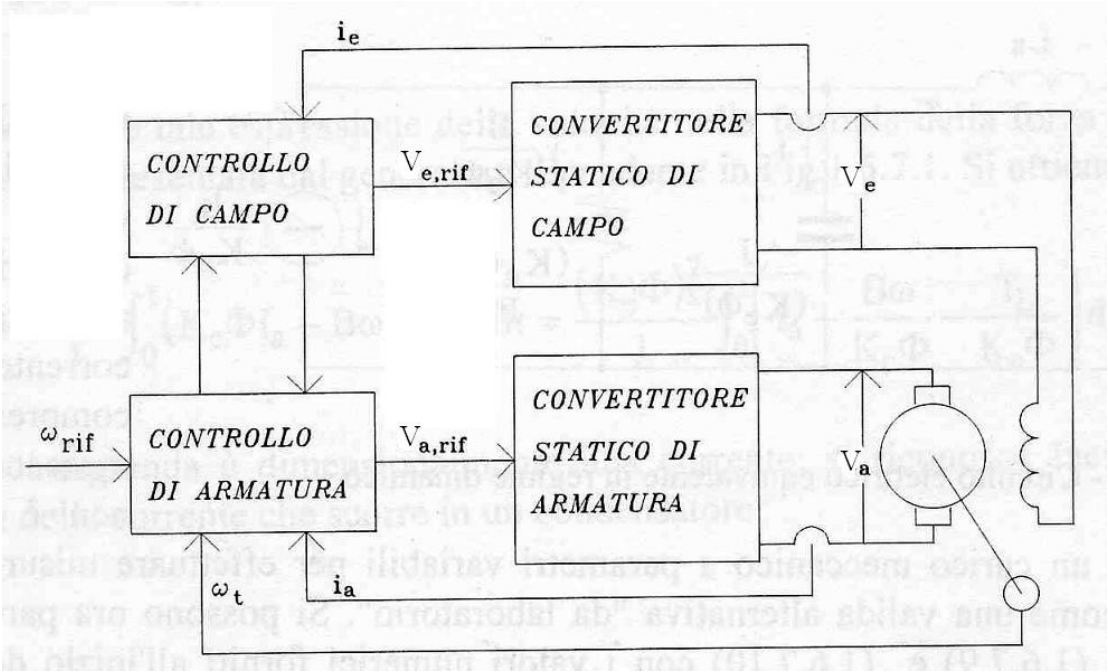
AZIONAMENTI

A CORRENTE CONTINUA

INTRODUZIONE

Gli azionamenti a corrente continua (cc) sono basati sul motore a cc. Lo scopo è riuscire a produrre un determinato valore di velocità (o posizione) con certe caratteristiche di coppia. Lo schema di principio generale di un azionamento a cc è il seguente:



Si possono utilizzare diversi schemi per i convertitori e vari algoritmi di controllo.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Si hanno due modalità fondamentali per il controllo della velocità del motore a cc: controllo di armatura e controllo di campo. I controlli di tipo misto sono i più versatili e completi.

Inoltre si possono distinguere azionamenti che operano su uno, due o quattro quadranti (tensione-corrente ovvero coppia-velocità).

La relazione fondamentale in regime stazionario del motore a cc è $E = K\Phi_f\Omega_m$.

Inoltre il flusso concatenato ϕ_f dipende dalla corrente di campo I_f con legge proporzionale: $\Phi_f \propto I_f$.

Ne risulta che $\Omega_m \propto \frac{V_a - R_a I_a}{I_f}$

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Dalla relazione precedente si vede che la velocità meccanica dipende direttamente dalla tensione di armatura e inversamente dalla corrente di campo. La dipendenza dalla corrente di armatura non è rilevante in quanto la caduta di tensione sulla resistenza di armatura è generalmente trascurabile rispetto alla tensione di armatura.

Questo effetto secondario può essere reso rilevante inserendo una resistenza supplementare in serie con il circuito di armatura. In tal caso la velocità meccanica varia in funzione del valore della resistenza supplementare. Poiché tale resistenza è attraversata dalla corrente di armatura, essa dissipa una potenza rilevante riducendo drasticamente il rendimento dell'azionamento.

Quando si opera a corrente i_f costante e si varia v_a si ottiene il controllo di armatura; quando invece si mantiene costante v_a e si varia i_f si ha il controllo di campo.

CONTROLLO DI ARMATURA

Nel controllo di armatura la corrente di campo viene mantenuta costante per cui si ha

$$\Omega_m \propto V_a - R_a I_a$$

I vantaggi del controllo di armatura sono la proporzionalità della velocità alla tensione applicata all'armatura del motore e la maggiore dinamica della risposta del motore al comando di variazione della velocità in quanto la costante di tempo del circuito di armatura è solitamente un ordine di grandezza inferiore a quella del circuito di campo.

Il limite di velocità è determinato dal massimo valore applicabile della tensione di armatura del motore (il valore nominale). Quando la tensione di armatura varia da zero al valore nominale anche la velocità varia corrispondentemente.

Perciò il controllo di armatura ben si presta per funzionamenti con velocità inferiori o uguali a quella nominale.

CONTROLLO DI CAMPO

Nel controllo di campo la tensione di armatura applicata al motore viene mantenuta costante per cui si ha

$$\Omega_m \propto \frac{1}{I_f}$$

La velocità meccanica del motore è inversamente proporzionale alla corrente di campo. Diminuendo il flusso (indebolimento di campo) la velocità può aumentare oltre il valore nominale. La velocità massima è limitata dal commutatore, dalle spazzole e dal tempo necessario ad annullare la corrente di armatura da un segmento del commutatore.

D'altra parte non è conveniente aumentare il flusso oltre il valore nominale per non saturare il circuito magnetico.

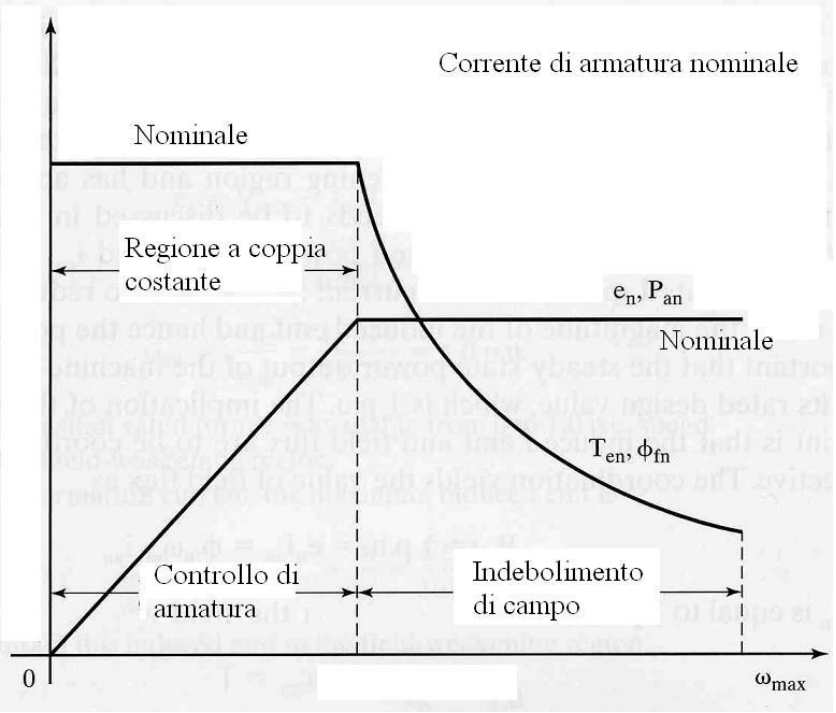
Perciò non è opportuno diminuire la velocità sotto il valore nominale agendo con il controllo di campo.

Invertendo il campo si inverte anche il verso di rotazione del motore.

CONTROLLO MISTO

Un controllo coordinato del campo e dell'armatura (controllo misto) permette di ottenere un azionamento molto versatile con ampia escursione di velocità.

Per velocità inferiori a quella nominale si varia la tensione di armatura applicata al motore.



Quando si giunge al valore di tensione nominale (a cui corrisponde la velocità nominale), si mantiene quest'ultima costante e si diminuisce la corrente di campo (indebolimento di campo) per operare con velocità superiori al valore nominale. In questa zona la potenza sviluppata dal motore rimane costante al variare della velocità e la coppia diminuisce.

EQUAZIONI DEL MOTORE A CC

Equazioni elettromeccaniche

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + L_{af} i_f \omega_m$$

$$c_m - c_r = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m$$

Bilancio energetico: *energia entrante totale* = *energia elettrica* (entrante) – *energia meccanica* (uscente)

energia entrante totale = energia elettrica e meccanica immagazzinate + energia elettrica e meccanica dissipate.

Dalla derivata dell'energia si ottiene il bilancio di potenza:

$$P_{entrante\ totale} = P_{elettrica}\ (\text{entrante}) - P_{meccanica}\ (\text{uscente})$$

$$P_{entrante\ totale} = P_{\substack{variaz.\ energia\ immagazz.\\ elettrica\ e\ meccanica}} + P_{\substack{dissipata\\ elettrica\ e\ meccanica}}$$

COPPIA ELETTROMECCANICA

$$P_{\substack{entrante\\totale}} = v_f i_f + v_a i_a - \omega_m c_r$$

Sostituendo le espressioni precedenti si hanno

$$P_{\substack{elettrica\\(entrante)}} = R_f i_f^2 + L_f i_f \frac{di_f}{dt} + R_a i_a^2 + L_a i_a \frac{di_a}{dt} + L_{af} i_f \omega_m i_a$$

$$P_{\substack{meccanica\\(uscente)}} = \omega_m c_r = \omega_m c_m - J \frac{d\omega_m}{dt} \omega_m - B \omega_m^2$$

Sommando e ordinando si ha

$$P_{\substack{entr.\\totale}} = \underbrace{R_f i_f^2 + R_a i_a^2 + B \omega_m^2}_{\substack{potenza\\dissipata}} + \underbrace{\frac{1}{2} L_f \frac{di_f^2}{dt} + \frac{1}{2} L_a \frac{di_a^2}{dt} + \frac{1}{2} J \frac{d\omega_m^2}{dt}}_{\substack{potenza\ legata\ alle\ variazioni\\di\ energia\ immagazzinata}} - \omega_m c_m + L_{af} i_f \omega_m i_a$$

Tenendo conto del bilancio complessivo rimane $-\omega_m c_m + L_{af} i_f \omega_m i_a = 0$

da cui $c_m = L_{af} i_f i_a = K \varphi_f i_a$

MODELLO MATEMATICO DEL MOTORE A CC

Riassumendo, le equazioni che rappresentano il modello matematico del motore a cc sono

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + L_{af} i_f \omega_m$$

$$c_m - c_r = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m$$

$$c_m = L_{af} i_f i_a = K \varphi_f i_a$$

Nella seconda equazione e nella terza, attraverso c_m, compaiono i prodotti di due variabili di stato, rispettivamente $i_f \omega_m$ e $i_f i_a$, significa che il modello del motore a cc è **non lineare.**

REGIME STAZIONARIO

$$V_{f0} = R_f I_{f0}$$

$$V_{a0} = R_a I_{a0} + L_{af} I_{f0} \Omega_{m0}$$

$$C_{m0} - C_{r0} = B\Omega_{m0}$$

$$C_{m0} = L_{af} I_{f0} I_{a0}$$

$$P_0 = C_{m0}\Omega_{m0}$$

$$P_{Ra0} = R_a I_{a0}^2$$

$$P_{B0} = B\Omega_{m0}^2$$

$$P_{el} = V_{a0} I_{a0} = P_0 + P_{Ra0} + P_{B0}$$

$$\eta = \frac{P_0}{P_{el}}$$

$$\Omega_{m0} = \frac{V_{a0} - R_a I_{a0}}{L_{af} I_{f0}} \qquad I_{a0} = \frac{V_{a0} - L_{af} \frac{V_{f0}}{R_f} \Omega_{m0}}{R_a}$$

$$V_{a0} = R_a I_{a0} + L_{af} \frac{V_{f0}}{R_f} \Omega_{m0}$$

$$C_{m0} = L_{af} \frac{V_{f0}}{R_f} I_{a0} = L_{af} \frac{V_{f0}}{R_f} \frac{V_{a0}}{R_a} - L_{af} \frac{V_{f0}^2}{R_f^2} \frac{L_{af}\Omega_{m0}}{R_a}$$

EQUAZIONI ALLE VARIAZIONI DEL MOTORE A CC

Si supponga di rappresentare una generica grandezza come

$$g(t) = G_0 + g_1(t)$$

Le equazioni del motore a cc si possono riscrivere

$$V_{f0} + v_{f1}(t) = R_f\left[I_{f0} + i_{f1}(t)\right] + L_f \frac{d}{dt}\left[I_{f0} + i_{f1}(t)\right]$$

$$V_{a0} + v_{a1}(t) = R_a\left[I_{a0} + i_{a1}(t)\right] + L_a \frac{d}{dt}\left[I_{a0} + i_{a1}(t)\right] + \\ + L_{af}\left[I_{f0} + i_{f1}(t)\right]\left[\omega_{m0} + \omega_{m1}(t)\right]$$

$$\left[C_{m0} + c_{m1}(t)\right] - \left[C_{r0} + c_{r1}(t)\right] = J \frac{d}{dt}\left[\omega_{m0} + \omega_{m1}(t)\right] + B\left[\omega_{m0} + \omega_{m1}(t)\right]$$

$$C_{m0} + c_{m1}(t) = L_{af}\left[I_{f0} + i_{f1}(t)\right]\left[I_{a0} + i_{a1}(t)\right]$$

EQUAZIONI ALLE VARIAZIONI DEL MOTORE A CC

Le grandezze indicate con il pedice “1” costituiscono le variazioni rispetto al valore del regime stazionario (indicato con il pedice “0”) ovvero al punto di lavoro.

Esplicitando le equazioni, isolando ed eliminando i termini del regime stazionario rimangono

$$v_{f1}(t) = R_f i_{f1}(t) + L_f \frac{d}{dt} i_{f1}(t)$$

$$v_{a1}(t) = R_a i_{a1}(t) + L_a \frac{d}{dt} i_{a1}(t) + \\ + L_{af} I_{f0} \omega_{m1}(t) + L_{af} \omega_{m0} i_{f1}(t) + L_{af} i_{f1}(t) \omega_{m1}(t)$$

$$c_{m1}(t) - c_{r1}(t) = J \frac{d}{dt} \omega_{m1}(t) + B \omega_{m1}(t)$$

$$c_{m1}(t) = L_{af} I_{f0} i_{a1}(t) + L_{af} I_{a0} i_{f1}(t) + L_{af} i_{a1}(t) i_{f1}(t)$$

EQUAZIONI DEL MOTORE A CC
(valide alle piccole variazioni)

Nella ipotesi che **le variazioni delle grandezze rispetto al regime stazionario (o punto di lavoro) siano piccole** (cioè $i_{a1} \ll I_{a0}$, $i_{f1} \ll I_{f0}$, $\omega_{m1} \ll \omega_{m0}$), i termini delle equazioni precedenti che contengono prodotti delle variazioni sono trascurabili rispetto agli altri (termini di ordine superiore). Le equazioni del modello matematico si semplificano

$$v_{f1}(t) = R_f i_{f1}(t) + L_f \frac{d}{dt} i_{f1}(t)$$

$$v_{a1}(t) = R_a i_{a1}(t) + L_a \frac{d}{dt} i_{a1}(t) + L_{af} I_{f0} \omega_{m1}(t) + L_{af} \omega_{m0} i_{f1}(t)$$

$$c_{m1}(t) - c_{r1}(t) = J \frac{d}{dt} \omega_{m1}(t) + B \omega_{m1}(t)$$

$$c_{m1}(t) = L_{af} I_{f0} i_{a1}(t) + L_{af} I_{a0} i_{f1}(t)$$

EQUAZIONI DEL MOTORE A CC (valide alle piccole variazioni)

Nell'ipotesi di piccole variazioni delle grandezze intorno ad un punto di lavoro, il modello matematico del motore a cc è **lineare**.

Il modello in tal caso può essere rappresentato con le equazioni di stato in forma canonica

$$\frac{d}{dt} i_{f1}(t) = \frac{1}{L_f} v_{f1}(t) - \frac{R_f}{L_f} i_{f1}(t)$$

$$\frac{d}{dt} i_{a1}(t) = \frac{1}{L_a} v_{a1}(t) - \frac{R_a}{L_a} i_{a1}(t) - \frac{L_{af} I_{f0}}{L_a} \omega_{m1}(t) - \frac{L_{af} \omega_{m0}}{L_a} i_{f1}(t)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_{m1}(t) = \frac{1}{J} [c_{m1}(t) - c_{r1}(t)] - \frac{B}{J} \omega_{m1}(t)$$

$$c_{m1}(t) = L_{af} I_{f0} i_{a1}(t) + L_{af} I_{a0} i_{f1}(t)$$

EQUAZIONI DI STATO DEL MOTORE A CC

(valide alle piccole variazioni)

$$\frac{d}{dt} i_{f1}(t) = \frac{1}{L_f} v_{f1}(t) - \frac{R_f}{L_f} i_{f1}(t)$$

$$\frac{d}{dt} i_{a1}(t) = \frac{1}{L_a} v_{a1}(t) - \frac{R_a}{L_a} i_{a1}(t) - \frac{L_{af} I_{f0}}{L_a} \omega_{m1}(t) - \frac{L_{af} \omega_{m0}}{L_a} i_{f1}(t)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_{m1}(t) = \frac{1}{J} [c_{m1}(t) - c_{r1}(t)] - \frac{B}{J} \omega_{m1}(t)$$

$$c_{m1}(t) = L_{af} I_{f0} i_{a1}(t) + L_{af} I_{a0} i_{f1}(t)$$

EQUAZIONE DI STATO MATRICIALE DEL MOTORE A CC

(valide alle piccole variazioni)

$$\frac{d}{dt}\begin{vmatrix} i_{f1}(t) \\ i_{a1}(t) \\ \omega_{m1}(t) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 \\ -\frac{L_{af}\omega_{m0}}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{L_{af}I_{f0}}{L_a} \\ \frac{L_{af}I_{a0}}{J} & \frac{L_{af}I_{f0}}{J} & -\frac{B}{J} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{f1}(t) \\ i_{a1}(t) \\ \omega_{m1}(t) \end{vmatrix} +$$

$$+ \begin{vmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} v_{f1}(t) & v_{a1}(t) & c_{r1}(t) \end{vmatrix}$$

TRASFORMATE DI LAPLACE DELLE EQUAZIONI DI STATO DEL MOTORE A CC

(valide alle piccole variazioni)

Il modello matematico del motore a cc valido alle piccole variazioni è lineare quindi alle equazioni può essere applicata la trasformata di Laplace.

$$V_{f1}(s) = R_f I_{f1}(s) + L_f \left[s I_{f1}(s) - i_{f1}(0^+) \right]$$

$$V_{a1}(s) = R_a I_{a1}(s) + L_a \left[s I_{a1}(s) - i_{a1}(0^+) \right] + L_{af} I_{f0} \Omega_{m1}(s) + L_{af} \omega_{m0} I_{f1}(s)$$

$$C_{m1}(s) - C_{r1}(s) = J \left[s \Omega_{m1}(s) - \omega_{m1}(0^+) \right] + B \Omega_{m1}(s)$$

$$C_{m1}(s) = L_{af} I_{f0} I_{a1}(s) + L_{af} I_{a0} I_{f1}(s)$$

EQUAZIONI PER LO SCHEMA A BLOCCHI DEL MOTORE A CC

(valido alle piccole variazioni)

Riordinando i termini delle equazioni in modo da mettere in evidenza le trasformate delle variabili di stato si ottengono

$$I_{f1}(s) = \frac{1}{R_f + sL_f}\left[V_{f1}(s) + L_f i_{f1}(0^+)\right]$$

$$I_{a1}(s) = \frac{1}{R_a + sL_a}\left[V_{a1}(s) + L_a i_{a1}(0^+) - L_{af} I_{f0}\Omega_{m1}(s) - L_{af}\omega_{m0} I_{f1}(s)\right]$$

$$\Omega_{m1}(s) = \frac{1}{B + sJ}\left[-C_{r1}(s) + J\omega_{m1}(0^+) + L_{af} I_{f0} I_{a1}(s) + L_{af} I_{a0} I_{f1}(s)\right]$$

V_{f1}, V_{a1}, C_{r1} sono gli ingressi (C_{r1} di solito è considerato un disturbo), anche le condizioni iniziali $i_{f1}(0^+)$, $i_{a1}(0^+)$ e $w_{m1}(0^+)$ possono essere considerati alla stregua di ingressi. Nel seguito, comunque le condizioni iniziali verranno supposte nulle.

MODELLO DEL MOTORE A CC CON ECCITAZIONE SEPARATA E COSTANTE

Nell'ipotesi di operare a corrente di campo (eccitazione) costante nelle equazioni del modello dinamico completo del motore a cc l'equazione relativa al circuito di eccitazione diventa puramente algebrica (in quanto la derivata della corrente di campo è nulla). Quindi le equazioni del modello diventano:

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + L_{af} i_f \omega_m$$

$$c_m - c_r = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m$$

$$c_m = L_{af} I_f i_a = K \Phi_f i_a$$

Poiché I_f è costante il termine $L_{af} I_f$ può essere considerato alla stregua di un parametro caratteristico del motore. Esso è detto costante di coppia del motore ed è indicato con K_t. Si osservi che il modello del motore a cc con eccitazione costante è **LINEARE** (in questo caso la linearità è una proprietà intrinseca: vale sempre anche per grandi variazioni delle grandezze).

FRENATURA

Quando ci sia la necessità di arrestare il motore (oltre che avviarlo) si deve attuare la procedura di frenatura elettrica.

