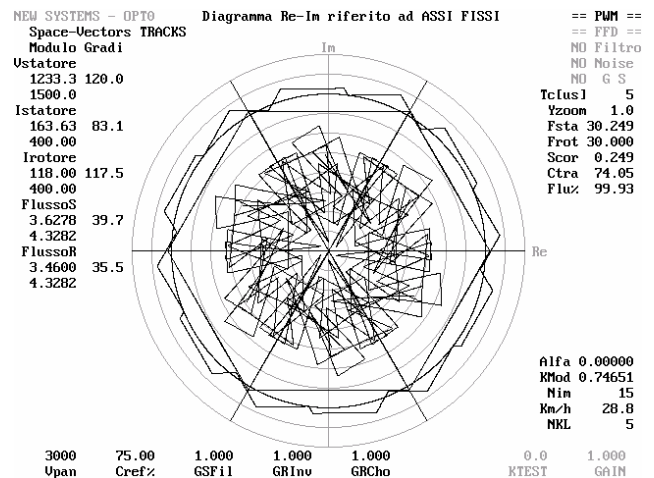
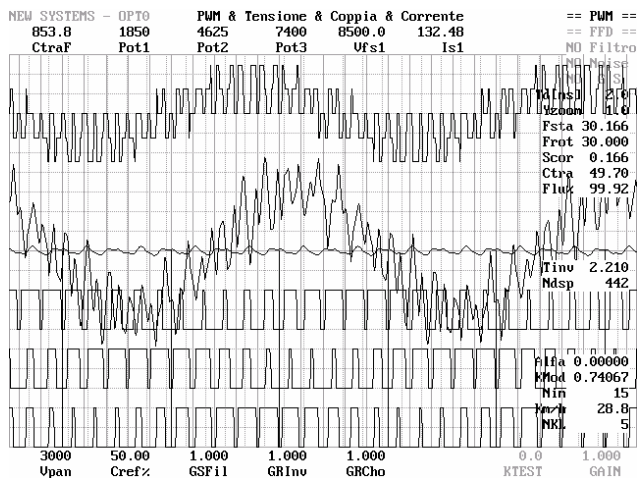


APPENDICE

MOTOR CONTROL

For SISRAM



Prof. Ing. Roberto RAFFAETA'

Molti anni di TEORIA ...

30 ANNI

di ESPERIENZA e INNOVAZIONE

Per una più facile comprensione delle grandezze **ELETTROMAGNETICHE** conviene operare per analogia. ! Nb. Le unità di misura qui adottate sono quelle del **Sistema Internazionale**, dove 1 Tesla = 1 Wb / mq , 1 Tesla =10000 Gauss , 1 A =1C/s , 1 H =1Wb/1A , 1 F =1C/1V , 1 Wb=1V*1s , 1 Oersted =79.6A/m

GRANDEZZA MAGNETICA	Unità	Relazione	analogia ELETTRICA
FORZA MAGNETOMOTRICE	Asp	$M = \Theta \cdot \Phi$	TENSIONE $V = R \cdot I$
RILUTTANZA	H^{-1}	$\Theta = \frac{M}{\Phi}$	RESISTENZA $R = \frac{V}{I}$
FLUSSO	Wb	$\Phi = \frac{M}{\Theta}$	CORRENTI $I = \frac{V}{R}$
PERMEANZA	H	$\Lambda = \frac{1}{\Theta}$	CONDUTTANZA $G = \frac{1}{R}$
INTENSITA di CAMPO	$\frac{Asp}{m}$	$H = \frac{M}{l}$	Campo elettrico $\left(\frac{V}{m} \right)$
INDUZIONE	$\frac{Wb}{m^2}$	$B = \frac{\Phi}{A}$	Densità di corrente $\left(\frac{A}{m^2} \right)$
PERMEABILITA'	$\frac{H}{m}$	$\mu = \frac{B}{H}$	Conduttività $\gamma = G \cdot \frac{1}{A}$

In genere lo studio di un circuito magnetico è abbastanza complesso perché la permeabilità è una funzione non lineare di H e B e , se si aggiunge il fatto che nel piano H B ogni materiale ha il suo proprio ciclo di isteresi , conviene compiere solo studi di **prima approssimazione** o affidarsi ad opportuni tools di sviluppo e test.

Per uno **studio di massima** si calcola la forza magnetomotrice **M** disponibile , poi in base alle caratteristiche del materiale ed alla geometria del circuito magnetico si calcola Λ ; si possono ricavare quindi Φ , **B** , **L** ecc.

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r = \frac{B}{H} = \frac{\Phi}{M} \cdot \frac{1}{A} \quad \mu_0 = 1.25610^{-6} \frac{H}{m} \quad M = n \cdot I \quad \Lambda = \mu \cdot \frac{A}{l} \quad \Phi = \Lambda \cdot M \quad B = \frac{\Phi}{A} = \mu \cdot \frac{n \cdot I}{l}$$

$$\Phi_c = n \cdot \Phi \quad L = \frac{\Phi_c}{I} \quad L = n^2 \cdot \frac{\Phi_c}{M} = n^2 \cdot \Delta = \mu \cdot n^2 \cdot \frac{A}{l} \quad \Phi_c = L \cdot I$$

Le formule sottoriportate sono le **relazioni di base** che ci danno la f.e.m. indotta E e la forza F sviluppata su un conduttore percorso da corrente I immerso in un campo ortogonale di induzione B

$$E = B \cdot l \cdot v = - \frac{d}{dt} \Phi_c = - j \cdot \omega \cdot \Phi_c \quad F = B \cdot l \cdot I$$

Un materiale sottoposto ad una induzione B alternata sinusoidale di frequenza f , dissipa una potenza totale che è la somma di una potenza dovuta alle correnti parassite Pcp ed una potenza Pist legata all'area del ciclo di isteresi percorso. Pist è di rilievo solo nei materiali ferromagnetici.

$$P_{cp} = K_{cp} \cdot f^2 \cdot B^2 \quad K_{cp} = k \cdot \gamma = \frac{k}{\rho} \quad P_{ist} = K_{ist} \cdot f \cdot B^2$$

CONDENSATORE IDEALE

Un condensatore è caratterizzato dalla sua capacità C che si misura in Farad [F]

La carica di un condensatore Q ne stabilisce il suo stato energetico, $Q = C * V$ e si misura in Coulomb [C]

NB! $1 F = 1 \text{ Coulomb} / 1 V = 1 A * s / 1 V = 1 s / \Omega$

$1 \text{ Coulomb} = 1 A * s$

L'energia di un condensatore è associata quindi alla tensione V presente ai suoi capi.

$$E_C = \frac{1}{2} * C * V^2$$

La potenza impiegata per variare ciclicamente la tensione di un condensatore è quindi $P_d = E_C * f$

Un condensatore tende quindi a mantenere il suo stato energetico impedendo brusche variazioni di tensione.

Per variare quindi la tensione V ai capi di un condensatore bisognerà quindi fornire una certa energia per variarne la carica iniettando quindi una corrente I ; valgono le seguenti relazioni integrodifferenziali:

$$v = \frac{1}{C} * \int i \cdot dt$$

$$i = C * \frac{dv}{dt}$$

$$I = C * \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

Queste relazioni portano alle definizioni delle reattanze X_C (valide solo in regime sinusoidale) e della $Z_C(s)$:

$$|X_C| = \frac{-1}{\omega * C}$$

$$\overline{X_C} = \frac{-j}{\omega * C}$$

$$Z_C = \frac{1}{s * C}$$

INDUTTORE IDEALE

Un condensatore è caratterizzato dalla sua induttanza L che si misura in Henry [H]

Il flusso di un induttore Φ ne stabilisce il suo stato energetico, $\Phi = L * I$ e si misura in Weber [Wb]

NB! $1 H = 1 \text{ Weber} / 1 A = 1 V * s / 1 A = 1 \Omega * s$

$1 \text{ Weber} = 1 V * s$

L'energia di un induttore è associata quindi alla corrente I in esso circolante.

$$E_L = \frac{1}{2} * L * I^2$$

La potenza impiegata per variare ciclicamente la tensione di un induttore è quindi $P_d = E_L * f$

Un induttore tende quindi a mantenere il suo stato energetico impedendo brusche variazioni di corrente.

Per variare quindi la corrente circolante in un induttore bisognerà quindi fornire una certa energia per variarne il flusso applicando quindi una tensione V ; valgono le seguenti relazioni integrodifferenziali:

$$i = \frac{1}{L} * \int v \cdot dt$$

$$v = L * \frac{di}{dt}$$

$$V = L * \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

Queste relazioni portano alle definizioni delle reattanze X_L (valide solo in regime sinusoidale) e della $Z_L(s)$:

$$|X_L| = \omega * L$$

$$\overline{X_L} = j * \omega * L$$

$$Z_L = s * L$$

ELEMENTI REALI

I condensatori vengono generalmente specificati tramite il valore di capacità e massima tensione di picco.

Molto spesso viene anche specificato il massimo ripple di corrente espresso in valore efficace ad una certa frequenza.

Il circuito equivalente del condensatore reale consiste in un CRL serie o un CR parallelo con L serie, dove normalmente L viene considerata solo alle frequenze più alte ed R alle correnti più alte.

La presenza degli elementi LR parassiti viene di solito espressa come $\tan \delta$ dove l'angolo δ rappresenta l'errore rispetto all'angolo ideale di 90° fra tensione e corrente.

Per i condensatori di snubber viene spesso indicato il massimo rate di rise-time espresso in $V / \mu s$.

I condensatori elettrolitici (che hanno LR parassiti molto alti) andrebbero sempre usati con in parallelo un condensatore a bassa capacità ma con piccoli parametri parassiti (Ceramici , Polypropylene , Poliestere metallizzato , ecc.)

Gli induttori vengono generalmente specificati tramite il valore di induttanza e massima corrente DC o efficace.

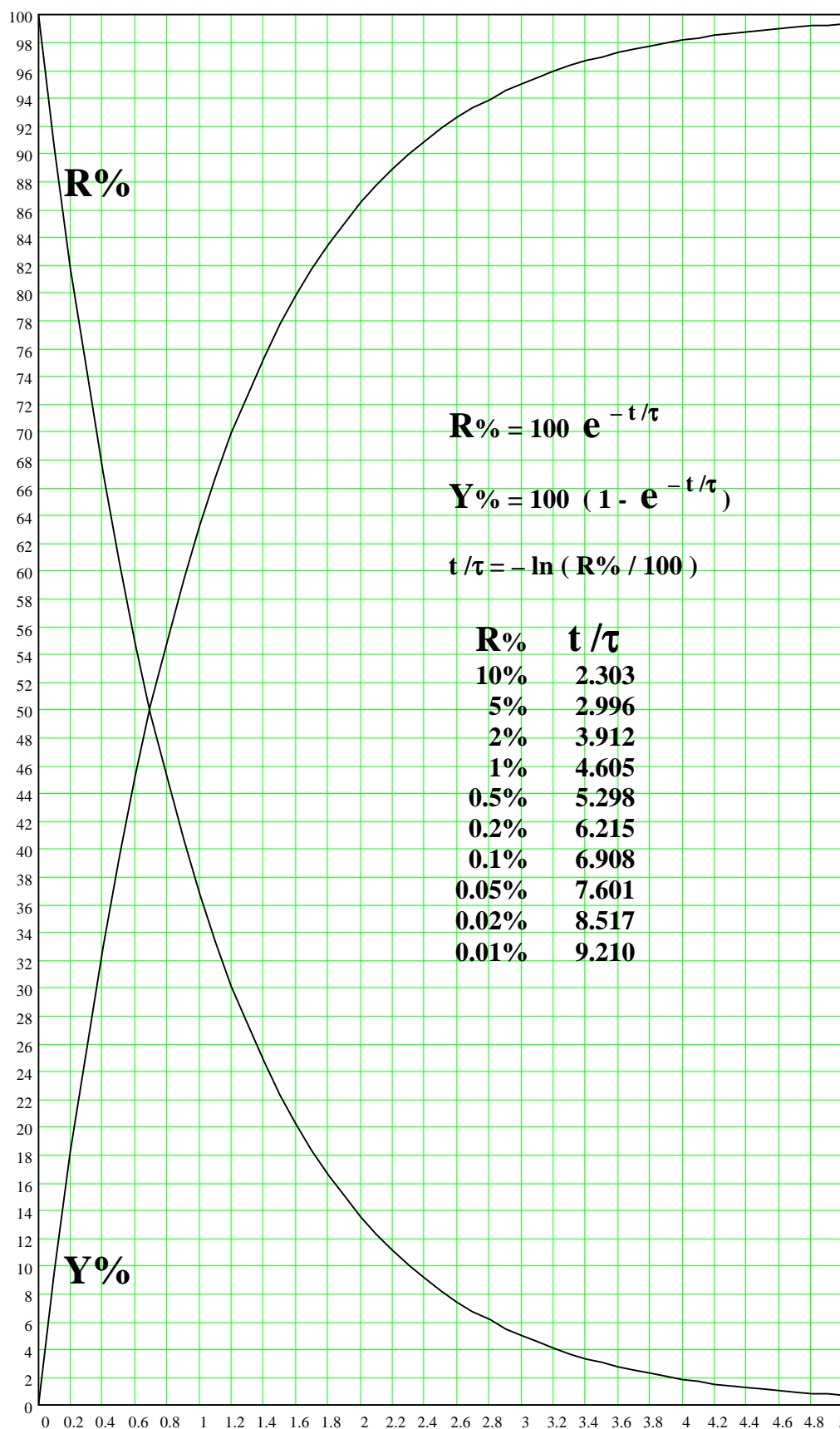
Il circuito equivalente dell'induttore reale consiste in un LR serie dove la R rappresenta le resistenza interna e cioè la resistenza dei conduttori (a volte trasposti) che ne costituiscono l'avvolgimento.

