centro appunti
www.centroappunti.it
Corso Luigi Einaudi, 55/B - Torino

Appunti universitari
Tesi di laurea
Cartoleria e cancelleria
Stampa file e fotocopie
Print on demand
Rilegature

NUMERO: 2335A ANNO: 2018

A P P U N T I

STUDENTE: Venezia Angela

MATERIA: Macchine Elettriche II - Appunti di Dinamica - Riassunti di Costruzione - Laboratori - Vecchi Esami - Prof. Cavagnino.pdf

Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.
Tutti i diritti sono riservati. È vietata qualsiasi riproduzione, copia totale o parziale, dei contenuti inseriti nel presente volume, ivi inclusa la memorizzazione, rielaborazione, diffusione o distribuzione dei contenuti stessi mediante qualunque supporto magnetico o cartaceo, piattaforma tecnologica o rete telematica, senza previa autorizzazione scritta dell'autore.

ATTENZIONE: QUESTI APPUNTI SONO FATTI DA STUDENTI E NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 3 di 334

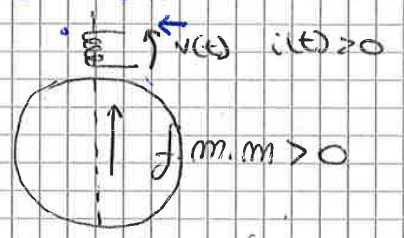
9/10/2017

Macchine elettriche

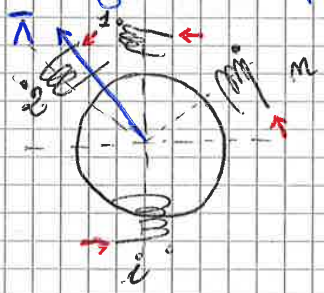
Avvolgimenti e circuiti magnetici

- Avvolgimenti → creare e recepire flusso
  conversione elettromagnetica
- circuiti magnetici → grado di concatenamento, guida il flusso

AVVOLGIMENTI
concentrati o distribuiti lungo il traferro
avvolgimenti eccitazione macchina in continua (statore)
macchina sincrona
avvolgimenti distribuiti asincrona



convenzione utilizzatori, studiamo azione motrice
vale anche per generatori, non invertono niente
neanche i disegni. compare solo un -



numerazione antioraria

eq. El $\quad v_i(t) = R_i\, i_i(t) + \frac{d\lambda_i(t)}{dt} \quad i = 1, \dots, m$

eq. Mag $\quad \lambda_i(t) = f_z(i_k(t), \theta_j(t)) \quad k = 1, \dots, m \quad i = 1, \dots, m$

Dipende anche dalla disposizione, $\theta_j(t)$

VALORI ISTANTANEI → lettere minuscole
togliamo le t, sappiamo che dipendono dal tempo

$v_i = R_i \cdot i_i + p\,\lambda_i \qquad p = \frac{d}{dt} \qquad i = 1, \dots, m$

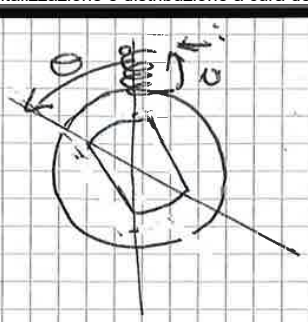
ipotesi linearità magnetica → vale anche la formula

$\lambda_i = M_{i1} \cdot i_1 + \quad + M_{ii}\, i_i + \dots + M_{im}\, i_m$

θ varia, M dipende anche da θ in generale

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 3 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 5 di 334

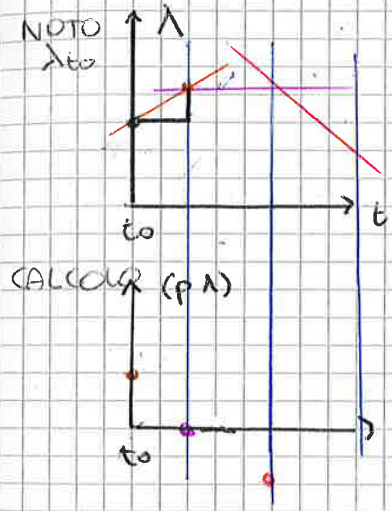


10/10/2017

eq. elettrica → dinamica

variabili di stato: stato energetico del sistema (λ, I)
per coerenza assumiamo i flussi per coerenza ai problemi dove c'è saturazione

→ Λ non conosciamo l'evoluzione a priori conosciamo lo stato iniziale
Dobbiamo fare la derivata, "voglia di cambiare"



Λ_{t_0}
il vettore flusso
$(p\Lambda)_{t_0}$
derivata del vettore flusso
vettore di numeri

$\Lambda_{t_1} = \Lambda_{t_0} + (p\Lambda)_{t_0} \cdot \Delta t$

Noi conosciamo solo i 2 punti in mezzo non sappiamo

derivata >0 <0 $=0$

Metodo di Eulero: problema se ho dinamica veloce, prima o poi converge ma bisogna aspettare

R, La, $M_p(\theta)$ sono noti NOTO

Deve essere nota anche $\theta(t)$ per calcolare $L(\theta)$
per modello meccanico NOTO

$I_{t_0} = L^{-1}(\theta_{t_0})\,\Lambda_{t_0}$

$(p\Lambda)_{t_0} = V_{t_0} - RI_{t_0}$

$\lambda_{t_0} + (p\lambda)_{t_0} = V_{t_0} - RI_{t_0}$ $\xrightarrow[\int NUM]{\text{OTTENGO}}$ $\lambda_{t_1} = t_0 + \Delta t$

Metto al posto di 0,1

t_1 Λ_{t_1} θ_{t_1}
$I_{t_1} = L^{-1}(\theta_{t_1}) \cdot \lambda_{t_1}$
$(p\Lambda)_{t_1} = V_{t_1} - RI_{t_1}$
→ $\int NUM$ $\lambda_{t_2 = t_1 + \Delta T}$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 5 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 7 di 334

derivata di funzione di funzione → $L = L(\theta)$

$$C_m \omega_r = \frac{1}{2} I^T \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \cdot I$$

$\frac{d\theta}{dt}$ ↑ velocità istantanea

$$C_m = \frac{1}{2} I^T \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} I$$

solo in linearità magnetica

$$C_m = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} I_S^T & I_R^T \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \frac{\partial L^{SS}}{\partial \theta} & \frac{\partial L^{SR}}{\partial \theta} \\ \frac{\partial L^{RS}}{\partial \theta} & \frac{\partial L^{RR}}{\partial \theta} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} I_S \\ I_R \end{vmatrix}$$

$$C_m = \frac{1}{2} I_S^T \frac{\partial L^{SS}}{\partial \theta} I_S + \frac{1}{2} I_S^T \frac{\partial L^{SR}}{\partial \theta} I_R + \frac{1}{2} I_R^T \frac{\partial L^{RS}}{\partial \theta} I_S + \frac{1}{2} I_R^T \frac{\partial L^{RR}}{\partial \theta} I_R$$

coppia rotorica di anis. — coppia di interazione — coppia di anisotropia statorica

Anisotropia a rotore statore → I statore I rotore

Modello meccanico della macchina generalizzata

(1) $V = RI + p\Lambda$

(2) $\Lambda = L(\theta) I = L_a I + H_p(\theta) I$

(3) $C_m = \frac{1}{2} I^T \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} I$

(4) $C_m - C_R = J_{eq} p\omega_r$

(5) $p\theta_{meca} = \omega_R$

a) Nel motore asincrono e nella macchina sincrona isotropa esistono solo le coppie di interazione perché L^{SS} e L^{RR} non dipendono da θ mentre L^{SR} e L^{RS} dipendono da θ

b) Nella macchina sincrona anisotropa coesistono la coppia di interazione e la coppia di anisotr. del rotore ($L^{SS}(\theta)$)

c) motori a riluttanza variabile, solo coppie di anisotropia

Variabili di stato: t_0 Λ_{t_0} $\omega_{R t_0}$ θ_{t_0}

ingressi < tensioni (parte elettromagnetica); coppia resistente

→ soluzione di tipo numerico

$$\begin{cases} I_{t_0} = L^{-1}(\theta_{t_0}) \Lambda_{t_0} \\ (p\Lambda)_{t_0} = V_{t_0} - R I_{t_0} \\ C_m|_{t_0} = \frac{1}{2} I_{t_0}^T \frac{\partial L(\theta_{t_0})}{\partial \theta} \cdot I_{t_0} \\ (p\omega_r)_{t_0} = \frac{C_m - C_R}{J_{eq}} \\ (p\theta)_{t_0} = \omega_{R t_0} \end{cases}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 7 di 334

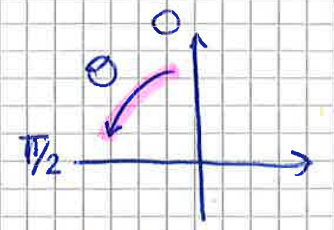
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 9 di 334

11/10/2017

Ip. linearità magnetica

$v = Ri + p\lambda$

$\lambda = L(\theta) \cdot i$

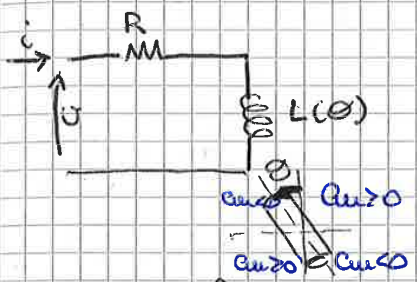


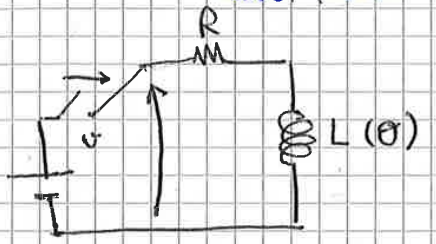
$L(\theta)$ approssimata a cosinusoide $\quad L(\theta) = L_m + \Delta L \cos(2\theta)$

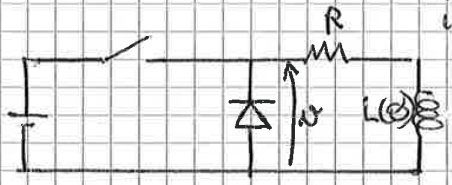
$C_m = \frac{1}{2} I^T \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} I \xrightarrow{\text{abbiamo 1 avvolg.}} C_m = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} = \frac{1}{2} i^2 \Delta L (-2 \sin 2\theta)$

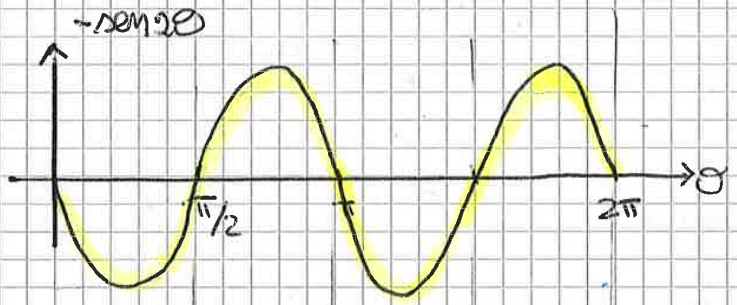
$C_m = -\Delta L\, i^2 \sin 2\theta$

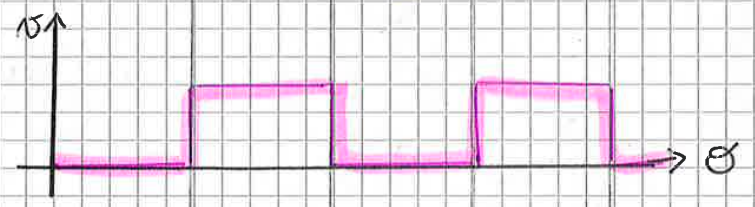
C_m dipende da i^2 e da ΔL; + ie rapporto di L (ΔL) è grande + c'è coppia

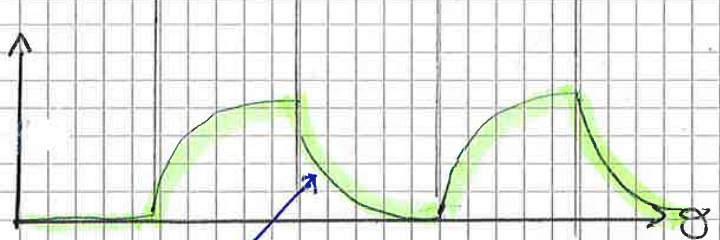








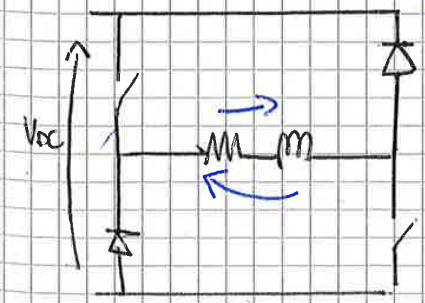




"Coda", no coppia negativa

Anticipo + bello

Convertitore + costoso che mi impone $-V_{DC}$ e corrente negativa diventa + velocemente = 0



Fare in modo che non si fermi a $\pi/2$, $\frac{3}{2}\pi$ ... dove $C_m = 0$

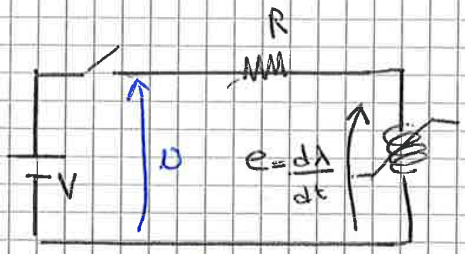
Sincronizzare alim. a posizione → macchina sincrona

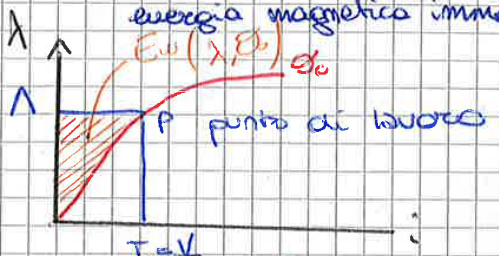
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 9 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 11 di 334

ANISOTROPIA CON POLARICITÀ $\pm k\pi$

famiglia di curve di magnetizzazione in funzione della posizione di rotore





Teniamo il rotore fisso in una posizione θ e alimentiamo lo statore

$\Delta E_E - \Delta E_H = \Delta E_T + \Delta E_W$

↓

ipotesi $\theta_0 = 0$ → non c'è spostamento quindi non c'è lavoro meccanico

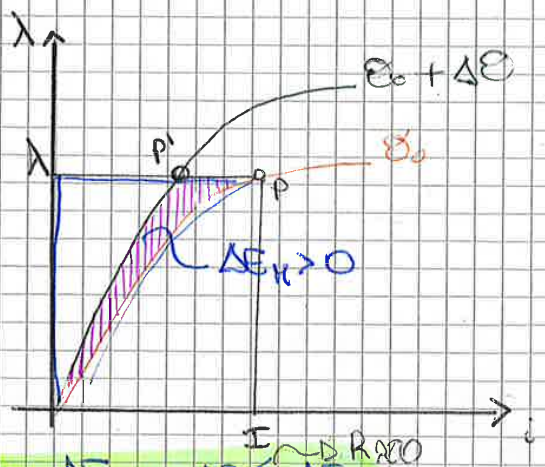
$v\,i\,\Delta t = (Ri + \frac{\Delta\lambda}{\Delta t})\,i\,\Delta t \Rightarrow Ri^2\Delta t + \Delta\lambda i$

$\Delta E_T = Ri^2\Delta t$

$\Delta\lambda i = \Delta E_W$

$E_W(\lambda, \theta_0) = \int_0^{\lambda} i(\lambda, \theta_0)\, d\lambda$

1) Sistema "parte" da P, $\Delta\theta > 0$, $\lambda = cost$



Ammetto variazione piccola di angolo

$V = Ri + p\lambda$

$R \neq 0$ trascurabile

→ basta mettere in corto gli avvolgimenti

$\Delta E_E - \Delta E_H = \Delta E_T + \Delta E_W$

$\Delta\lambda i - \Delta E_H = \Delta E_W$

$* = 0$

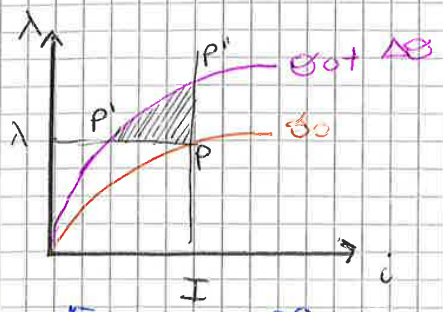
* $\lambda = cost$, cortocircuito i.p. generatore non fa nulla

differenza in termine di aree, variazione di energia negativa

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 11 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 13 di 334

$$C_m = +\frac{\partial E_c(i,\theta)}{\partial\theta}\Big|_{i=cost}$$



matematicamente ho lo stesso numero è piccola

$$C_m = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta)}{\partial\theta}$$

Dimostrare nel caso linearità

$$\lambda = L(\theta) i$$

$$E_\omega(\lambda,\theta) = \cancel{\frac{1}{2} L(\theta) i^2} = \frac{1}{2} L(\theta) \frac{\lambda^2}{L(\theta)^2} = \frac{1}{2}\frac{\lambda^2}{L(\theta)}$$

$$C_m = -\frac{\partial E_\omega(\lambda,\theta)}{\partial\theta}\Big|_{\lambda=cost} = -\frac{1}{2}\lambda^2\left(-\frac{1}{L^2(\theta)}\cdot\frac{\partial L(\theta)}{\partial\theta}\right) = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta)}{\partial\theta}$$

$$C_m = +\frac{\partial E_c(i,\theta)}{\partial\theta}\Big|_{i=cost} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta)}{\partial\theta} \qquad E_c = \frac{1}{2} L(\theta) i^2$$

$$E_c(i,\theta) = \frac{1}{2}\lambda i = \frac{1}{2} L(\theta) i^2$$

non deve comparire come variabile

Metodo più efficace

$$V = RI + p\Lambda$$
$$\Lambda = \Lambda(I,\theta)$$

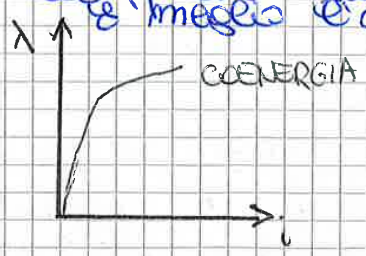
$$C_m = \begin{cases} -\frac{\partial E_\omega(\lambda,i)}{\partial\theta}\Big|_{\lambda=cost} \\ +\frac{\partial E_c(i,\theta)}{\partial\theta}\Big|_{i=cost} \end{cases}$$

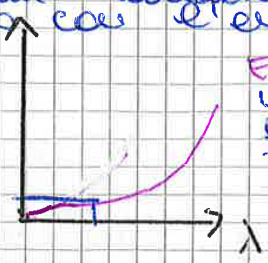
$$C_m - C_r = J_{eq}\, p\, \omega_R$$
$$p\theta = \omega_R$$

$$\frac{\partial E_\omega(i,\theta)}{\partial\theta}$$ derivata numerica facilmente non converge

Interpolatore più difficile

Metodo che vale per saturazioni non troppo spinte
→ ecco perché uso λ come variabili di stato
è meglio l'approccio con l'energia



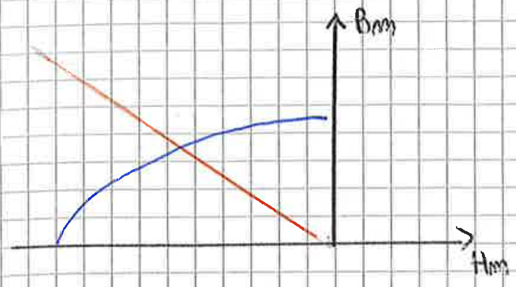


ENERGIA
uso polinomi entro con λ e trovo i con il polinomio
→ polinomio cresce

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 13 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 15 di 334

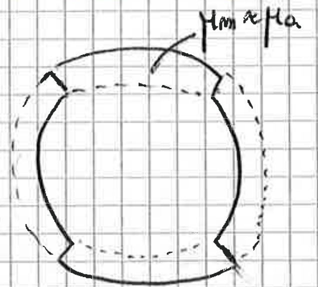
16/10/2017



Il magnete vede lo stesso flusso

{ ridurre i parassite
{ ridurre armoniche

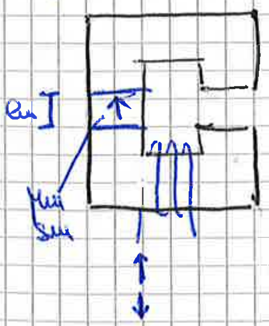
$B_r = 1 - 1{,}2\,T$
$H_c = -800\ kA/m$ } quelle che interessano a noi terre rare

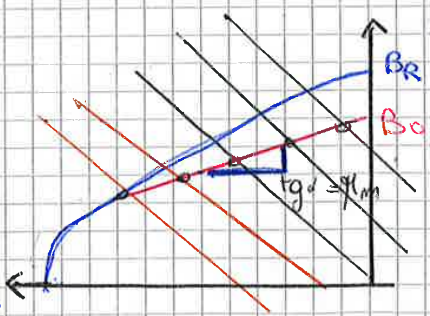


μ magnetico $\approx$ μ aria

Retta di carico nel magnete

Campi sincroni → no perdite
Se i campi sono opposti ho perdite, si stabilizza il magnete
si butta corrente positiva e negativa, non deve toccare il ginocchio per non smagnetizzare in modo permanente





$B_m = \mu_m H_m + B_o$

se tolgo B_o passa per l'origine, non è + magnete permanente

$$\begin{cases} B_m = \mu_m H_m + B_o \\ B_m S_m = B_{tr} S_{tr} \\ H_m \ell_m + H_{tr} \ell_{tr} + H_{Fe} \ell_{Fe} = NI = 0 \end{cases}$$

($H_{Fe}\ell_{Fe} \approx 0$ *)

* rispettato se sezione del ferro non è molto sottile

$$\mu_m H_m S_m + B_o S_m = \mu_o H_{tr} S_{tr}$$

$$H_m = \frac{\mu_o}{\mu_m} \frac{S_{tr}}{S_m} H_{tr} - \frac{B_o}{\mu_m}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 15 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 17 di 334

$v_R = R_R I_R + p\lambda^*_{HP}$ → eq. elettrica → come variano grandezze nel tempo ma qui è già noto, non variano

I_R maiuscolo, del generatore

approssima rotazione del magnete

$$\begin{cases} \lambda_S = L_S i_S + M\cos\theta\, I_{HP} \\ \lambda^*_{HP} = M\cos\theta\, i_S + L_{HP} I_{HP} \end{cases} \leftarrow \lambda^*_{mp}$$ perché di bobina fittizia

per calcolare coppia e controllare macchina

$$C_m = \frac{1}{2}\left[i_S \; I_{HP}\right] \frac{\partial}{\partial\theta}\begin{vmatrix} L_S & M\cos\theta \\ M\cos\theta & L_{HP} \end{vmatrix}\begin{vmatrix} i_S \\ I_{HP} \end{vmatrix} = \frac{1}{2}\left[i_S \; I_{HP}\right]\begin{vmatrix} 0 & -M\sin\theta \\ -M\sin\theta & 0 \end{vmatrix}\begin{vmatrix} i_S \\ I_{HP} \end{vmatrix}$$

$$C_m = \frac{1}{2}(-2M\sin\theta) I_{HP} i_S$$

$$C_m = -M I_{HP} \sin\theta\, i_S$$

λ_{mp} quota di flusso dovuto a magn. permanenti che si concatena a statore

$\cos = 1$ $i_S \geq 0$ $\theta = 0$

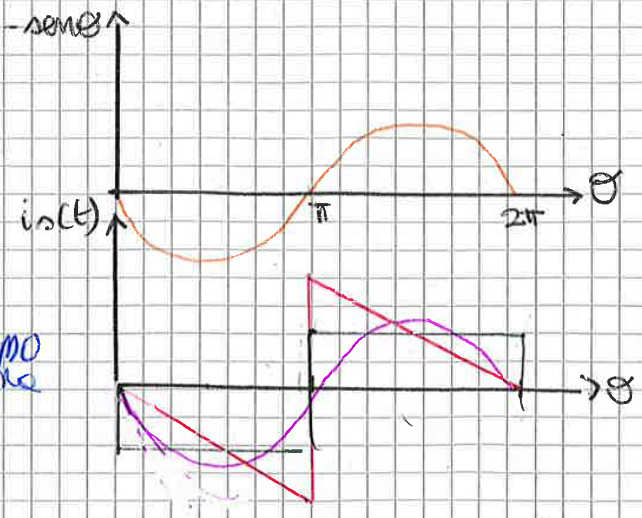
Rotore a vuoto del generatore rotore a ω_R costante

$\cos(\omega_R t)$

$v_S = p\lambda_S$

$\bar{E}_S = \bar{V}_S = \omega_R \bar{\lambda}_{HP}$

$$\begin{cases} v_S = R_S i_S + p\lambda_S \\ \lambda_S = L_S i_S + \lambda_{HP}\cos\theta \\ C_m = -\lambda_{mp} i_S \sin\theta \\ C_m < 0 = \text{eq per } \omega_R \\ p\theta = \omega_R \end{cases}$$



$C_m > 0$

concorde in modo da avere coppia > 0

bisogna avere sincronismo ho macchina asincrona

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 17 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 19 di 334

$k\Phi_u = \Phi_e i_e$

Si parla anche di flusso **pseudoconcatenato** $\varphi_a = \Phi_e i_e$

$$\begin{cases} v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a \\ v_e = R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \end{cases} \quad \leftarrow k\Phi_u \omega_R$$

$$\begin{cases} v_a = R_a i_a + p\lambda_a + k\omega_R \Phi_u \\ v_e = R_e i_e + p\lambda_e \end{cases}$$

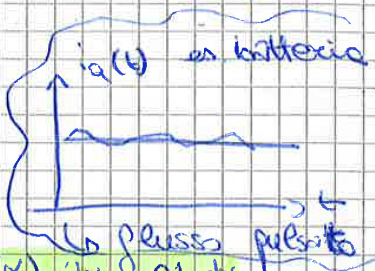
Situazione avvolgimento di armatura è particolare. 3 conduttori tagliano le linee che generano coppia stessi le formule non valide entrambe

Conduttori si muovono

Distribuzione di induzioni e conduttori dunque le troviamo

$$\lambda_a = \int_0^{2\pi} B(\alpha, t)\, N(\alpha)\, RL\, d\alpha$$

$N(\alpha)$ numero dei conduttori che abbiamo la distribuzione progressiva



$B(\alpha, t)$ non solo

$t \to$ se la corrente varia nel tempo

$\alpha \to$ i conduttori si spostano

$$e_a = \frac{d\lambda_a}{dt} = \int_0^{2\pi} \frac{\partial B(\alpha,t)}{\partial t} N(\alpha) RL\, d\alpha + \int_0^{2\pi} B(\alpha,t) \frac{\partial N(\alpha)}{\partial \alpha} \frac{d\alpha}{dt} RL\, d\alpha$$

f.e.m trasformatorica

concetto che i conduttori tagliano le loro linee di campo f.e.m mozzaquale

$$e_a = p\lambda_a(t) + k\Phi_u \omega_R$$

f.e.m trasformatorica = 0 solo se i = cost, qui c'è ripple ad esempio

eq. elettrica problema per avvolgimenti a commutatore, se le spazzole non sono sulla asse neutra → mutue, problema

$$\begin{cases} v_a = R_a i_a + p\lambda_a + k\Phi_u \omega_R \\ v_e = R_e i_e + p\lambda_e \\ \lambda_a = L_a i_a \\ \lambda_e = L_e i_e \\ k\Phi_u = f_2(i_e) = \Phi_e i_e \end{cases}$$

Potenza che inietto

$P_{elettrica}(t) = v_a i_a + v_e i_e = R_a i_a^2 + L_a i_a \frac{di_a}{dt} + i_a k\Phi_u \omega_R + R_e i_e^2 + L_e i_e \frac{di_e}{dt}$

perdite joule totali

Ferro senza perdite, no saturazione

$p\left(\frac{1}{2} L_a i_a^2 + \frac{1}{2} L_e i_e^2\right)$ en. magnetica immagazzinata nella macchina

Non c'è mutua perché disaccoppiata → è tutto è ortogonale

W POTENZA MAGNETIZZANTE

esiste solo in dinamica, in continua = 0 L non c'è

$C_{em} = k\Phi_u i_a \qquad P_E = C_{em}\omega_R$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 19 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 21 di 334

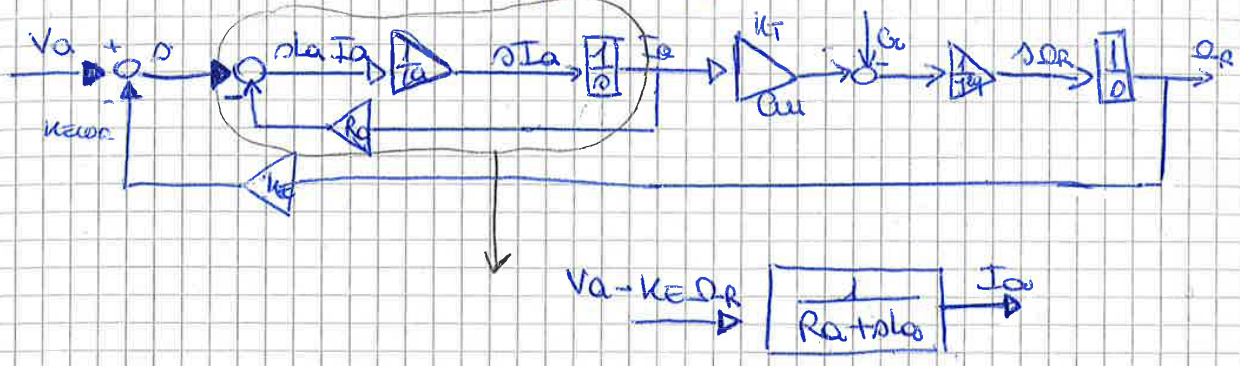
$$\begin{vmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{d\omega_R}{dt} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_E}{L_a} \\ \frac{K_T}{J_{eq}} & 0 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_a \\ \omega_R \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \frac{V_a}{L_a} \\ -\frac{C_c}{J_{eq}} \end{vmatrix}$$

Dominio di Laplace

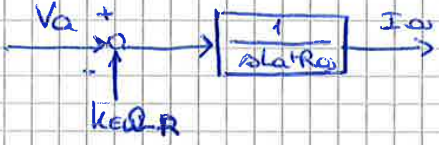
$V_a = R_a I_a + sL_a I_a + K_E \Omega_R$

$C_m - C_c = J_{eq} s \Omega_R$

Partire dalle variabili di stato



τ_a, τ_m $\Rightarrow$ $\alpha_{max} = \frac{C_{max}}{J_{eq}}$



$\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$

$$\begin{cases} v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_E \omega_R \\ K_T i_a - C_R = J_{eq} \frac{d\omega_R}{dt} \end{cases}$$

$$J_{eq} \frac{d\omega_R}{dt} = K_T \frac{V_a - K_E \omega_R}{R_a} - \frac{C_R}{J_{eq}}$$

$$\frac{d\omega_R}{dt} + \frac{K_T K_E}{R_a J_{eq}} \omega_R = \frac{K_T V_a}{R_a J_{eq}} - \frac{C_R}{J_{eq}}$$

$$\tau_m = \frac{R_a J_{eq}}{K_T K_E}$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \qquad \tau_m = \frac{R_a J_{eq}}{K_E K_T}$$

$$|A - s\,Id| = 0$$

$$\begin{vmatrix} -\frac{R_a}{L_a} - s & -\frac{K_E}{L_a} \\ \frac{K_T}{J_{eq}} & -s \end{vmatrix} = 0$$

$$s^2 + \frac{s}{\tau_a} + \frac{1}{\tau_a \tau_m} = 0$$

$$s^2 + \frac{R_a}{L_a} s + \frac{K_E K_T}{L_a J_{eq}} = 0 \qquad \left(\frac{R_a}{R_a}\right)$$

$$s_{1,2} = \frac{-\frac{1}{\tau_a} \pm \sqrt{\frac{1}{\tau_a^2} - \frac{4}{\tau_a \tau_m}}}{2}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 21 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 23 di 334

18/10/2017

$\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$ $\quad \alpha_{MAX} = \frac{C_{max}}{J_{eq}}$ $\quad \tau_a < \frac{\tau_m}{4}$

$\tau_m = \frac{R_a J_{eq}}{K_E^2}$ $\quad$ ↑ accelerazione angolare

Servomotore cc: influenza delle dimensioni geometriche

come le dimensioni geometriche influenzano il comportamento dinamico? → domando di esame

Motore con $\tau_a < \frac{\tau_m}{4}$, buona accelerazione → buone caratteristiche. Non cambiamo materiale, moltiplichiamo per ρ e per γ

- $\times \rho$ → Radiali
- $\times \gamma$ → assiali

è come se "gonfiassi" con macarina

Indice di sfruttamento dei materiali costanti:
- B nei circuiti magnetici = cost
- δ densità di corrente nei conduttori = cost

Fissano le perdite del dispositivo

$P_{FE} \propto B^2$ perdite nel ferro prop. a B^2

$P_{FE} = \text{densità} \cdot Vol \cdot C_p \left(\frac{B_{lavoro}}{B_{cp}} \right)^{\alpha}$ tutto a β=cost

↑ cifra perdita

$P_{Cu} = \text{resistività} \cdot \delta^2$

se moltiplico Vol · resist. · δ^2

Volume prop. a $\rho^2\gamma$ $\quad Vol \propto \rho^2\gamma$

$\frac{\text{raggio}^2 \cdot \text{rap}}{\text{volume}}$

① Perdite a B e δ = cost prop a $\rho^2\gamma$ $\quad$ Perdite $|_{B\delta}$ $\propto \rho^2\gamma$

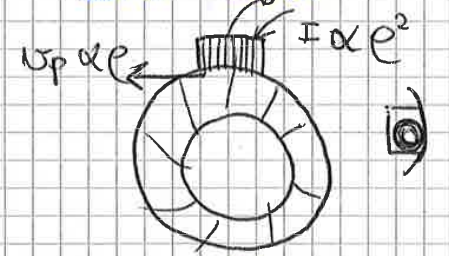
② $Sup|_{scambio} \propto \rho\gamma$ $\quad 2\pi rL$

Devo fare attenzione a come scambio

Macchine + grandi → hanno ventole, bisogno portarsi via calore.

ρ e γ devono essere numeri piccoli

Per le macchine in continua c'è anche il problema del commutatore a lamelle e la corrente



Meno tempo per commutare una corrente maggiore perché $v_{periferica}$ >

Si può migliorare lo scambio termico oppure sottosfruttare il materiale

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 23 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 25 di 334

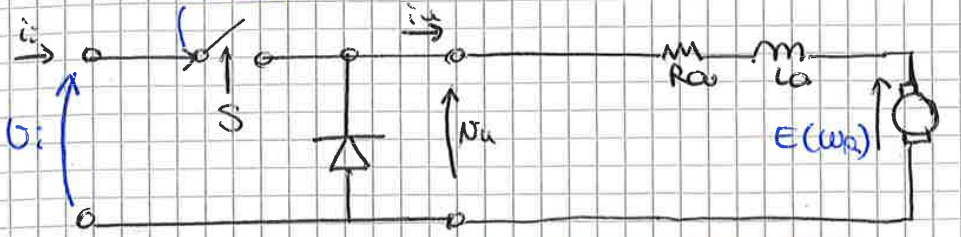
Conversione c.c./c.c.

Chopper → continua - continua. Taglio la tensione

Appendice A

CHOPPER A 1 QUADRANTE

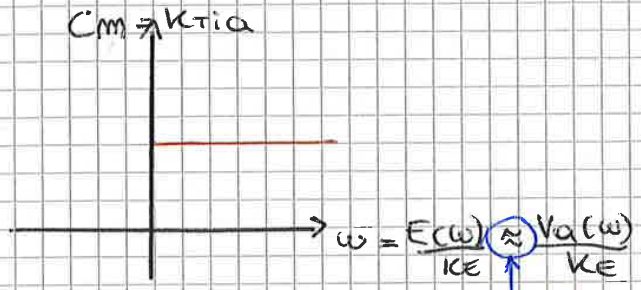
interruttore unidirezionale, transistor

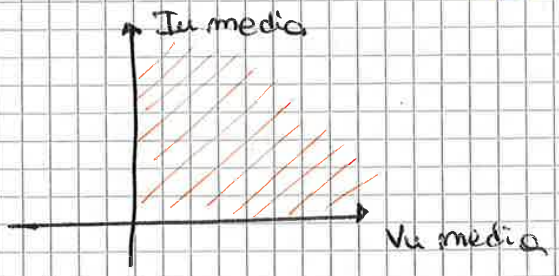


lettera maiuscola

Devo pensare che E sia costante perché ci mette un po di tempo, molto + lenta del chopper per questo è scritta con la maiuscola

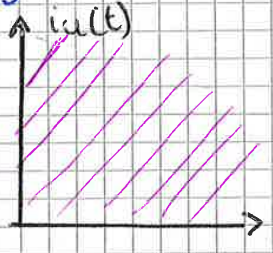
Chopper a 1 quadrante → 1 quadrante di progettazione





Chopper 2Q in corrente → serve con i < 0 se ve troppo le motore

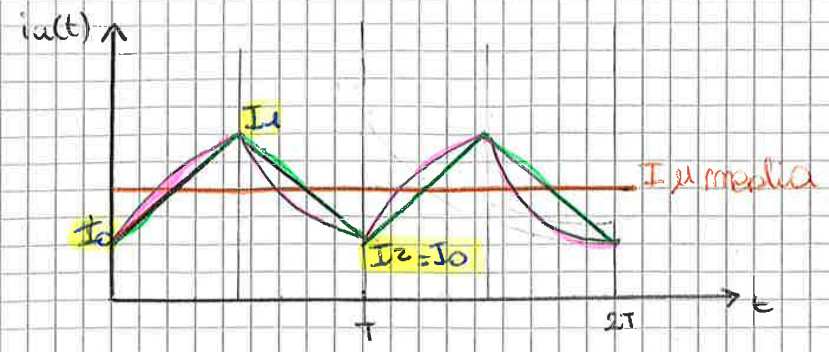
Lo fa anche con la corrente istantanea di valor medio



Funzionamento continuo o pulsato

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 25 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 27 di 334



$v_L = L\frac{di}{dt}$ regime $i = cost$ $v_L = 0$

A regime sulle induttanze non c'è v_u media, può essere solo su R

$$I_u \text{ media} = \frac{V_u \text{ media} - E(\omega)}{R_a} = \frac{\alpha V_i - E(\omega)}{R_a}$$

se Ra è trascurabile risp. al ripple, periodo di commutazione breve → approssimo con triangolo

$$i_u(t)\Big|_{R_a \approx 0} = \begin{cases} I_0 + \frac{V_i - E(\omega)}{L} t & 0 < t < \alpha T \\ I_1 + \frac{-E(\omega)}{L}(t - \alpha t) & \alpha T < t < T \end{cases}$$

$$\Delta V_L = L\frac{\Delta I}{\Delta t}$$

$$* \begin{cases} I_1 - I_0 = \frac{V_i - E(\omega)}{L}\alpha T & t = \alpha T \\ I_0 + I_2 = I_1 - \frac{E(\omega)}{L}(1-\alpha)T & t = T \end{cases}$$

La differenza $(I_1 - I_0)$ deve essere la stessa

$$\frac{V_i - E(\omega)}{\cancel{L}}\cancel{T}\alpha = \frac{E(\omega)}{\cancel{L}}(1-\alpha)\cancel{T}$$

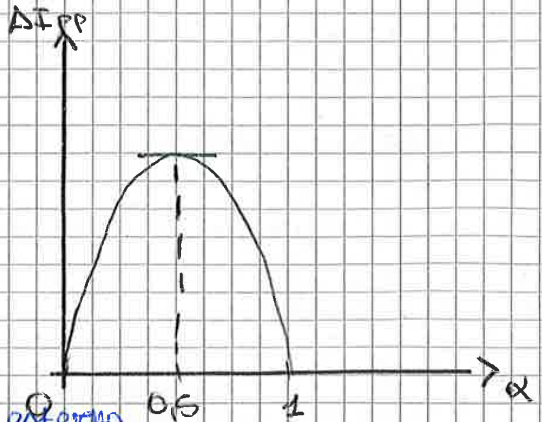
$$(V_i - E(\omega))\alpha = E(\omega) - \alpha E\omega$$

$$V_i\alpha - \cancel{E(\omega)\alpha} = E(\omega) - \cancel{\alpha E(\omega)} \qquad E(\omega) = \alpha V_i$$

non devo avere caduta di tensione media su induttanza

$$* \; I_1 - I_0 = \frac{V_i - \alpha V_i}{L}\alpha T$$

$$\Delta I_{pp} = \frac{(1-\alpha)\alpha}{L_a} T V_i$$



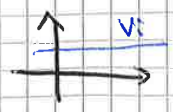
MASSIMO RIPPLE A 0,5

ridurre ripple
- diminuire V_i
- cambio T, aumento f
- aumento La metto una esterna ingombro, peso

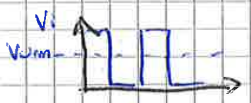
→ conviene aumentare f ma aumentano le perdite

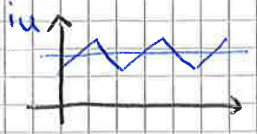
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 27 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 29 di 334



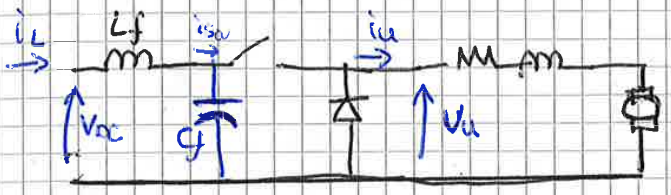
INGRESSO	USCITA
V_i	αV_i
αI_{UMEDIA}	I_{UMEDIA}



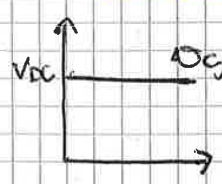


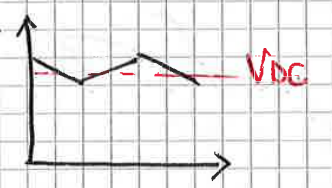
Questa forma d'onda è difficile da realizzare in ingresso

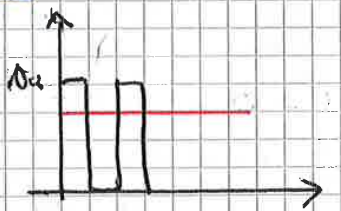
Deve essere nell'interruttore, bisogna disaccoppiare le L per gli scambi energetici → filtro LC

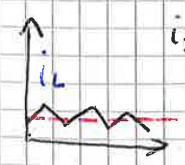


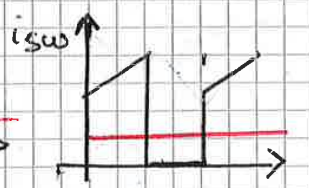
I fronti ripidi di corrente vanno → nel condensatore
Si scarica un po' e dà ripple di corrente
(Non va bene i continua)
Condensatore elettrolitico

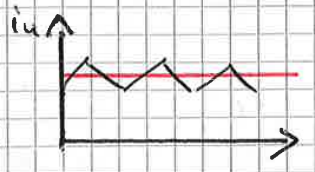






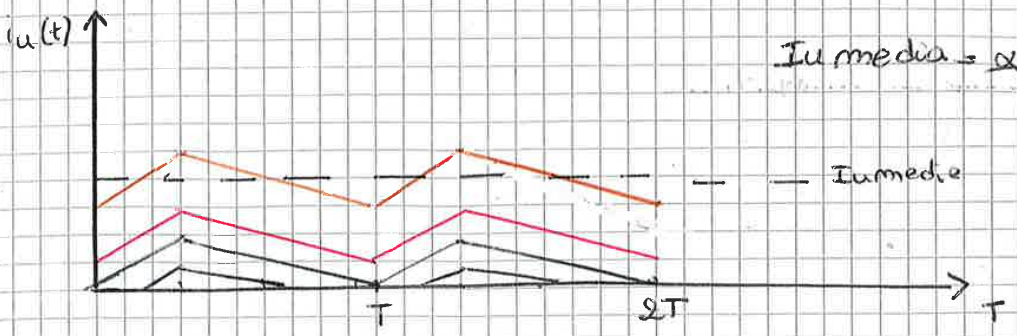






© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 29 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 31 di 334

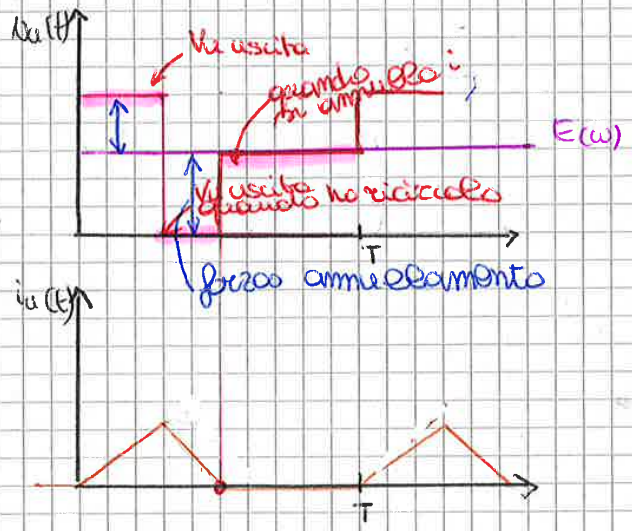


$$I_u \text{ media} = \frac{\alpha V_i - E(\omega t_0)}{R_a}$$

$E \uparrow \; i \downarrow$

valor medio I_u, trascuriamo la dinamica perché la consideriamo veloce.
Abbiamo poi un ripple limitato da L

Il motore accelera, la corrente trasla verso il basso prima o poi diventa pulsata perché con la nostra struttura la i non può diventare negativa



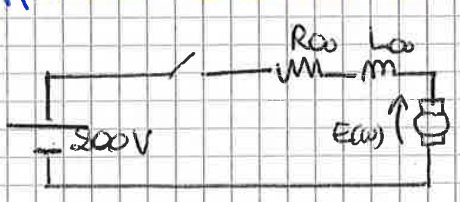
$E(\omega)$ $\boxed{\text{costante}}$
fem

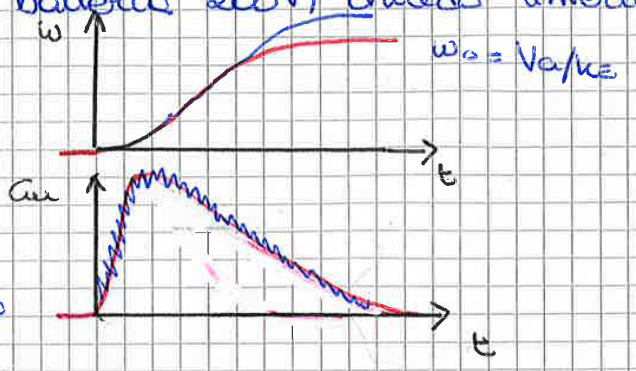
Non vale più la formula di Iu media
Quando tocca solo in un punto ho I critica e vale ancora $I_{cR} = \frac{1}{2} \Delta I_{pp}$

$$\Delta I_{pp} = \frac{(1-\alpha)\,\alpha}{L_a} T V_i$$

Per il motore è una coppia, il valor medio fa accelerare e E(ω) cresce fino ad arrivare al valor massimo, $\alpha = 1$ $E(\omega) = V_i$

Supponiamo avviamento su batteria 200V, chiudo interruttore





a regime $i = 0$
all'inizio $i = 0$ interr. aperto

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 31 di 334

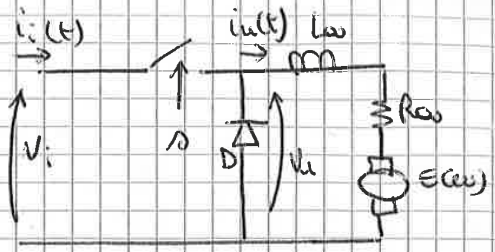
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 33 di 334

Tabella logica $v_u(t)$

s	0 / 0	1 / 0	1 / 1	0 / 1	← v / ← i_u
0	E	E	0	0	
1	** E	* V_i	V_i	V_i	

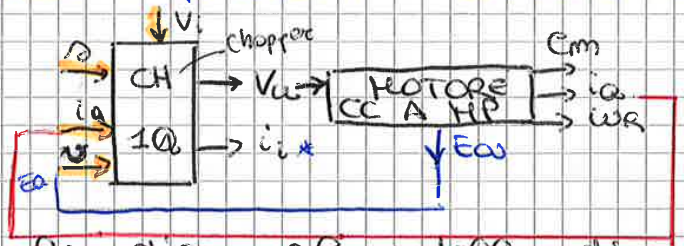
$V_i = 100$ V
$E = 50$ V
$i_u = 10$ A
cresce subito dopo

E>0 ma voglio di cambiare negative



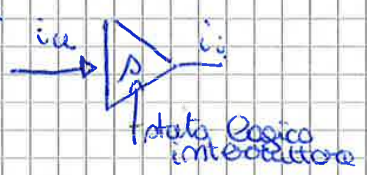
*se chiudo interr. vuol dire mettere V_i e la corrente aumenta → V_i è compatibile

**cerco di chiudere l'interruttore, non riesco non posso mettere V_i perché $i=0$ dovrebbe diventare negativo



V_u lo diamo al modello dinamico del motore

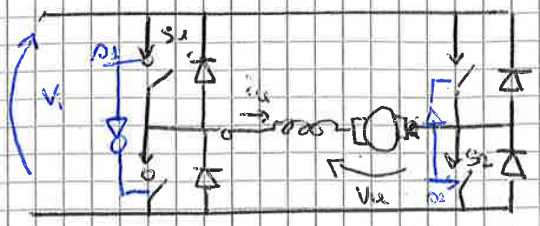
*



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 33 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 35 di 334

CHOPPER A 4Q



$v_u \rightarrow$ tra $-V_i$ e $+V_i$

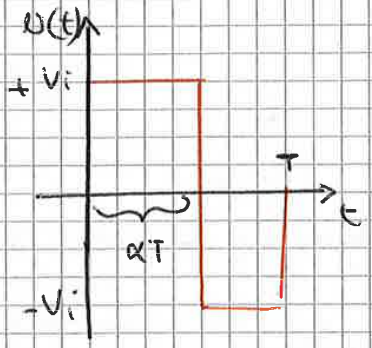
bidirezionale in tensione e corrente

Chiudo in croce, non stacco mai l'alimentazione

c'è un solo stato s, gli altri sono i negati

s	v_u	i_i
0	$-V_i$	$-i_u$
1	V_i	i_u

guardo solo S_1 e S_2
gli altri sono i negati



Cambiare segnale s perché balliamo tra $-V_i$ e V_i, dobbiamo variare tra 0 e V_i

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 35 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 37 di 334

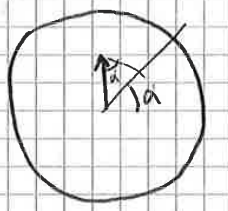
Avvolgimento a distribuzione sinusoidale è in grado di dare la fondamentale senza armoniche

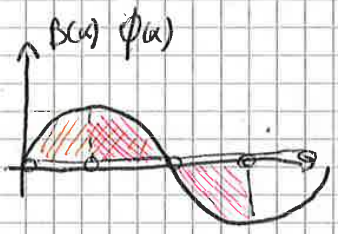
È costituito da $N_S = \frac{1}{2}\frac{4}{\pi} N_{FISICHE}$

Al posto di disegnare sinusoide disegno vettore
Direzione dove punta max sinusoide
concatenano solo i flussi di fondamentale.