Ci sono tre tipi principali di frenatura elettrica:

a) *frenatura naturale,* con la quale si toglie alimentazione al motore e si lascia che la velocità evolva con la dinamica meccanica propria del motore;

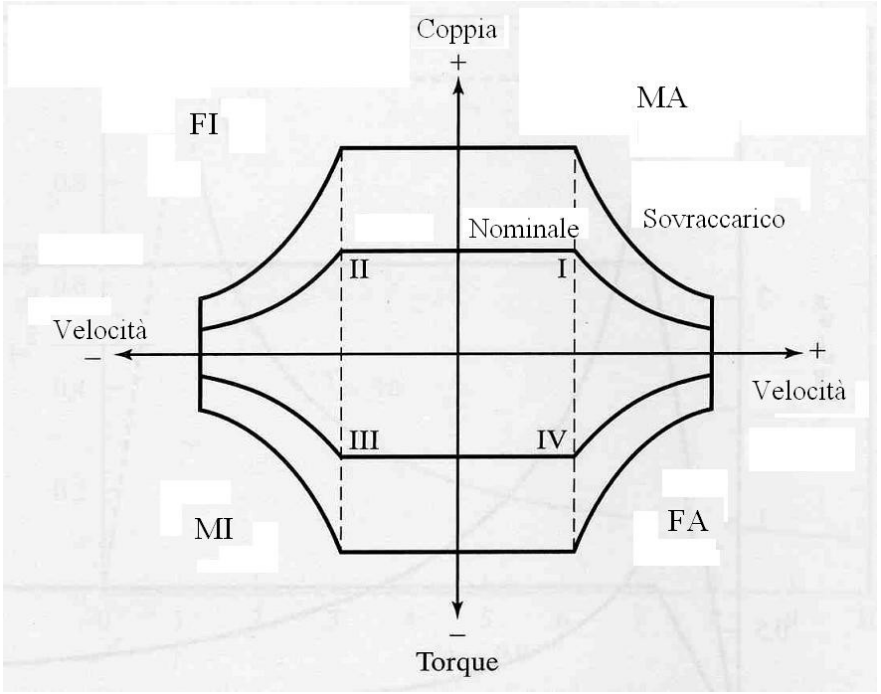
b) *frenatura dinamica*, con la quale il motore viene fatto funzionare da generatore e l'energia restituita dal carico viene dissipata e trasformata in calore su resistori;

c) *frenatura a recupero,* analoga alla precedente solo che l'energia restituita dal carico viene recuperata e ceduta, in qualche modo, alla sorgente.

Nel caso a) il motore funziona solo nel primo quadrante, mentre nei casi b) e c) il motore deve poter funzionare su due o quattro quadranti.

FUNZIONAMENTO SU QUATTRO QUADRANTI

Alle volte è necessario anche invertire il verso di rotazione del motore. Un azionamento (a cc) capace di funzionare con entrambi i versi di rotazione e con le modalità da motore e da generatore (freno) si dice che opera su quattro quadranti come mostrato nella figura sottostante.

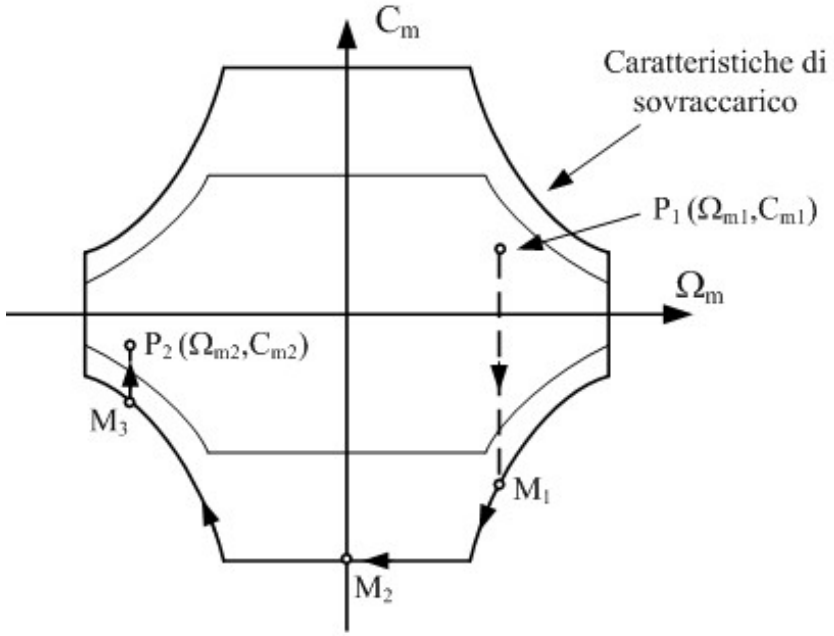


Il sovraccarico è usato per le fasi di accelerazione e decelerazione e vengono tenute per brevi intervalli di tempo.

Il sovraccarico di solito è caratterizzato da valori di coppia (corrente) compresi tra il 50% e il 100% oltre il valore nominale.

PROCEDIMENTO PER LA FRENATURA

La figura sottostante mostra una possibile variazione del punto di lavoro con passaggi di quadrante: dal punto P_1 a P_2 .



Si parte dal punto P_1, si inverte la coppia (corrente) con la traiettoria P_1-M_1. La coppia è mantenuta al valore assoluto massimo compatibilmente con il funzionamento nella regione di indebolimento di campo e di coppia costante. La traiettoria M_1-M_2 rappresenta la fase di decelerazione fino a raggiungere velocità nulla.

Successivamente si inverte la velocità e, sempre mantenendo la coppia al massimo valore assoluto possibile, si percorre la traiettoria M_2-M_3. Una volta raggiunta la velocità desiderata anche la coppia assume il valore voluto percorrendo la traiettoria M_3-P_2.

PROCEDIMENTO PER LA FRENATURA

Quando si voglia frenare la macchina a cc, funzionante come motore nel primo quadrante (coppia e velocità entrambe positive), con le modalità b) o c) si deve portarla ad operare come generatore. Per far questo si deve invertire la corrente di armatura che circola nella macchina.

Inizialmente si azzera la corrente di armatura applicando tensione di armatura nulla o eventualmente forzando con una tensione negativa (per esempio con un raddrizzatore controllato che operi con modalità ondulatore). Quindi si fa circolare una corrente in verso opposto applicando alla macchina una tensione di armatura inferiore alla f.e.m. indotta E.

Man mano che la velocità diminuisce si deve ridurre anche la tensione di armatura in modo da mantenere costante la corrente di armatura della macchina (che sta funzionando da generatore). La macchina in questo caso funziona nel quarto quadrante (coppia negativa, velocità positiva).

MOTORE A CC per esemplificazioni parametri

Tensione di armatura:	V_{aN}=460V
Corrente di armatura:	I_{aN}= 25A
Resistenza di armatura:	R_a=1.5 Ω
Induttanza di armatura:	L_a= 22.5 mH
Tensione di campo:	V_{fN}=180V
Corrente di campo:	I_{fN}=3A
Resistenza di campo:	R_f=60 Ω
Induttanza di campo:	L_f=30H
Velocità meccanica:	n_N=1500 giri/min
Momento d'inerzia:	J=0.3 kgm^2
Coefficiente di attrito viscoso:	B=0.04 Nm s/rad
Coefficiente di coppia:	K_t=2.69 (Vs/rad)(Nm/A)

MODELLO DEL MOTORE A CC CON ECCITAZIONE SEPARATA E COSTANTE

Applicando la trasformata di Laplace alle equazioni precedenti, supponendo nulle le condizioni iniziali, si ottengono

$$I_a(s) = \frac{1}{R_a + sL_a}\left[V_a(s) - K_t \Omega_m(s)\right]$$

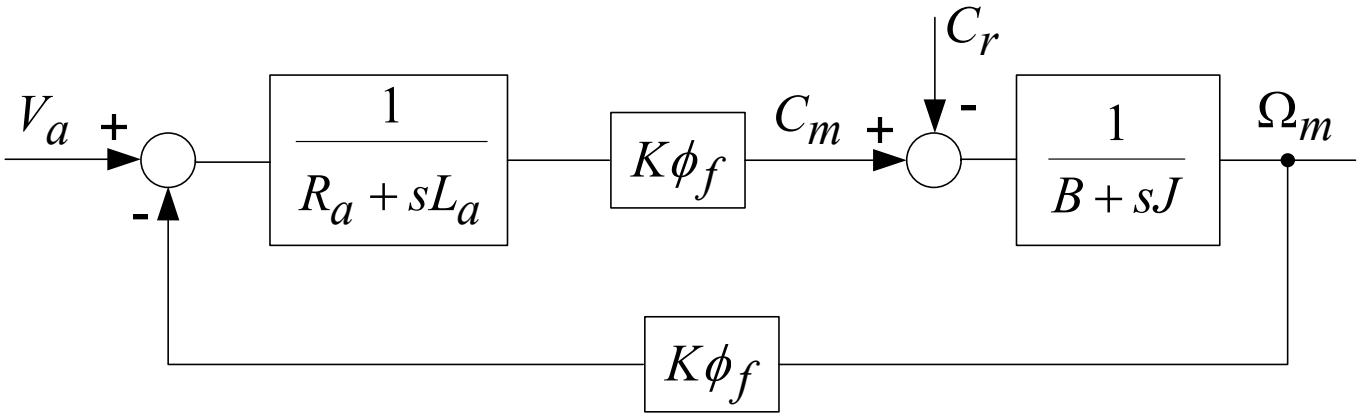
$$\Omega_m(s) = \frac{1}{B + sJ}\left[-C_r(s) + K_t I_a(s)\right]$$

Si ricordi che $K_t = K\Phi_f = L_{af} I_f$

Il valore di K_t dipende dal flusso cioè dall'eccitazione del motore. Se l'eccitazione è costante anche K_t rimane costante.

FdT MOTORE CC
eccitazione separata

Lo schema a blocchi del motore a cc con eccitazione separata è



La funzione di trasferimento (FdT) è

$$\frac{\Omega_m}{V_a} = \frac{K_t}{K_t^2 + R_a B(1+s\tau_a)(1+s\tau_m)} = \frac{K_t}{R_a B} \frac{1}{s^2\tau_a\tau_m + s(\tau_a + \tau_m) + \left(1 + \frac{K_t^2}{R_a B}\right)}$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \qquad \tau_m = \frac{J}{B}$$

FdT MOTORE CC

$$G_{mot} = \frac{\Omega_m}{V_a} = \frac{K_m}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)} \qquad \text{dove} \qquad K_m = \frac{\frac{K_t}{R_a B}}{\left(1+\frac{K_t^2}{R_a B}\right)}$$

$$\tau_1 = \frac{1}{p_1} \quad \tau_2 = \frac{1}{p_2}$$

Poli:

$$p_{1,2} = -\frac{(\tau_a+\tau_m)}{2\tau_a\tau_m}\left[1 \pm \sqrt{1-4\frac{\tau_a\tau_m}{(\tau_a+\tau_m)^2}\left(1+\frac{K_t^2}{R_a B}\right)}\right]$$

FdT MOTORE CC

Solitamente si possono considerare le seguenti due condizioni:

$$\tau_a << \tau_m \qquad\qquad \frac{K_t^2}{R_a B} >> 1$$

La prima è condizione preminentemente strutturale e vale praticamente in tutti i sistemi elettromeccanici. La seconda si dimostra facilmente nel modo seguente:

$$R_a B = R_a B\left(\frac{I_{aN}\Omega_N}{I_{aN}\Omega_N}\right) = \frac{1}{I_{aN}\Omega_N}\left(R_a I_{aN}\right)\left(B\Omega_N\right)$$

$$K_t^2 = K_t^2\left(\frac{I_{aN}\Omega_N}{I_{aN}\Omega_N}\right) = \frac{1}{I_{aN}\Omega_N}\left(K_t\Omega_N\right)\left(K_t I_{aN}\right)$$

ma $B\Omega_N << K_t I_{aN}$ da B va escluso quello del carico (ad esempio ventilatori hanno B grande)

$R_a I_{aN} << K_t\Omega_N$

Per cui rimane verificata la seconda disuguaglianza.

FdT MOTORE CC

Se si definisce anche $\tau_{m1} = \dfrac{\tau_m}{\dfrac{K_t^2}{R_a B}}$ le due condizioni della dia precedente diventano

$\tau_a << \tau_m \qquad \tau_{m1} << \tau_m$

Sotto queste condizioni, l'espressione dei poli del modello del motore a cc diviene:

$$p_{1,2} \cong -\frac{1}{2\tau_a}\left[1 \pm \sqrt{1 - 4\frac{\tau_a}{\tau_m}\frac{K_t^2}{R_a B}}\right] = -\frac{1}{2\tau_a}\left[1 \pm \sqrt{1 - 4\frac{\tau_a}{\tau_{m1}}}\right] =$$

e il guadagno: $K_m \cong \dfrac{1}{K_t}$

$$= -\frac{1}{2\tau_a}\left[1 \pm \sqrt{1 - 4\frac{\tau_a}{J}\frac{K_t^2}{R_a}}\right]$$

L'ultima eguaglianza mostra che l'espressione approssimata dei poli non dipende da B, per cui si può affermare che le due condizioni equivalgono a imporre B = 0 (si può verificare ponendo B=0 nello schema a blocchi).

FdT MOTORE CC

Se $4\frac{\tau_a}{\tau_m}\frac{K_t^2}{R_a B} = 4\frac{\tau_a}{\tau_{m1}} < 1$ i poli del motore sono reali altrimenti sono complessi coniugati.

Nel caso in cui il momento di inerzia del modello comprenda quello del motore e quello del carico, esso può variare anche consistentemente. Dalla formula sopra si può trovare il momento d'inerzia J_{lim} sotto il quale i poli del motore (+carico meccanico) sono complessi coniugati

$$J_{\lim} = 4\tau_a \frac{K_t^2}{R_a} = 4L_a K_t^2$$

Normalmente, senza considerare il momento d'inerzia del carico, i motori di potenza medio-bassa hanno poli reali, quelli di potenza più elevata hanno poli complessi coniugati.

POLI DELLA FdT DEL MOTORE A CC

Alle volte può accadere che $4\frac{\tau_a}{\tau_{m1}} << 1$

si ricordi

$$\tau_{m1} = \frac{\tau_m}{\frac{K_t^2}{R_a B}}$$

In tal caso vale la seguente semplificazione

$$\sqrt{1-4\frac{\tau_a}{\tau_{m1}}} \cong 1-2\frac{\tau_a}{\tau_{m1}}$$

(sviluppo in serie di Mc Laurin troncato al primo termine)

Con ciò i poli del modello del motore diventano

$$p_1 \cong -\frac{1}{\tau_a} \qquad p_2 \cong -\frac{1}{\tau_{m1}}$$

e la FdT

$$\frac{\Omega_m}{V_a} \cong \frac{K_m}{(1+s\tau_a)(1+s\tau_{m1})}$$

MOTORE A CC per esemplificazioni

Velocità nominale (a carico): ω_{mN}=157 rad/s

Coppia nominale: T_{eN}=67.2 Nm

Costante di tempo elettrica: τ_a=15 ms polo p_a=66.7 rad/s

Costante di tempo meccanica: τ_m=7.5 s polo p_m=0.133 rad/s

$$\frac{K_t^2}{R_a B} = 120.6 \ (>>1) \qquad K_t = L_{af} i_f$$

τ_{m1}=7.5/120.6= 0.062 s

P_{m1}=16.1 rad/s

$$4\frac{\tau_a}{\tau_m}\frac{K_t^2}{R_a B} = 0.9648 \quad (\cong 1)$$

in tal caso non è corretto approssimare i poli del motore con $p_a=1/\tau_a$ e $p_{m1}=1/\tau_{m1}$

Infatti il calcolo dei poli dà $-p_1$=-39.2 $-p_2$=-27.6

GRADINO DI TENSIONE V_a

Risposta di velocità del motore ad una sollecitazione di tensione di armatura

$$\Omega_m(s) = G_{mot}(s) V_a(s)$$

Se l'ingresso è un gradino di tensione (nominale)

$$\Omega_m = \frac{K_m}{\tau_1 \tau_2} \frac{1}{(p_1 + s)(p_2 + s)} \frac{460}{s}$$

Sviluppando in frazioni parziali e quindi antitrasformando secondo Laplace si perviene all'espressione dell'andamento della velocità durante un avviamento.

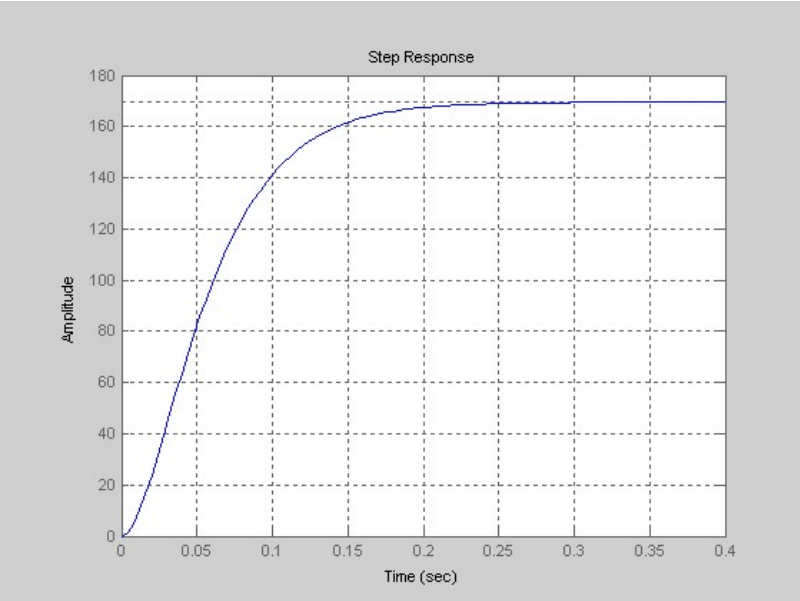
$$\Omega_m = \frac{A}{(p_1 + s)} + \frac{B}{(p_2 + s)} + \frac{C}{s}$$

A=460*0.878, B=-460*1.247, C=460*0.369

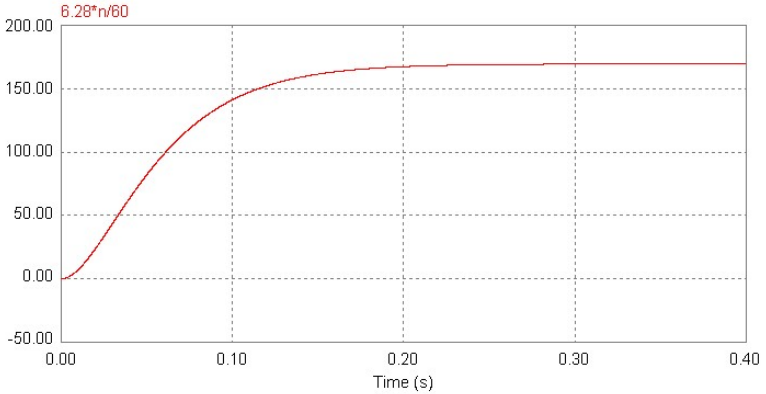
AVVIAMENTO A VUOTO

$$\omega_m(t) = \left(0.878\, e^{-\frac{t}{\tau_1}} - 1.247\, e^{-\frac{t}{\tau_2}} + 0.369 \right) 460$$

Grafico dell'espressione

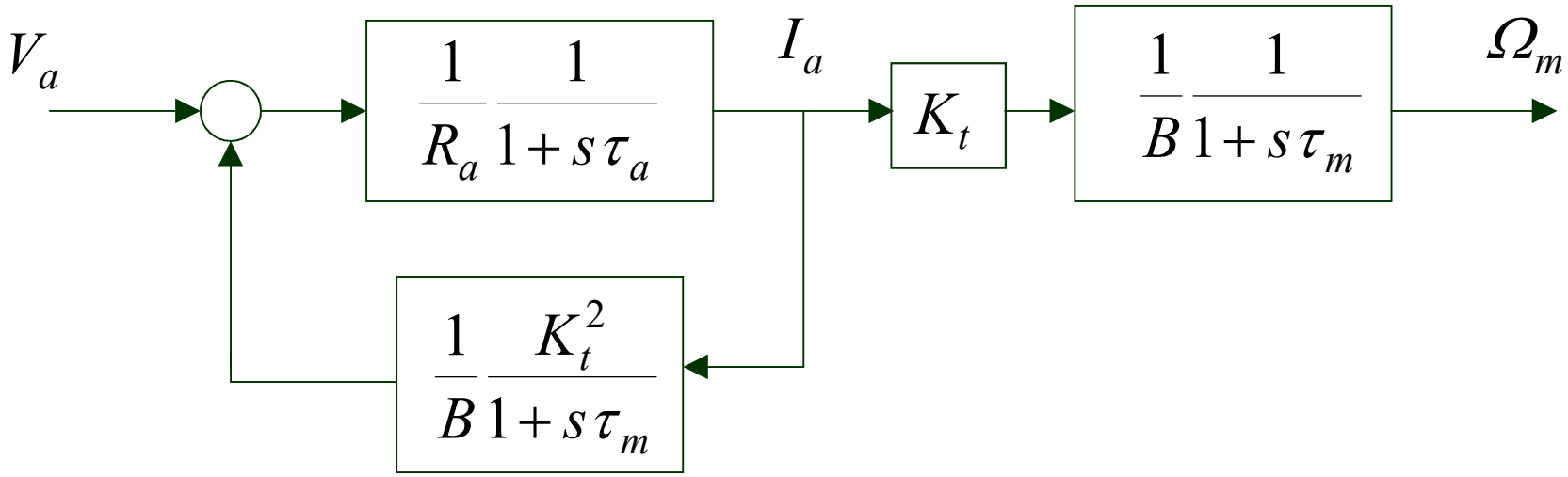


Simulazione



ANDAMENTO DELLA CORRENTE

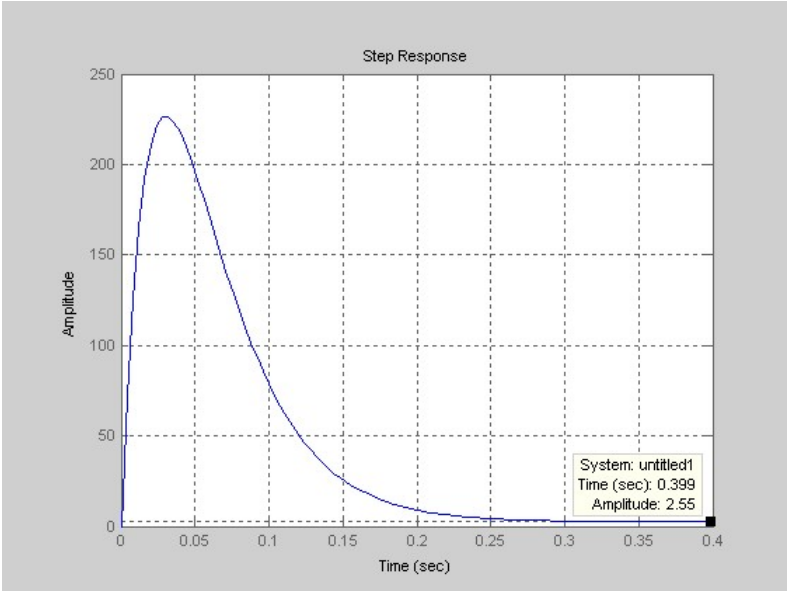
Per mettere in evidenza la corrente si devono eseguire alcune elaborazioni degli schemi a blocchi



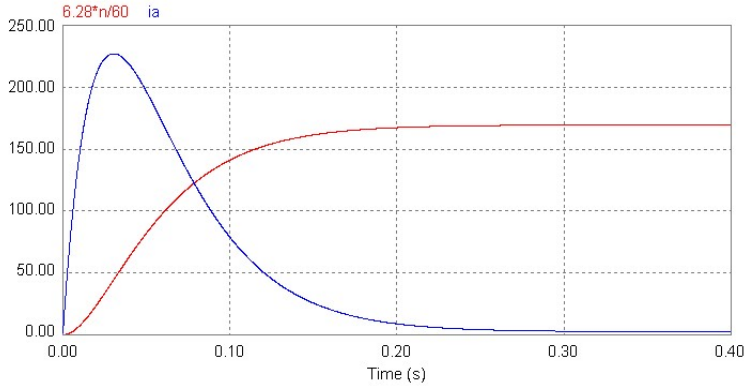
$$G_{cm} = \frac{I_a}{V_a} = \frac{1}{L_a}\frac{s+p_m}{(s+p_1)(s+p_2)} = \frac{1}{R_a\left(1+\frac{K_t^2}{R_aB}\right)}\frac{1+s\tau_m}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}$$

ANDAMENTO DELLA CORRENTE

Calcolato



Simulato



Si rileva una elevata sovracorrente: quasi dieci volte il valore nominale.

