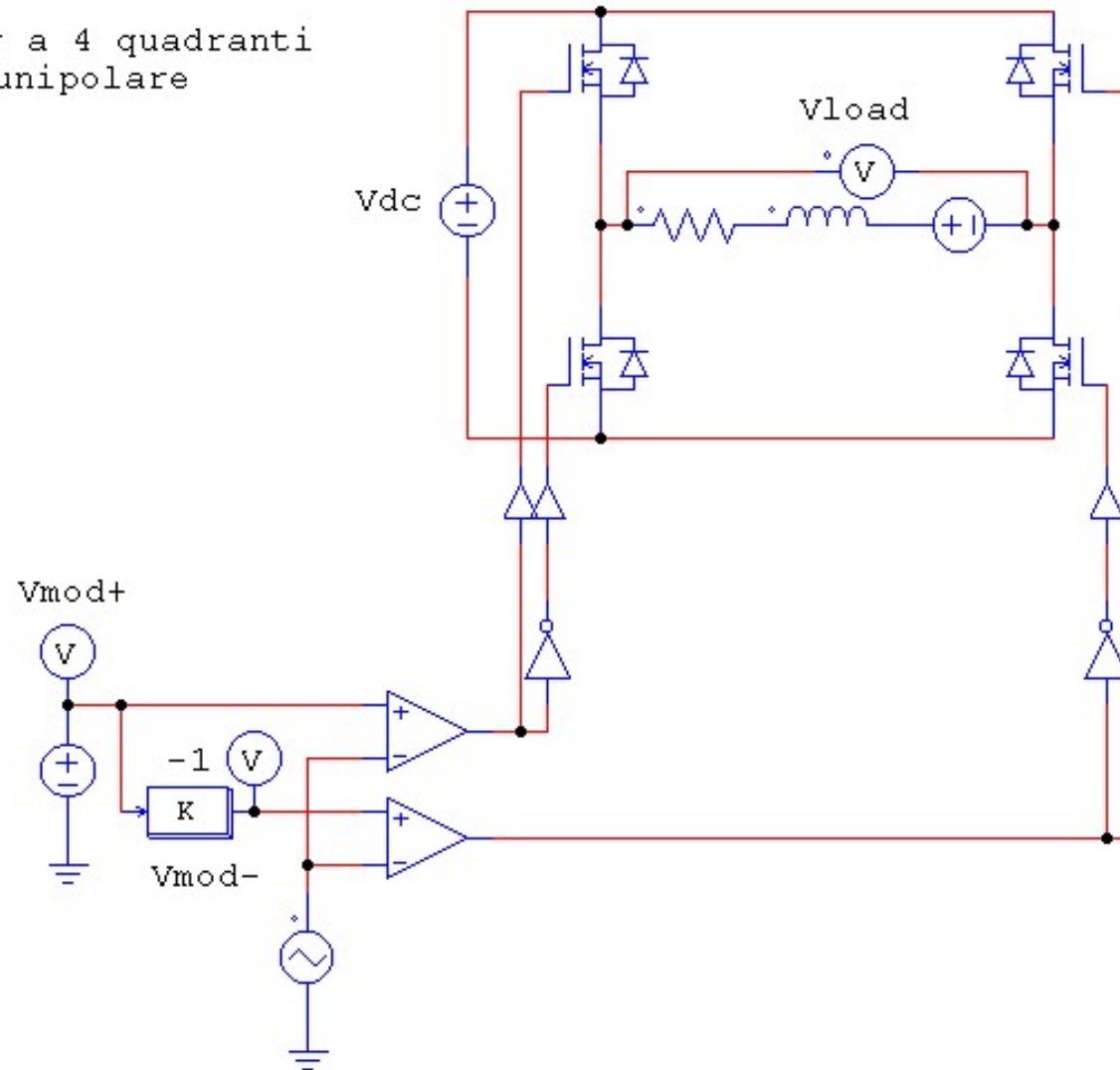
Tensione di uscita  
con PWM bipolare



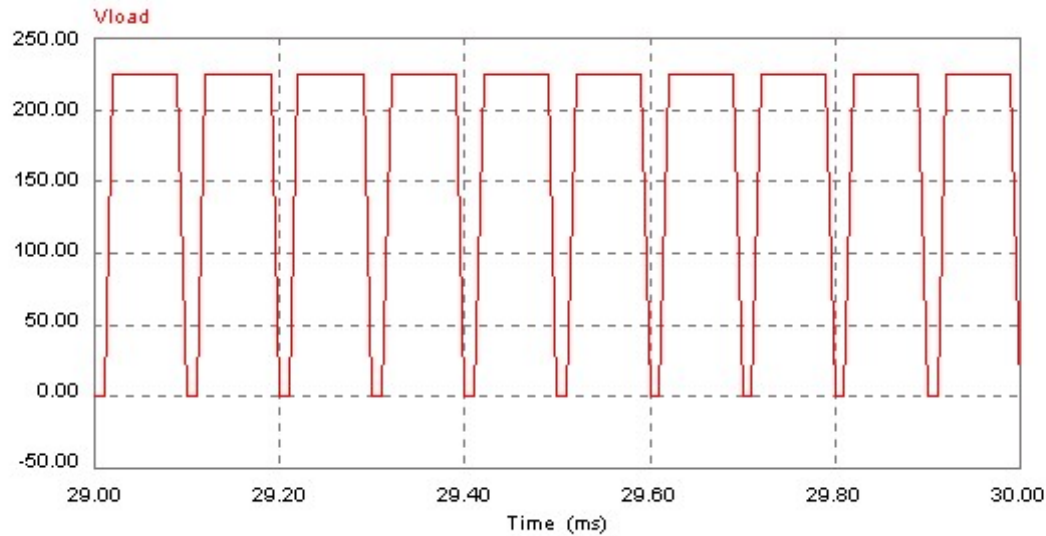
Corrente di carico  
con PWM bipolare

# SIMULAZIONE CHOPPER A 4 QUADRANTI

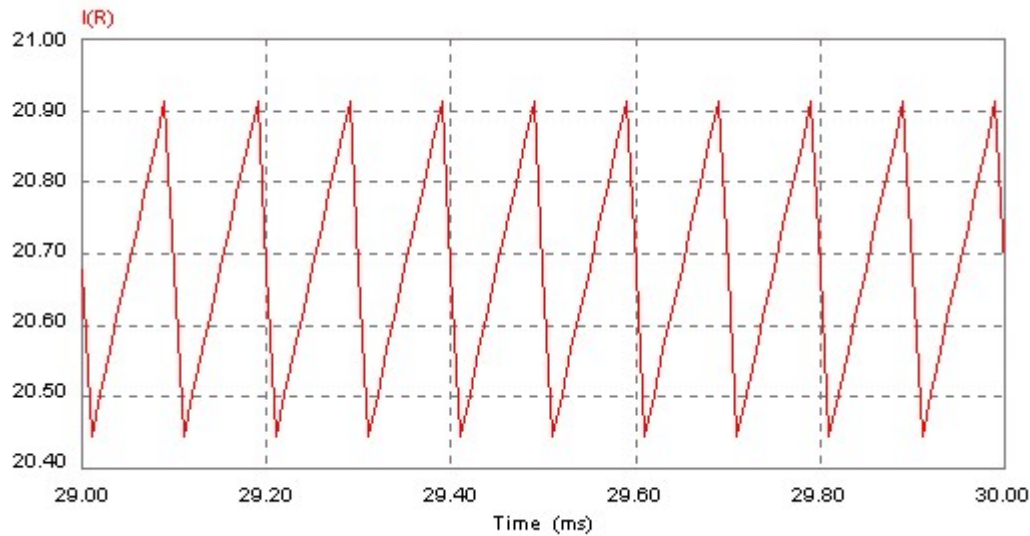
Chopper a 4 quadranti  
PWM unipolare



# SIMULAZIONE CHOPPER A 4 QUADRANTI



Tensione di uscita  
con PWM unipolare



Corrente di carico  
con PWM unipolare

# CONVERTITORI CC/CC ISOLATI

L'isolamento elettrico nei convertitori cc/cc viene garantito da un trasformatore ad alta frequenza.