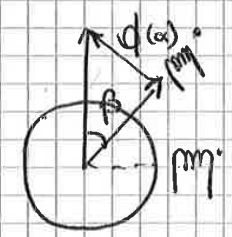
$B(\alpha) = \frac{A(\alpha)}{l_{tr}} \mu_0$ $\qquad A(\alpha) = \frac{N_{FISICHE}\, I}{2}$

Infatti se integro sul periodo anche se ci fosse l'armonica viene zero

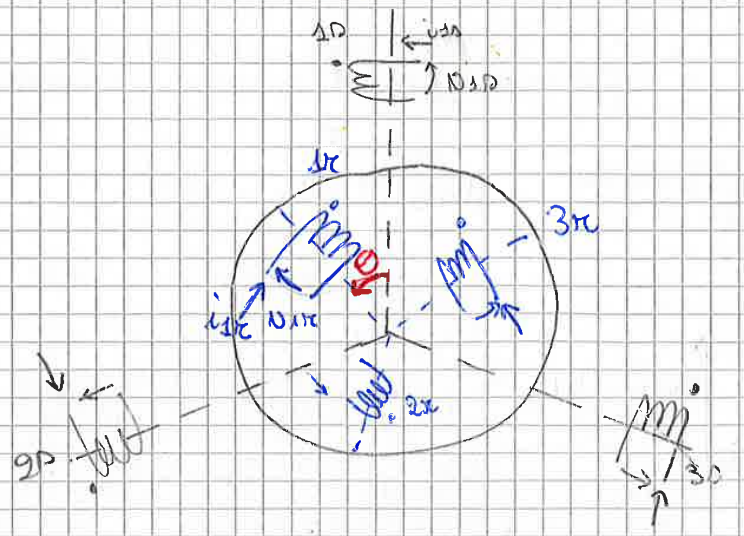




concatenamento flusso = 0 rosso



pp = 1 $\qquad$ 1 paia poli, 2 poli



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 37 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 39 di 334

$$\lambda_{ba} = N_b \, \phi_{a/b} = N_b \frac{F_{mm\,a/b}}{R_{tr}} = \frac{N_a N_b}{R_{tr}} I_a \cos\beta$$

$$M_{ab} = M_{ba} = \frac{N_a N_b}{R_{tr}} \cos\beta$$

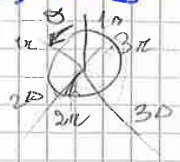
1 e 3 $\quad \cos(120) \quad \cos(240)$

$$M^{SS}_{123} = \frac{N_S^2}{R_{tr}} \begin{vmatrix} \cos 0 = 1 & -1/2 & -\frac{1}{2} \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{vmatrix}$$

scambio 3 con 3

$$M^{RR}_{123} = \frac{N_R^2}{R_{tr}} \begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{vmatrix}$$

$$M^{SR}_{123} = (M^{RS}_{123})^T = \frac{N_S N_R}{R_{tr}} \begin{vmatrix} \overset{1s\,1r}{\cos\theta} & \overset{1s\,2r}{\cos(\theta+120)} & \overset{1s\,3r}{\cos(\theta+240)} \\ \overset{2s\,1r}{\cos(\theta+240)} & \overset{2s-2r}{\cos\theta} & \overset{2s-3r}{\cos(\theta+120)} \\ \overset{3s-1r}{\cos(\theta+120)} & \overset{3s-2r}{\cos(\theta+240)} & \overset{3s-3r}{\cos\theta} \end{vmatrix} \rightarrow \text{disegno}$$



$\theta + 0 + 120 + 240$

$\{R_S, R_R, L_{\alpha R}, L_{\alpha S}, M_S, M_R, M_{SR}\}$

Formule di trasporto diverse, equivalente di statore

fare questo riporto vuol dire $N_S = N_R = N$ vale solo perché avvolgimenti a distribuzione sinusoidale

$$M_S = M_R = M_{SR} = M = \frac{N^2}{R_{tr}}$$

parametri $\{R_S, R_R, L_{\alpha S}, L_{\alpha R}, M\}$ misurabili con prove a rotore a vuoto e corto

MACCHINA ASINCRONA

- definizione parametri

$\cos\theta \quad \cos\theta+120$
$\cos\theta+120$
$\cos\theta+120$

$$M^{SS}_{123} = \frac{N_S^2}{R_{TR}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1/2 \\ -1/2 \end{bmatrix} \qquad M^{RR}_{123} = \frac{N_R^2}{R_{TR}} \begin{bmatrix} \ \end{bmatrix} \qquad M^{SR}_{123} = \frac{N_S N_R}{R_{TR}} \begin{bmatrix} \ \end{bmatrix}$$

$$M_S = M_R = M_{SR} = \frac{N^2}{R_{TR}} \begin{bmatrix} \text{CAMBIA} \end{bmatrix}$$

- TRASFORMATA trif. bifase

$$M^{SS}_{abo} = M^{RR}_{abo} = \frac{3}{2} M \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad \frac{3}{2} M = L_m$$

$$M^{SR}_{abo} = (M^{RS}_{abo})^T = \frac{3}{2} M \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\,\theta \\ \text{sen}\,\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

- TRASF. ROTAZIONE

$L_m = \frac{3}{2} M$

$L_S = L_{\alpha S} + \frac{3}{2} M \qquad L_R = L_{\alpha R} + \frac{3}{2} M$

$M^{SR}_{\alpha\beta} = M^{RR}_{\alpha\beta} = M^{SS}_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} M \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

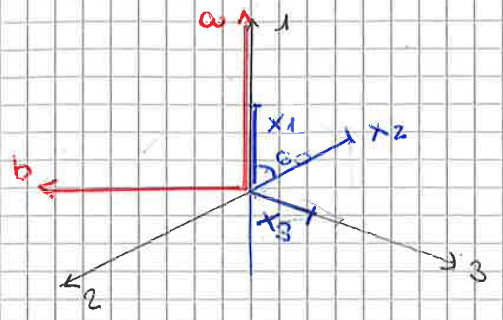
meusburger.com

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 39 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 41 di 334

Trasformazione trifase - bifase

un asse sovrapposto, l'altro a esso ⊥



$$\begin{vmatrix} x_a \\ x_b \\ x_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} & & \\ & \Pi^* & \\ & & \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{vmatrix}$$

devo avere una matrice invertibile, aggiungo la componente omopolare x_0

$x_3 > 0$ componente su $a < 0$

$$x_a = 1x_1 - \frac{1}{2}x_2 - \frac{1}{2}x_3$$
$$x_b = 0x_1 + \frac{\sqrt{3}}{2}x_2 - \frac{\sqrt{3}}{2}x_3$$

Eq. linearmente indipendente $x_0 = 1x_1 + 1x_2 + 1x_3$

la trasformata T altera il modulo dei vettori

$$\Pi^* = \begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}$$

i controllisti moltiplicano per 2/3

$$\Pi_{CONT} = \begin{vmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}$$ → noi usiamo questa e la chiamiamo solo Π

$P_{IST} = \bar{I}_{123} V_{123} = v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3 = 100$ W (esempio)

$\downarrow$

$(\Pi^{-1} I_{abo})^T$

$I_{abo} = \Pi I_{123}$

$I_{123} = \Pi^{-1} I_{abo}$

$$P_{IST} = (\Pi^{-1} I_{abo})^T (\Pi^{-1} V_{abo}) = I_{abo}^T \underbrace{(\Pi^{-1})^T (\Pi^{-1})}_{\text{ottieni}} V_{abo} =$$

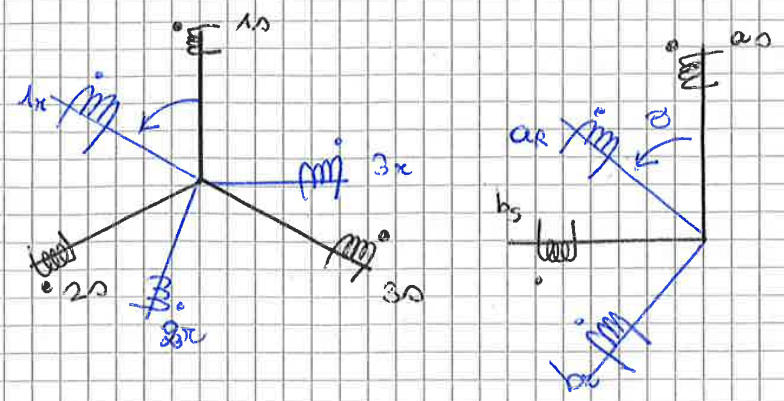
$$= \frac{3}{2}(v_a i_a + v_b i_b) + \frac{1}{3} v_0 i_0 = 100 \text{ W}$$ (esempio)

$$\begin{vmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 1/3 \end{vmatrix}$$

è sempre lo stesso esempio, compriamo numeri e formule

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 41 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 43 di 334



$$\begin{cases} \Pi_0 V^S_{123} = \Pi_0 R_S I^S_{123} + \Pi_0 p\lambda^S_{123} \\ \Pi_0 V^R_{123} = \Pi_0 R_R I^R_{123} + \Pi_0 p\lambda^R_{123} \end{cases} \qquad \begin{cases} V^S_{abo} = R_S I^S_{abo} + p\lambda^S_{abo} \\ V^R_{abo} = 0 = R_R I^R_{abo} + p\lambda^R_{abo} \end{cases}$$

Gli accoppiamenti magnetici cambiano

$$\lambda^S_{abo} = L_{\Lambda S} I^S_{abo} + \underbrace{\Pi_0 H^{SS}_{123} \Pi_0^{-1}}_{H^{SS}_{abo}} I^S_{123\,abo} + \underbrace{\Pi_0 H^{SR}_{123} \Pi_0^{-1}}_{H^{SR}_{abo}} I^R_{123\,abo}$$

un po' di abo e un po' di 123 → non va bene

$$\lambda^R_{abo} = L_{\Lambda R} I^R_{abo} + \underbrace{\Pi_0 H^{RS}_{123} \Pi_0^{-1}}_{H^{RS}_{abo}} I^S_{abo} + \underbrace{\Pi_0 H^{RR}_{123} \Pi_0^{-1}}_{H^{RR}_{abo}} I^R_{abo} \qquad T^{-1} = T^T$$

$$H^{SS}_{abo} = H^{RR}_{abo} = \frac{3}{2} H \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$ ← $N_S = N_R$ — disaccoppiati magnet.

$$H^{SR}_{abo} = (H^{RS}_{abo})^T = \frac{3}{2} H \begin{vmatrix} \cos & -\sin & 0 \\ \sin & \cos & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

- non c'è accoppiamento, avvolgimenti a 90
- gli assi a b non sono accoppiati con assi omopolari né di statore né rotore asse omopolare ⊥ con tutti, uscente dal foglio
- assi omopolari disaccoppiati

Equazioni relative agli assi omopolare

$$v_0^S = R_S i_0^S + p\lambda_0^S \qquad \lambda_0^S = L_{\Lambda S} i_0^S$$

$$v_0^R = 0 = R_R i_0^R + p\lambda_0^R \qquad \lambda_{0R} = L_{\Lambda R} i_0^R$$

↳ rotore chiuso in corto

Nelle nostre equazioni possiamo non considerarle

sostituisco $v_0^R = 0 \Rightarrow R_R i_0^R + L_{\Lambda R} p i_0^R = 0$

$$i_0(t) = I_{R0} e^{-t/\tau}$$

Transitorio

L'omopolare di rotore: valore iniz. per $e^{-t/\tau}$. Istante in cui siamo pronti a ricevere una $I_{R0} = 0$

Qualsiasi transitorio parte con condizioni $i_R = 0$

Non consideriamo le equazioni di statore

$$R_S i_0^S + L_{\Lambda S} p i_0^S = V_0^S$$

se collegamento a stella non c'è omopolare, se collegamento a triangolo → sommai $V = 0$ ricadiamo nel caso prima

Stella con neutro fittizio dato da capacità parassite

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 43 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 45 di 334

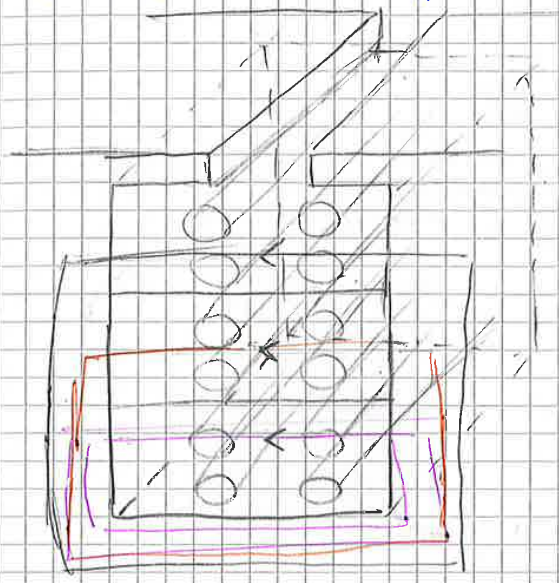
$$R_{S2\varphi} = \rho_{cu} \frac{N_{SPIRE\,2\varphi} \cdot l_{spira\ media}}{S_{COND\,2\varphi}} = \rho_{cu} \frac{N_{spire\,3\varphi}\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot l_{spira\ media}}{S_{COND\,3\varphi}\sqrt{\frac{3}{2}}} = R_{S3\varphi}$$

$l_{spira\ media} = 0$

Resistenze e perdite inalterate

$$P_{J2\varphi} = P_{J3\varphi} = 2R_S\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\, I_{3\varphi}\right)^2$$

Le induttanze di dispersione restano invariate



$$L_{\sigma cava} = \frac{N_{SPIRE}^2}{R_{eq\,ruba\,\sigma}} \propto \frac{\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\right)^2}{\frac{3}{2}} = 1$$

$$R_{eq} = \frac{l_{eq\,\sigma}}{\mu_0\, S_{eq\,\sigma}} = \frac{w_{cava}}{\mu_0\, l_{ass}\, h_{cava}}$$

$NI = R\Phi$

$$R = \frac{NI}{\Phi} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}}$$

$$M_{ab}^{ss} = \begin{vmatrix} 3/2\, M & 0 \\ 0 & 3/2\, M \end{vmatrix} \qquad M = \frac{N_{3\varphi}^2}{R_{eq\,TR}}$$

$$"M_{2\varphi}" = \frac{3}{2} M_{3\varphi} = \frac{N_{2\varphi}^2}{R_{eq\,tr}} \propto \frac{\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\right)^2}{1} N_{3\varphi} = \frac{3}{2} M_{3\varphi}$$

per ricordare il $\frac{3}{2}$

L'auto induttanza principale della macchina trifase $M_{2\varphi}$ è uguale all'induttanza di magnetizzazione del sistema trifase

$$"M_{2\varphi}" = \frac{3}{2} M = L_{m\,3\varphi}$$

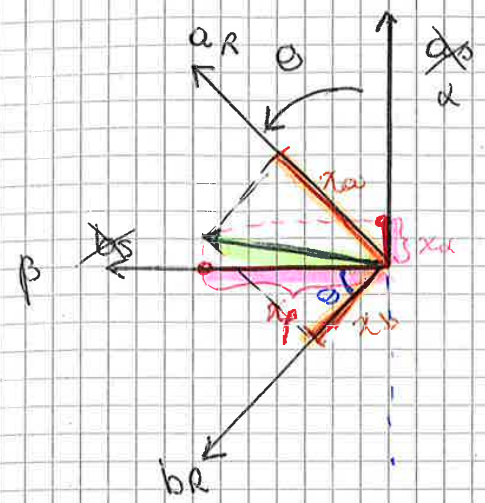
induttanza dell'avvolgimento dovuta al flusso principale aumenta di $\frac{3}{2}$

$L_{m3\varphi}$ è definibile solo se si ha la stessa geometria per ogni avvolgimento e in simmetria di corrente serve per la magnetizz. della macchina dovuto alle 3 correnti

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 45 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 47 di 334

Trasformata di rotaziaue



Cambio formale $a_s \to \alpha$, $b_s \to \beta$

$$X_\alpha = \cos\theta\, x_a - \text{sen}\theta\, x_b$$
$$X_\beta = \text{sen}\theta\, x_a + \cos\theta\, x_b$$

Descriviamo un nuovo sistema di riferimento, ruotato (e sistema di riferimento

In forma matriciale

$$x_{\alpha\beta} = \begin{vmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \text{sen}\theta & \cos\theta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_a \\ x_b \end{vmatrix} = R(\theta) x_{ab}$$

è importante poter tornare indietro: la matrice trasto è invertibile (ed è anche ortonormale

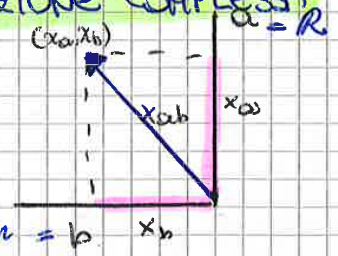
$$R^{-1}(\theta) = R^T(\theta)$$

Ha per la rotaziaue, la rotaziaue inversa non cambia

$$R^{-1}(\theta) = R(-\theta) \qquad \begin{matrix} \cos(-\theta) & -\text{sen}(-\theta) \end{matrix}$$

Conserva formalismo delle potenze e conserva modulo $P_{IST} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta$

NOTAZIONE COMPLESSA



Notazione complesso con vettore spaziale

$$\bar{x}_{ab} = x_a + j x_b$$

Non è un fasore → vettore spaziale

j → non è un operatore temporale ma spaziale

Algebra dei numeri complessi

$\bar{x}_{\alpha\beta} = ?$ $\quad \bar{x}_{ab} = x_\alpha + j x_\beta$

Matrice

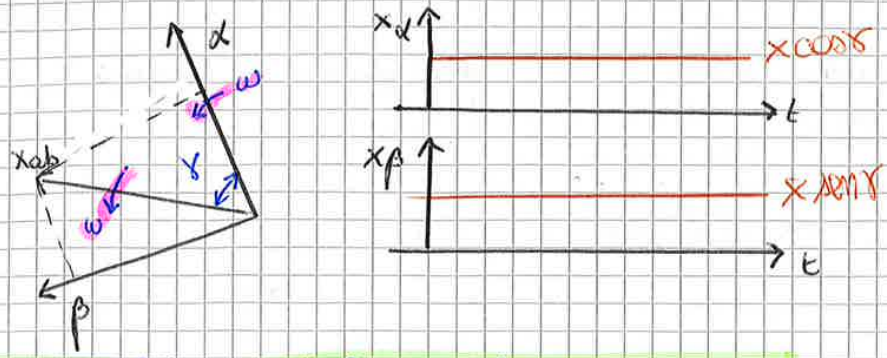
$$\bar{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + j x_\beta = (\cos\theta x_a - \text{sen}\theta x_b) + j(\text{sen}\theta\, x_a + \cos\theta\, x_b) =$$
$$= x_a(\cos\theta + j\,\text{sen}\theta) + j x_b(\cos\theta + j\,\text{sen}\theta)$$

$$\bar{x}_{\alpha\beta} = (\cos\theta + j\,\text{sen}\theta)(x_a + j x_b) = e^{j\theta}\bar{x}_{ab}$$

→ operazione inversa ha il meno

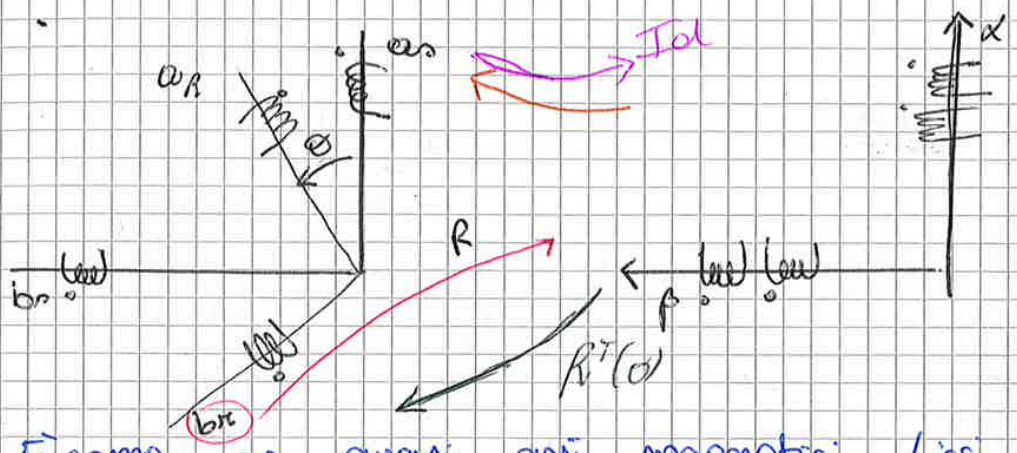
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 47 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 49 di 334



$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x\cos\gamma \\ x\,\mathrm{sen}\,\gamma \end{bmatrix}$$

Non cambia modulo, cambia ampiezza
stesse sinusoidi sfasate di 90°
S.D.R → 2x vettore lo scarto relativo è $-\omega$ mi dà la frequenza



È come se avessi assi magnetici fissi

$$V^s_{\alpha\beta} = R_S I^s_{\alpha\beta} + p\lambda^s_{\alpha\beta}$$

$$V^R_{\alpha\beta} = 0 = R_R I^R_{\alpha\beta} + R(\theta)\, p\, [\overbrace{R^T(\theta)\, \lambda^R_{\alpha\beta}}^{\lambda^R_{ab}}]$$

cambiamo numeri istantanei

$R^{-1}(\theta)$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 49 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 51 di 334

$$\begin{cases} V^s_{\alpha\beta} = R_S I_{\alpha\beta} + p\lambda^s_{\alpha\beta} \\ V^R_{\alpha\beta} = 0 = R_R I^R_{\alpha\beta} + p\lambda^R_{\alpha\beta} + \Omega_R \lambda^R_{\alpha\beta} \\ \lambda^s_{\alpha\beta} = L_{\sigma s} I^s_{\alpha\beta} + H^{SS}_{\alpha\beta} I^s_{\alpha\beta} + H^{SR}_{\alpha\beta} I^R_{\alpha\beta} \\ \lambda^R_{\alpha\beta} = L_{\sigma R} I^R_{\alpha\beta} + H^{RS}_{\alpha\beta} I^s_{\alpha\beta} + H^{RR}_{\alpha\beta} I^R_{\alpha\beta} \end{cases}$$

$\Omega_R = \omega_R \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{vmatrix}$

$H^{ij}_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} H \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$

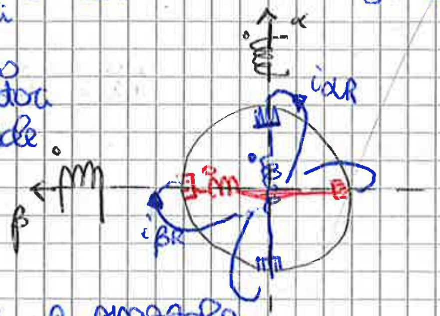
Non c'è più θ, problema lineare.
2 assi → campi magnetici rotanti
α – β assi disaccoppiati
$\Omega_R \lambda_{\alpha\beta}$ problema non + lineare → non è più problema perché usiamo soluzione numerica

Devo trovare la derivata, porto tutti gli altri termini a dx
Non cambia il problema
se faccio ruotare gli assi di rotore e statore compaiono termini mozionali

Macchina trovata è equivalente a quella originale?
Sì, si può anche costruire. Avvolgimenti che possono produrre fem mozionali

Asse magnetico fisso a conduttori ruotanti → spazzole

Ne ho 2 perché ho 2 equazioni



2 commutatori, 2 spazzole

Scrivere equazioni per componenti

$$\begin{cases} L_m = \frac{3}{2} H \\ L_S = L_{\sigma s} + \frac{3}{2} H \\ L_R = L_{\sigma R} + \frac{3}{2} H \end{cases}$$

$$\begin{cases} v^s_\alpha = R_S \cdot i^s_\alpha + p\lambda^s_\alpha \\ v^s_\beta = R_S \cdot i^s_\beta + p\lambda^s_\beta \\ v^R_\alpha = 0 = R_R i^R_\alpha + p\lambda^R_\alpha + (pp)\, \omega_R \lambda^R_\beta \\ v^R_\beta = 0 = R_R i^R_\beta + p\lambda^R_\beta - (pp)\, \omega_R \lambda^R_\alpha \\ \lambda^s_\alpha = L_{\sigma s} i^s_\alpha + L_m i^s_\alpha + L_m i^R_\alpha \\ \lambda^s_\beta = L_{\sigma s} i^s_\beta + L_m i^s_\beta + L_m i^R_\beta \\ \lambda^R_\alpha = L_{\sigma R} i^R_\alpha + L_m i^s_\alpha + L_m i^R_\alpha \\ \lambda^R_\beta = L_{\sigma R} i^R_\beta + L_m i^s_\beta + L_m i^R_\beta \end{cases}$$

ricordare:
- mozionale
- $v_R = 0$

$\lambda^s_\alpha = L_{\sigma s} i^s_\alpha + L_m i_{m\alpha} = L_S i^s_\alpha + L_m i^R_\alpha$ $\lambda^R_\alpha = L_{\sigma R} i^R_\alpha + L_m i_{m\alpha} = L_R i^R_\alpha + L_m i^s_\alpha$

$\lambda^s_\beta = L_{\sigma s} i^s_\beta + L_m i_{m\beta} = L_S i^s_\beta + L_m i^R_\beta$ $\lambda^R_\beta = L_{\sigma R} i^R_\beta + L_m i_{m\beta} = L_R i^R_\beta + L_m i^s_\beta$

termini con Lm diversi

Posso scrivere in modo diverso le eq. magnetiche
saturazione dettata dal circuito → saturano prima i denti dei gioghi
$\lambda^s_\alpha = L_{\sigma s} i^s_\alpha + L_m (i^s_\alpha + i^R_\alpha) = L_S i^s_\alpha + L_m i^R_\alpha$
$\lambda^s_\beta = L_{\sigma s} i^s_\beta + L_m (i^s_\beta + i^R_\beta) = L_S i^s_\beta + L_m i^R_\beta$
$\lambda^R_\alpha \ldots = L_m i_{m\alpha} + L_{\sigma R} i_{R\alpha} = L_R i^R_\alpha + L_m i^s_\alpha$
$\lambda^R_\beta \ldots = L_m i_{m\beta} + L_{\sigma R} i_{R\beta} = L_R i^R_\beta + L_m i^s_\beta$

somma di tutte le correnti su un asse
è la corrente magnetizzante
$i_{m\alpha} = i^s_\alpha + i^R_\alpha$ $i_{m\beta} = i^s_\beta + i^R_\beta$

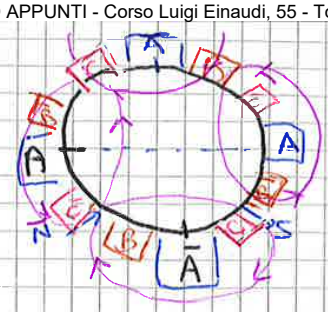
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 51 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 53 di 334

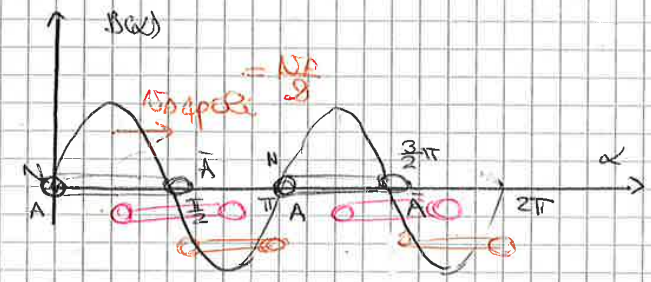
considero 4 poli (pp = 2)
q = 1 cave / polo fase (m = 3)

$N_{cave} = q \cdot 2pp \cdot m$

12 cave



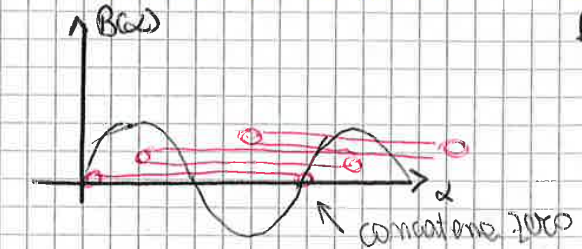
Per fare 4 poli devo fare
N-S-N-S
A, ritorno Ā non centrano fasi
se tutto ia si creano quei flussi
Sfasate di 120° elettrici → 60° meccanici $\alpha_m = \frac{\alpha_e}{pp}$
contraggo a 180°, nell'altro semipiano replico

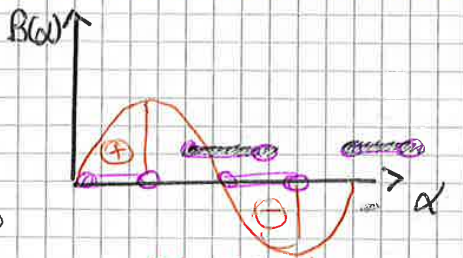


Ruoto la spira, flusso nullo, se si sposta ancora è uguale a prima ma negativo

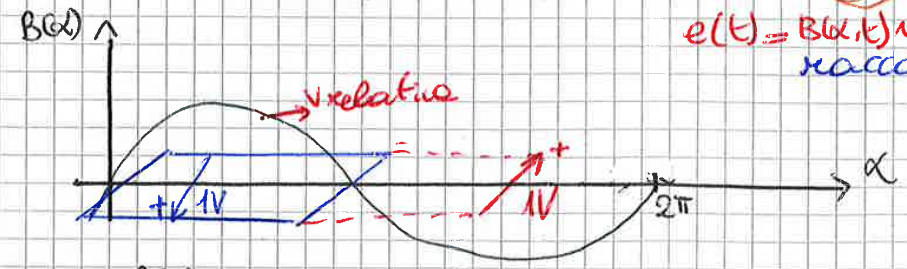
Bastano 180° per ottenere la stessa cosa
per T ho la velocità dimezzata e lo spazio si dimezza ugualmente. $T = 1/f$

Spire con passi polari diversi non si parlano
Non concatena flusso se metto struttura simbolo del 4 poli o 2 poli con distribuzione invertita

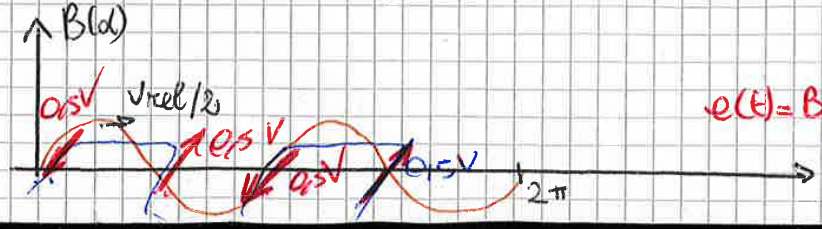




$e(t) = B(\alpha, t)\, v_{relativa}\, l_{ass}$
raccolgo 2V



ai morsetti concatena 2V



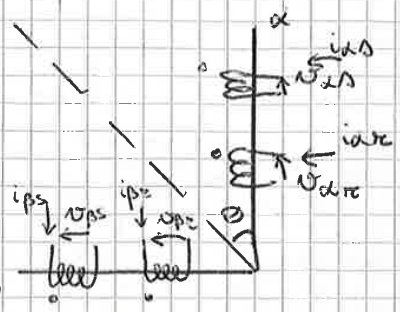
$e(t) = B(\alpha, t)\, l\, \frac{v_p}{2} \cdot 2$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 53 di 334

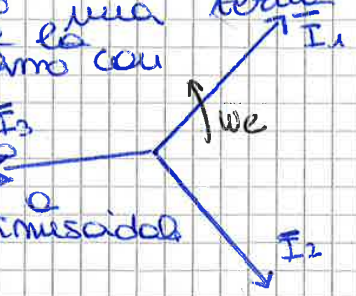
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 55 di 334

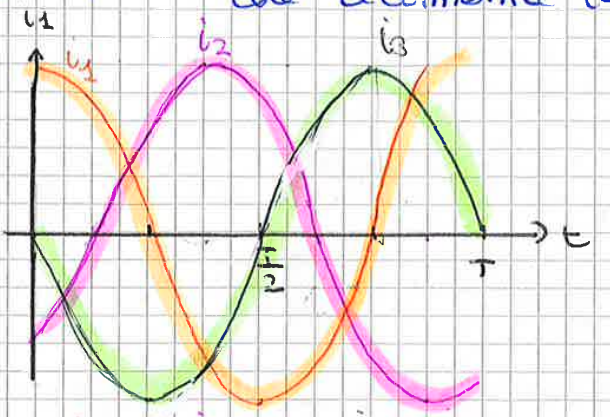
6/11/2017

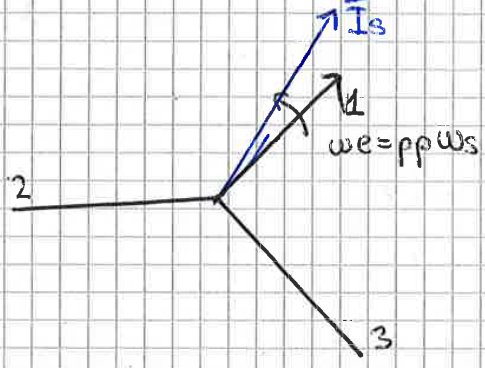
$$\begin{cases} \bar{V}_S = R_S \bar{I}_S + p\bar{\Lambda}_S \\ \bar{V}_R = 0 = R_R \bar{I}_R + p\bar{\Lambda}_R - j\,pp\,\omega_R \bar{\Lambda}_R \\ \bar{\Lambda}_S = L_{\Omega S}\bar{I}_S + L_m \bar{I}_m = L_S \bar{I}_S + L_m \bar{I}_R \\ \bar{\Lambda}_R = L_{\Omega R}\bar{I}_R + L_m \bar{I}_m = L_R \bar{I}_R + L_m \bar{I}_S \\ \bar{I}_m = \bar{I}_S + \bar{I}_R \end{cases}$$

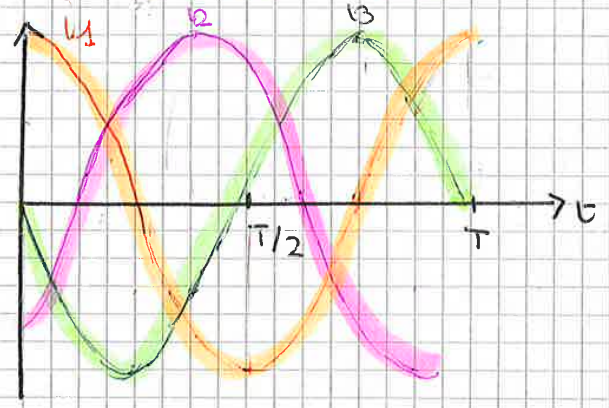


Prendiamo una terna di correnti che alimenta il rotore e la confrontiamo con il vettore spaziale $\bar{I}_3$ $\bar{I}_S$ quando la macchina funziona a regime sinusoidale

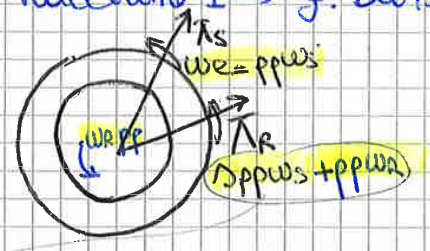








A regime si possono confondere gli assi temporale e quello spaziale (confondo vettore spaziale con fasore)
Macchine I → f. di scorrimento qui f di rotore



devono essere sincroni per avere $C_m \neq 0$

$\bar{\Lambda}_R$ lo vedo da rotore risp allo stator

$$s = \frac{\omega_S - \omega_R}{\omega_S} = \frac{pp\,\omega_S - pp\,\omega_R}{pp\,\omega_S}$$

$$s\,pp\,\omega_S + pp\,\omega_R = pp\,\omega_S = \omega_e$$

Per trovare la coppia faccio bilancio energetico. Uso la notazione complessa

Prodotto scalare tra vettori spaziali ×

$$P_{IST} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = I_{\alpha\beta}^T V_{\alpha\beta}$$

$$\neq \qquad = \bar{V}_{\alpha\beta} \times \bar{I}_{\alpha\beta}$$

$$(v_\alpha + j v_\beta)\cdot(i_\alpha + j i_\beta) = (v_\alpha i_\alpha - v_\beta i_\beta) + j(v_\alpha i_\beta + v_\beta i_\alpha)$$ No! P istantanea complessa?!

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 55 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 57 di 334

$P_{asse} = C_m \omega_R = (-j\, p_p \omega_R \bar{\lambda}_R) \times \bar{I}_R$

$C_m = (-j\, p_p \bar{\lambda}_R) \times \bar{I}_R$ parentesi importante! No coppie complesse!!!

$C_m = [-j\, p_p (\lambda_{\alpha r} + j\lambda_{\beta r})] \times (i_{\alpha r} + j i_{\beta r})$

$C_m = p_p [(\lambda_{\beta r} - j\lambda_{\alpha r}) \times (i_{\alpha r} + j i_{\beta r})]$

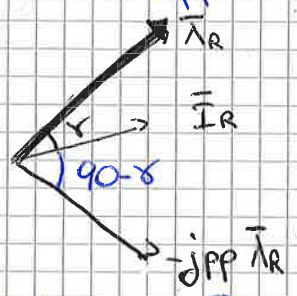
$C_m = p_p [\lambda_{\beta r} i_{\alpha r} - \lambda_{\alpha r} i_{\beta r}]$

8/11/2017

Controllist: $C_m = \frac{3}{2}(\lambda_{\beta r} i_{\alpha r} - \lambda_{\alpha r} i_{\beta r})\, p_p$

Non c'è proporzionalità tra C_m e p_p deriva dal calcolo, è una dipendenza fittizia

Parentesi → coppie di un Nord e Sud tutto moltiplicato per p_p



$C_m = |-j p_p \bar{\lambda}_R| |\bar{I}_R| \cos(90-\gamma)$

$= p_p |\bar{\lambda}_R| |\bar{I}_R| \cdot \operatorname{sen}\gamma$

$= p_p |\bar{\lambda}_R \wedge \bar{I}_R|$ modulo del prodotto vettoriale

Sostituisco $\bar{\lambda}_R = L_R \bar{I}_R + L_m \bar{I}_s$

$C_m = p_p |\underbrace{L_R \bar{I}_R \wedge \bar{I}_R}_{=0} + L_m \bar{I}_s \wedge \bar{I}_R| \Rightarrow C_m = p_p L_m |\bar{I}_s \wedge \bar{I}_R|$

Dobbiamo avere I_s e I_R per aver coppia

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + p\bar{\lambda}_s \\ \bar{V}_R = R_R \bar{I}_R + p\bar{\lambda}_R - j p_p \omega_R \bar{\lambda}_R = 0 \\ \bar{\lambda}_s = L_{\lambda s} \bar{I}_s + L_m \bar{I}_m = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_R \\ \bar{\lambda}_R = L_{\lambda R} \bar{I}_R + L_m \bar{I}_m = L_R \bar{I}_R + L_m \bar{I}_s \\ \bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_R \\ C_m = (-j p_p \bar{\lambda}_R) \times \bar{I}_R = p_p L_m |\bar{I}_s \wedge \bar{I}_R| \\ C_m - C_r = J_{eq}\, p\, \omega_R \\ p\theta = \omega_R \end{cases}$$

Eq. fasoriale

$j\omega_e$ operatore da applicare in regime sinusoidale

$j\omega_e \longleftrightarrow p = \frac{d}{dt}$

$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_e \bar{\lambda}_s$

$\bar{V}_R = 0 = R_R \bar{I}_R + j\omega_e \bar{\lambda}_R - j p_p \omega_R \bar{\lambda}_R$

fasori che derivano da entità del mondo spaziale

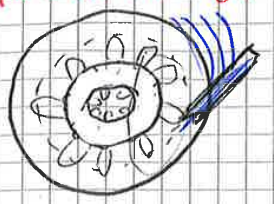
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 57 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 59 di 334

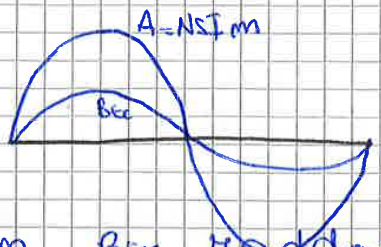
$\boxed{\text{no esame}}$ Modello asincrono con perdite ferro a statore

Fenomeni di saturazione

No esame

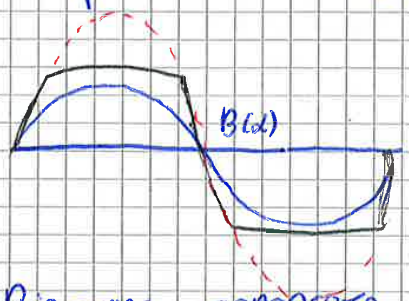


Giogo spesso, non dovrebbe saturare. È + probabile che saturino le zone dentate



$A = N_s I_m$

Nel caso di un raddoppio di Im, Bcc raddoppia? Non è detto, sui massimi potrebbe saturare



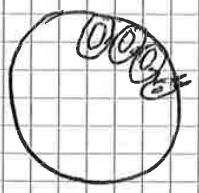
C'è tanto traferro, dall'esterno me ne accorgo poco. La corrente assorbita è sempre sinusoidale

Bisogna conoscere il legame tra Lm e Im

Nascono armoniche spaziali di induzione (terze armoniche), non concatenate se di ordine diverso

Saturazione flusso disperso

All'avviamento tanto flusso disperso, tanta corrente nel rotore

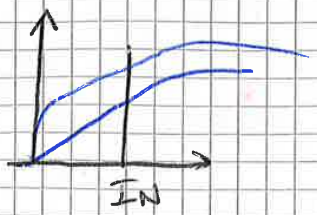


Una volta che satura l'induttanza crolla

$\angle \varphi_{IR} + 90°$

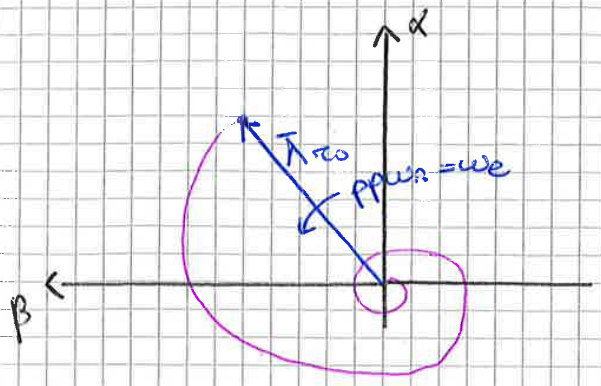
Saturazione dovuta a flussi dispersi

le linee piegano se aumento ancora la corrente



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 59 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 61 di 334

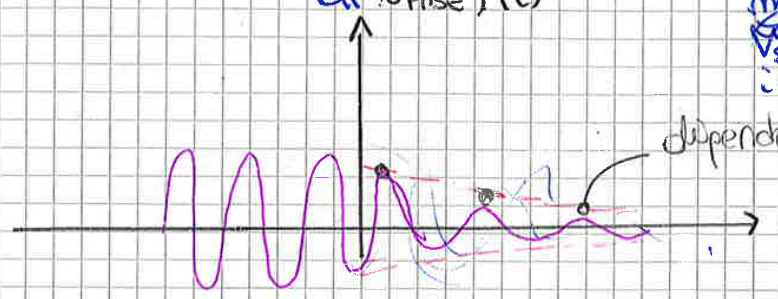


rotazione antioraria del vettore, oraria del sistema di riferimento

Conservare energia immagazzinata

$C_m = (-j\,pp\bar{\Lambda}_R) \times \bar{I}_R$ → nulla, lo vedo se sostituisco $L_R \bar{I}_R$
non perdite cinetiche

Se $C_m = 0$ $C_L = 0$ → $\frac{d\omega}{dt} = 0$ ω costante

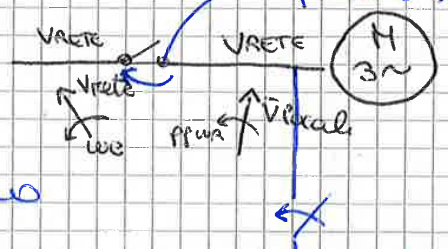


dipendono da e^{-t/τ_R}

A statore è indotta una fem, è una sorta di macchina sincrona. La fem si riduce $V_s(t)$ dopo $t=0$ aumenta il periodo perché diminuisce ω del rotore a causa degli attriti

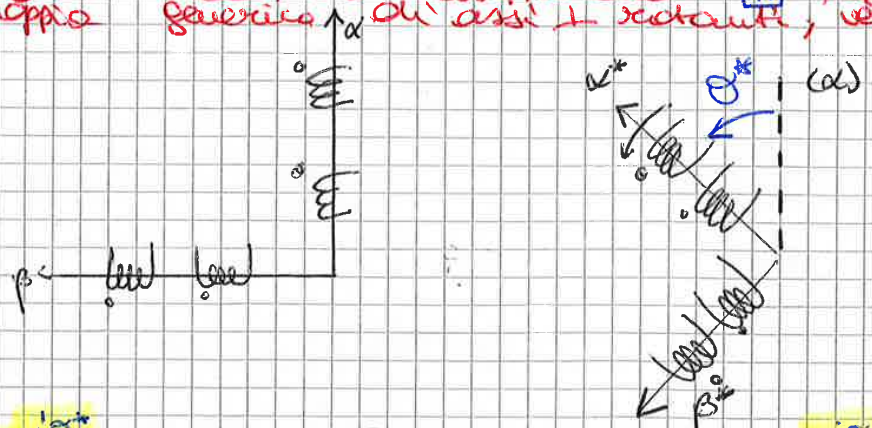
Problemi sicurezza?

squilibrio di terna, provo a richiudere ma scattano le protezioni



scarico energia magnetica anche con R esterne
le τ diminuiscono

Modello del rotore asincrono riferito ad una coppia generica di assi ⊥ rotanti, velocità QUALUNQUE



ROTAZIONE ANTIORARIA → $e^{-j\theta^*}$ del sistema di riferimento

$e^{-j\theta^*}(\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + p\bar{\Lambda}_s)$ $\quad V_s^* = R_s I_s^* + e^{-j\theta^*} p\,[\underbrace{e^{+j\theta^*}\Lambda_s^*}_{\Lambda_s}]$

$V_s^* = R_s I_s^* + e^{-j\theta^*}\left[e^{j\theta^*}(j)\frac{d\theta^*}{dt}\Lambda_s^* + e^{j\theta^*} p\Lambda_s^*\right]$

$V_s^* = R_s I_s^* + p\Lambda_s^* + j\omega^*\Lambda_s^*$ termine mozionale, rotazioni

$V_R^* = R_R I_R^* + p\Lambda_R^* + j\omega^*\Lambda_R^* - jpp\omega_R\Lambda_R^*$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 61 di 334

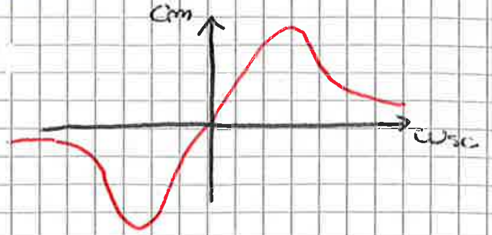
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 63 di 334

coppia: c'è solo I_R. Voglio espressione che mi fa dipendere da I_S. Sostituisce

$$R_R \bar{I}_R + j\omega_{sc} L_R \bar{I}_R + j\omega_{sc} L_m \bar{I}_S = 0$$

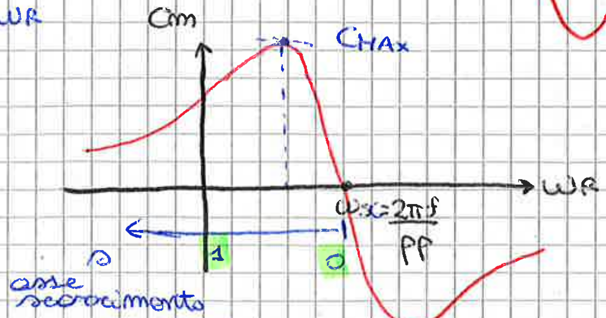
$$\bar{I}_R = -\frac{j\omega_{sc} L_m}{R_R + j\omega_{sc} L_R} \cdot \bar{I}_S \longrightarrow |I_R|^2 = \frac{\omega_{sc}^2 L_m^2}{R_R^2 + \omega_{sc}^2 L_R^2} |I_S|^2$$

$$C_m = pp \frac{R_R}{\omega_{sc}} \frac{\omega_{sc}^2 L_m^2}{R_R^2 + \omega_{sc}^2 L_R^2} |I_S|^2$$



Vale solo a regime sinusoidale

$\omega_{sc} = s\omega_e = \omega_e - pp\omega_R$



Alimentazione in corrente (macchine I in tensione)

$$\omega_{sc}\Big|_{C_{MAX}} = ? \longleftrightarrow \frac{\partial C_{MAX}}{\partial \omega_{sc}} = 0$$

$$\frac{\partial \frac{\omega_{sc}}{R_R^2 + \omega_{sc}^2 L_R^2}}{\partial \omega_{sc}} = 0 \qquad \frac{1(R_R^2 + \omega_{sc}^2 L_R^2) - \omega_{sc}(2\omega_{sc} L_R^2)}{(R_R^2 + \omega_{sc}^2 L_R^2)^2} = 0$$

$$R_R^2 - \omega_{sc}^2 L_R^2 = 0 \qquad \omega_{sc}\Big|_{C_{MAX}} = \frac{R_R}{L_R}$$

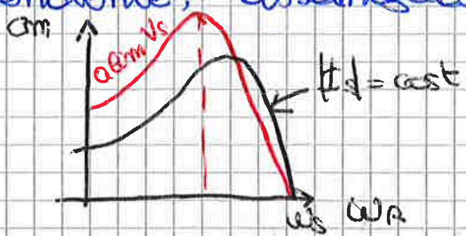
$$C_{MAX} = pp\, R_R \frac{\frac{R_R}{L_R} \cdot L_m^2}{R_R^2 + \frac{R_R^2}{L_R^2} L_R^2} |I_S|^2 = pp \frac{L_m^2 |I_S|^2}{2\, L_R}$$

Quando alimentato V_S

$$\omega_{sc}\Big|_{C_{MAX}} \approx \frac{R_R}{L\sigma_S + L\sigma_R} \qquad C_{MAX} \approx \frac{3pp}{\omega_e} \frac{V_{S\,rms}^2}{2(L\sigma_S + L\sigma_R)}$$

$$L_R = L\sigma_R + L_m = L\sigma_R + \frac{3}{2}M \ggg L\sigma_S + L\sigma_R$$

La macchina è la stessa, il tratto è + pendente, assomiglia a una macchina sincrona

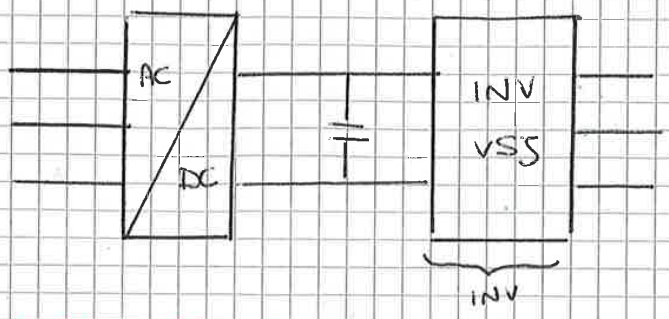


A parità di grandezze nominali cambia la situazione

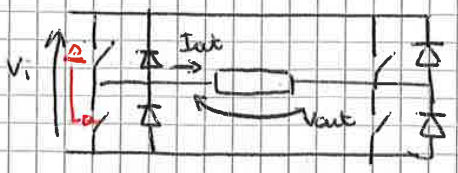
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 63 di 334

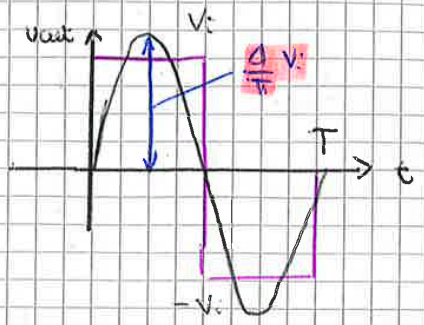
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 65 di 334

14/11/2017



INVERTER MONOFASE



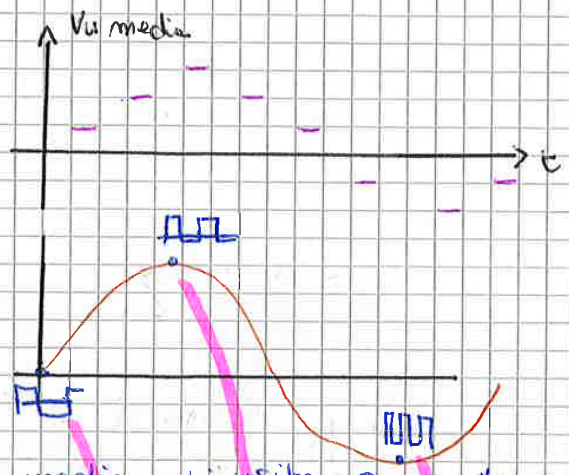


comando onda quadra

modulaz. onda quadra: cambiare la tensione per modulare la tensione in uscita cambiare tensione

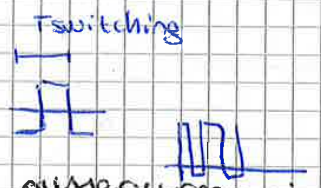
interruttori comandati a coppie (exor)

$\alpha = 0,5$



struttura simile a CHUQ infatti l'inverter monofase fornisce $\pm V \pm i$

esistono 2 tipi di comando:
- onda quadra
- PWM



tensione media di uscita 0 → $\alpha = 0,5$

valor medio alto → α grande

si cambia la frequenza con cui si susseguono i comandi (si cambia α) per cambiare V_i.

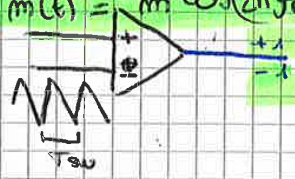
se $T >>> T_{switching}$ ricostruisco fondamentale sentita dal motore

duty cycle $\boxed{0,5}$ $\boxed{max}$ $\boxed{\approx 0}$

Per cambiare l'ampiezza $\left(\frac{4}{\pi} V_i\right)$ bisogna operare a monte cambiando V_i

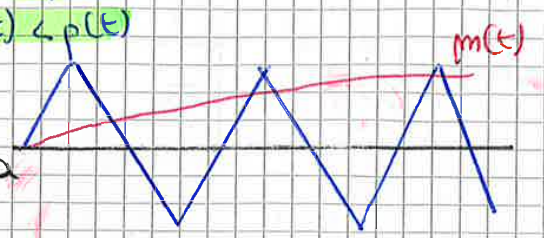
comando PWM

$m(t) = m \cos(2\pi f_{out} t)$



se $m(t) > p(t)$

se $m(t) < p(t)$



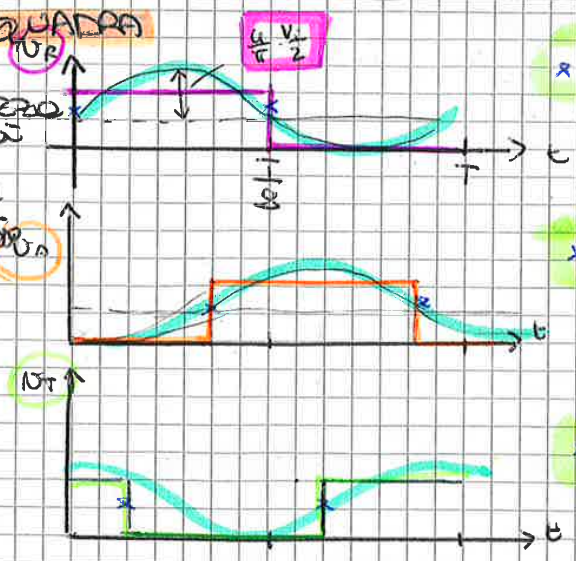
regolo sia frequenza sia la tensione

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 65 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 67 di 334

ONDA QUADRA

l'ampiezza è metà della tensione continua in ingresso

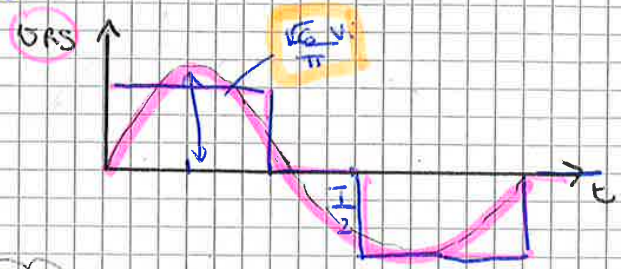


* gamba 1
* gamba 2
* gamba 3

3 strutture di CH 2Q
1 CH 2Q impone 0 Vcc 0 zero se i 3 chopper vengono comandati a onda quadra o in PWM con ritardi di 120° ottengo gli andamenti.