DINAMICA DEL CONVERTITORE

Si supponga che il motore venga alimentato con un raddrizzatore controllato.

La dinamica del convertitore è caratterizzata sostanzialmente da un ritardo finito dovuto al tempo che intercorre tra l'istante in cui è inviato il comando di variazione dell'angolo di accensione e l'istante in cui tale comando è recepito dal raddrizzatore. Tale ritardo dipende dal tipo di raddrizzatore. Per un raddrizzatore a ponte trifase esso può variare in maniera casuale tra 0 e 20/6 ms (periodo delle cupolette caratteristiche della tensione di uscita). Si ammette che il ritardo sia una media dei possibili valori e quindi T_r=20/12 ms= 1.67 ms.

La FdT è e^{-sT_r} (ma è una funzione trascendente)

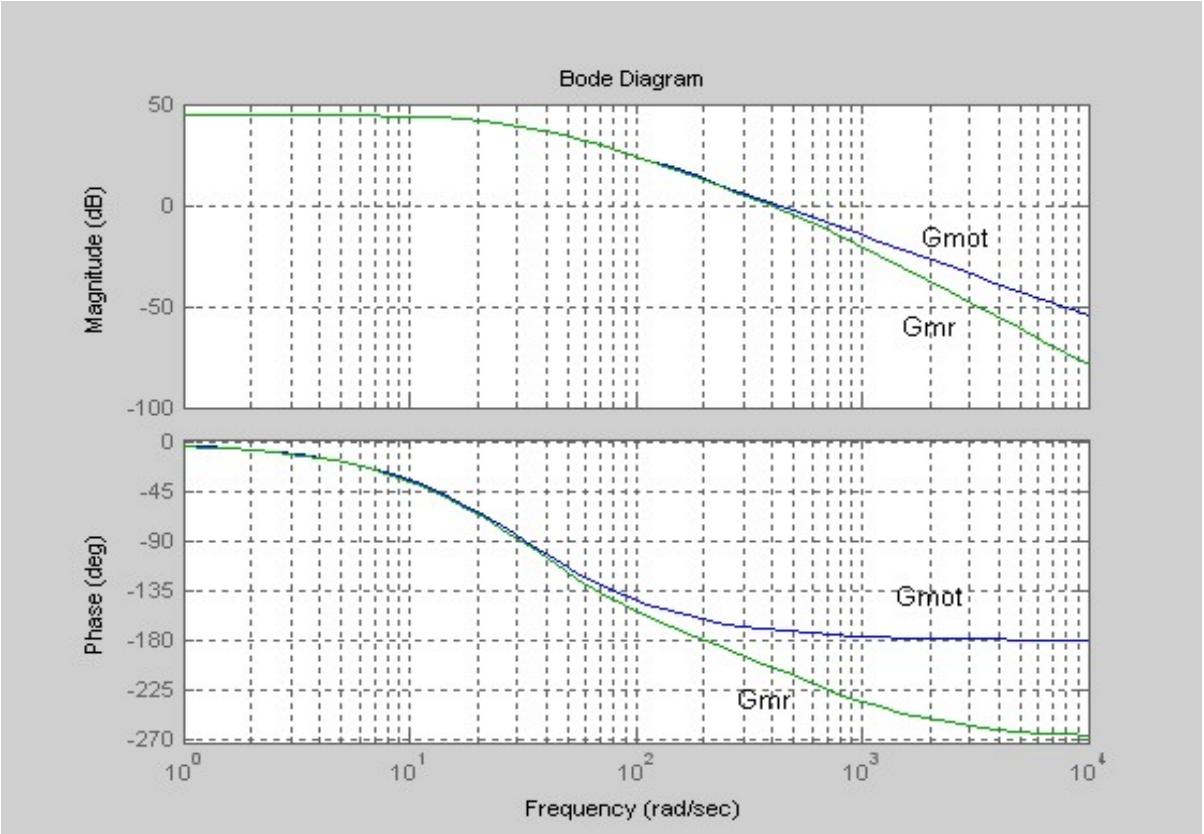
Essa viene approssimata dalla $G_r = \dfrac{K_r}{1+s\tau_r}$ con $T_r=\tau_r$

K_r guadagno del convertitore (nel seguito si può supporre K_r=460) in tal caso l'ingresso è la tensione di comando del raddrizzatore v_{ar}.

EFFETTO DEL RADDRIZZATORE

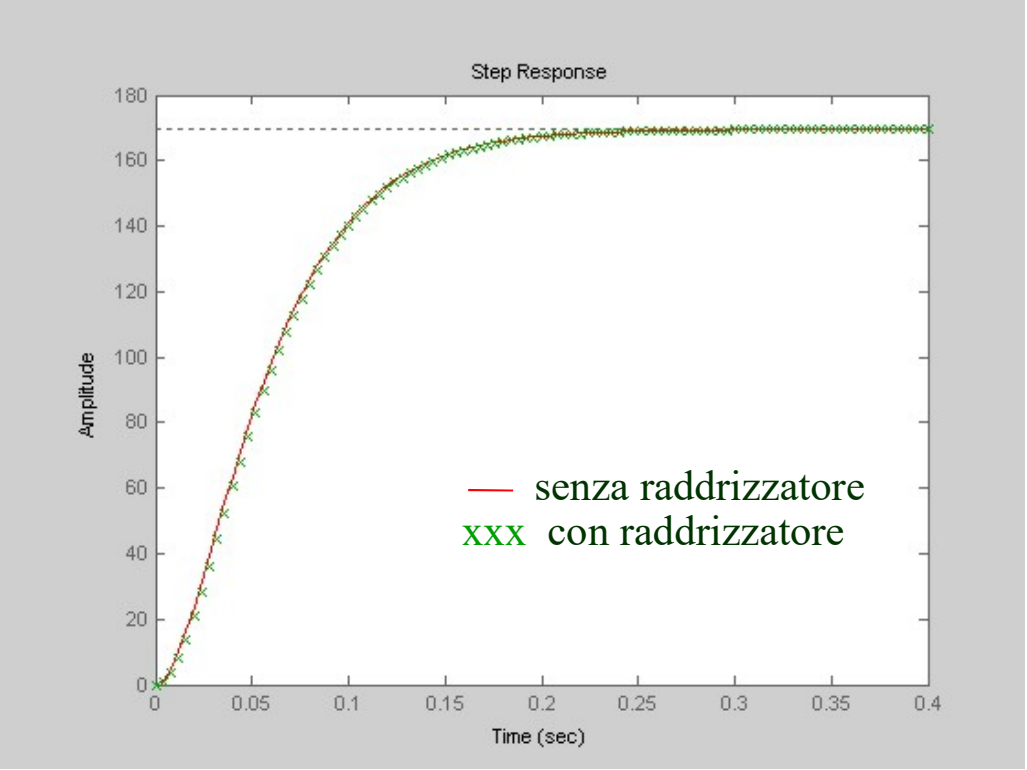
Se si considera anche il convertitore la FdT del sistema diventa

$$G_{mr} = \frac{\Omega_m}{V_a} = \frac{K_r}{(1+s\tau_r)} \frac{K_m}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)} = \frac{K_r K_m}{\tau_r \tau_1 \tau_2} \frac{1}{(p_r+s)(p_1+s)(p_2+s)}$$



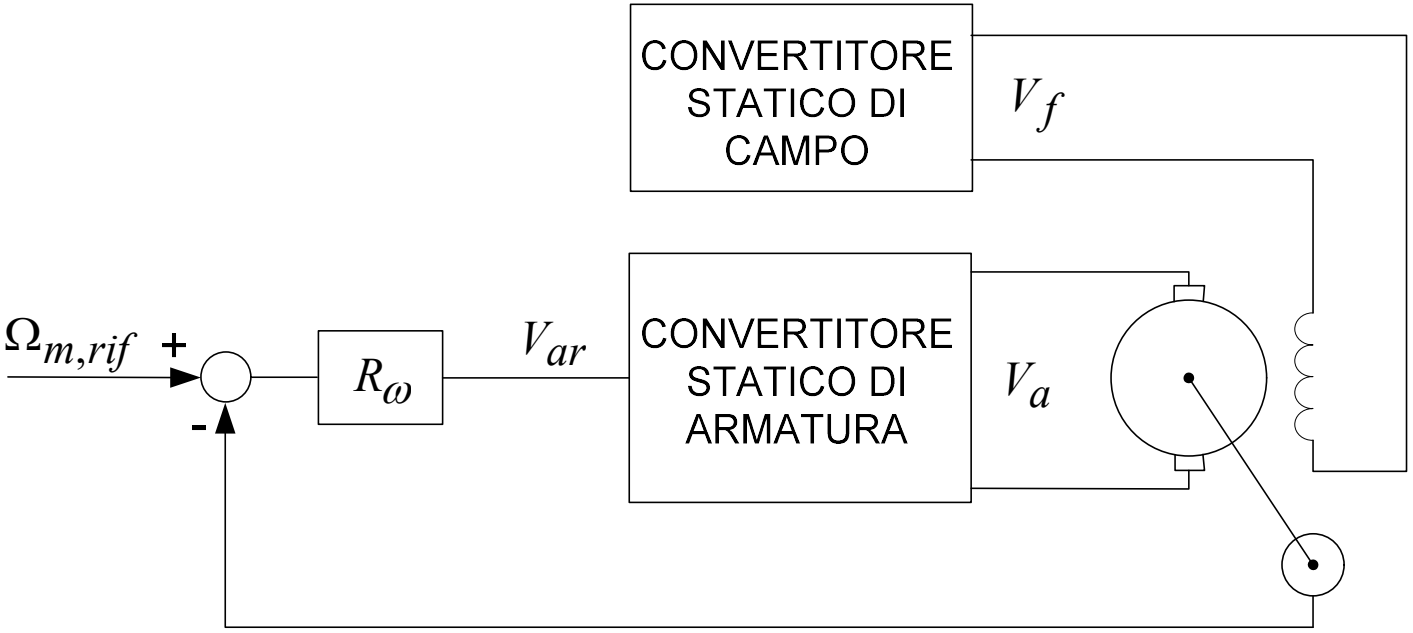
EFFETTO DEL RADDRIZZATORE

La risposta di velocità nel tempo a fronte di un gradino di tensione non si differenzia molto con e senza raddrizzatore



CONTROLLO DI VELOCITÀ

Schema di azionamento con il solo anello di velocità

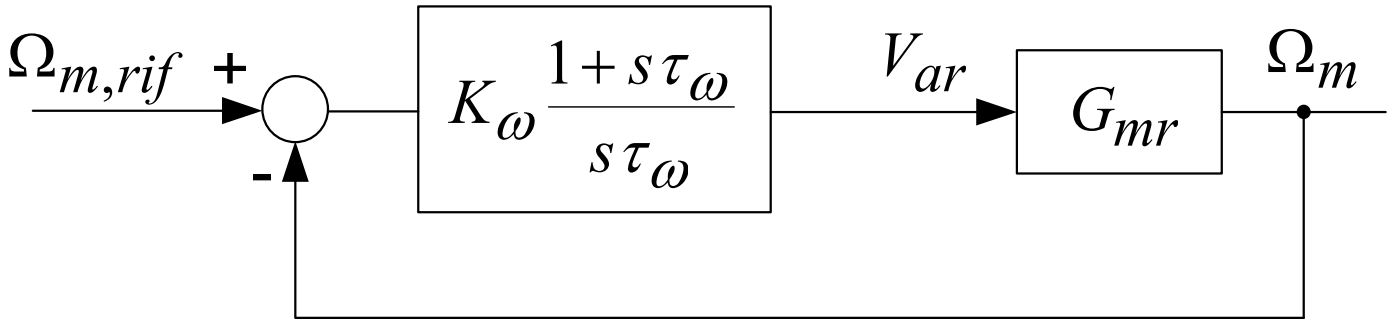


REGOLATORE DI VELOCITA'

Nel caso di regolatore di velocità PI

$$R_\omega = K_\omega \frac{1 + s\tau_\omega}{s\tau_\omega}$$

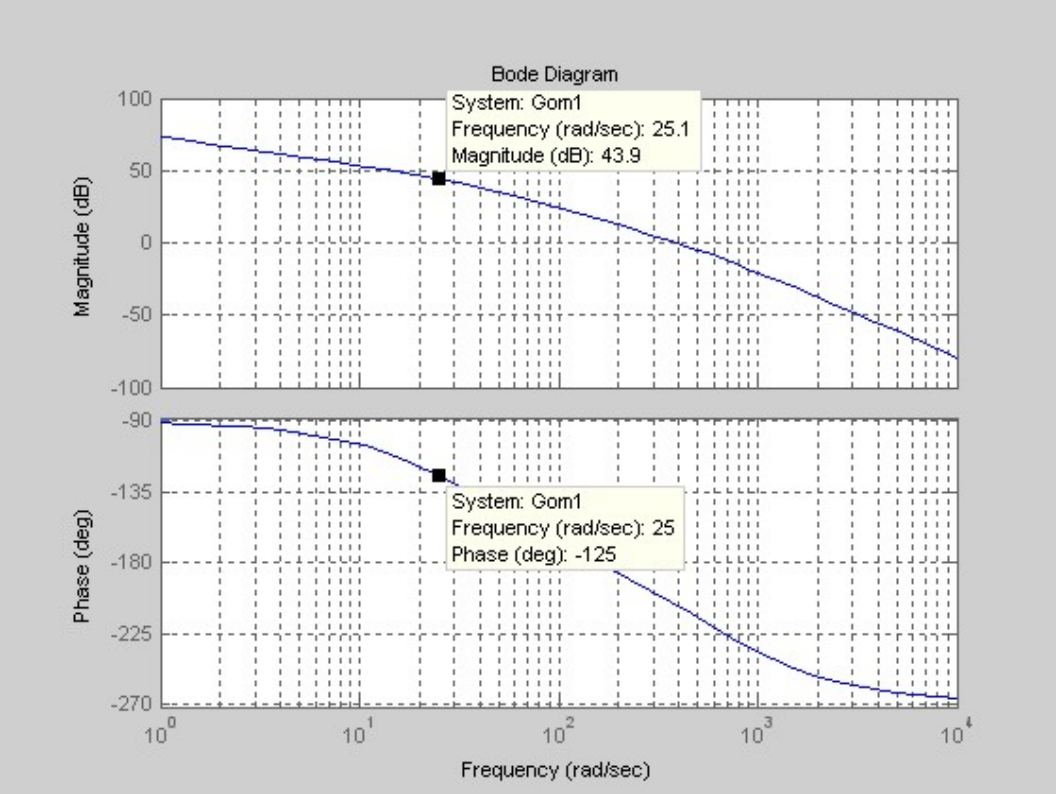
Lo schema a blocchi dell'azionamento è



REGOLATORE DI VELOCITA'

FdT di ciclo aperto

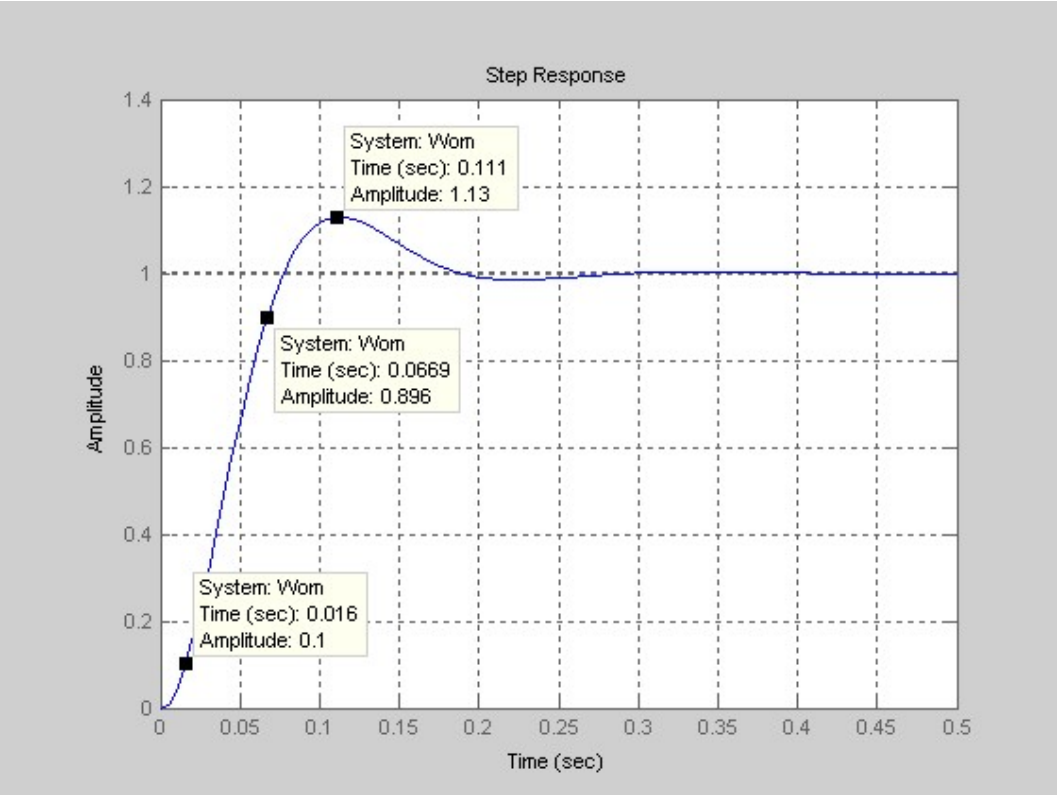
$$G_\omega = K_\omega \frac{1+s\tau_\omega}{s\tau_\omega} \frac{K_r}{(1+s\tau_r)} \frac{K_m}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}$$



Solitamente la costante di tempo del regolatore PI è scelta in modo da ottenere la cancellazione dello zero del PI con il polo dominante del motore: $\tau_\omega=\tau_2$. In tal caso il diagramma di Bode di ciclo aperto con $K_\omega=1$ è quello a fianco.

REGOLATORE DI VELOCITA'

Scegliendo, come indicato dal diagramma di Bode di ciclo aperto, un guadagno K_ω=-44dB ($6.3*10^{-3}$) il margine di fase è di ca. 55°. La risposta ad un gradino unitario del riferimento di velocità è la seguente.

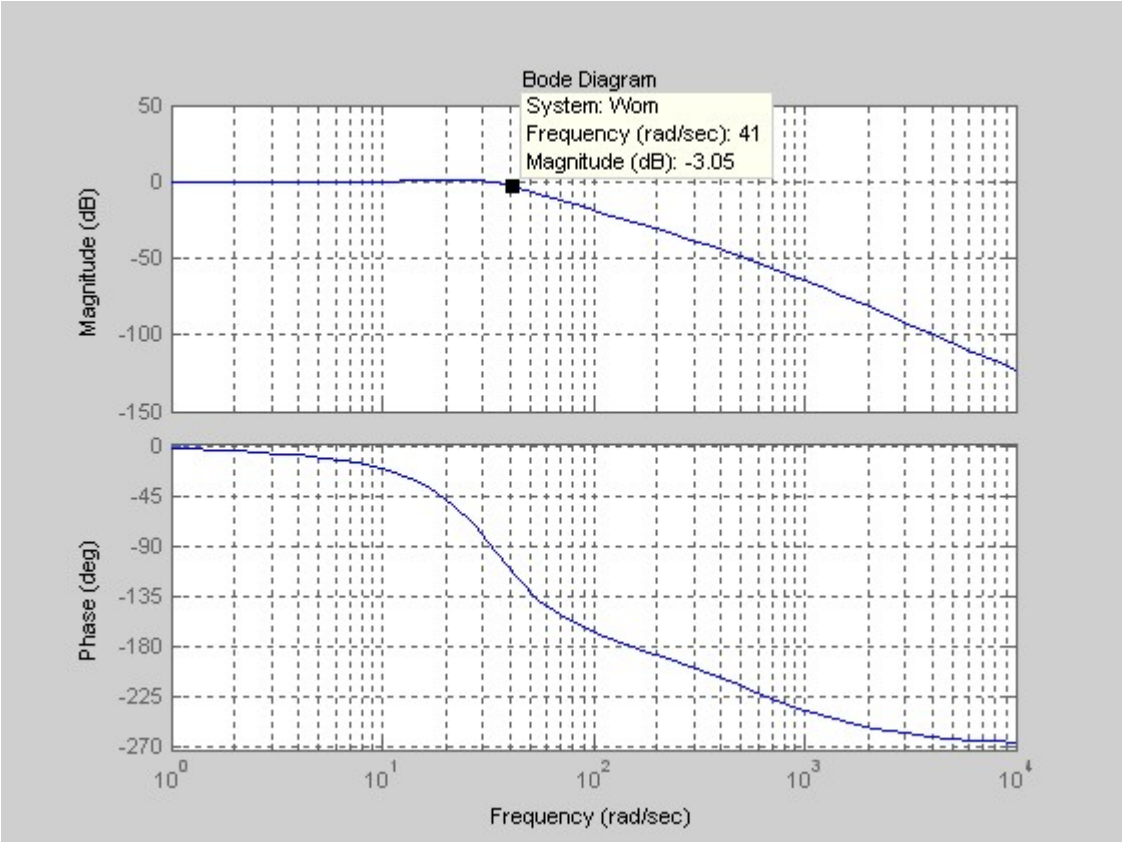


La sovraelongazione è di ca. il 13%. Il tempo di salita da 0.1 a 0.9 del valore finale è circa 50 ms.