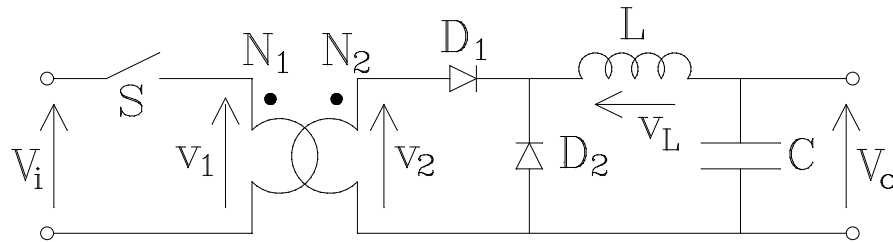
In questi trasformatori è desiderabile ridurre al minimo l'induttanza di dispersione curando quanto più possibile l'accoppiamento magnetico fra primario e secondario. Infatti l'energia associata alle induttanze di dispersione deve essere assorbita dagli interruttori e dai loro snubber.

Uguualmente è desiderabile rendere quanto più elevata possibile l'induttanza di magnetizzazione, in modo da minimizzare la corrente di magnetizzazione che fluisce attraverso gli interruttori (con l'effetto di aumentarne il dimensionamento in corrente).

Convertitori derivati dal buck { *Diretto*  
*Push-pull*  
*Semiponte*  
*Ponte*

Convertitore derivato dal buck-boost → *Flyback*

# CONVERTITORE DIRETTO (forward converter)



Schema ideale (trasformatore ideale, interruttore ideale)

$S = \text{ON}, 0 < t < t_{\text{on}}$

$D_1$  polarizzato direttamente

$D_2$  polarizzato inversamente

$$\left. \begin{aligned} v_L &= \frac{N_2}{N_1} V_i - V_o \\ v_L &= -V_o \end{aligned} \right\} \frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} D$$

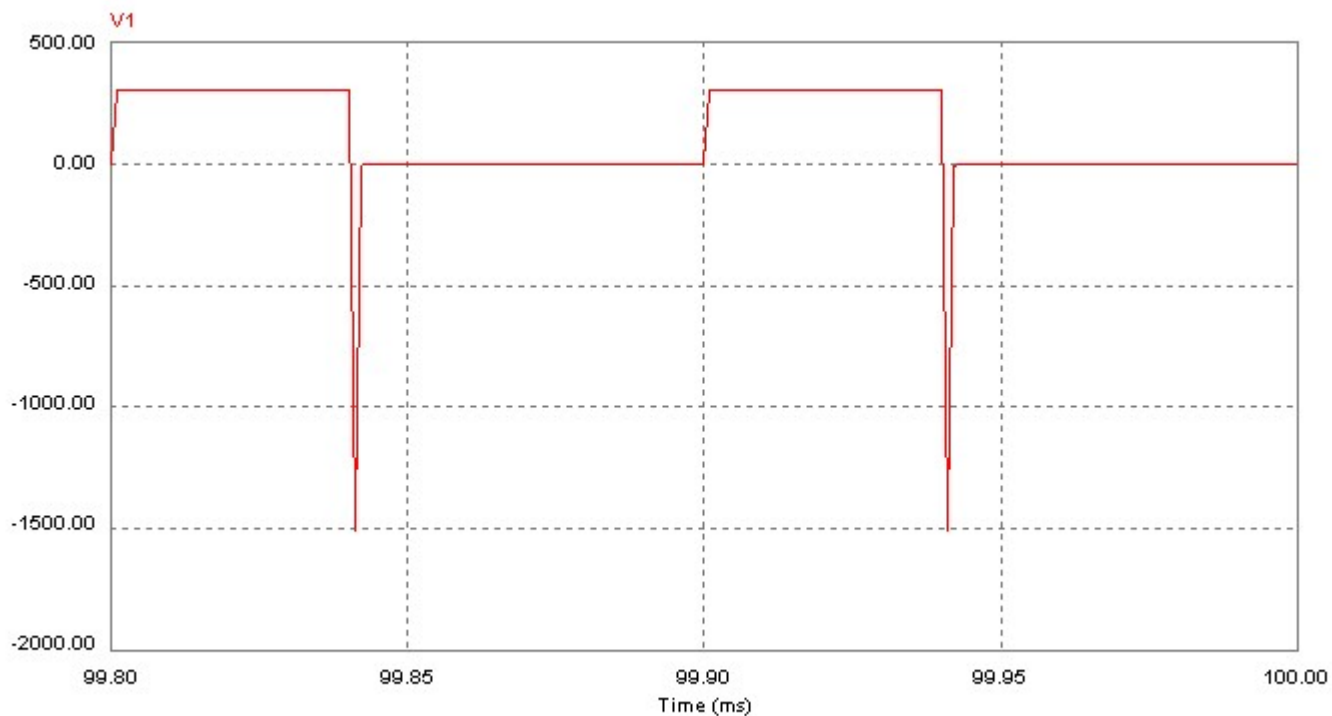
$S = \text{OFF}, t_{\text{on}} < t < T_c$

$i_L$  circola attraverso  $D_2$

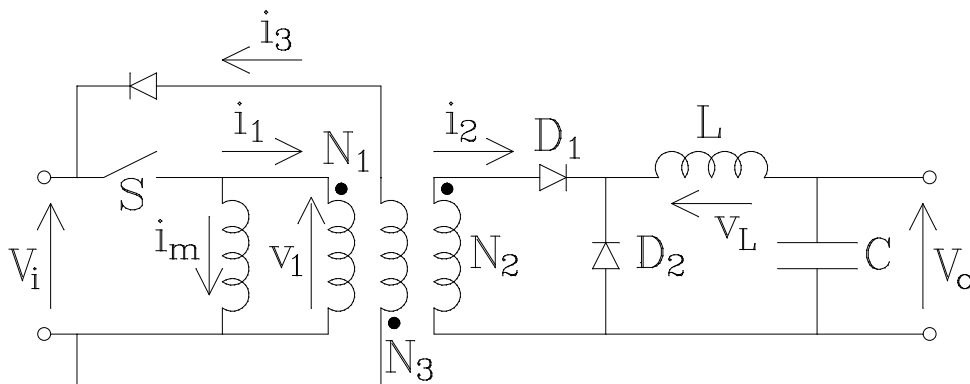
In un convertitore reale bisogna tenere in considerazione la corrente di magnetizzazione del trasformatore.

# PROBLEMA DEL CONV. DIRETTO

Poiché la corrente è unidirezionale è necessario un avvolgimento addizionale per portare a zero la corrente di magnetizzazione. In caso contrario l'apertura dell'interruttore comporterebbe l'interruzione della corrente di magnetizzazione, con conseguenti sovratensioni e quindi possibili danneggiamenti del convertitore.



# SCHEMA PRATICO DEL CONV. DIRETTO



$$S = \text{ON}, 0 < t < t_{\text{on}}$$

$$v_1 = V_i$$

$i_m$  aumenta linearmente  
da 0 a  $I_{mP}$ .

$$S = \text{OFF}, t_{\text{on}} < t < T_c$$

$$i_1 = -i_m$$

$$N_1 i_1 + N_3 i_3 = N_2 i_2$$

$$\text{A causa di } D_1 \ i_2 = 0 \Rightarrow i_3 = \frac{N_1}{N_3} i_m$$

$$v_1 = -\frac{N_1}{N_3} V_i \quad t_{\text{on}} < t < t_{\text{on}} + t_m \quad t_m = \text{intervallo di tempo con } S = \text{OFF} \\ \text{richiesto perch\u00e9 } i_m \text{ vada a zero}$$

Quando il trasformatore si \u00e8 smagnetizzato  $i_m = 0$  e  $v_1 = 0$ .