Alle frequenze più alte il circuito equivalente si complica per la presenza delle piccole capacità fra spira e spira.

Sono sottoriportate le risposte percentuali all'impulso **R%** ed allo scalino **Y%** in funzione di $k = t/\tau$

dove $\tau = RC = L/R$ è la **costante di tempo**

k_i	Y_i	R_i
0	0	100
0.1	9.516	90.484
0.2	18.127	81.873
0.3	25.918	74.082
0.4	32.968	67.032
0.5	39.347	60.653
0.6	45.119	54.881
0.7	50.341	49.659
0.8	55.067	44.933
0.9	59.343	40.657
1	63.212	36.788
1.1	66.713	33.287
1.2	69.881	30.119
1.3	72.747	27.253
1.4	75.340	24.66
1.5	77.687	22.313
1.6	79.810	20.19
1.7	81.732	18.268
1.8	83.470	16.53
1.9	85.043	14.957
2	86.466	13.534
2.1	87.754	12.246
2.2	88.920	11.08
2.3	89.974	10.026
2.4	90.928	9.072
2.5	91.792	8.208
2.6	92.573	7.427
2.7	93.279	6.721
2.8	93.919	6.081
2.9	94.498	5.502
3	95.021	4.979
3.1	95.495	4.505
3.2	95.924	4.076
3.3	96.312	3.688
3.4	96.663	3.337
3.5	96.980	3.02
3.6	97.268	2.732
3.7	97.528	2.472
3.8	97.763	2.237
3.9	97.976	2.024
4	98.168	1.832
4.1	98.343	1.657
4.2	98.500	1.5
4.3	98.643	1.357
4.4	98.772	1.228
4.5	98.889	1.111
4.6	98.995	1.005
4.7	99.090	0.91
4.8	99.177	0.823
4.9	99.255	0.745



EQ.CARATTERISTICA , POLI , STABILITA' , SMORZAMENTO

La **risposta allo scalino** di una generica funzione di trasferimento è principalmente condizionata dalla **posizione dei poli** nel piano **s** , dove la variabile complessa **s** (operatore di Laplace) è **s = j ω** (!!! solo in regime sinusoidale) ed ha quindi le dimensioni di una **frequenza complessa**.

Anche la posizione degli zeri (radici del numeratore della F.D.T) contribuisce ad alterare i transitori.

I **poli** sono le radici dell' **equazione caratteristica** che è il **denominatore** di una generica F.D.T.

Un criterio molto semplice per determinare la **stabilità assoluta** di un sistema è il seguente :

un sistema è stabile se i suoi poli hanno parte reale NEGATIVA.

Per determinare la **stabilità relativa** si adotta il concetto di **SMORZAMENTO**.

Lo smorzamento (generalmente indicato con ξ) condiziona la risposta al gradino del sistema.

Per ξ negativo il sistema è **assolutamente instabile** e con poli con parte reale positiva

Per $\xi = 0$ abbiamo oscillazioni permanenti ed il sistema è al limite della stabilità assoluta.

Per ξ minore di 1 abbiamo oscillazioni smorzate ed i poli sono complessi coniugati con parte reale neg.

Per $\xi = 1$ (smorzamento critico) non abbiamo più oscillazioni ed i poli sono reali negativi e coincidenti

Per ξ maggiore di 1 si hanno transitori esponenziali molto lunghi ed i poli reali e negativi sono distinti.

In genere per il **minor tempo di assestamento** si sceglie $\xi = 0.707$ (radice di 2 su 2)

Per essere sicuri di **assenza di overshoot** si sceglie $\xi = 1$

L' equazione caratteristica può essere espressa in funzione della posizione dei poli **p** od in funzione delle costanti di tempo ad esse associate **T** ; le due espressioni sono perfettamente equivalenti.

Analizziamo prima una generica funzione di trasferimento del **secondo ordine** con poli (che possono essere reali o complessi coniugati) in posizione **s = - p1** e **s = - p2** :

$$(s + p1) \cdot (s + p2) = 0 \quad s^2 + s \cdot (p1 + p2) + p1 \cdot p2 = 0 \quad \text{posto} \quad a = p1 + p2 \quad b = p1 \cdot p2$$

otteniamo $s^2 + s \cdot a + b = 0$

Per avere $\xi = 1$ dovrà essere : $a^2 = 4 \cdot b$ oppure $b = \frac{a^2}{4}$ oppure $\sqrt{b} = \frac{a}{2}$

Per avere $\xi = 0.707$ dovrà essere : $a^2 = 2 \cdot b$ oppure $b = \frac{a^2}{2}$ oppure $\sqrt{b} = a \cdot \frac{\sqrt{2}}{2}$

Analizziamo ora una generica funzione di trasferimento del **terzo ordine** con poli (che possono essere reali o complessi coniugati) in posizione **s = - p1** e **s = - p2** e **s = - p3** :

$$(s + p1) \cdot (s + p2) \cdot (s + p3) = 0 \quad s^3 + s^2 \cdot (p1 + p2 + p3) + s \cdot (p1 \cdot p2 + p2 \cdot p3 + p3 \cdot p1) + p1 \cdot p2 \cdot p3 = 0$$

otteniamo $s^3 + s^2 \cdot a + s \cdot b + c = 0$

Per avere $\xi = 1$ dovrà essere : $b^3 = 27 \cdot c^2$ $c^2 = \frac{b^3}{27}$ $a^3 = 27 \cdot c$ $c^2 = \frac{a^6}{27 \cdot 27}$

Per cui alla fine $a^2 = 3 \cdot b$ oppure $b = \frac{a^2}{3}$

In genere per F.D.T. del 2° ordine si tende a mettere in evidenza le **costanti di tempo** invece dei poli considerando che **T = 1 / p** (dato che la posizione di un polo ha le dimensioni di una frequenza).

$$(1 + s \cdot T1) \cdot (1 + s \cdot T2) = 0 \quad 1 + s \cdot (T1 + T2) + s^2 \cdot (T1 \cdot T2) = 0 \quad 1 + s \cdot S + s^2 \cdot P = 0 \quad T = \sqrt{P}$$

Indicando con S la somma delle costanti di tempo e con

T la loro media geometrica si ottiene la forma canonica : $1 + s \cdot 2 \cdot T \cdot \xi + s^2 \cdot T^2 = 0$ $\xi = \frac{S}{2 \cdot T} = \frac{T1 + T2}{2 \cdot \sqrt{T1 \cdot T2}}$

Per $\xi < 1$ le oscillazioni sono a frequenza **f = 1 / (2 π T)**

Per smorzamento unitario le due costanti di tempo sono uguali fra loro e T1 = T2 = T

Per $\xi < 1$ le due costanti di tempo sono positive e $T2 = \frac{S + \sqrt{S^2 - 4P}}{2}$ $T1 = \frac{P}{T2}$ $K = \frac{T2}{T1}$ con $K > 1$

distinte , e supponendo T2 > T1 si calcolano come:

Ci occuperemo in questo riassunto di filtri con **guadagno statico unitario** le cui funzioni di trasferimento saranno espresse in funzione della variabile complessa s , detta anche operatore di **Laplace** ($s = j\omega$ in regime sinusoidale).

La nomenclatura seguita è quella classica: LP (Low-Pass), HP (High-Pass), BP (Band-Pass), AP (All-Pass).
Risposta in frequenza dell'ampiezza:



Per quanto concerne i filtri del **primo ordine** ne esistono solo due tipi: LP e HP, di formulazione molto semplice.

$LP_1 = \frac{1}{1+s\tau}$ $HP_1 = \frac{s\tau}{1+s\tau}$ con questi filtri elementari si ottengono attenuazioni di 6 dB/oct ed in entrambe i casi la frequenza di taglio è a $f_c = 1 / 2\pi\tau$ con guadagno di -3 dB ($A = 0.707$) e fase di 45°.

Passando ai filtri del **secondo ordine** abbiamo a che fare con due costanti di tempo (spesso complesse e coniugate) e possono essere espresse in una **forma canonica** con una sola costante di tempo associata allo smorzamento ξ .

$$LP_2 = \frac{1}{1+2\cdot\xi\cdot\tau\cdot s+\tau^2\cdot s^2} \quad HP_2 = \frac{\tau^2\cdot s^2}{1+2\cdot\xi\cdot\tau\cdot s+\tau^2\cdot s^2} \quad \xi = \frac{1}{2\cdot Q} \quad Q = \frac{1}{2\cdot\xi} \quad \omega_c = \frac{1}{\tau}$$

$$BP_2 = \frac{2\cdot\xi\cdot\tau\cdot s}{1+2\cdot\xi\cdot\tau\cdot s+\tau^2\cdot s^2} \quad AP_2 = \frac{1+\tau^2\cdot s^2}{1+2\cdot\xi\cdot\tau\cdot s+\tau^2\cdot s^2} \quad 2\cdot\xi\cdot\tau = \frac{1}{Q\cdot\omega_c} \quad \tau^2 = \frac{1}{\omega_c^2}$$

Con le relazioni a fianco è possibile passare facilmente nella forma esplicitata mediante Q e ω_c .

Bisogna subito notare che tutti i tipi hanno la stessa equazione caratteristica (quella al denominatore) e quindi è interessante ricordare le seguenti possibili **trasformazioni** valide per qualsiasi ordine n :

$$HP_n = \tau^n \cdot s^n \cdot LP_n \quad BP_n = 1 - LP_n - HP_n \quad AP_n = 1 - BP_n$$

Come prima accennato in un filtro del secondo ordine abbiamo due costanti di tempo τ_L e τ_H che possono essere reali e distinte (per $\xi > 1$), reali e coincidenti (per $\xi = 1$) o complesse coniugate (per $\xi < 1$).

Nella forma canonica, la unica τ che appare è la media geometrica di τ_L e τ_H , mentre il termine $2\xi\tau$ rappresenta la somma delle due costanti di tempo τ_L e τ_H .

Ponendo quindi $\tau = \sqrt{\tau_L \cdot \tau_H}$, $\tau^2 = \tau_L \cdot \tau_H = P$ e $2\cdot\xi\cdot\tau = \tau_L + \tau_H = S$ otteniamo che i termini P (prodotto delle due costanti di tempo) ed S (somma delle due costanti di tempo) saranno in ogni caso reali.