TENSIONE CONCATENATA

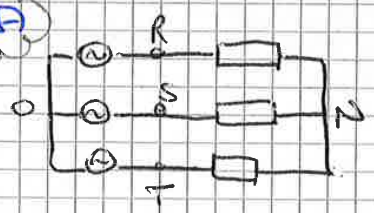
Connessione a Δ dare tensione concatenata, differenza di 2



$v_{RS} = (v_R - v_S)$

usare quella per Δ

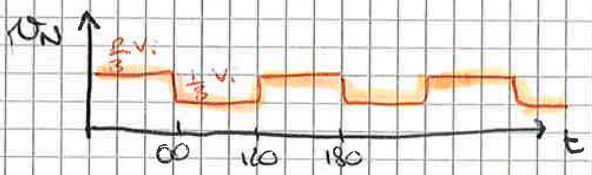
STELLA



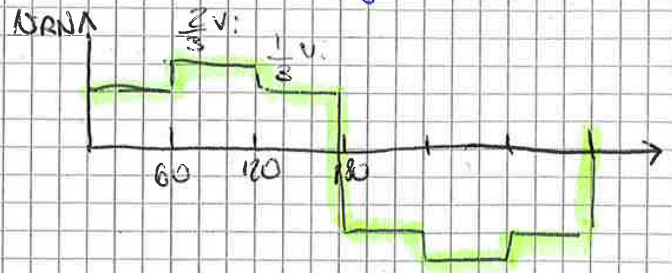
MILLMAN

$v_N = \frac{1}{3}(v_S + v_R + v_T)$

tensione $\boxed{\text{stellata}}$ baricentrica



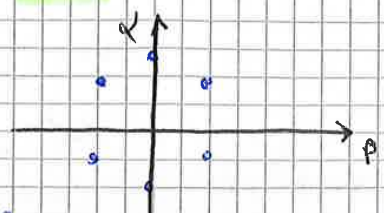
Posso calcolare la tensione su ciascuna fase facendo la differenza



No parti a zero → usare quella a stella

Con la stella non ho parti a zero con il triangolo sì

Vettori spaziali: vedo 6 punti non ruota in modo costante ma discreto (ogni 60°)

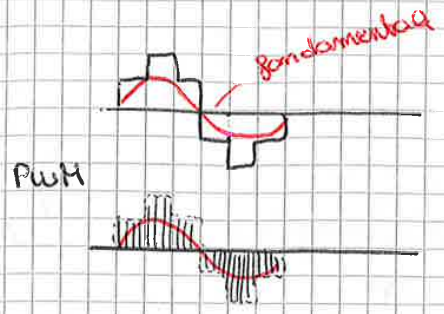


le correnti invece sono continue nei 60°, sempre, esponenziali

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 67 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 69 di 334

15/11/2017



si riconosce l'inviluppo

$V_{\lambda rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_i}{2} = \frac{\sqrt{2} V_i}{\pi}$

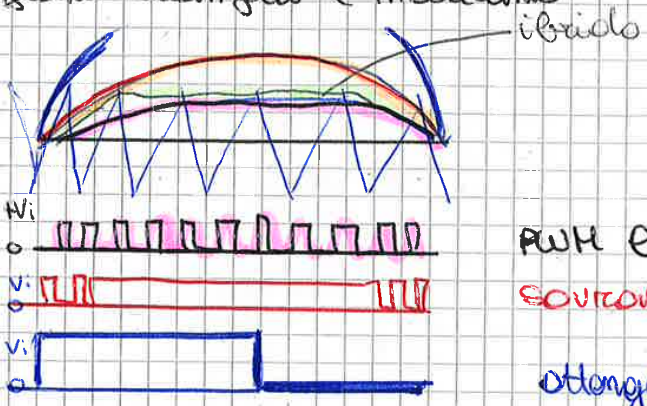
$V_{\lambda rms} = m \frac{V_i}{2} \frac{1}{\sqrt{2}}$

es. motore fase = 230 V $\xrightarrow{\text{onda } \sqrt{2}}$ devo fornire $V_i = \frac{\pi 230}{\sqrt{2}} = 511$ V

motore fase = 230 V, m = 1 $\xrightarrow{\text{PWM}}$ $V_i = 2\sqrt{2}\, 230 = 650$ V

Devo avere sorgenti in continua diversa, con l'onda quadra siamo favoriti ($V_<$ da fornire) perché c'è $\frac{4}{\pi}$

confronto triangolo e modulante



PWM lineare

sovramodulazione

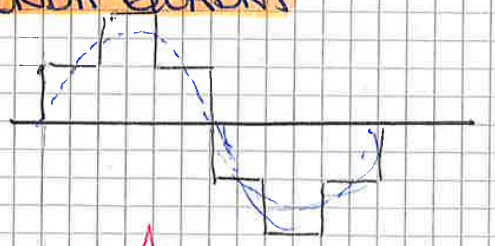
ottengo onda quadra

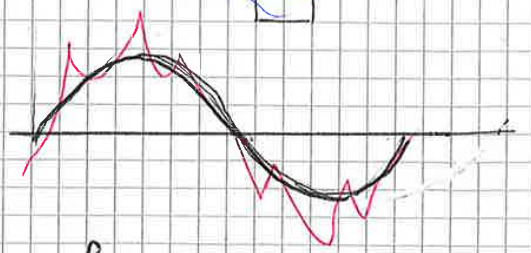
Perdite nel motore asincrono:
- Joule
- ferro

} ≈ costanti, non dipendono dalla velocità

I disturbi armonici introducono altre perdite

ONDA QUADRA



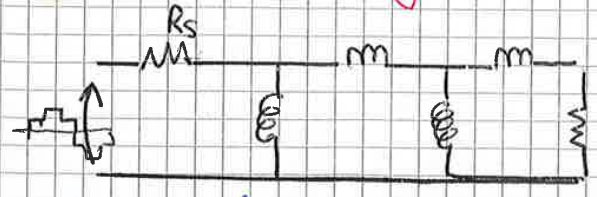


- a vuoto: picchi simmetrici in dinamica scappa la corrente gruppo RLE
  Ripple di corrente si vede tanto

$I_{RMS\ onda\ quadra} \gg I_{RMS\ FONDAMENTALE}$

sotto onda quadra le perdite nel rame crescono.

$V_{RMS\ OQ} \overset{(\sim)}{>} V_{RMS\ FOND}$ circa



perde + per perdite Joule rame che nel ferro perché V onda quadra ~ fondam

Problemi termici

Se macchina va sotto inverter → progettista fa in modo di gestire le perdite (sovradimensiona o raffreddamento)

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 69 di 334

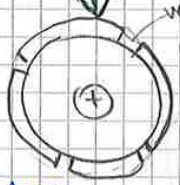
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 71 di 334

Macchina sincrona

Sia come generatore sia motore

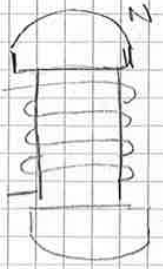
Macchine sincrone isotrope e anisotrope

- isotrope → { turboalternatori → alimentato in corrente continua
  motore brushless → vede come traferro costante aria

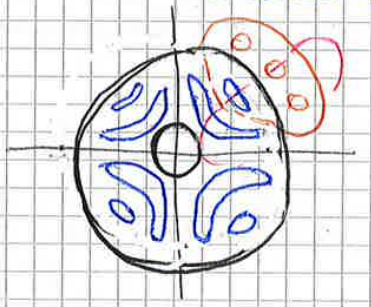


motore a M.P. retroazionato in posizione

- anisotrope → { alternatori a poli salienti
  Synchronous Reluctance



massimizzare flusso → aumentare area integrata dentro camicia di rotore → riluttanza distribuita



$\mathcal{R}_t = \frac{1}{\mu}$

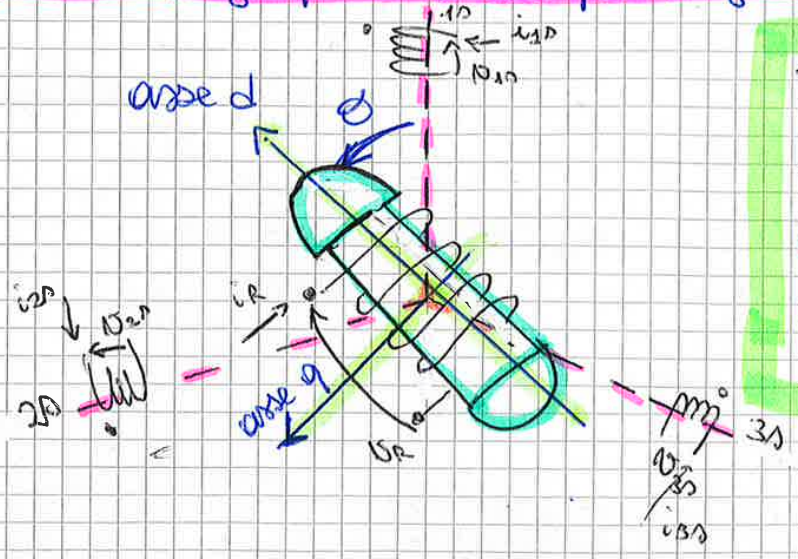
- basso permeabilità $\mathcal{R}_t \uparrow$
- alta permeabilità $\mathcal{R}_t \downarrow$

Non si avviano se f_{eq} grande e piccolo

$\frac{C_{es}}{f_{eq}} \propto \frac{l^4}{\varepsilon^5} \propto \frac{1}{\varepsilon}$ (come macchina in continua)

Macchine grandi → rapporto sfavorevole → non si aggancia

{ motore primo per agganciare
  avvio in frequenza, campo magnetico parte piano



ipotesi:
1) $pp = 1$
2) avvolgimento statore trifase N_S
3) N_R
4) linearità magnetica
5) no ulteriori avvolgimenti a rotore (fisici o fittizi)

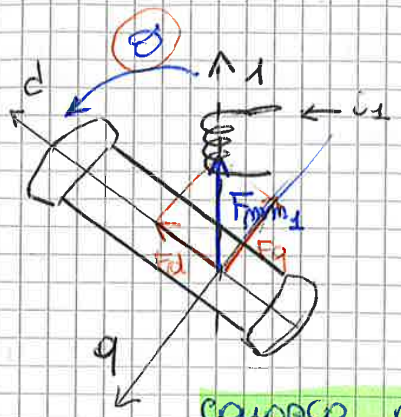
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 71 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 73 di 334

$$\frac{1}{\ell_t(\alpha,\theta)} = \overset{\text{costante}}{g_i} + \underset{\text{armonico}}{g_a} \cos 2(\alpha-\theta)$$

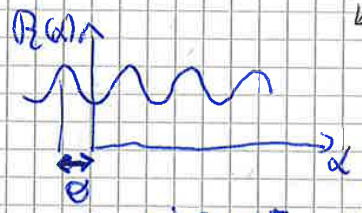
→ trovo equazione per completare matrice. Difficile, usiamo altro metodo, altra trattazione

(2)



nasce una f.m.m. 1
$F_{mm_1} = N_s i_1$

non posso dividere per R_{eq} né per $R(\alpha)$



conosco onda di riluttanza

↖ mi sposto di θ

Se mi siedo sul rotore la riluttanza la vedo cost.

Proietto F_{mm1} sugli assi d e q: passo a due sinusoidi che sommate mi danno F_{mm1}

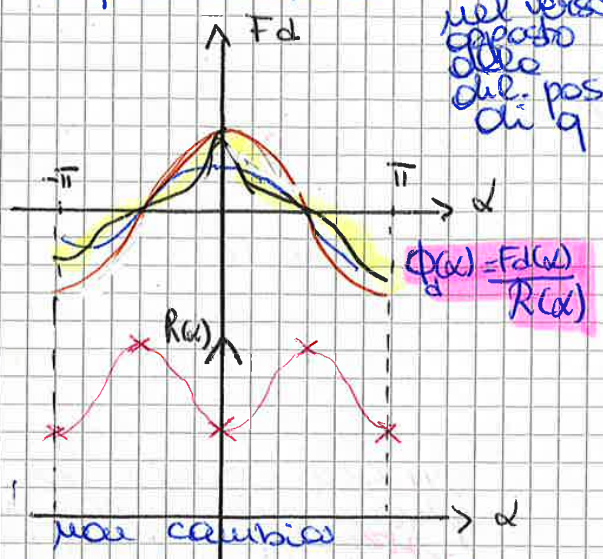
F_q → traferro max asse q e traferro minimo a 90°

Sinusoidi fasate a rotore

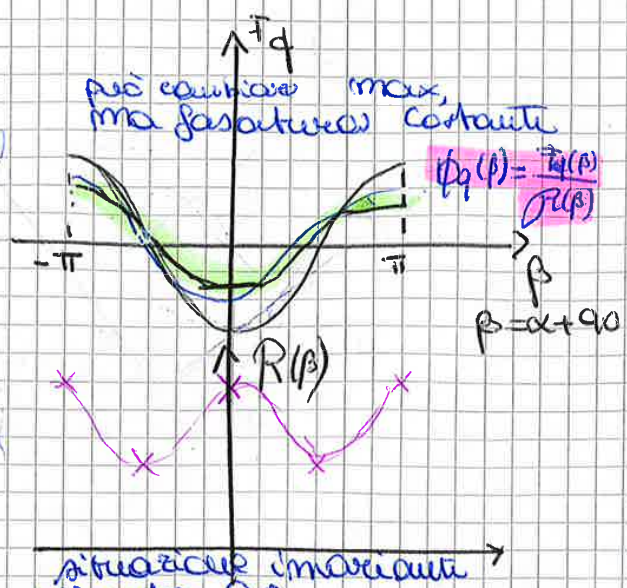
$F_d = N_s i_1 \cos\theta$

$F_q = -N_s i_1 \operatorname{sen}\theta$

diretta nel verso opposto alla dil. pos. di q



non cambia



situazione invariante rispetto a β

Posso dividere punto punto le funzioni per avere

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 73 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 75 di 334

andamento puntuale

$F(\alpha) = R(\alpha)\,\phi(\alpha)$

dividere $F(\alpha)$ per $R(\alpha)$ → forma distorta

Tanta forzante, poca reluttanza
ottengo figure evidenziate

compaiono delle armoniche spaziali di flusso ma non si concatenano quelle previste ipotesi

ci interessa la fondamentale → Fourier

$\phi_{d\,FOND}(\alpha)$

$\phi_{q\,FOND}(\beta)$

Non ci interessa punto punto → ci interessa ampiezza del massimo

→ uso ipotesi di linearità magnetica

se raddoppio gli ampere → raddoppio le funzioni tra cui anche la fondamentale
Esiste un numero che mi fa passare le ampiezze (possibile solo in linearità)

sinusoide

$F_d \xrightarrow{num} \phi_d$

$F_q \xrightarrow{num} \phi_q$

Questa entità è una reluttanza

$\mathcal{R}_{eq\,d\,FOND}$

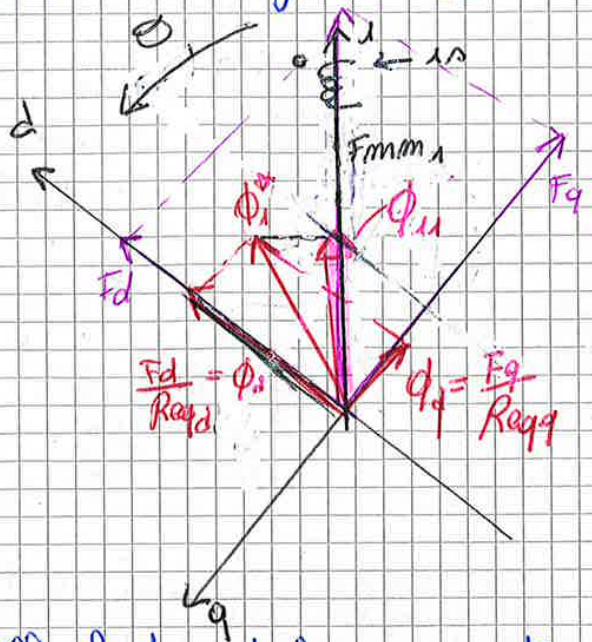
$\mathcal{R}_{eq\,q\,FOND}$

ottenute da un effetto di media su tutte le linee di campo

$$\phi_d = \frac{F_d}{\mathcal{R}_{eq\,d\,FOND}} \qquad \phi_q = \frac{F_q}{\mathcal{R}_{eq\,q\,FOND}}$$

d → + ferro + piccola $\mathcal{R}$

q → + aria + grande $\mathcal{R}$



Ai fini della fondamentale
$\mathcal{R}_d < \mathcal{R}_q$
in asse q + attenuato

ammo grazie a linearità

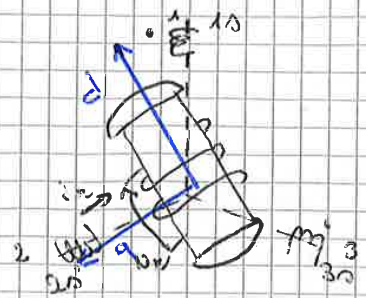
$\phi_{11} < \phi_1^*$ (minore del flusso generato da se stesso perché concatenato)

Quello fondamentale no concatena meno di quello che crea

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 75 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 77 di 334

20/11/2017



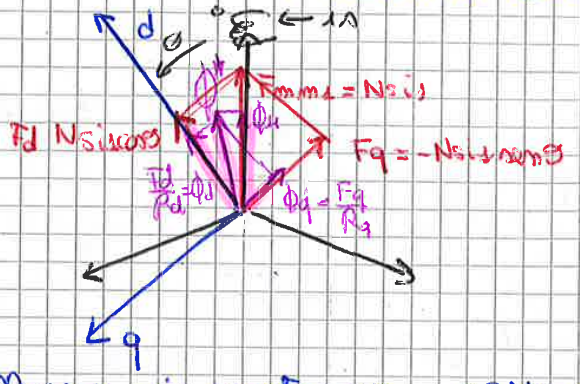
$$\begin{cases} V_s^{123} = R_s I_{123}^s + p\lambda_{123}^s \\ V_R = R_R i_r + p\lambda_R \\ \lambda_{123}^s = L\sigma_s I_{123}^s + M_{123}^{ss} I_{123}^s + M_{123}^{sR} i_r \\ \lambda_r = L\sigma_R i_r + M_{123}^{Rs} I_{123}^s + M_{123}^{RR} i_r \end{cases}$$

M_{123}^{sR} e M_{123}^{Rs} dipendono da θ

cerchiamo di risolvere $M_{123}^{ss} = \begin{vmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{vmatrix}$

Onda di riluttanza fissa con gli assi

Per trovare M_{11}, diamo corrente i_1 e nasce $\lambda_{11} = M_{11} i_1$



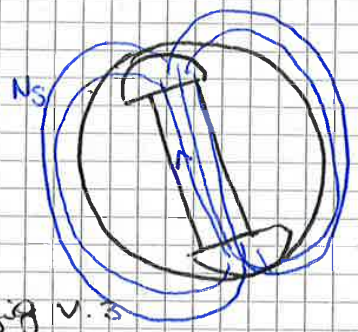
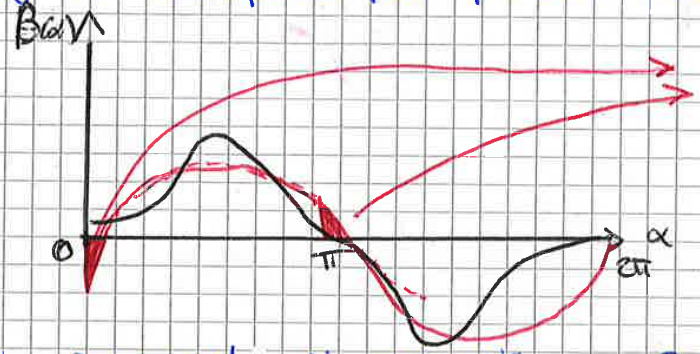


fig V.3

Il flusso si sposta per passare nel ferro



manca area e ho un pezzo negativo

Stessa forzante di corrente → R_d e R_q sono differenti!
Rotazione + sfasamento

Per trovare M_{11} ci serve ϕ_{11}

$\phi_{11} = \phi_d \cos\theta - \phi_q \operatorname{sen}\theta$ $\qquad \phi_d = \frac{F_d}{R_{eq_d}} = \frac{N_s i_1 \cos\theta}{R_{eq_d}}$ $\qquad \phi_q = \frac{F_q}{R_{eq_q}} = -\frac{N_s i_1 \operatorname{sen}\theta}{R_{eq_q}}$

$\lambda_{11} = N_s \phi_{11} = \frac{N_s^2 i_1}{R_{eq_d}} \cos^2\theta + \frac{N_s^2 i_1}{R_q} \operatorname{sen}^2\theta$

$M_{11} = \frac{N_s^2}{R_d} \cos^2\theta + \frac{N_s^2}{R_q} \operatorname{sen}^2\theta$

$M_d = \frac{N_s^2}{R_d}$ $\qquad M_q = \frac{N_s^2}{R_q}$

autoinduttanze quando l'asse d, il rotore è allineato all'asse magnetico considerato
ferro ⊥ asse magnetico fase 1
sono parametri fisici
vogliamo dipendenza da 2θ

$\theta = 0$

$\theta = 90°$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 77 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 79 di 334

$$M_{21} = M_d \frac{\cos(120) + \cos(2\theta - 120)}{2} + M_q \frac{\cos(120) - \cos(2\theta - 120)}{2}$$

$$M_{21} = \frac{M_d + M_q}{2} \cos 120 + \frac{M_d - M_q}{2} \cos(2\theta - 120)$$

$$M_{21} = -\frac{1}{2} M_I + M_A \cos(2\theta - 120)$$

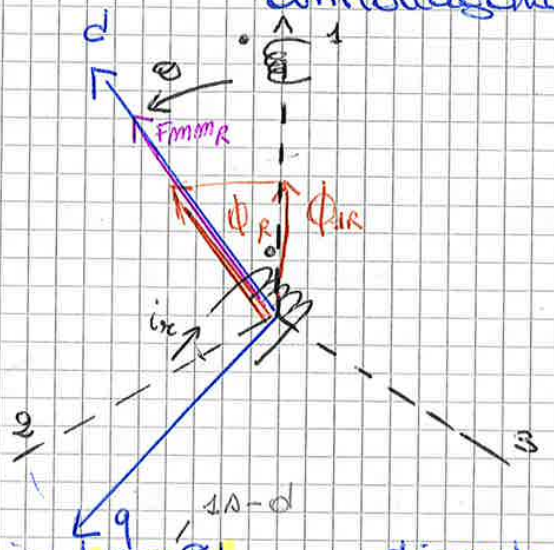
TERMINE COSTANTE + TERMINE 2θ

$$M^{SS}_{123} = M^{SS}_{123_I} + M^{SS}_{123_A}$$

$$M_I \begin{vmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{vmatrix} + M_A \begin{vmatrix} \cos 2\theta & \cos 2\theta - 120 & \cos 2\theta - 240 \\ \cos 2\theta - 120 & \cos 2\theta - 240 & \cos 2\theta \\ \cos 2\theta - 240 & \cos 2\theta & \cos(2\theta - 120) \end{vmatrix}$$

come asincrono

$2\theta - 120 - 240$ termini uguali in antidiagonale



$$M^{SR}_{123} = \begin{vmatrix} M_{1r} \\ M_{2r} \\ M_{3r} \end{vmatrix}$$

$$F_{mm_R} = N_R i_r$$

$$\phi_R = \frac{F_{mm_R}}{\mathcal{R}_d} = \frac{N_R i_r}{\mathcal{R}_d}$$

$$\phi_{1r} = \phi_R \cos\theta$$

$$\lambda_{1R} = N_S \frac{N_R}{\mathcal{R}_d} i_r \cos\theta$$

$$M^{SR}_{123} = (M^{RS}_{123})^T = \underbrace{\frac{N_S N_R}{\mathcal{R}_d}}_{M_d^*} \begin{vmatrix} \cos\theta \\ \cos\theta - 120 \\ \cos\theta - 240 \end{vmatrix}$$

1s - d, 2s - d, 3s - d

dipende da θ

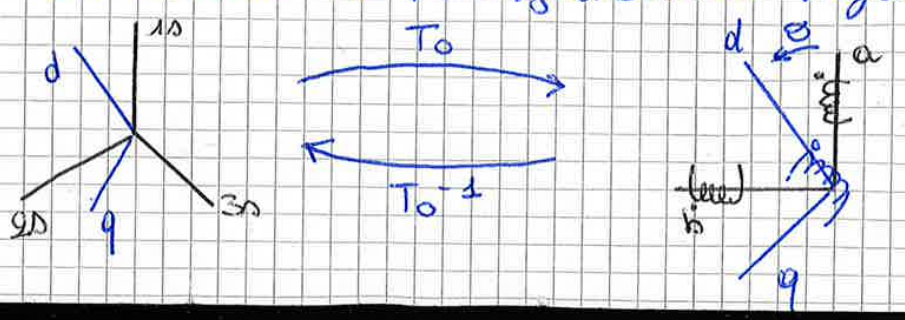
mutua tra statore e rotore quando i due assi sono in fase

$$M^{RR}_{123} = \frac{N_R^2}{\mathcal{R}_d} = M_R$$

Trasformazione trifase-bifase

Flussi variabili di stato trovare le correnti a ogni passo inverto matrice.

Uso la matrice T_0, trasformazione trifase-bifase



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 79 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 81 di 334

21/11/2017

$$\begin{cases} V^s_{ab} = R_s I^s_{ab} + p\lambda^s_{ab} \\ v_R = R_R i_R + p\lambda_R \\ \lambda^s_{ab} = L\sigma_s I^s_{ab} + M^{ss}_{ab\,I} I^s_{ab} + \underbrace{M^{ss}_{ab\,A}}_{2\theta} I^s_{ab} + \underbrace{M^{sR}_{ab}}_{\theta} i_R \\ \lambda_R = L_R i_R + \underbrace{M^{Rs}_{ab}}_{\theta} I^s_{ab} \end{cases}$$

Onda di riluttanza lavora anche in ab

Alimento solo con i_a $\longrightarrow$ $\lambda_a\big|_{\theta=0} = L\sigma_s i_a + \left(\frac{3}{2}M_I(1) + \frac{3}{2}M_A \cancel{\cos(2\theta)}^{=0}\right) i_a$

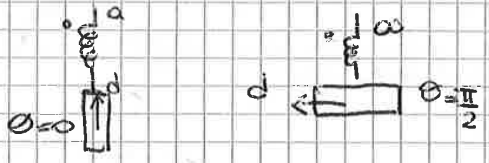
$\lambda_a\big|_{\theta=\frac{\pi}{2}} = L\sigma_s i_a + \left(\frac{3}{2}M_I - \frac{3}{2}M_A\right) i_a$

$M_I = \frac{M_d + M_q}{2}$ $\quad M_A = \frac{M_d - M_q}{2}$ $\quad M_d > M_q$

$\lambda_a\big|_{\theta=0} = \left(L\sigma_s + \frac{3}{2}M_d\right) i_a = L_{MAX}\, i_a$

$\lambda_a\big|_{\theta=\frac{\pi}{2}} = \left(L\sigma_s + \frac{3}{2}M_q\right) i_a = L_{MIN}\, i_a$

Andamento che varia tra massimo e minimo



Se considero i_b (alimento solo con i_b), si invertono

$\lambda_b\big|_{\theta=0} = L_{MIN}\, i_b$

$\lambda_b\big|_{\theta=\frac{\pi}{2}} = L_{MAX}\, i_b$

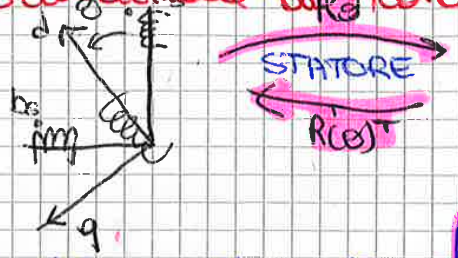
Portare rotore su statore no!
- fisico: il rotore crea campo rotante a statore
- ho bisogno di 2 assi no 1, complico (se no non si crea campo rotante)
- onda di riluttanza, pulsazione di 2θ

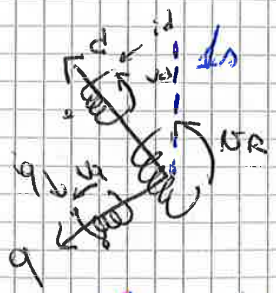
Portare statore su rotore

Equivalenza macchina bifase sfruttato uguale e alimentato secondo T_0 (scala di $\sqrt{3/2}$)
meno cave + grandi
l'unico cambiamento è $\sqrt{\frac{3}{2}}$
Spire cambiate solo a statore

$M = \sqrt{\frac{3}{2}}\, M^*_d = \sqrt{\frac{3}{2}}\, N_s N_R$

Trasformazione di rotazione





Rotazione antioraria trasposta asincrona

$\begin{vmatrix} \cos\theta & \operatorname{sen}\theta \\ -\operatorname{sen}\theta & \cos\theta \end{vmatrix}$

rotazione antioraria del sistema di riferimento $e^{-j\theta}$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 81 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 83 di 334

perché $\vartheta = 0$

dove c'è $\sin 2\vartheta$ o $\sin\vartheta \to 0$

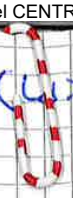
dove c'è $\cos 2\vartheta$ o $\cos\vartheta \to 1$

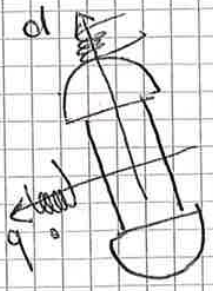
ricorda: le induttanze rotoriche a un asse hanno un coefficiente di dispersione ($L_{\sigma s}$) e uno di magnet. ($\frac{3}{2} M_{sf}$)

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 83 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 85 di 334

* Macchina anisotropa pura ($L_d > L_q$)
NB non esiste, in realtà non esiste





$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + p\lambda_d - pp\omega_R \lambda_q \\ v_q = R_s i_q + p\lambda_q + pp\omega_R \lambda_d \\ \lambda_d = L_d i_d \\ \lambda_q = L_q i_q \end{cases}$$

MACCHINA MISTA: eccitata + riluttanza

Bilancio energetico

Bilancio energetico per una coppia
Non posso fare la derivata di $L(\theta)$

$$P_{elettrica} = \lambda_d i_d + v_q i_q + v_R i_R = \dots$$

$$= \underbrace{R_s i_d^2}_{P_{js}} + i_d p\lambda_d - pp\omega_R \lambda_q i_d + \underbrace{R_s i_q^2}_{P_{js}} + i_q p\lambda_q + pp\omega_R \lambda_d i_q + \underbrace{R_R i_R^2}_{P_{jR}} + i_R p\lambda_R$$

$P_{asse} = C_{ww}\omega_R$

$P_{js} = R_s i_d^2 + R_s i_q^2$
$P_{jR} = R_R i_R^2$
$P_{asse} = C_{ww}\omega_R = pp\omega_R \lambda_d i_q - pp\omega_R \lambda_q i_d$

Quello che resta

$$i_d p(L_d i_d + M i_R) + i_q p(L_q i_q) + i_R p(L_R i_R + M i_d) =$$

$$p\left[\frac{1}{2} L_d i_d^2 + \left(\frac{1}{2} L_q i_q^2\right) + \frac{1}{2} L_R i_R^2 + M i_R i_d\right] =$$

continuo — dà solo — quello che fa l'altro e doppio prodotto

$$= p[W_{magnetica\ totale}] = P_{magnetizzante}$$

A regime è nulla a regime sono anche costanti DC, ed derivate si annullano

$$C_m = pp(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d)$$

contributo $\rightarrow \frac{3}{2}$

$$C_m = pp[L_d i_d i_q + M i_R i_q - L_q i_q i_d]$$

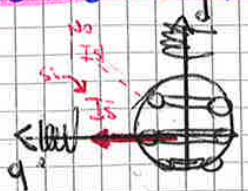
$$C_{ww} = pp[M i_R i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]$$

C_E C_R

- Anche se non ho i_d posso avere coppia
- $L_d = L_q$ secondo contributo nullo. Esiste solo se c'è anisotropia $\rightarrow$ CANISOTROPIA
- Coppia isotropica in contrasto a anisotropia $\rightarrow C_E$

Controllo vettoriale della macchina in funzione della struttura reattiva

Considero macchina totalmente isotropa



se posso prendere al massimo $|\bar{I}_s|$ conviene buttarlo tutto in asse q perché in asse d regola solo

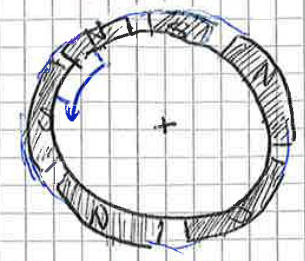
$C_{ww} = pp\, M i_R i_q$

$\bar{I}_s = 0 + j|\bar{I}_s|$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 85 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 87 di 334

Motore brushless



Magneti a terre rare $\begin{cases} B_r \uparrow \\ \Phi \uparrow \\ \mu_R \approx 1{,}05 \\ 1{,}10 \end{cases}$

Macchina isotropa $L_d = L_q = L_s$
L_s tipicamente bassa i flussi vedono traferri elevati
Reazione indotto la trascuriamo

Modello dinamico

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + p\lambda_d - pp\,\omega_R \lambda_q \\ v_q = R_s i_q + p\lambda_q + pp\,\omega_R \lambda_d \\ \lambda_d = L_s i_d + \lambda_{mp} \approx cost \\ \lambda_q = L_s i_q \\ C_u = pp\,\lambda_{mp}\, i_q \end{cases}$$

$C_A \approx 0$ coppia anisotropia

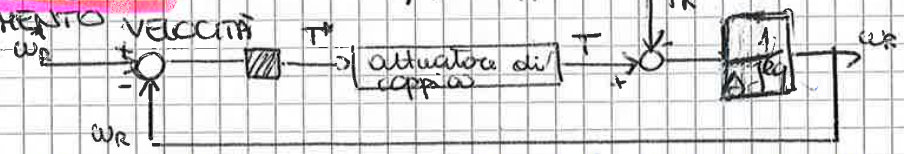
importanti

motore sincrono a MP (terre rare, isotropo) retroazionato in posizione

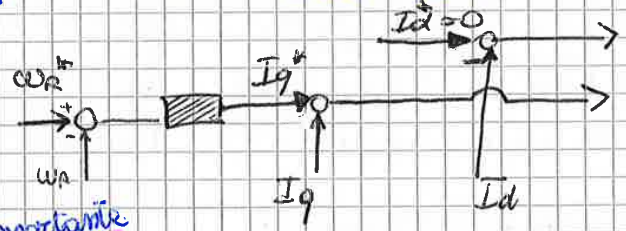
MOTORE, CONVERTITORE, LOGICA CONTROLLO se no non funziona

$i_d^* = 0 \ \forall t$ corrente su q per coppia

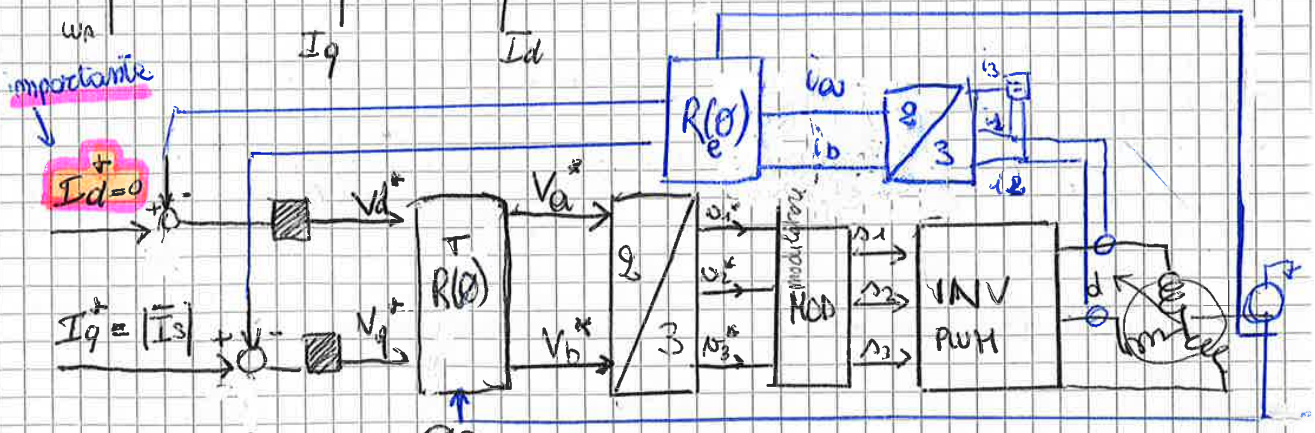
AZIONAMENTO VELOCITÀ



coppia T^* vuol dire corrente I_q^* (voglio $I_d^* = 0$)



importante



controllo in assi rotanti d e q
Devo avere $\theta_{elettrico}$ → retroazionato in posizione

inverter PWM → alimentazione sempre garantita
no perché mediamente

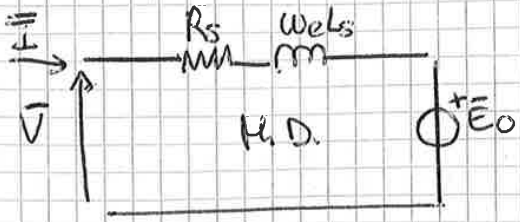
si può fare la richiusura su assi fissi

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 87 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 89 di 334

Modello dinamico a regime macchina isotropa

d e q non compaiono nelle equazioni, posso anche non sapere dove sono x disegnare



modello dinamico mandato a regime sinusoidale

$V = R\bar{I} + j\omega_e L_s \bar{I} + \bar{E}_0$

Rappresenta tutta la macchina

ragionamento continuità parametri

$\bar{V} = \sqrt{3}\, V_{\text{circuito equivalente RMS}}$

anche corrente scalata di $\sqrt{3}$

} ottengo stessi parametri

se lo penso come equivalente a regime stazionario $3 \times R\, I_{RMS}$ per P_J perché ho 1 fase invece se derivo da dinamico considero già tutto

Ritorno al caso di macchina anisotropa sincrona

Trovare posizioni assi d e q

→ sommo e sottraggo $\pm j\omega_e L_q I_d$ a $\bar{V} = R_s\bar{I} + j\omega_e L_d \bar{I}_d + j\omega_e L_q \bar{I}_q + \bar{E}_0$ $\quad j\omega_e L_q \bar{I}_d - j\omega_e L_q \bar{I}_d$

$\bar{V} = R_s\bar{I} + j\omega_e L_q I + j\omega_e (L_d - L_q)\bar{I}_d + \bar{E}_0$

mi definisce dove è l'asse q rispetto all'asse d

Problema sono per macchina anisotropa, per macchina isotropa non esiste

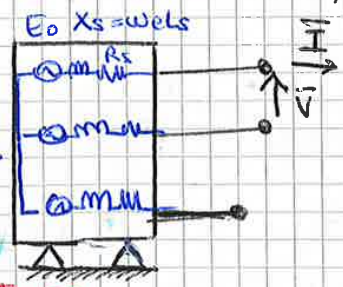
$(L_d - L_q) > 0$

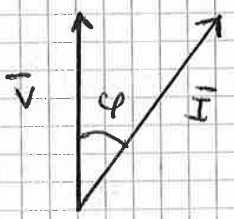
Questo nel funzionamento da motore, chi lavora con gli alternatori

Alternatore studiato con segno dei generatori

motore che assorbe potenza negativa → lo genera

isotropo x semplicità





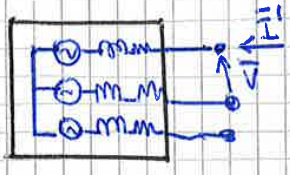
Caso isotropo

$\bar{E}_0 = \bar{V} + R\bar{I} + j\omega_e L_s \bar{I}$

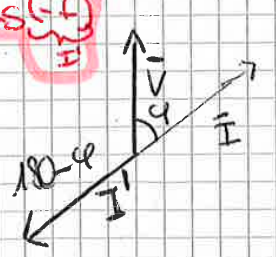
$\bar{V} = \bar{E}_0 - R\bar{I} - j\omega_e L_s \bar{I} \longrightarrow \bar{V} = E_0 + R\underbrace{(-\bar{I})}_{I'} + j\omega_e L_s \underbrace{(-\bar{I})}_{I'}$

Con convenzione utilizzatori

$I' = -I$



$\bar{V} = R\bar{I}' + j\omega_e L_s \bar{I}' + \bar{E}_0$



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 89 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 91 di 334

Espressione della coppia in regime sinusoidale

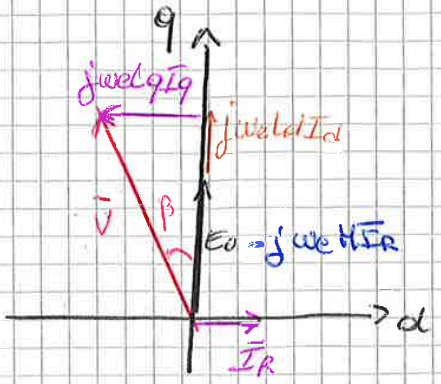
28/11/2017

$$C_m = pp\,[H I_R I_q + (L_d - L_q) I_q I_d]$$

$R_s \approx 0$

Dal diagramma fasoriale vogliamo ricavare I_d e I_q

β: angolo di carico



$$I_d = \frac{V\cos\beta - E_0}{\omega_e L_d} \qquad H = \frac{E_0}{\omega_e I_R}$$

$$I_q = \frac{V\sin\beta}{\omega_e L_q}$$

$L_d - L_q$

$$\frac{C_m}{pp} = \frac{E_0}{\omega_e}\frac{V}{X_q}\sin\beta + \frac{X_d - X_q}{\omega_e}\left(\frac{V^2\cos\beta\sin\beta}{X_d X_q} - \frac{E_0 V \sin\beta}{X_d X_q}\right)$$

↑ possiamo perché regime sinusoidale

$$\frac{C_m}{pp} = \frac{E_0}{\omega_e} V \sin\beta \left(\frac{1}{X_q} - \frac{X_d - X_q}{X_d X_q}\right) + \frac{X_d - X_q}{\omega_e X_d X_q} V^2 \frac{1}{2}\sin 2\beta$$

$$\frac{X_d - X_q + X_q}{X_d X_q} = \frac{1}{X_d}$$

$$C_m = \left\{\frac{pp}{\omega_e}\right\}\left[\frac{E_0 V}{X_d}\sin\beta + \frac{1}{2}\frac{X_d - X_q}{X_d X_q} V^2 \sin 2\beta\right]$$

$1/\omega_s$ — C. ISOTR — C. ANISOTROPIA

Espressione della coppa ricavata dal nostro modello dinamico

$\bar{E}_0 = \sqrt{3}\,\tilde{E}_{0RMS}$, $\bar{V} = \sqrt{3}\,\tilde{V}_{RMS}$ → Si ritorna ai medesimi le considerazioni fatte sul modello dinamico valgono lo stesso per il modello dinamico portato a regime

Modello dinamico con convenzione generatori dell'alternatore

$$\begin{cases} v_d = -R_s i_d + p\lambda_d - pp\omega_R \lambda_q \\ v_q = -R_s i_q + p\lambda_q + pp\omega_R \lambda_d \\ v_R = R_R i_R + p\lambda_R \\ \lambda_d = -L_d i_d + H i_R \\ \lambda_q = -L_q i_q \\ \lambda_R = L_R i_R - H i_d \\ C_m = pp\,[-H i_R i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \end{cases}$$

(+ − −)

Regime a vuoto

$\begin{cases} \text{derivate} = 0 \quad p = 0 \\ pp\omega_R = pp\omega_s = \omega_e \end{cases}$

A vuoto → $I_q = I_d = 0$ $\quad \bar{I} = 0 + j0\ A$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 91 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 93 di 334

A regime di cto la corrente di corto è prop. alla corrente di eccitazione (I_R)

$$I_d = \frac{M I_R}{L_d} \frac{\omega_e}{\omega_e} = \frac{E_0}{X_d}$$

Supponendo questa propr. valida anche in transitori, all'insorgere del guasto nasce un flusso che vuole smagn. il rotore.
Si oppongono gabbia, ferro poi lo stesso rotore con una fem di Lenz → I_R↑

ma I_R↑ I_{cc}↑ e nasce un flusso da statore e rotore

In realtà E_0 è fissato e quindi X_d che cambia → X'_d reattanza sincrona transitoria che è piccola (X_d crolla)

• troviamo i_R e sostituiamo per avere i_d

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 93 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 95 di 334

A regime di cto l'asse q non gioca né in termini di I, né di V, né di λ
~~Asse q trascurabile~~
La E_0 cade tutta su asse d
Ho corrente solo in asse d, x_d a regime limita la corrente in asse d

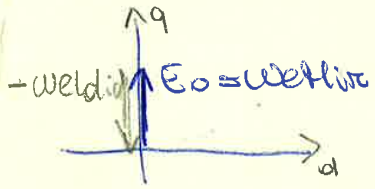
Le correnti a inizio transitorio sono molto elevate ma quando arriviamo a regime la macchina si autopotegge
→ rotore e statore pensano la macchina in modo opposto

$V_q = 0$

$0 = \omega_e \lambda_d$

$\omega_e(-L_d i_d + M i_r)$

$-\omega_e L_d i_d + \omega_e M i_r$



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 95 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 97 di 334

$$\lambda_d = -L_d i_d + M\left(I_{R0} + \frac{M}{L_R} i_d\right)$$

$$\lambda_d = -\underbrace{\left(L_d - \frac{M^2}{L_R}\right)}_{L_d'} i_d + M I_{R0} = -L_d' i_d + M I_{R0}$$

L_d' induttanza sincrona transitoria in asse d

$L_d' \approx \frac{1}{10} L_d$ limita 10 volte di meno la corrente quindi scoppiano (X_d limita i a regime)

$$L_d = L_{\sigma s} + \frac{3}{2} M_d \qquad M_d = \frac{N_s^2}{\mathcal{R}_d}$$

$$M = \sqrt{\frac{3}{2}} M_d^* \qquad M_d^* = \frac{N_s N_R}{\mathcal{R}_d}$$

$$L_R = L_{\sigma R} + M_R \qquad M_R = \frac{N_R^2}{\mathcal{R}_d}$$

caso $N_s = N_R = N \rightarrow$ sono tutte M_d

$$L_d' = L_d - \frac{M^2}{L_R} = \left(L_{\sigma s} + \frac{3}{2} M_d\right) - \frac{\left(\sqrt{\frac{3}{2}} M_d\right)^2}{L_{\sigma R} + M_d} = \frac{\cancel{L_{\sigma s} L_{\sigma R}}^{\sim 0} + L_{\sigma s} M_d + \frac{3}{2} M_d L_{\sigma R} + \cancel{\frac{3}{2} M_d^2} - \cancel{\frac{3}{2} M_d^2}}{\underbrace{L_{\sigma R}}_{\approx 0} + M_d}$$

$L_d' \approx L_{\sigma s} + \frac{3}{2} L_{\sigma R}$ i primi istanti di corto sono governati dalle induttanze di dispersione

L_d' piccolo

< induttanze di dispersione governano il fenomeno iniziale

$$\begin{cases} p\lambda_d - \omega_e \lambda_q = 0 \\ p\lambda_q + \omega_e \lambda_d = 0 \\ \lambda_d = -L_d' i_d + M I_{R0} \\ \lambda_q = -L_q i_q \end{cases} \xrightarrow{p} p^2 \lambda_d - \omega_e p \lambda_q = 0$$

$$p^2 \lambda_d + \omega_e^2 \lambda_d = 0$$

moto armonico

$$\lambda_d(t) = \lambda_{d0} \cos(\omega_e t + \varphi_0)$$

$$\begin{cases} \lambda_d(t=0) = M I_{R0} \cos(\varphi_0) \\ p\lambda_d(t=0) = 0 \end{cases}$$

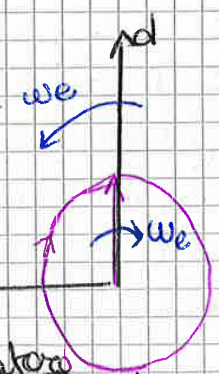
$\varphi_0 = 0$ $\qquad p\lambda_d - \omega_e \lambda_q = 0 \quad \lambda_q = 0$

$$\lambda_d(t) = M I_{R0} \cos \omega_e t$$

$$\lambda_q(t) = \frac{p\lambda_d}{\omega_e} = -\frac{M I_{R0}}{\cancel{\omega_e}} \cancel{\omega_e} \operatorname{sen} \omega_e t$$

$$\begin{cases} \lambda_d = M I_{R0} \cos \omega_e t \\ \lambda_q = \ominus M I_{R0} \operatorname{sen} \omega_e t \end{cases}$$

antioraria vettore ruota ω_e



assi d e q ruotano

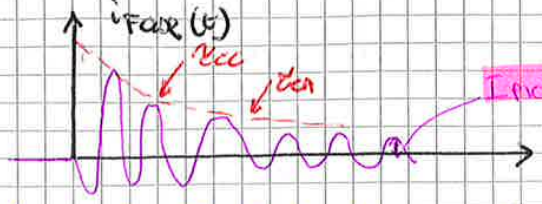
λ rimane fisso rispetto allo statore
gli assi d e q ruotano a ω costante da parti opposte

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 97 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 99 di 334

29/11/2017

Modello dinamico alternatore (completo):
- non dice la realtà
- sottostima del fenomeno transitorio (primi istanti)

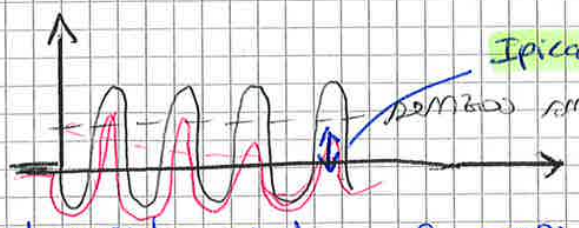


$I_{picco} = \frac{\sqrt{2}\,\tilde{E}_0}{X_d}$ efficace

$\begin{cases} I_{d\infty} = \frac{E_0}{X_d} \\ I_{q\infty} = 0 \end{cases}$

È vero? Deriva da questo lo studio

modello dinamico FASE 1
4) $\lambda_r = cost = \lambda_{r0}$ che verifica le correnti elevate nei primi istanti



$I_{picco} = \frac{\sqrt{2}\,\tilde{E}_0}{X_d'}$ → diverso

senza smorzamento

Andamento giusto solo negli istanti iniziali

regime del modello dinamico

$p = 0$ $(p\rho\omega_r = \omega_e)$

$\lambda_d = 0$, $\lambda_q = 0$ → $I_{d\infty\,FASE\,1} = \frac{E_0}{X_d'}$ sbaglia I_d, I_q ce lo dà giusto

$I_{q\infty\,FASE\,1} = 0$

FASE 2
4) $p\lambda_d = p\lambda_q = 0$ finita dinamica di questi flussi (è finito prima che il rotore inizi a reagire)
5) $R_S \approx 0$

matematicamente la fase 2 inizia alla fine della fase 1 (sarebbe ∞)

$\begin{cases} v_d = 0 = \cancel{p\lambda_d} - \omega_e \lambda_q \\ v_q = 0 = \cancel{p\lambda_q} + \omega_e \lambda_d \end{cases}$

le annullo solo perché è finita la dinamica di quei flussi

- $V_R = R_R i_R + p\lambda_R$ continua
- $\lambda_d = -L_d i_d + M i_R$
- $\lambda_q = -L_q i_q$
- $\lambda_R = L_R i_R - M i_D$

trovo flusso di rotore in funzione di i_d

$\left.\begin{matrix} \lambda_q = 0 \\ \lambda_d = 0 \\ i_q = 0 \end{matrix}\right\}$ corto

- $i_R = \frac{L_d}{M} \cdot i_d$
- $\lambda_R = \left(\frac{L_R L_d}{M} - M\right) i_d = \frac{L_R L_d - M^2}{M} i_d$
- $V_R = R_R \frac{L_d}{M} i_d + \frac{L_R L_d - M^2}{M} p\, i_d$

$i_d(t) = I_{d\infty\,FASE\,2} + \left(I_{d0\,FASE\,2} - I_{d\infty\,FASE\,2}\right) e^{-t/\tau_{CA}}$

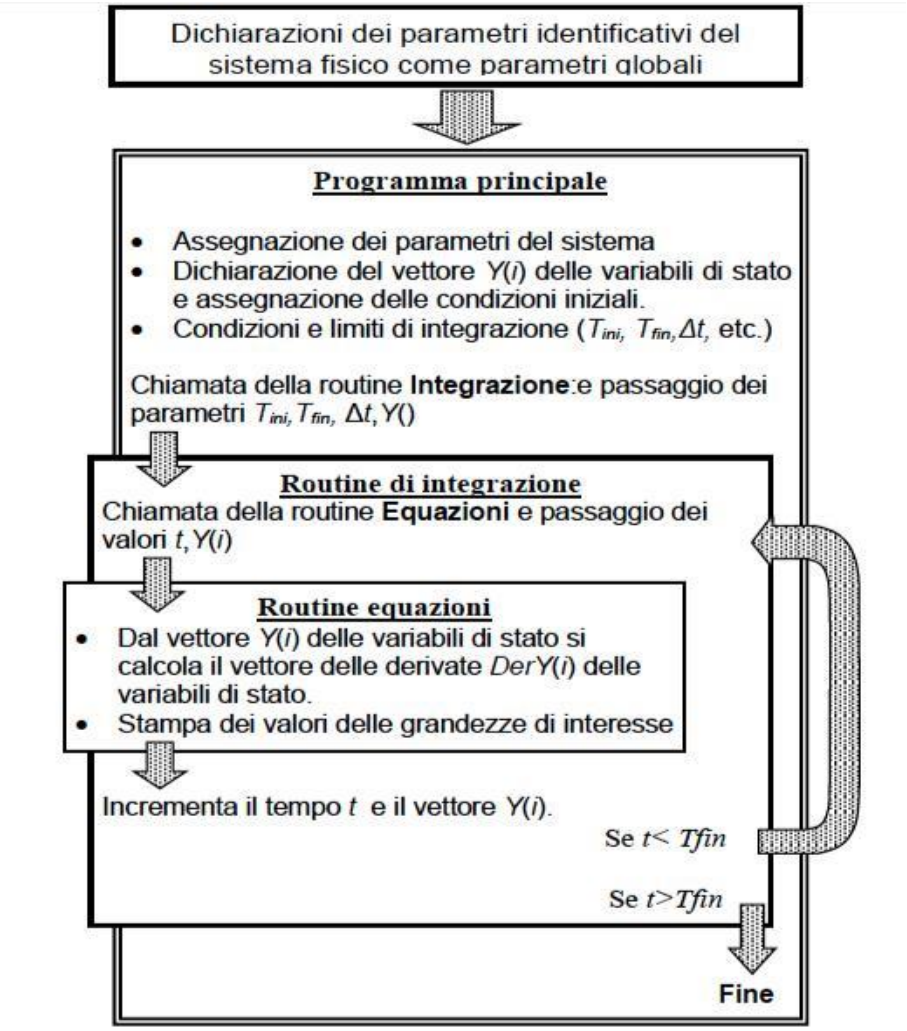
$\frac{E_0}{X_d} = I_{d\infty\,MODELLO\,COMPLETO}$; $I_{d0\,FASE\,1}$

$\tau_{CA} = \frac{\frac{L_R L_d - M^2}{M}}{R_R \frac{L_d}{M}}$ componente alternativa

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 99 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 101 di 334

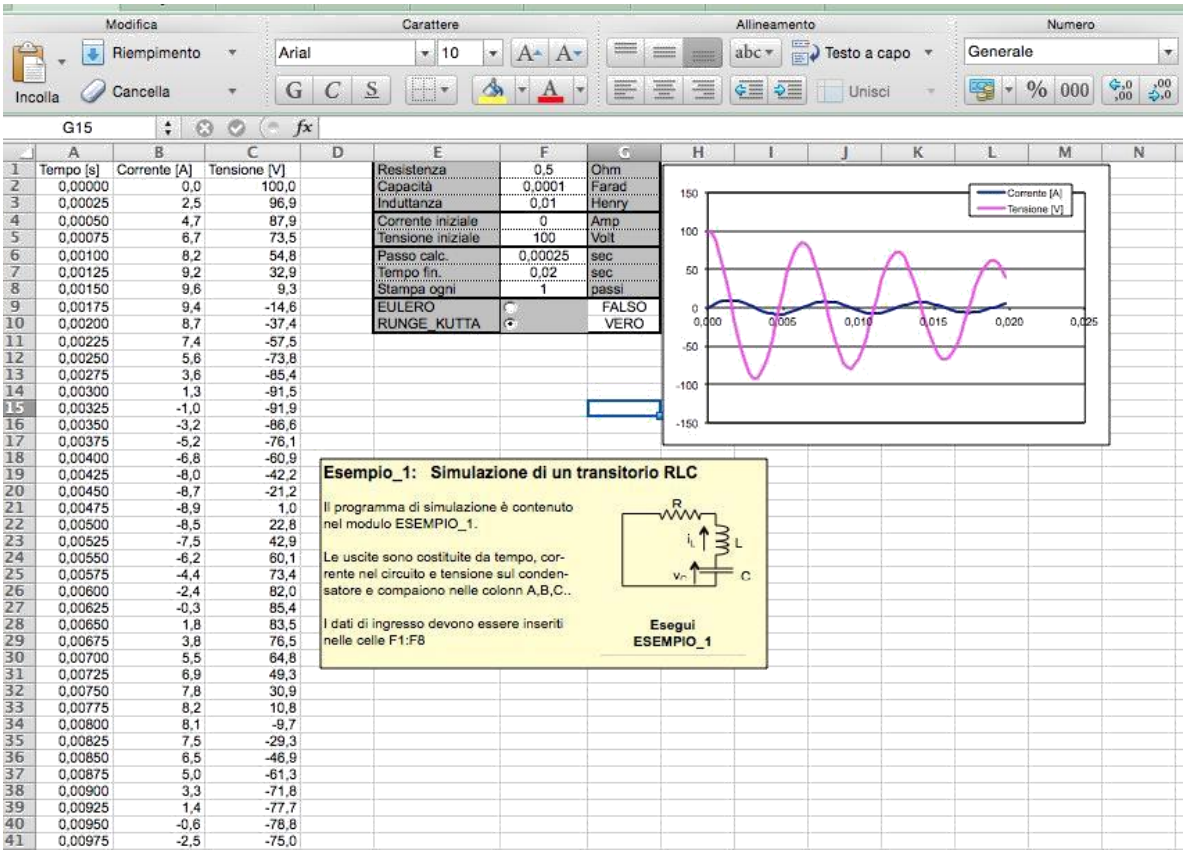
ESERCITAZIONE 1



Questa è una struttura di programma. Excel ha una possibilità di interfaccia sui fogli Excel, utilizzando i loro grafici. Si buttano fuori le nuple ordinate di numeri (t,v,i) e si fanno i grafici. Visual Basic è esterno ad Excel ed è usato per calcolare le colonne di nuple ordinate. Excel è usato quindi solo come input output.