Mentre quello da 0 al valore finale è circa 75 ms.

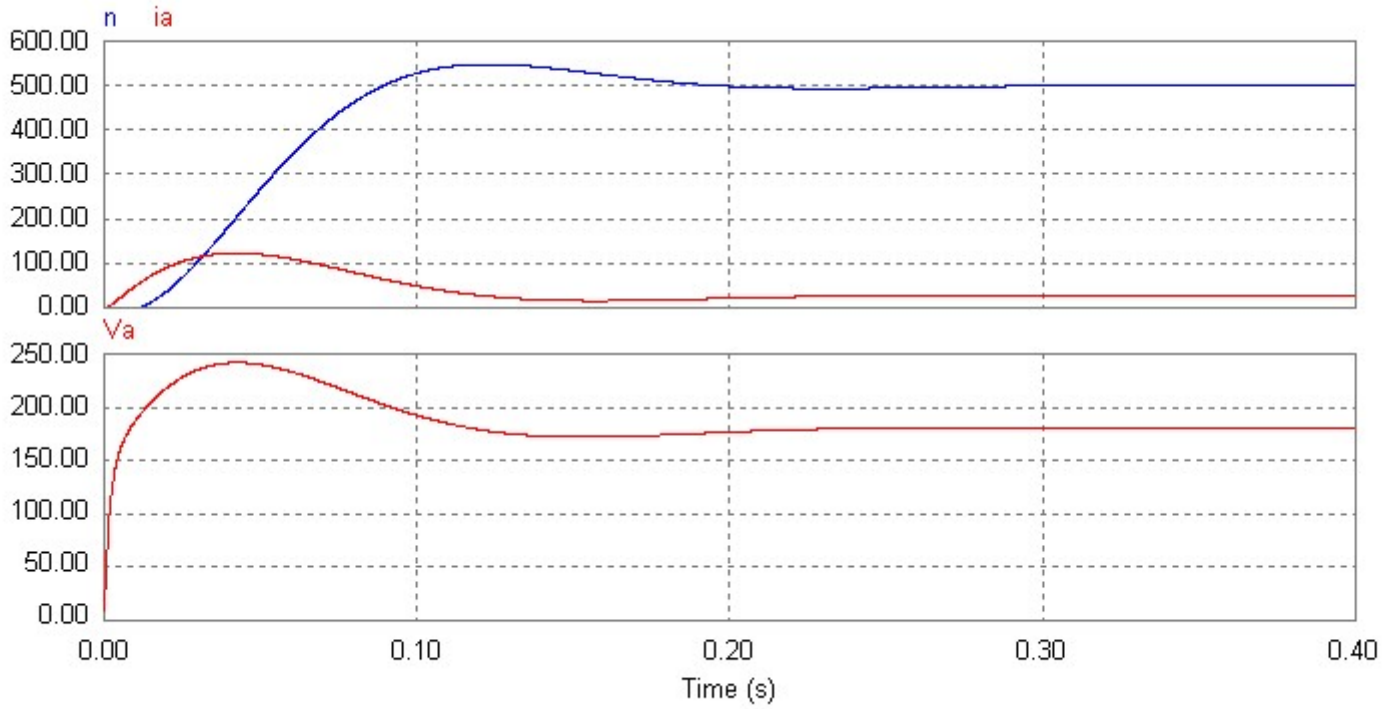
REGOLATORE DI VELOCITA'

Il diagramma di Bode di ciclo chiuso è il seguente



[Si ricordi l'espressione "grossolana" di Parseval: $t_r B \cong 0.35$
dove t_r è il tempo di salita da 0 al valore finale e B la banda a -3dB espressa in Hz]

REGOLATORE DI VELOCITA’
simulazione

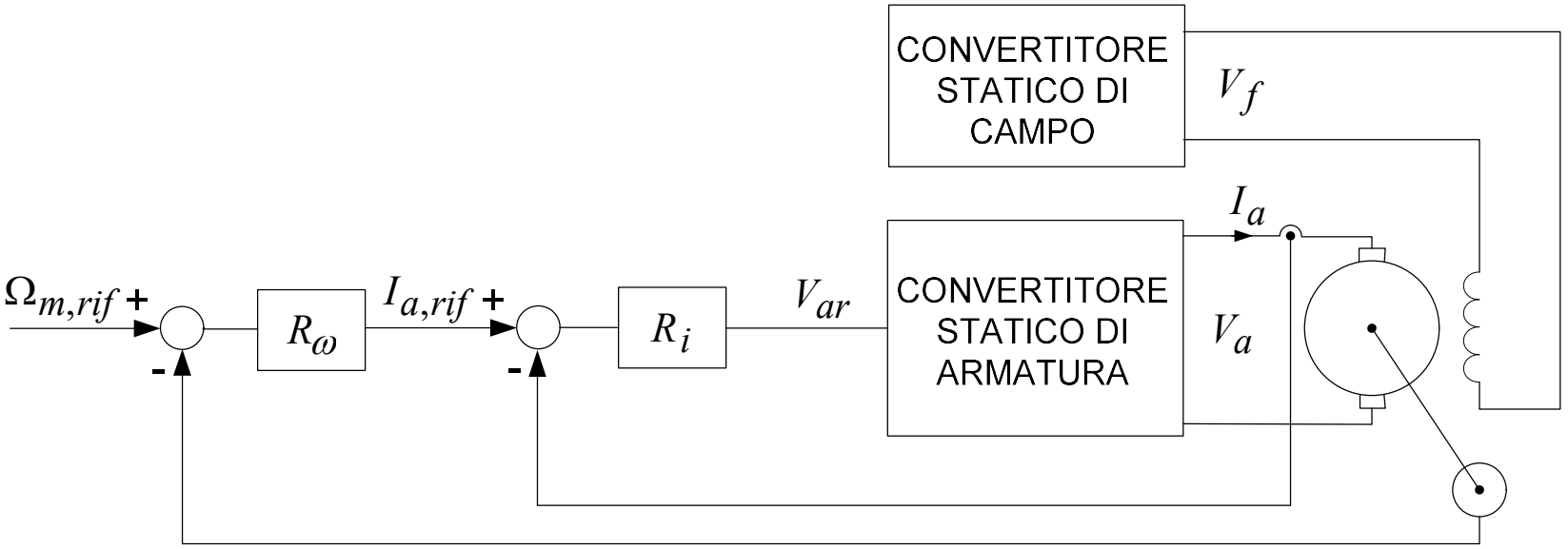


REGOLAZIONE della CORRENTE

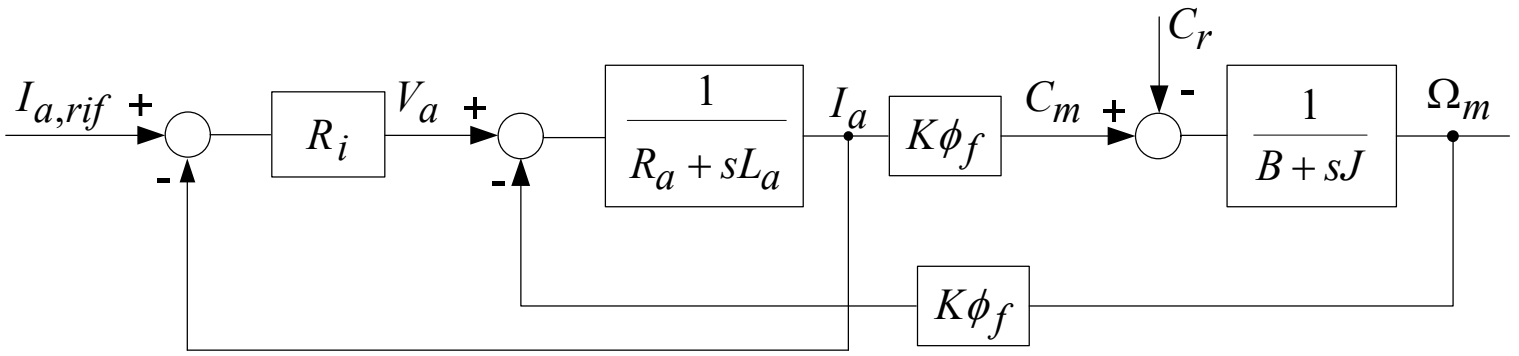
In azionamenti di un certo pregio (operativo) si introduce, all'interno della catena della regolazione di velocità, un regolatore di corrente. Questa soluzione comporta principalmente due vantaggi:

- si migliora la dinamica della velocità in quanto si compensa la costante di tempo elettrica del motore (ci si svincola dal ritardo intrinseco tra la tensione di armatura applicata al motore e la corrente che viene forzata).
- si riesce a limitare, nei transitori, la corrente di armatura in maniera molto efficace in quanto basta limitare il valore della corrente di riferimento all'ingresso del regolatore di corrente.

SCHEMA A BLOCCHI DI PRINCIPIO

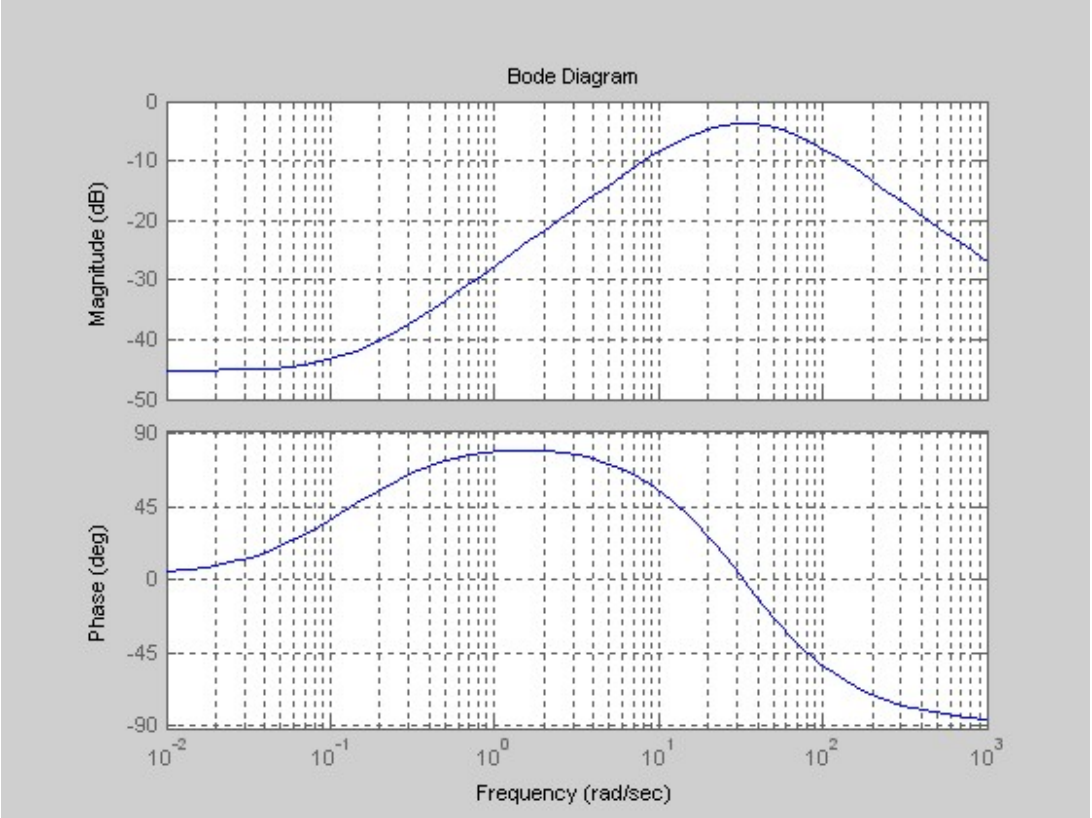


SCHEMA A BLOCCHI



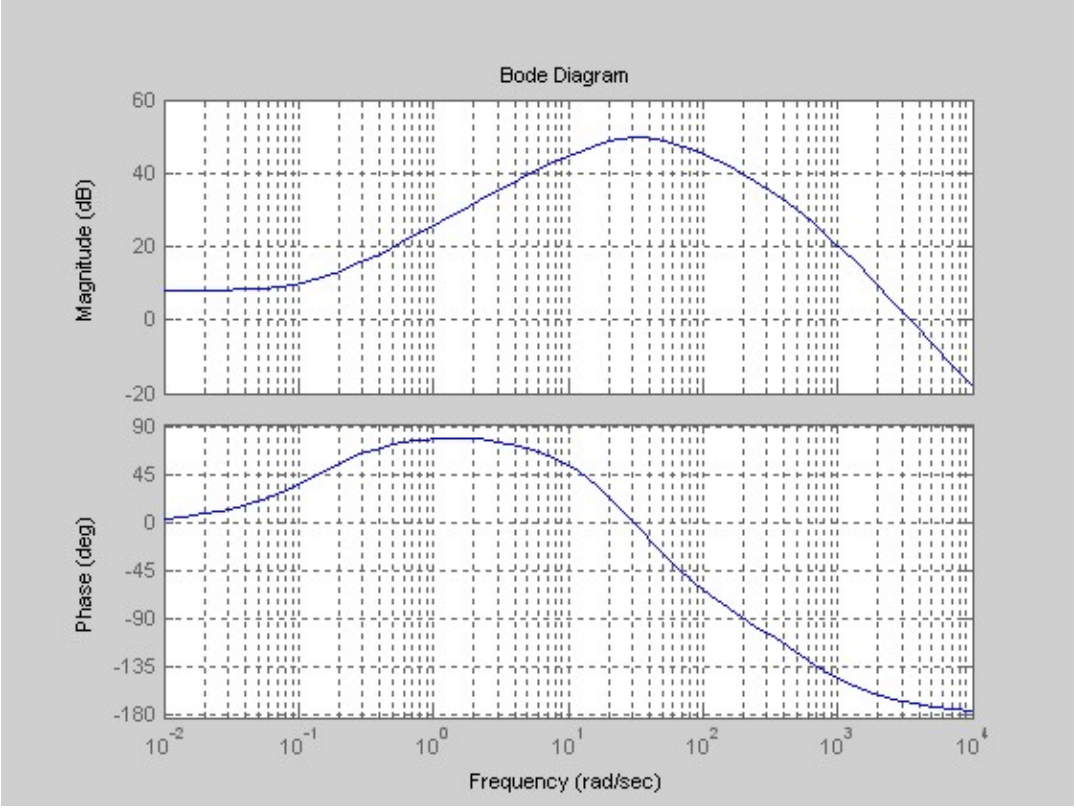
FdT per la CORRENTE

$$G_{cm} = \frac{I_a}{V_a} = \frac{1}{L_a} \frac{s + p_m}{(s + p_1)(s + p_2)} = \frac{1}{R_a \left(1 + \frac{K_t^2}{R_a B} \right)} \frac{1 + s\tau_m}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}$$



FdT per la CORRENTE (con raddrizzatore)

$$G_{cm,rad} = \frac{1}{R_a\left(1+\frac{K_t^2}{R_a B}\right)} \frac{K_r}{(1+s\tau_r)} \frac{1+s\tau_m}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}$$

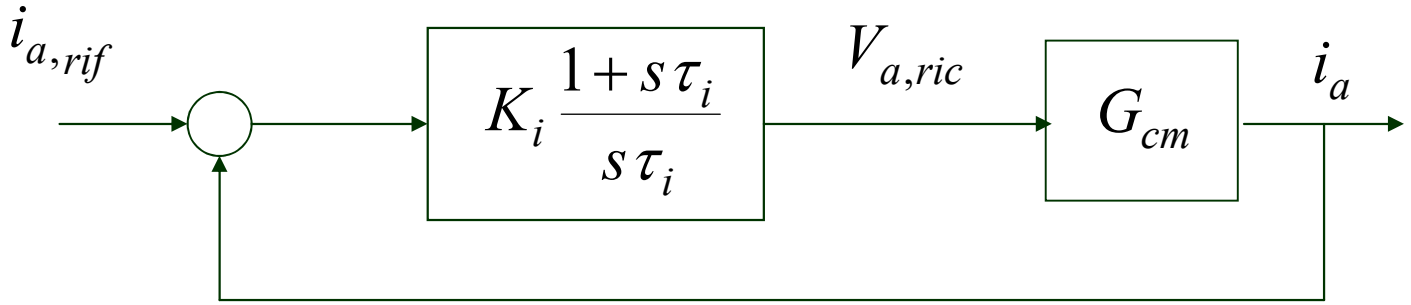


REGOLATORE DI CORRENTE

Nel caso di regolatore di corrente di tipo PI:

$$R_i = K_i \frac{1+s\tau_i}{s\tau_i} = K_i \frac{s+p_i}{s}$$

Lo schema di regolazione diviene:



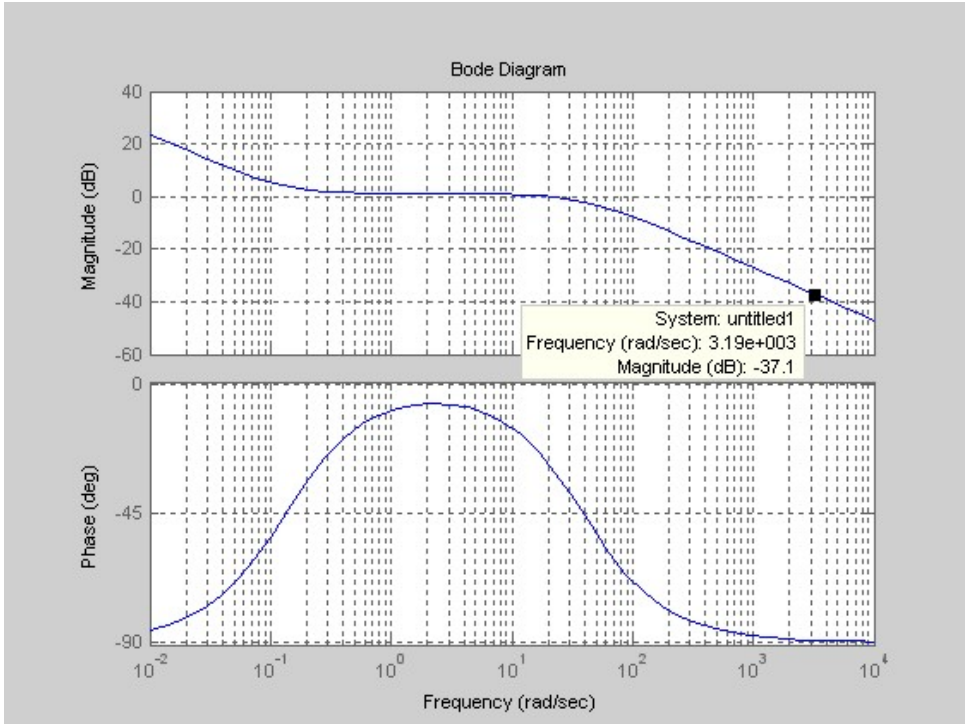
$$G_i = K_i \frac{1+s\tau_i}{s\tau_i} G_{cm} = K_i \frac{s+p_i}{s} \frac{1}{L_a} \frac{s+p_m}{(s+p_1)(s+p_2)} =$$

$$= \frac{1}{R_a\left(1+\frac{K_t^2}{R_a B}\right)} K_i \frac{1+s\tau_i}{s\tau_i} \frac{1+s\tau_m}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}$$

REGOLAZIONE DELLA CORRENTE

Anche per il progetto del regolatore di corrente si può adottare la soluzione di cancellare lo zero del regolatore PI di corrente con il polo dominante del motore. Si ottiene la seguente FdT di ciclo aperto

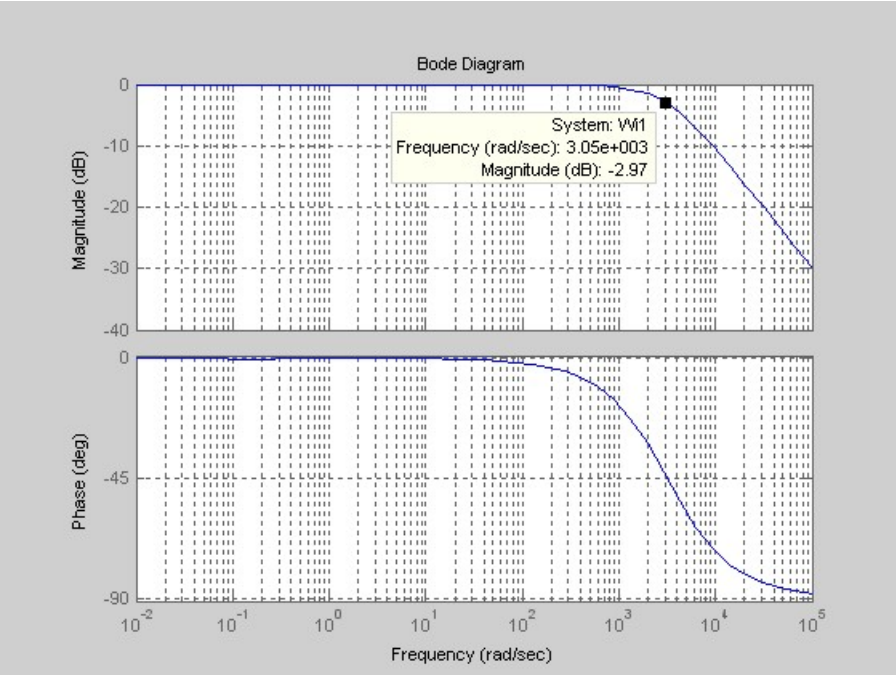
$$G_i = K_i \frac{1}{s} \frac{1}{L_a} \frac{s + p_m}{(s + p_1)} = \frac{1}{R_a \left(1 + \frac{K_t^2}{R_a B}\right)} K_i \frac{1}{s\tau_2} \frac{1 + s\tau_m}{(1 + s\tau_1)}$$