L'espressione canonica diventa quindi:

$$LP_2 = \frac{1}{1+S\cdot s+P\cdot s^2}$$

Noti P e S è facile ricavare i parametri della forma canonica per ulteriori analisi: $\tau = \sqrt{P}$ e $\xi = \frac{S}{2\cdot\tau}$

Se si vogliono ricavare le due costanti di tempo (cosa molto utile se sono reali e distinte, con $\tau_L > \tau_H$):

$$\tau_L = \frac{S + \sqrt{S^2 - 4\cdot P}}{2} \quad \text{e} \quad \tau_H = \frac{P}{\tau_L} \quad \text{con smorzamento} \quad \xi = \frac{S}{2\cdot\sqrt{P}} \quad (\text{generalmente} > 1)$$

Nel caso che le due costanti di tempo siano reali e distinte, la funzione di trasferimento equivalente è:

$$LP_2 = \frac{1}{(1+\tau_L)\cdot(1+\tau_H)} = \frac{1}{1+(\tau_L+\tau_H)+\tau_L\cdot\tau_H} = \frac{1}{1+S\cdot s+P\cdot s^2} \quad \text{come volevasi dimostrare.}$$

Per uno studio più approfondito dei filtri e sull'uso della trasformata di Laplace si rimanda a testi specifici, mentre per il nostro scopo di studiare semplici reti di filtraggio tramite l'uso di MATHCAD, dove si sostituirà $j\omega = s$, e si potrà ricavare la risposta in frequenza tramite le funzioni complesse $|G(j\omega)|$ e $\arg(G(j\omega))$.

Il problema di determinare i parametri sia statici che dinamici di una generica funzione di trasferimento permette di migliorare moltissimo le prestazioni di un sistema regolato e sotto certe condizioni anche la stabilità relativa.

Le più attuali strategie di regolazione sono di tipo **adattivo** o **self-tuning**, nel senso che monitorando in tempo reale lo stimolo e la risposta del sistema riescono ad aggiustare i loro parametri interni in modo da ottenere risposte ottimali anche se i parametri del sistema variano nel tempo.

Attualmente i sistemi adattivi vengono distinti in due categorie denominate **MRAC** (Model-Reference Adaptive Control) e **STC** (Self-Tuning Control) anche se già si intravede la possibilità di unificare sotto una unica teoria il loro studio.

Un controllo MRAC possiede un modello matematico di riferimento e lo stesso stimolo viene applicato sia al sistema reale che al suo modello matematico ; se l'uscita del modello reale e del modello matematico coincidono vuol dire che il modello è esatto , altrimenti in base all'errore fra le due uscite si agisce sul modello fino a far coincidere le due uscite.

Un controllo STC è composto da un regolatore tradizionale (di un tipo di quelli già visti) e da un identificatore parametrico del sistema reale ; i parametri dedotti dall'identificatore vengono passati al regolatore.

Lo studio di un buon controllore adattivo è in genere abbastanza complesso specie se si vogliono ottenere allo stesso tempo ottime prestazioni dinamiche e statiche e di stabilità relativa ; lo studio di un controllore STC è in genere più semplice di un controllore MRAC a patto di avere un buon identificatore parametrico il cui studio non è però semplice.

Ci pare a questo punto opportuno valutare l'ipotesi di adottare un controllore STC in modo da poter utilizzare i regolatori precedentemente studiati ed al tempo stesso studiare i principi fondamentali di identificazione parametrica che oltre ad essere utilizzati nei controlli adattivi sono utilissimi in molte altre aree applicative.

Su i metodi e la teoria dell'identificazione sono stati scritti moltissimi trattati ma quasi tutti utilizzano un linguaggio matematico ad un livello tale che gran parte degli ingegneri si rifiutano di capire ; cercheremo quindi di semplificare al massimo il problema e di utilizzare un linguaggio alla portata di tutti lasciando in futuro la consultazione dei sacri testi.

Partiamo con un esempio molto semplice supponendo di voler stimare un solo parametro in un sistema lineare. Supponiamo che il nostro sistema sia una pura resistenza R e abbia come ingresso una corrente I e come uscita una tensione V otteniamo una semplice equazione di primo grado $V = R I$ con unica soluzione $R = V / I$; vista la semplicità del problema si sarebbe tentati di identificare il valore di R con una banale divisione , ma cosa succede se $I = 0$ o se la misura di I è affetta da noise ; bisognerebbe quindi effettuare la divisione solo se I ha un valore abbastanza grande e certamente maggiore del valore di picco del noise ed effettuare una successiva operazione di filtraggio.

Supponendo di non conoscere il valore di R possiamo partire con un valore stimato di primo tentativo R_{stim} ed ad ogni istante , dato che possiamo misurare i due segnali I e V possiamo effettuare una valutazione dell'errore di stima come :

$ErrStim_t = V_t - R_{stim,t-1} * I_t$; questo errore sarà nullo solo quando il valore della resistenza stimata sarà uguale al valore della resistenza vera e sarà positivo se la stima è stata scarsa o negativo se la stima è stata abbondante.

Appare evidente come sommando al valore stimato precedentemente questo errore moltiplicato per un certo guadagno si ottiene (come avveniva in un semplice controllo proporzionale retroazionato) un valore di resistenza stimata che converge (dopo un transitorio esponenziale se il guadagno non è eccessivo) al valore vero della resistenza.

Questo metodo iterativo può essere riassunto come : $R_{stim_t} = R_{stim,t-1} + ErrStim_t * KGS$ dove KGS viene definito **GUADAGNO di STIMA**.

Valutando i risultati della simulazione , ma anche osservando la formula dell'errore di stima si può notare che **non esistono divisioni** e che la velocità di aggiornamento aumenta all'aumentare dei segnali di misura ; questo fatto è già di per se un filtro perché il fatto che la stima rallenti per basse correnti o tensioni fa in modo che il rapporto segnale disturbo sia costante (e definibile tramite KGS) e certamente molto inferiore a quello del metodo della semplice divisione.

Già si può immaginare come **sofisticando la retroazione** (qui in pratica è stato usato un semplice P) si possano ottenere risultati di qualità decisamente superiore ed adottando metodi più elaborati si possano stimare più parametri (anche fra loro interdipendenti) in tempi molto brevi e con ottima precisione dinamica se tali parametri variano nel tempo.

In genere la determinazione del guadagno di stima ottimale, che in teoria dovrebbe essere variabile nel tempo in funzione dell'entità dei segnali è abbastanza complessa perché la trattazione sopraesposta è solo una drastica semplificazione del più semplice dei metodi canonici basato sul principio di minimizzare l'integrale degli scarti quadratici.

Come linea guida si può affermare che il guadagno di stima dovrebbe essere grande in presenza di segnali grandi e ridotto al minimo in caso di segnali di stima molto piccoli.

Adottando un guadagno di stima costante i risultati sono accettabili solo se i parametri sono uno o al massimo due; se i parametri da stimare sono più di due bisogna adottare tecniche più sofisticate.

Se si adotta un guadagno di stima costante, questo deve essere abbastanza piccolo per non provocare effetti di instabilità nella stima dei parametri.

Tutti i segnali possono essere preventivamente filtrati ma in questo caso i filtri debbono essere identici per tutti i segnali.

Nei sistemi a più parametri (e quindi a più segnali) si possono riportare in opportuna scala sia i segnali che i guadagni di stima semplicemente moltiplicando i segnali per una costante K_s e la funzione per una costante K_f ; in questo caso i parametri stimati saranno quelli veri moltiplicati per il rapporto K_f / K_s .

E' importante sottolineare che **questi metodi elementari di stima valgono solo per sistemi lineari**; i segnali possono quindi solo essere moltiplicati o divisi per costanti e non sono ammesse altre operazioni non lineari.

La convergenza al valore stimato aumenta all'aumentare del guadagno di stima e con la consistenza dei segnali e del loro stimolo; si dimostra che con N sinusoidi applicate al segnale di ingresso si possono stimare $2N$ parametri.

Sempre considerando il metodo elementare del gradiente semplificato ed il calcolo dell'errore ai minimi quadrati consideriamo un generico sistema con due segnali di ingresso X e Z e con unica uscita Y e con due parametri incogniti A e B costanti o lentamente variabili nel tempo otteniamo l'equazione lineare: **$Y = A * X + B * Z$**

Per determinare le due incognite ci vogliono almeno due equazioni ma nel nostro caso ne abbiamo a disposizione molte, dato che ad ogni tempo di calcolo ne abbiamo una pronta.

In questo caso l'errore di stima totale è dato da: **$ErrStim = Astim * X + Bstim * Z - Y$**

Si dimostra che: **$Astim_t = Astim_{t-1} - ErrStim_t * X_t * KGSA$**
 $Bstim_t = Bstim_{t-1} - ErrStim_t * Z_t * KGSB$

I due guadagni di stima dovrebbero essere in linea teorica dati da una costante divisa per l'integrale esteso ad un certo periodo temporale (con eventuale bounded-gain forgetting) dei valori di ingresso elevati al quadrato, ma se ci si accontenta di una convergenza piuttosto lenta e tranquilla (come in pratica faremo noi) tali guadagni di stima possono essere delle costanti positive sufficientemente piccole.

Rimandando (se necessario) uno studio più approfondito dei metodi di identificazione di più parametri sui sacri testi, ci accontenteremo per ora di identificare due soli parametri.

La nostra funzione di trasferimento normalizzata @ T può essere approssimata ad una F.D.T. del primo ordine con guadagno statico A ed unica costante di tempo T (se con un artificio supponiamo di filtrare l'ingresso X tramite una costante di tempo di 1 secondo) che è nel nostro caso la costante di tempo dominante del sistema.

Dobbiamo quindi determinare A e T della F.D.T. definita come: **$G(s) = \frac{Y}{X} = \frac{A}{1 + s \cdot T}$**

Risolvendo rispetto a Y otteniamo: **$Y = A \cdot X - s \cdot Y \cdot T$** e sapendo che la derivata prima D dell'uscita Y è proprio $s * Y$, otteniamo: **$Y = A \cdot X - T \cdot D$**

Abbiamo ottenuto una equazione lineare di primo grado con unica uscita Y e con i due segnali di ingresso X e D a cui sono associati i due parametri A e T da identificare.

Questa equazione è nella forma canonica, ci permetterà quindi di identificare A e T mediante il processo iterativo visto precedentemente.

MOTORE alimentato in REGIME SINUSOIDALE

Consideriamo il circuito equivalente di **una fase** di un generico motore **brushless trifase** con fasi collegate a stella, dove **Rs** è la resistenza di statore e **Ls** è l'induttanza **sincrona** (induttanza di dispersione di statore maggiorata da una induttanza che tiene conto della reazione di armatura). Il rotore è costituito da un magnete permanente che genera il flusso di rotore **Φr** considerato costante in modulo. Indicando con **ω** la velocità angolare (! elettrica) del rotore nasce una f.e.m. **Er** in anticipo di 90° rispetto al flusso rotorico e di ampiezza proporzionale alla velocità angolare del rotore. Detti D (reale) e Q (immaginario) due assi ortogonali ruotanti a velocità angolare **ω**, orientando il flusso rotorico secondo l'asse D otteniamo che la Er è orientata secondo l'asse Q. Come tradizione controllistica si trascura il ramo derivato che tiene conto delle perdite nel ferro.

Indaghiamo per ora il comportamento del nostro modello in un **puro regime sinusoidale** e supponiamo che la velocità angolare di rotore vari molto lentamente (rispetto alle costanti di tempo elettriche) in modo da considerarla costante e solo per iniziare considereremo solo il quadrante dove il motore funziona da motore fornendo una coppia motrice positiva.

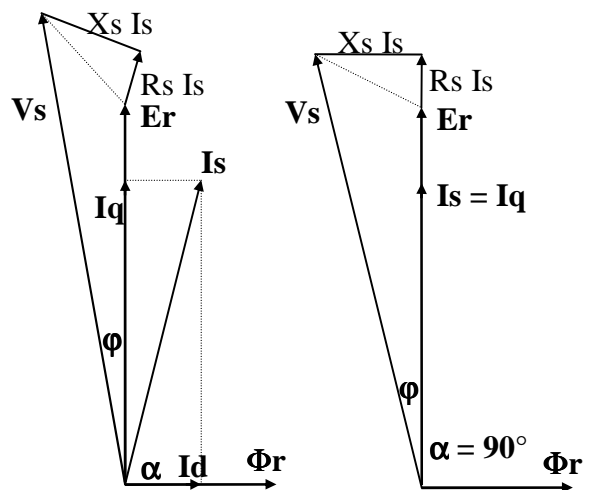
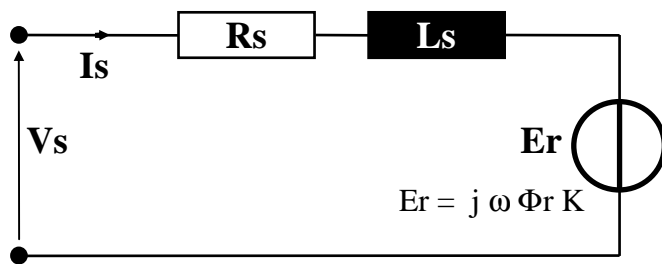
Sotto queste ipotesi indicheremo con le varie lettere il **modulo di un vettore** (valore **massimo** della sinusoide associata).