La tensione media  $v_1$  sull'induttanza di magnetizzazione deve essere zero e quindi:

$$V_i t_{\text{on}} = -\frac{N_1}{N_3} V_i t_m \rightarrow t_m = \frac{N_3}{N_1} D T_c$$

# SCHEMA PRATICO DEL CONV. DIRETTO

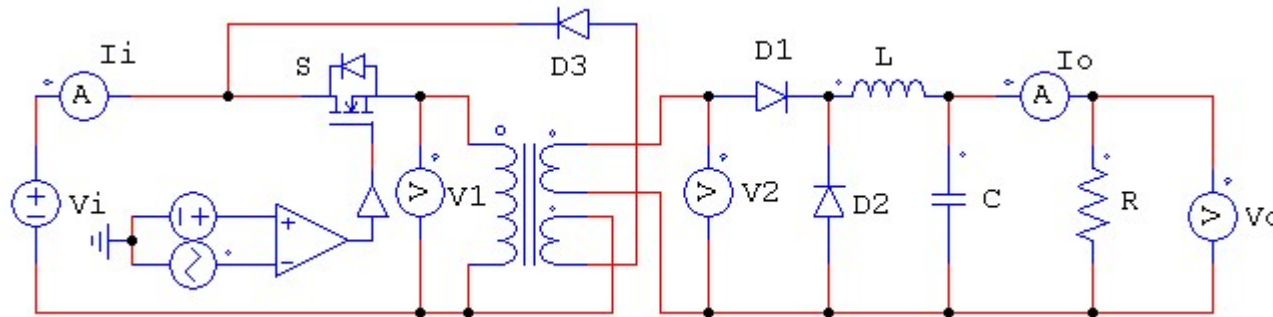
Per evitare la saturazione del nucleo in ferro è necessario che il trasformatore sia completamente smagnetizzato prima dell'inizio del ciclo successivo; pertanto deve essere verificata la condizione

$$t_m \leq (1-D)T_c \rightarrow \frac{N_3}{N_1}DT_c \leq (1-D)T_c \rightarrow D \leq \frac{1}{1 + N_3/N_1}$$

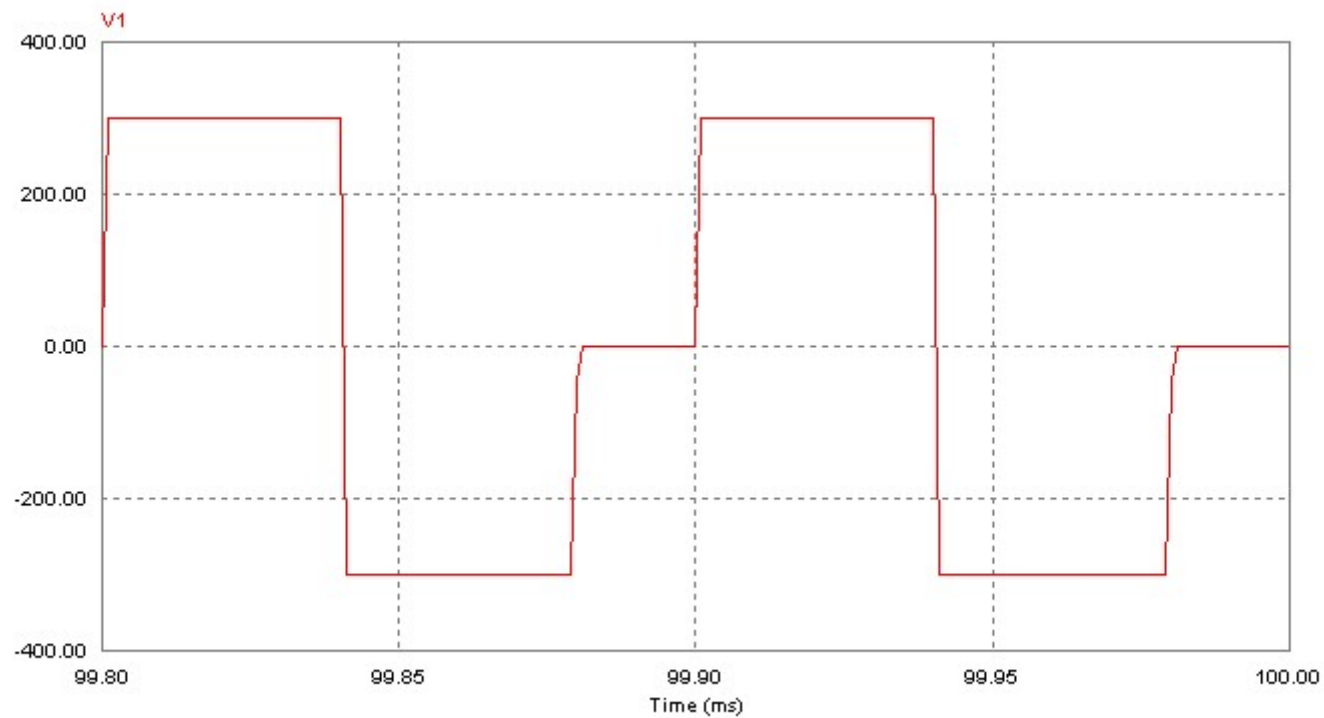
Se, come capita spesso, si mette  $N_3=N_1$  deve essere  $D \leq 0.5$ .

Poiché non è necessario un grosso isolamento fra l'avvolgimento primario e quello smagnetizzate, i due possono essere avvolti in maniera bifilare, in modo da minimizzare l'induttanza di dispersione. Inoltre l'avvolgimento smagnetizzante ha bisogno di una sezione di filo più piccola, in quanto deve portare solamente la corrente smagnetizzante.