Il programma presenta un main dove si setta il foglio di uscita e ingresso e si leggono le cose importanti, cioè i parametri del modello e le condizioni iniziali delle vds. Il main deve chiamare quindi la routine di integrazione (Eulero, Runge Kutta) che deve ricevere il vettore degli stati (Y(i)). La routine di integrazione deve sapere quali equazioni risolvere; all'interno della routine di integrazione c'è la routine di equazioni dove si inserisce il modello, nel nostro caso l'RLC.
Nella routine di equazioni ci sono le equazioni del momento non per calcolare le vds a quell'istante ma per calcolare le correnti, la coppia, la derivata degli stati.. La derivata degli stati viene inviata alla routine di integrazione che conosce gli stati a quell'istante e che, integrando, fornisce i nuovi stati.
Il processo viene iterato fino al fine della simulazione.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 101 di 334



	A	B	C
1	Tempo [s]	Corrente [A]	Tensione [V]
2	0,00000	0,0	100,0
3	0,00025	2,5	96,9
4	0,00050	4,7	87,9
5	0,00075	6,7	73,5
6	0,00100	8,2	54,8
7	0,00125	9,2	32,9
8	0,00150	9,6	9,3
9	0,00175	9,4	-14,6
10	0,00200	8,7	-37,4
11	0,00225	7,4	-57,5
12	0,00250	5,6	-73,8
13	0,00275	3,6	-85,4
14	0,00300	1,3	-91,5
15	0,00325	-1,0	-91,9
16	0,00350	-3,2	-86,6
17	0,00375	-5,2	-76,1
18	0,00400	-6,8	-60,9
19	0,00425	-8,0	-42,2
20	0,00450	-8,7	-21,2
21	0,00475	-8,9	1,0
22	0,00500	-8,5	22,8
23	0,00525	-7,5	42,9
24	0,00550	-6,2	60,1
25	0,00575	-4,4	73,4
26	0,00600	-2,4	82,0
27	0,00625	-0,3	85,4
28	0,00650	1,8	83,5
29	0,00675	3,8	76,5
30	0,00700	5,5	64,8
31	0,00725	6,9	49,3
32	0,00750	7,8	30,9
33	0,00775	8,2	10,8
34	0,00800	8,1	-9,7
35	0,00825	7,5	-29,3
36	0,00850	6,5	-46,9
37	0,00875	5,0	-61,3
38	0,00900	3,3	-71,8
39	0,00925	1,4	-77,7
40	0,00950	-0,6	-78,8
41	0,00975	-2,5	-75,0

	E	F	G
1	Resistenza	0,5	Ohm
2	Capacità	0,0001	Farad
3	Induttanza	0,01	Henry
4	Corrente iniziale	0	Amp
5	Tensione iniziale	100	Volt
6	Passo calc.	0,00025	sec
7	Tempo fin.	0,02	sec
8	Stampa ogni	1	passi
9	EULERO	○	FALSO
10	RUNGE_KUTTA	●	VERO

Esempio_1: Simulazione di un transitorio RLC

Il programma di simulazione è contenuto nel modulo ESEMPIO_1.

Le uscite sono costituite da tempo, corrente nel circuito e tensione sul condensatore e compaiono nelle colonn A,B,C..

I dati di ingresso devono essere inseriti nelle celle F1:F8

Esegui ESEMPIO_1

Gli input sono i parametri del modello (R,L,C), le condizioni iniziali i0 e v0, il passo di calcolo (0.00025 s), il fine iterazione (0.2 s) e “stampa ogni __ passi”. Quest’ultimo input è inserito perché se certe dinamiche richiedono passi di calcolo molto piccoli, l’operazione di stampa è ridondante per il nostro occhio; si possono stampare i punti ad esempio ogni 3 passi perché tanto la risoluzione è ancora buona per il nostro occhio e si riduce il tempo di calcolo. È possibile scegliere il metodo di integrazione Eulero o Runge Kutta.

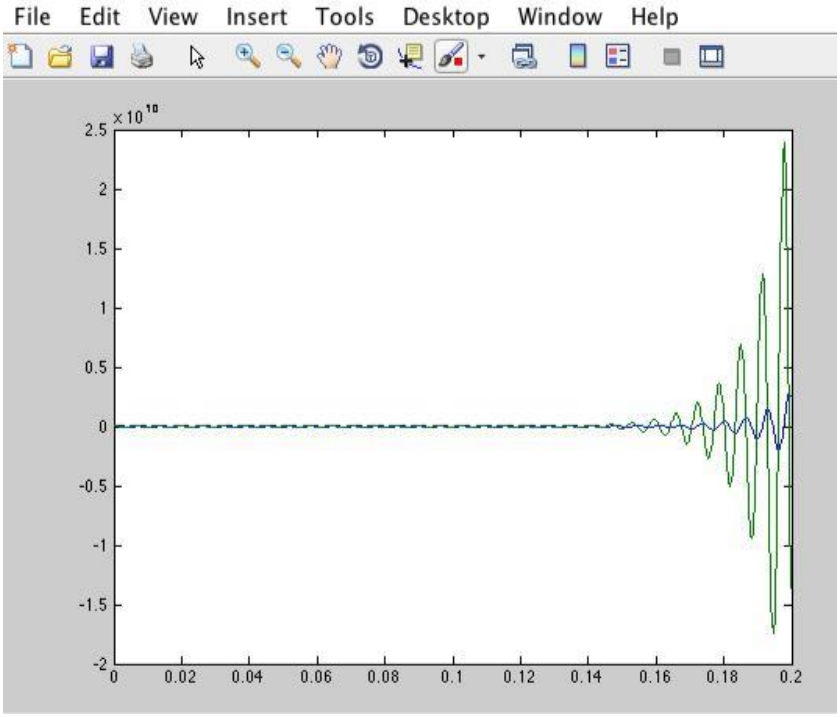
Apriamo il programma su Visual Basic (alt+F11).
Si dimensionano i parametri globali (es. pi), si dimensionano i parametri (CC, RR, LL) e r è un indice che indica i passi di calcolo.
Si dimensiona il vettore delle vds che sono 2, corrente e tensione (Dim Y(2)) che sono opportunamente ordinate.
Si dimensiona il numero di stampe, che è un intero (corrisponde a “Stampa ogni __ passi”).
Ci sono poi le varie istruzioni per settare il foglio Excel (es. scegliere le colonne di output).

Si leggono poi i dati di ingresso (es. RR=Range(“F1”)).

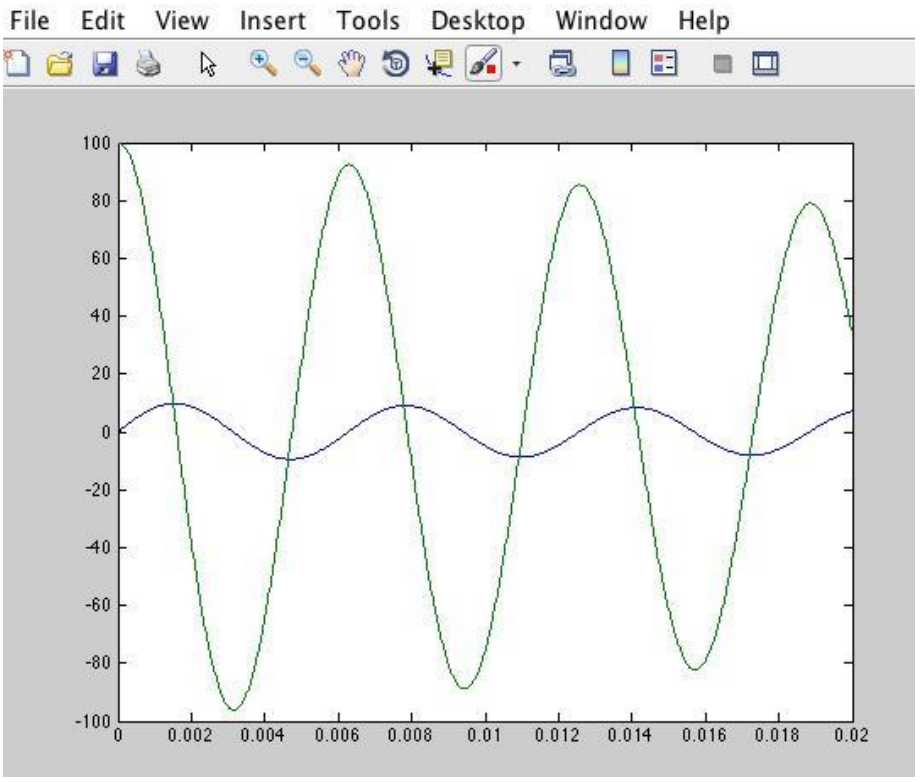
A questo punto si chiama la routine di integrazione, Eulero o Runge---Kutta, a seconda della scelta fatta sul foglio Excel.
Nel caso in cui si scelga Runge---Kutta, ad esempio, sono passati alla routine il tempo iniziale (0), il tempo finale (Tfin), il passo di calcolo (Dtc), ogni quanto stampare i risultati (NStampe) e il vettore delle vds a quell’istante di calcolo (Y()).

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 103 di 334

Se lanciamo il programma usando il metodo di Eulero con il passo di calcolo impostato (0.00025s) possiamo osservare immediatamente che il metodo non converge perché questa evoluzione dinamica è troppo veloce per il passo di calcolo utilizzato.

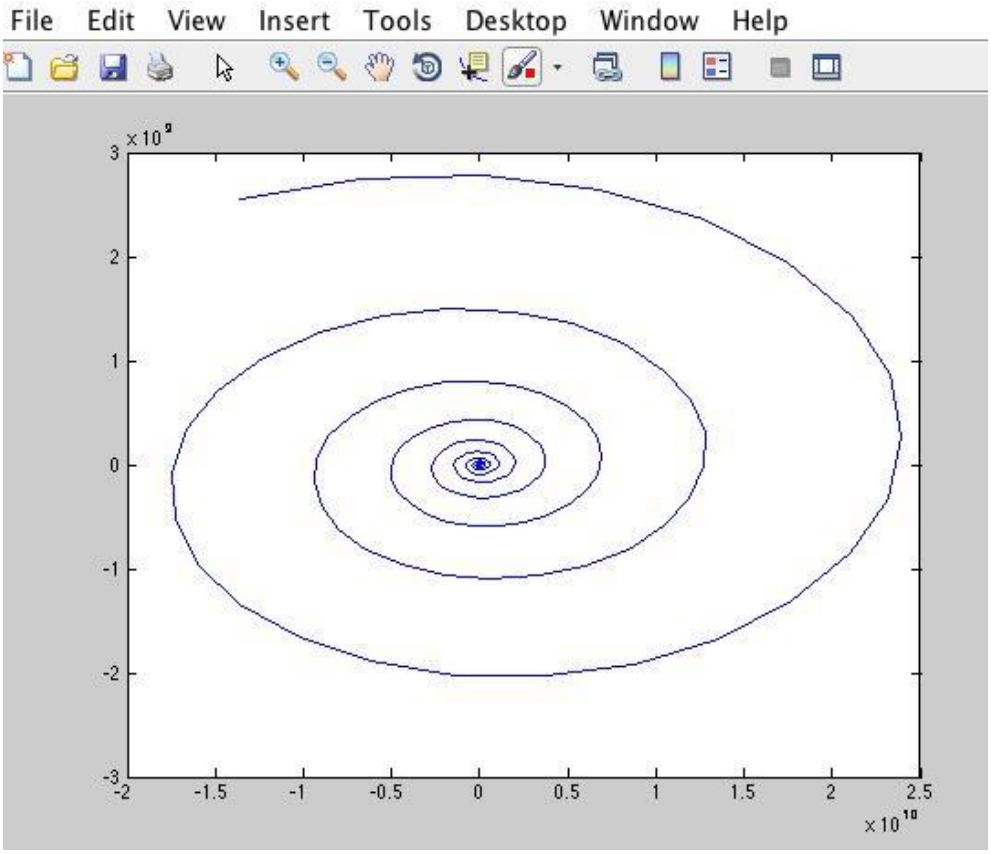


Se si riduce di 10 volte il passo di calcolo (0.000025s) il metodo di Eulero converge.



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 105 di 334

Nel caso di metodo di Eulero che non converge per il grafico (v,i) troviamo:

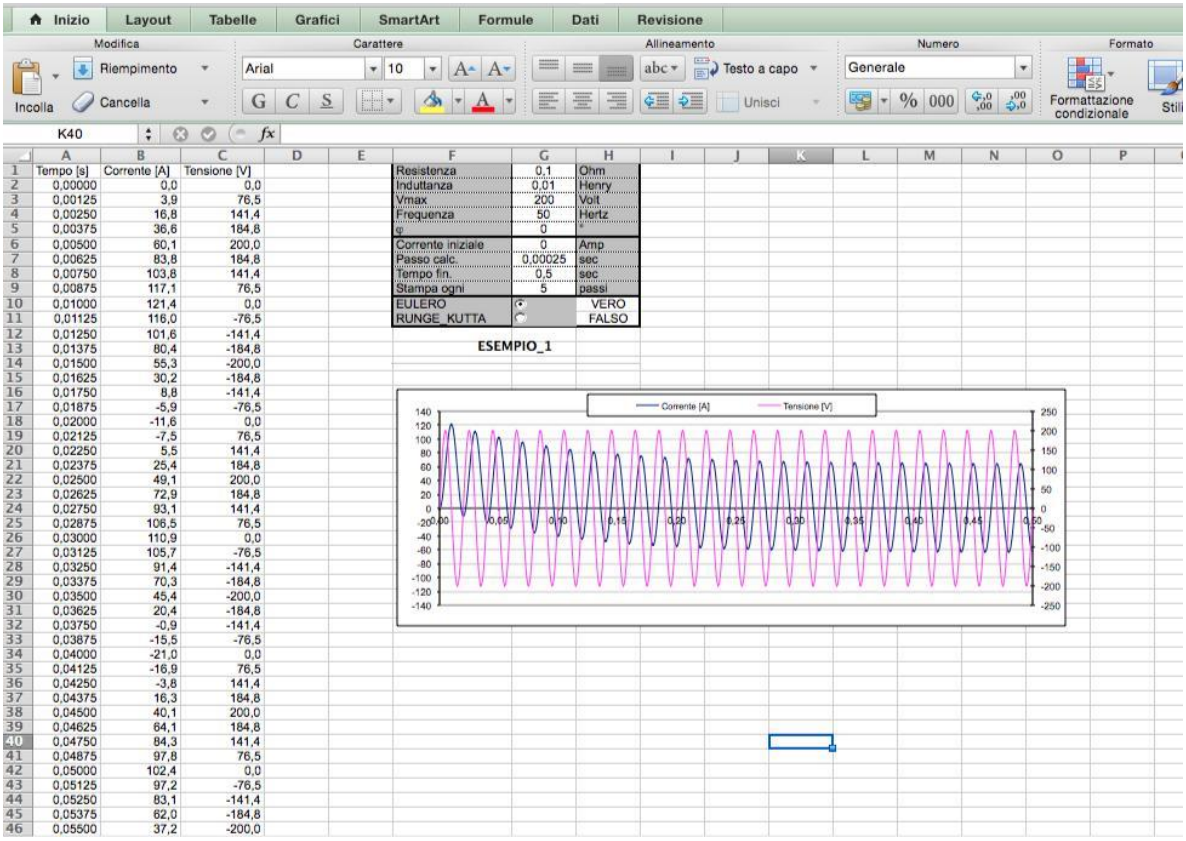


che è chiaramente inaccettabile.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 107 di 334

A questo punto è richiesto di modificare il programma per simulare il transitorio di inserzione di un circuito RL su una rete in corrente alternata sinusoidale (generatore di tensione sinusoidale); è richiesto poi di diagrammare l'andamento della corrente assorbita per diversi valori dell'istante di inserzione.

I dati di questo secondo problema sono:



	A	B	C
1	Tempo [s]	Corrente [A]	Tensione [V]
2	0,00000	0,0	0,0
3	0,00125	3,9	76,5
4	0,00250	16,8	141,4
5	0,00375	36,6	184,8
6	0,00500	60,1	200,0
7	0,00625	83,8	184,8
8	0,00750	103,8	141,4
9	0,00875	117,1	76,5
10	0,01000	121,4	0,0
11	0,01125	116,0	-76,5
12	0,01250	101,6	-141,4
13	0,01375	80,4	-184,8
14	0,01500	55,3	-200,0
15	0,01625	30,2	-184,8
16	0,01750	8,8	-141,4
17	0,01875	-5,9	-76,5
18	0,02000	-11,6	0,0
19	0,02125	-7,5	76,5
20	0,02250	5,5	141,4
21	0,02375	25,4	184,8
22	0,02500	49,1	200,0
23	0,02625	72,9	184,8
24	0,02750	93,1	141,4
25	0,02875	106,5	76,5
26	0,03000	110,9	0,0
27	0,03125	105,7	-76,5
28	0,03250	91,4	-141,4
29	0,03375	70,3	-184,8
30	0,03500	45,4	-200,0
31	0,03625	20,4	-184,8
32	0,03750	-0,9	-141,4
33	0,03875	-15,5	-76,5
34	0,04000	-21,0	0,0
35	0,04125	-16,9	76,5
36	0,04250	-3,8	141,4
37	0,04375	16,3	184,8
38	0,04500	40,1	200,0
39	0,04625	64,1	184,8
40	0,04750	84,3	141,4
41	0,04875	97,8	76,5
42	0,05000	102,4	0,0
43	0,05125	97,2	-76,5
44	0,05250	83,1	-141,4
45	0,05375	62,0	-184,8
46	0,05500	37,2	-200,0

Resistenza	0,1	Ohm
Induttanza	0,01	Henry
Vmax	200	Volt
Frequenza	50	Hertz
φ	0	°
Corrente iniziale	0	Amp
Passo calc.	0,00025	sec
Tempo fin.	0,5	sec
Stampa ogni	5	passi
EULERO	●	VERO
RUNGE_KUTTA	○	FALSO

ESEMPIO_1

L'equazione di stato in questo caso è:

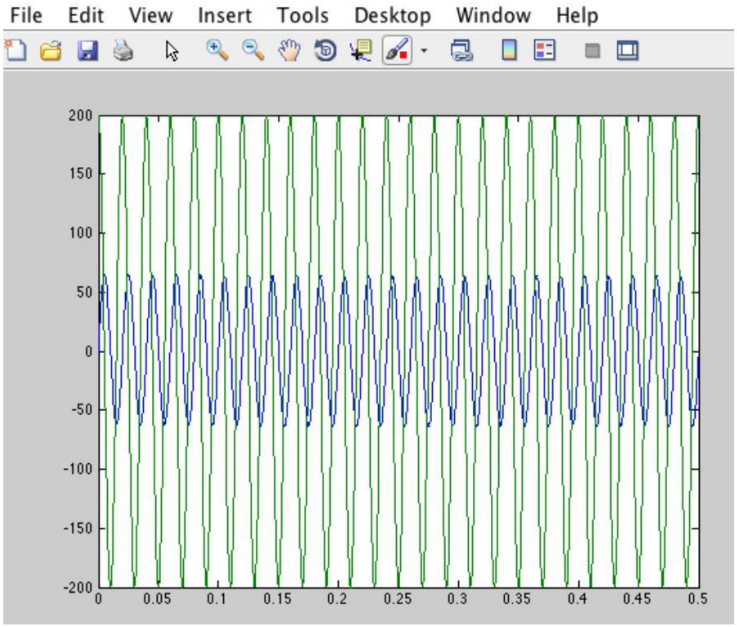
$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{max}\sin(2\pi f \cdot t + \varphi) - Ri}{L}$$

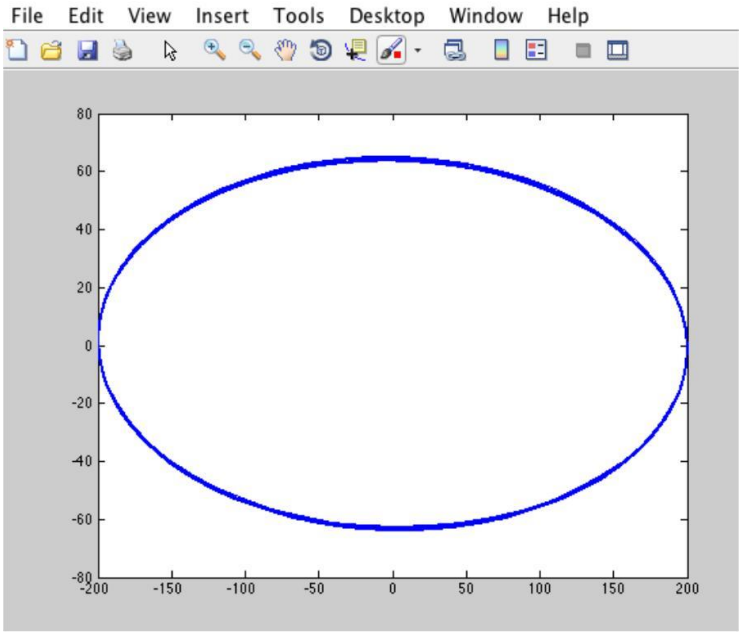
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 109 di 334

Siccome è un RL, se chiudo sullo zero di tensione, ho il picco positivo massimo verso l'alto (la componente unidirezionale poi si smorza). A regime la corrente si deve centrare e la corrente deve essere in ritardo rispetto alla tensione. Nel caso di specie, il circuito è poco resistivo e molto induttivo e le due grandezze sono quasi in quadratura.

Osserviamo che un trasformatore a vuoto è un'induttanza saturabile. Facendo l'inserzione sullo zero di tensione il primo picco di corrente può arrivare al valore di una corrente di guasto e per questo è da evitare.

Se si chiude su un picco di tensione (phi=pi/2) l'unidirezionale di corrente parte con un valore nullo (e rimane nulla), cioè la corrente è subito centrata.





© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 111 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 113 di 334

180° e tra 270° e 360°. Per questo motivo dobbiamo fare il modello dell'alimentazione che non è un aspetto dinamico ma logico (si deve dare tensione solo quando theta è compreso negli intervalli suddetti). Dobbiamo inoltre implementare i vincoli dell'alimentazione, ad es. implementare il fatto che con un chopper 1Q non può fornire corrente negativa. Vedremo l'implementazione di un chopper 1Q e di un chopper 2Q.

I parametri della macchina sono:

Induttanza dell'avvolgimento	L_m	80 mH
Induttanza anisotropia	ΔL	20 mH
Resistenza dell'avvolgimento	R	5 Ω
Momento di inerzia delle parti rotanti	J	$5*10^{-5}$ kg m^2
Coeff. attrito ventilante	K_a	10^{-4} N m s/rad
Tensione di alimentazione	V_{dc}	12 V

Il ripple di induttanza è quello che definisce la prestazione in coppia di queste macchine (DL deve essere più grande possibile per avere una coppia massima elevata). La coppia resistente in questo caso è funzione della velocità (coeff. attrito ventilante)x(velocità rotore).

Guardiamo la subroutine di equazioni (Visual Basic).
Le vds sono 3, lambda, omegar, e theta (Y(1), Y(2), Y(3), rispettivamente).

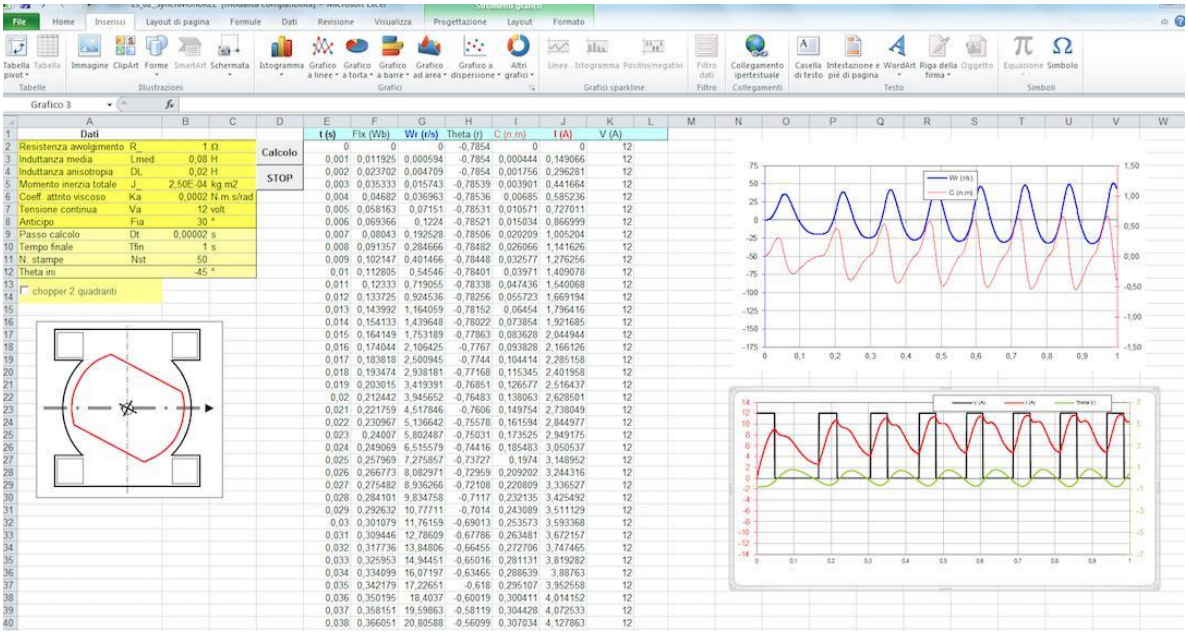
```
Public Const PI = 3.14159265358979
Dim R , Lmed, DL, J , Va, Ka, Riga, Fia

Sub Calcola()
   Dim Nst As Integer, Y(3)
   Riga = 1
   Columns("E:L").ClearContents
   Range("E1") = "t (s)":      Range("F1") = "Flx (Wb)"
   Range("G1") = "Wr (r/s)":   Range("H1") = "Theta (r)"
   Range("I1") = "C (n.m)":    Range("J1") = "I (A)"
   Range("I1") = "C (n.m)":    Range("J1") = "I (A)"
   Range("K1") = "V (A)":
'
   R_ = Range("R_"):     Lmed = Range("Lmed")
   DL = Range("DL"):     J_ = Range("J_")
   Ka = Range("Ka"):     Va = Range("Va")
   Fia = Range("Fi_a") * PI / 180:
'
   Dt = Range("DT"):     Tfin = Range("Tfin")
   Nst = Range("NST")
'
   Y(1) = 0              '   Lambda
   Y(2) = 0              '   Wr
   Y(3) = Range("TH_I") * PI / 180 '   Theta
   Range("STOP") = False
   Runge_Kutta 0, Tfin, Dt, Nst, Y()
   '
End Sub
'
```


© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 113 di 334

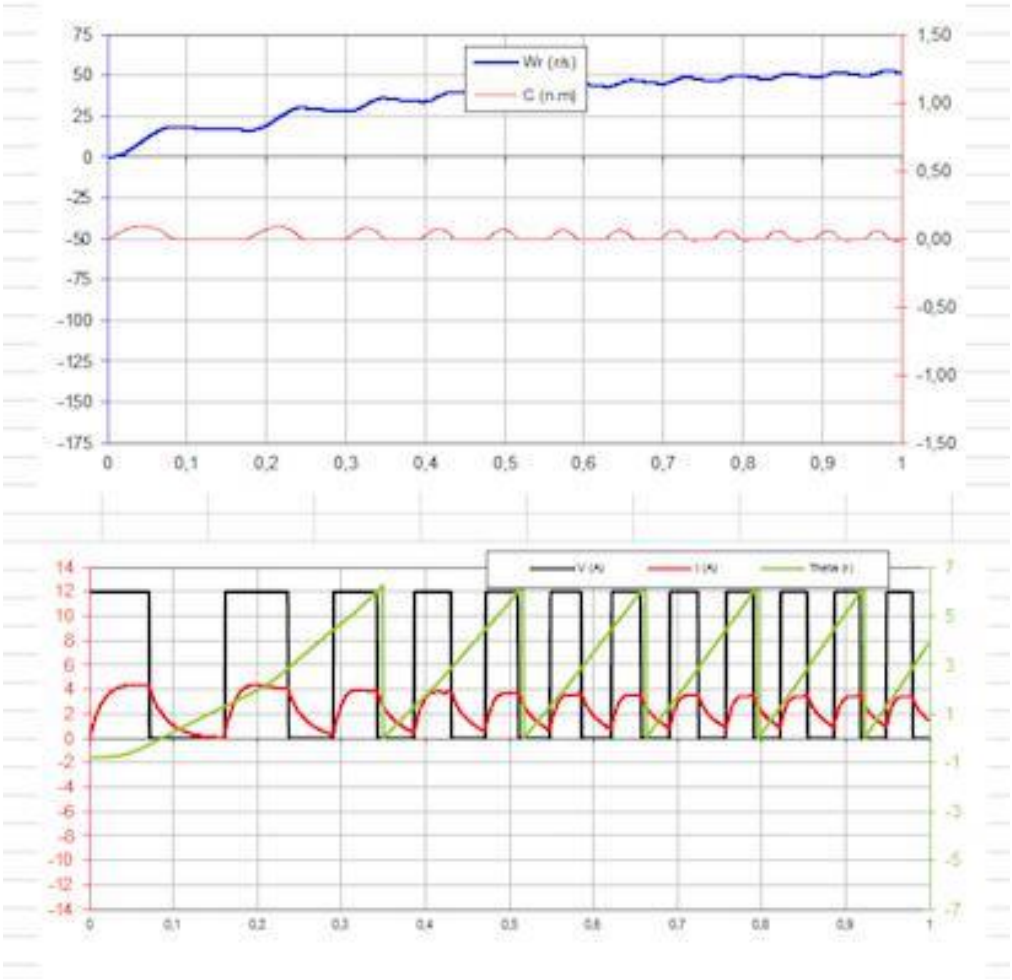
Nota la tensione di alimentazione è possibile calcolare le derivate delle vds.

L'angolo di anticipo fia viene inserito per ridurre gli effetti della coda di corrente nei sottointervalli in cui vogliamo che la coppia sia nulla (produce Cm<0). L'angolo di anticipo viene inserito in modo che l'annullamento della corrente inizi prima che theta entri in uno dei sottointervalli in corrispondenza dei quali si vuole che Cm=0: così facendo, il valore della corrente all'inizio di tali sottointervalli è più piccolo e l'azione frenante è minore.
Introdurre un angolo di anticipo significa anche dare corrente prima che il sottointervallo in cui si vuole Cm=0 sia finito: questo non costituisce un grosso problema perché la corrente non cresce istantaneamente e l'azione frenante prodotta è ancora piccola.
Si può trovare l'angolo di anticipo ottimale che consente di far raggiungere alla macchina la velocità massima possibile (coppia media positiva massima).



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 115 di 334

Per rendere lo smorzamento di corrente più rapido si deve fare in modo che il mondo elettrico diventi più pimpante, cioè si devono diminuire le costanti di tempo elettriche. Per far questo posso diminuire L o aumentare R. Facciamo passare R da 1 ohm a 5 ohm. Svolgendo la simulazione si trovano i seguenti andamenti:



Con la variazione di resistenza il motore riesce ad avviarsi portandosi a una velocità massima di circa 50 rad/s.

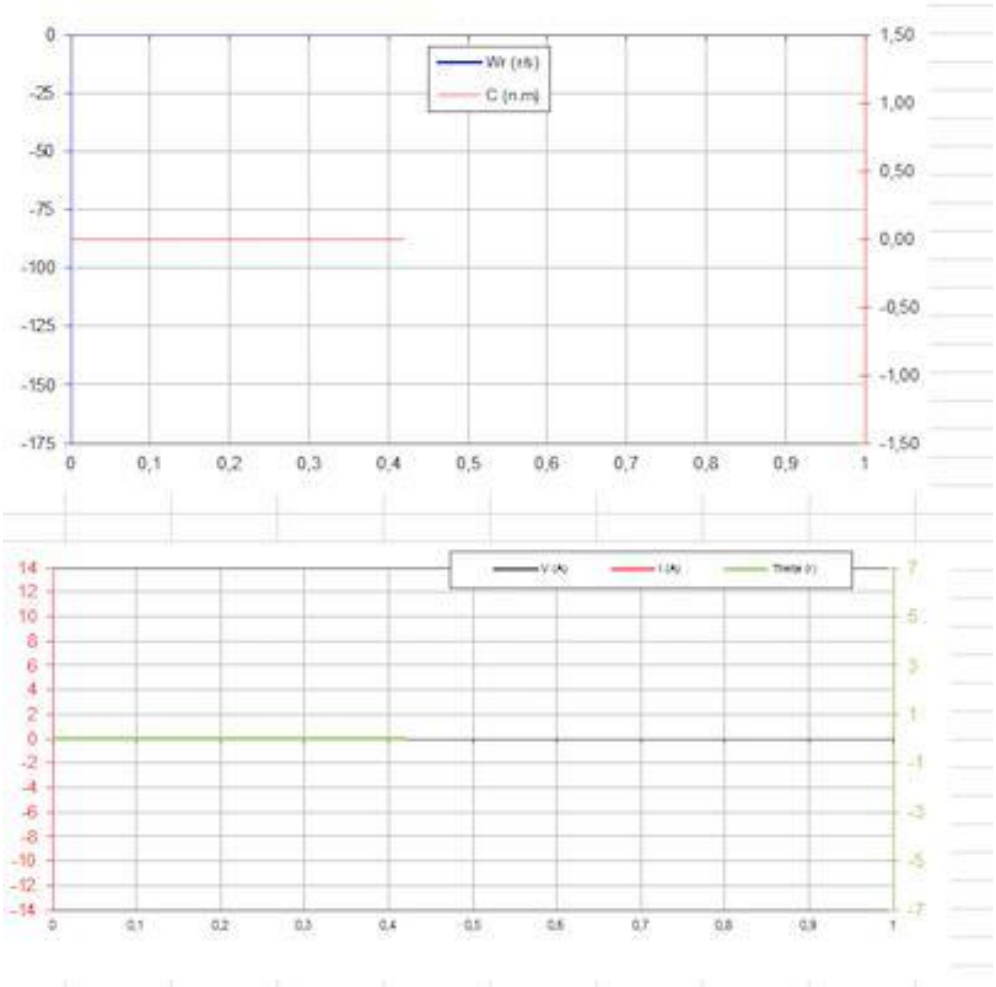
Il motore riesce ad avviarsi perché se si fa il valor medio di coppia su ciascun periodo si trova un valore >0. Negli ultimi periodi si osserva che la coppia diviene anche negativa a causa dell'effetto della coda di corrente.

Se guardiamo l'andamento di corrente all'avviamento ci accorgiamo che questa cresce secondo un'esponenziale quasi perfetta. Al termine di questo settore angolare si stacca l'alimentazione, la corrente si annulla secondo un'esponenziale quasi perfetto, la coppia si annulla mantenendosi circa costantemente nulla e la velocità cresce circa a rampa.

Per valori più alti di velocità ci accorgiamo che l'andamento della corrente non è più esponenziale a tratti ma è piuttosto distorto perché c'è interazione tra mondo elettrico e mondo meccanico (le costanti di tempo elettriche e meccaniche si avvicinano).

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 117 di 334

Ripristiniamo a questo punto l'alimentazione da chopper 1Q e scegliamo come theta iniziale 0°. Osserviamo che:



Come ci aspettavamo, poiché theta=0° è una posizione di simmetria in corrispondenza della quale la coppia è fisicamente nulla, il motore non può avviarsi mai. Lo stesso vale per theta iniziale pari a 90°, 180°, 270°, 360° (la coppia varia come sin(2theta)).

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 119 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 121 di 334

MACCHINA MONOFASE ISOTROPA A MAGNETI PERMANENTI

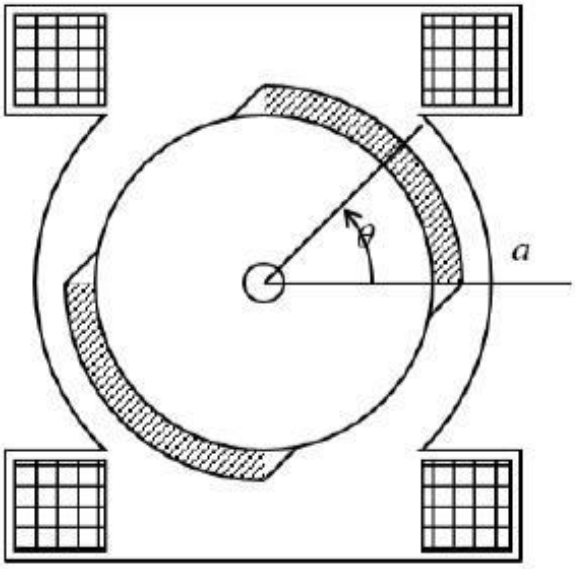


Fig.II.2: Macchina monofase con magneti permanenti.

Immaginiamo di sostituire il magnete con un avvolgimento equivalente di autoinduttanza Lm e mutua (con l'avvolgimento di statore) M. Le equazioni della macchina sono:

$$\begin{cases} v(t) = Ri(t) + p\lambda \\ p\omega_r = \frac{C - K_a\omega_r}{J} \\ p\theta = \omega_r \end{cases}$$

$$\begin{cases} \lambda(t) = L_m i(t) + M\, I_{pm} cos\theta = L_m i(t) + \lambda_\mu cos\theta \\ \lambda_{pm}(t) = Mi(t)cos\theta + L_{pm} I_{pm} \end{cases}$$

L'ultima equazione non viene utilizzata. Le equazioni magnetiche sono due per ricavare la matrice delle induttanze ma per il vero modello dinamico ci serve solo la conoscenza del flusso concatenato a statore dovuto ai magneti (lambdapm) quando il rotore è allineato all'asse magnetico dell'avvolgimento di statore e is=0.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 121 di 334

```
    Runge_Kutta 0, Tfin, Dt, Nst, Y()

End Sub

Public Function Derivate(t, Y, Stampa As Integer)
    Dim Der(3)
'
    If Y(3) > 2 * PI Then Y(3) = Y(3) - 2 * PI
    V = -Va * Sgn(Sin(Y(3) + Fi_ant))
    I_ = (Y(1) - L_M * Cos(Y(3))) / L_
    C_ = -L_M * I_ * Sin(Y(3))
'
    Der(1) = V - R_ * I_
    Der(2) = (C_ - Ka * Y(2)) / J_
    Der(3) = Y(2)
    Derivate = Der

    If Stampa = 1 Then
        Riga = Riga + 1
        Cells(Riga, 5) = t
        Cells(Riga, 6) = Y(2)
        Cells(Riga, 7) = C_
        Cells(Riga, 8) = I_
        Cells(Riga, 9) = Y(3) * 180 / PI
        Cells(Riga, 10) = V
      ActiveSheet.Shapes("WND_1").Select
      If V > 0 Then
         Selection.ShapeRange.Fill.ForeColor.SchemeColor = 10
      Else
         Selection.ShapeRange.Fill.ForeColor.SchemeColor = 9
      End If
      ActiveSheet.Shapes("WND_2").Select
      If V > 0 Then
         Selection.ShapeRange.Fill.ForeColor.SchemeColor = 9
      Else
         Selection.ShapeRange.Fill.ForeColor.SchemeColor = 10
      End If
       ActiveSheet.Shapes("ROT").Select
      Selection.ShapeRange.Rotation = Y(3) * 180 / PI
       DoEvents
   End If

End Function
```

Le vds sono le stesse del caso precedente (Y(1) lambda, Y(2) omegar, Y(3) theta).
In questo caso si possono dare diverse forme d'onda di tensione in ingresso. Utilizzando un chopper la tensione è rettangolare (---Va*sgn(...)).
Il modello logico in questo caso non presenta alcun controllo della corrente perché la corrente deve poter assumere entrambi i segni per avere Cm>0 su tutto l'angolo giro. La forma d'onda di corrente non può essere perfettamente in fase con quella di tensione per la presenza delle induttanze (ci saranno code in salita e code in discesa), quindi in alcuni tratti Cm risulterà <0. Il convertitore deve così essere 4Q, cioè deve sostenere entrambi i segni di tensione e di corrente.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 123 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 125 di 334

La tensione si inverte 4 volte al periodo, quindi il ripple di coppia risulta molto elevato ma il valor medio di coppia risulta ben maggiore del caso precedente.
Il ripple di coppia è meglio filtrato rispetto al caso precedente ma la velocità presenta ancora ripple visibile, cioè l'inerzia non filtra sufficientemente il ripple di coppia. Per questo motivo neanche questa macchina può essere utilizzata in azionamenti ad alte prestazioni.

Poiché tensione e corrente non sono perfettamente in fase esistono tutte e 4 le possibili combinazioni di segno. Questa macchina deve essere alimentata con un 4Q reversibile in tensione e bidirezionale in corrente.

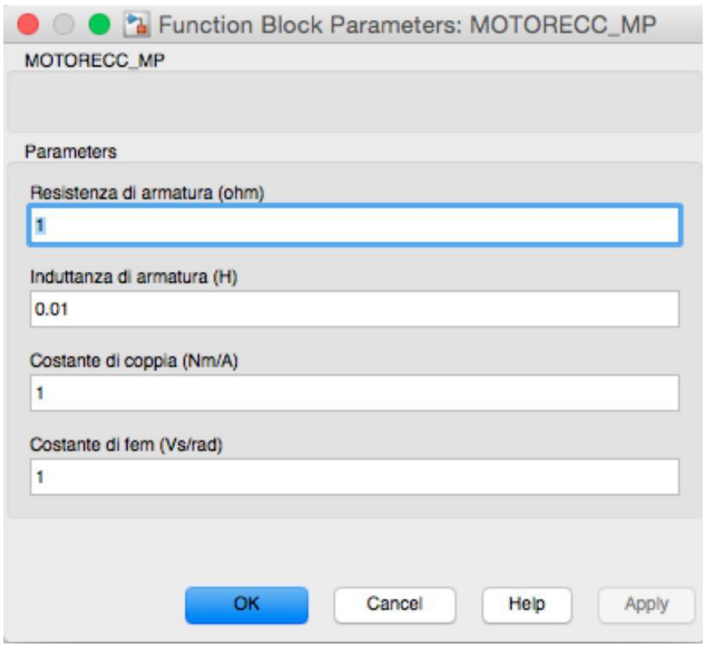
Il primo impulso di corrente ha andamento quasi---esponenziale (carica di un circuito RL); la coda di corrente nel settore successivo è un problema solo fino all'intersezione con l'asse orizzontale (perché fino a quel punto $Cm<0$); quando la corrente cambia segno la coppia è di nuovo >0.

Per gli impulsi successivi, il tempo necessario alla corrente per arrivare al valore di regime è molto inferiore perché la velocità è maggiore e Cm va in equilibrio prima con la coppia resistente ventilante. Gli andamenti di corrente non sono più vicini all'onda quadra (non si vedono più i fronti esponenziali) perché c'è l'interazione mondo elettrico---mondo meccanico, le variazioni di velocità fanno sì che anche le fem abbiano andamento distorto. Le forme d'onda di corrente sono distorte perché la dinamica elettrica e quella meccanica interagiscono quando la velocità è alta, la costante di tempo elettrica diventa comparabile con il periodo di commutazione.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 125 di 334

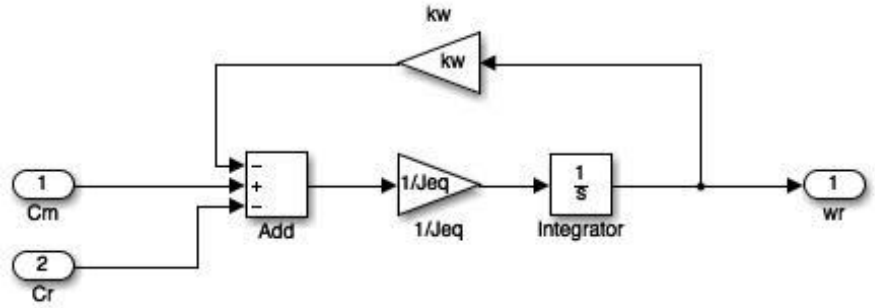
Poiché la corrente di armatura è una grandezza di cui siamo interessati a conoscere l'andamento la poniamo come un ingresso. Essa è utilizzata, inoltre, per calcolare un'altra grandezza di interesse, la coppia della macchina.
In questo caso, porre due uscite distinte per ia e Cm è ridondante, visto che le due grandezze sono proporzionali. Questa operazione viene comunque fatta perché per gli altri motori coppia e corrente non sono proporzionali mediante delle costanti.
Si evidenzia come uscita anche la forza elettromotrice Ea non perché siamo interessati al suo andamento nel funzionamento da motore alimentato da batteria ma perché ci servirà nell'esercitazione successiva in cui il motore viene alimentato da un chopper 1Q.

Di questo schema a blocchi che rappresenta il modello elettromagnetico del motore creiamo un sottosistema (lo schema a blocchi viene racchiuso in una scatola), selezionando tutto lo schema a blocchi, cliccando col tasto destro e selezionando "Create subsystem", e poi di questo sottosistema creiamo una maschera attraverso la quale possiamo assegnare i valori ai parametri.

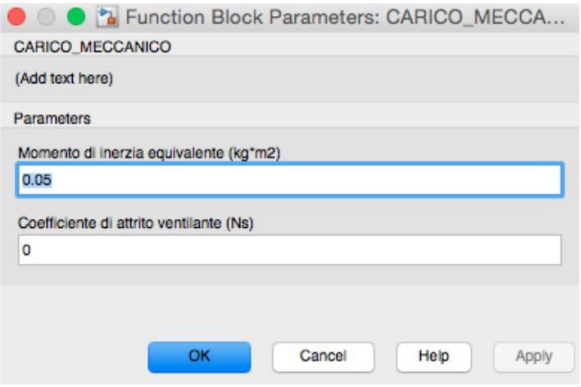


© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 127 di 334

Rappresentiamo lo schema a blocchi del carico meccanico:



è stato inserita, per completezza, una retroazione di velocità attraverso il coefficiente di attrito ventilante (in questo caso il contributo di questo termine è nullo). Anche per questo schema a blocchi creiamo un sottosistema e la maschera corrispondente:



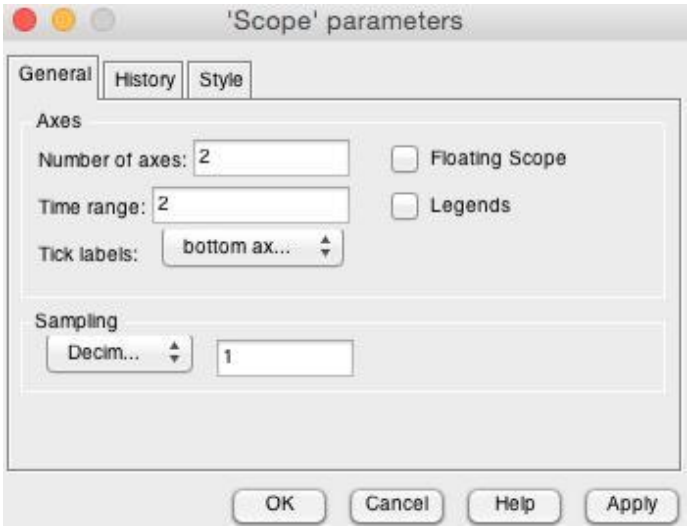
Il momento di inerzia è quello equivalente riportato all'asse del motore anche di un eventuale carico esterno. Ne segue che, se il carico resistente cambia l'inerzia, si deve cambiare il parametro Jeq nel caso in cui si voglia simulare il comportamento a vuoto e sotto carico.

Il coefficiente di attrito ventilante non può essere comunque molto grande perché se lo fosse la macchina non riuscirebbe a partire (basterebbe una velocità bassa per avere una coppia resistente enorme).