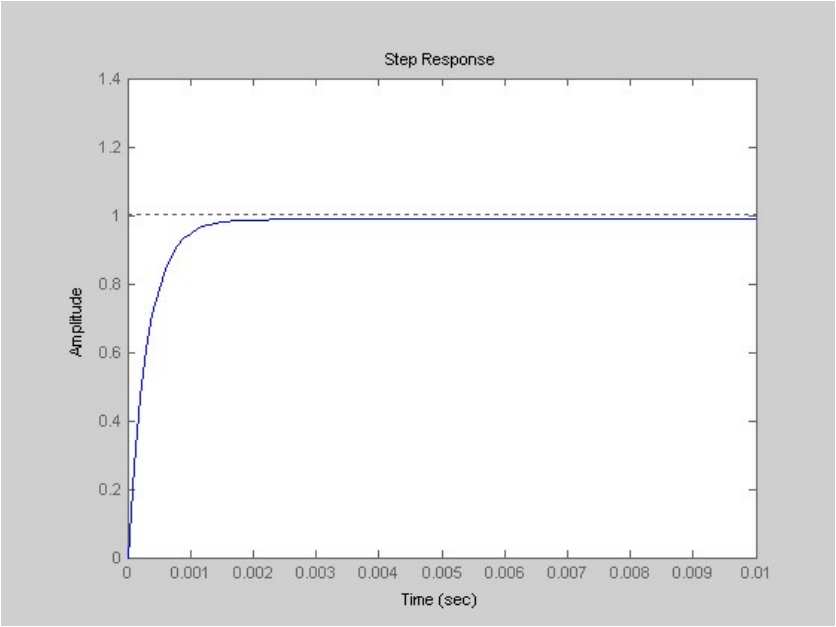


REGOLATORE DI CORRENTE
ciclo chiuso (senza raddrizzatore)

Con un guadagno $K_i = 37$ dB si hanno

Bode





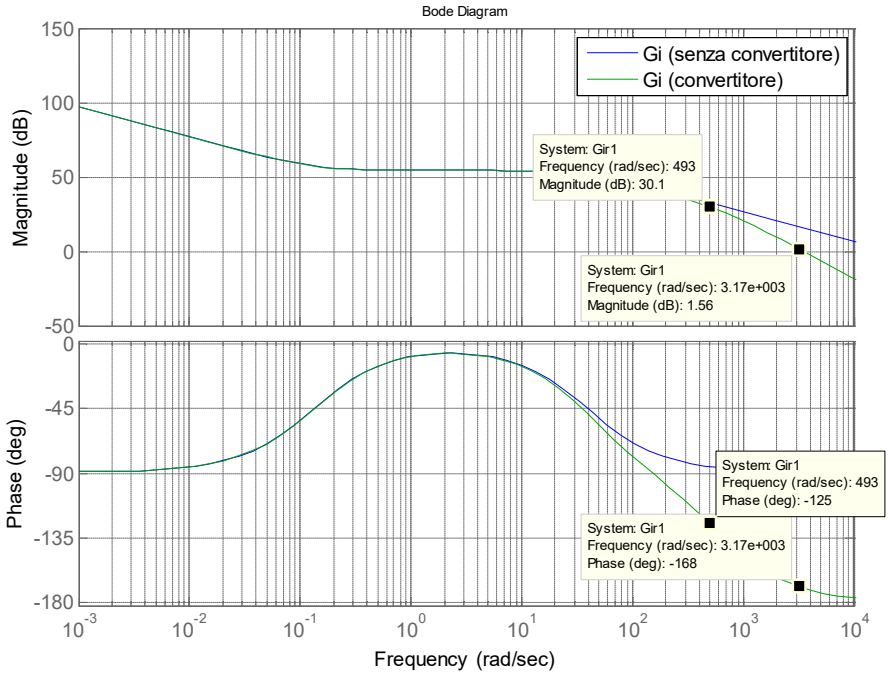
Risposta ad un gradino unitario del riferimento

REGOLATORE DI CORRENTE
con raddrizzatore

La FdT di ciclo aperto ha un polo in più $1/\tau_r$ che questa volta interagisce in maniera rilevante sulla dinamica della regolazione di corrente

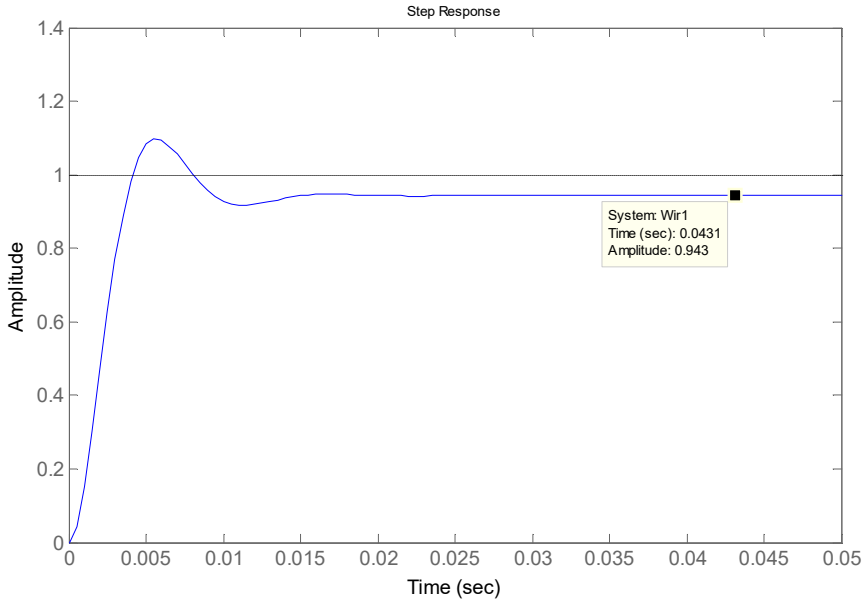
$$G_i = \frac{1}{R_a\left(1+\frac{K_t^2}{R_a B}\right)} K_i \frac{1+s\tau_i}{s\tau_i} \frac{K_r}{(1+s\tau_r)} \frac{1+s\tau_m}{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}$$

Dal diagramma di Bode si osserva che con $K_i = 1$ la FdT a ciclo aperto ha un margine di fase molto piccolo per cui la risposta al gradino del sistema a ciclo chiuso ha notevoli sovraelongazioni ed oscillazioni.



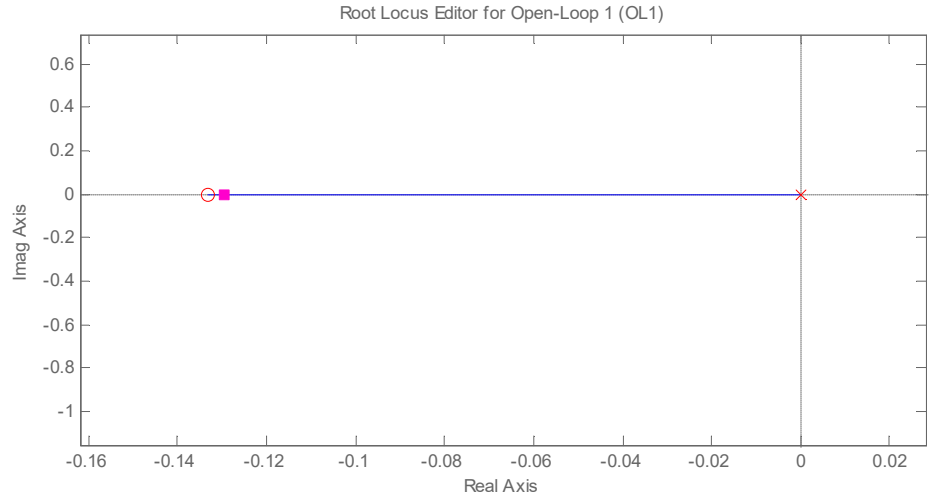
REGOLATORE DI CORRENTE
con raddrizzatore

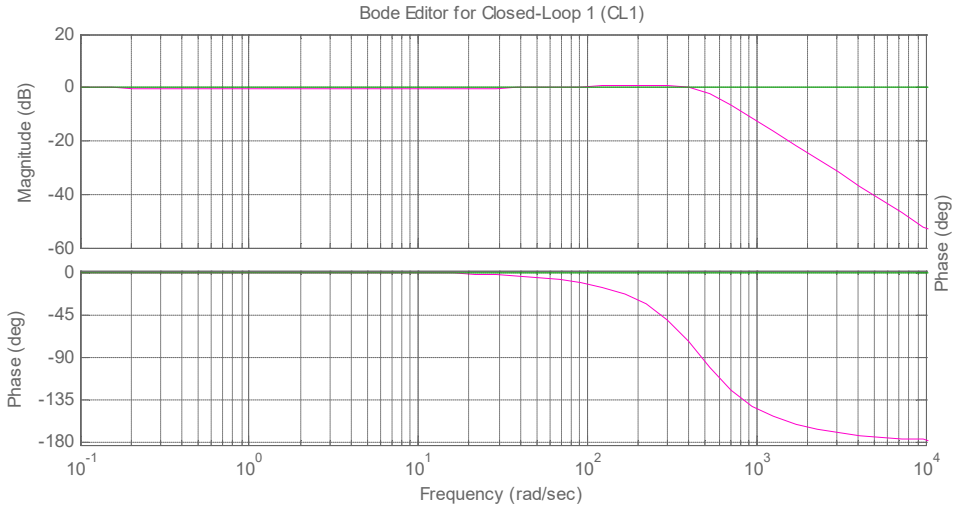
Risposta al gradino unitario del sistema di regolazione a ciclo chiuso della corrente con $K_i = -30\text{dB}$.

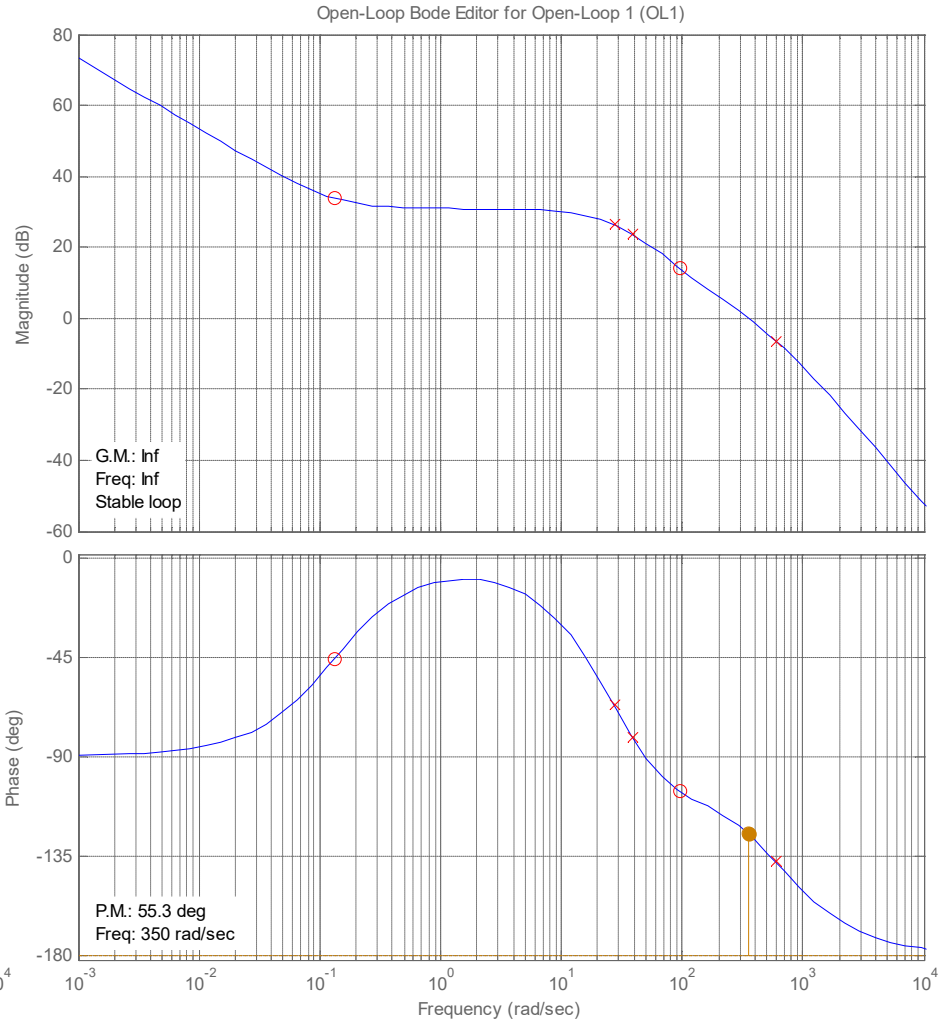


Sembra che la risposta a regime della corrente abbia un errore non nullo nonostante si sia adottato un regolatore di tipo PI. In realtà la risposta tende al valore corretto ma in tempi lunghi rispetto alla dinamica iniziale. Ciò è dovuto alla presenza nel sistema regolato G_{cm} di uno zero avente un valore uguale a quello del polo meccanico del motore.

REGOLATORE DI CORRENTE
con raddrizzatore



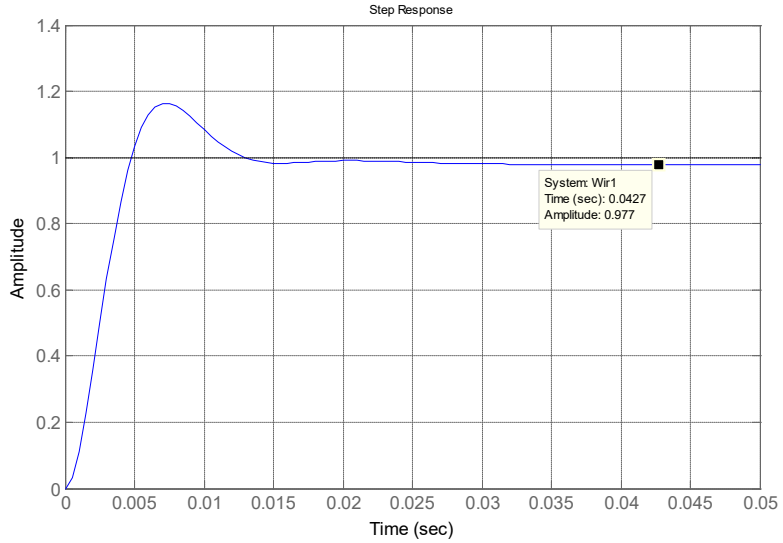




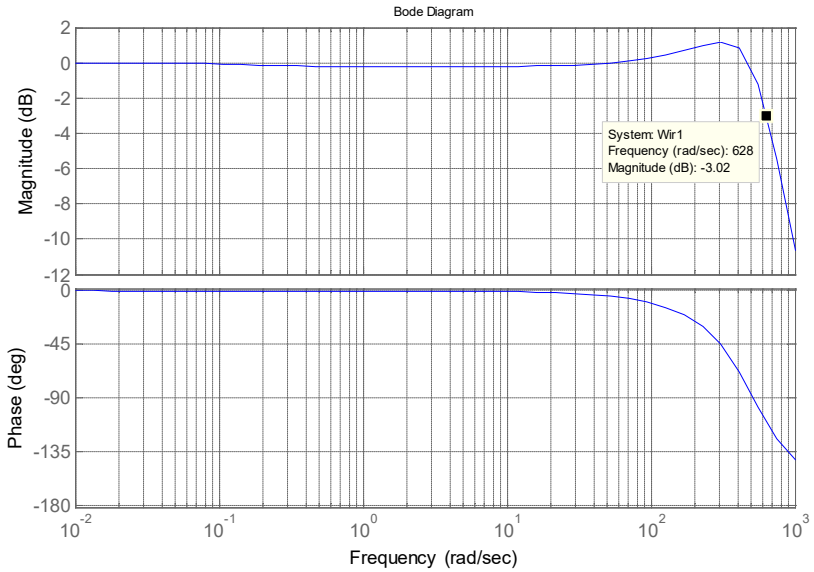
REGOLATORE DI CORRENTE
con raddrizzatore

Si riesce a migliorare la situazione spostando lo zero del PI verso frequenze più elevate, cioè riducendo la sua costante di tempo, ponendo per esempio $\tau_i = 1/95.5$. Con un valore del guadagno $K_i = -33$ dB si ottiene:

Risposta indiciale



Bode di ciclo chiuso



La banda dell'anello di corrente è di circa 100Hz. Molto più piccola del caso senza raddrizzatore.

ANELLO ESTERNO DI VELOCITA'

Molto semplice è lo studio ed il progetto dell'anello esterno di velocità quando il rapporto tra la banda dell'anello di corrente e quella dell'anello di velocità è intorno alla decina (un ordine di grandezza superiore).

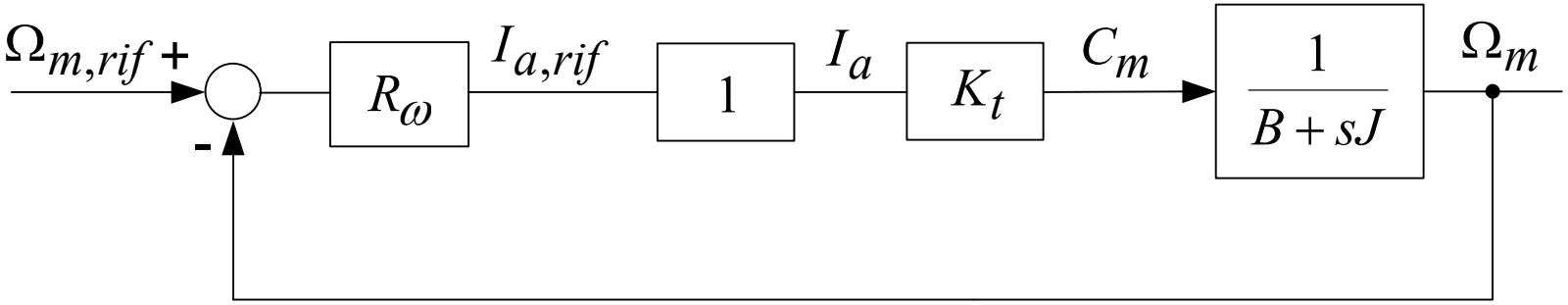
> In tal caso, per l'anello esterno di velocità l'anello più interno di corrente è visto come una costante (senza dinamica), in quanto il secondo è molto più veloce del primo.

In altre parole l'impianto su cui agisce il regolatore di velocità è costituito solo dalla parte meccanica del motore.

Nel caso non ci sia il raddrizzatore, la banda dell'anello di corrente può essere molto ampia per cui la banda dell'anello di velocità può giungere anche a valori di 50-100 Hz (caso dei chopper).

ANELLO ESTERNO DI VELOCITA'

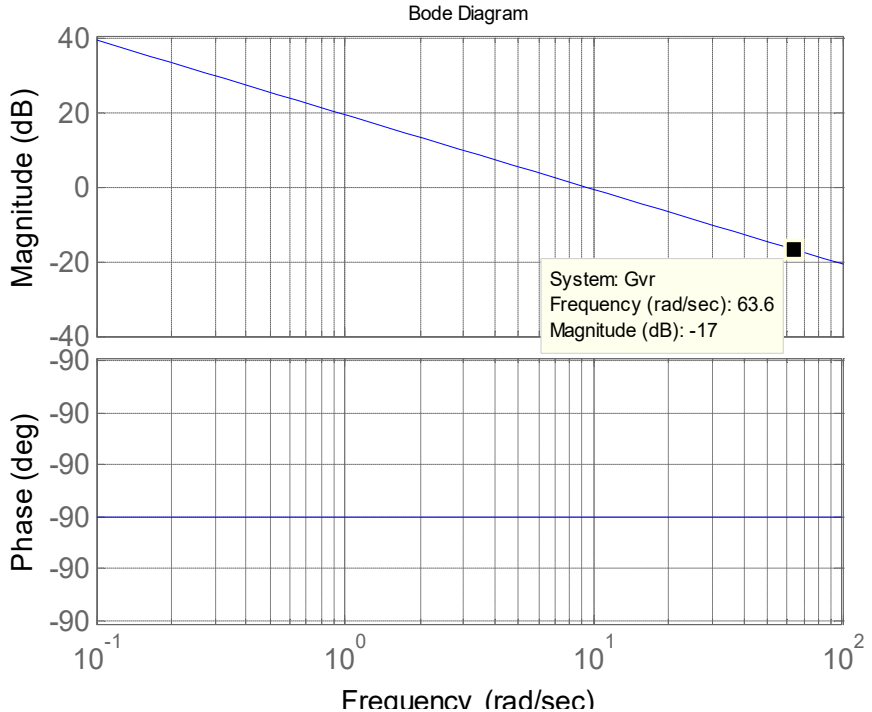
Nel caso di alimentazione del motore tramite raddrizzatore controllato, affinché sia rispettata la condizione prospettata precedentemente la banda dell'anello di velocità non deve superare i 10 Hz.



REGOLATORE di VELOCITA'

Una prima soluzione prevede lo zero del PI di velocità posizionato in modo da "cancellare" il polo meccanico del motore: $\tau_\omega = \tau_m$.

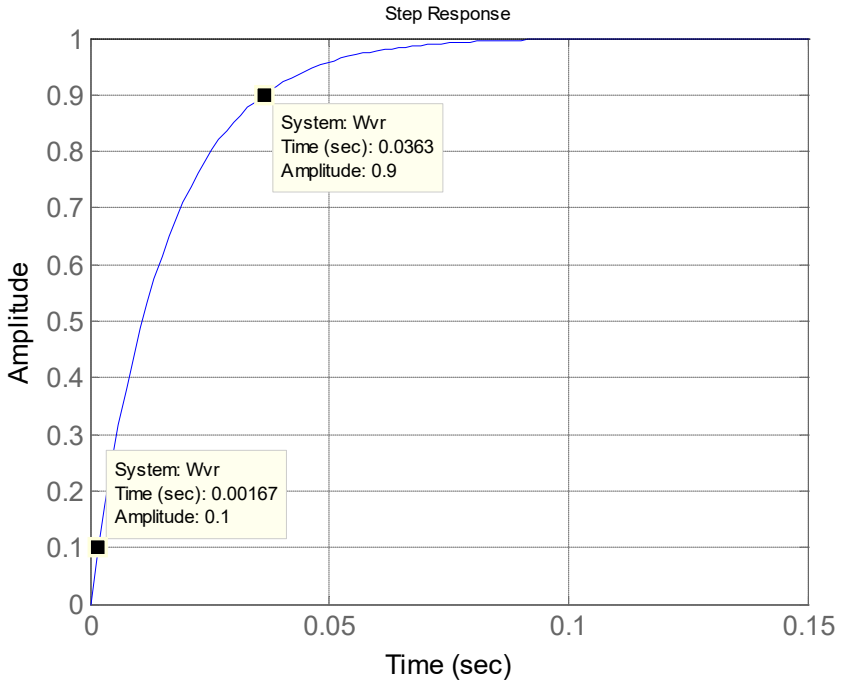
In tal caso il guadagno K_ω influenza il valore della frequenza di attraversamento per la FdT di ciclo aperto: ca. pari alla banda dell'anello di velocità 10 Hz, ovvero ca. 63 rad/s.