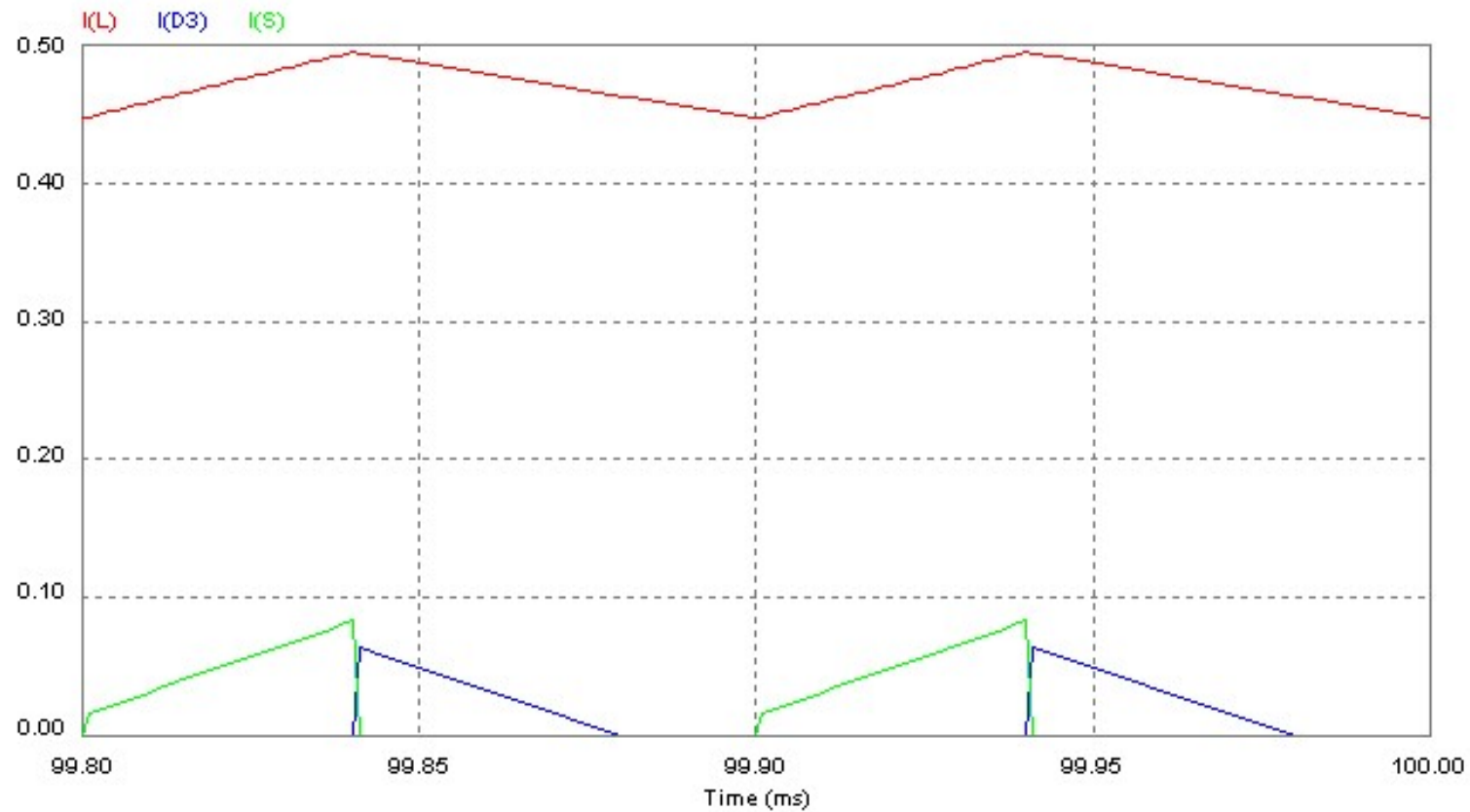
# SIMULAZIONE DEL CONV. DIRETTO



$$N_3 = N_1$$
$$D = 0.4$$

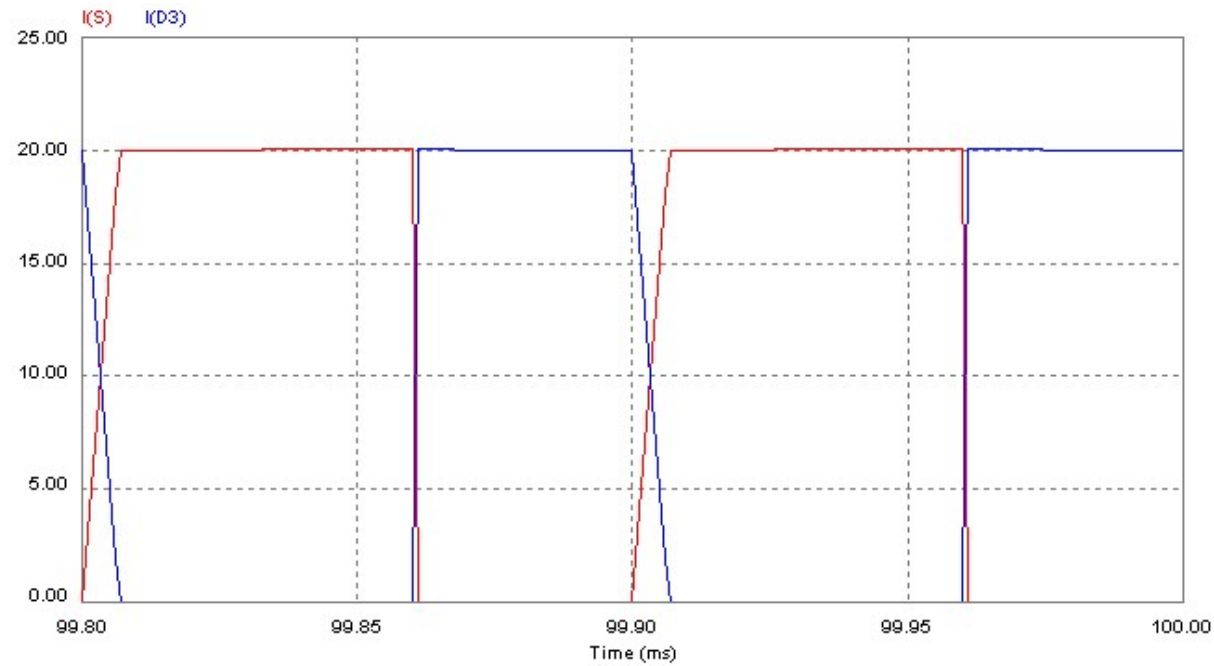


# SIMULAZIONE DEL CONV. DIRETTO

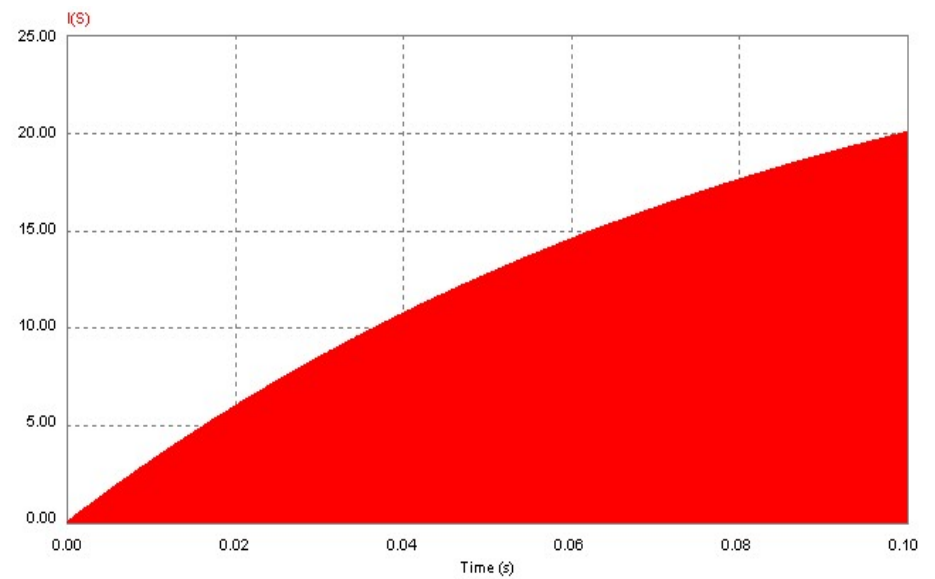
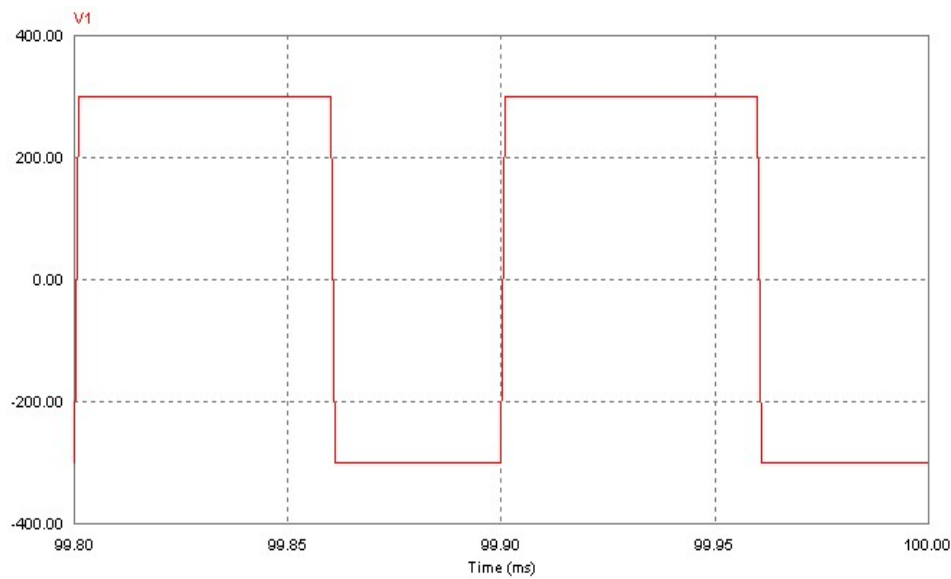