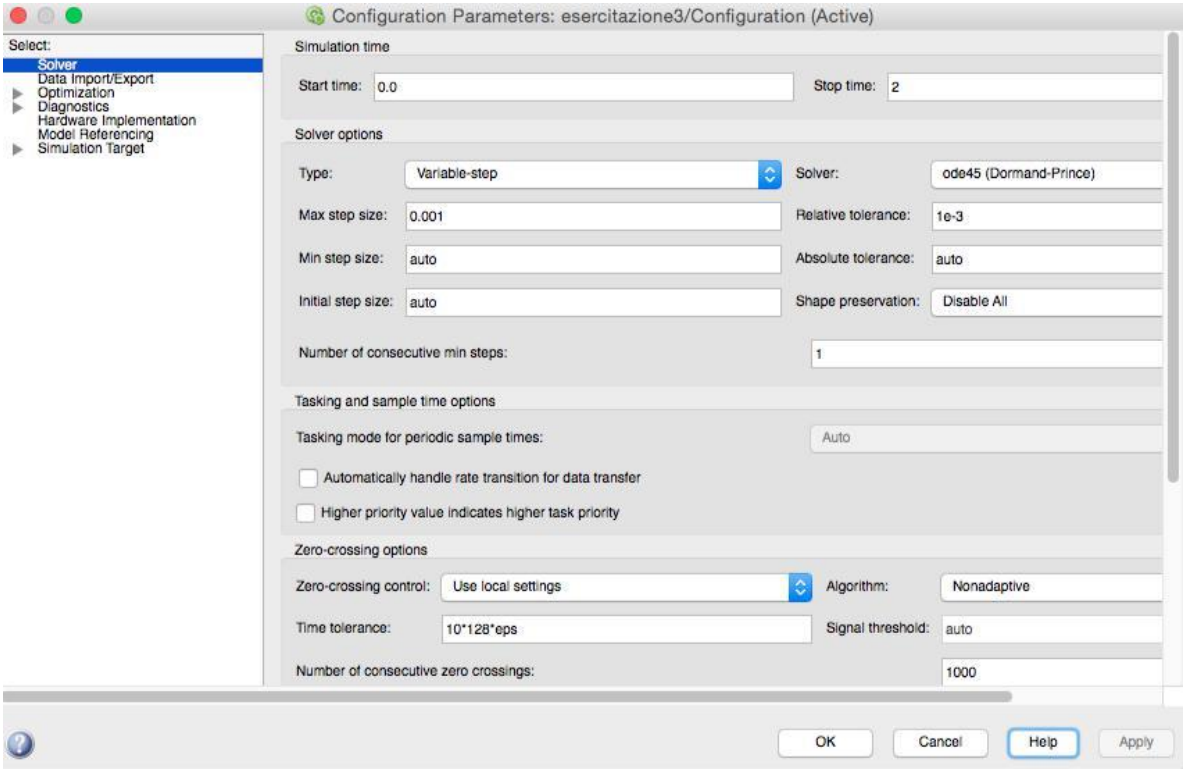
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 129 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 131 di 334

Infine inseriamo il blocco “Scope” per diagrammare coppia (che è proporzionale alla corrente di armatura ia) e la velocità.
Facendo doppio clic su “Scope” e, quindi, selezionando “Configurations parametres” scriviamo “Number of axes” =2 in modo che con un solo blocco “Scope” siamo in grado di diagrammare gli andamenti sia della velocità che della coppia.



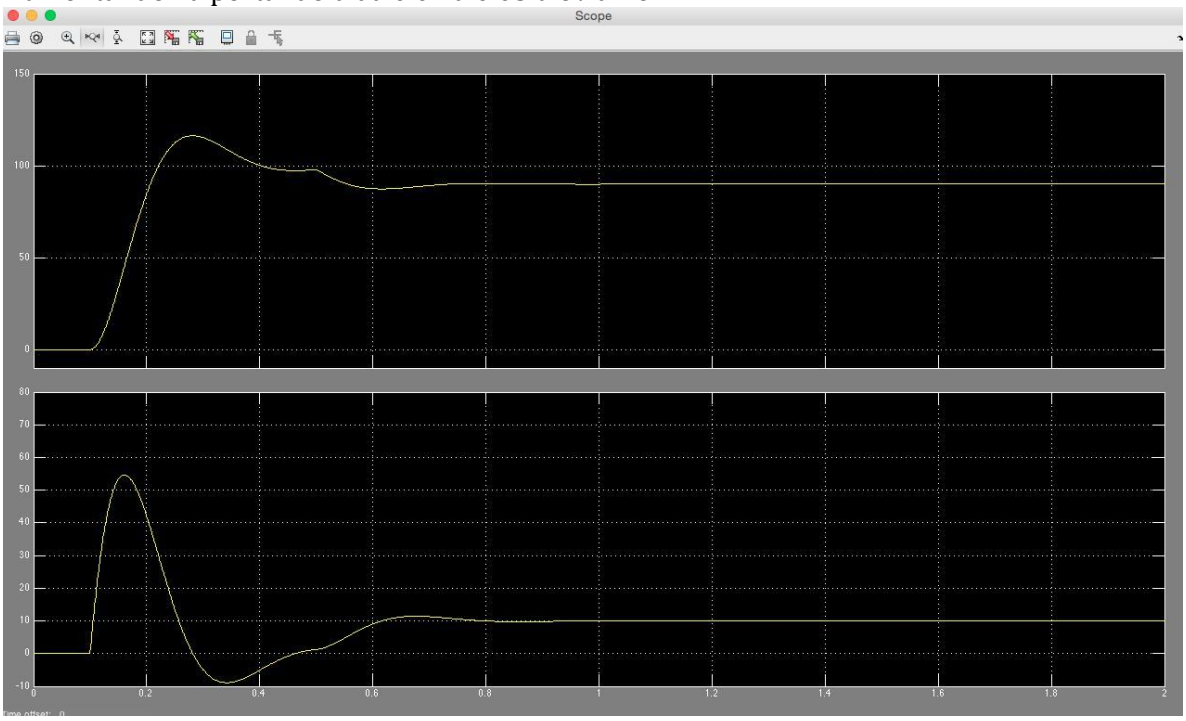
Cliccando sull’ingranaggio nella finestra del modello “Model Configuration Parameters” si può settare la simulazione.



In questo modo è possibile modificare il metodo di integrazione.
Di default lui utilizza il metodo di soluzione ode45 con passo variabile, cioè adatta il passo di calcolo alla dinamica del sistema. Il passo variabile ha il problema di utilizzare talvolta un passo troppo grande; impostando il massimo passo di calcolo (anziché auto) non c’è rischio

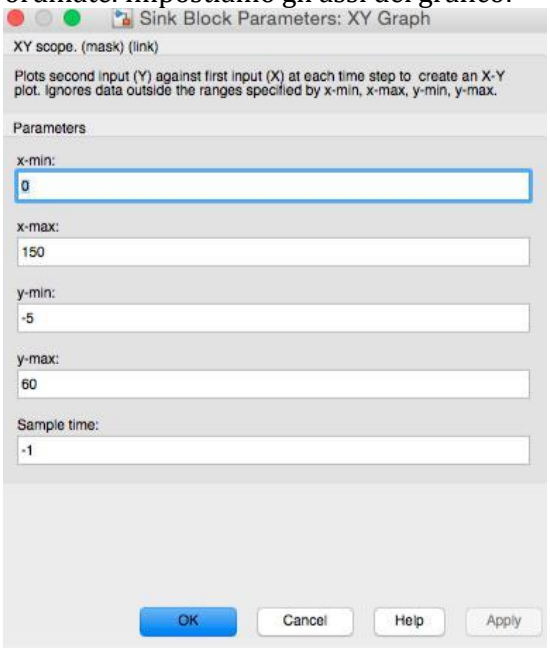
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 131 di 334

Aumentando La portandola da 0.01 a 0.05 troviamo:



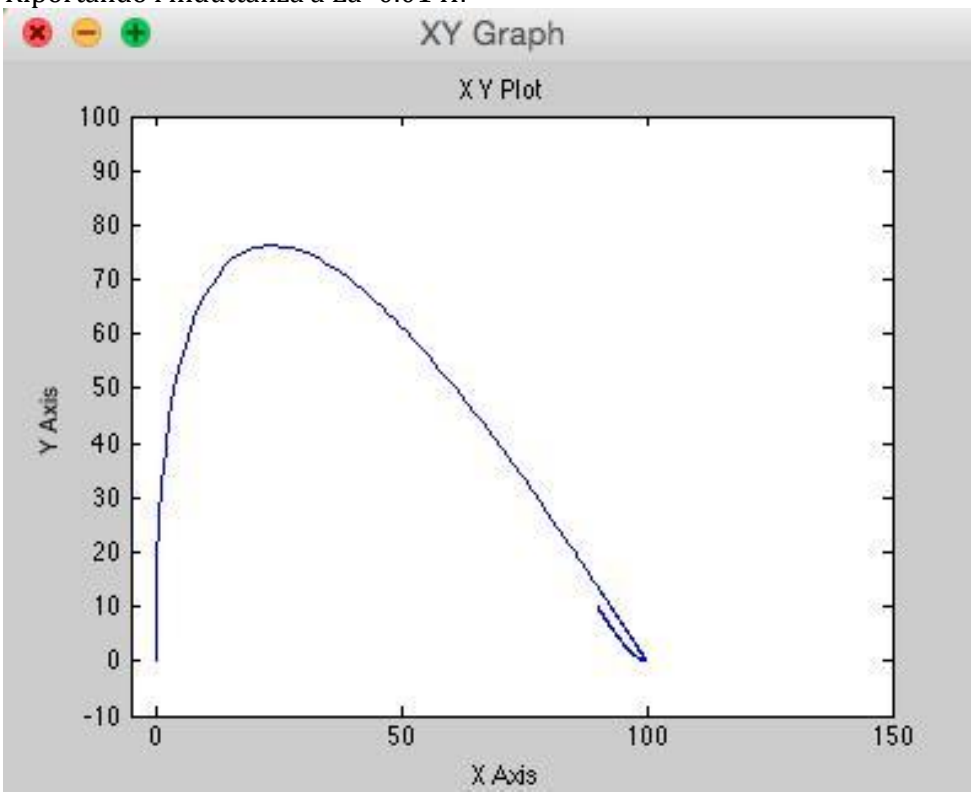
Sia la risposta al gradino di tensione che la risposta al gradino di coppia resistente sono oscillanti (presentano una sovraelongazione).
Aumentando l'induttanza La abbiamo anche ridotto la dinamica del mondo elettrico.

Vediamo adesso la caratteristica di coppia in funzione della velocità introducendo il blocco "XY Graph" che deve presentare nell'ingresso in alto la grandezza che deve andare sull'asse delle ascisse, in quello in basso la grandezza che deve andare sull'asse delle ordinate. Impostiamo gli assi del grafico:

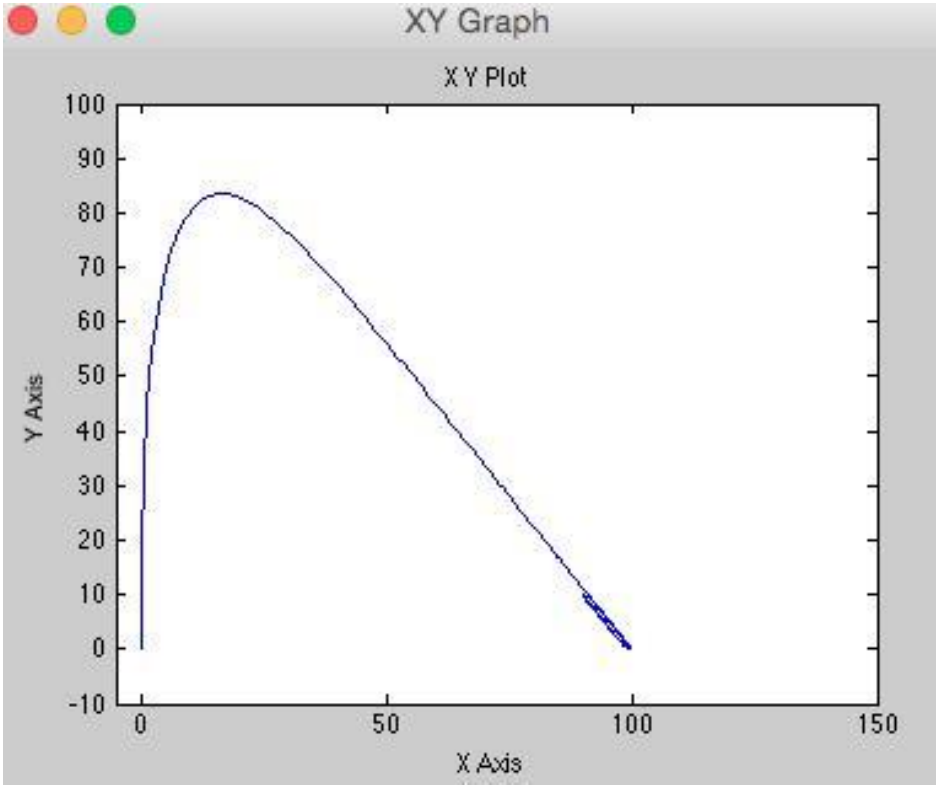


© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 133 di 334

Riportando l'induttanza a La=0.01 H:



La coppia cresce più velocemente (e arriva a valori più elevati) e non compaiono più le oscillazioni. Diminuendo ulteriormente l'induttanza a La=0.005H:



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 135 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 137 di 334

ESERCITAZIONE 4

Vediamo il caso di alimentazione del motore DC a MP da chopper (1Q,2Q e 4Q).

La mappa logica del chopper 1Q è la seguente:

	$v\rightarrow$	0	1	1	0
	$i\rightarrow$	0	0	1	1
s	0	E	E	0	0
	1	E	V_i	V_i	V_i

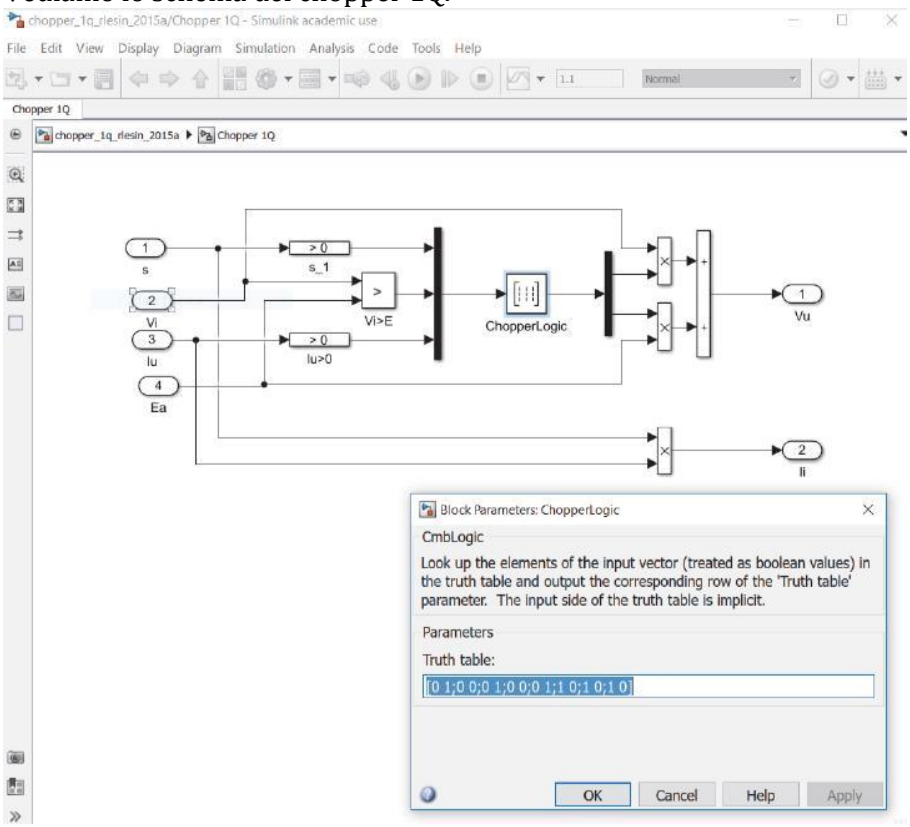
dove:

s: stato logico interruttore (0 – interruttore s aperto; 1 – interruttore s chiuso))

$v=1 \rightarrow$ condizione $V_i > E$ $\qquad$ $v=0 \rightarrow$ condizione $V_i \leq E$

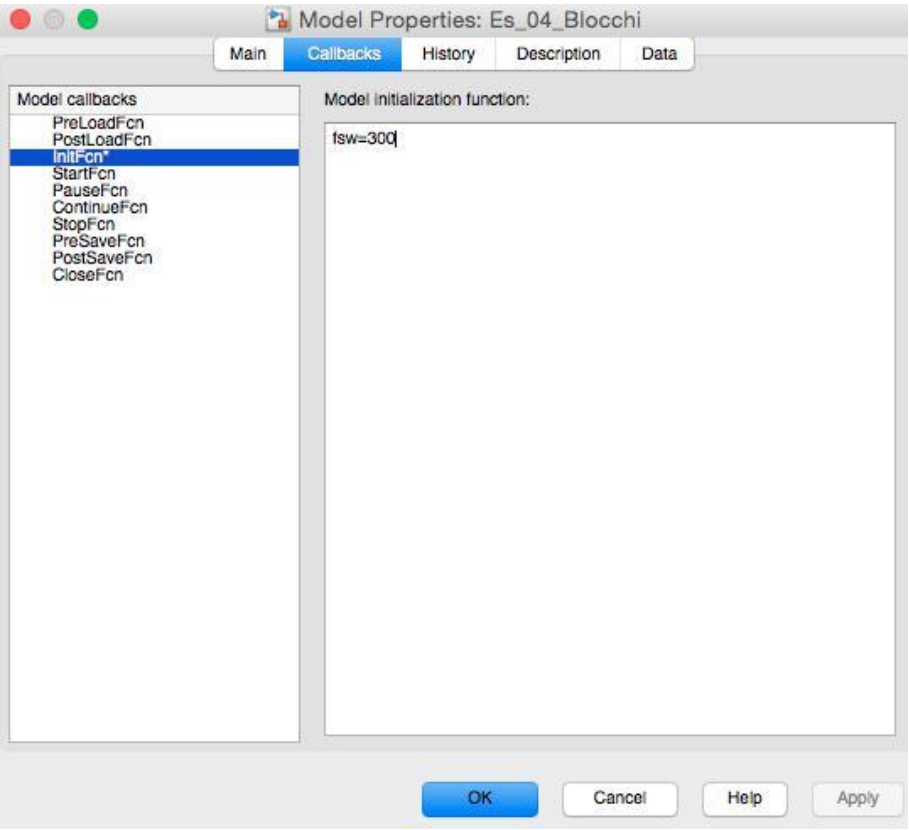
$i=1 \rightarrow$ condizione $I_u > 0$ $\qquad$ $i=0 \rightarrow$ condizione $I_u \leq 0$

Vediamo lo schema del chopper 1Q.



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 137 di 334

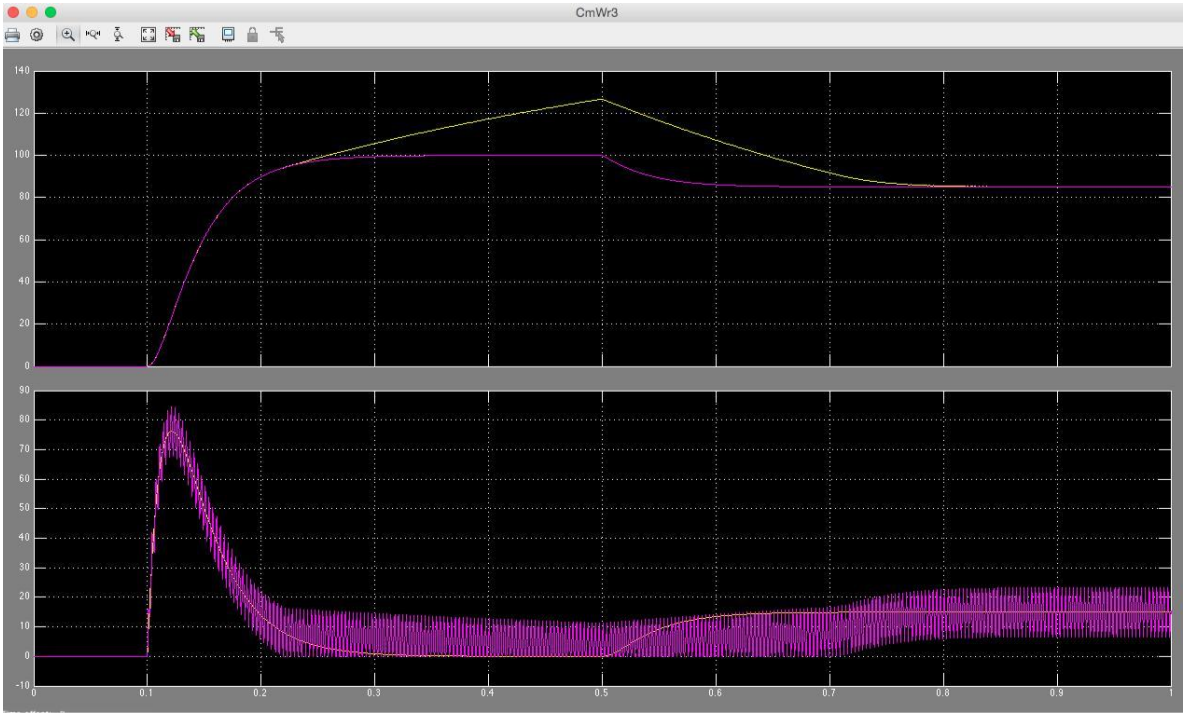
La frequenza fsw è un parametro passato come default setting del programma.
Cliccando sul foglio simulink con il tasto destro e andando su Model Properties-->Callbacks--- >InitFcn* osserviamo che fsw=300Hz.



Il modello logico del chopper 1Q è molto più complesso di quello del chopper 2Q o 4Q.
Si osservi che collegando il chopper 1Q per avere tensione media pari a 100V con Vi=200V si deve impostare modulante=0 (con portante bipolare) perché la tensione Vu istantanea assume valori 0 e Vi. Collegando il chopper 4Q, invece, si deve impostare modulante=0 (con portante bipolare) perché la tensione Vu istantanea assume valori –Vi e Vi.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 139 di 334

Avviando nuovamente la simulazione:



Questo motore DC a MP è dinamicamente buono.

Si vede innanzitutto il ripple di coppia, dovuto all'alimentazione discontinua, limitato in prima approssimazione dall'induttanza di armatura La. I valori medi di corrente (coppia), invece, in prima approssimazione sono imposti dalla resistenza di armatura Ra.

Siccome la dinamica del mondo elettrico è più veloce di quella del mondo meccanico la velocità nei primi istanti varia poco mentre la corrente (coppia) aumenta rapidamente. Ne segue che all'avviamento il funzionamento è sicuramente non pulsato, perché i valori medi su pochi periodi della corrente sono molto alti e il ripple non influisce sul funzionamento. Finché il funzionamento è non pulsato il motore sotto chopper risponde in termini medi esattamente come il motore sotto batteria, cioè il motore sente solo il valore medio di tensione (i profili di velocità corrispondono).

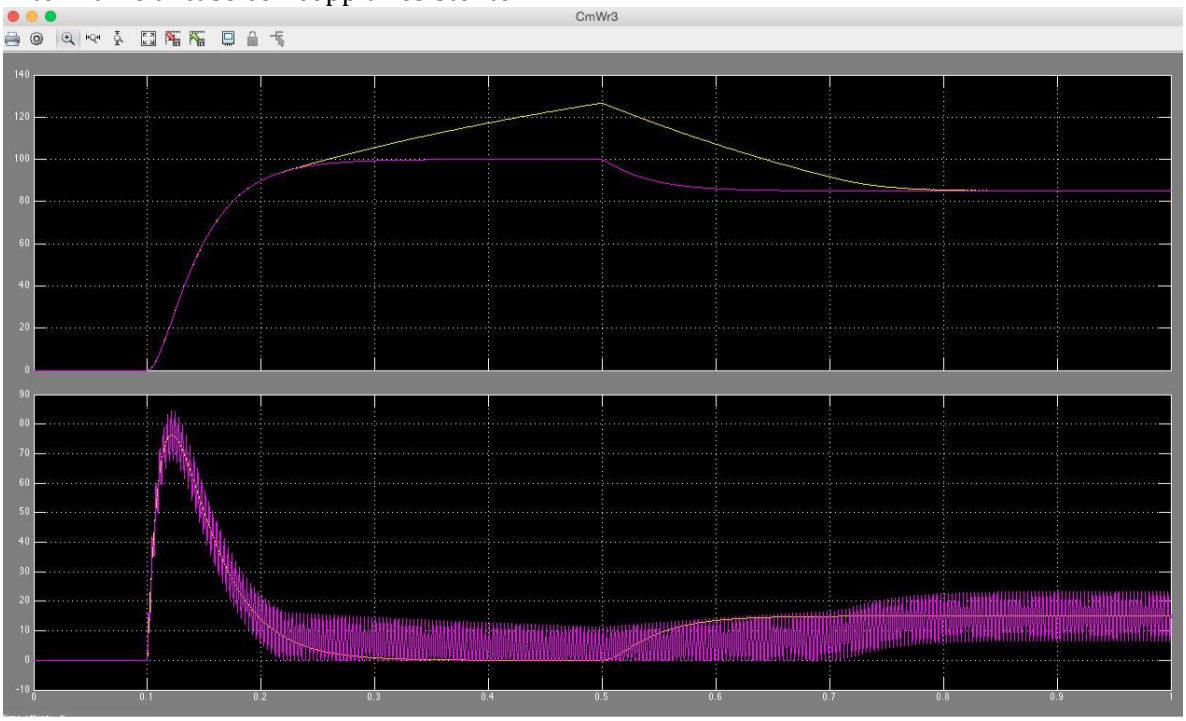
A un certo punto, però, a causa dell'aumento di fem dovuto all'aumento di velocità, la corrente diminuisce fino a quando il ripple non vorrebbe andare negativo. La corrente, però, non può diventare negativa perché il motore è alimentato da chopper1Q (unidirezionale in corrente) e il chopper la impone =0.

Nel caso in cui il motore sia sotto batteria la corrente si annulla e la velocità arriva al valore di regime a vuoto , pari a 100 rad/s (Va/ke).

Nel caso in cui il motore sia sotto chopper1Q insorge il funzionamento pulsato e la velocità aumenta quasi a rampa perché ciascun triangolino di corrente corrisponde a un triangolino di coppia che accelera il motore.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 141 di 334

Ritorniamo al caso con coppia resistente.



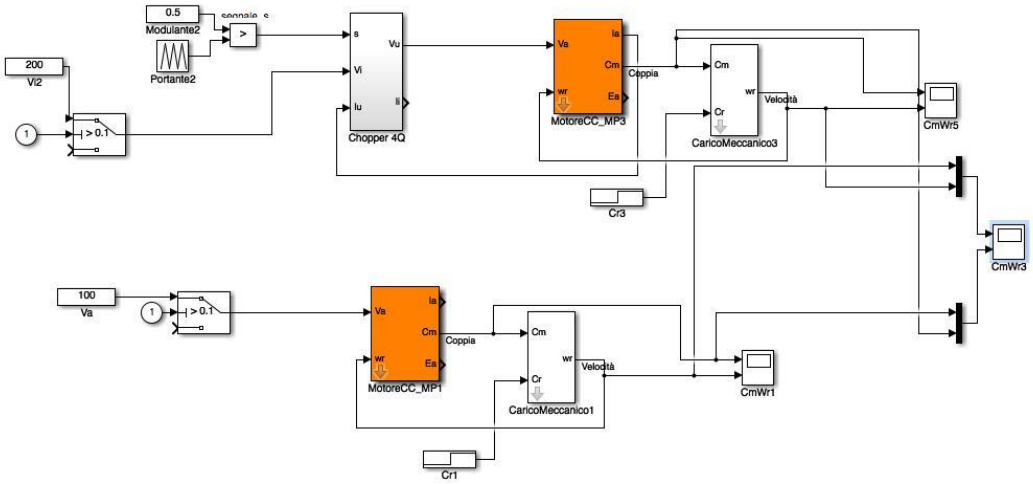
La deriva di velocità deve essere recuperata. Per diminuire la velocità è necessario produrre un aumento di corrente, cioè di coppia. Il motore sta dando una coppia mediamente molto bassa, arriva il gradino di coppia resistente, la derivata della velocità diviene negativa (Cm--- Cr=Jeq*dwr/dt<0) e la velocità si riduce. La frenatura non è elettrica ma è dovuta all'effetto della coppia resistente.

La riduzione di velocità produce una riduzione di fem, un aumento di corrente media (coppia media); quando la corrente media supera la corrente critica il funzionamento diviene di nuovo continuo e le risposte in termini di valori medi del motore sotto chopper corrispondono con quelle del motore sotto batteria.

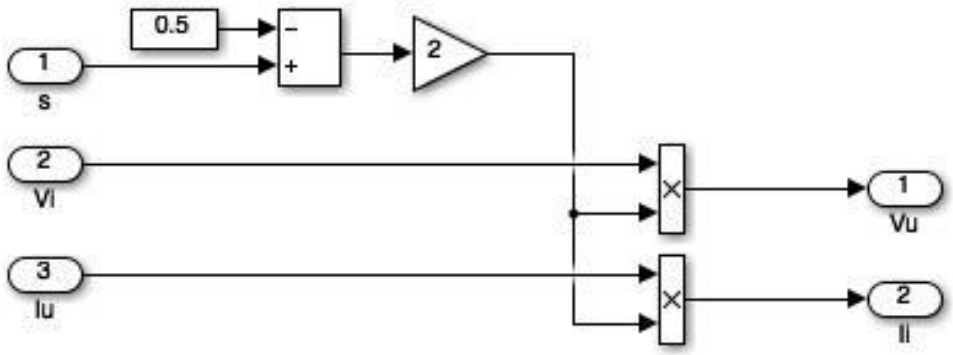
A regime la Cm,media=Cr e la velocità rimane costante, a un valore coincidente con quello del motore sotto batteria.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 143 di 334

Vediamo il caso in cui il motore sia alimentato da chopper 4Q.



In questo caso, per ottenere Vu,media=100V è necessario utilizzare una modulante pari a 0.5, visto che, con la tecnica di modulazione adottata, Vu può assumere istantaneamente i valori –Vi e +Vi.



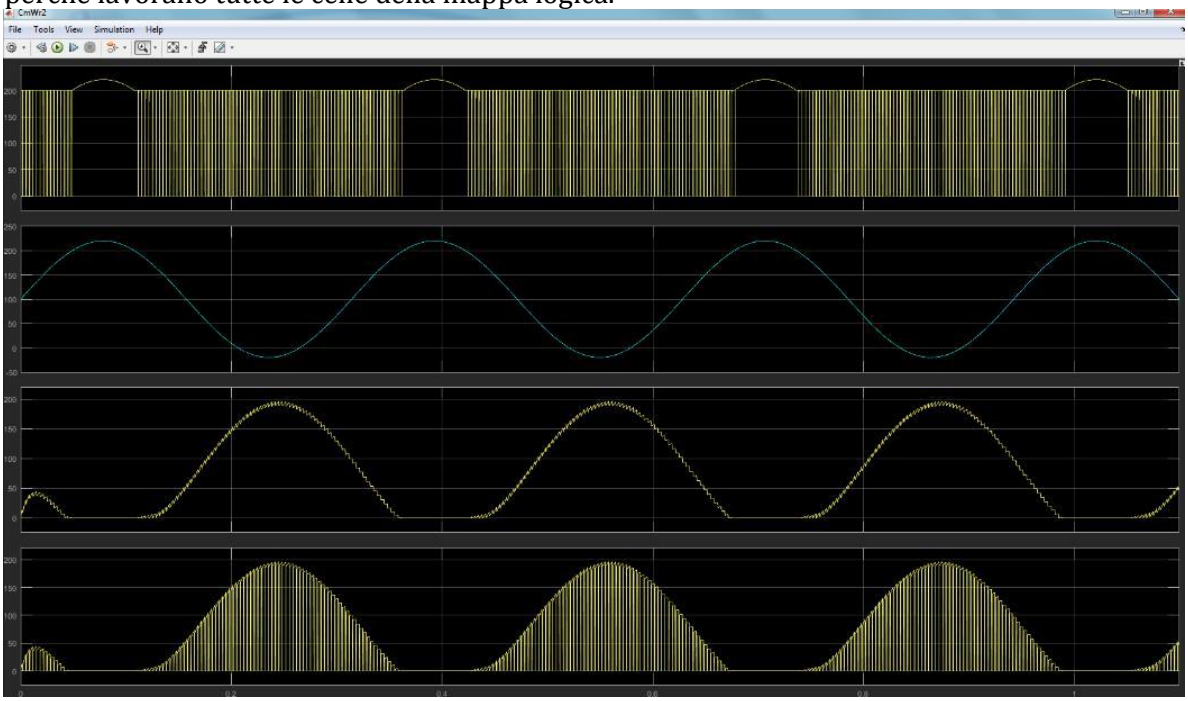
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 145 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 147 di 334

In questo caso la fem è sinusoidale, con ampiezza di 120V (basta cliccare sul blocco della sinusoide) e traslata verso l'alto di 100V.

La tensione di bus è 200V, cioè la sinusoide in alcuni intervalli di tempo supera il bus e diventa in altri negativa (100---120=---20V).

Questo carico consente di verificare se il modello del chopper 1Q è stato fatto bene, perché lavorano tutte le celle della mappa logica.



Dall'alto al basso abbiamo la tensione di uscita del chopper, la fem, la corrente di uscita e la corrente di ingresso.

Si osservi che quando la corrente di ingresso è diversa da 0 (coincidente con quella di uscita) l'interruttore è chiuso, quando è uguale a 0 l'interruttore è aperto e la corrente ricircola attraverso il diodo nella maglia di uscita.

La risposta in corrente ricorda una sinuosoide (con un offset), cioè la tensione in uscita dal chopper è assimilabile con una funzione continua---sinusoidale a tratti. Poiché il carico è RLE la corrente è in ritardo rispetto alla tensione.

Il chopper è 1Q e quando la E supera Vi l'interruttore non riesce a chiudersi, cioè il chopper non può modulare, e la corrente è nulla. Se la corrente è nulla, la tensione in uscita dal chopper è uguale alla fem.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 147 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 149 di 334

ESERCITAZIONE 5

Fino ad ora abbiamo usato i chopper 1Q, 2Q e 4Q ad anello aperto, cioè lo stato logico s era dato da un modulatore ma era fisso nel tempo, scelto il valore della modulante. Ora vogliamo costruire l'azionamento del motore DC a MP.

Noi ci occupiamo dei regolatori dell'azionamento, usiamo un regolatore proporzionale---integrale che non recupera la presa di carico, che presenta errore a regime ma a noi interessa poco, vogliamo studiare il comportamento del motore quando è azionato, cioè quando non è più ad anello aperto.

Quando il motore è azionato, il comando s non arriva dal modulatore con modulante costante ma è imposto dalle leggi di controllo. Noi faremo riferimento al controllo di velocità.

Vediamo come fare un azionamento di velocità per un motore elettrico.

Vogliamo rendere il motore un attuatore di coppia, cioè un dispositivo che riesce a dare in uscita la coppia desiderata, e poi vogliamo gestire l'anello di velocità esterno.

Lo schema del sistema di controllo è il seguente:

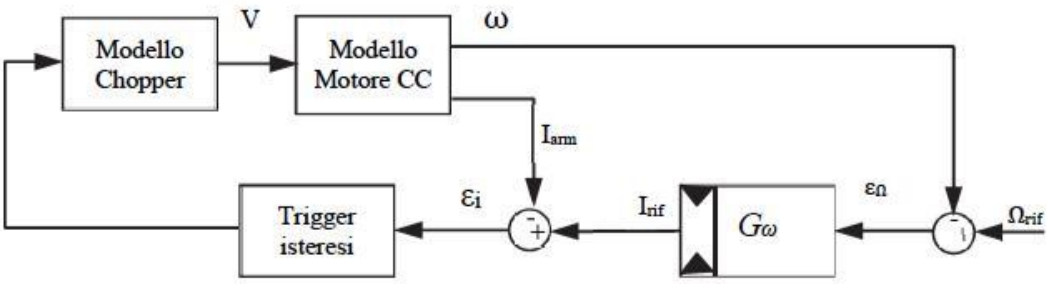
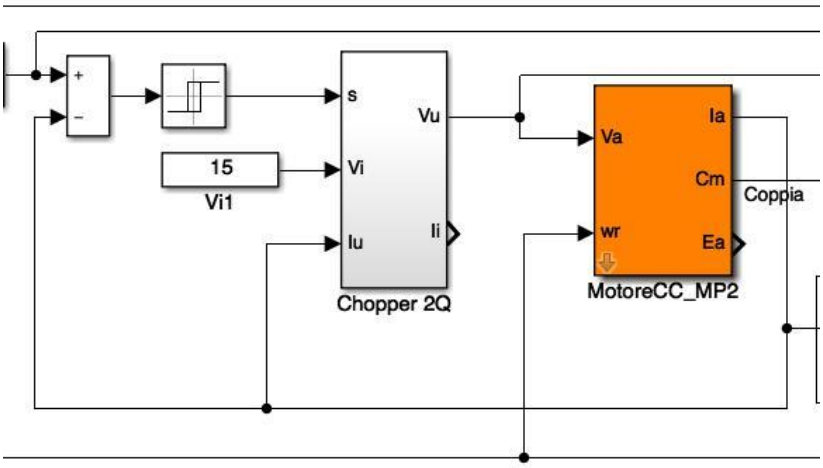


Fig. V.1: Sistema di controllo

La retroazione più interna è quella in corrente, perché avere la coppia desiderata per un motore DC è sufficiente avere la corrente desiderata, essendo Cm=kp*ia.

Generiamo un errore tra la corrente vera del motore e quella di riferimento e questo errore di corrente viene inviato a un regolatore. Noi usiamo un regolatore molto semplice che non va tarato, cioè un trigger ad isteresi (di Smith).

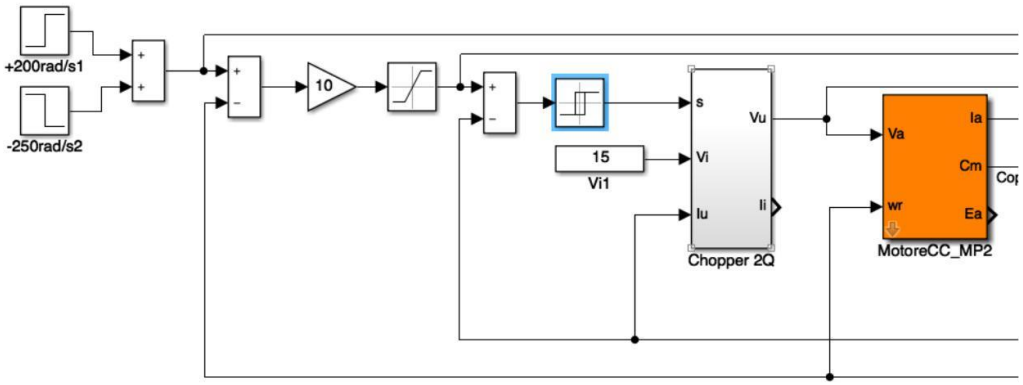


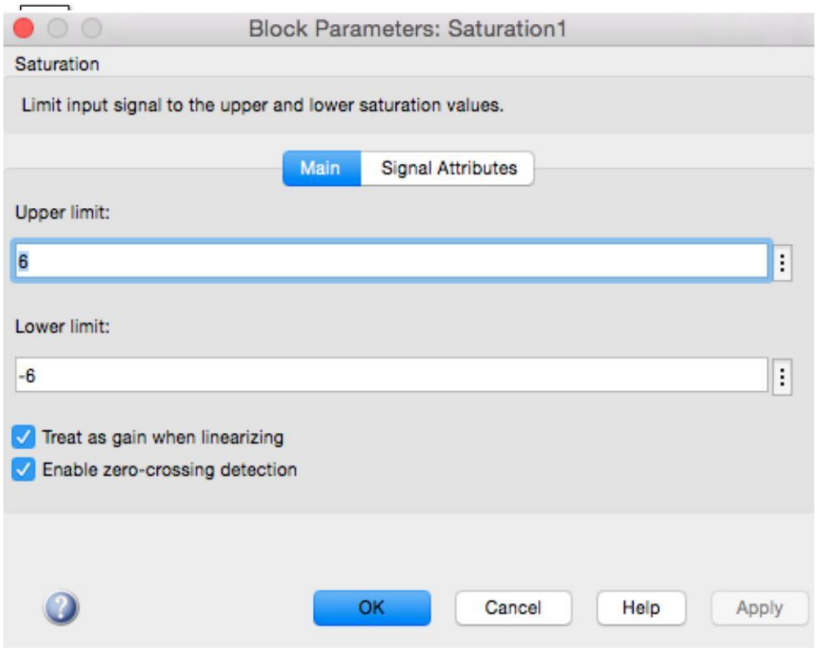
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 149 di 334

l'uscita diviene s=0, la tensione di uscita del chopper diviene 0(chopper 1Q o 2Q) o –Vi (chopper 4Q) e la corrente inizia a diminuire fino a quando l'errore di corrente non diventa uguale a 1.5 e s diviene nuovamente 1.
Il trigger di Smith funge da modulatore, la sua uscita è il comando dell'interruttore s.

Il difetto del trigger ad isteresi è l'ampiezza del ripple di corrente. Per ridurre il ripple di corrente si deve ridurre la soglia di isteresi ma questo vuol dire commutare molto velocemente. L'ampiezza del ripple di corrente dipende dalla fsw che è limitata dai dispositivi a semiconduttore utilizzati.

La retroazione più esterna è quella dell'anello di velocità. Si imposta una velocità di riferimento, si genera l'errore di velocità con la velocità effettiva del motore e tale errore viene inviato a un regolatore dell'anello di velocità. Si dovrebbe usare un proporzionale--- integrale ma in questo caso abbiamo usato un semplice proporzionale che amplifica l'errore e dà in uscita la corrente di riferimento (corrente necessaria ad annullare l'errore di velocità). L'uscita del regolatore proporzionale viene saturata perché non è ammissibile che per annullare l'errore di velocità il motore assorba correnti enormi che potrebbero danneggiarlo.





© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 151 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 153 di 334

la corrente ricircola nel diodo (tensione di armatura =0) e diminuisce fino a quando l'errore di corrente non è nuovamente +1.5 quando s diventa di nuovo 1.

Il trigger di Smith produce una corrente con valore medio coincidente al valore di riferimento. Corrente media costante positiva significa coppia media costante positiva. Siccome non c'è coppia resistente la velocità aumenta a rampa (Cm=cost=Jeq*dwr/dt). In realtà l'andamento della velocità non è propriamente a rampa perché il ripple di corrente (coppia) si traduce in ripple di velocità. L'inerzia, comunque, filtra bene il ripple di coppia facendo sì che quello di velocità non sia visibile.

Questo vale fino a quando l'anello di velocità è saturato, cioè fino a quando (guadagno proporzionale)*(errore di velocità)>6.

C'è però una differenza tra gli istanti iniziali e quelli successivi: all'aumentare della velocità aumenta la fem E(w); io però voglio avere la stessa corrente media quindi il controllo deve produrre un aumento della tensione media di armatura →→ il sistema di controllo aumenta il duty cycle in modo da incrementare il valor medio della tensione di armatura in modo che la corrente rimanga mediamente costante nonostante l'aumento della fem.

A un certo punto la velocità vera supera la velocità di riferimento a causa del ripple di corrente e del fatto che il motore non è dinamicamente perfetto.

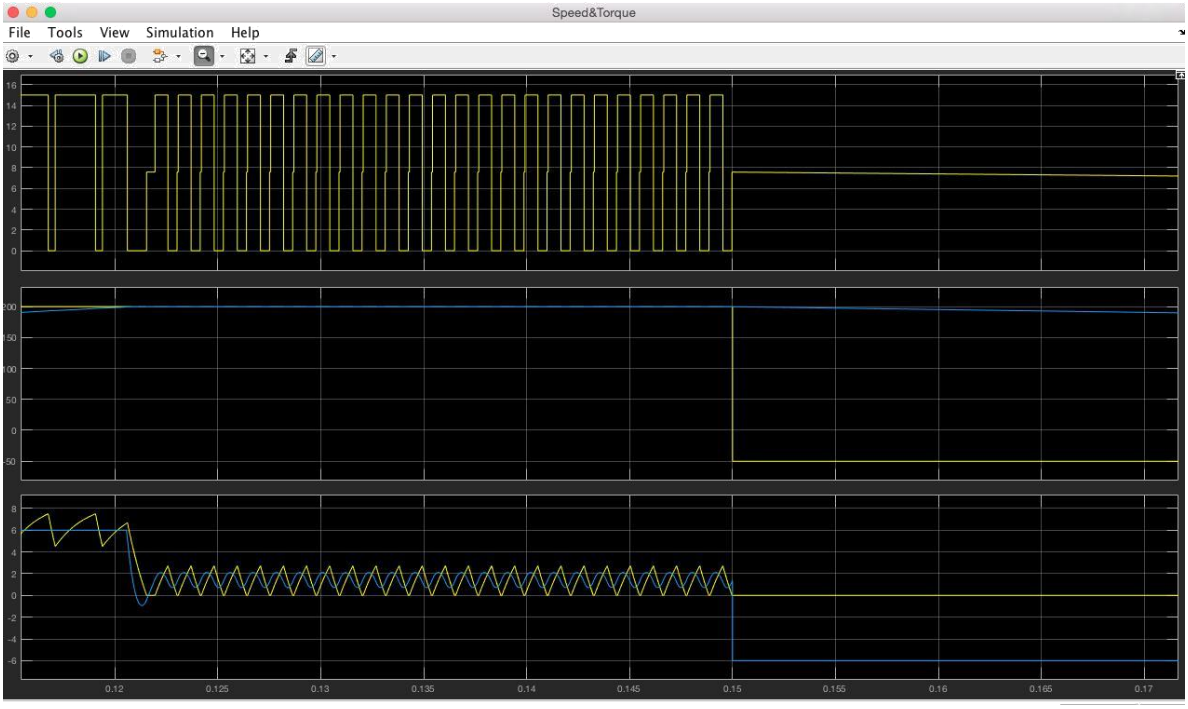
Se la velocità vera è maggiore della velocità di riferimento l'errore di velocità diventa negativo. Il sistema di controllo chiede quindi al motore di rallentare, cioè richiede una coppia negativa. Una coppia (corrente) negativa però non si può ottenere con alimentazione da chopper 1Q.

L'errore di velocità è <0; moltiplicando l'errore di velocità per il guadagno proporzionale dell'anello di velocità si trova un valore della corrente di riferimento <0. L'errore di corrente è <1.5 e l'uscita del trigger di Smith diventa 0. La corrente inizia a ricircolare nel diodo fino ad annullarsi (non può diventare <0). Quando la corrente è nulla la tensione di armatura coincide con la fem E(w), non c'è più modulazione e la corrente rimane costantemente nulla. La velocità rimane costante perché non c'è più coppia motrice e non c'è coppia frenante.

Anche quando la velocità di riferimento varia a gradino al valore ---50rad/s non si osservano più variazioni per lo stesso motivo.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 153 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 155 di 334



Anche in questo caso a causa del ripple di corrente e del fatto che il motore sia un po' oscillante la velocità vera supera a un certo punto quella di riferimento. Il sistema di controllo vuole che il motore freni, cioè che la coppia sia <0, e imposta un valore di corrente di riferimento <0 (picco blu <0). In questo caso, però, la presenza della coppia resistente fa sì che a una piccola diminuzione di corrente corrisponda una velocità mediamente coincidente con quella di riferimento. Il valore di corrente di riferimento si porta, quindi, mediamente a un valore >0, la corrente vera realizza un valore medio pari a quello della corrente di riferimento e la coppia motrice media compensa la coppia resistente in modo che la velocità vera rimanga mediamente costante.

Osserviamo che la presenza della coppia resistente consente di uscire dal funzionamento pulsato, insorto quando la corrente di riferimento si è portata a un valore <0.

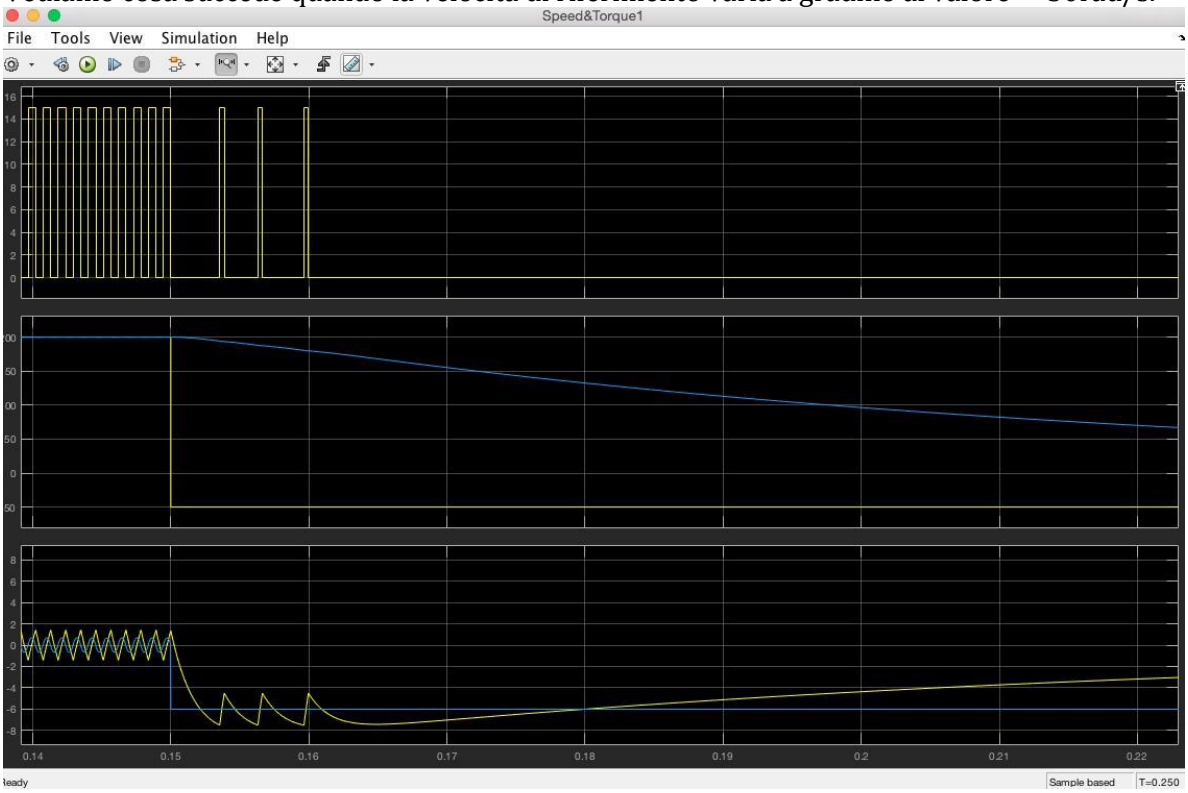
A un certo punto, quindi, la velocità di riferimento fa un gradino portandosi al valore di ---50rad/s. Il controllo vorrebbe che il motore frenasse e invertisse il suo verso di rotazione ma per far ciò sarebbe necessaria una corrente di armatura mediamente negativa (Cm<0) e, come sappiamo, il chopper 1Q non può gestire corrente <0. Il trigger di Smith dà in uscita s=0 (errore di corrente <---1.5) e la corrente ricircola nel diodo; quando, però, la corrente si è annullata non c'è più modulazione, la tensione di armatura eguaglia la fem E(w) e la corrente rimane costantemente nulla.
La velocità vera si riduce per il solo effetto della coppia resistente (così come E(w) e Va).

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 155 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 157 di 334

La corrente vera segue quella di riferimento (con un certo ritardo per la presenza dell'induttanza), visto che il chopper 2Q può gestire corrente negativa.
Il primo picco negativo di corrente è sufficiente a far recuperare l'overshoot di velocità (in termini di valore medio). Ne segue che la corrente di riferimento si porta mediamente a un valore nullo, così come la corrente vera.
L'oscillazione del riferimento di corrente è una sinusoide, ed è dovuto al ripple di velocità che è dovuto al ripple di coppia (corrente vera). La presenza di ritardi e smorzamenti fa sì che l'ampiezza del ripple di corrente di riferimento (e la fase) sia diverso da quello della corrente vera.

Vediamo cosa succede quando la velocità di riferimento varia a gradino al valore ---50rad/s.