In genere per i brushless viene definita una Costante di Tensione **Ke** che moltiplicata per la velocità angolare rotorica ci da il modulo della Er ; tale costante in $V \cdot s / rad$ ha le dimensioni di un flusso ($1 Wb = 1V \cdot 1s$), quindi : **Er = Ke * ω**

Per $I_s = 0$ si ha $V_s = E_r$ e quindi tale costante **Ke** è facilmente determinabile da una prova a vuoto essendo noto **ω**.

Possiamo affermare che il vero modulo del flusso rotorico può essere ignorato e basta sapere che : **Ke = Φr * K**.

La misura di **Rs** è immediata mentre il parametro **Ls** può essere facilmente determinato da una prova in corto circuito facendo operare il motore (! a velocità ridotta) come generatore e misurando modulo della **Is** di fase generata.



$$E_r = K_e \cdot \omega \quad I_q = I_s \cdot \sin(\alpha) \quad I_d = I_s \cdot \cos(\alpha)$$

Vettorialmente : $V_s = E_r + R_s \cdot I_s + j \cdot \omega \cdot L_s \cdot I_s$

Potenza Assorbita : $P_a = \frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi)$

Potenza Meccanica : $P_m = \frac{3}{2} \cdot E_r \cdot I_s \cdot \sin(\alpha) = \frac{3}{2} \cdot E_r \cdot I_q$

La Coppia Trasmessa è $C_t = \frac{P_m}{\omega_m}$ e dato che $\omega_m = \frac{\omega}{PP}$ dove PP è il numero di paia-poli del

motore si può quindi definire la **Costante di Coppia** $K_c = \frac{3}{2} \cdot PP \cdot K_e$ che ci permette di ottenere :

$$C_t = K_c \cdot I_s \cdot \sin(\alpha) = K_c \cdot I_q$$

CONTROLLO OTTIMALE STATICO di REGIME (Agendo sulla fase e modulo del vettore V_s)

Dato che la coppia trasmessa è proporzionale alla sola I_q , per minimizzare la I_s e quindi massimizzare il rendimento conviene controllare il motore con un angolo di coppia $\alpha = 90^\circ$ (vedi diagramma vettoriale di sinistra) ed ottenere $I_d = 0$.

Sotto questa condizione otteniamo che $I_s = I_q$ ed è molto facile il calcolo dei moduli delle varie grandezze del circuito.

$$E_r = K_e \cdot \omega \quad V_d = \omega \cdot L_s \cdot I_s \quad V_q = E_r + R_s \cdot I_s \quad V_s = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad \tan(\varphi) = \frac{V_d}{V_q} \quad \cos(\varphi) = \frac{V_q}{V_s}$$

$$P_a = \frac{3}{2} \cdot V_s \cdot I_s \quad P_m = \frac{3}{2} \cdot E_r \cdot I_s \quad P_d = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot I_s^2 \quad \eta = \frac{P_m}{P_a} = \frac{E_r}{V_s} \quad C_t = K_c \cdot I_s \quad I_s = \frac{C_t}{K_c}$$

!!! Ricordiamo che queste relazioni valgono solo a regime e con alimentazione sinusoidale.

STUDIO della DINAMICA in un riferimento ruotante D & Q

Sempre tenendo presente il circuito equivalente della pagina precedente , studiamo il **comportamento dinamico** del motore in **tutti i quattro quadranti** e per una **qualsiasi condizione dinamica** di alimentazione del vettore V_s ; in questa trattazione le lettere delle varie grandezze in gioco rappresentano il valore istantaneo del modulo del vettore.

Per maggior generalità adotteremo la variabile complessa s (operatore di Laplace) ; ricordiamo che moltiplicando un vettore per s , si ottiene la derivata del vettore stesso (! solo in sinusoidale $s = j \omega$).

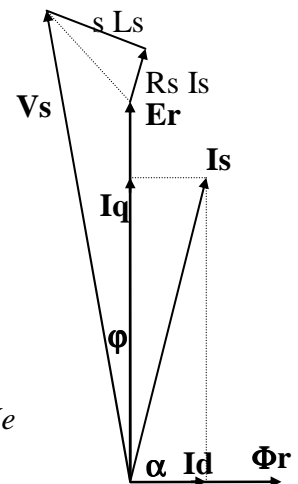
In un riferimento ruotante D & Q (a pulsazione elettrica ω) ricaviamo V_{sd} e V_{sq} .

Per semplificarci il compito definiamo l'impedenza statorica come $Z_s = R_s + s L_s$

$$V_{sd} = Z_s \cdot I_{sd} - \omega \cdot L_s \cdot I_{sq} \quad V_{sq} = Z_s \cdot I_{sq} + \omega \cdot L_s \cdot I_{sd} + \omega \cdot K_e$$

Per capire tali relazioni , precisiamo che i termini di Z_s comprendono i fenomeni dinamici (legati alla variazione del modulo della I_s) mentre i termini ωL_s sono presenti per tener conto delle f.e.m. indotte nelle spire statoriche (tenendo presente che detta X' la derivata di un vettore X , X' è sfasata in anticipo di 90° rispetto ad X ed ha quindi componenti $X'd = -\omega X_q$ e $X'q = \omega X_d$) ; il termine ωK_e compare ovviamente solo nella V_{sq} dato che questo termine è la E_r , che non ha componenti D. Nel caso di controllo ottimale con $I_d = 0$ ($\alpha = 90^\circ$, $I_q = I_s$) le relazioni si riducono ad una forma molto semplice : $V_{sd} = -\omega \cdot L_s \cdot I_{sq}$ $V_{sq} = Z_s \cdot I_{sq} + \omega \cdot K_e$

! Sempre vale la relazione : $C_t = K_c \cdot I_{sq}$ dove $K_c = \frac{3}{2} \cdot PP \cdot K_e$



CONTROLLO OTTIMALE DINAMICO ISTANTANEO (Agendo sulla fase e modulo del vettore Vs)

Dato che la coppia trasmessa è proporzionale alla sola Iq, per minimizzare la Is e quindi massimizzare il rendimento conviene controllare il motore con un angolo di coppia $\alpha = 90^\circ$ ed ottenere $I_d = 0$.

Sotto questa condizione otteniamo che $I_s = I_q$ ed è molto facile il calcolo dei moduli delle varie grandezze del circuito.

Partiamo dal presupposto di conoscere ω , Ke, Kc, Rs, Ls e di voler ottenere una certa coppia trasmessa Ct nota e, durante i transitori di conoscere la derivata della coppia voluta dCt / dt che simbolicamente indicheremo con DCt.

Esplicitiamo le relazioni delle Vd e Vq: $V_d = -\omega \cdot L_s \cdot I_q$ $V_q = R_s \cdot I_q + L_s \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega \cdot K_e$

Per prima cosa ci calcoliamo i valori della Iq e della sua derivata: $I_q = \frac{C_t}{K_c}$ $\frac{dI_q}{dt} = \frac{DC_t}{K_c}$

Ora abbiamo tutti i valori per calcolare Vd e Vq e possiamo quindi calcolare Modulo e Fase del vettore istantaneo Vs:

Modulo di Vs: $|V_s| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$ Anticipo di Vs su Er: $\varphi = \arctg\left(\frac{-V_d}{V_q}\right)$

Alimentando il motore con il vettore Vs calcolato otteniamo la Ct voluta in teoria in una sola iterazione.

Anche se a questo punto è prematuro, facciamo alcune **precisazioni controllistiche** sul controllo ottimale.

Se consideriamo nullo il termine dovuto alla DCt, il sistema regolato è stabile ma si porta a regime dopo un tempo dipendente dalle costanti di tempo elettriche e con transitorio con smorzamento unitario a rotore fermo e poi decrescente all'aumentare della velocità angolare.

Se consideriamo tutto il contributo del termine dovuto alla DCt, il sistema regolato si porta in teoria istantaneamente a regime ma solo a patto di avere a disposizione un alimentatore con altissime tensioni disponibili specie alle alte velocità.

Un primo approccio realistico è quello di considerare il termine Dct come l'errore di coppia (CtSet - Ct) e tramite un fattore di convergenza KConv (! minore di 1) applicarlo al calcolo della Vq con una equazione alle differenze.

In pratica $\frac{dI_q}{dt} \approx \frac{\Delta I_q}{\Delta t} = \frac{DC_t}{K_c}$ e sostituendo il termine dIq / dt con $\frac{C_tSet - C_t}{K_c \cdot \Delta t} \cdot K_{Conv}$ otteniamo

una regolazione dinamica ottimale che converge con transitori governati dal fattore di convergenza KConv.

Con **KConv = 1** abbiamo la convergenza in una sola iterazione ma con modulo di Vs molto grande, mentre già con fattori di convergenza piccoli (0.1 - 0.2) le tensioni transitorie si riducono notevolmente mentre i transitori (di tipo esponenziale cioè con smorzamento unitario) hanno un settling-time molto breve se comparato con quello di un modello statico.

Per KConv = 0 il sistema si comporta come un puro modello statico.

! Tutte le relazioni esposte sono valide per un qualsiasi tipo di alimentazione dinamica e su tutti i quattro quadranti.

Per poter condurre delle **SIMULAZIONI**, che sono di grandissima utilità per studiare strategie di controllo innovative, dobbiamo avere a disposizione un **modello matematico** che ci consenta, dato il vettore di alimentazione V_s e la velocità angolare di rotore ω di poter calcolare tutte le grandezze elettriche e meccaniche che ci interessano.

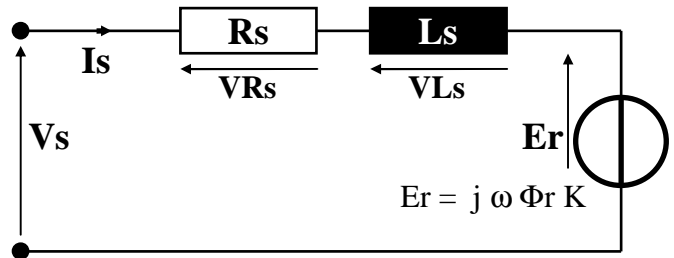
Per fare ciò ci conviene adottare un **riferimento fisso** (Reale & Immaginario) orientato secondo gli **assi di statore**. Partendo dal nostro solito circuito equivalente, deduciamo tutte le equazioni differenziali che ci interessano.

$$V_{Ls} = s \cdot L_s \cdot I_s \quad \text{dove} \quad V_{Ls} = V_s - R_s \cdot I_s - E_r$$

$$s \cdot I_s = \frac{V_{Ls}}{L_s} \quad \text{dove} \quad s \cdot I_s = \frac{dI_s}{dt}$$

$$\text{quindi} \quad I_s = \frac{V_{Ls}}{L_s} \cdot \frac{1}{s} = \int \frac{V_{Ls}}{L_s} \cdot dt$$

Questa è la equazione differenziale elettrica del modello.



$$\text{Noto } \omega, \text{ sapendo che } \omega = s \cdot \Theta_{rot} = \frac{d\Theta_{rot}}{dt} \quad \text{possiamo ricavare l'angolo di rotore } \Theta_{rot} = \omega \cdot \frac{1}{s} = \int \omega \cdot dt$$

Dal punto di vista meccanico la coppia accelerante è data da $C_{acc} = C_t - C_{res}$ cioè la coppia trasmessa decurtata della coppia resistente; la coppia accelerante agisce sul momento di inerzia J provocando una accelerazione angolare.

$$s \cdot \omega_m = \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{C_{acc}}{J} \quad \text{quindi integrando otteniamo la velocità angolare meccanica } \omega_m = \frac{C_{acc}}{J} \cdot \frac{1}{s} = \int \frac{C_{acc}}{J} \cdot dt$$

Questa è la seconda equazione differenziale del modello, dove la velocità angolare meccanica è: $\omega_m = \frac{\omega}{PP}$

Ora che abbiamo tutte le equazioni differenziali del modello ideale, ci possiamo ricavare tutte le equazioni alle differenze finite che ci permetteranno (mediante iterazione) di calcolare i valori istantanei delle grandezze che ci interessano.