$$N_3 = N_1, D = 0.4$$

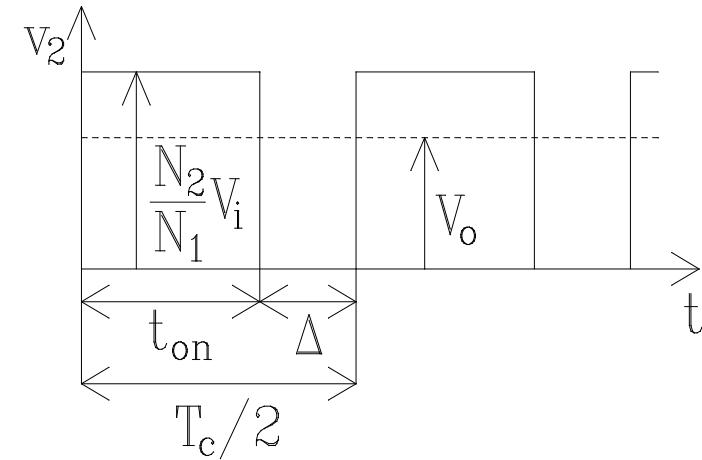
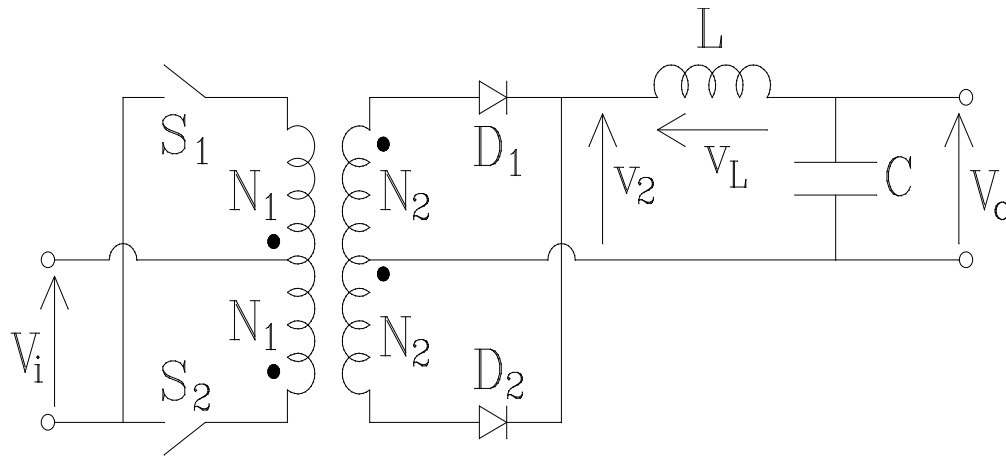
# SIMULAZIONE DEL CONV. DIRETTO



$$N_3 = N_1$$
$$D = 0.6$$



# CONVERTITORE PUSH-PULL



$S_1 = \text{ON}, S_2 = \text{OFF} (0 < t < t_{\text{on}})$   
 $D_1$  conduce,  $D_2$  è interdetto

$$v_2 = \frac{N_2}{N_1} V_i \quad v_L = \frac{N_2}{N_1} V_i - V_o$$

$S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{OFF} (t_{\text{on}} < t < t_{\text{on}} + \Delta)$   
 $i_L$  si suddivide in maniera uniforme  
 fra i due secondari ( $i_{D1} = i_{D2} = i_L/2$ ).

$$v_2 = 0 \quad v_L = -V_o$$

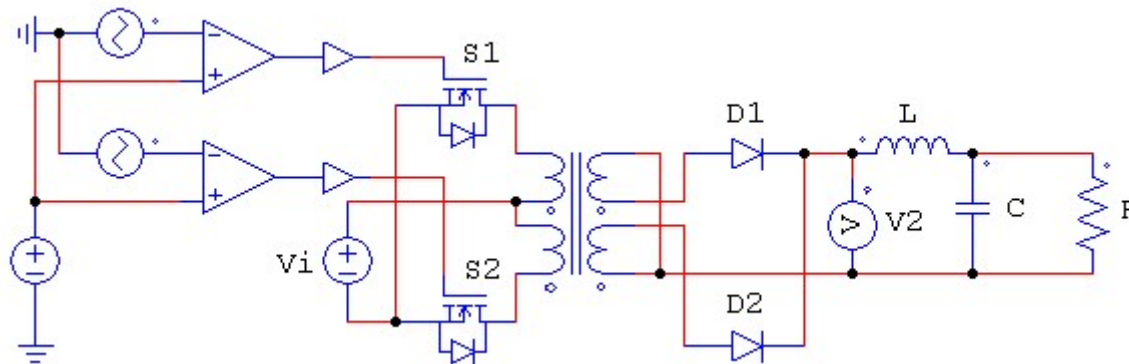
$S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{ON} (D_2$  conduce,  $D_1$  è interdetto).

La forma d'onda si ripete con periodo  $T_c/2 = t_{\text{on}} + \Delta$ .

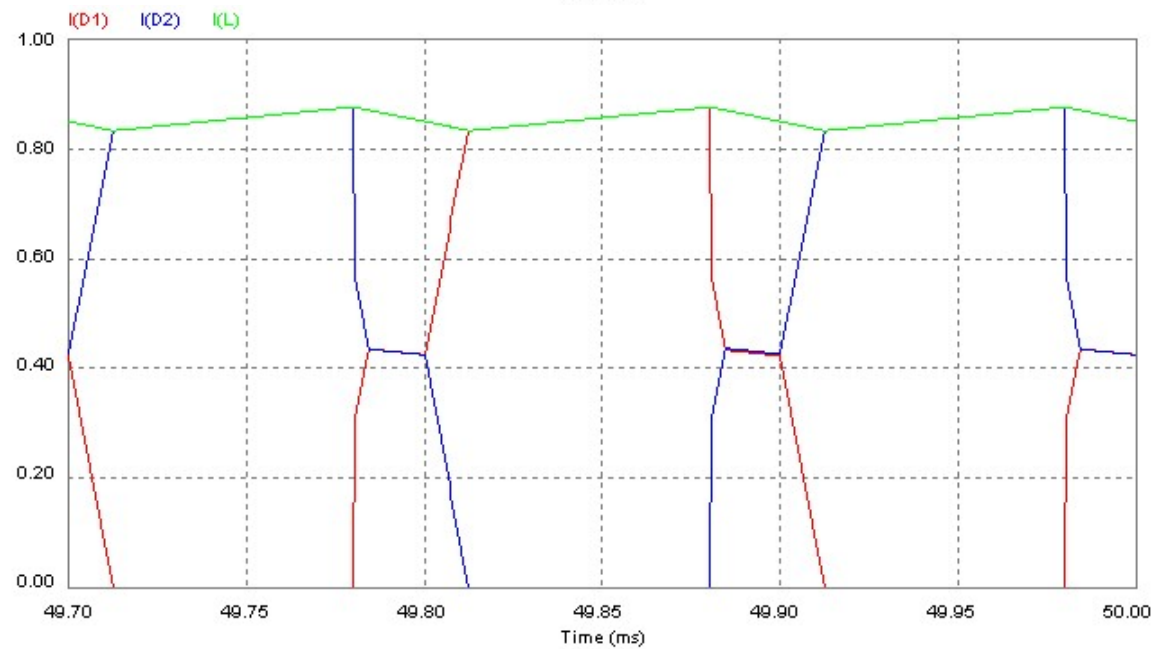
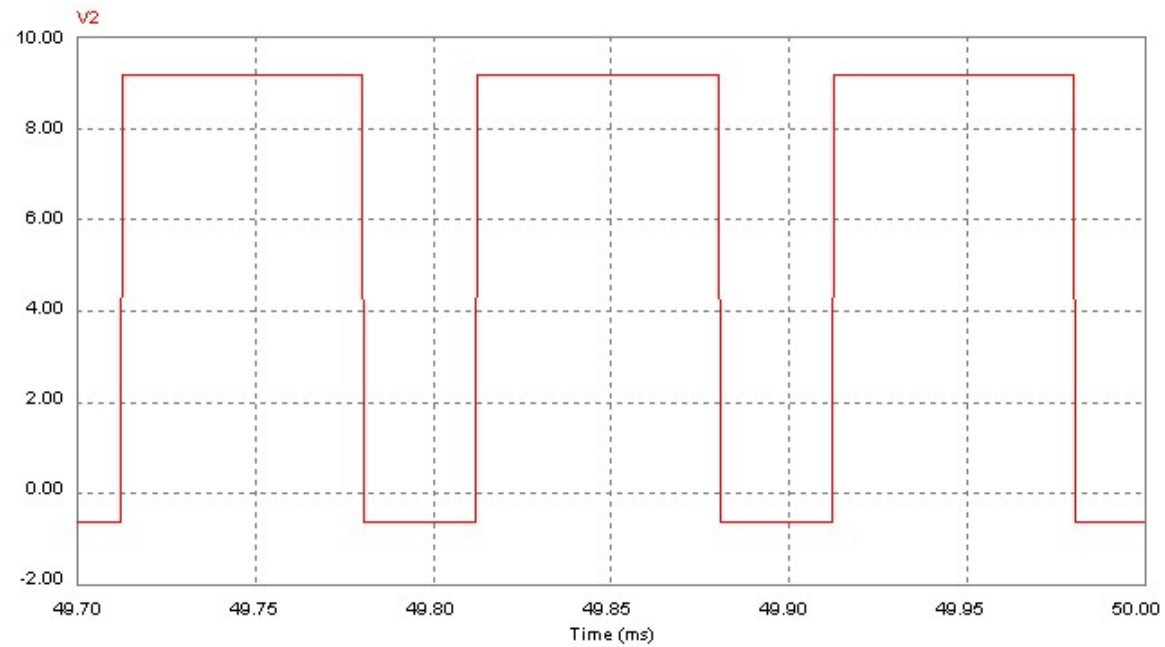
# CONVERTITORE PUSH-PULL