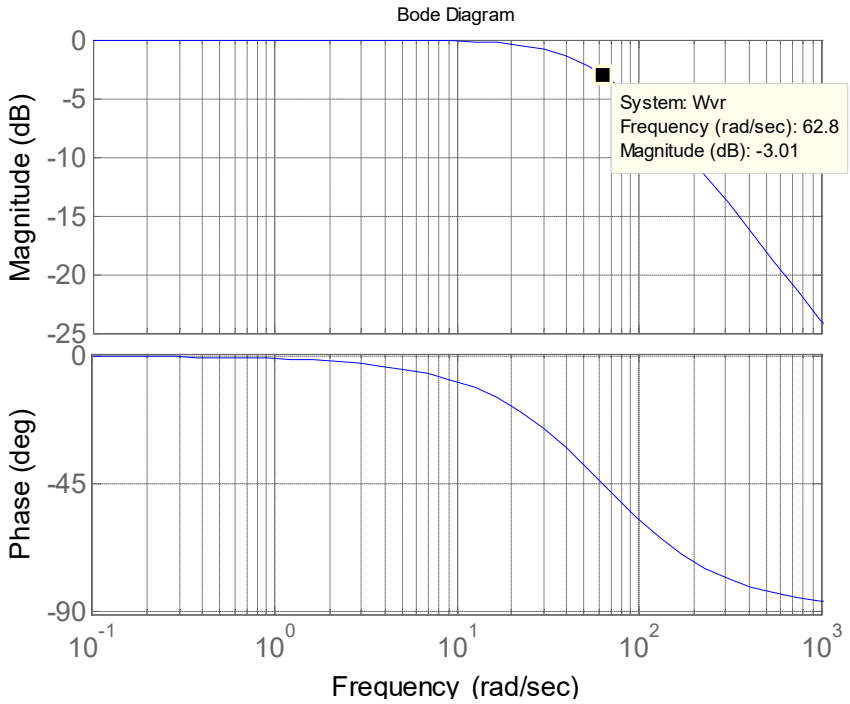


Dal diagramma di Bode si vede che $K_\omega = 17$dB.

REGOLATORE di VELOCITA’

Le figure sottostanti rappresentano la risposta ad un gradino del riferimento di velocità per il sistema completo, compreso anche l’anello di corrente W_i non semplificato e il diagramma di Bode di ciclo chiuso dello stesso sistema.

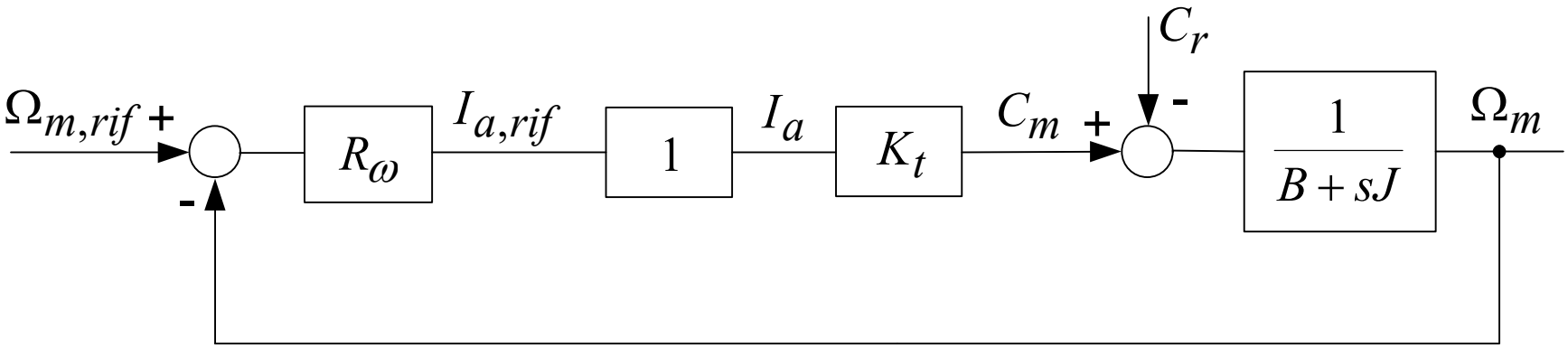




VARIAZIONE DI CARICO

La cancellazione zero-polo per la scelta della costante di tempo del PI di velocità però non permette una buona azione su una eventuale variazione di carico del motore.

Si consideri lo schema in cui sia compreso anche il carico meccanico del motore.

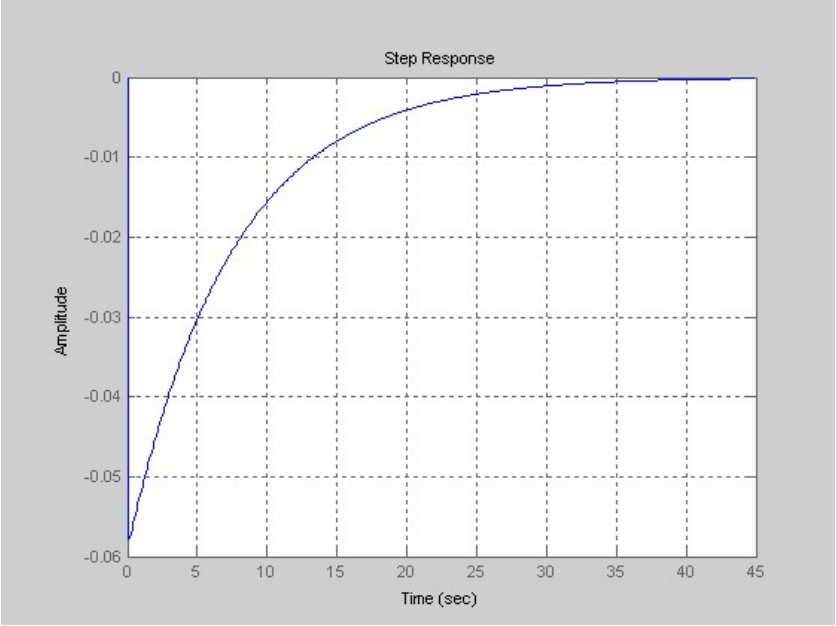


L'espressione completa della velocità meccanica di uscita è

$$\omega_m = \frac{G_m K_t R_\omega}{1 + G_m K_t R_\omega}\omega_{rif} - \frac{G_m}{1 + G_m K_t R_\omega} C_r$$

VARIAZIONE DI CARICO

La variazione di velocità conseguente un gradino unitario positivo della coppia di carico è



Come atteso, si rileva una diminuzione della velocità che viene poi compensata dal regolatore di velocità. Ma il tempo necessario a riportare la velocità al valore iniziale è molto lungo (varie decine di secondi). Si intuisce che questo tempo è legato alla costante di tempo meccanica.

VARIAZIONE DI CARICO

Infatti se $\tau_\omega=\tau_m$ la FdT W_{dc} tra la velocità e la coppia di carico diventa

$$W_{dc} = -\frac{G_m}{1+G_m K_t R_\omega} = -\frac{1}{J}\frac{1}{s+p_m}\frac{s}{s+\dfrac{K_t K_\omega}{J}}$$

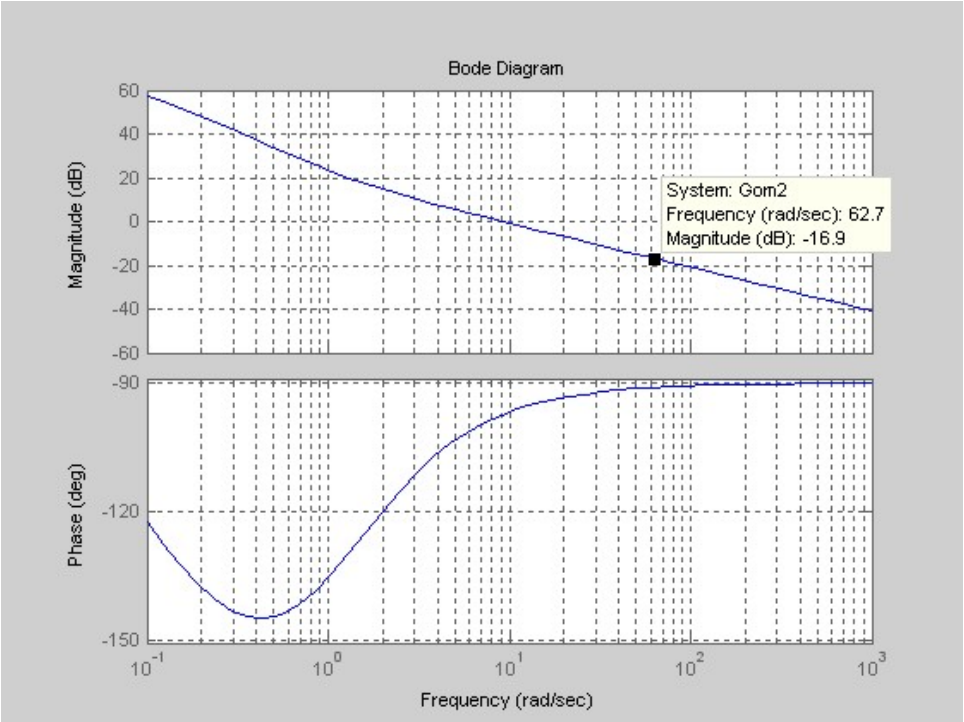
$\dfrac{K_t K_\omega}{J}$ di solito è piuttosto grande, per cui il polo dominante di W_{dc} è il polo meccanico.

Per ovviare l'inconveniente viene posto $\tau_\omega<\tau_m$ ovvero $z_\omega>p_m$. Infatti si consideri l'espressione dei poli (di ciclo chiuso) della W_{dc}:

$$p_{1,2} = \frac{1}{2}\left[-\left(p_m+\frac{K_t K_\omega}{J}\right)\pm\sqrt{\left(p_m+\frac{K_t K_\omega}{J}\right)^2-4\frac{K_t K_\omega}{J}z_\omega}\right]$$

NUOVO PROGETTO di R_ω

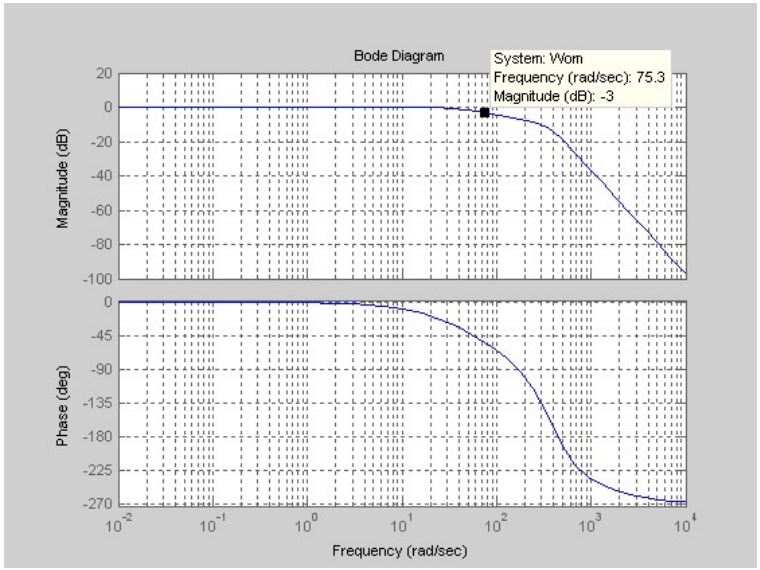
Per migliorare la disposizione dei poli (spostarli più a sinistra nel piano di Gauss) si deve far in modo che il termine sotto radice diventi più piccolo del valore che si ottiene con $z_\omega=p_m$.



Questo risultato si ottiene imponendo $z_\omega>p_m$ per esempio $z_\omega=10p_m$.

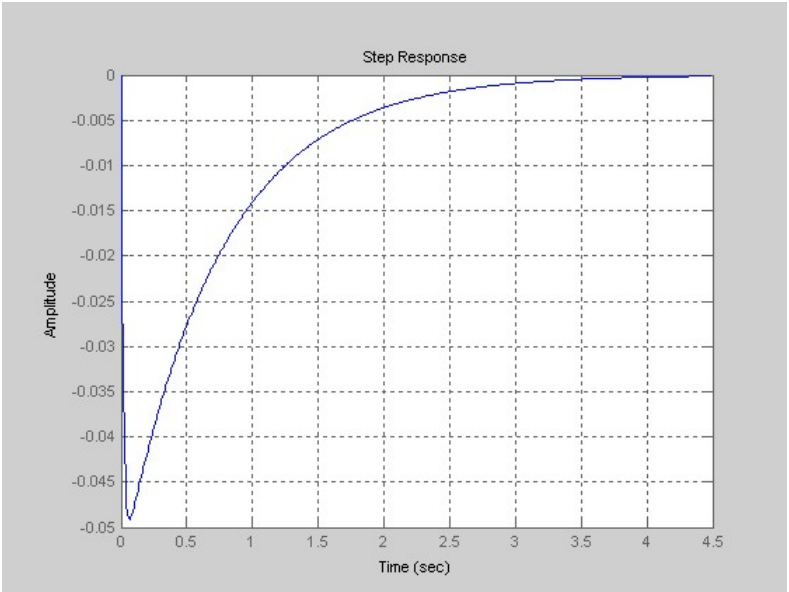
Dal diagramma di Bode di ciclo aperto dell'anello di velocità si rileva che un guadagno $K_\omega=17$ dB sposta la pulsazione di attraversamento in 62 rad/s.

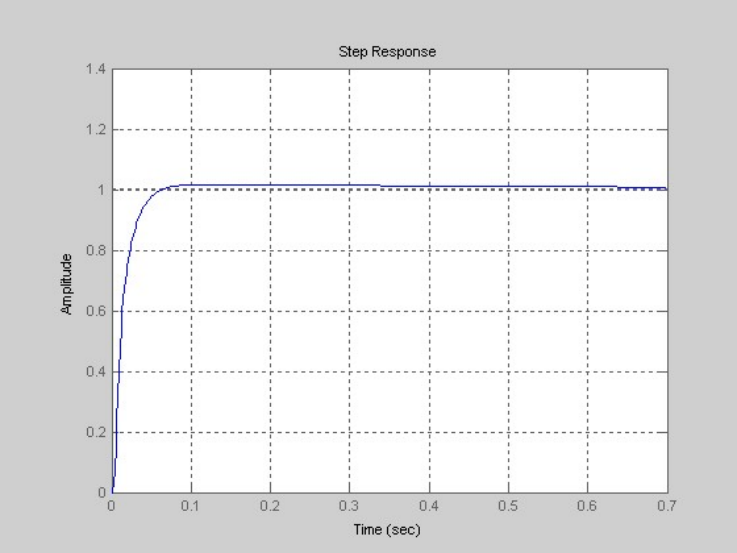
NUOVO PROGETTO di R_ω



Diagrammi di Bode di ciclo chiuso

Risposta ad una variazione di coppia di carico





Risposta ad un gradino del riferimento di velocità

OTTIMO SIMMETRICO

VEDERE PROGETTO ALTERNATIVO DEL REGOLATORE DI VELOCITA' CON TECNICA OTTIMO SIMMETRICO NELLA PRESENTAZIONE DEDICATA

LIMITATORI

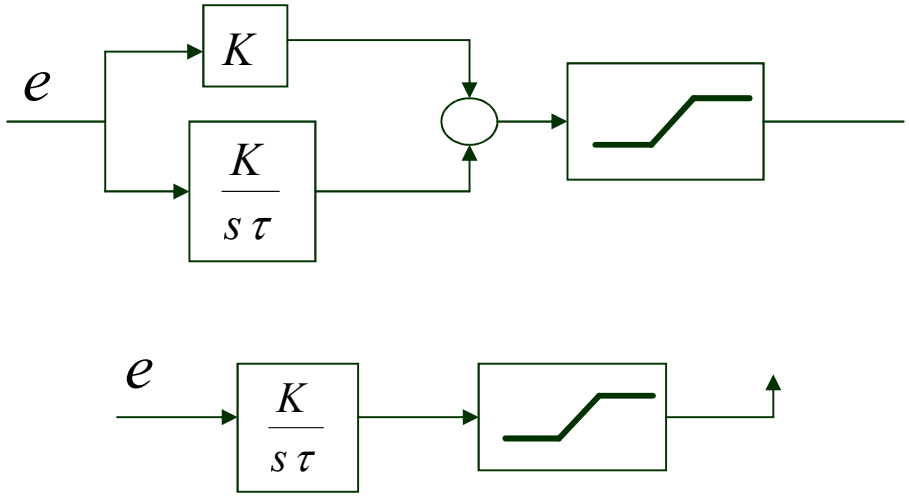
In pratica l'uscita dei regolatori PI di corrente e di velocità deve essere limitata per non superare il valori fisici ammissibili per il motore e il convertitore.

L'uscita del PI di corrente è la tensione di armatura che deve essere limitata al suo valore nominale V_{an}.

L'uscita del PI di velocità è il riferimento di corrente che deve essere limitato ad un opportuno valore a seconda del sovraccarico accettabile per il motore.

Durante le prime fasi dei transitori i limitatori saturano le grandezze di uscita dei regolatori PI e questo comporta dei problemi sulla parte integrale dei regolatori stessi: è l'effetto di *wind-up* cioè il "caricamento" della parte integrale dei PI.

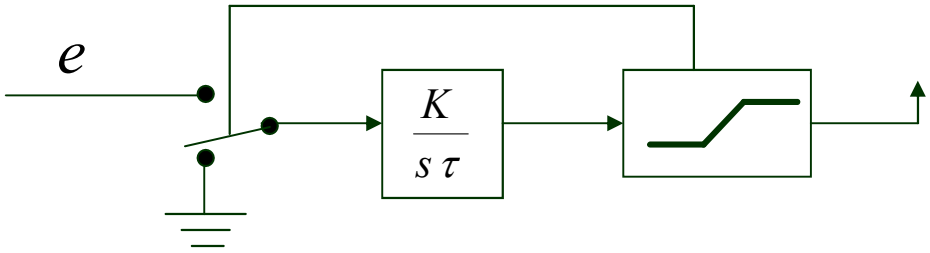
WIND-UP



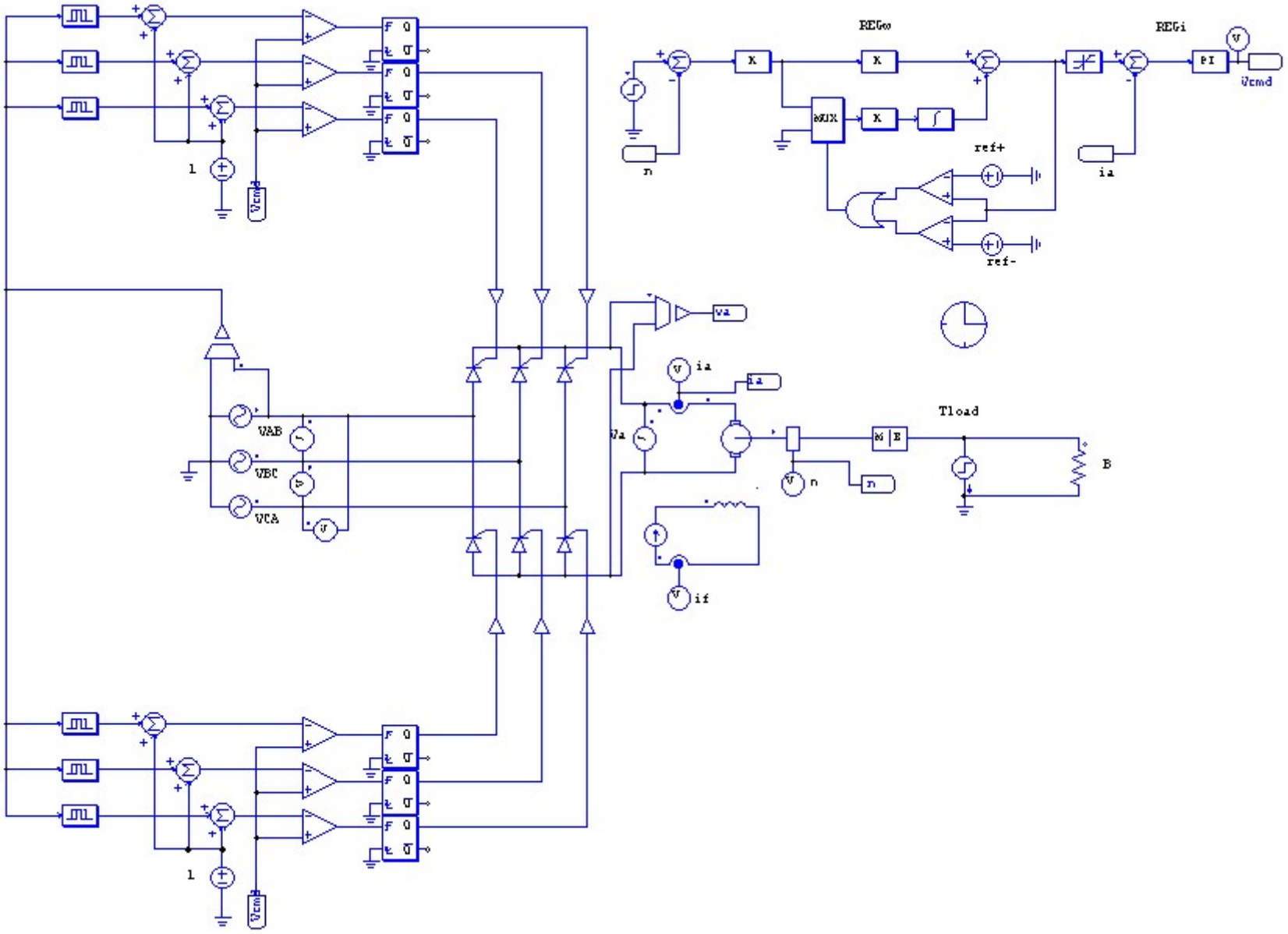
Durante la saturazione del limitatore la sua uscita rimane costante mentre l'ingresso, cioè l'uscita dell'integratore continua a crescere a causa della persistenza dell'errore *e* all'ingresso del PI. Quando l'errore *e* inverte il segno l'uscita del limitatore rimane in saturazione fintanto che l'integratore non si sia scaricato. Tutto avviene come se ci fosse un ritardo nel comando, l'effetto è una elevata oscillazione non prevista dal progetto del regolatore.