Definita la costante TES (Tempo Elementare di Simulazione = Δt) ed usando l'indice 0 per il valore attuale e l'indice 1 per il valore alla iterazione precedente (1 TES prima) possiamo integrare le equazioni alle differenze finite secondo il metodo di Eulero che è semplice e molto preciso se TES è molto piccolo (almeno 10 volte inferiore alla minima costante di tempo che governa il sistema.

$$\frac{C_{acc}}{J} = \frac{\Delta \omega_m}{\Delta t} \quad \Delta \cdot \omega_m = \frac{C_{acc}}{J} \cdot \Delta t \quad \text{quindi} \quad \omega_{m0} = \omega_{m1} + \frac{C_{acc}}{J} \cdot TES$$

Noto il numero di Paia Poli del motore, si calcola facilmente la pulsazione elettrica: $\omega_0 = \omega_{m0} \cdot PP$

$$\omega = \frac{\Delta \Theta_{rot}}{\Delta t} \quad \Delta \cdot \Theta_{rot} = \omega \cdot \Delta t \quad \text{quindi} \quad \Theta_{rot0} = \Theta_{rot1} + \omega_0 \cdot TES$$

$$\frac{V_{Ls}}{L_s} = \frac{\Delta I_s}{\Delta t} \quad \Delta \cdot I_s = \frac{V_{Ls}}{L_s} \cdot \Delta t \quad \text{quindi} \quad I_{s0} = I_{s1} + \frac{V_{Ls}}{L_s} \cdot TES$$

Questa ultima equazione (essendo V_{Ls} un vettore) deve essere calcolata sia per la componente Reale che per la componente Immaginaria; questa procedura dovrà essere applicata a tutti i vettori del modello e quindi per ogni relazione vettoriale si dovranno scrivere due equazioni scalari.

Dopo questa trattazione teorica è stato scritto un simulatore dedicato che utilizza questo modello ed è stato testato e validato con ottimi risultati.

Tale simulatore BR1 utilizza nella SUB MOTORE questo modello matematico riferito ad assi fissi statorici (Re,Im) ed utilizza per la regolazione il modello dinamico descritto nella pagina precedente.

Il tempo elementare di simulazione è TES = 50us (20.000 simulazioni al secondo).

Il simulatore BR1 è stato inoltre corredato di numerose FUNCTION ausiliarie per il calcolo con vettori e per tutte le funzioni di display dei grafici e per l'interfaccia utente.

Il simulatore BR1 sarà il capostipite di numerosi simulatori atti a verificare e validare **innovative strategie di controllo**.

Il simulatore permette di osservare tutte le grandezze di interesse (sia elettriche che meccaniche) in funzione del tempo, in un piano vettoriale ad assi fissi o in un piano vettoriale ad assi rotanti; nei piani vettoriali si possono osservare o i vettori o le tracce vettoriali (space vector).

Il simulatore è molto affidabile dato che adotta una libreria di funzioni già testate e validate nel corso degli ultimi 20 anni.

Nella consultazione di cataloghi di motori brushless nascono spesso molte ambiguità dovute al fatto che non tutti i produttori usano lo **Standard Internazionale** per le misure (SI) e quindi per ricondurci a questo dobbiamo adottare opportuni coefficienti di conversione (approssimati) per le grandezze di nostro interesse.

LUNGHEZZA [m] 1 In = 2.54 cm = 0.0254 m 1 Feet = 30.48 cm = 0.3048 m

MASSA [Kg] 1oz = 28.35 g = 0.02835 Kg 1 lb = 453.6 g = 0.4536 Kg (unità di massa !!!)

FORZA [N] 1 Kgf = 9.807 N (cioè 1 Kg massa sottoposto all'accelerazione di gravità = 9.807 m/s²)
1 ozf = 0.278 N 1 lbf = 4.4485 N

COPPIA [Nm] 1 oz-in = 7.0615 * 10⁻³ Nm 1 g-cm = 98.07 * 10⁻⁶ Nm (unità di forza !!!)
1 lb-ft = 1.3559 Nm

M.INERZIA [Kg-m²] 1 oz-in² = 18.29 * 10⁻⁶ Kg-m² 1 g-cm² = 0.1 * 10⁻⁶ Kg-m² (unità di massa !!!)
1 lb-ft² = 42.141 * 10⁻³ Kg-m²

ANGOLO θ [rad] 1° = 2 π / 360 = 17.453 * 10⁻³ rad 1 R = 360° = 2 π rad = 6.283185 rad

Vel.Ang. ω [rad/s] 1 Hz = 2 π rad/s 1 RPM = 1/60 Hz = 0.10472 rad/s

Acc.Ang. α [rad/s²] 1 Hz/s = 2 π rad/s² 6000 RPM/s = 100 Hz/s = 200 π rad/s²

Per la nostra applicazione conviene riportare tutte le forze meccaniche agenti nel sistema come coppia all'albero motore.

FORZE espresse in N 1 N = 0.10197 Kgf = 0.22548 lbf = 3.59712 ozf

COPPIE espresse in Nm 1 Nm = 10197 g-cm = 0.73752 lb-ft = 141.613 oz-in

Conviene esprimere i momenti di inerzia J (sempre riportati all'albero motore) in Kg-m²

M.INERZIA espressi in Kg-m² 1 Kg-m² = 10 * 10⁶ g-cm² = 23.73 lb-ft² = 54675 oz-in²

Con queste convenzioni otteniamo la relazione **C [Nm] = J [Kg-m²] * α [rad/s²]**

!!! A volte il Momento di Inerzia viene dato con le dimensioni di una coppia moltiplicata per sec²

Ottenuta l'accelerazione angolare α in rad/s², basta **Dividerla** per **2 π** per ottenere il valore in Hz/s

Partendo dai valori angolari meccanici θ, ω, α e **Moltiplicandoli** per **PP** (Paia-Poli), otteniamo i valori Elettrici.

Per un dato motore brushless viene indicata la Coppia Nominale **Cnom** (Rated Torque) che il motore può fornire in esercizio continuo alla Velocità Nominale (Rated Speed) ed a Corrente Nominale (Rated Current) senza superare la temperatura nominale di esercizio. Vengono inoltre forniti i valori della Coppia di Stallo **Cstall** (Continuous Stall Torque) che è la coppia massima a velocità nulla che non fa superare la temperatura nominale di esercizio e la Coppia di Picco **Cpeak** (Peak Torque) che non deve **mai** essere superata perchè provoca la smagnetizzazione dei magneti rotorici.

In genere **Cstall ≈ 1.4 Cnom** e **Cpeak < 6 Cnom**.

Dato che esiste una diretta proporzionalità fra Coppia e Corrente gli stessi limiti valgono anche per le correnti.

I valori di Cnom e Cstall (! ma NON Cpeak) possono essere leggermente aumentati agevolando le dissipazioni termiche del motore con opportuni dissipatori che ne riducano la resistenza termica Rth [°C/W] verso l'ambiente ; in genere il limite termico del motore è determinato dalla massima temperatura assoluta degli avvolgimenti (Maximum Winding Temperature) che normalmente è di +125°C per il range industriale e per motori professionali può arrivare sino a +155°C.

A tale proposito ricordiamo che mentre il valore di induttanza Ls varia di poco con la temperatura, il valore di resistenza Rs aumenta con la temperatura di circa lo 1% ogni 3°C (Rs @ -25°C raddoppia il suo valore alla temperatura di +125°C)

La tensione generata a vuoto Er (Back EMF o CEMF) è proporzionale alla velocità di rotazione tramite la costante di tensione Ke ; tale tensione, aumentata delle cadute di tensione statoriche non deve superare il valore massimo che l'inverter può generare in regime sinusoidale (per modulazione HI-EFF, Vsmax = √3/3 VccMin).

La costante di tensione **Ke** in realtà varia con la temperatura con un rate che dipende dal tipo di materiale magnetico usato per i magneti rotorici ; in genere per magneti composti da terre rare si ha un derate di Ke di circa -0.12%/°C mentre i magneti in Alnico sono molto più stabili alle variazioni termiche Ma sono meno efficienti ; a questo bisogna aggiungere che per ogni coppia polare si possono avere disuniformità di campo e quindi di Ke dell'ordine dello 1% o 2%.

Per avere tutte queste caratteristiche bisogna richiedere una dettagliata documentazione alle case costruttrici.

Data la scarsa fiducia nei venditori o costruttori di motori, consiglio vivamente di verificare con test sperimentali di misura la costante **Ke** (mediante la misura delle tensioni generate a vuoto alle alte velocità) ed i valori di **Rs** e **Ls** (mediante la misura delle correnti generate mettendo in corto circuito il motore a basse velocità).

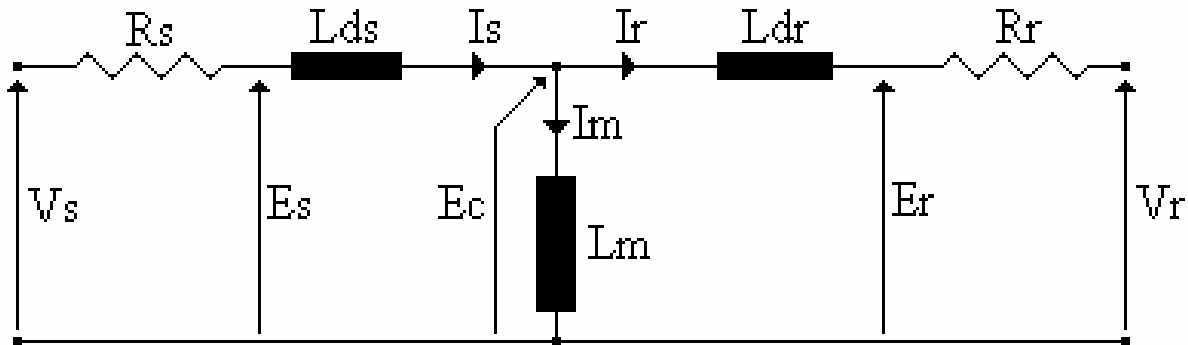
Per una applicazione **ridondata** tramite **due motori** si può stabilire di selezionare il singolo motore con una Coppia Nominale uguale a circa il **50%** della **Massima Coppia Teorica Resistente** (Coppia che si ha alla fine della fase di Accelerazione supponendo non alimentato il secondo motore e quindi considerando un momento di inerzia rotorico e coppia di frizione equivalente a quella dei due motori) ; in funzionamento normale ogni motore dovrà quindi generare una coppia massima CmaxOK = Cnom mentre in caso di guasto il motore rimasto integro ed attivo dovrà generare una coppia massima CmaxFault = 2 Cnom che potrà generare tranquillamente per un breve periodo di tempo (se ben dissipato).

Ponendo un limite di corrente (e quindi di coppia) **Imax = 4 Inom** otteniamo un coefficiente di sicurezza 2 che ci garantirà di poter operare anche su un sistema meccanico degradato nel tempo con coppie resistenti aumentate.

TEORIA DI BASE DEL MODELLO MOTORE

Partiamo considerando un modello motore che possa rappresentare tutte le componenti statiche e dinamiche di un generico motore equivalente bifase con grandezze elettromagnetiche riferite ad assi fissi (Re / Im) relativi allo statore.

Per rispettare una tradizione puramente elettrotecnica iniziamo da un circuito equivalente dove il verso delle correnti e' preso in modo che il rotore sia visto come un utilizzatore a tensione V_r , alimentato allo statore da un generatore di tensione V_s .



Questo circuito equivalente presuppone i parametri rotorici come **riportati allo statore**.