$$D = \frac{t_{on}}{T_c} \quad 0 < D < 0.5 \quad \rightarrow \quad \begin{cases} t_{on} = D \cdot T_c \\ \Delta = \frac{T_c}{2} - t_{on} = \left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot T_c \end{cases}$$

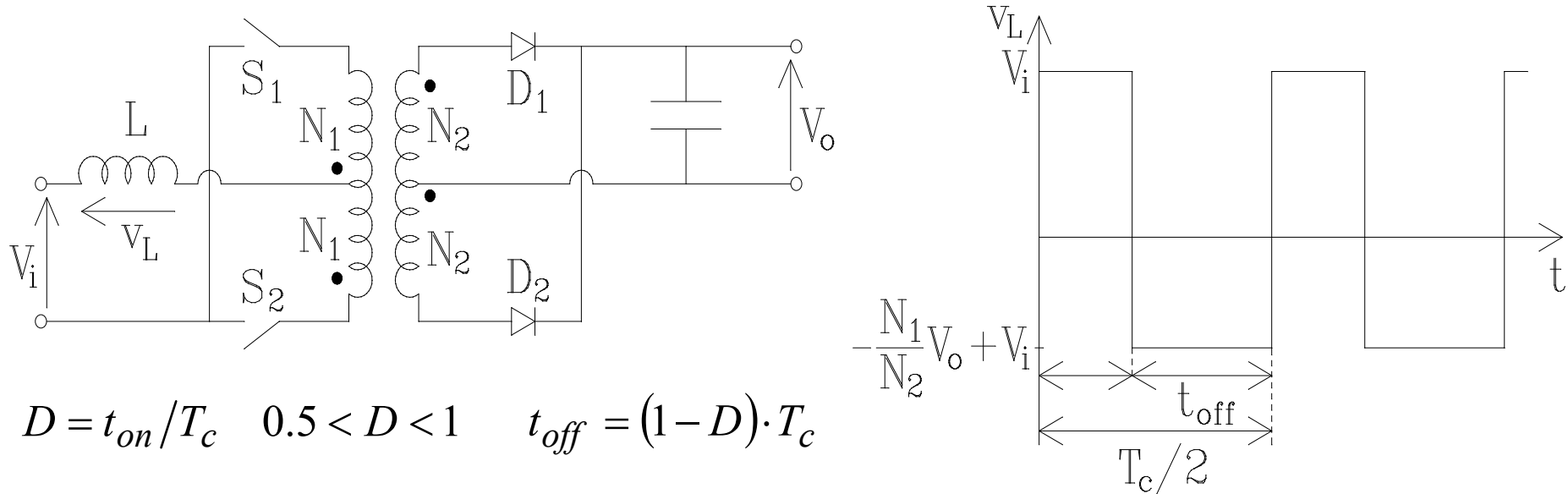
$$\left(\frac{N_2}{N_1} V_i - V_o\right) \cdot t_{on} - V_o \cdot \Delta = 0 \quad \rightarrow \quad \boxed{\frac{V_o}{V_i} = 2 \frac{N_2}{N_1} D}$$



# CONVERTITORE PUSH-PULL



# PUSH-PULL A CORRENTE IMPRESSA



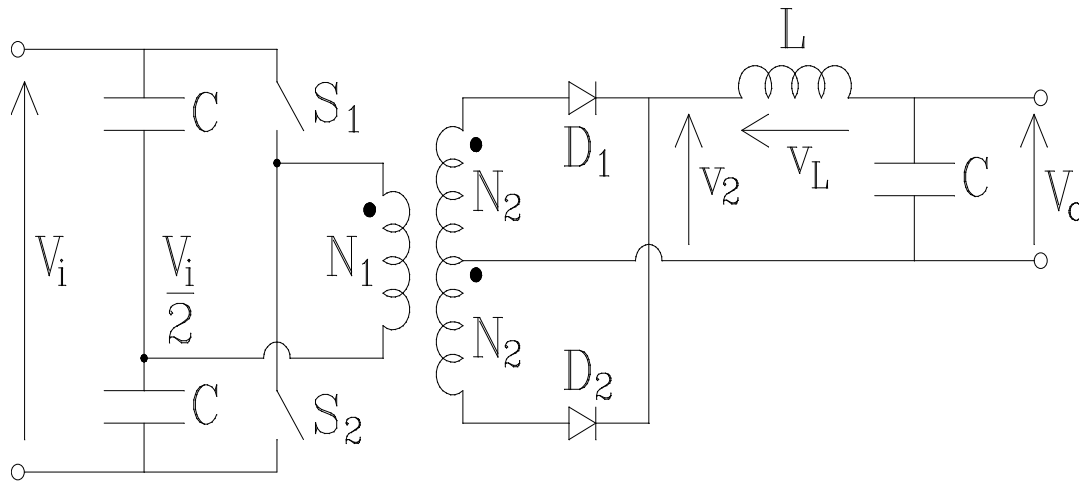
$$D = t_{on}/T_c \quad 0.5 < D < 1 \quad t_{off} = (1-D) \cdot T_c$$

$S_1 = \text{ON}, S_2 = \text{ON}$ : la tensione sulle due parti dell'avvolgimento primario è zero. La corrente di ingresso cresce linearmente e si immagazzina energia in  $L \Rightarrow v_L = V_i$ .

$S_1 = \text{OFF}, S_2 = \text{ON}$  oppure  $S_1 = \text{ON}, S_2 = \text{OFF}$ : l'energia immagazzinata in  $L$  fluisce verso lo stadio di uscita, quindi questo convertitore funziona come il boost  $\Rightarrow v_L = V_i - (N_1/N_2) \cdot V_o$ .

$$V_i \cdot \left( \frac{T_c}{2} - t_{off} \right) + \left( V_i - \frac{N_1}{N_2} V_o \right) \cdot t_{off} = 0 \quad \rightarrow \quad \boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{2(1-D)}}$$

# CONVERTITORE A SEMIPONTE



Come nel push-pull anche nel convertitore a semiponte gli interruttori  $S_1$  ed  $S_2$  vengono accesi alternativamente, ciascuno per un intervallo di tempo  $t_{on}$ .