ANTI WIND-UP

Una soluzione molto semplice consiste nel bloccare l'integratore (cioè portare a zero l'ingresso dell'integratore) quando la sua uscita raggiunge il livello di saturazione del limitatore



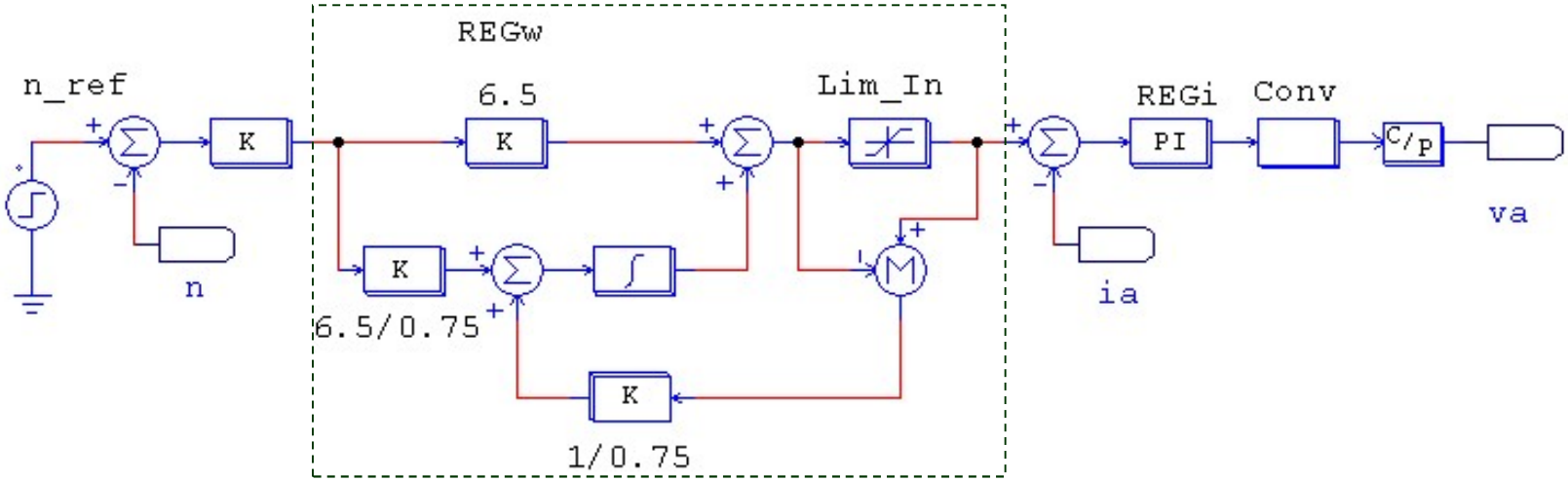
SCHEMA “PSIM” PER LA SIMULAZIONE



SCHEMA “PSIM” PER LA SIMULAZIONE

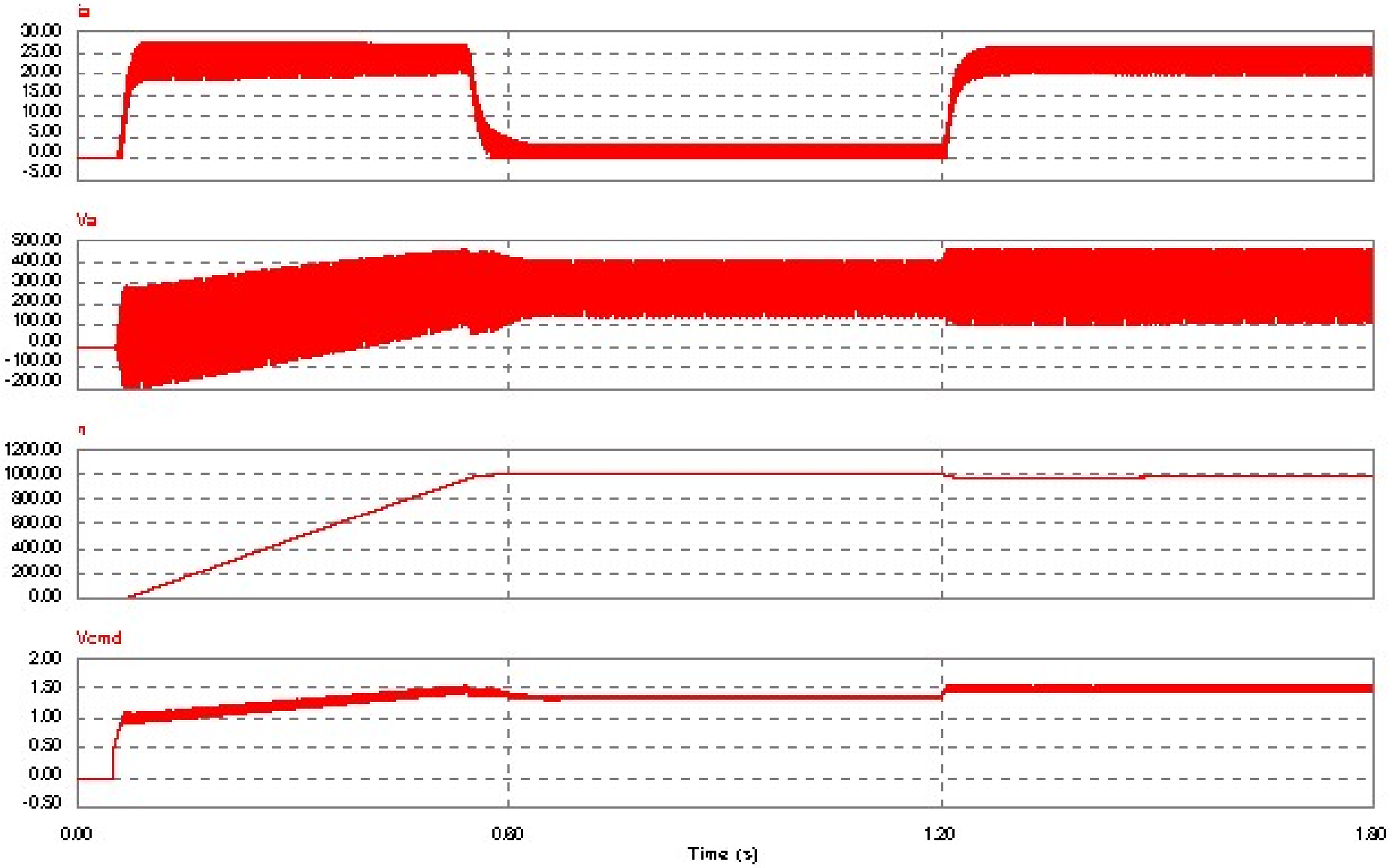
In questo schema per la simulazione il convertitore è modellizzato con una f.d.t. costituita da un polo.

Si noti il regolatore di velocità con lo schema alternativo per realizzare l’anti wind-up.

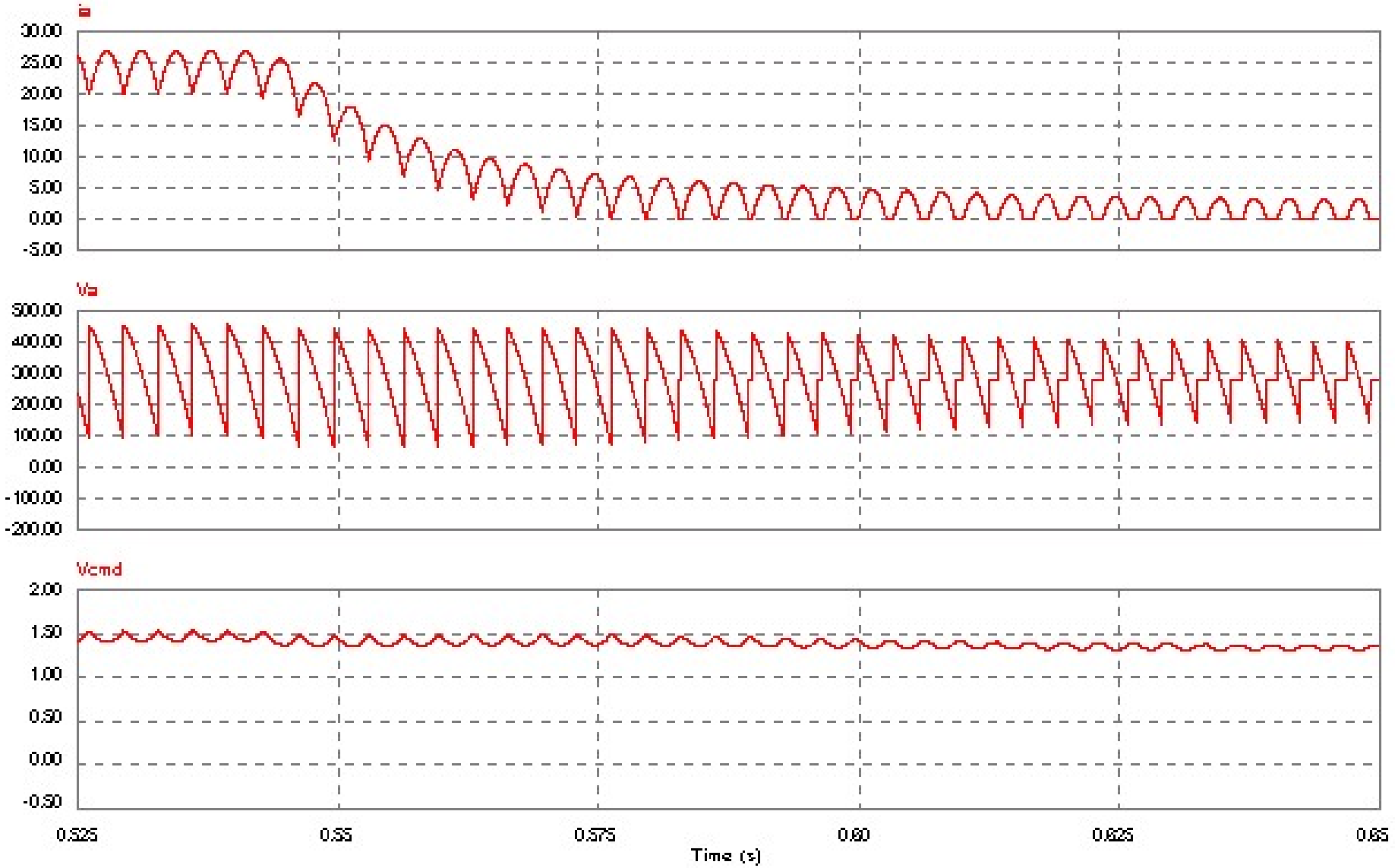


Regolatore di velocità e schema anti wind-up

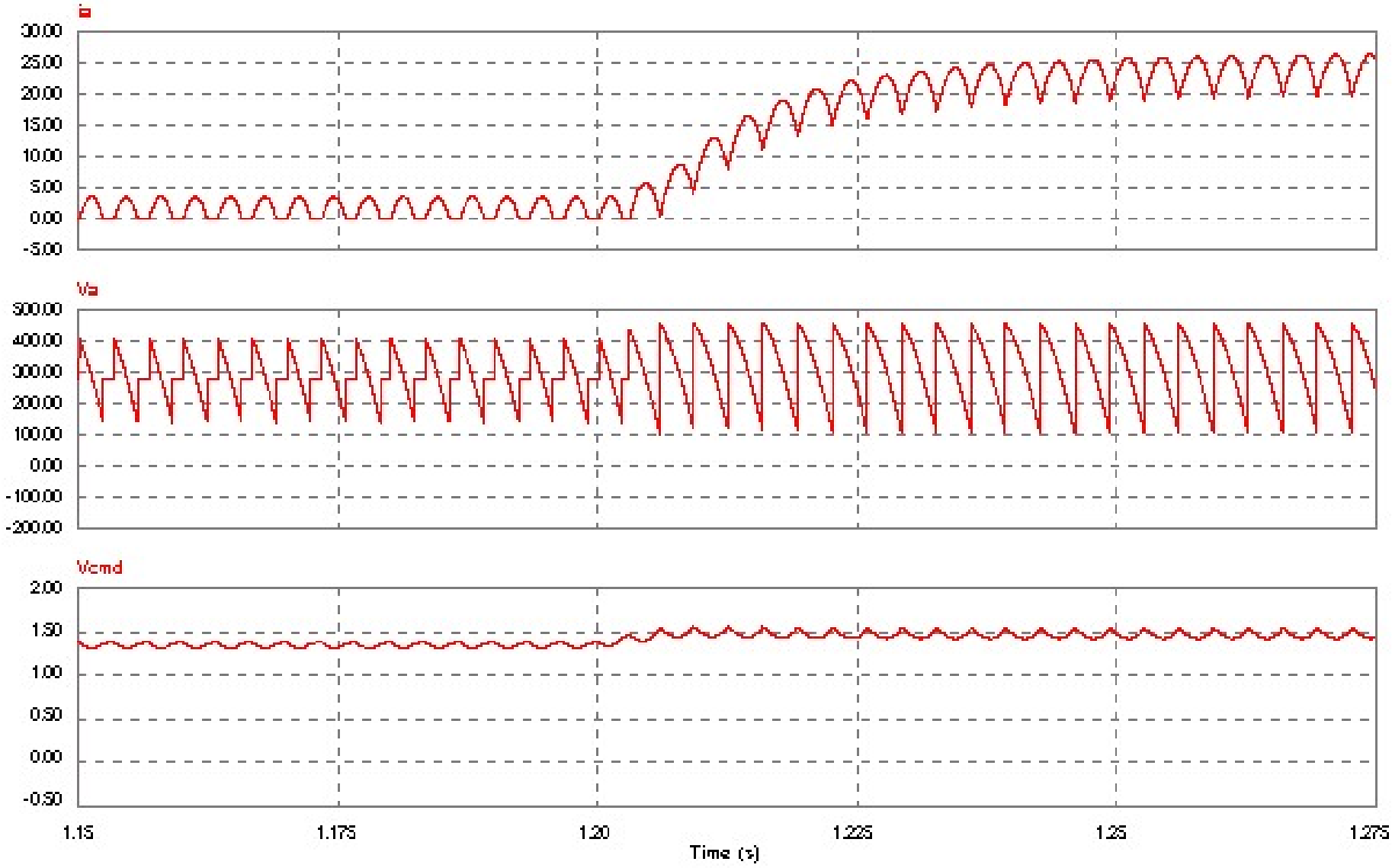
RISULTATI DELLA SIMULAZIONE



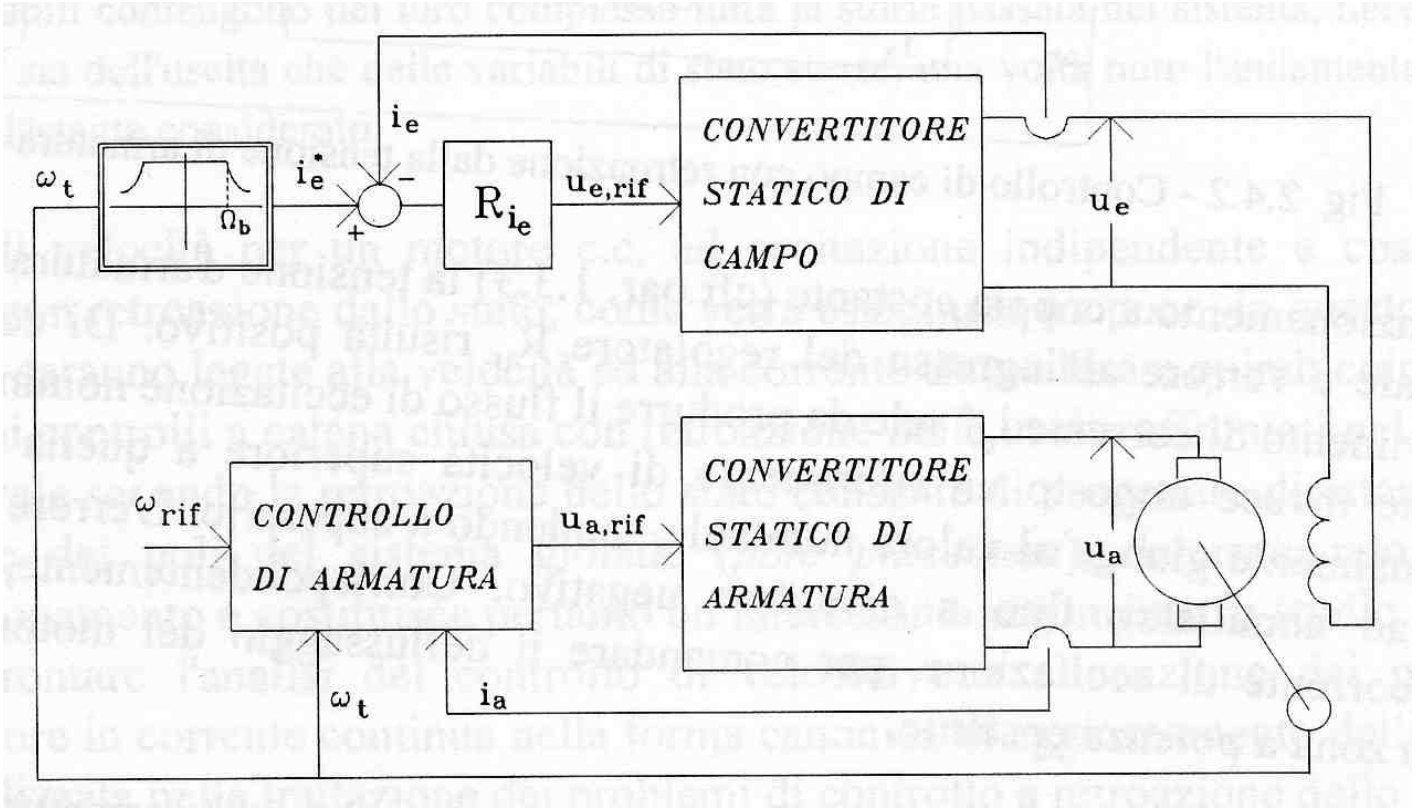
RISULTATI DELLA SIMULAZIONE (avviamento a vuoto)



RISULTATI DELLA SIMULAZIONE
(presa di carico)

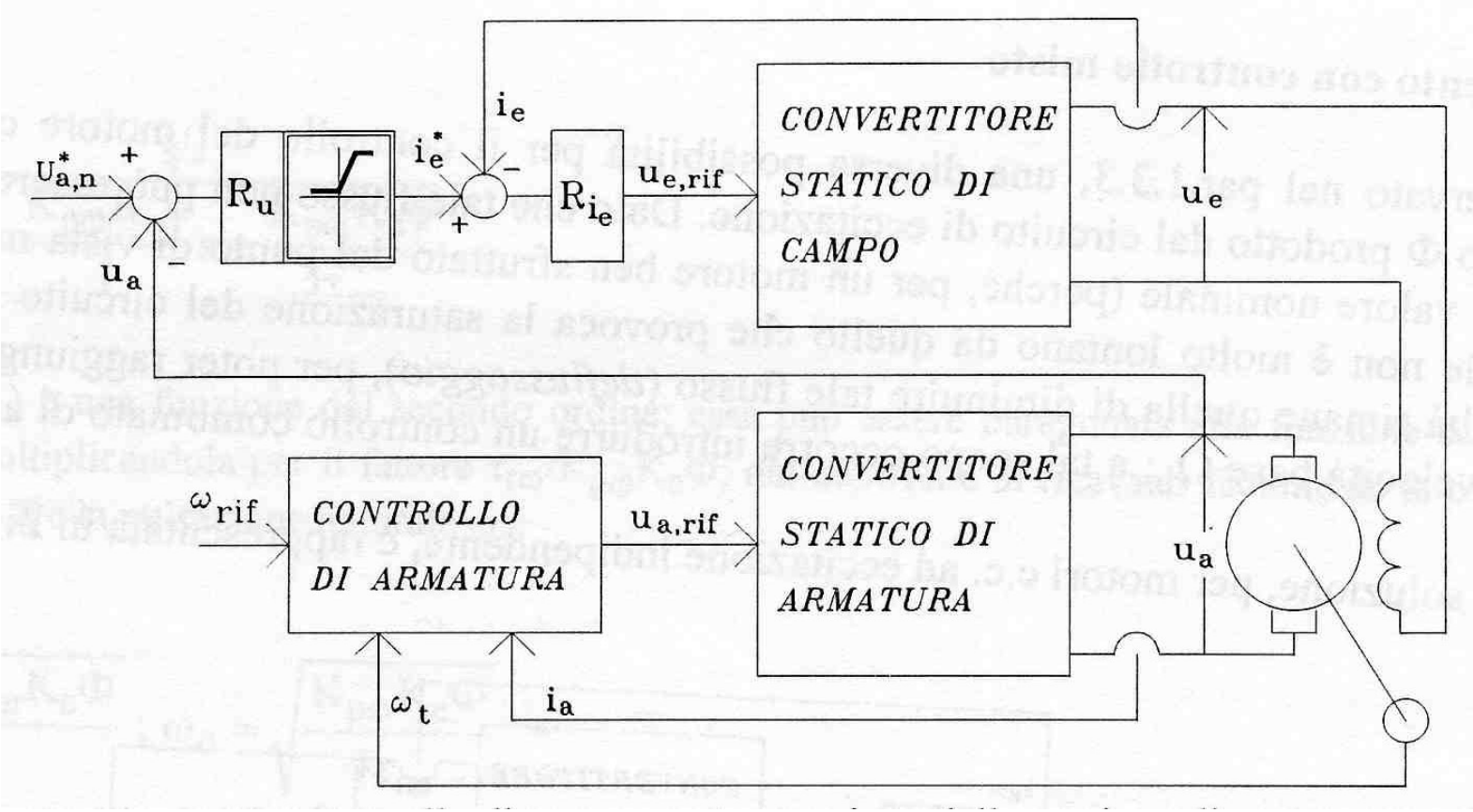


AZIONAMENTO CC con CONTROLLO MISTO (controllo di campo con retroazione della velocità)



In questo schema l'intervento della regolazione del campo è ottenuta tramite una retroazione di velocità. La regolazione della corrente di campo è introdotta per compensare, almeno in parte, la lenta dinamica dell'avvolgimento di campo dovuta all'elevato valore dell'induttanza dell'avvolgimento stesso.