Definiamo le induttanze di statore e rotore come $L_s = L_{ds} + L_m$ $L_r = L_{dr} + L_m$

definendo inoltre $L_{m2} = L_s \cdot L_r - L_m^2$ e $K_s = \frac{L_s}{L_{m2}}$ $K_r = \frac{L_r}{L_{m2}}$ $K_m = \frac{L_m}{L_{m2}}$

otteniamo facilmente le correnti in funzione dei flussi $I_s = K_r \cdot \Phi_s - K_m \cdot \Phi_r$ $I_r = K_m \cdot \Phi_s - K_s \cdot \Phi_r$

e le due equazioni differenziali relative alle tensioni $s \cdot \Phi_s = V_s - R_s \cdot I_s$ $s \cdot \Phi_r = V_r + R_r \cdot I_r$

Queste relazioni costituiscono il già ben noto modello dinamico della macchina asincrona che nella letteratura riguardante la dinamica della macchina asincrona viene comunemente definito come modello completo del quinto ordine dato che le due equazioni differenziali in realtà ne generano quattro (2 per la parte reale e 2 per la parte immaginaria) ed una quinta equazione differenziale compete alla relazione meccanica fra coppia e velocità motorica.

Questo modello e' valido in tutte le condizioni operative del motore ma trascura le perdite nel ferro e le saturazioni.

In molte trattazioni controllistiche viene espresso per semplicità simbolica con due sole relazioni in forma matriciale e spesso il verso della I_r e' opposto a quello da noi scelto , ma ciò non altera la realtà fisica delle relazioni.

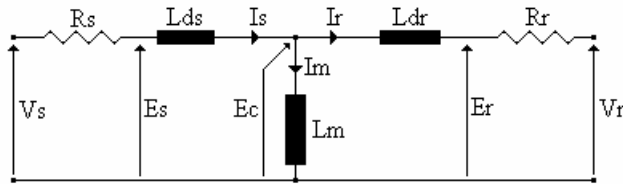
E' importante evidenziare il fatto che $V_r = j \cdot \omega_r \cdot \Phi_r$

Partendo da questo circuito equivalente , con un paziente lavoro algebrico , e' possibile ricavare tutte le relazioni fra tutte le grandezze elettromagnetiche e meccaniche del motore e tutte le funzioni di trasferimento dinamiche che legano fra loro queste grandezze.

Tutte le formule o le considerazioni seguenti sono derivate da queste relazioni fondamentali riguardanti questo circuito equivalente , nel rispetto delle convenzioni sopra espresse.

Nelle trattazioni seguenti bisogna inoltre considerare che verranno date delle relazioni integro-differenziali già atte ad essere implementate con equazioni alle differenze finite per poterle risolvere numericamente sia per scopi di simulazione che per la scrittura di routine SW per la regolazione vera e propria che dovrà essere attuata in real-time dal DSP.

FORMULE UTILI DI BASE DEL MODELLO MOTORE



Questa parte e' utile per future disquisizioni tecniche ed e' un compendio semplificato di tutte le relazioni fondamentali che possono essere usate per ricavare tutte le funzioni di trasferimento dinamiche valide per tutti i valori istantanei.

Iniziamo con delle **relazioni basilari** :

$$\begin{aligned}
 L_s &= L_{ds} + L_m & L_r &= L_{dr} + L_m & L_m^2 &= L_s L_r - L_m^2 \\
 E_s &= s \Phi_s & E_c &= s \Phi_c & E_r &= s \Phi_r & I_m &= I_s - I_r \\
 \Phi_c &= L_m I_m & \Phi_s &= \Phi_c + I_s L_{ds} & \Phi_c &= \Phi_r + I_r L_{dr} \\
 V_s &= E_s + R_s I_s & V_r &= E_r - R_r I_r & V_r &= j \omega_r \Phi_r
 \end{aligned}$$

Per la **Corrente Rotorica** abbiamo :

$$I_r = (L_m \Phi_s - L_s \Phi_r) / L_m^2 = (L_s I_s - \Phi_s) / L_m = (L_m I_s - \Phi_r) / L_r$$

$$I_r = (s \Phi_r - V_r) / R_r = \Phi_r (s - j \omega_r) / R_r$$

Per la **Corrente Statorica** abbiamo :

$$I_s = (L_r \Phi_s - L_m \Phi_r) / L_m^2 = (\Phi_r + L_r I_r) / L_m = (\Phi_s + L_m I_r) / L_s$$

$$I_s = (V_s - s \Phi_s) / R_s$$

Per il **Flusso Rotorico** abbiamo :

$$\Phi_r = L_m I_s - L_r I_r = (L_r \Phi_s - L_m^2 I_s) / L_m = (V_r + R_r I_r) / s$$

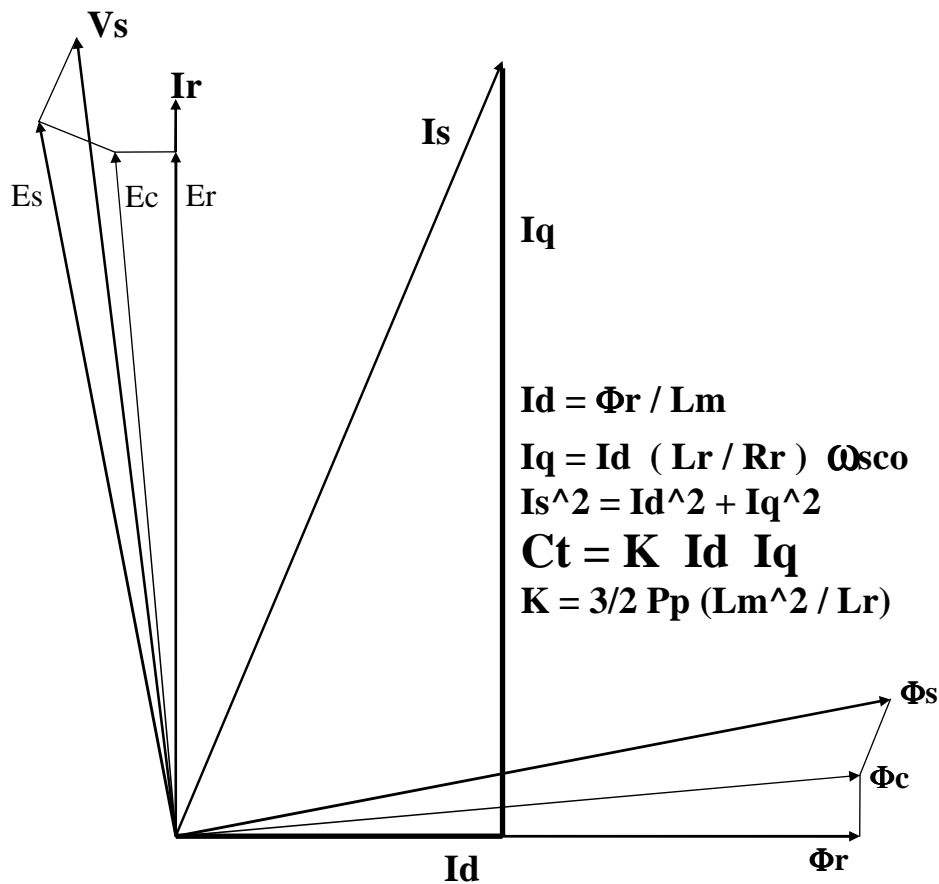
Per il **Flusso Statorico** abbiamo :

$$\Phi_s = L_s I_s - L_m I_r = (L_m^2 I_s + L_m \Phi_r) / L_r = (V_s - R_s I_s) / s$$

$$\Phi_s = I_s L_k + \Phi_r L_m / L_r \quad \text{dove} \quad L_k = L_m^2 / L_r = L_s - L_m^2 / L_r$$

Ovviamente queste sono relazioni vettoriali , quindi per ogni equazione dovremo scriverne due , una per la parte reale ed una per la parte immaginaria.

Field Oriented Control (Riferito ad assi rotanti D & Q)



Rifacendosi alla **Teoria Classica FOC** e non trascurando le componenti dinamiche , otteniamo :

$$V_{sd} = R_s I_d - \omega_s \Phi_{sq} + \Delta\Phi_{sd} / \Delta t \quad \text{dove} \quad \Phi_{sd} = I_d L_k + \Phi_{rd} L_m / L_r$$

$$V_{sq} = R_s I_q + \omega_s \Phi_{sd} + \Delta\Phi_{sq} / \Delta t \quad \text{dove} \quad \Phi_{sq} = I_q L_k + \Phi_{rq} L_m / L_r$$

Il calcolo esatto delle componenti dinamiche è molto complesso ed in genere viene realizzato linearizzando il sistema in un piccolo intorno del punto di funzionamento dipendente dalla velocità motorica e dalla coppia (Vedi Lipo e Bassi Benzi). Dato che tali calcoli non sono di validità generale e sono in genere non calcolabili in modo esatto in real-time , per ora ci accontentiamo di considerare le **soluzioni di regime stazionario** ; sotto questa ipotesi si ottiene :

$$\Phi_{rd} = I_d L_m \quad \Phi_{rd} L_m / L_r = I_d L_m^2 / L_r \quad \text{e} \quad \Phi_{rq} = 0$$

$$\Phi_{sd} = I_d L_k + I_d L_m^2 / L_r = I_d (L_k + L_m^2 / L_r) , \text{ da cui , dato che } L_k = L_s - L_m^2 / L_r , \text{ otteniamo :}$$

$$\Phi_{sd} = I_d L_s \quad \& \quad \Phi_{sq} = I_q L_k \quad \text{e sostituendo queste , nelle relazioni delle } V_s , \text{ otteniamo :}$$

$$V_{sd} = R_s I_d - \omega_s L_k I_q \quad \text{MODELLO FF}$$

$$V_{sq} = R_s I_q + \omega_s L_s I_d \quad \text{STATICO}$$

MODELLI DI FLUSSO AD ANELLO APERTO

Il tipo più semplice di modello di flusso (conosciuto in letteratura come **MODELLO di TENSIONE**) e' ottenibile integrando la $V_s - R_s I_s$, dove I_s e' la corrente statorica vera misurata e R_s e' un parametro numerico che dovrebbe approssimare il valore vero della resistenza statorica.

Questo modello opera bene solo alle alte velocita' (dove la caduta di tensione resistiva statorica e' trascurabile rispetto a V_s) mentre e' praticamente inutilizzabile alle basse velocita' dove il termine $R_s I_s$ e' molto importante sia perche' R_s varia con la temperatura sia perche' gli offset della misura delle correnti possono produrre catastrofici errori di drift.

Come visto nella teoria OFPS e' possibile bypassare in modo approssimato tali inconvenienti calcolando il termine $R_s I_s$ come valore di regime dedotto dalle condizioni di set point.

Un altro tipo di semplice modello di flusso (conosciuto in letteratura come **MODELLO di CORRENTE**) e' ottenibile integrando $V_r + R_r I_r$ per ottenere il flusso rotorico (dove I_r e' la corrente rotorica dedotta dalla I_s vera misurata presupponendo la conoscenza del flusso rotorico del tempo di ciclo precedente); dal flusso rotorico e' facile il passaggio al flusso statorico dato che la I_s vera e' nota.

Questo modello opera bene solo alle basse velocita' (dove la caduta di tensione resistiva rotorica e' grande) ma cade in difetto alle alte velocita' dove diventa molto sensibile alla precisione di misura della velocita' motorica ; anche alle basse velocita' si possono avere grandi errori dovuti alla variazione della resistenza rotorica.

Gia' dagli anni ottanta sono apparsi articoli dove con artifici vari si usava una media pesata (in funzione della velocita' motorica) dei risultati ottenuti da un modello di tensione e da un modello di corrente operanti contemporaneamente in modo da ottenere risultati accettabili a tutte le velocita'.

Nelle pubblicazioni degli anni novanta si incomincia a risolvere il problema in modo drastico ma più' elegante , rinunciando ad artifici (vista la aumentata potenza dei DSP) , decidendosi a ricostruire sia il flusso statorico che rotorico con un **MODELLO MOTORE COMPLETO**.

Un modello di flusso che dia risultati accettabili viene implementato tramite un modello motore completo alimentato dalla tensione statorica a patto di conoscere con buona precisione i parametri del motore e la velocita' motorica ; per le correnti sia rotorica che statorica si usano i valori del modello e non i valori veri misurati.