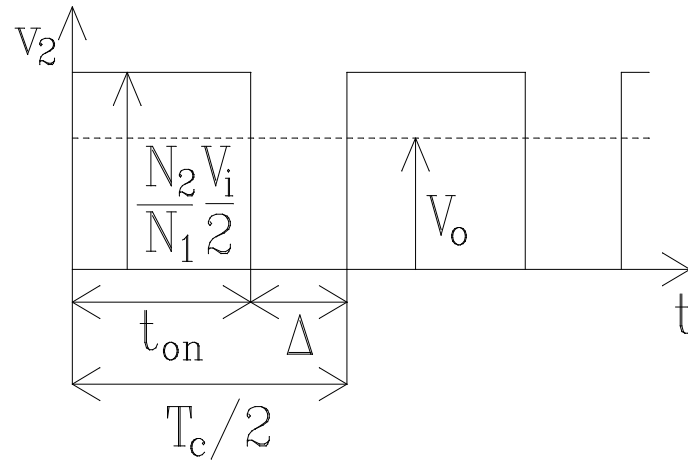
$S_1 = \text{ON}, S_2 = \text{OFF} (0 < t < t_{on}) \Rightarrow D_1$  conduce,  $D_2$  è interdetto

$$v_2 = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_i}{2} \quad \rightarrow \quad v_L = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_i}{2} - V_o$$

Durante l'intervallo di tempo  $\Delta$ , in cui entrambi gli interruttori sono aperti, la corrente dell'induttore si suddivide in maniera uguale fra le due metà del secondario  $\Rightarrow$  conducono sia  $D_1$  che  $D_2$  per cui  $v_2=0$ .

$$v_L = -V_o \quad (t_{on} < t < t_{on} + \Delta)$$

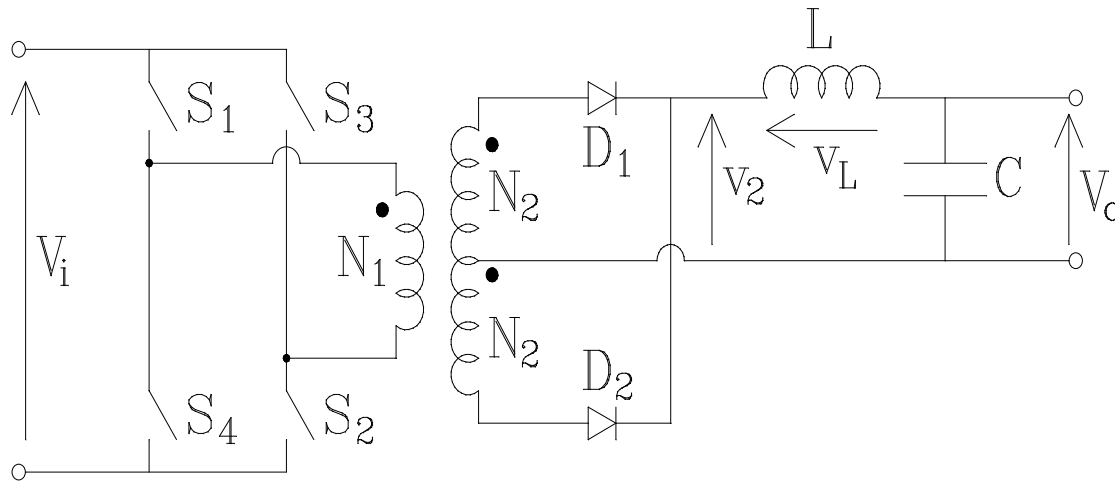
# CONVERTITORE A SEMIPONTE



$$D = \frac{t_{on}}{T_c} \quad 0 < D < 0.5 \quad \rightarrow \quad \begin{cases} t_{on} = D \cdot T_c \\ \Delta = \frac{T_c}{2} - t_{on} = \left(\frac{1}{2} - D\right) \cdot T_c \end{cases}$$

$$\left(\frac{N_2}{N_1} \frac{V_i}{2} - V_o\right) \cdot t_{on} + (-V_o) \cdot \Delta = 0 \quad \rightarrow \quad \boxed{\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} D}$$

# CONVERTITORE A PONTE



$(S_1, S_2)$  e  $(S_3, S_4)$  costituiscono due coppie di interruttori che hanno in ogni istante lo stesso stato.

$(S_1, S_2) = \text{ON}$  oppure  
 $(S_3, S_4) = \text{ON}$  ( $0 < t < t_{\text{on}}$ )

$$v_2 = \frac{N_2}{N_1} V_i \rightarrow v_L = \frac{N_2}{N_1} V_i - V_o$$

$S_1, S_2, S_3, S_4 = \text{OFF}$   
 $(t_{\text{on}} < t < t_{\text{on}} + \Delta)$

$$v_2 = 0 \rightarrow v_L = -V_o$$

$$\left( \frac{N_2}{N_1} V_i - V_o \right) \cdot t_{\text{on}} + (-V_o) \cdot \Delta = 0 \rightarrow$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 2 \frac{N_2}{N_1} D$$

$$D = \frac{t_{\text{on}}}{T_c}$$

$$0 < D < 0.5$$

# CONVERTITORE A PONTE

A parità di potenza e di tensioni di ingresso e di uscita si ha:

$$\left(\frac{N_2}{N_1}\right)_{semiponte} = 2\left(\frac{N_2}{N_1}\right)_{ponte}$$

Per quanto riguarda le correnti che scorrono negli interruttori si ha:

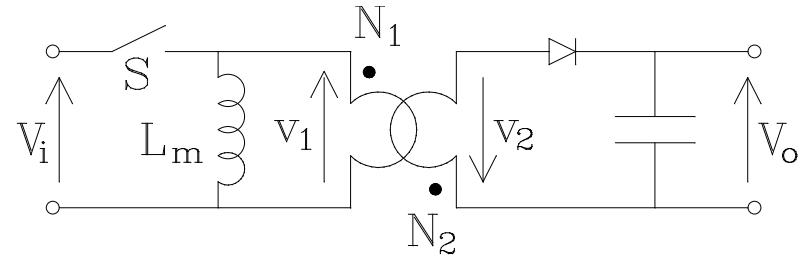
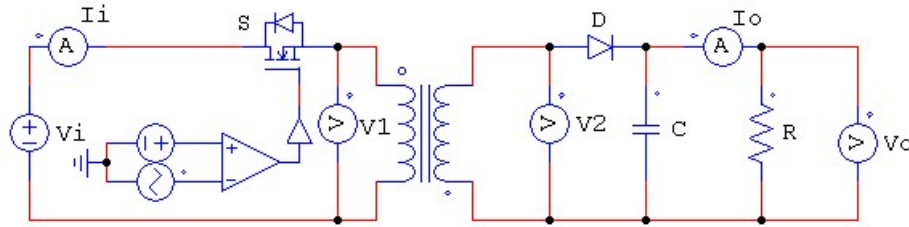
$$(I_S)_{semiponte} = 2(I_S)_{ponte}$$

Sia nel semiponte che nel ponte gli interruttori devono sostenere la tensione di ingresso  $V_i$ .

*Svantaggi:* la configurazione a ponte richiede un numero doppio di interruttori con i relativi circuiti di accensione.

*Vantaggi:* consente di risparmiare sul rame e suddividere la corrente fra più interruttori; quindi il suo utilizzo può essere conveniente nei convertitori per potenze elevate.