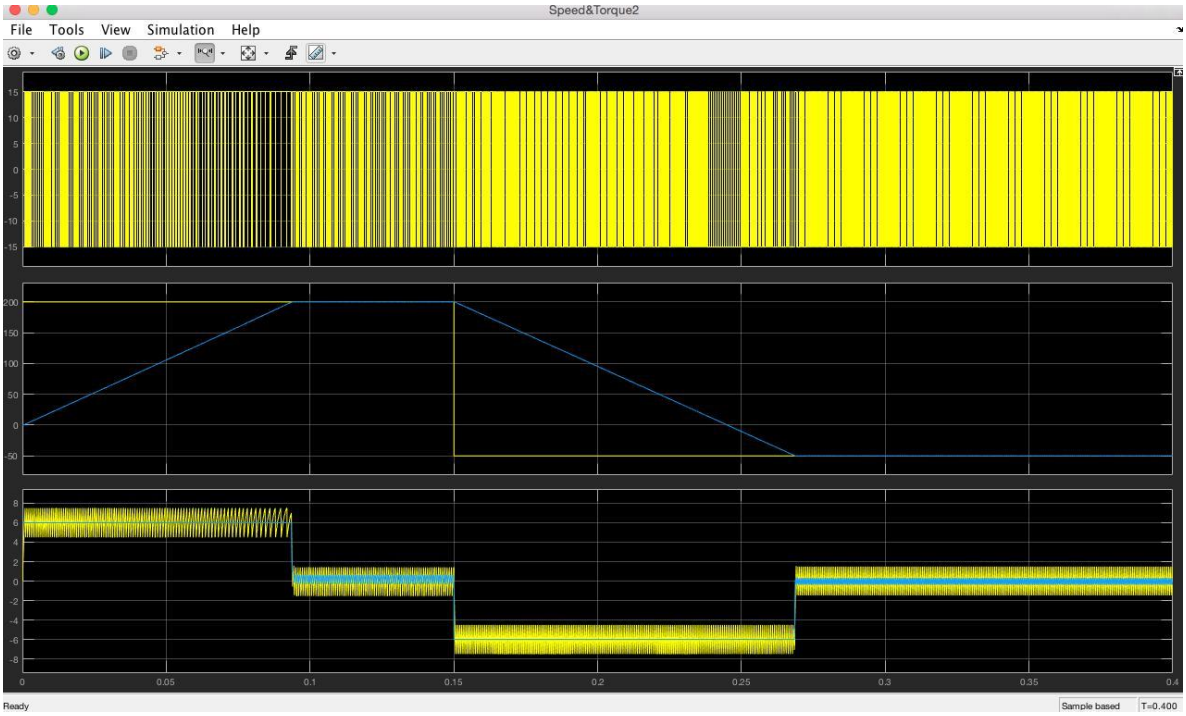


L'errore di velocità diventa subito negativo, il riferimento di corrente satura a ---6 A, l'errore di corrente diventa <---1.5 e l'uscita del trigger a isteresi è 0. L'interruttore si apre e la corrente vera inizia a diminuire. Quando l'errore di corrente diventa >1.5 l'interruttore si chiude e la corrente viene modulata in modo che abbia valore medio pari a ---6 A. La corrente media è <0 e la velocità diminuisce.
Il problema è che il chopper 2Q non può dare tensione mediamente <0.
Al diminuire della velocità la fem E(w) si riduce e, affinché la corrente media rimanga pari a quella di riferimento, il valore medio di tensione deve ridursi. Quando la tensione media (istantanea) di armatura è 0 essa non può ridursi ulteriormente (il chopper 2Q non gestisce tensione negativa) e rimane costantemente =0. La corrente ricircola (nella maglia attraverso il l'interruttore in basso) e si annulla in tempi relativamente lunghi. Fino a quando la corrente vera è <0 la velocità continua a ridursi (Cm<0).

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 157 di 334

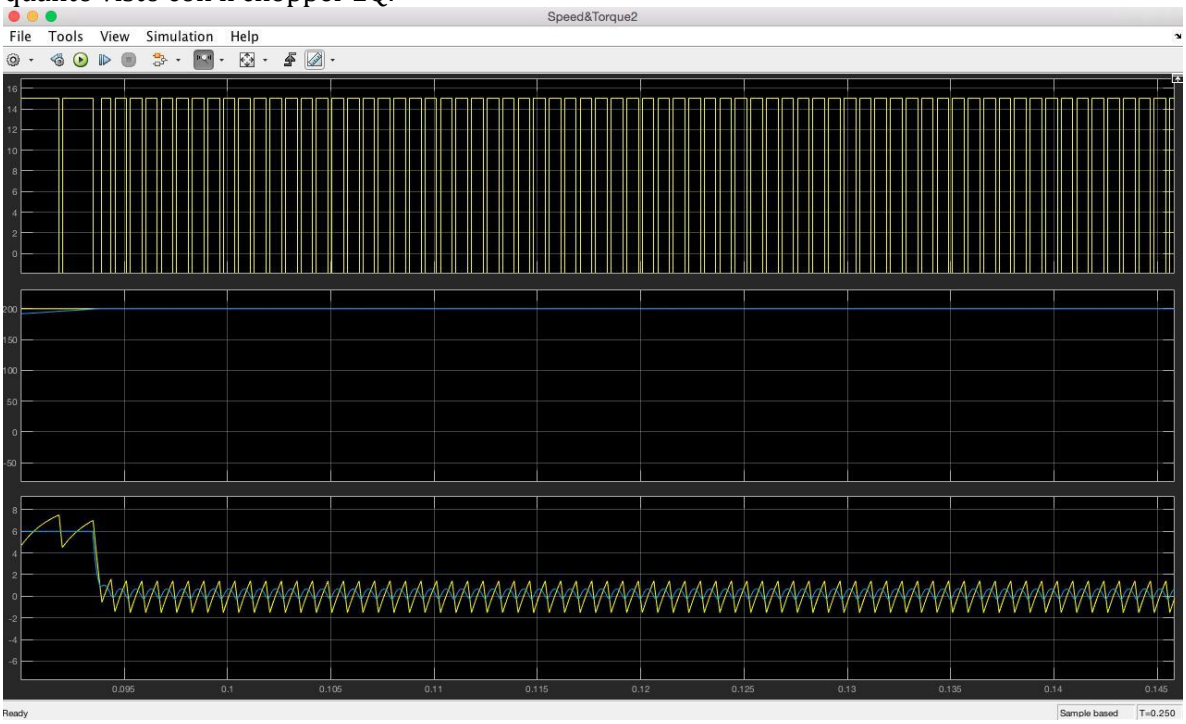
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 159 di 334

CHOPPER 4Q, FUNZIONAMENTO A VUOTO (Cr=0)



All'avviamento non cambia nulla.

Quando la velocità supera il riferimento il comportamento è quasi del tutto analogo a quanto visto con il chopper 2Q:

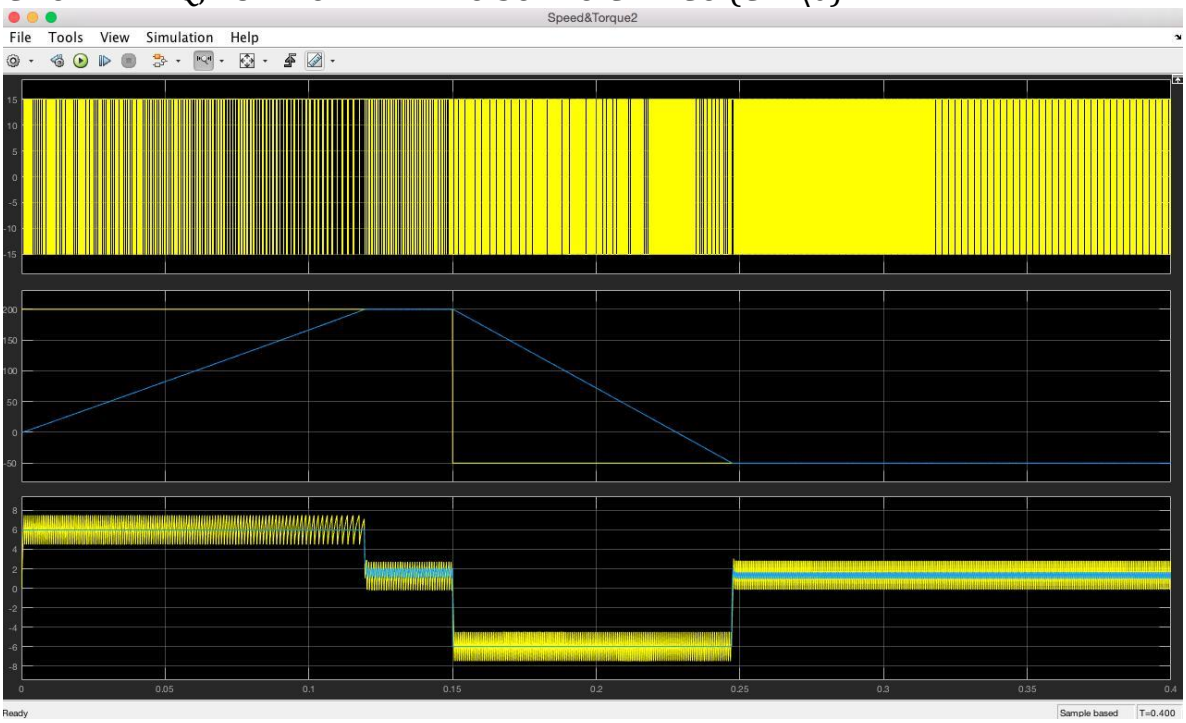


L'unica differenza che si osserva è che la corrente di riferimento non ha più quel picco negativo pronunciato perché la corrente vera insegue molto più rapidamente quella di riferimento e l'overshoot di velocità media viene recuperato prima. Questo è dovuto al fatto

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 159 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 161 di 334

CHOPPER 4Q, FUNZIONAMENTO SOTTO CARICO (Cr=\0)



Ancora una volta, in accelerazione la coppia resistente si oppone alla variazione di velocità, cioè la velocità aumenta più lentamente; in frenatura, invece, la coppia resistente favorisce la variazione di velocità, cioè la velocità si riduce più rapidamente.

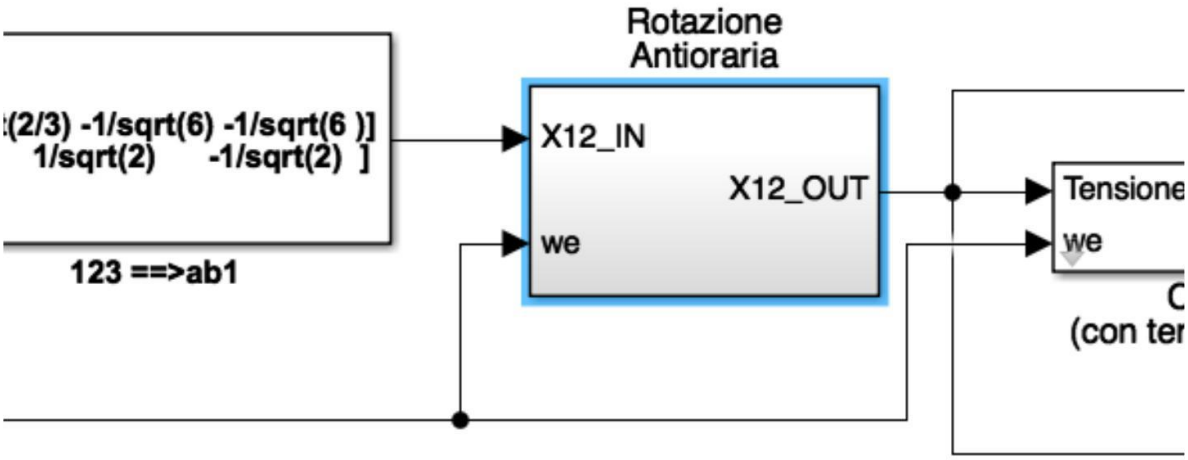
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 161 di 334

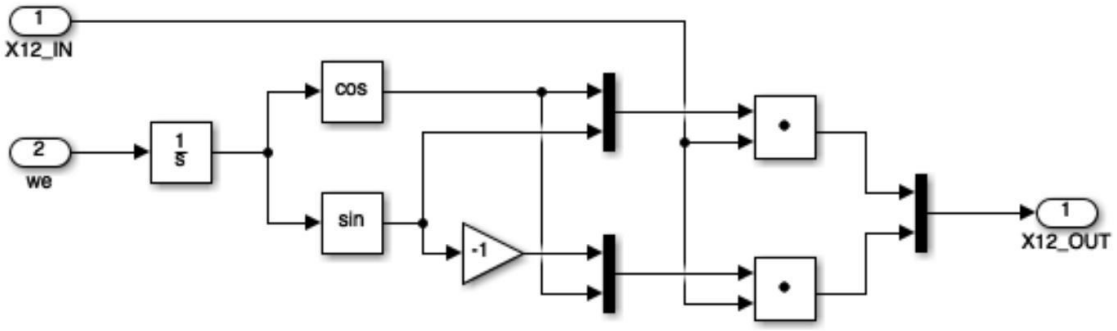
Per quanto riguarda la trasformazione di rotazione, invece:

$$\boldsymbol{R_\theta} = \begin{bmatrix} cos\theta & sin\theta \\ -sin\theta & cos\theta \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{R_\theta^{-1}} = \begin{bmatrix} cos\theta & -sin\theta \\ sin\theta & cos\theta \end{bmatrix}$$

è stata chiamata R (trasformazione diretta) la matrice che rappresenta una rotazione oraria del sdr. R---1 rappresenta una rotazione antioraria del sdr.

In questo caso gli elementi della matrice dipendono da theta, cioè essa non si può rappresentare tramite guadagno matriciale e gli elementi della matrice devono essere costruiti ad ogni passo di calcolo:

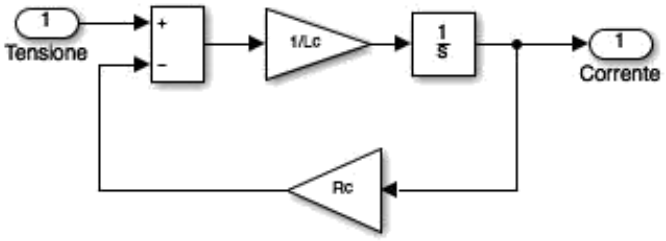




Riscrivendo le equazioni ci accorgiamo che questo schema corrisponde alla matrice di rotazione antioraria del sdr. Se così non fosse ce ne accorgiamo subito perché la trasformazione di rotazione adatta le frequenze.

Prendiamo un generatore trifase di tensione, colleghiamo un carico RL e guardiamo le tre correnti. Poi trasformiamo in bifase e poi ancora in bifase rotante (sdr sincrono con il vettore spaziale tensione di alimentazione) e vediamo come cambiano le rappresentazioni.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 163 di 334



Questo blocco rappresenta l'equazione:
Lc*di/dt=V---Ri
Se in ingresso mettiamo un segnale multiplexato di tre tensioni, questo sistema lavora come un carico trifase simmetrico.

Al centro del grafico abbiamo le tre correnti. Si tratta di tre sinusoidi, sfasate nel tempo di 120° e in ritardo rispetto alle tensioni corrispondenti (si tratta di un carico RL). Per misurare il ritardo dovremmo misurare il ritardo temporale, trasformarlo in un angolo (conoscendo la frequenza delle tensioni di alimentazione) e quell'angolo deve essere l'angolo dell'impedenza a quella frequenza, cioè arctg(w*L/R).

L'ultimo grafico è la potenza istantanea, che per un sistema trifase è:
p(t)=v1i1+v2i2+v3i3
e questa operazione si vede bene nello schema di partenza, ove è presente l'operatore di prodotto scalare tra due vettori.
La potenza istantanea assorbita dal sistema trifase a regime risulta costante nel tempo. Il valore della potenza costante si può calcolare facilmente: a regime l'induttanza è un c.c., quindi la potenza è interamente a carico della resistenza: P_regime=3*R*Irms^2

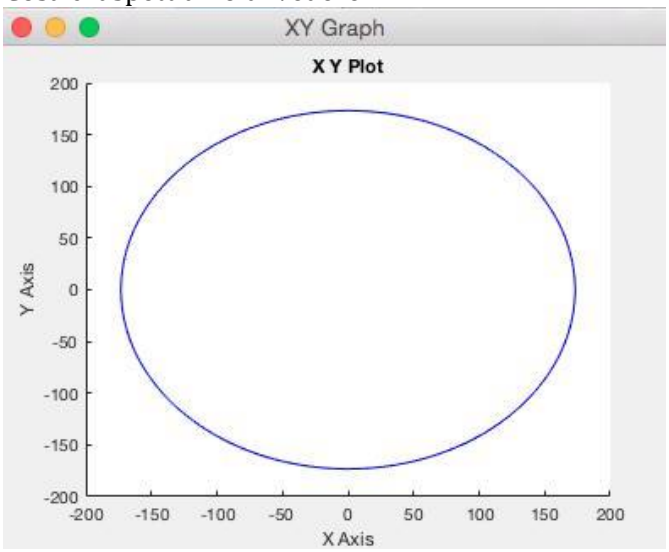
Irms è il valore efficace della corrente di fase a regime:
Irms=I_max/sqrt(2).

Abbiamo visto gli aspetti di regime, vediamo gli aspetti dinamici.
Se guardiamo il grafico della corrente ci accorgiamo immediatamente che sono presenti le componenti unidirezionali: le induttanze erano inizialmente scariche, quindi le correnti dovevano partire tutte necessariamente da 0; per mettere a posto le condizioni iniziali ci sono le componenti unidirezionali. Sulla corrente rossa c'è una componente unidirezionale negativa che si smorza e poi va a zero. Sulla corrente gialla probabilmente la componente unidirezionale c'è ma ha ampiezza zero (quando chiudo l'alimentazione). La corrente blu ha una corrente unidirezionale positiva che si smorza e va zero.
In ogni istante comunque la somma delle tre componenti unidirezionali è zero.

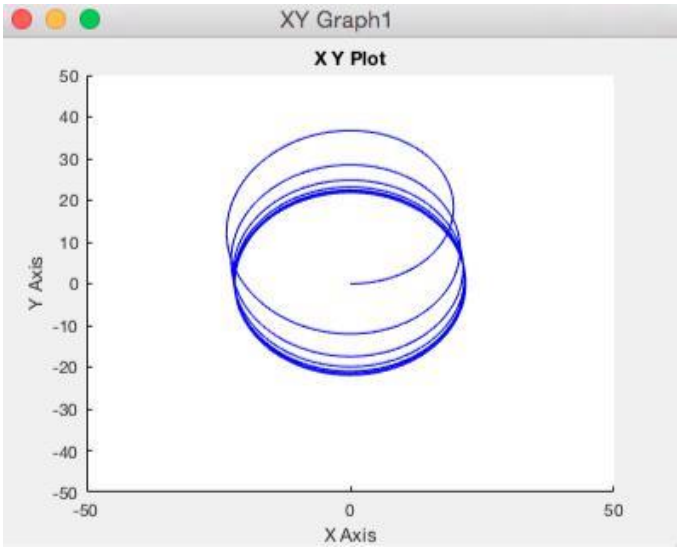
In dinamica la potenza istantanea presenta delle oscillazioni e comprende la potenza magnetizzante che a regime è nulla. A regime la potenza istantanea si dissipa tutta sulla resistenza.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 165 di 334

Vediamo in un grafico x,y le tensioni e in un altro le correnti.
Cosa ci aspettiamo di vedere?

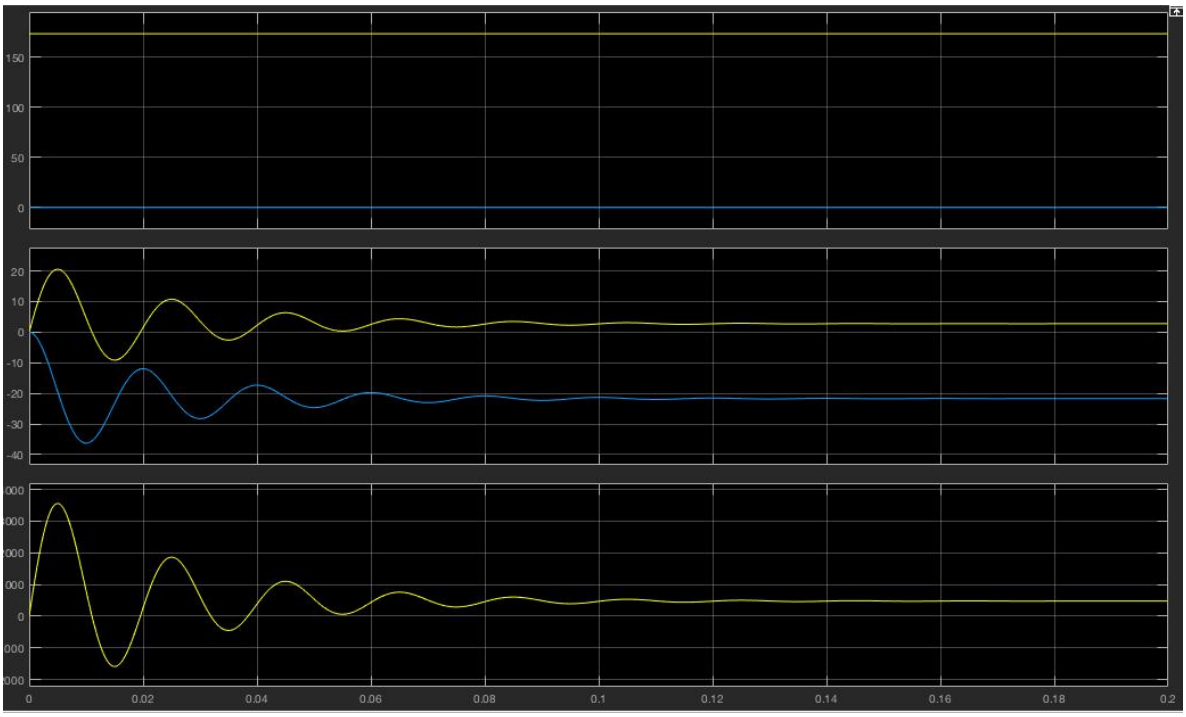


Il vettore spaziale di tensione nel piano (a,b) ruota mantenendo ampiezza e velocità costante descrivendo una circonferenza con centro l'origine.



Il vettore spaziale corrente all'istante t=0 presenta la punta nell'origine. Quindi esso inizia a ruotare con velocità crescente e ampiezza crescente e a regime ruota a velocità e ampiezza costanti mantenendo una fasatura fissa rispetto al vettore spaziale tensione. Il fatto che il cerchio parta decentrato e poi si centri è dovuto al fatto che le componenti unidirezionali si stanno smorzando.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 167 di 334



Guardando l'andamento delle tensioni ci accorgiamo che la scelta che abbiamo fatto sia stata quella di ruotare istante per istante il sdr (a,b) in modo che alpha coincida col vettore spaziale tensione ---> valpha e vbeta sono costanti e vbeta è costantemente =0 (la proiezione del vettore spaziale costante diretto lungo alpha su beta è zero).

Visto che il vettore spaziale corrente non è in fase col vettore spaziale tensione, nessuna componente istantanea di corrente nel piano alpha beta è costantemente nulla a regime.
L'andamento delle correnti in dinamica è un po' diverso dal previsto: le componenti unidirezionali che si smorzano non si vedono tanto bene, le correnti sembrano costituite da un gradino e da un'oscillazione sovrapposta. Il fatto che ci sia una componente unidirezionale che si smorza si vede dal fatto che le oscillazioni sono smorzate.
La potenza istantanea, come previsto, è la stessa dei casi precedenti.

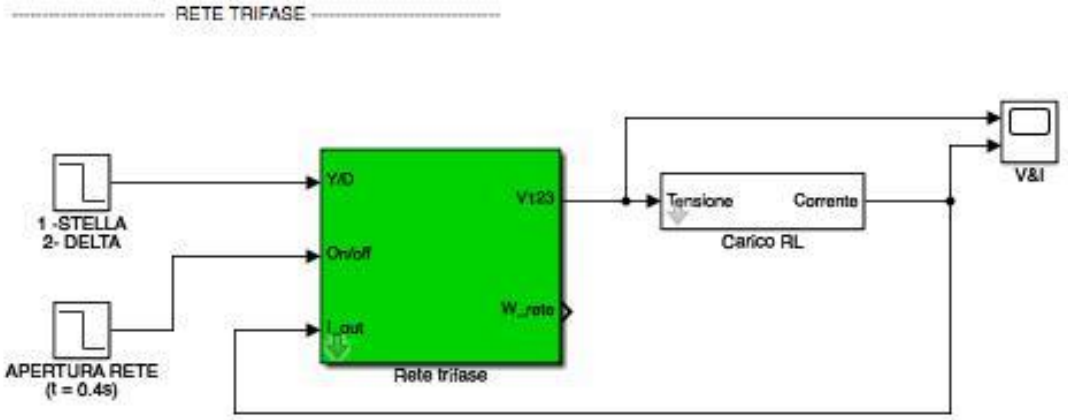
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 169 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 171 di 334

ESERCITAZIONE 7 (PARTE 1)

Vogliamo presentare alcune sorgenti di alimentazione AC, cioè la rete trifase (l'abbiamo già usata nell'esercitazione precedente) e l'inverter trifase.

Iniziamo a guardare le reti trifase.

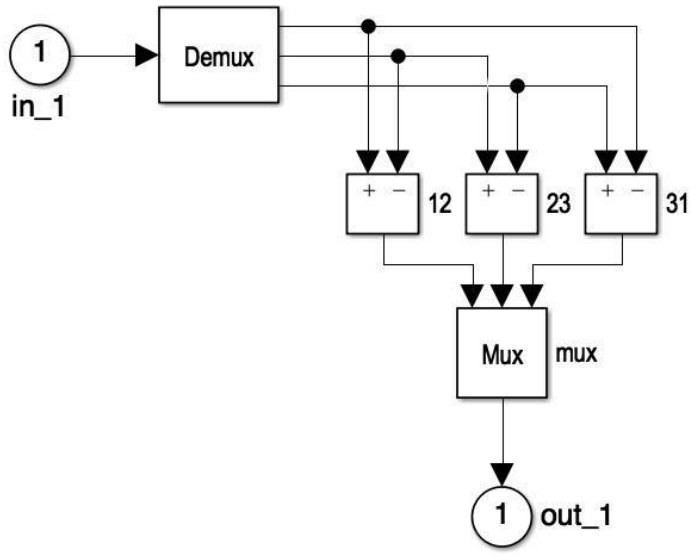


Le uscite del blocco "Rete trifase" sono le tre tensioni di alimentazione di fase e la pulsazione elettrica di tali alimentazioni, che può essere ricavata per trovare l'angolo elettrico da utilizzare nelle trasformazioni di rotazione.

In ingresso abbiamo una corrente Iout di retroazione, la possibilità di commutare a stella o a triangolo il carico (il sistema di alimentazione dà in uscita le tensioni di fase: se il carico è a stella tali tensioni sono quelle giuste da dare alle fasi del carico, se il carico è a triangolo si devono fornire le tensioni concatenate (che per un carico a triangolo sono le tensioni di fase)), c'è poi un flag che consente di simulare l'apertura della rete.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 171 di 334

Attraverso il flag logico stella/triangolo è possibile passare direttamente la terna così ottenuta in uscita nel caso in cui il carico sia a stella; se il carico è collegato a triangolo, visto che le tensioni di rete sono stellate, vengono calcolate le concatenate ai morsetti della rete che sono quelle di fase per il carico a triangolo. Se apriamo il blocco Vlinea vediamo come si calcolano le tensioni concatenate:



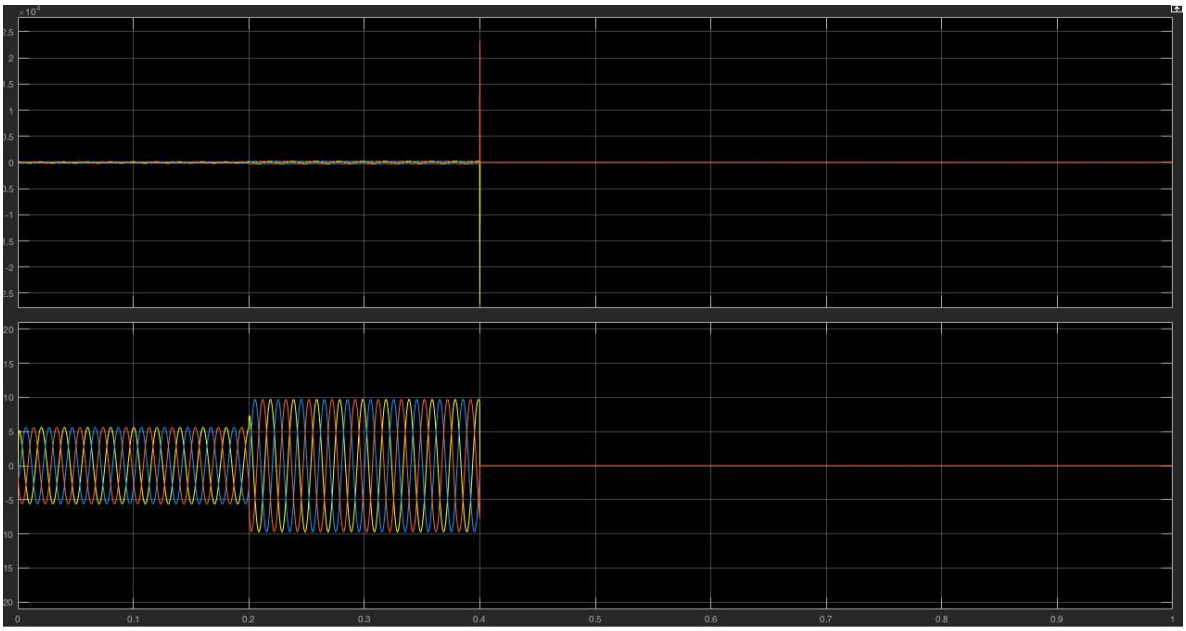
Cerchiamo di capire cos'è la parte verde in basso.

In uscita non è detto che passino le tensioni stellate o concatenate (a seconda del collegamento del carico) ma può essere che passi la tensione verde. Tale tensione è data dal prodotto di un guadagno e un errore; tale errore è la differenza tra 0 e la corrente che effettivamente si ha nel carico Iout.

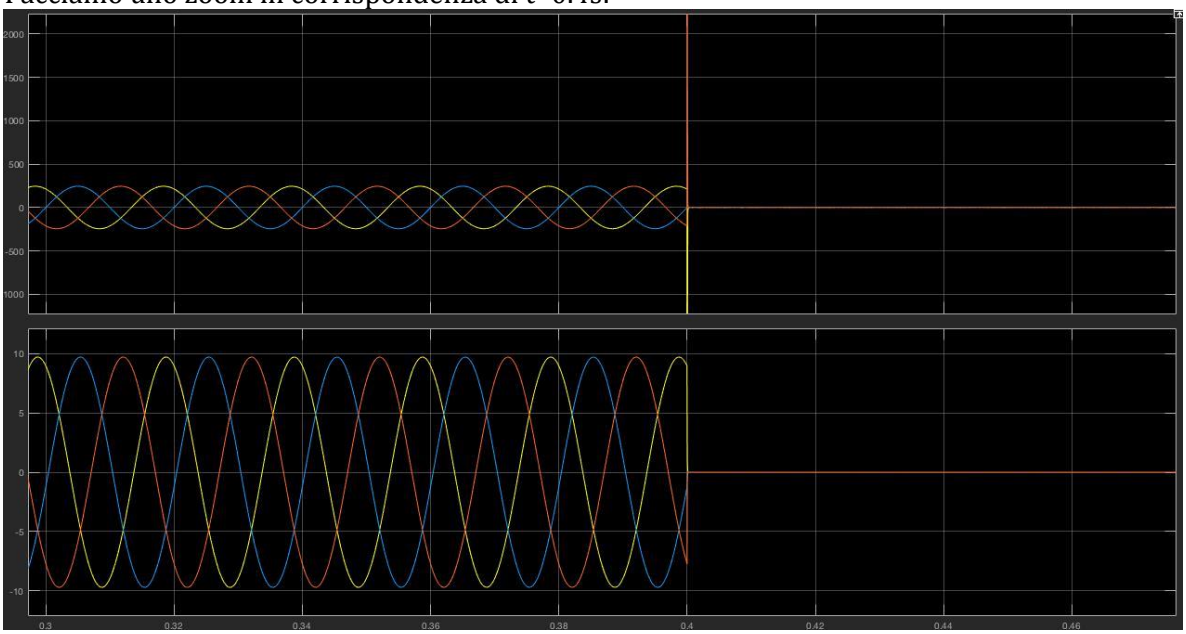
Si tratta di un controllo in corrente per avere corrente 0, cioè per simulare l'interruttore aperto. Siccome il nostro modello è in tensione, devo calcolare l'errore come differenza tra la corrente che vorrei (0) e quella che effettivamente c'è nel carico, amplifico l'errore tramite un guadagno molto alto e ottengo la tensione da dare ai morsetti del carico per annullare istantaneamente la corrente.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 173 di 334

Con il metodo di soluzione ode45:



Si presentano degli spike di tensione che sono ancora di natura numerica.
Facciamo uno zoom in corrispondenza di t=0.4s:

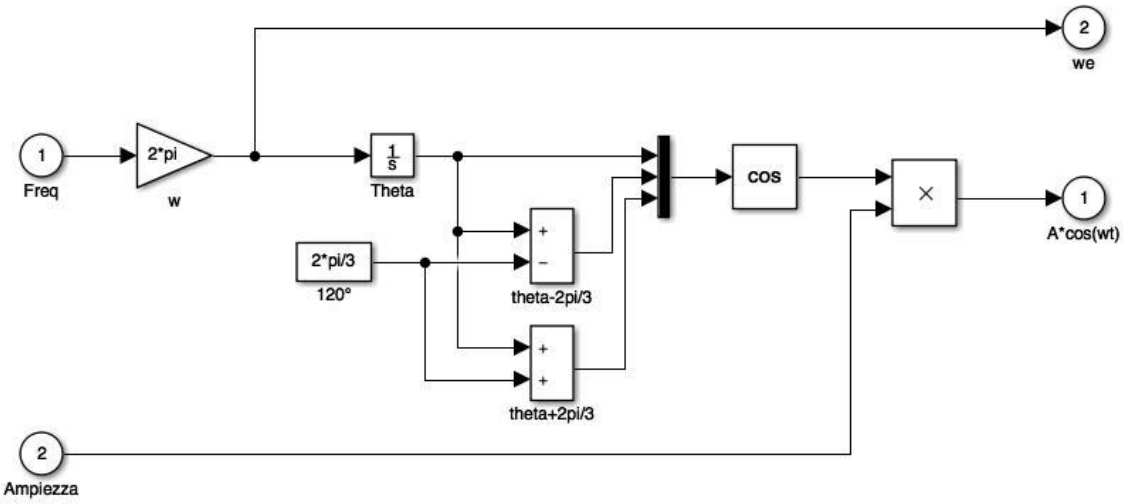


Quando apro l'interruttore, siccome siamo riusciti tramite la retroazione di corrente ad annullare le correnti (i=0) e di/dt=0, la tensioni necessarie per mantenere le correnti a 0 sono nulle.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 175 di 334

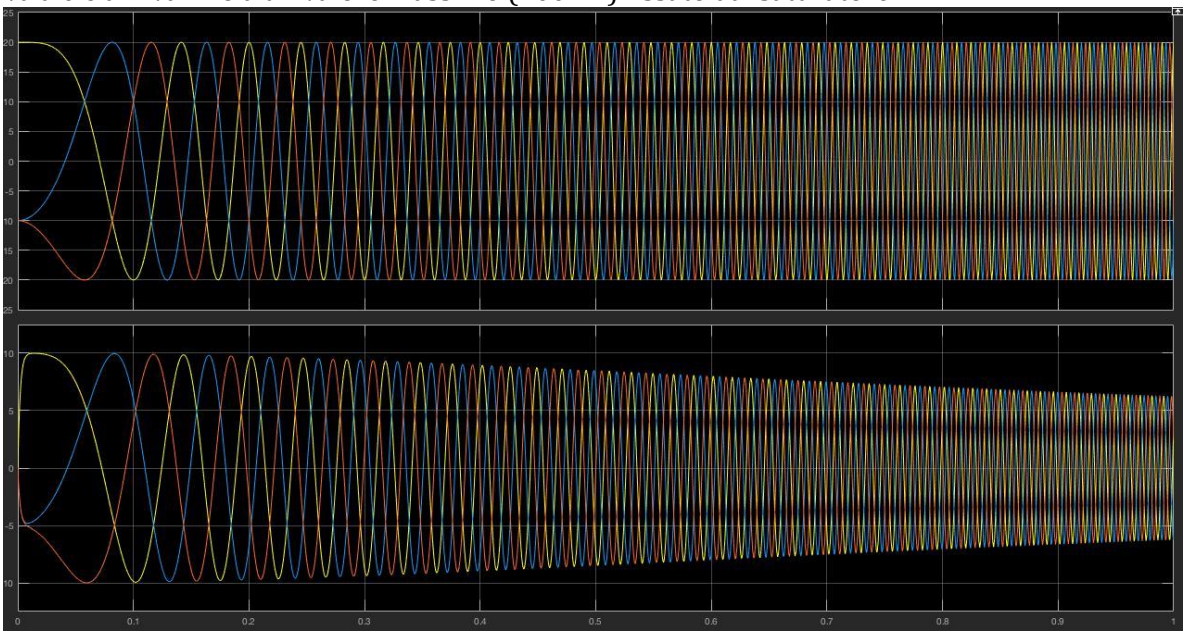
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 177 di 334

Cliccando sul blocco “Segnale sinusoidale trifase”:



Entro con la frequenza, moltiplico per 2*pi e trovo la pulsazione elettrica che è una delle uscite.
Integrando we trovo l’angolo elettrico theta_e al quale sommo e sottraggo 2/3*pi per trovare gli altri due segnali sfasati di 120° e poi ne faccio il coseno. Moltiplico poi il coseno per un’ampiezza da me stabilita.
È possibile utilizzare questo alimentatore come generatore di corrente, cioè è
Possibile, ad esempio, ottenere una corrente di carico costante tramite la retroazione della Iout: l’amplificazione dell’errore di corrente fa sì che in uscita vengano fornite le tensioni necessarie per annullare l’errore di corrente e far sì che la corrente di carico sia costante.

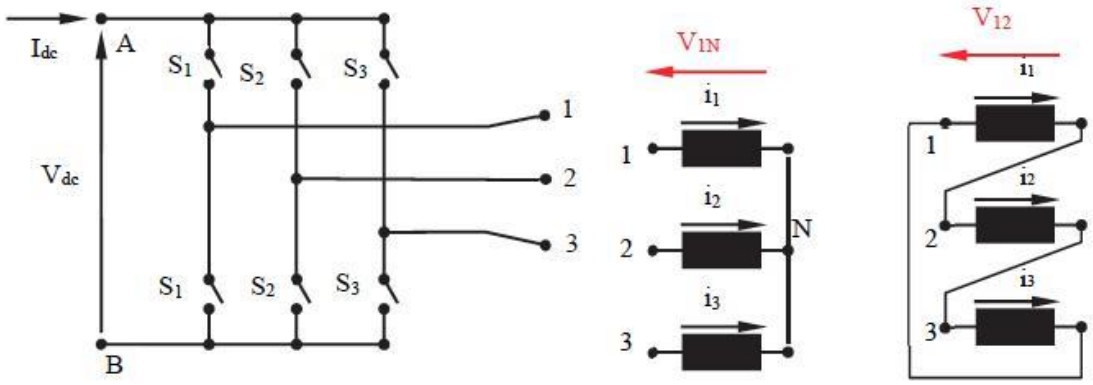
Vediamo cosa succede se utilizziamo l’alimentatore come gen. Di tensione. Vogliamo generare delle tensioni di 20V di ampiezza con una variazione della frequenza a rampa. La frequenza va a 0 e arriva fino a un valore massimo (100 Hz) fissato dal saturatore.



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 177 di 334

ESERCITAZIONE 7 PARTE 2

INVERTER TRIFASE
Studiamo l'ultima sorgente di alimentazione, l'inverter trifase.



L'inverter trifase è costituito da 3 chopper 2Q in parallelo. Il modello logico del chopper 2Q lo conosciamo già ed è più semplice di quello del chopper 1Q perché non c'è funzionamento pulsato.
Dobbiamo quindi considerare le funzioni logiche del chopper 2Q per ciascuna gamba di inverter (le gambe devono essere modulate in modo diverso per fare un sistema trifase di tensioni).
Il valor medio di ciascuna tensione ViB è dato da:

$$V_{1B} = S_1 V_{cc}$$
$$V_{2B} = S_2 V_{cc}$$
$$V_{3B} = S_3 V_{cc}$$

Sta a noi creare S1,S2,S3 in modo che siano sfasati di 120°e e si crei un sistema di tensioni medie trifase simmetrico.

Se il carico è connesso a stella, calcolando il valore della tensione del punto neutro N del carico rispetto a B è possibile ricavare le tensioni di fase:

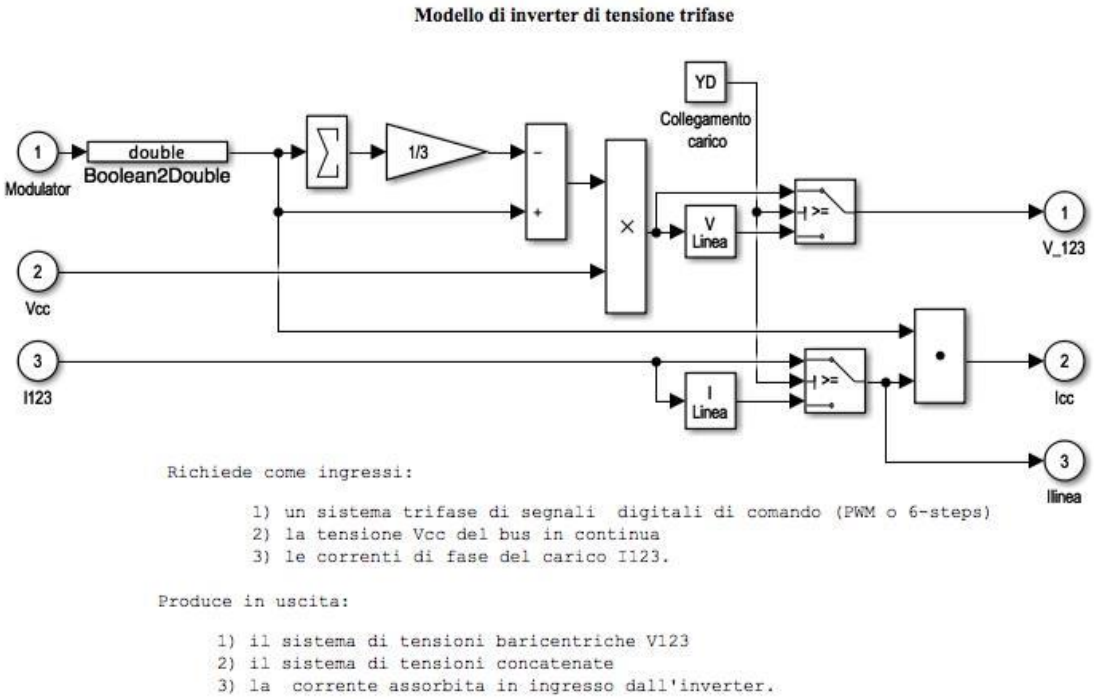
$$V_{NB} = \frac{V_{1B}+V_{2B}+V_{3B}}{3} = \frac{S_1+S_2+S_3}{3} V_{cc}$$

$$V_{1N} = V_{1B} - V_{NB}$$
$$V_{2N} = V_{2B} - V_{NB}$$
$$V_{3N} = V_{3B} - V_{NB}$$

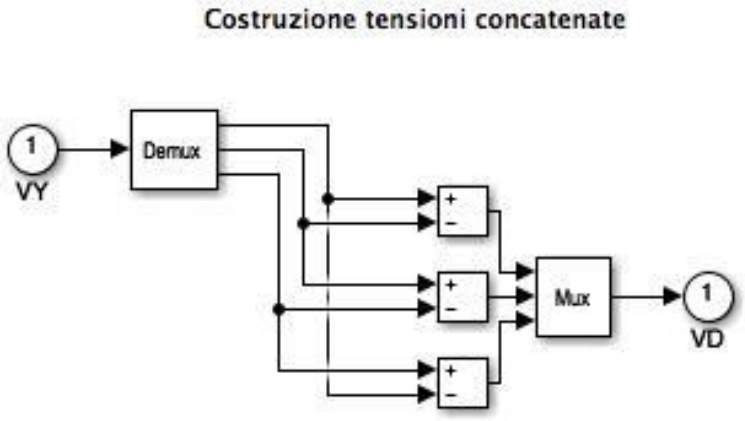
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 179 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 181 di 334

Guardiamo nel dettaglio il blocco viola “VSI”:



In ingresso abbiamo i comandi istantanei si(t); i tre comandi istantanei vengono sommati e la somma divisa per 3 per trovare il modo comune (somma si(t))/3. A ciascun comando istantaneo viene sottratto il modo comune e, quindi, i segnali così ottenuti vengono moltiplicati per la tensione di bus Vcc.
Se il carico è a stella le tensioni così calcolate vengono passate in uscita, altrimenti, se il carico è a triangolo (c’è il flag logico di carico stella---triangolo), si ricavano le tensioni concatenate tramite il blocco Vlinea:

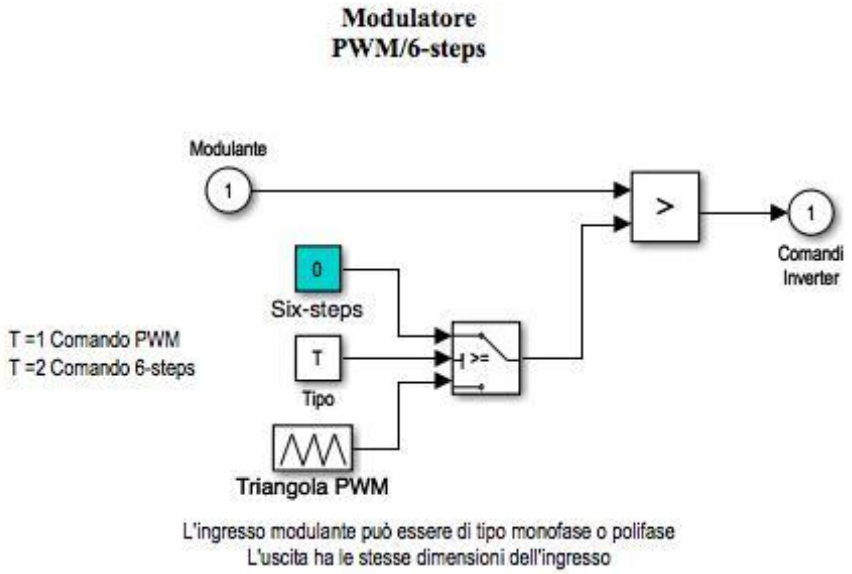


Per quanto riguarda le correnti, invece, in ingresso all’inverter abbiamo il vettore delle correnti sulle 3 fasi a valle del carico. Se il carico è a stella queste sono le correnti che circolano nelle fasi del carico, se il carico è a triangolo, invece, si devono calcolare le correnti “concatenate” con la stessa logica delle tensioni concatenate per trovare le correnti nelle fasi del carico.
Quindi è possibile calcolare, con la formula precedente, la corrente del bus in continua Icc.

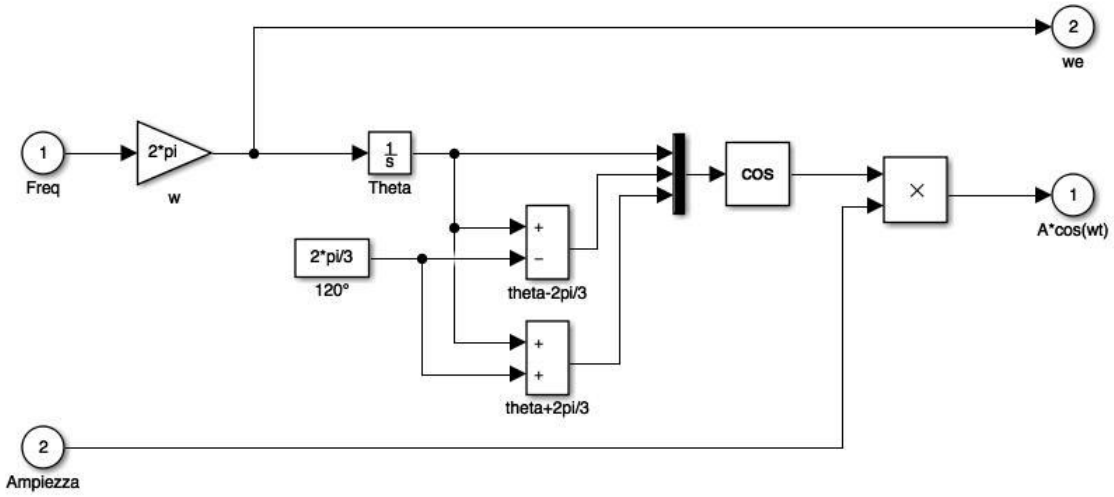
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 181 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 183 di 334

Guardando sotto la maschera vediamo lo schema del modulatore:



A questo punto possiamo vedere il generatore di segnali sinusoidali che corrisponde a quello della prima parte dell'es.7.



Questo blocco genera 3 sinusoidi sfasate di 120° di ampiezza e frequenza volute.
La frequenza in ingresso al generatore di sinusoidi coincide con la frequenza delle onde quadre in uscita dall'inverter six---step o con la frequenza delle tensioni medie in uscita dall'inverter PWM.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 183 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 185 di 334

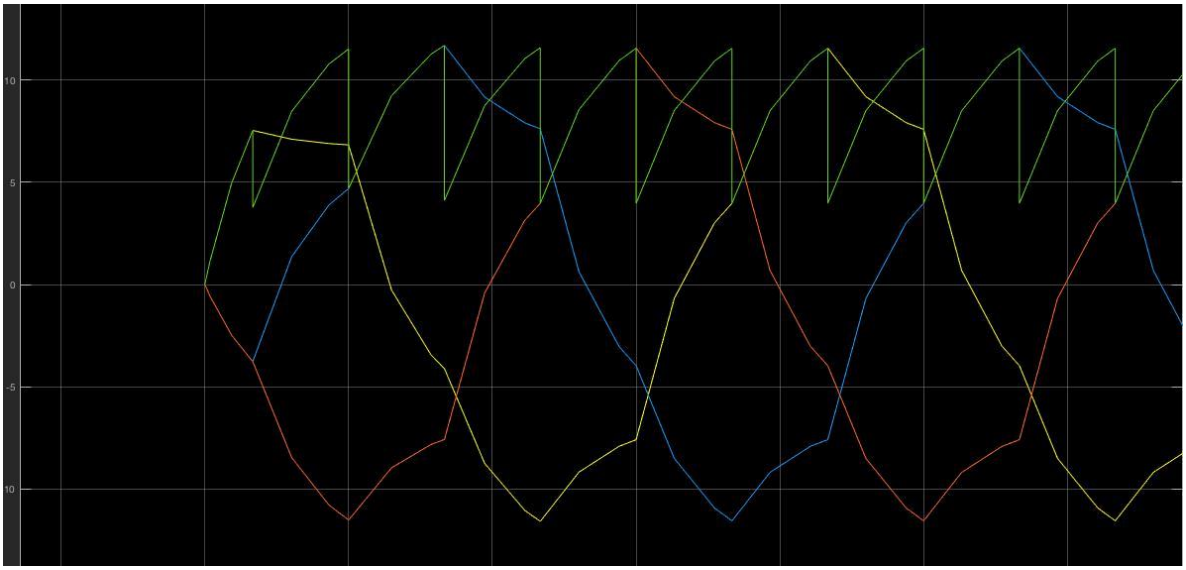
Le curve rossa gialla e blu sono le tre correnti di fase del carico **a regime**. Tali correnti sono fortemente distorte perché ogni qualvolta che si presenta un gradino di tensione le correnti hanno un andamento pseudo---esponenziale (carica---scarica gruppo RL).

Il sistema di correnti è trifase, le correnti sono sfasate di 120° e presentano delle fondamentali che dipendono dalle fondamentali di tensione applicate.

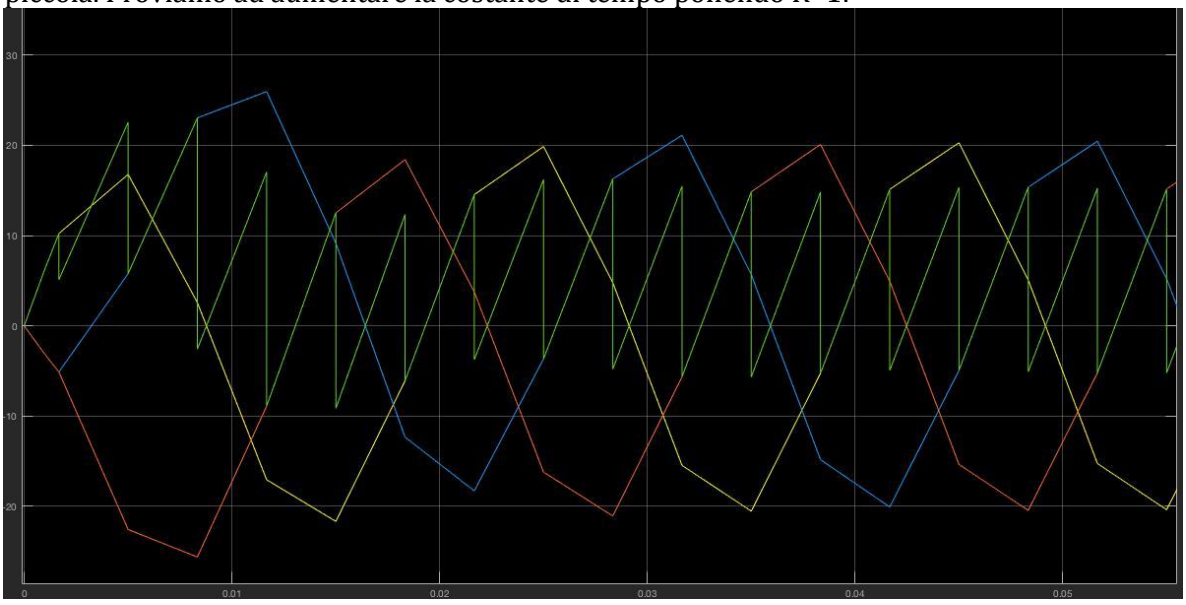
Osserviamo che per certi intervalli di tempo la corrente di una fase coincide con la corrente di bus, cioè in quell'intervallo di tempo la fase è attaccata verso l'alto (s=1).

La corrente di bus (in verde) ha una componente alternativa che è a carico del condensatore di bus.