Una implementazione ideale del modello completo (in linea di principio) non richiede moltissimi calcoli :

$$1) \quad V_r = j \omega_r \Phi_r \quad 2) \quad \Phi_s = \int V_s - R_s I_s \quad 3) \quad \Phi_r = \int V_r + R_r I_r$$

$$4) \quad I_s = K_r \Phi_s - K_m \Phi_r \quad 5) \quad I_r = K_m \Phi_s - K_s \Phi_r$$

Una implementazione pratica (che vedremo in seguito) puo' prevedere una diversa sequenza delle operazioni ed incorporare alcune correzioni per migliorare il processo discreto di integrazione ; per ogni equazione il calcolo sara' effettuato sia per parte reale che per parte immaginaria.

Il vantaggio del modello completo e' che oltre ad essere abbastanza preciso a tutte le velocita' ci rende disponibile tutti i flussi (ricostruiti) e tutte le correnti (ricostruite) del motore.

Un grosso svantaggio consiste nel fatto che i risultati sono attendibili solo se i parametri del modello sono molto simili a quelli veri del motore e la misura della velocita' motorica e' molto precisa ed attualizzata.

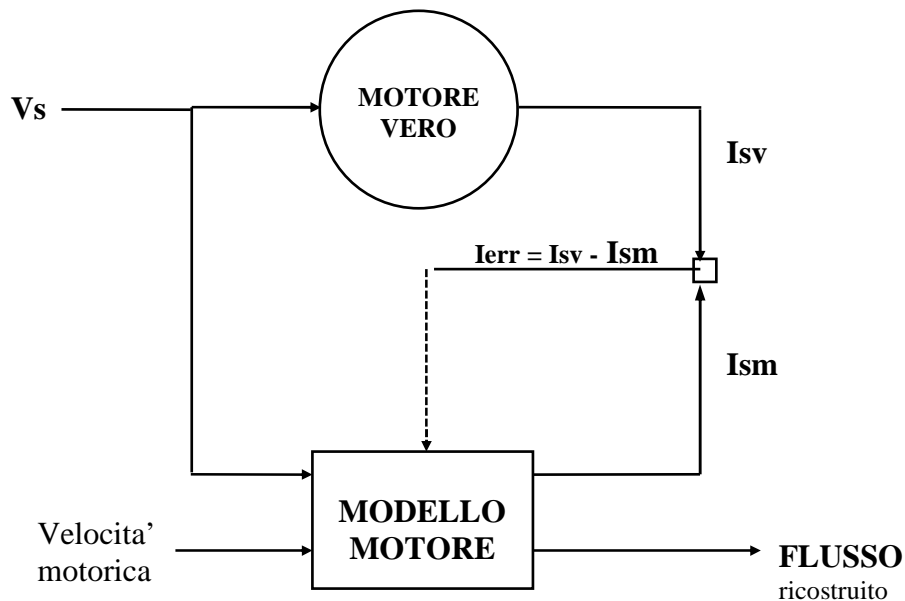
Concludendo possiamo affermare che il modello completo del motore e' il miglior modello finora disponibile ma il suo uso pratico e' **sicuramente sconsigliabile ad anello aperto**.

Vedremo nella parte successiva come retroazionando il modello (in modo diretto o indiretto) sia possibile un suo uso pratico in regolazione con risultati altamente soddisfacenti sia dal punto di vista della precisione che robustezza globale.

MODELLI DI FLUSSO RETROAZIONATI

Una metodologia che porta a risultati pratici soddisfacenti consiste nell'alimentare il modello motore completo con la stessa tensione con cui si alimenta il motore vero ; se la velocità motorica ed i parametri del modello fossero esatti avremmo una perfetta coincidenza (in linea puramente teorica) della corrente vera misurata I_{sv} e della corrente calcolata dal modello I_{sm} , con la conseguenza che il segnale di errore $I_{err} = I_{sv} - I_{sm}$ sarebbe un vettore nullo.

Al contrario, se il modello non fosse congruente (come sempre praticamente accade), il vettore I_{err} avrebbe certe componenti che opportunamente riportate su grandezze del modello potrebbero tendere ad annullare il vettore I_r dando robustezza e precisione al modello stesso in caso di variazioni dei parametri.



Un tale approccio appare già in una pubblicazione ABB del giugno 93 dove però ci si limita ad una semplice retroazione di tipo proporzionale, dove una parte proporzionale del vettore I_{err} viene sommato a $E_s = V_s - R_s I_s$ prima dell'integrazione in modo da evitare gli eventuali offset di misura della I_s e stabilizzare in qualche modo le variazioni parametriche dello statore.

In una recente pubblicazione del luglio 96 (IEEE 0-7803-3500, ABB - Un.Cagliari - Un.Genova) lo stesso sistema di retroazione viene applicato con parti proporzionali diverse sia alla E_s che alla E_r , ottenendo quindi una stabilizzazione sia dei parametri statorici che rotorici.

Nella stessa pubblicazione vengono dati dei principi di base per la stima della velocità motorica come integrale dell'angolo di sfasamento (anticipo o ritardo) fra I_{sv} e I_{sm} , ma la scelta del metodo di osservazione non viene giustificata da un punto di vista teorico.

Tramite simulazioni ho potuto verificare che questo approccio è abbastanza buono anche se non del tutto robusto e riguardo alla stima della velocità rotorica ho potuto constatare che la velocità di risposta dell'osservatore è molto lenta se si vuole rimanere in condizioni di ottima stabilità relativa.

Nel seguito verrà descritta una nuova metodologia di retroazione che ritengo teoricamente più giustificabile e che nelle simulazioni effettuate appare più efficace e robusta.

Supponendo di utilizzare un modello motore completo (come descritto precedentemente) e volendo stimare la velocita' motorica , appare evidente indagare accuratamente sugli effetti che un errore della velocita' motorica provoca sul vettore I_{err} in condizioni di anello aperto.

Come prima cosa ho condotto accurate simulazioni su di un modello con parametri esatti ed affetto solo da errore sulla velocita' motorica usata dal modello per il calcolo di V_r .

In queste condizioni se $\omega_{rm} > \omega_{rv}$ (simulando cioe' un rallentamento del motore vero) si osserva che I_{sv} aumenta di modulo e si porta in anticipo rispetto a I_{sm} provocando una I_{err} che cresce in quadratura in anticipo rispetto a Φ_r ; tutto questo negli istanti iniziali e per piccole variazioni della velocita' motorica.

Ovviamente per accelerazioni del motore vero il vettore I_{err} cresce in quadratura in ritardo rispetto a Φ_r .

La dinamica del fenomeno e' ovviamente dipendente dalle dinamiche intrinseche del motore.

Passati gli stanti iniziali , se l' errore permane , I_{err} aumenta moltissimo di modulo e tende a portarsi ancora piu' in anticipo e a regime assume una posizione di netto anticipo anche rispetto al flusso statorico.

Da un puro punto di vista teorico si ha : $I_{sv} L_m = \Phi_r [1 + Tr (s - j \omega_r)]$ dove Tr e' la costante di tempo rotorica

quindi : $I_{sv} L_m = \Phi_{rv} [1 + Tr (s - j \omega_{rv})]$ $I_{sm} L_m = \Phi_{rm} [1 + Tr (s - j \omega_{rm})]$

facendo la differenza delle due equazioni e considerando $\Phi_{rv} = \Phi_{rm}$ (come e' lecito negli istanti iniziali)

dato che $I_{err} = I_{sv} - I_{sm}$, otteniamo che **$I_{err} = -j \Phi_{rm} (\omega_{rv} - \omega_{rm}) Tr$**

dimostrando che il vettore **I_{err} nasce in quadratura rispetto a Φ_r** .

Questa semplice dimostrazione ci porta alla considerazione che adottando il modulo della componente di I_{err} in quadratura con il flusso per correggere in modo integrale ω_{rm} possiamo ottenere in un modo estremamente semplice un osservatore che come risultato finale dia la stima corretta della velocita' motorica con la massima efficienza.

Un altro fatto da non sottovalutare e' che , dato che I_{err} dipende da Tr e quindi anche da L_r e R_r , l'annullamento della componente di I_{err} in quadratura con il flusso compensa automaticamente tutte le possibili variazioni di tutti i parametri rotorici.

Per avere una idea quantitativa del guadagno di stima dell'osservatore real-time per la frequenza motorica definiamo la funzione scalare $DelF$ che rappresenta il modulo della componente di I_{err} in quadratura

con il flusso rotorico : $DelF = I_{errRe} \Phi_{rmIm} - I_{errIm} \Phi_{rmRe}$

mentre definiamo con $Err\omega = \omega_{rv} - \omega_{rm}$ l'errore di velocita' angolare del rotore.

Con un po' di pazienza si ottiene : $Err\omega = DelF * IMQ * R_r * L_m / L_r$

dove IMQ e' il valore dell' inverso del modulo del flusso rotorico del modello elevato al quadrato.

A questo punto , con l'osservatore (operante la stima dei parametri rotorici) che agisce in modo veloce su ω_{rm} , otteniamo il risultato che se ci dovessero essere variazioni nei parametri statorici otterremmo il crescere di un vettore I_{err} perfettamente in fase (o controfase) con il flusso dato che le componenti in quadratura vengono perfettamente e velocemente annullate dall'osservatore suddetto.

Integrando quindi (in modo lento) il valore della componente in fase con il flusso otteniamo un osservatore che ci permette di agire sulle grandezze statoriche (ad esempio sul valore stimato di R_s) sino all'annullamento della componente stessa (in fase con il flusso) e , dato che la componente in quadratura e' gia' nulla , otteniamo il totale annullamento del vettore I_{err} con conseguente coincidenza di I_{sm} con I_{sv} ; in queste condizioni ottimali possiamo affermare che il valore stimato del flusso statorico e' molto prossimo a quello vero.

Oltre a questi osservatori e' possibile introdurre una **lieve** retroazione di tipo proporzionale (tale da non indurre la benché minima instabilita') alle E_s ed E_r come accennato precedentemente.

Per una implementazione pratica (che verra' descritta nella parte riguardante il simulatore Floating-Point) si e' deciso (dopo valutazioni di simulazione) di adottare come riferimento per il calcolo delle componenti in fase ed in quadratura di I_{err} , il **flusso statorico** invece del flusso rotorico perche' i risultati sono più soddisfacenti e perche' tale flusso ricostruito sta alla base della regolazione OFPS che già quindi rende disponibile alcune grandezze utilizzate dagli osservatori come ad esempio l'inverso del modulo del flusso al quadrato.

Altre motivazioni riguardano il fatto che in caso di violentissimi transitori di velocità la direzione di regime della I_{err} tende ad essere in quadratura più con il flusso statorico che non con il flusso rotorico e cosa molto importante e' anche il fatto che durante le rampe di flussaggio il flusso statorico e' quasi immediatamente disponibile come riferimento , mentre il flusso rotorico assume entita' apprezzabili solo dopo numerosissimi tempi di ciclo.

La realizzazione pratica del modello completo comporta anche alcune correzioni di attualizzazione dato che tale modello viene attuato una sola volta nel ciclo completo del DSP (nel caso specifico ogni 200 us) e deve poter seguire fedelmente il modello vero del motore che e' (se così si puo' dire) per sua natura continuo.

Molto importante e' fare in modo che la corrente vera misurata (I_{sv}) sia resa sinfasica con la corrente storica ricostruita del modello (I_{sm}) dato che solo in questo caso la corrente di errore (I_{err}) che e' la differenza delle due avra' una fase ed un modulo atto a correggere i parametri del modello.

Bisogna inoltre a questo punto notare che la I_{sv} e' la corrente statorica del motore ma nel caso pratico noi abbiamo a disposizione il suo valore trasdotto da LEM , condizionato dal filtro anti-aliasing , convertito da A/D ed inoltre filtrato dal SW ... e di tutti questi condizionamenti bisognera' tenerne conto.

Per gli osservatori real-time e' stato usato il metodo statistico del gradiente semplice attualizzato che e' molto facile da implementare e garantisce una ottima velocità di risposta con stabilita' relativa decisamente buona nel caso della stima di una sola grandezza.

Per la stima della velocità motorica si sono ottenuti risultati che non esito a definire ottimali e che sono attendibili in tutte le più strane modalita' operative ed in tutto il range di frequenze da $-2 F_n$ a $+2 F_n$ con una robustezza e stabilita' (che sono inversamente proporzionali al guadagno di stima) molto elevate , ed il tempo di risposta e' tale che anche durante le massime accelerazioni (slittamenti) l'errore di stima e' trascurabile agli effetti pratici.