# CONVERTITORE FLYBACK



**S = ON,  $0 < t < t_{on}$**

$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{V_i}{N_1} t$$

$$\phi_M = \phi(t_{on}) = \phi(0) + \frac{V_i}{N_1} t_{on}$$

**S = OFF,  $t_{on} < t < T_c$**

$$\phi(t) = \phi_M - \frac{V_o}{N_2} (t - t_{on})$$

$$\phi(T_c) = \phi_M - \frac{V_o}{N_2} (T_c - t_{on})$$

$$= \phi(0) + \frac{V_i}{N_1} t_{on} - \frac{V_o}{N_2} (T_c - t_{on})$$

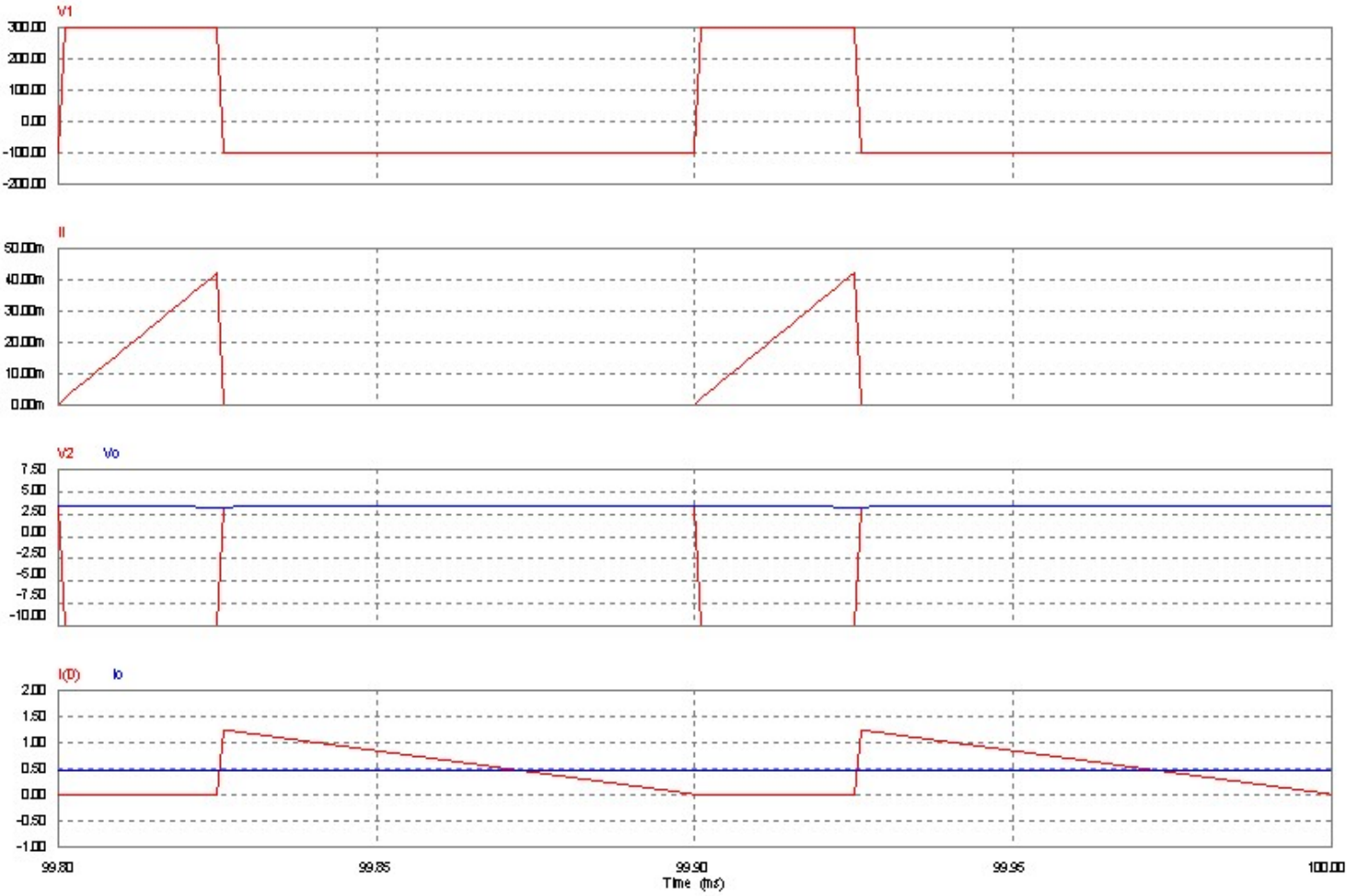
In regime stazionario  $\phi(T_c) = \phi(0)$



$$\frac{V_i}{N_1} D T_c - \frac{V_o}{N_2} (1 - D) T_c = 0 \quad \rightarrow$$

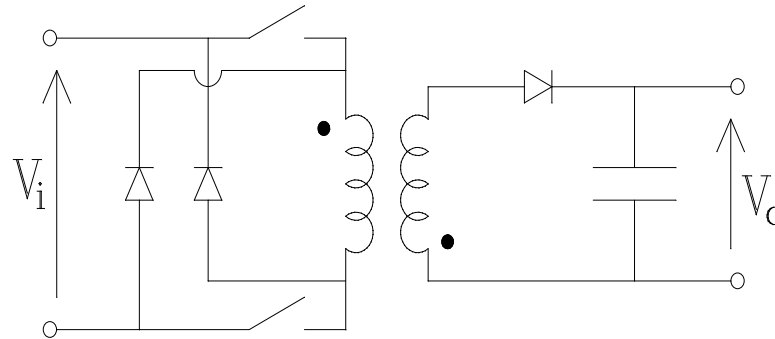
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{(1 - D)}$$

# CONVERTITORE FLYBACK



# CONVERTITORE FLYBACK

*Flyback con due interruttori*

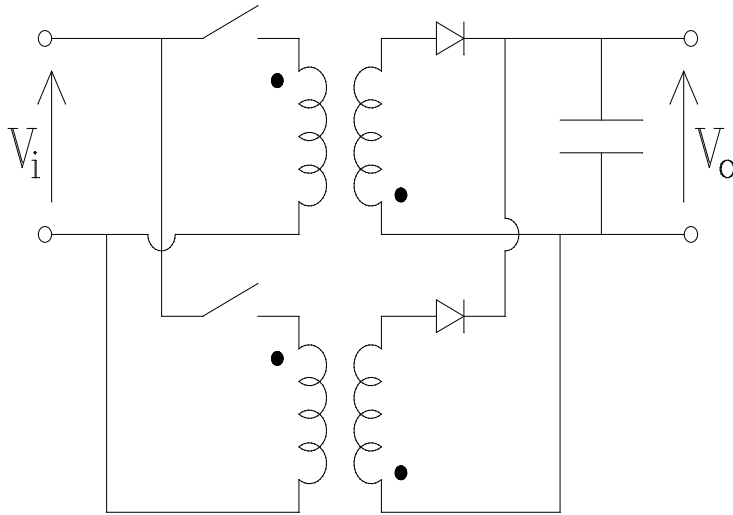


Vantaggi: 1) ciascun interruttore deve sostenere metà tensione rispetto alla soluzione con unico interruttore, 2) poiché esiste una via di chiusura della corrente attraverso i diodi non è necessario utilizzare uno snubber (\*) per consentire la dissipazione dell'energia associata all'induttanza di dispersione.

(\*) Circuiti R-C o R-L di protezione dei dispositivi a semiconduttore utilizzati soprattutto per limitare le sovracorrenti in fase di accensione e le sovratensioni in fase di spegnimento.

# CONVERTITORE FLYBACK

## *Connessione di più flyback in parallelo*

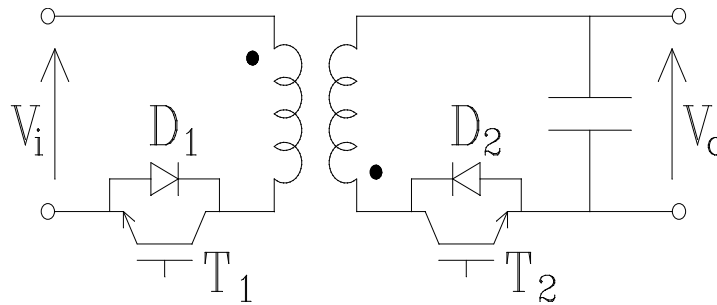


Quando sono in gioco potenze elevate può risultare conveniente l'utilizzo di più convertitori in parallelo, piuttosto che un unico convertitore di potenza più elevata (questa considerazione è valida anche per gli altri tipi di convertitore).

Vantaggi: 1) ridondanza; 2) facendo funzionare i due interruttori alla stessa frequenza di commutazione ma commutandoli ad istanti diversi si ottiene una frequenza di commutazione equivalente più elevata, quindi diminuisce l'ondulazione di corrente; 3) consente la standardizzazione dei moduli di bassa potenza che possono essere connessi in parallelo per ottenere un convertitore di potenza superiore.

# CONVERTITORE FLYBACK

## *Flyback bidirezionale*



Impiega due interruttori unipolari bidirezionali.

Quando sono in conduzione  $T_1$  e  $D_2$  l'energia fluisce dall'ingresso all'uscita. Viceversa, quando sono in conduzione  $T_2$  e  $D_1$  l'energia fluisce dall'uscita all'ingresso.