Vediamo l'andamento in dinamica delle correnti di fase e della corrente di bus:



Osserviamo che il sistema va a regime molto presto, si apprezza qualche differenza solo nel primo periodo elettrico. Ciò significa che la costante di tempo del gruppo RL è molto piccola. Proviamo ad aumentare la costante di tempo ponendo R=1:

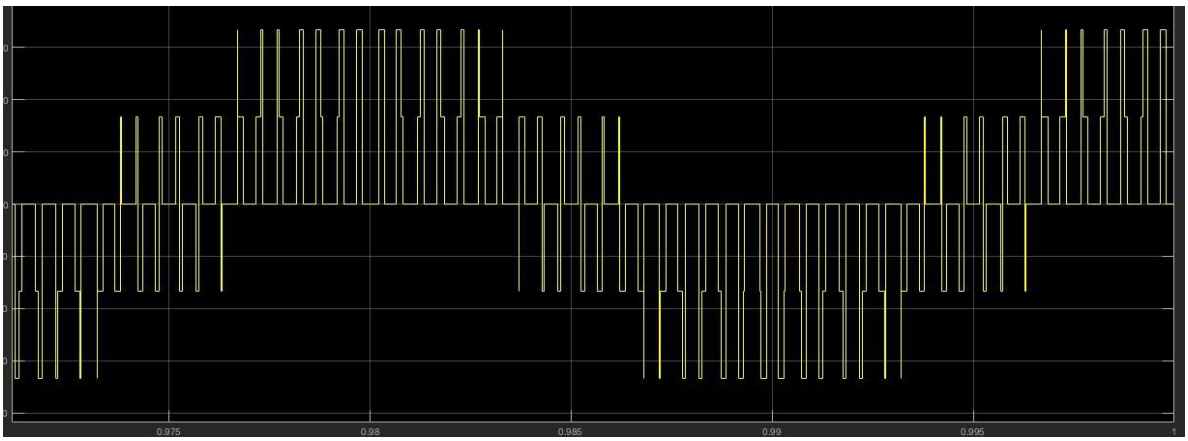


Si riesce a vedere un po' meglio che sulle correnti blu e rossa ci sono delle componenti unidirezionali che si smorzano.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 185 di 334

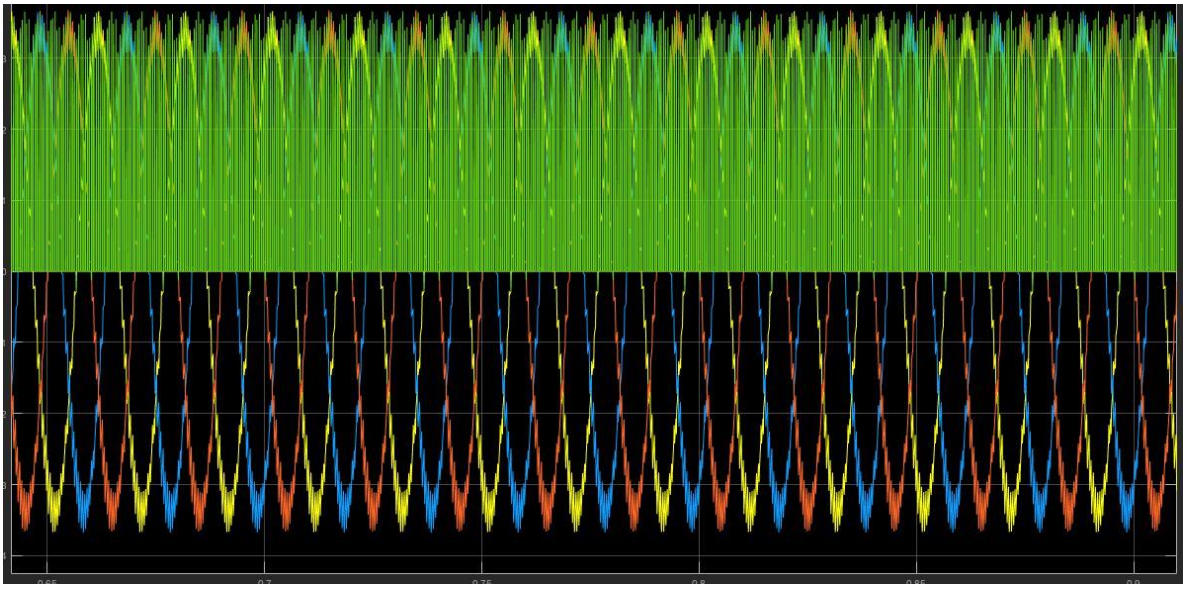
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 187 di 334

Vediamo ora il caso di inverter PWM con fsw=1000 Hz, fel=50 Hz e carico a stella.
La tensione sulla fase 1 del carico è:



Si vede che il carico è a stella perché l'inviluppo della tensione è ancora la forma d'onda six--- step.

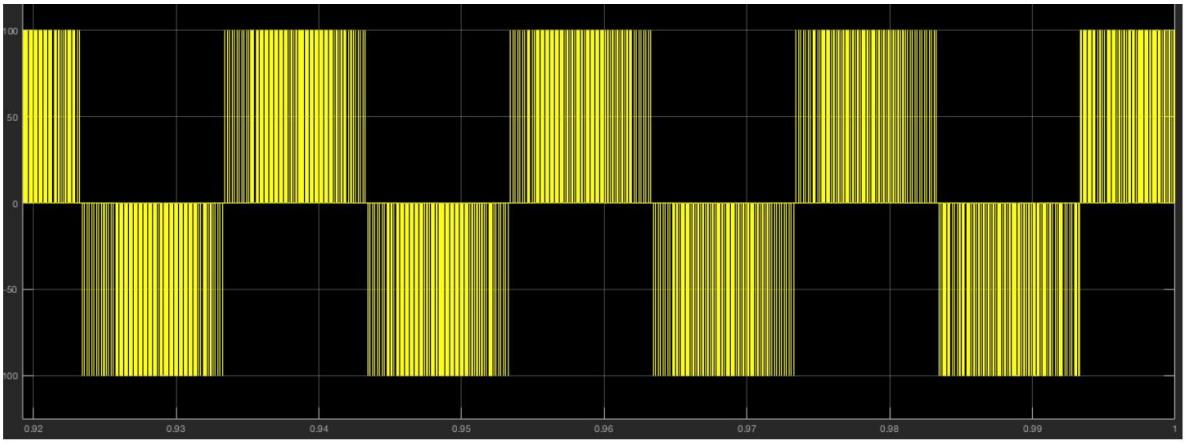
Le correnti presentano un ripple piuttosto ampio ma è possibile apprezzare un andamento medio sinusoidale:

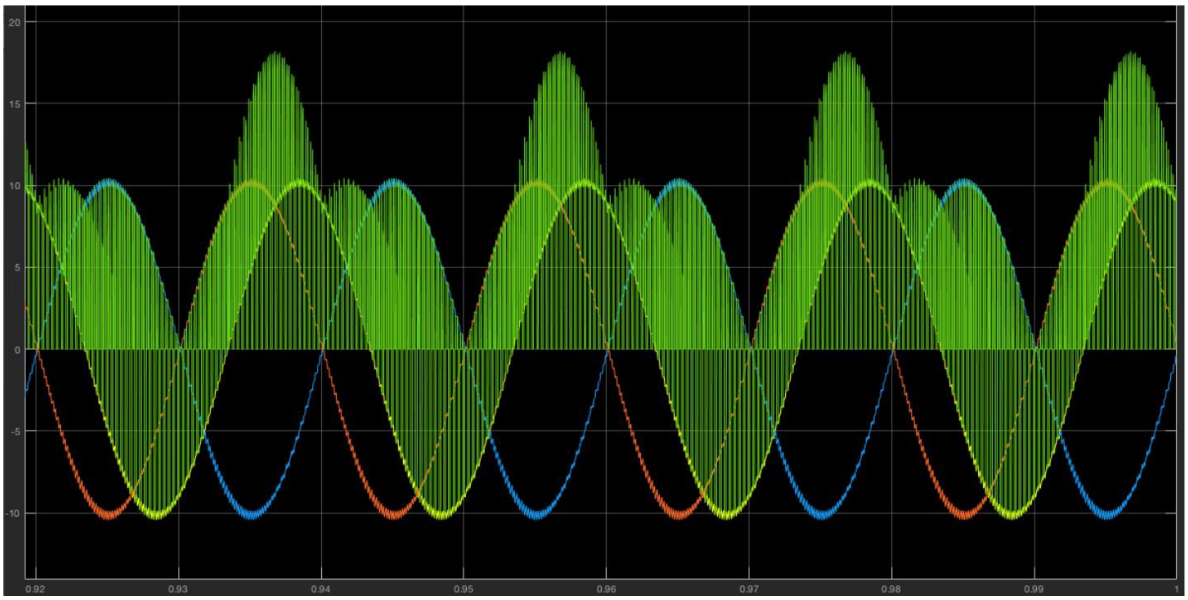


© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 187 di 334

Osserviamo che presenta una forte componente alternativa sovrapposta al valor medio (costante) che è gestita dal condensatore di bus.
In certi intervalli di tempo la corrente di bus coincide con una delle correnti di fase (quando la gamba di una fase è attaccato alto).

Se visualizziamo il caso di inverter trifase PWM fsw=3kHz, fel=50Hz e carico a triangolo:

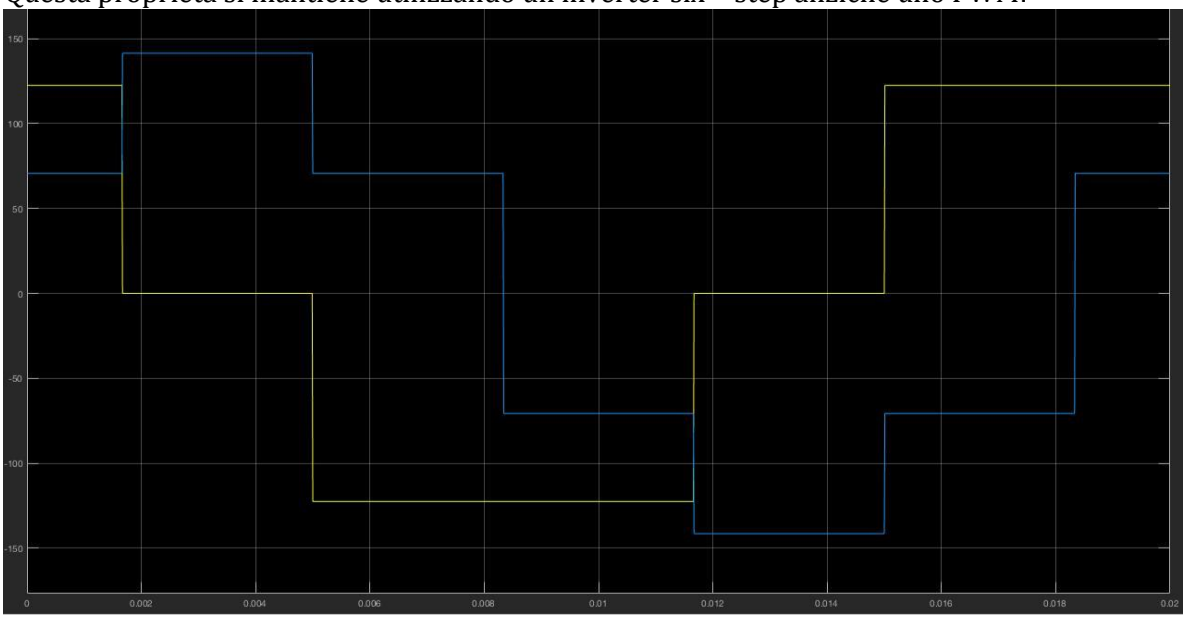




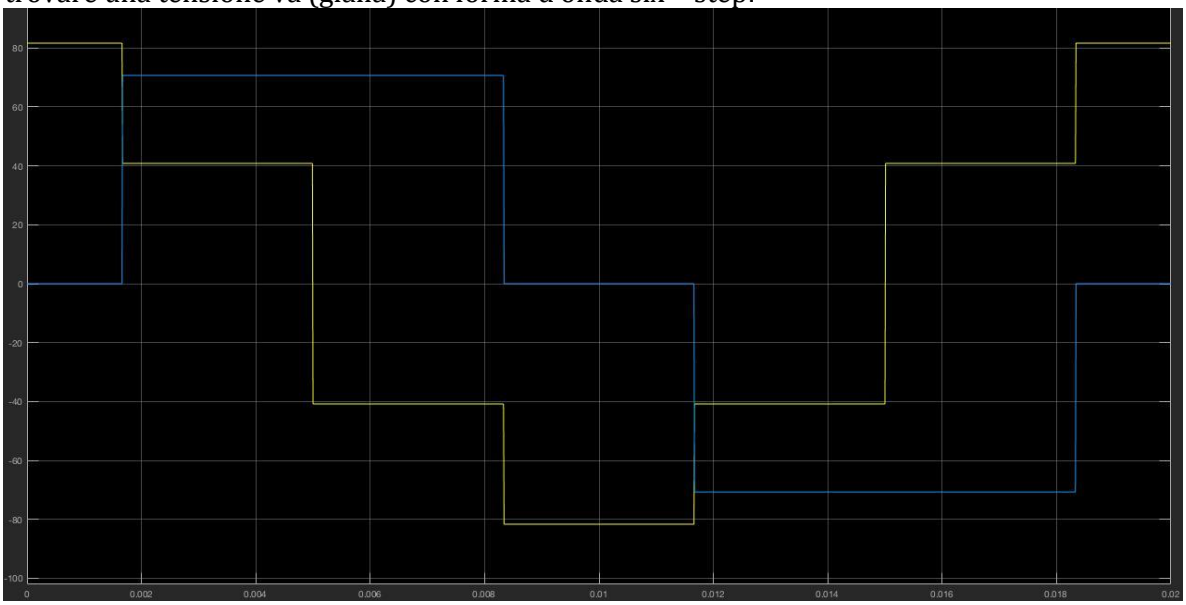
L'inviluppo della tensione di fase è quello di una concatenata (carico a triangolo).
L'ampiezza delle correnti, ancora una volta sinusoidali, è aumentata di un fattore 3.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 189 di 334

Questa proprietà si mantiene utilizzando un inverter six---step anziché uno PWM:



Vediamo il caso di carico a stella e verifichiamo la medesima proprietà: ci aspettiamo di trovare una tensione va (gialla) con forma d'onda six---step:

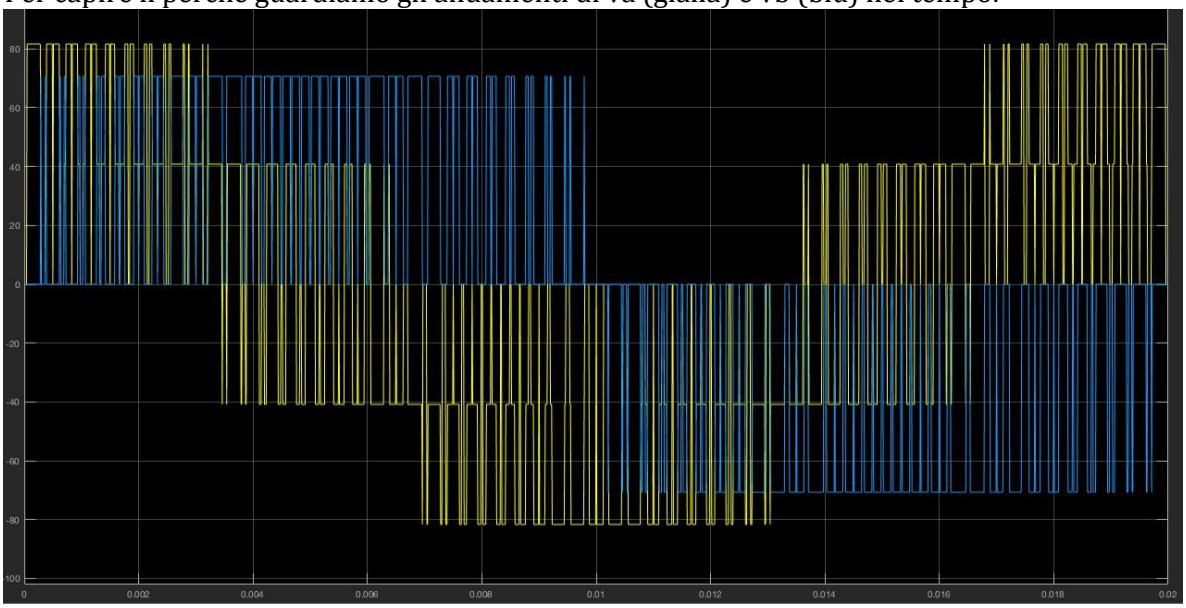


vb presenta forma d'onda stile collegamento a triangolo del carico.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 191 di 334

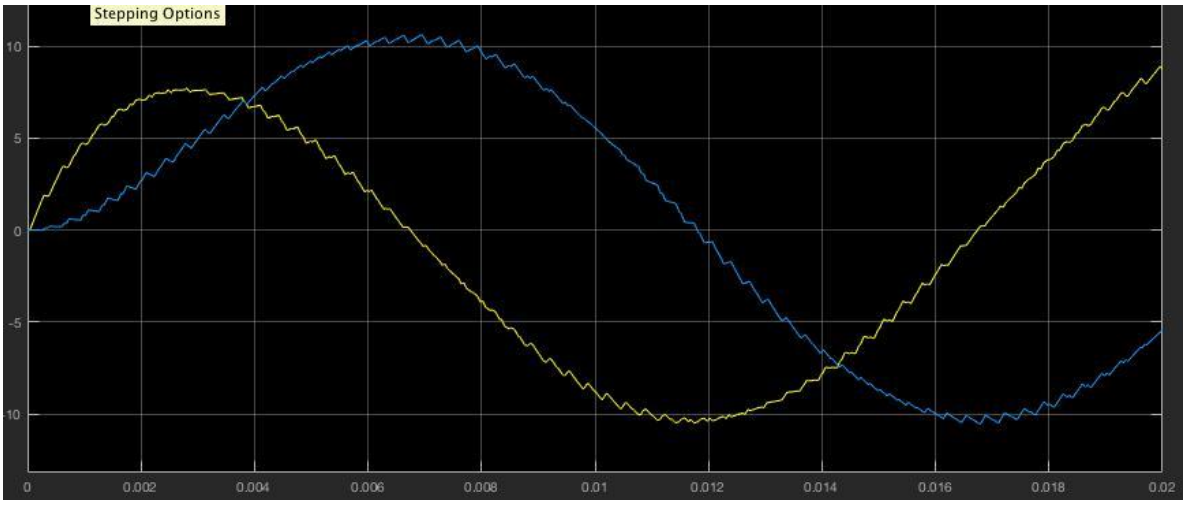
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 193 di 334

Per capire il perché guardiamo gli andamenti di va (gialla) e vb (blu) nel tempo:



In questo caso, nel sestante elettrico le gambe di inverter commutano alla frequenza di switching e in ogni periodo di modulazione va e vb assumono valori istantanei differenti. Questo significa che in ciascun sestante elettrico il vettore spaziale tensione salta (ad ogni commutazione) nei tre punti che delimitano una parte dell'esagono rappresentato e mediamente il vettore spaziale ruota da un vertice a quello successivo in verso antiorario.

Il fatto che per fsw sufficientemente alta si può assumere che il vettore spaziale mediamente ruoti in modo continuo portandosi da un vertice a quello successivo dell'esagono in un sestante elettrico si vede bene guardando l'andamento delle correnti, che risultano pressoché sinusoidali:

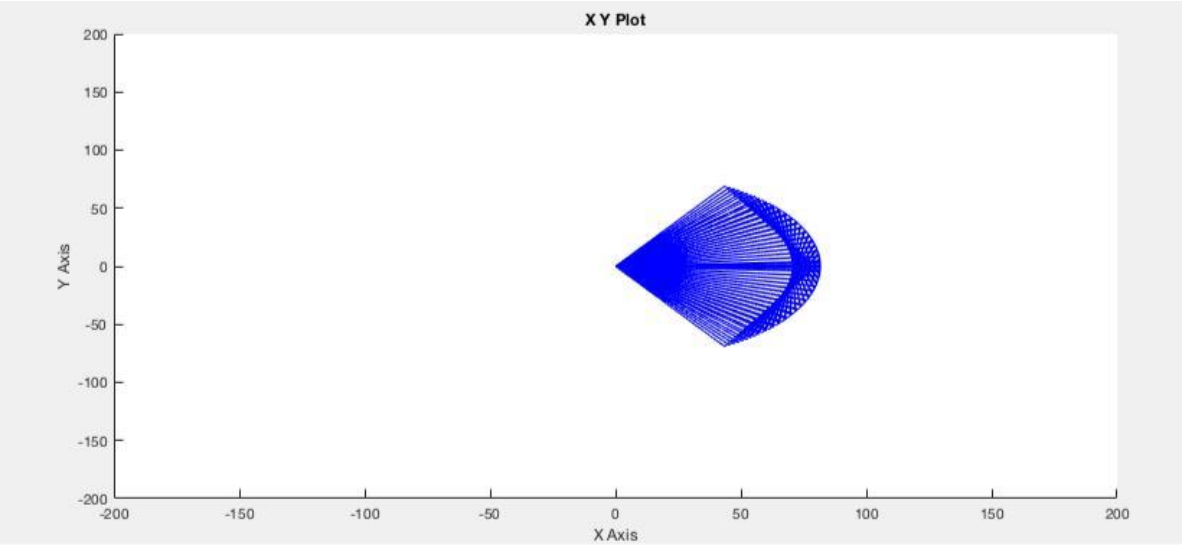


© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 193 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 195 di 334

semicerchio. In ciascun sestante il vettore spaziale rispetto al sdr rotante descrive il semicerchio in figura.

Nel caso di inverter PWM la cosa è ancora peggiore perché rispetto al sdr bifase fisso il vettore spaziale tensione salta nei tre punti che descrivono il sestante dell'esagono e, quindi, rispetto al sdr rotante la punta del vettore spaziale descrive la seguente traiettoria:

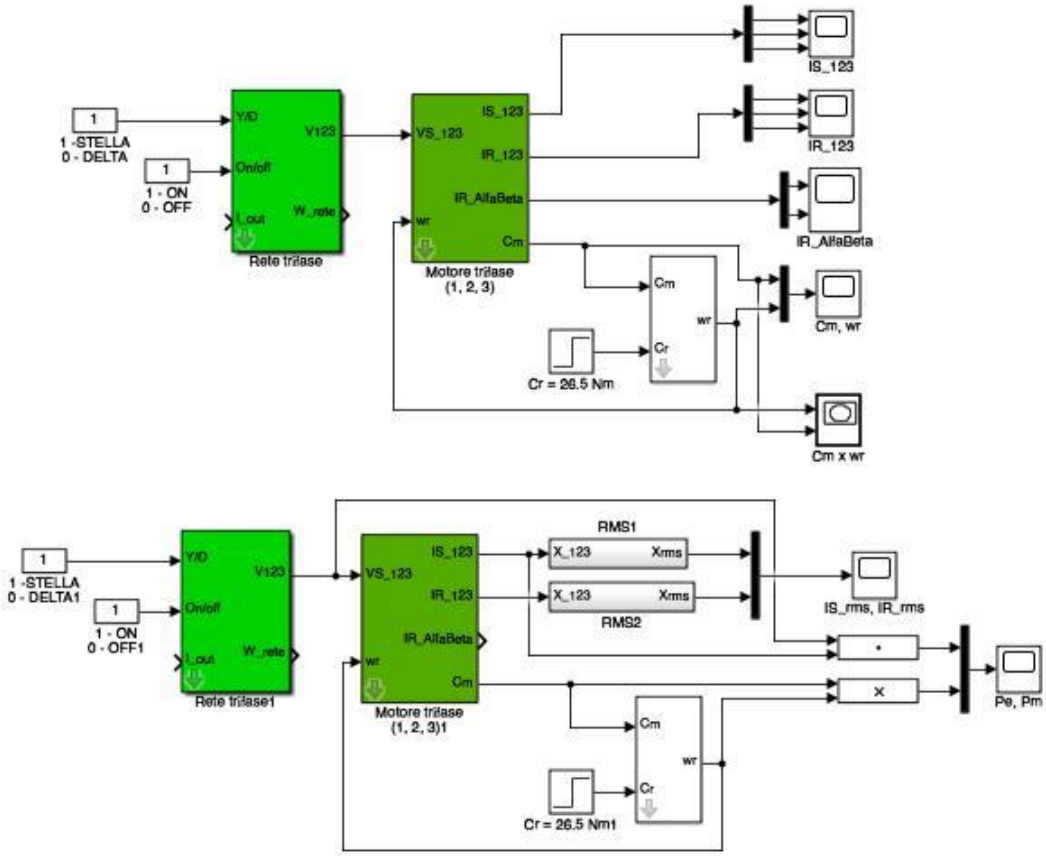


in questo caso sono reali gli archi e l'origine, le rette non lo sono, derivano dalla rappresentazione Simulink (commutazioni). Un arco viene descritto in ogni periodo di modulazione.

Vedere LEZIONE 19.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 195 di 334

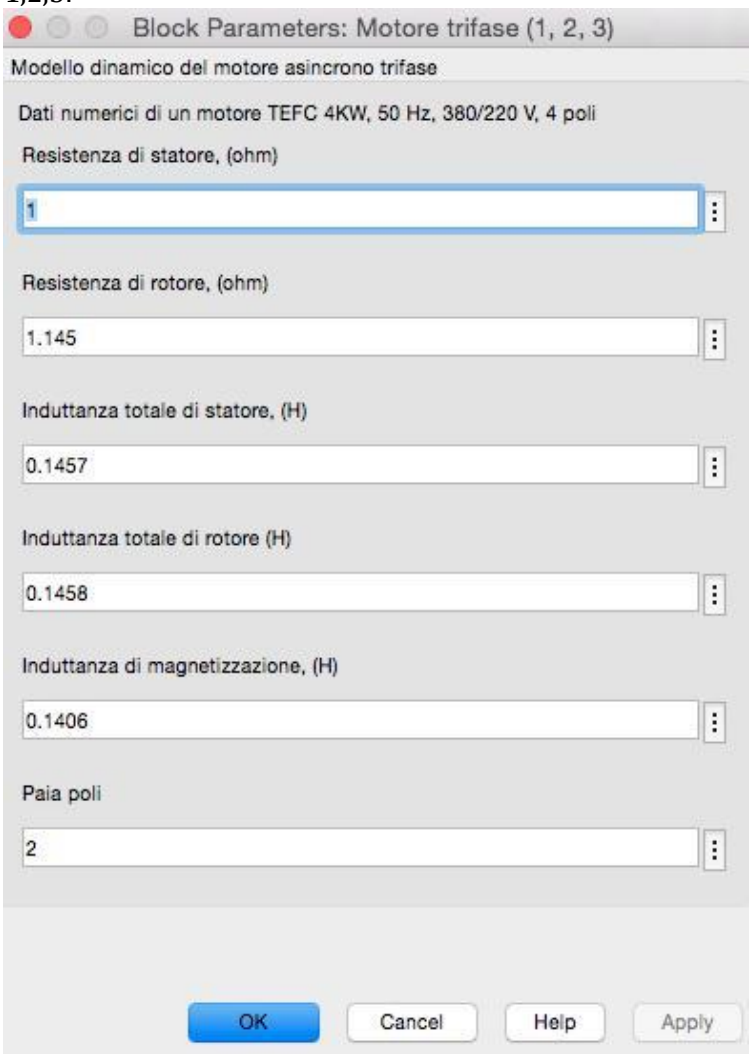
Guardiamo il modello:



Per studiare la dinamica propria del motore asincrono si potrebbe rimanere sempre nel mondo (alpha,beta) ma c'è un problema: il motore asincrono trifase è nel mondo fisico 1,2,3, così come la sorgente di alimentazione.
Per questo motivo il blocco "motore trifase (1,2,3)" ha come ingressi le grandezze trifase.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 197 di 334

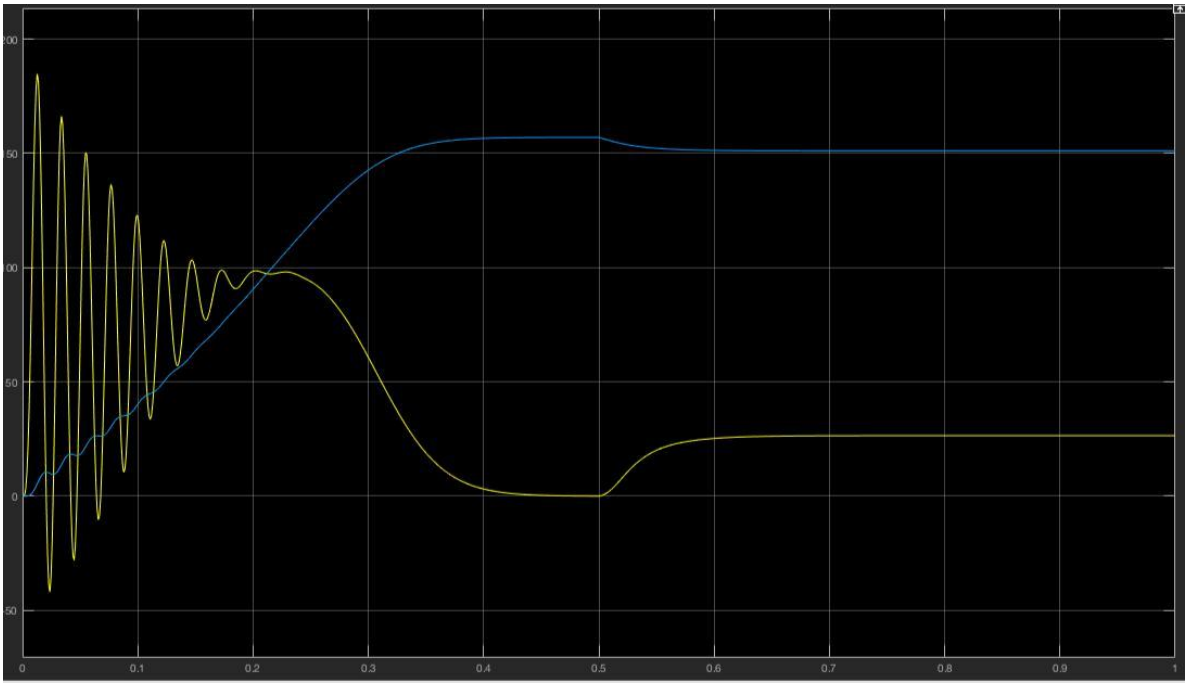
La rete è trifase 50Hz 220V.
I parametri del motore si ottengono facendo doppio clic sul blocco del motore trifase in assi 1,2,3:



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 199 di 334

Si distinguono chiaramente le componenti unidirezionali che si smorzano.
All'avviamento, come previsto, le correnti di macchina sono molto elevate.
I sistemi di corrente di statore e rotore generano campi magnetici rotanti che interagiscono e nasce la coppia di avviamento.

Se guardiamo gli andamenti di coppia motrice e velocità:



La coppia è mediamente positiva e la velocità del rotore aumenta (oscillando).
A un certo punto l'oscillazione di coppia sparisce (così come quella di velocità) e la coppia crolla a 0 quando la velocità va al valore di regime (rimane costante).

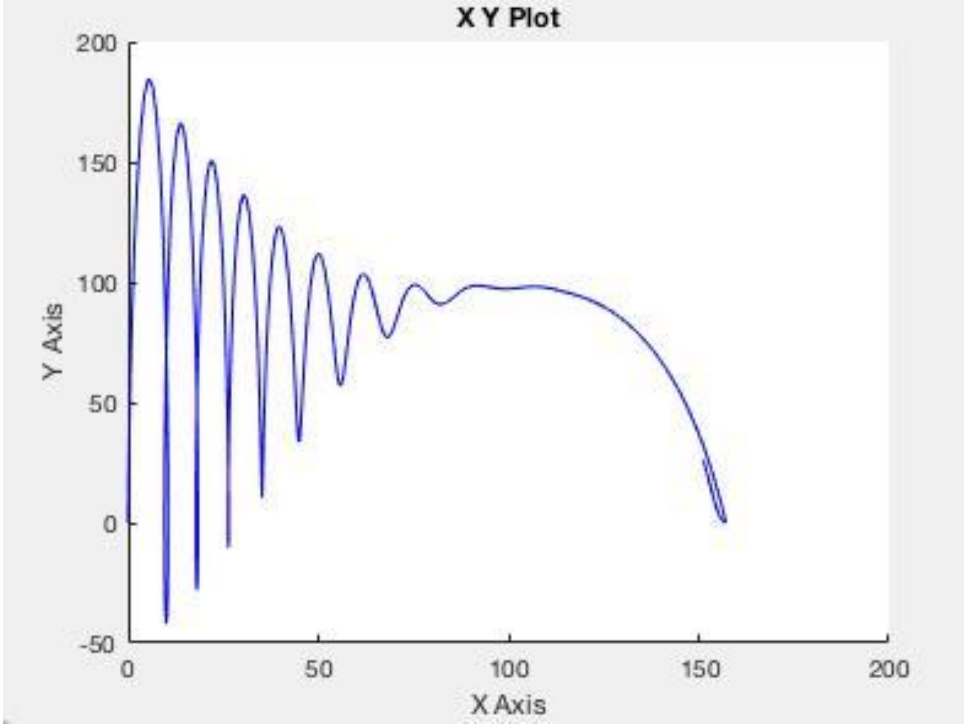
Se guardiamo nuovamente agli andamenti di corrente ci accorgiamo che l'avviamento è piuttosto lungo (circa 0.3 s) ---> l'avviamento può fare male termicamente alla macchina.
A un certo punto le correnti di statore si riducono in ampiezza e vanno a regime sinusoidale, quelle di rotore arrivano ad annullarsi.
Se guardiamo le correnti di rotore ci accorgiamo che all'aumentare della velocità lo scorrimento si riduce, le tensioni indotte a rotore diminuiscono così come le correnti indotte nella gabbia; a regime (al sincronismo) le correnti di rotore sono nulle (scorrimento nullo).

A 0.5 arriva la coppia di carico.
Il motore rallenta, lo scorrimento aumenta, si inducono tensioni nell'avvolgimento di rotore, e circolano correnti a rotore che sono tre sinusoidi di ampiezza molto piccola (si induce poca tensione nella gabbia) e di frequenza molto piccola perché lo scorrimento è piccolo.
La comparsa di correnti a rotore è dovuto al fatto che a statore c'è un breve transitorio che produce un aumento di ampiezza delle correnti; il transitorio è breve e le correnti arrivano presto a regime con ampiezza circa il 50% in più di quella del funzionamento a vuoto.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 201 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 203 di 334

Vediamo infine la caratteristica coppia---velocità dinamica: esprime la coppia in funzione della velocità per ogni istante di tempo.

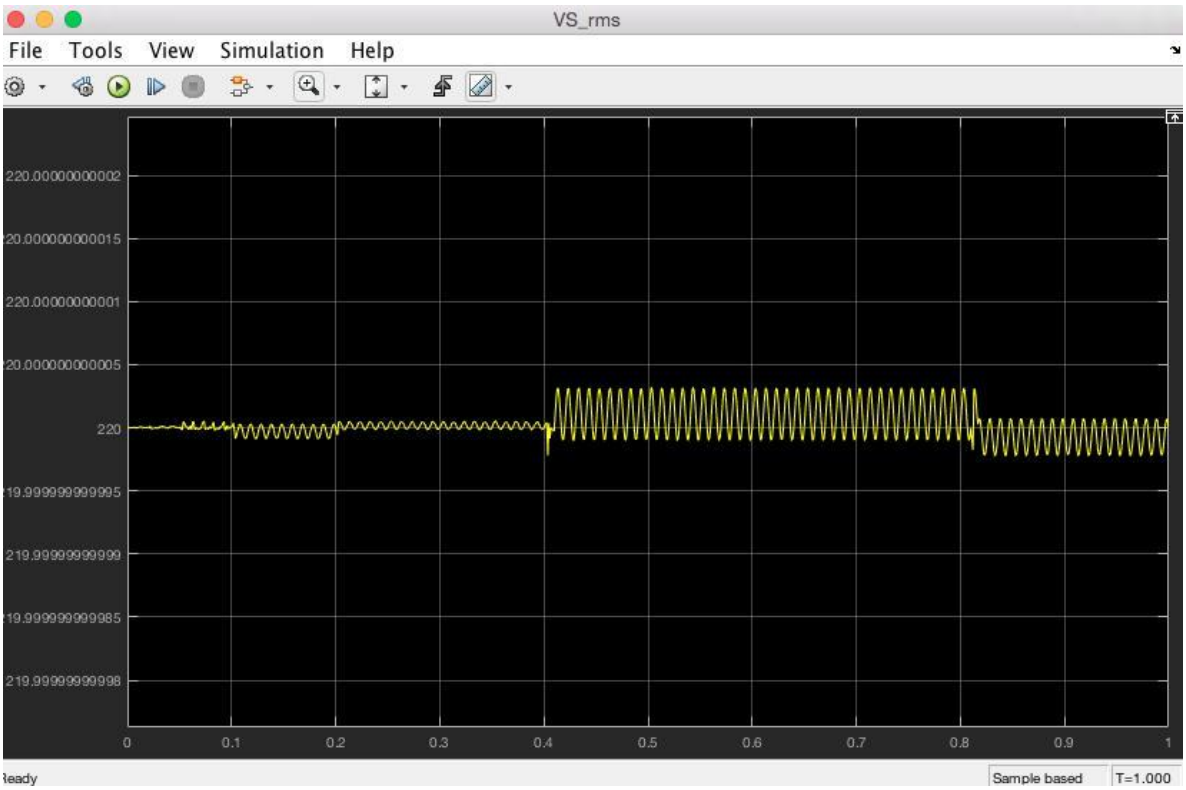


Gli unici punti che appartengono anche alla caratteristica stazionaria sono il punto di funzionamento a regime a vuoto e il punto di funzionamento a regime sotto carico.
Le oscillazioni di coppia rispetto alla velocità sono dovute al fatto che transitoriamente, all'avviamento, per far concordare le condizioni iniziali di corrente, si presentano delle correnti continue che si stanno smorzando (componenti unidirezionali): gli avv. Di statore e rotore generano un campo fisso e un altro pulsante alla velocità di sincronismo. Il risultato è che sul giro si presenta una pulsazione di coppia che si smorza quando il campo unidirezionale si è smorzato.

Vedi LEZIONE 19

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 203 di 334

Vediamo i risultati della simulazione. Per quanto riguarda la terna di tensioni di alimentazione:



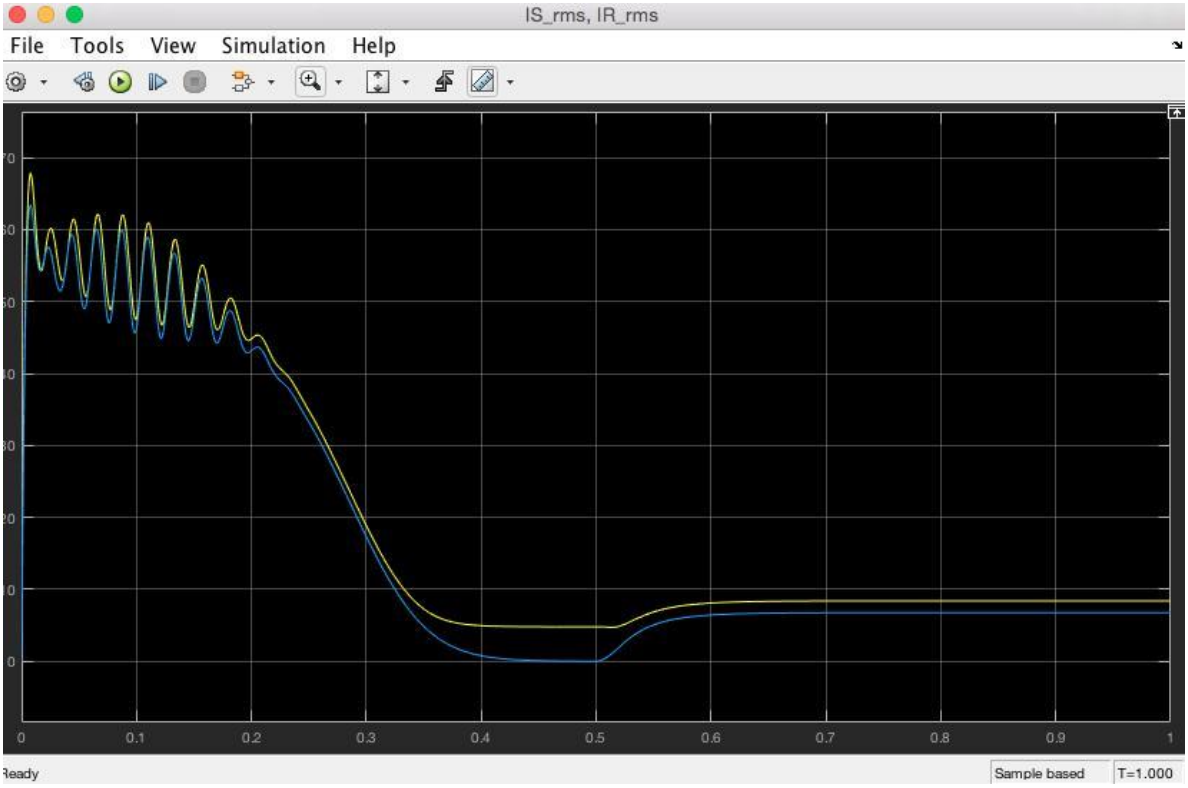
Si vede che a regime sinusoidale il valore efficace dinamico è costante e coincide col valore efficace convenzionale (220 V, come impostato nel blocco Rete Trifase). Il rumore sovrapposto è dovuto a problemi numerici.

Per quanto riguarda le potenze elettriche, la potenza elettrica del sistema è il prodotto scalare tra il vettore delle tensioni Vs123 e il vettore delle correnti Is123, la potenza meccanica è il prodotto tra due scalari Cm*wr.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 205 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 207 di 334

Guardiamo i grafici dei valori efficaci dinamici delle correnti di statore e di rotore:



statore →→ gialla, rotore →→ blu
In avviamento il val. efficace dinamico della corrente di statore non è molto differente a quello delle correnti di rotore.
Osserviamo che noi lavoriamo con una ir riportata a primario, come visto a m.e. 1: per questo i due valori efficaci non sono molto diversi.

Anche in questo grafico si manifestano le oscillazioni legate al fenomeno del campo di unidirezionale.

La corrente media di avviamento di questa macchina rispetto a quella di regime è circa 55/8.

Nel nostro modello non abbiamo considerato l'effetto pelle nella gabbia di rotore: se il rotore è a gabbia i conduttori in avviamento sono soggetti a effetto pelle →→ la resistenza di rotore che va bene per il regime non va bene per l'avviamento; noi abbiamo considerato un unico parametro (non si sa se quello che va bene per il regime o per l'avviamento).

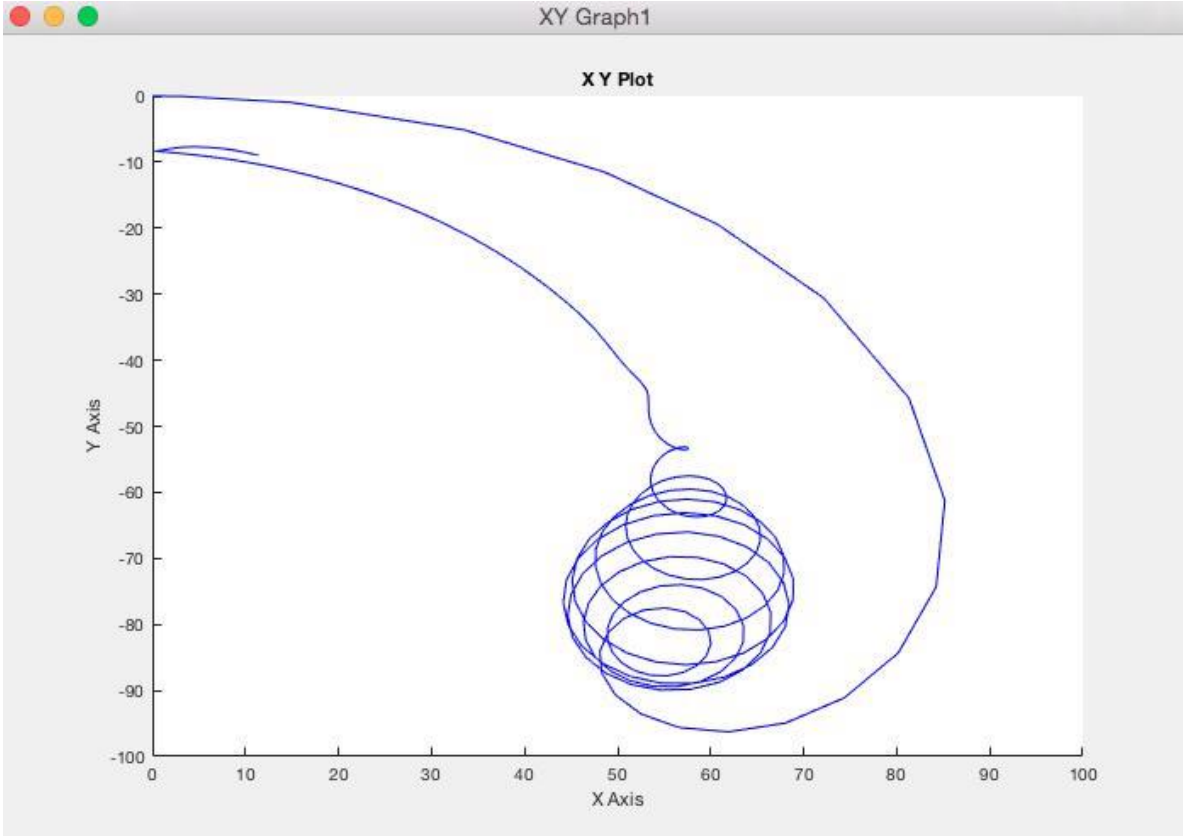
A regime a vuoto il valore efficace dinamico della corrente di rotore va a 0 (andavano a 0 i valori istantanei), quello della corrente di statore coincide con quello della corrente magnetizzante.

La differenza tra i due valori efficaci dinamici è sempre correlata alla corrente magnetizzante che pesa di più per macchine piccole.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 207 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 209 di 334

Adesso rappresentiamo il diagramma circolare del vettore corrente di statore nel mondo alpha---beta al quale applichiamo una trasformata di rotazione per sincronizzarlo con il vettore tensione di alimentazione. Poiché la terna di tensioni di alimentazione è diretta è necessario realizzare una rotazione antioraria:



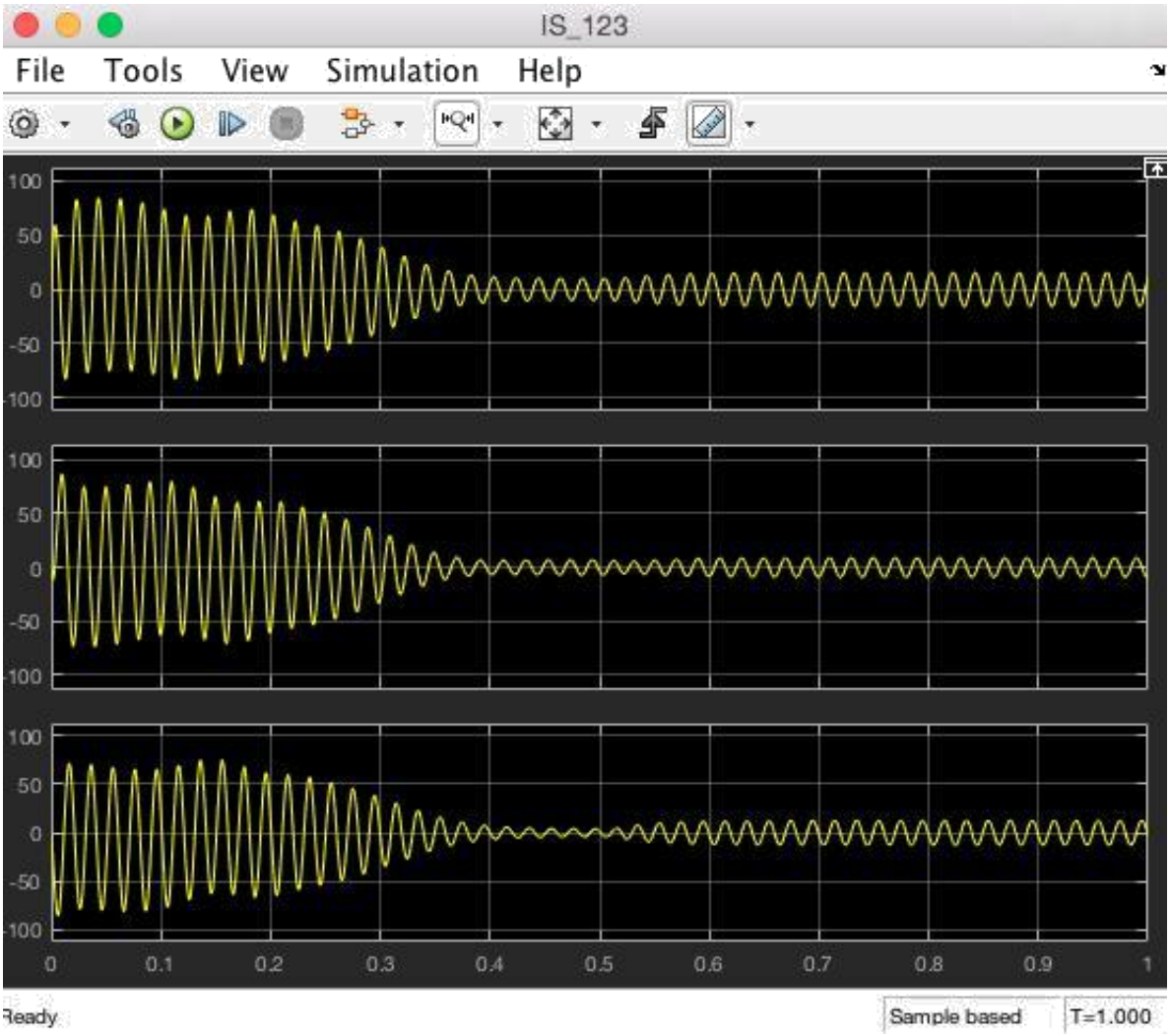
Le correnti di statore sono inizialmente nulle. Il vettore spaziale cresce velocemente perché le correnti di avviamento sono molto alte, si presentano delle volute che sono associate alle componenti unidirezionali che si stanno smorzando. A questo punto il modulo del vettore spaziale corrente si riduce fino al regime a vuoto nel punto circa a y=---10 (corrente di magnetizzazione); poi c'è un'altra evoluzione dinamica che porta al regime di funzionamento sotto carico.

Il grafico ha questo andamento perché abbiamo sincronizzato il vettore spaziale al vettore tensione di alimentazione che è una terna diretta.

Per vedere lo stesso grafico che c'è nella traccia dell'esercitazione si devono scambiare le coordinate.

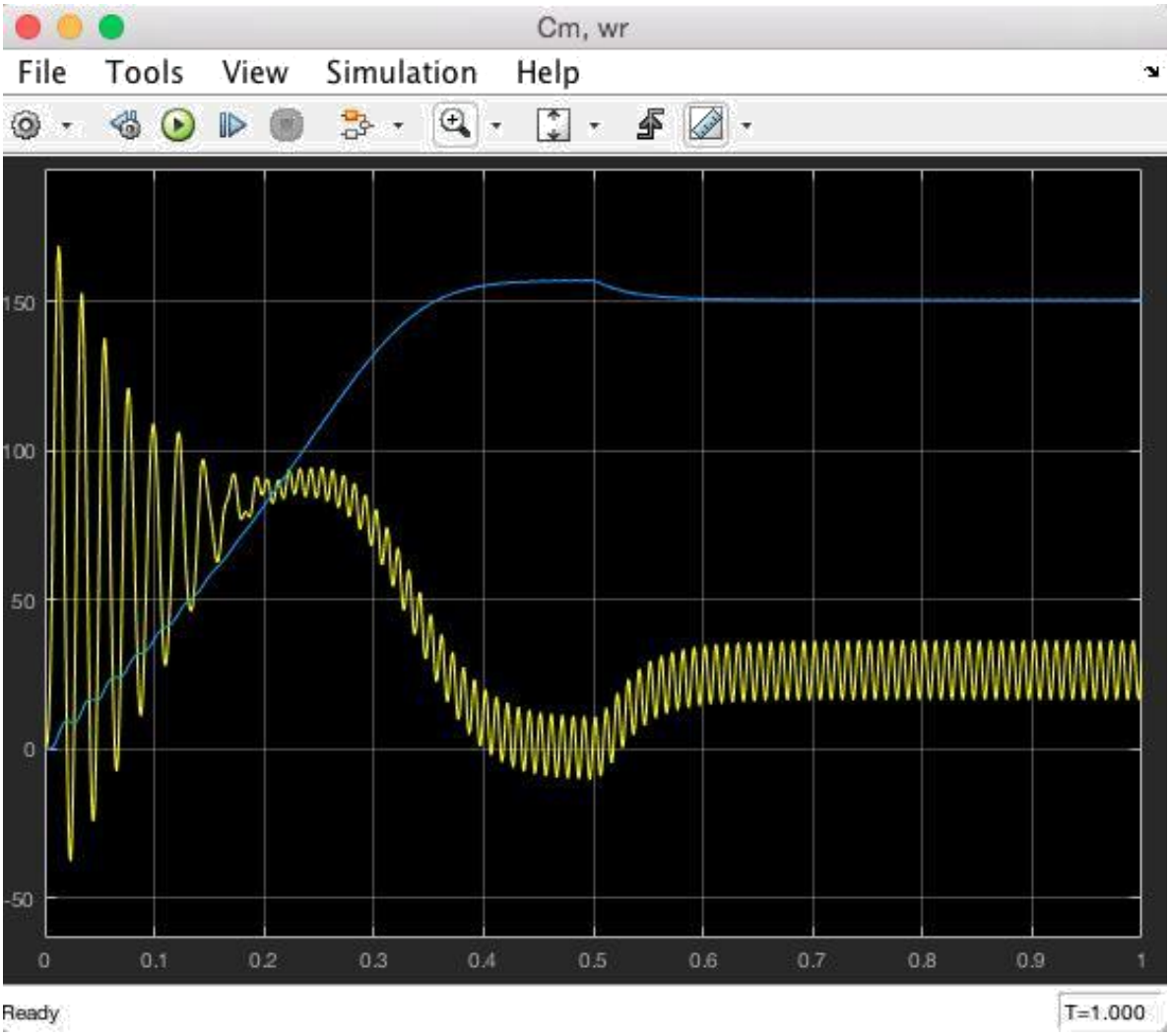
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 209 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 211 di 334



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 211 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 213 di 334



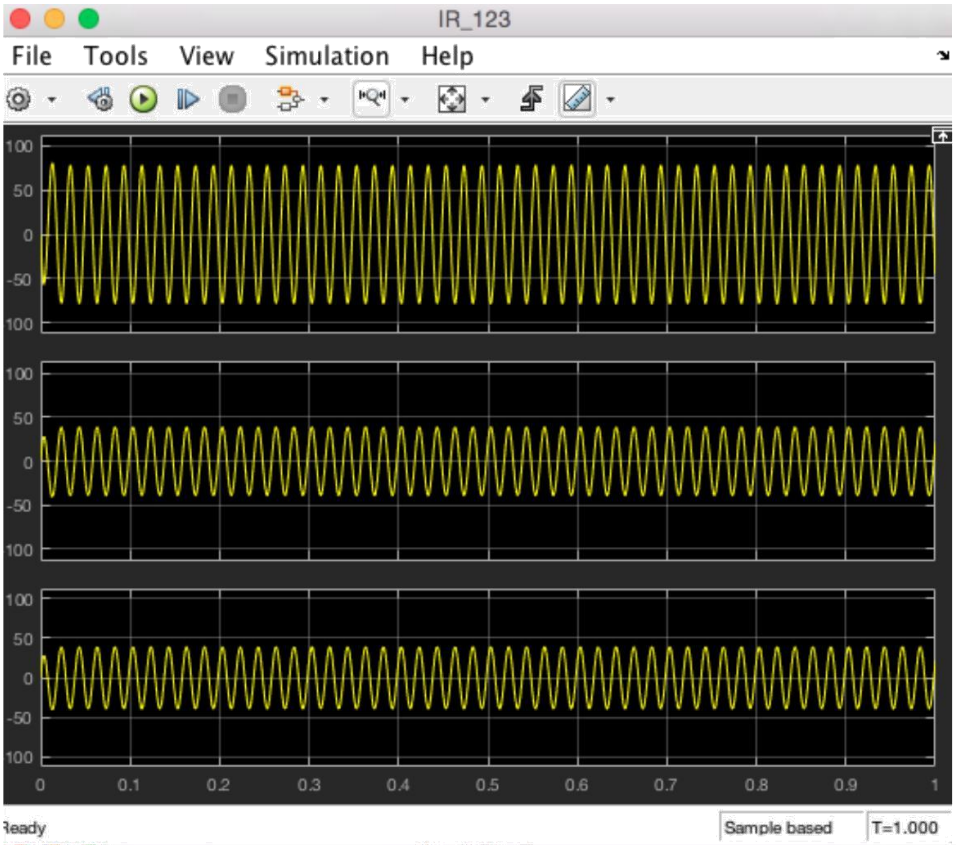
Sto dando due generatori allo stesso motore. L'effetto risultante è la somma degli effetti dei due generatori.
Il problema è che un generatore impone al motore di ruotare in una direzione, l'altro impone al motore di ruotare nell'altra direzione: la sequenza delle tensioni di alimentazione determina il verso di rotazione del campo magnetico e, quindi, il verso di rotazione del motore.
Possiamo osservare immediatamente che la coppia a regime (a vuoto) oscilla a 100Hz perché è la velocità relativa tra il campo diretto e il campo inverso; sotto carico la frequenza delle oscillazioni non è esattamente 100 Hz ma è un po' meno perché c'è scorrimento.