AZIONAMENTO CC con CONTROLLO MISTO (controllo di campo con retroazione della V_a)



AZIONAMENTO CC con CONTROLLO MISTO (controllo di campo con retroazione della V_a)

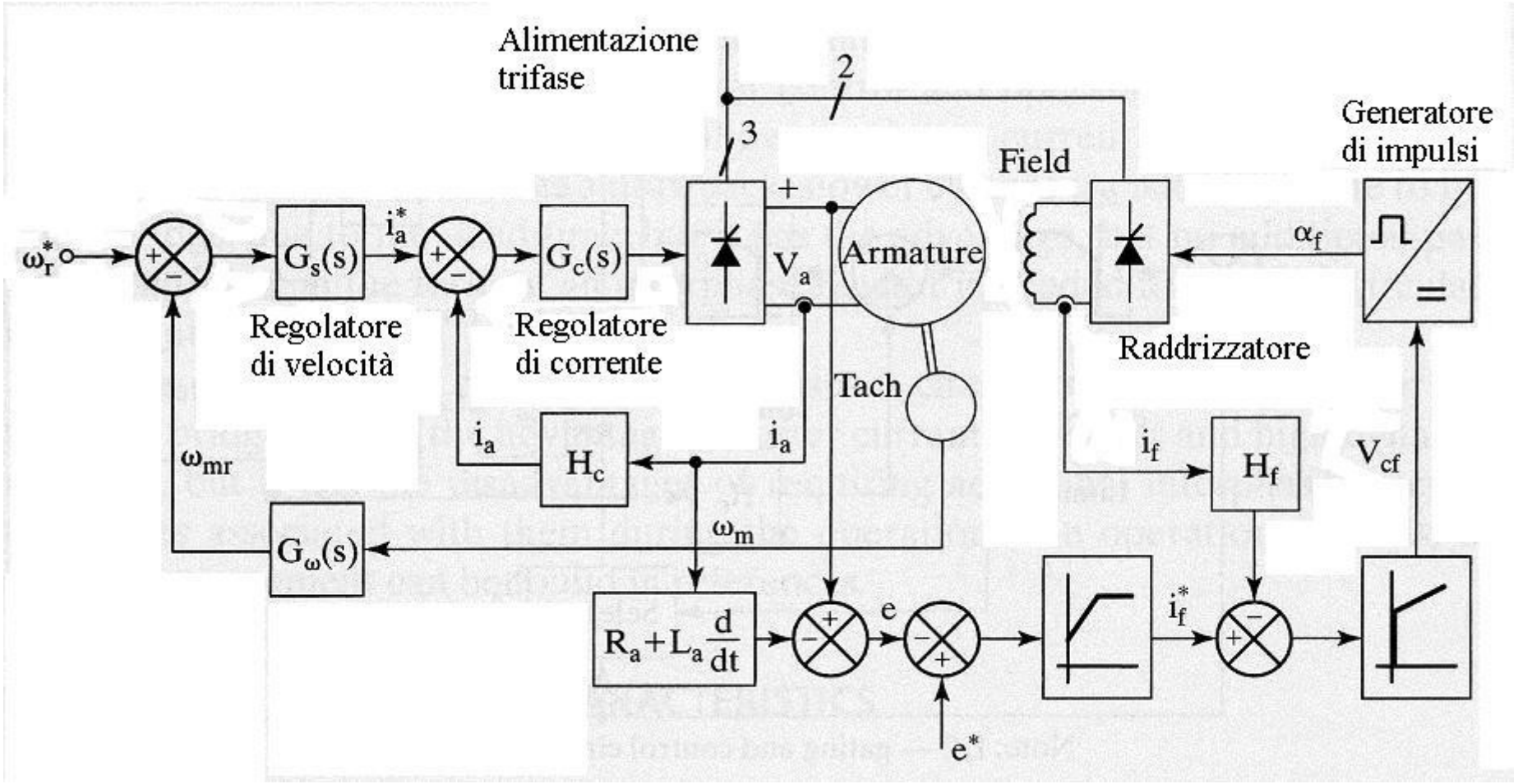
Durante il funzionamento a coppia costante la V_a è inferiore al suo valore nominale e quindi all'ingresso del regolatore di campo R_u c'è un errore positivo che si traduce in uscita nella richiesta di un valore di corrente di campo corrispondente al valore nominale del flusso.

Quando la velocità supera il valore nominale anche la tensione di armatura tende a superare il suo valore nominale. In tal caso l'errore all'ingresso di Ru tende ad annullarsi o a diventare negativo e il regolatore interviene diminuendo il valore del riferimento della corrente di campo in modo da entrare nella zona di deflussaggio e permettere il funzionamento a potenza costante.

Si osservi che quando si è nella zona di deflussaggio il valore del flusso diminuisce e quindi il parametro K_t varia.

Lo studio del funzionamento dell'azionamento in questa circostanza non è più molto agevole in quanto siamo in presenza di un sistema a parametri variabili (non stazionario).

AZIONAMENTO 2 QUADRANTI CON INDEBOLIMENTO DI CAMPO



AZIONAMENTO 2 QUADRANTI CON INDEBOLIMENTO DI CAMPO

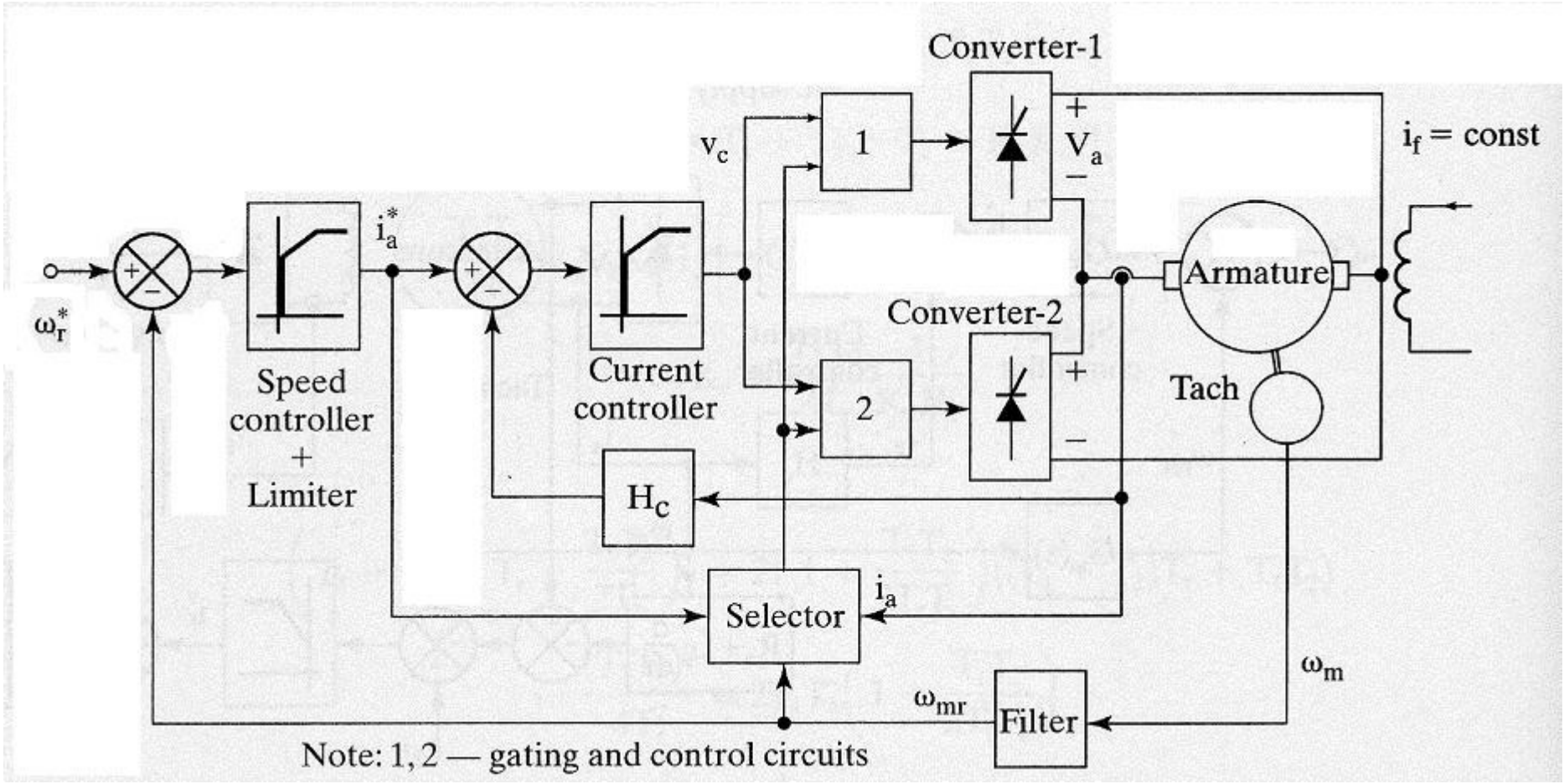
Il convertitore che alimenta l'avvolgimento di campo può essere monofase oppure trifase semicontrollato. L'elevato valore dell'induttanza di campo ha un effetto filtrante molto forte sulla corrente, per cui essa non ha ondulazione apprezzabile. Inoltre il ritardo introdotto dal convertitore è trascurabile rispetto alla costante di tempo del circuito di campo.

In questo schema la corrente di eccitazione è ottenuta tramite la regolazione della f.c.e.m. indotta del motore e (invece della tensione di armatura).

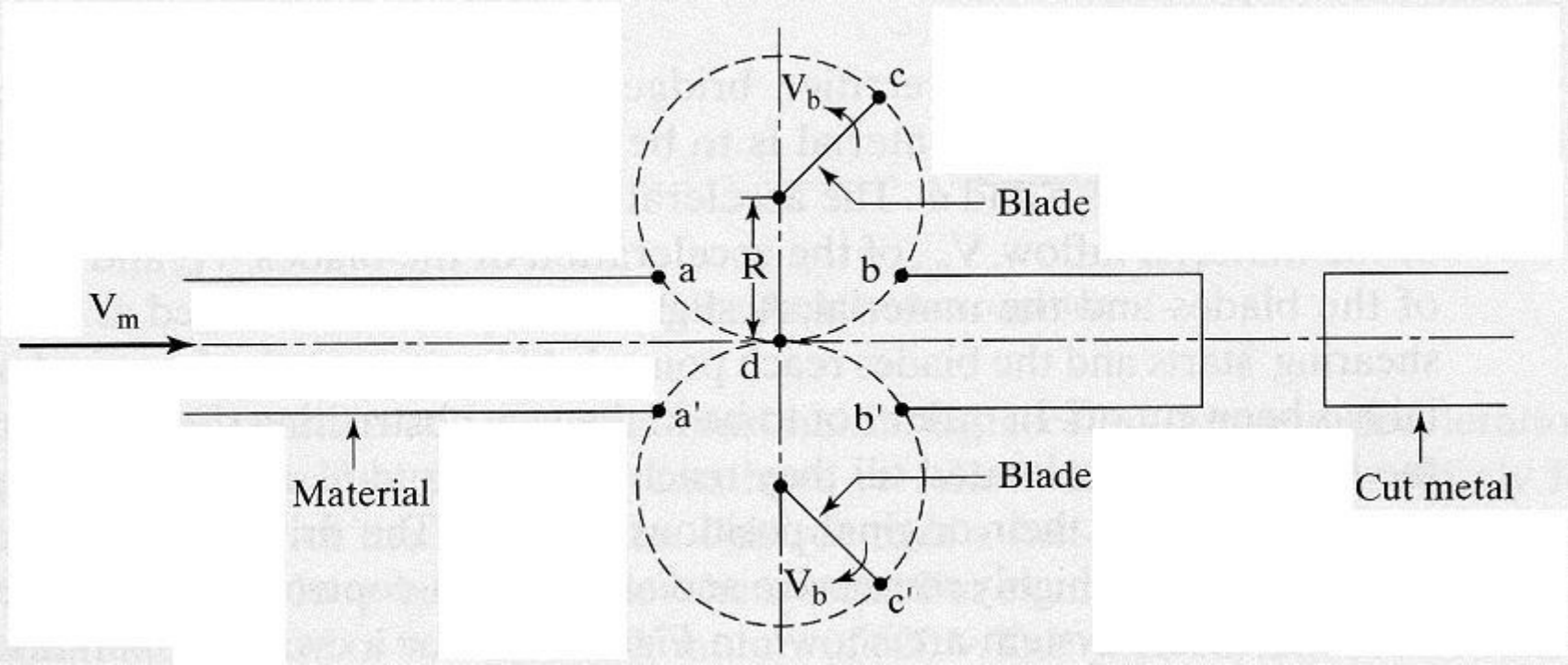
La corrente di riferimento dell'avvolgimento di campo è determinata introducendo un regolatore PI il cui ingresso è l'errore e-e^* della f.c.e.m. indotta del motore. La stima e della f.c.e.m. indotta è ottenuta dalla

$$e = v_a - \left(R_a i_a + L_a \frac{d}{dt} i_a \right)$$

AZIONAMENTO 4 QUADRANTI



ESEMPIO: CESOIE



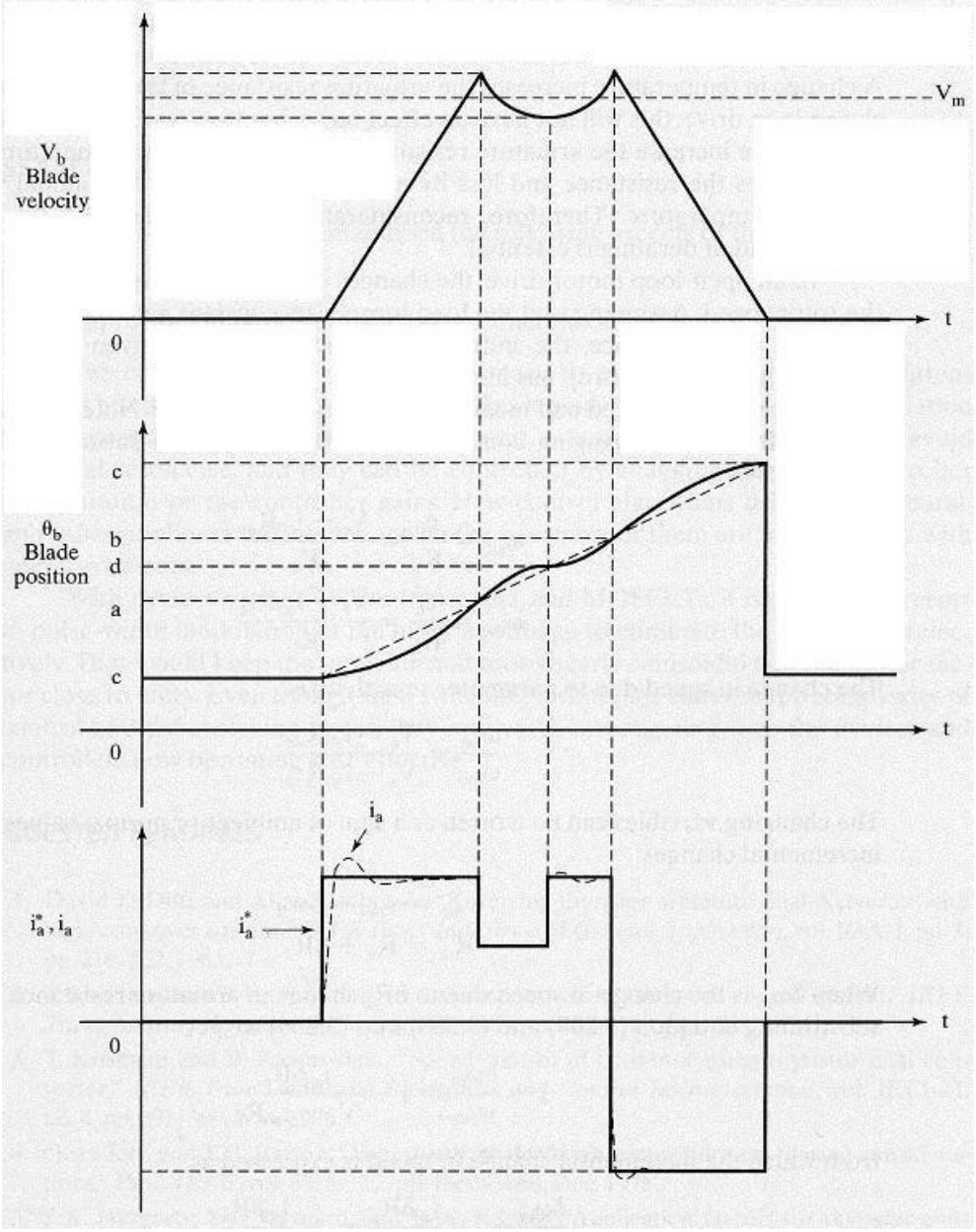
ESEMPIO: CESOIE

Le cesoie sono utilizzate nell'industria metallurgica per tagliare il materiale della lunghezza voluta.

Sono formate da due lame rotanti in direzioni opposte. *c* e *c'* sono le posizioni iniziali e la velocità iniziale è v_b m/s. Il materiale si muove invece con una velocità v_m m/s. Le lame sono mosse da due motori con eccitazione separata, connessi in serie e alimentati da due raddrizzatori a ponte controllati.

Quando il punto di taglio del materiale si avvicina, le lame accelerano fino a portarsi nelle posizioni *a* e *a'*. Quindi le lame decelerano per iniziare l'azione di taglio finchè raggiungono *d*: punto in cui ha termine l'azione di taglio. Qui le lame accelerano ancora per evitare di intralciare l'avanzata del materiale e raggiungono i punti *b* e *b'*. Poi decelerano fino a giungere in *c* e *c'*.

ESEMPIO: CESOIE

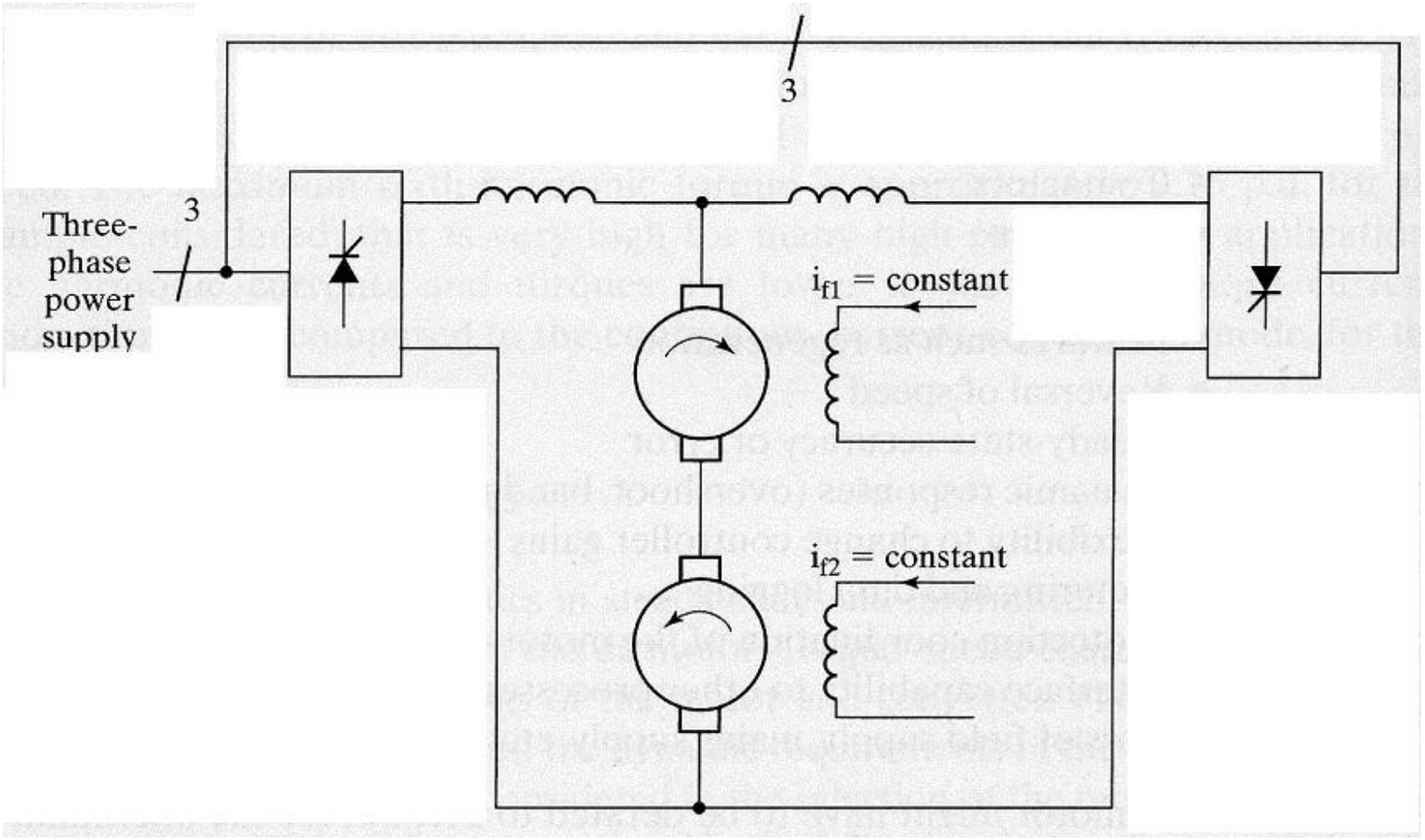


ESEMPIO: CESOIE

Dalle figure precedenti si vede che la velocità delle lame prima cresce, supera di poco la velocità del materiale. Raggiunge il massimo in corrispondenza dell'inizio dell'azione di taglio. Diminuisce leggermente fino al valore della velocità del materiale (fine dell'azione di taglio). Quindi ri-accelera e poi si ferma.

La figura riporta anche l'andamento delle corrente di riferimento di armatura. La corrente di armatura deve seguire abbastanza fedelmente quel profilo. Perciò c'è bisogno di un azionamento con la regolazione di corrente.

ESEMPIO: CESOIE



ESEMPIO: CESOIE