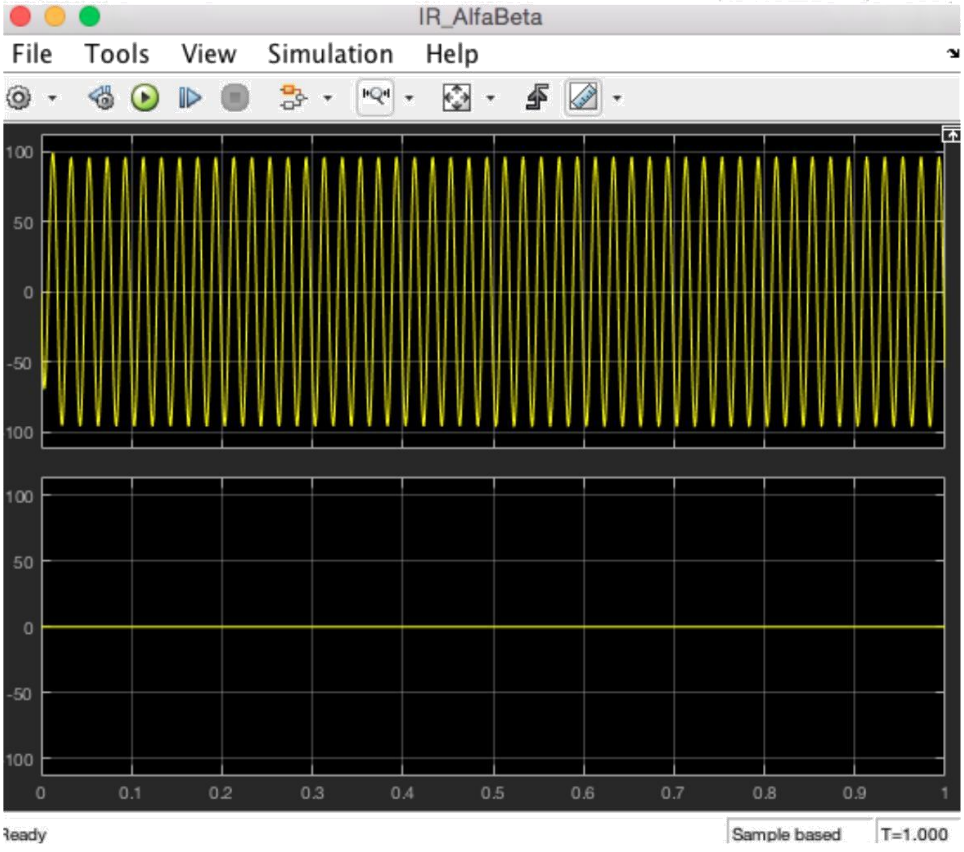
In termini di corrente di rotore nascono per lo stesso motivo ancora delle oscillazioni che concorrono all'oscillazione di coppia.

Se guardiamo le correnti di statore nel funzionamento a regime a vuoto ci accorgiamo poco del ripple perché anche nel caso precedente c'era già la corrente magnetizzante e lo stesso a carico; con la sola sequenza diretta, invece, la corrente di rotore era costantemente nulla.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 213 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 215 di 334

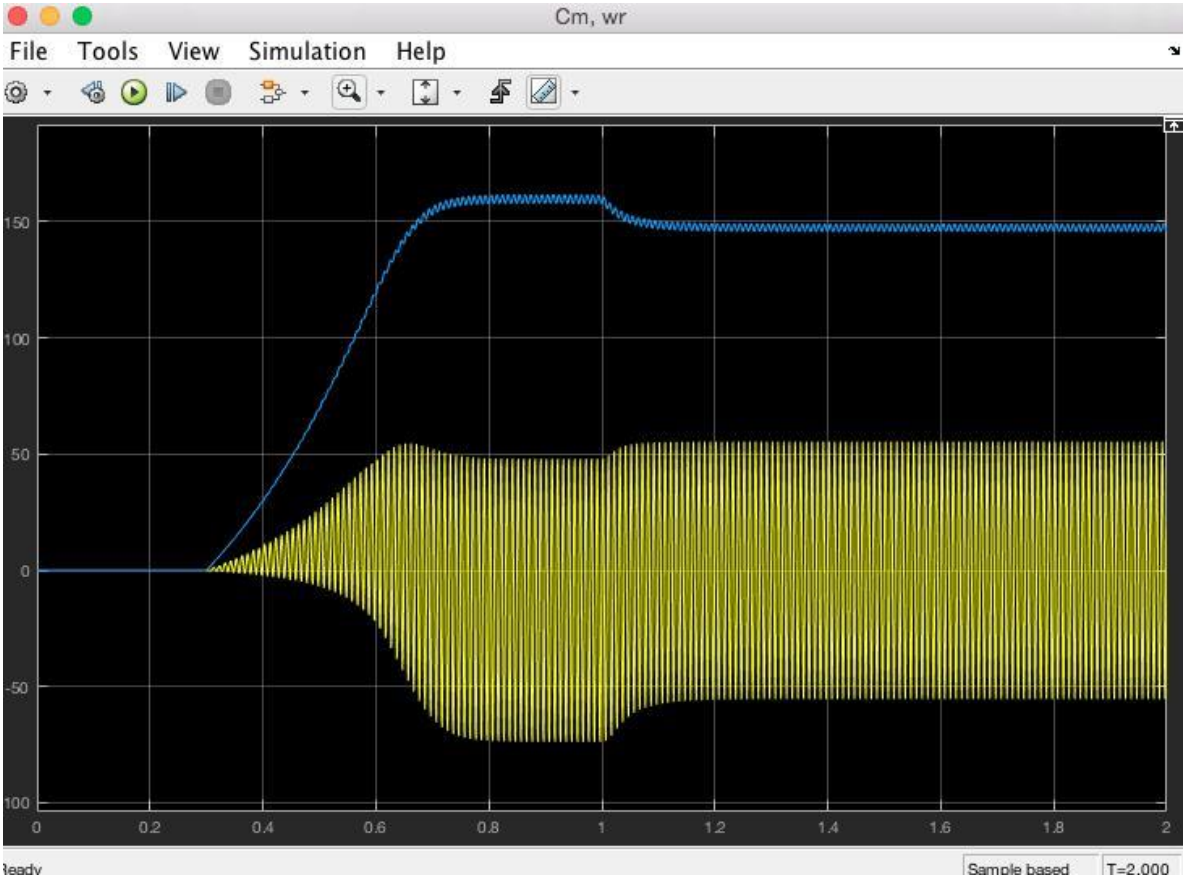




© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 215 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 217 di 334

Guardiamo il grafico di coppia e velocità nel tempo:



All'inizio non succede niente, il motore si comporta come un carico RL e non può partire. Quando arriva la coppia di carico negativa il motore riesce a partire e si aggancia al campo concorde al segno della coppia resistente. La velocità di sincronismo del motore (4 poli) è 2*pi*50/4, cioè 157 rad/s. La velocità aumenta e si porta a un valore mediamente superiore alla velocità di sincronismo, cioè la macchina funziona da generatore.

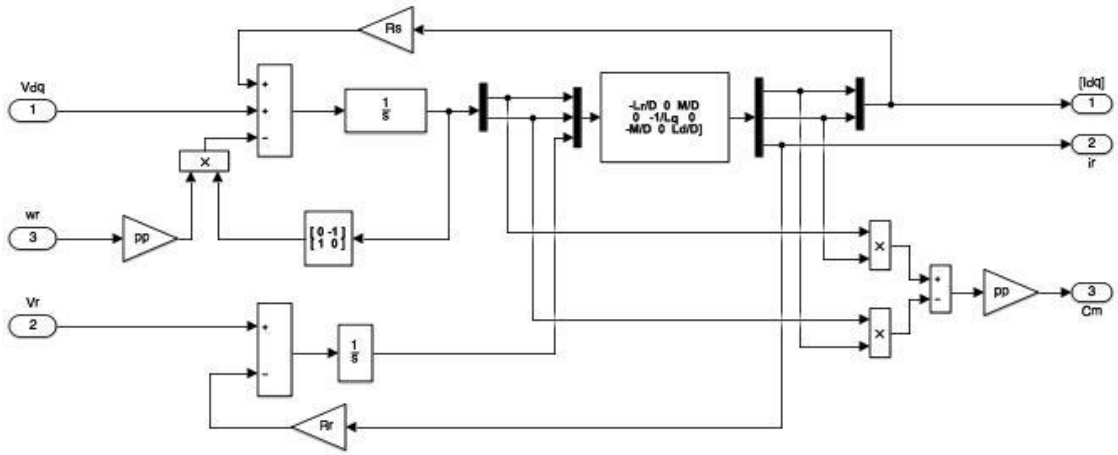
Questo si vede anche dal fatto che la coppia in quel tratto è mediamente negativa (---13Nm). Togliendo alla macchina la coppia resistente, la coppia diviene mediamente nulla (c'è sempre un'oscillazione sovrapposta a 100 Hz) e la velocità si riporta al valore medio della velocità di sincronismo. Da questo punto in poi la macchina che è stata avviata può lavorare da motore.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 217 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 219 di 334

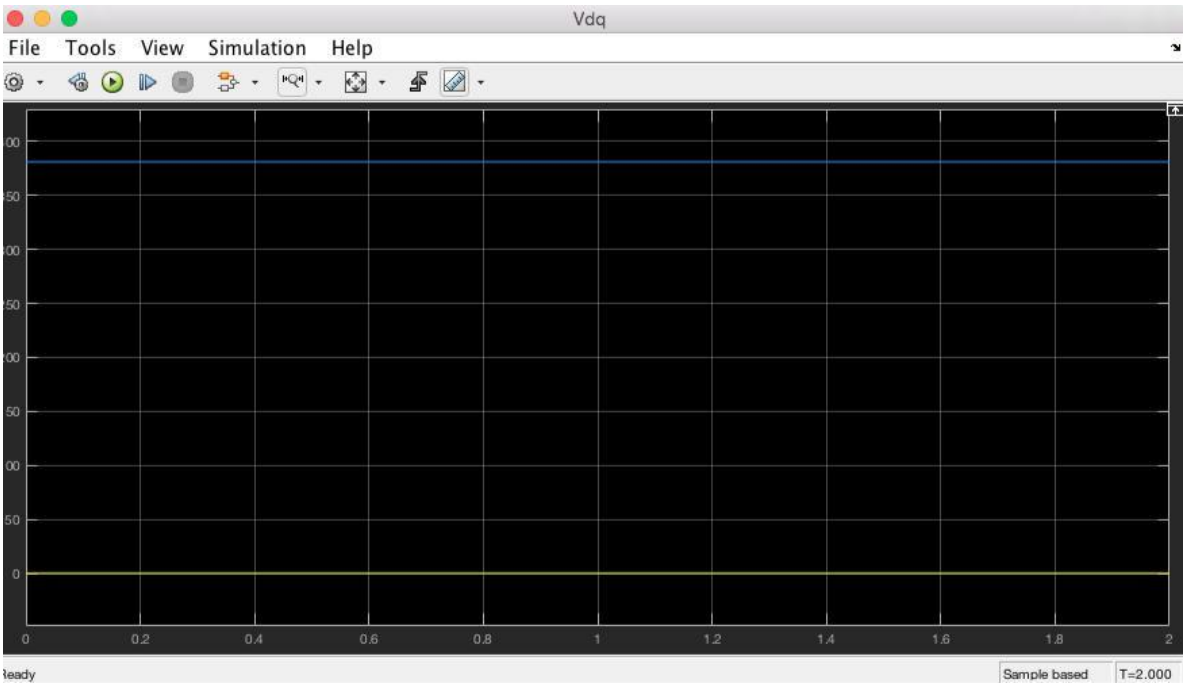
Guardando i parametri ci accorgiamo ancora che l'alternatore è isotropo (Ld=Lq).

Il modello dell'alternatore è quello scritto con la convenzione di segno dei gen.



Si invertono le eq. Magnetiche per passare dalle vds (flussi) alle correnti, ci sono le retroazioni dei termini resistivi e i termini mozionali che sono incrociati.

Imponiamo che il c.c. arrivi a 3s. Poiché la simulazione è di 2s, il c.c. non arriva mai. Procediamo con la simulazione e vediamo gli andamenti di vdq,isi (i=1,,3) e ir:

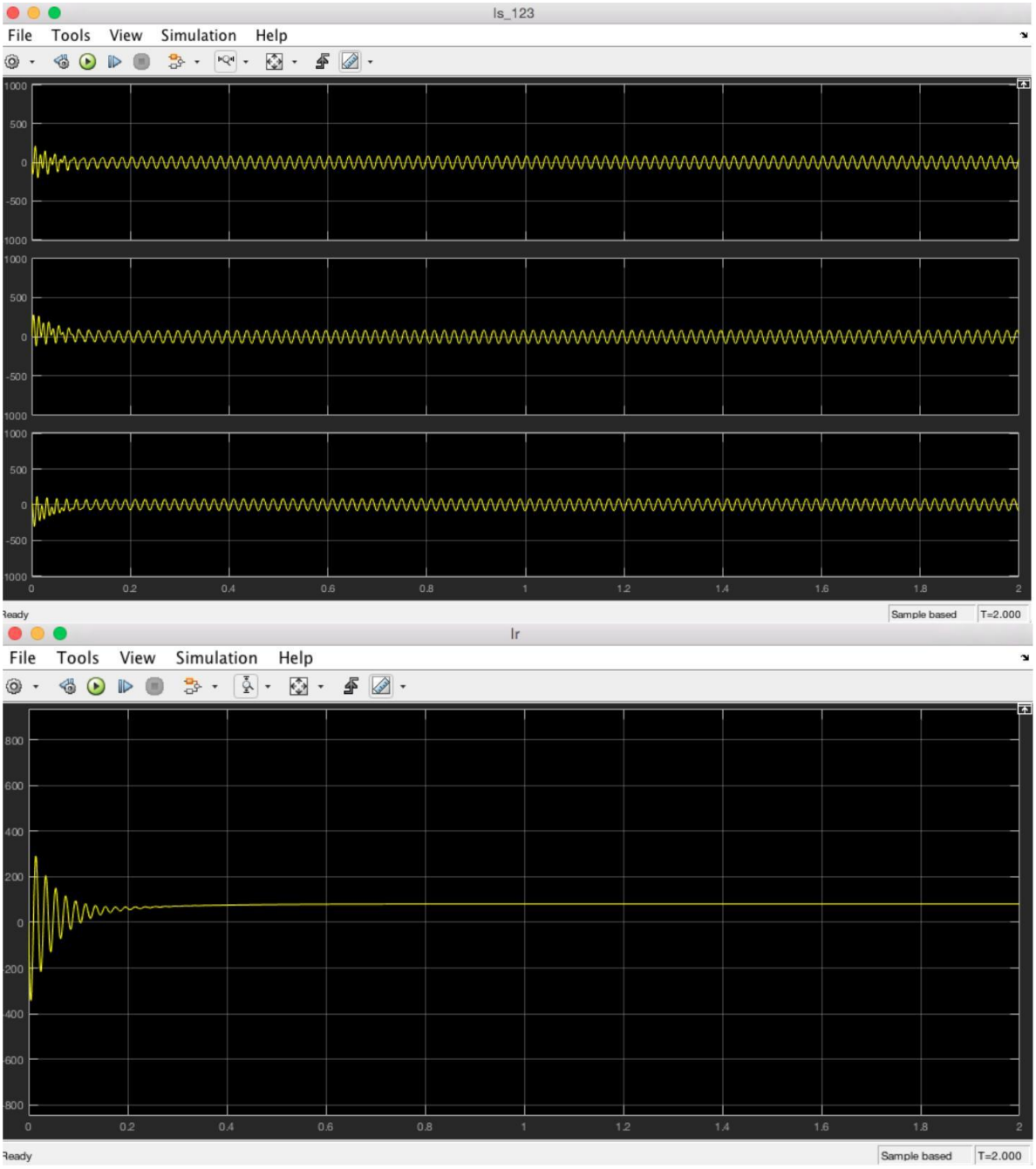


© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 219 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 221 di 334

interagisce come in figura in un modo giusto dinamicamente, ma non si farà mai un parallelo così di un alternatore in rete (le correnti sono enormi). Il parallelo dell'alternatore viene fatto come visto a m.e. I.

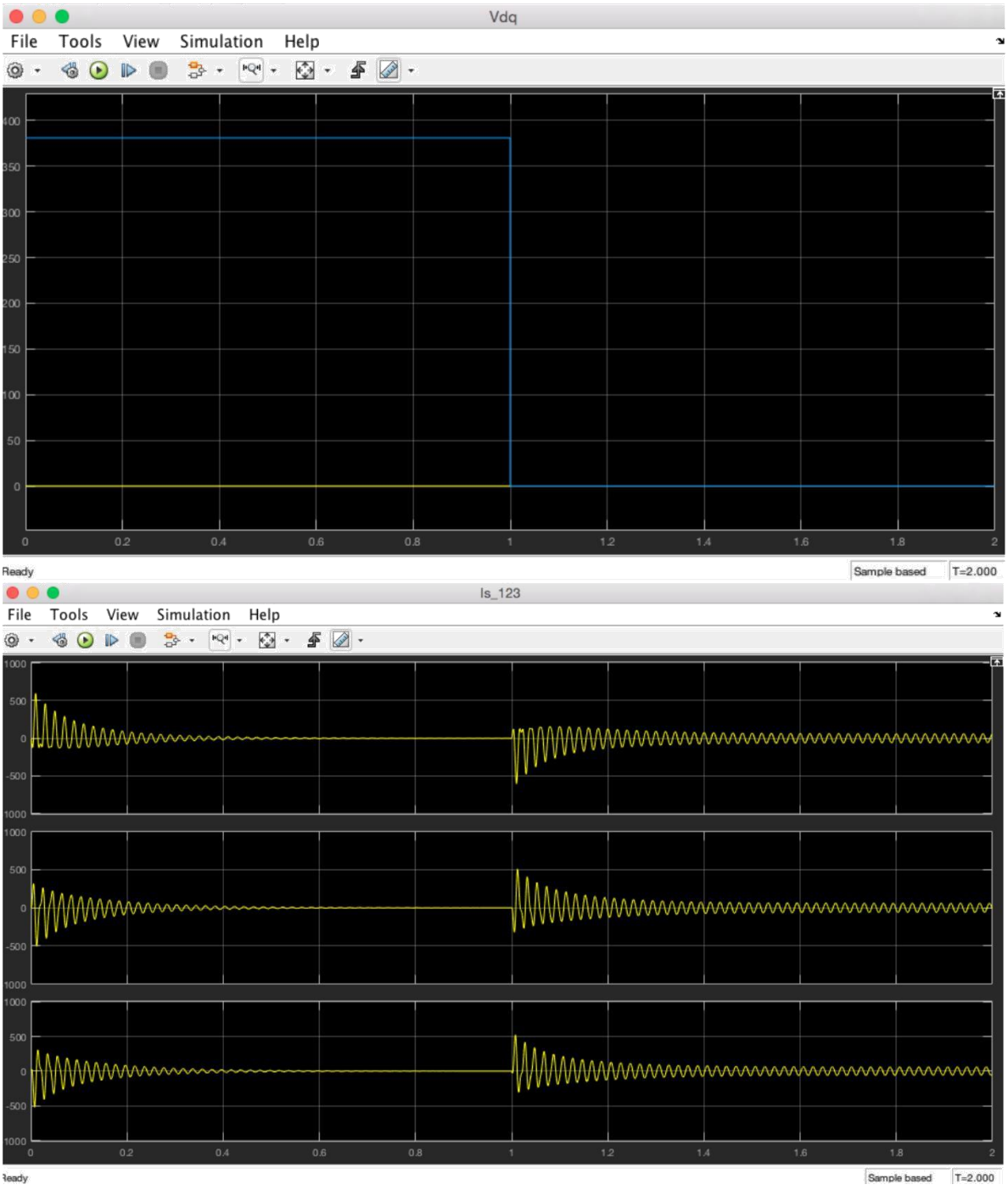
La rete presenta una fasatura pari a pi/2 che è tale da produrre le giuste condizioni iniziali per il transitorio di c.c. Se si cambia la fasatura della rete portandola da pi/2 a 0 osserviamo che:



La rete ruota con la sua fasatura, il rotore si sta eccitando perché sta nascendo la ir, a vuoto si vede che non essendoci la fasatura giusta tra rete e alternatore abbiamo della corrente. La corrente di regime di rotore è sempre Vr/Rr.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 221 di 334

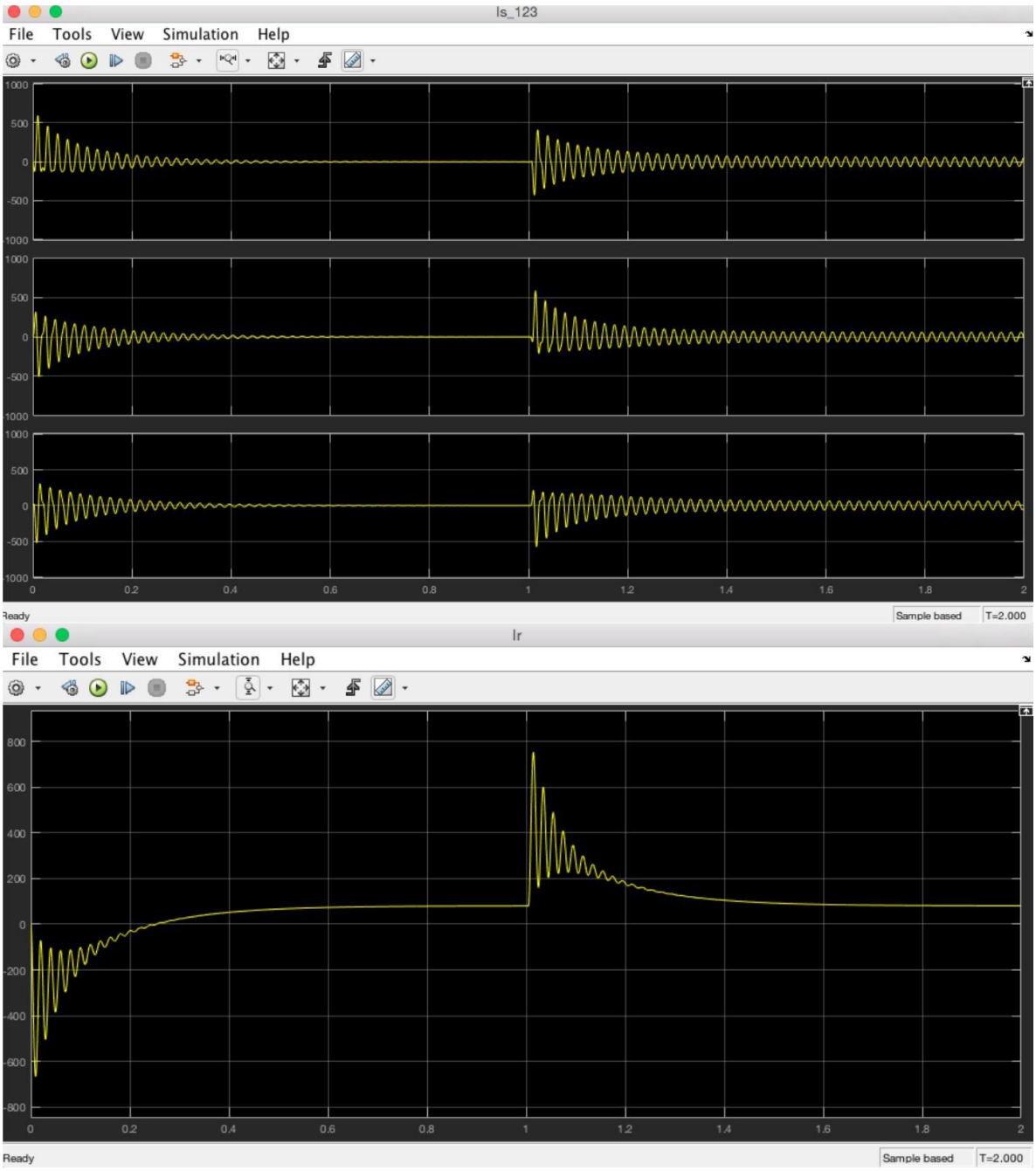
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 223 di 334



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 223 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 225 di 334

Se cambio l'istante in cui avviene il c.c., ad esempio 5ms dopo (1/4 di periodo a 50 Hz) (t=1.005s):



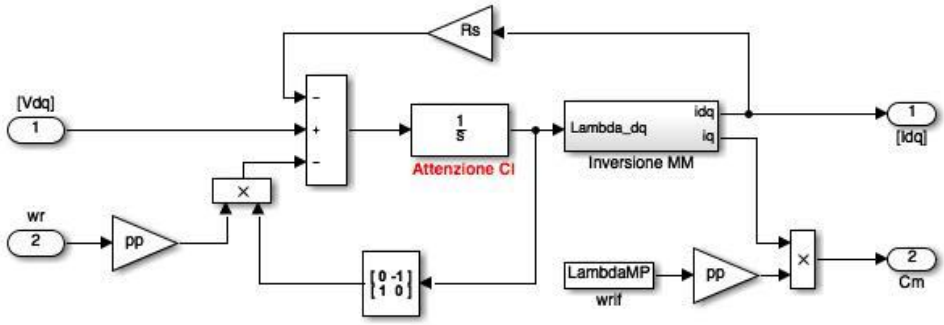
La corrente di rotore non è cambiata (basta pensare alla trattazione analitica), si comporta allo stesso modo del caso precedente: cresce per creare un flusso che si opponga a quello proveniente da statore in modo che il flusso di rotore rimanga costante.

Le correnti di statore presentano ancora una componente unidirezionale e una componente di regime alternativo. Ci accorgiamo però che cambiano le condizioni iniziali di flusso in corrispondenza delle quali avviene il c.c. (si osserva una variazione delle forme d'onda).

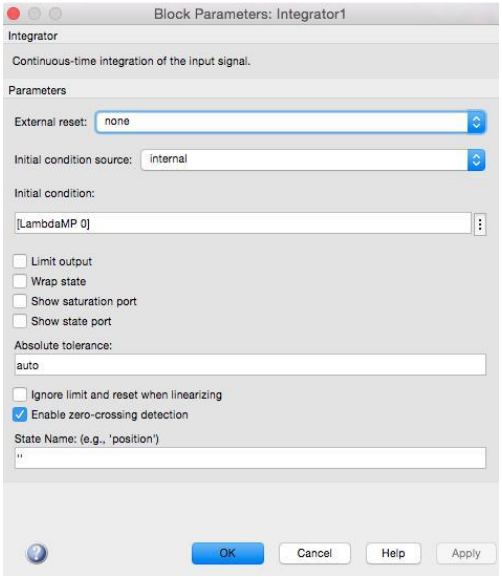
Se supponiamo che il c.c. avvenga a 1.02 s (1 periodo elettrico dopo al primo caso) ritroviamo le stesse forme d'onda.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 225 di 334

Vediamo cosa c'è sotto la maschera del motore:



Il modello dinamico è molto compatto ed è rappresentato in forma matriciale.
Si deve fare attenzione a impostare correttamente le condizioni iniziali dell'integratore: in uscita all'integratore ci sono i flussi lambda_d e lambda_q. Poiché:
lambda_d=Ls*id+lambda_MP
lambda_q=Ls*iq
è necessario impostare per lambda_d la condizione iniziale lambda_MP:

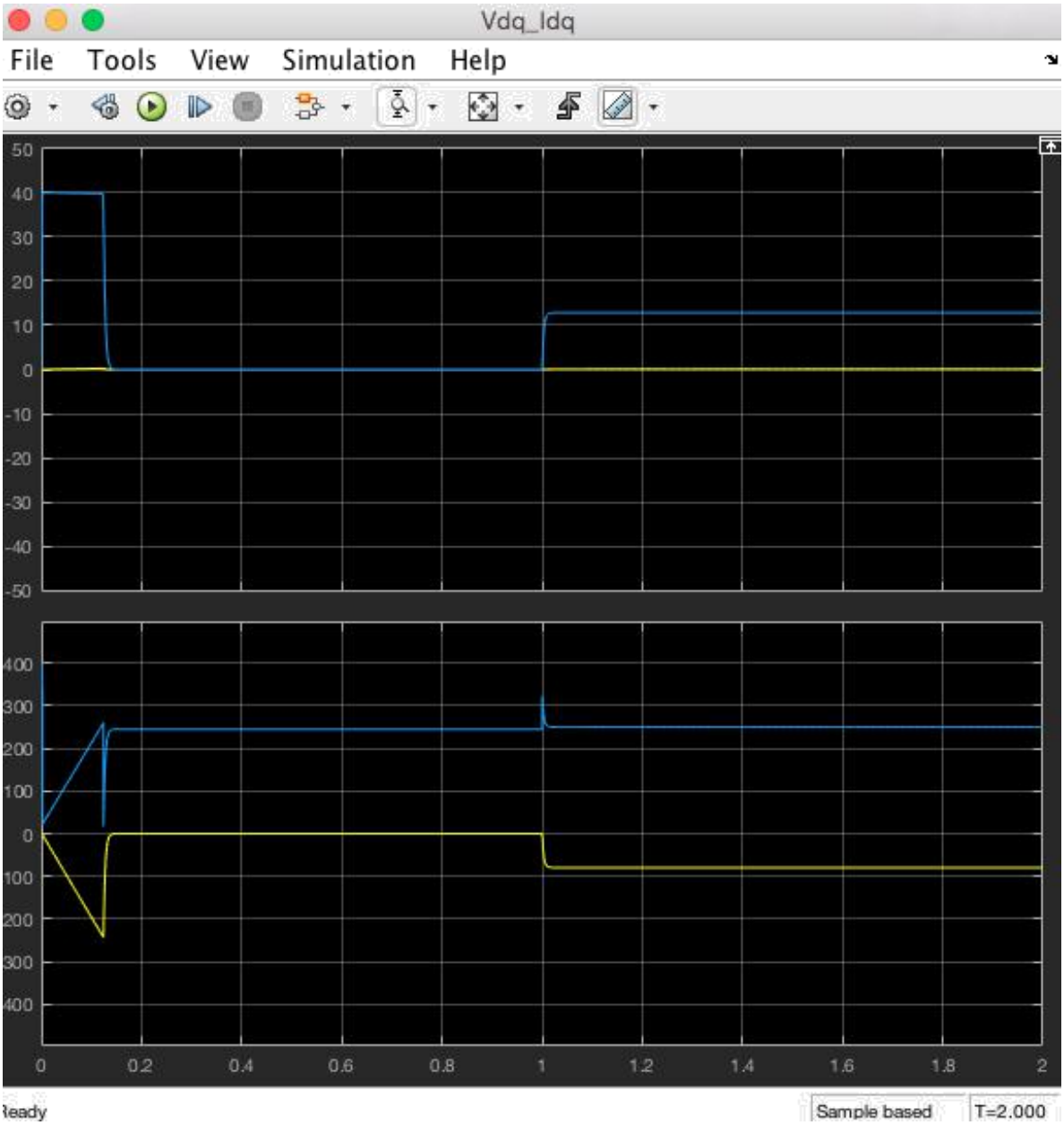


Vediamo ora la filosofia di controllo.
È dato un riferimento di velocità 157 rad/s (1500 rpm). A 1s arriva una coppia resistente. C'è solo momento di inerzia, no attrito viscoso.

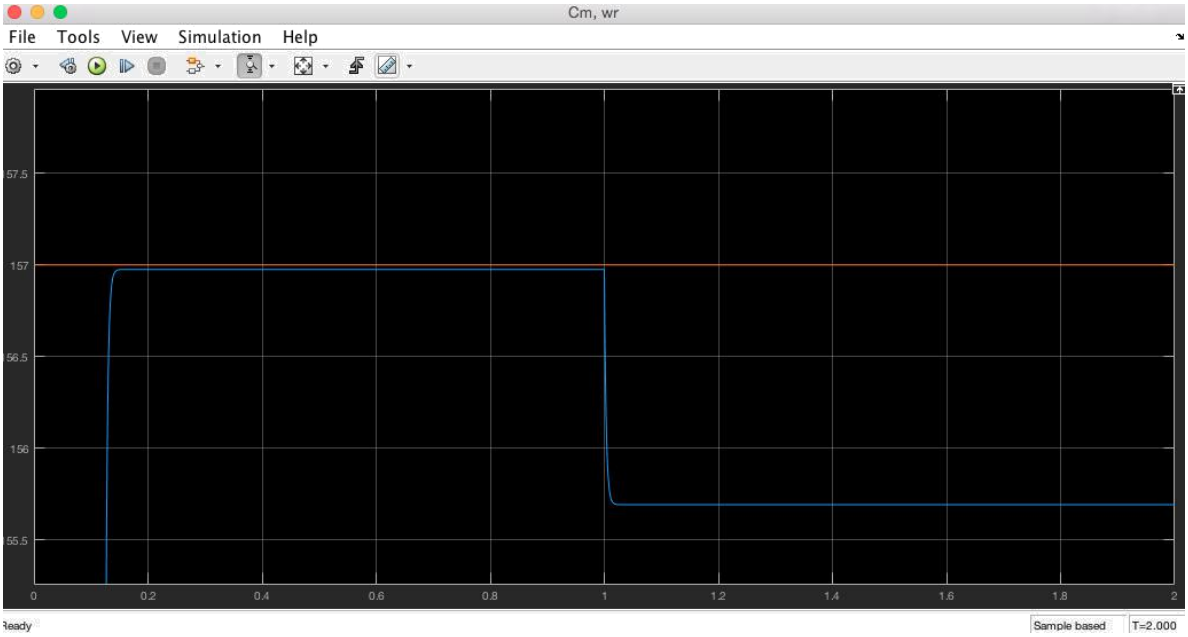
Si confronta il riferimento di velocità con la velocità vera della macchina per trovare l'errore di velocità. Tale errore è condizionato con un proporzionale puro (si usa sempre il PI).
L'uscita del guadagno proporzionale è la corrente iq che vorrei per annullare l'errore di velocità; tale corrente è saturata perché se il controllo dice di iniettare 1000 A mentre il limite sulla corrente è 40 A si spacca tutto.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 227 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 229 di 334

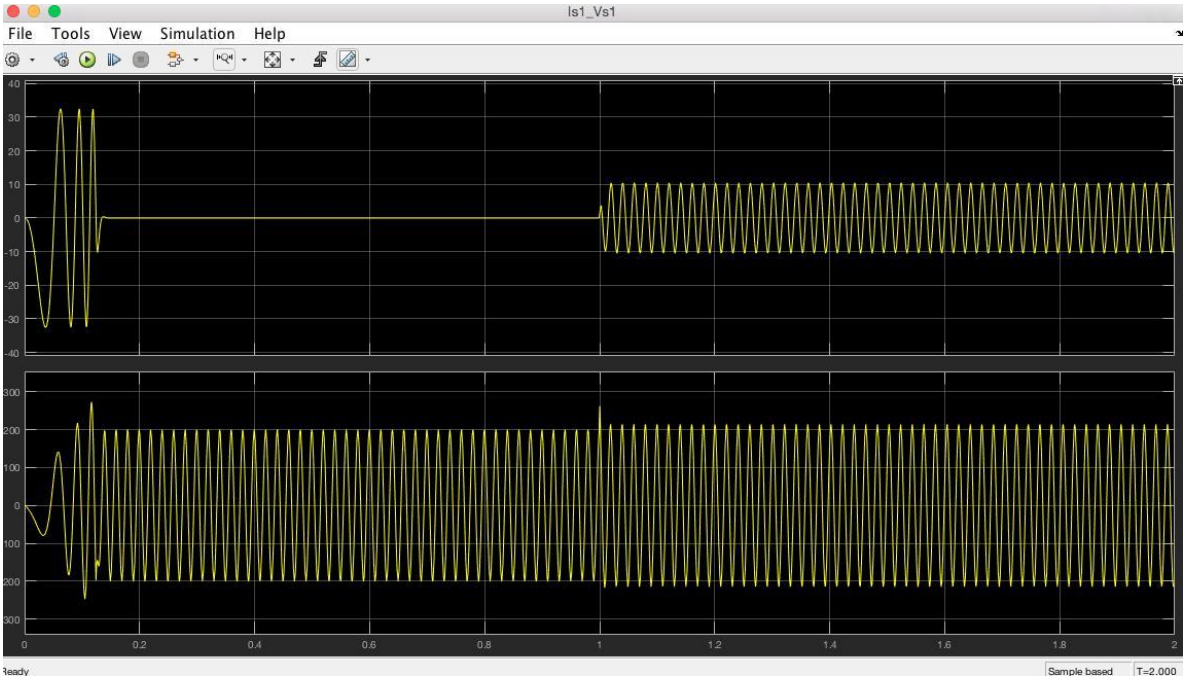


© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 229 di 334



Se guardiamo meglio il grafico di velocità ci accorgiamo che non si recupera la presa di carico perché il regolatore dell'errore di velocità è solo un guadagno proporzionale. C'è inoltre anche un piccolo errore a regime nel funzionamento a vuoto.

Se avessimo usato un PI avremmo visto una coda con la quale la velocità vera si sarebbe riportata al valore di riferimento.

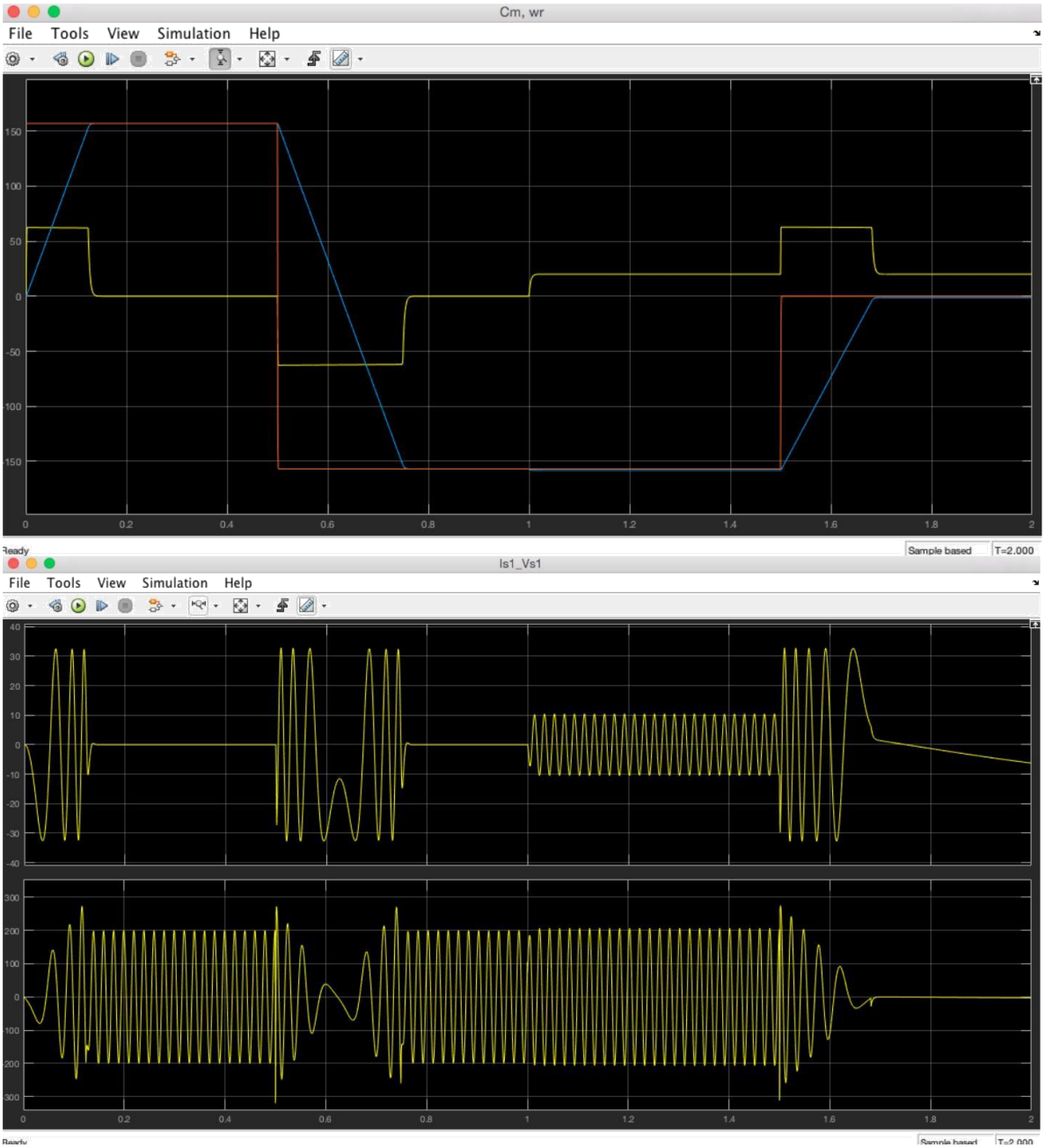


Vediamo cosa succede in termini di corrente (grafico in alto) e tensione (grafico in basso) di fase 1.

Nella prima fase, come abbiamo visto, la corrente iq è al valore massimo 40 A, e, quindi, le tensioni di fase hanno valore di picco sqrt(2/3)*40 A. La frequenza aumenta con la velocità: il controllo è real time, cioè fa sì che la corrente sia istante per istante in asse q. Questo lo fa da

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 231 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 233 di 334



Vediamo che il controllo risponde ancora piuttosto bene.

La velocità di riferimento parte da 157 rad/s poi passa a ---157 rad/s e poi va a 0 rad/s. Quando gli errori di velocità sono grandi gli anelli di velocità sono saturi (si chiede che iq sia quella massima) e la velocità varia a rampa. Quando la velocità vera si porta vicino a quella di riferimento l'anello dissatura.

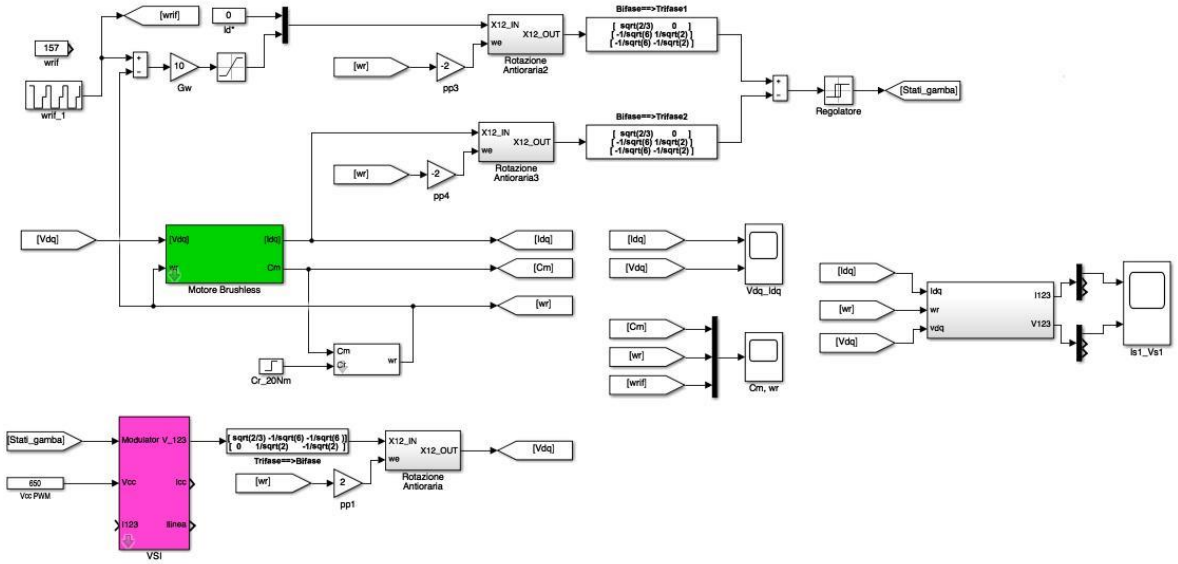
Il controllo lavora anche in presenza di coppia resistente: quando la velocità deve variare a 0, per la presenza della coppia resistente è necessario che la coppia motrice sia positiva, cioè che iq>0.

Osserviamo che l'adattamento in frequenza di correnti e tensioni di fase e in ampiezza per le sole tensioni di fase si vede bene in questo caso. Per t=0.6 s circa la velocità vale circa 0 visto che, guardando il grafico di vs1, si sta passando da una frequenza corrispondente ad alta

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 233 di 334

Vediamo il controllo del motore brushless in assi fissi (1,2,3) o rotanti (d,q).
La filosofia è la stessa rispetto a quella che abbiamo visto, emergerà la presenza del ripple perché, in tal caso, il motore è alimentato da inverter PWM.

CONTROLLO IN ASSI FISSI
Lo schema di controllo è il seguente:



Questo controllo presenta dei regolatori a isteresi che lavorano bene nel mondo fisico (1,2,3). Se non chiediamo bande di isteresi troppo piccole, il regolatore a isteresi funziona molto bene e ha in uscita direttamente il comando istantaneo della gamba di inverter →→ no modulatore

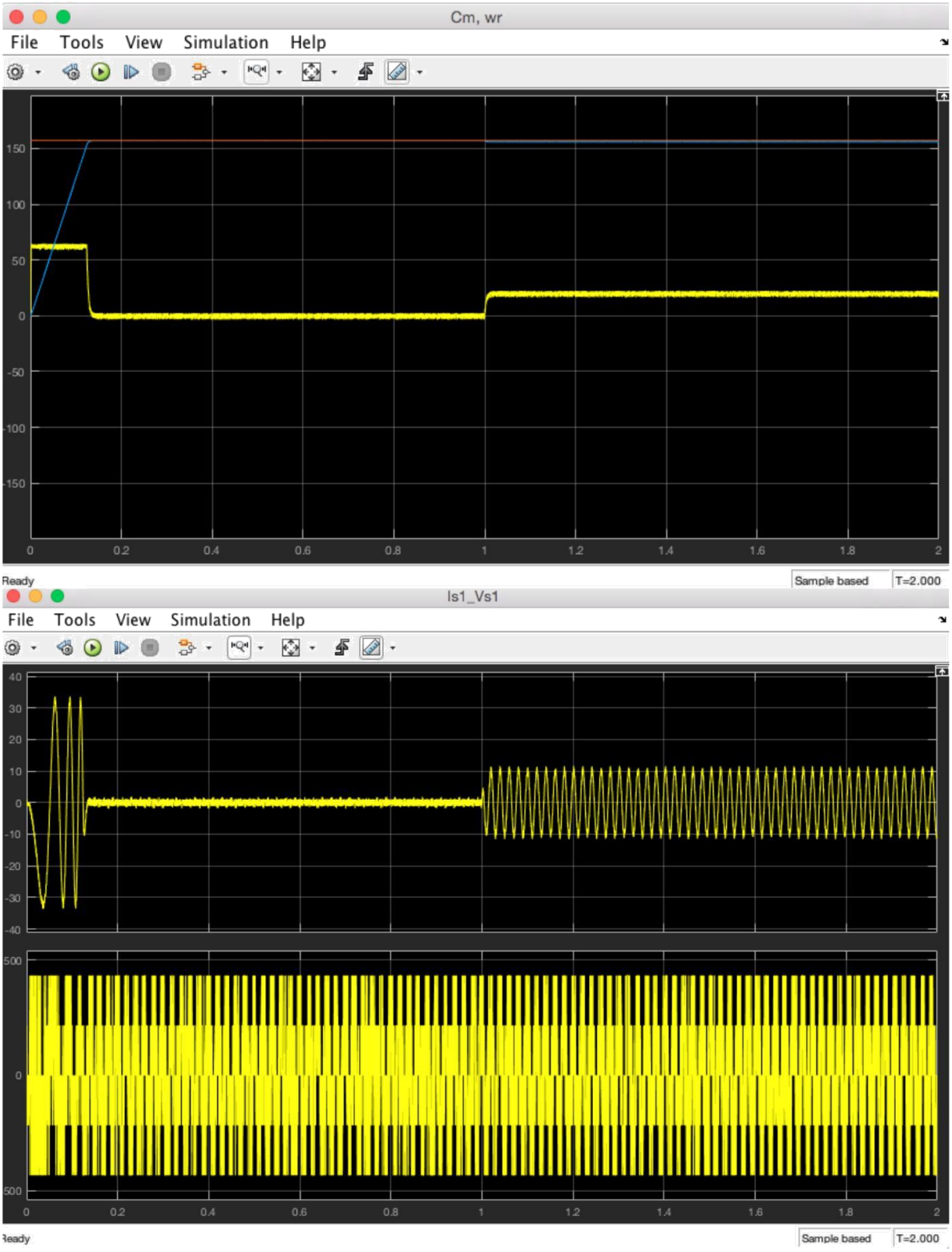
L'anello di velocità è identico al caso precedente di alimentazione da inverter sinusoidale ideale: si crea l'errore di velocità confrontando la velocità di riferimento con quella vera, si condiziona l'errore tramite un guadagno proporzionale, si satura l'uscita del guadagno proporzionale e si trova la corrente di riferimento in asse q iq*; id* è impostata a 0.
Il controllo è su assi fissi, cioè si deve passare da id*,iq* a i1*,i2*,i3* →→ si applica la trasformazione di rotazione che richiede in ingresso non wr (velocità meccanica) ma la velocità elettrica we=---pp*wr; il segno – è dovuto al fatto che la trasformata di rotazione è antioraria; l'integrazione della velocità è all'interno del blocco che rappresenta la trasformata di rotazione. Si applica poi la trasformata bifase---trifase per ottenere i1*,i2*,i3* che sono le 3 correnti sinusoidali che annullano l'errore di velocità e che rispettano la legge di controllo id=0.

Per generare gli errori di corrente prelevo in uscita dal motore le correnti id,iq le trasformo secondo la stessa logica, e sottraggo ai valori di riferimento i1,i2,i3.
Gli errori di corrente sono inviati a un regolatore a isteresi che ha banda +---1 che è una banda già piuttosto fine rispetto alla corrente massima di 40 A.

In questo modo ottengo gli i 3 segnali di comando istantaneo delle gambe dell'inverter che ha una Vbus=650V.
L'inverter restituisce le 3 tensioni di fase (mondo fisico 1,2,3); si trasforma questa terna di tensioni nelle tensioni vd,vq che vengono inviate in ingresso al modello dinamico del motore. A questo punto ho tutte le grandezze di interesse.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 235 di 334

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 237 di 334



Rispetto a prima è cambiato molto poco.

Si presenta un certo ripple di coppia ad alta frequenza, visto che la corrente iq presenta un ripple.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 237 di 334