Riguardo alla stima della R_s (resa volutamente abbastanza lenta tramite un basso guadagno di stima) bisogna mettere in evidenza il fatto che la stima e' molto attendibile alle basse velocità (dove appunto e' necessario conoscere con buona precisione il valore di R_s) ma viene gradulmente inibita (partendo dal 15% F_n sino ad annullarsi al 30% F_n) nella zona delle alte velocità.

La stima di R_s e' molto attendibile alle alte coppie motrici ma viene inibita sotto il 5% di C_n , ma in queste regioni di funzionamento una errata stima di R_s non provoca gravi errori pratici ne di coppia ne di flusso.

La funzione di stima per l'osservatore di R_s (modulo della componente di I_{err} in fase con il flusso statorico) e' costituita da una funzione di traferimento che contiene uno zero che risiede nel semipiano sinistro (F.D.T. a sfasamento minimo) quando il motore funge da vero motore (potenza meccanica positiva) e purtroppo si sposta nel semipiano destro (F.D.T. a sfasamento non minimo) quando il motore funge da freno (potenza meccanica negativa) ; quindi quando il motore e' in trazione con velocità positiva (o in frenatura con velocità negativa) la stima puo' essere condotta in modo veloce ed efficiente mentre quando il motore e' in frenatura con velocità positiva (o in trazione con velocità negativa) la stima richiede accorgimenti di limitazione sia della velocità che del guadagno di stima ed inoltre per evitare condizioni di instabilita' relativa bisogna diminuire il set-point di coppia alle velocità motoriche più basse (Es. Max 100% C_n @ 10% F_n , 50% C_n @ 5% F_n)

Nella versione di simulatore INTEGER si considereranno alcuni artifici atti a migliorare l'attendibilita' della stima.

In genere quando più osservatori concorrono alla stima di più parametri dello stesso sistema , e' conveniente che si abbia il massimo disaccoppiamento fra gli stessi ; nel caso in oggetto e' stata fatta la scelta di usare due componenti ortogonali e di rendere molto veloce lo stimatore di velocità motorica e molto lento lo stimatore di R_s .

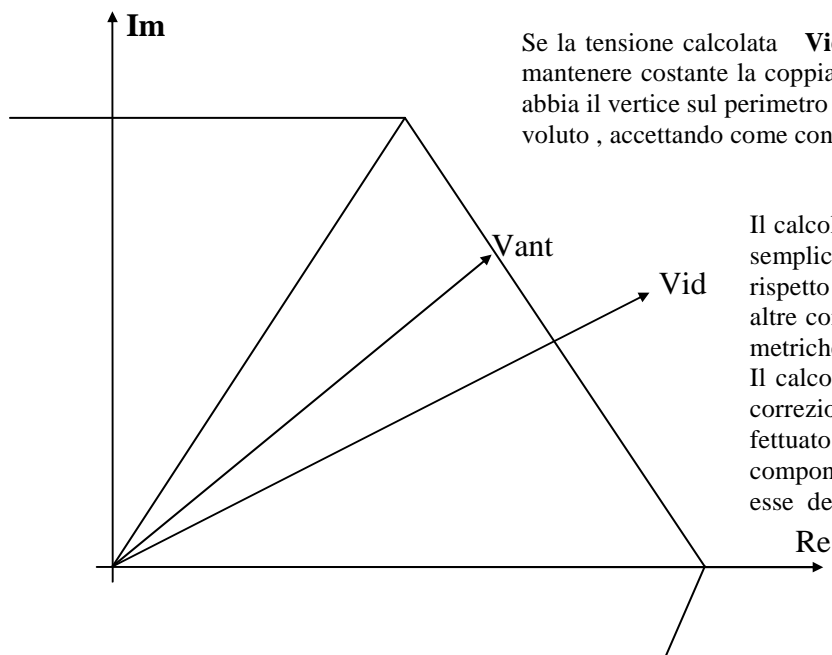
Globalmente la stima combinata di velocità motorica e di R_s e' più che soddisfacente e robusta e soprattutto puo' operare anche durante le rampe di flussaggio e deflussaggio , la stima della velocità motorica e poi talmente robusta e veloce che permette di ottenere rampe di flussaggio corrette anche se inizialmente il valore stimato e' molto diverso da quello vero.

La regolazione OFPS calcola le componenti reali ed immaginarie della tensione storica ideale **V_{id}** necessaria per ottenere una data coppia conservando il valore di flusso voluto, ma per sua natura l'inverter puo' fornire solo vettori di tensioni la cui estremita' sia interna o al massimo cada sull'esagono delle tensioni di lato $\frac{2}{3} V_{cc}$ che quindi ha un cerchio inscritto di raggio $\frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc}$; con modulazione normale non si hanno distorsioni sino a $\frac{1}{2} V_{cc}$ mentre con la modulazione HI-EFF non si hanno distorsioni sino a $\frac{\sqrt{3}}{3} V_{cc}$ cioe' sino al raggio del cerchio inscritto; con modulazione HI-EFF si ha quindi un miglior sfruttamento (+15,5%) della V_{cc} di inverter e come e' noto ha una più bassa frequenza di commutazione ($\frac{2}{3}$ di quella necessaria per la modulazione normale).

Alle velocita' più alte si entra prima in regime di **distorsione** (tensioni non più sinusoidali) e poi si entra in regime di **saturazione** (vettore di tensione esterno all'esagono delle tensioni); le distorsioni provocano solo armoniche di tensione mentre le saturazioni provocano anche perdite di coppia e flusso dato che l'inverter non ha potuto fornire la tensione ideale calcolata dalla regolazione.

Con una opportuna relazione di deflussaggio alle alte velocita' si dovrebbe fare in modo (e cio' e' quasi sempre possibile) che in condizioni di regime si entri in distorsione ma non in saturazione (o si arrivi ad una modesta saturazione) ma in condizioni transitorie (Es. richiesta di un veloce aumento di coppia) sicuramente capita di avere saturazioni transitorie spesso rilevanti che non permettono il raggiungimento dello scopo o lo permettono in tempi spesso inaccettabilmente lunghi.

Su questo problema tutti gli autori sono concordi (dato che non esiste altra soluzione pratica) nel decidere di **anticipare il vettore di tensione** per tentare di ottenere il valore voluto di coppia a scapito di una transitoria **perdita di flusso** che verra' recuperata in pochi millisecondi alla fine del transitorio di coppia.



Se la tensione calcolata **V_{id}** cade all'esterno dell'esagono (volendo mantenere costante la coppia) bisogna calcolare il vettore **V_{ant}** che abbia il vertice sul perimetro dell'esagono e che dia il valore di coppia voluto, accettando come contropartita una perdita di flusso.

Il calcolo esatto del vettore **V_{ant}** non e' affatto semplice in quanto dipende dall'angolo di **V_{id}** rispetto all'origine del sestante in oggetto e da altre condizioni che portano a formule trigonometriche abbastanza complesse.

Il calcolo del vettore **V_{ant}** (se si vuole che la correzione sia attuata subito) deve essere effettuato subito dopo il calcolo di **V_{id}** o sulle componenti bifasi o sulle componenti trifasi da esse derivanti.

Finora nelle varie pubblicazioni consultate il problema viene solo accennato ma non risolto, con vari artifici si cerca di compensare gli effetti della saturazione passando temporaneamente in onda quadra (vettori sui vertici dell'esagono).

Personalmente ho provato a scrivere le formule esatte di compensazione di coppia sia sulle componenti bifasi che trifasi, ma ne sono risultate formule talmente complesse che non potrebbero essere gestite in real-time dal DSP.

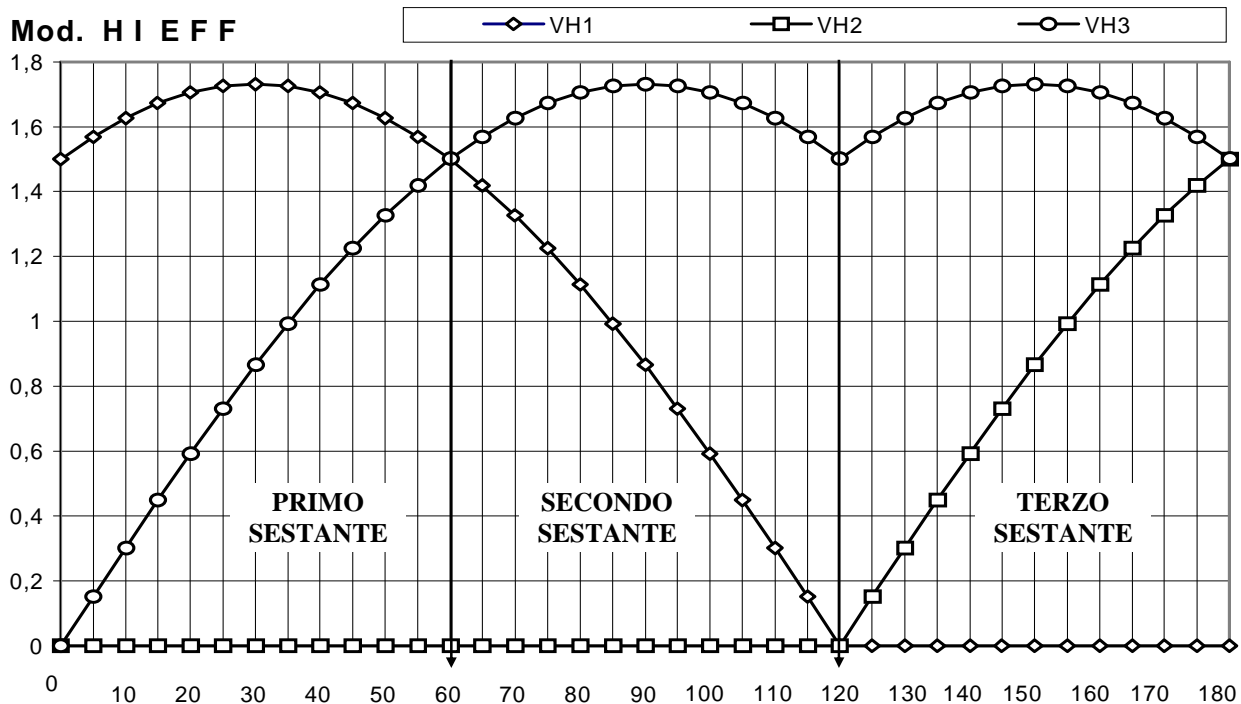
Ho quindi preferito usare sistemi approssimati sia sulle componenti bifasi che trifasi e li ho simulati ed ho poi scelto ed ottimizzato un metodo che e' molto semplice da realizzare in pratica; questo metodo non prevede ricorsioni ed agisce direttamente sulle componenti trifasi gia' calcolate per modulazione di tipo HI-EFF.

Il calcolo delle componenti trifasi HI-EFF e' molto semplice in quanto ricerca fra le tre fasi quella a **potenziale minimo** (e quindi identifica con un puntatore 2 sestanti di 120°) e indi sottrae a tutte le tre fasi il potenziale minimo trovato ottenendo un potenziale nullo per una fase e due valori sicuramente positivi per le altre due restanti ; confrontando fra loro questi ultimi due potenziali si identifica un ben preciso sestante (lato dell'esagono che ha come estremi due vertici) ed e' noto quale e' il potenziale maggiore che e' poi quello che in caso di saturazione sfondera' il valore massimo.

Se nell'esempio in figura consideriamo il primo sestante (0° / 60°) vediamo che essendo nullo VH2 possiamo affermare di essere fra 0° e 120° e dato che $VH1 > VH3$ comprendiamo di essere nel primo sestante e che il potenziale che potrebbe saturare e' certamente VH1 ; a questo punto basta verificare se effettivamente VH1 e' in saturazione operando $DV = VH1 - V_{max}$ (V_{max} e' la massima tensione di fase inverter che dipende da V_{cc}), e solo se DV e' positivo siamo in saturazione e dobbiamo provvedere alla compensazione.

Quindi , solo nel caso che DV sia positivo , dovremmo sommarlo (o sottrarlo , a seconda del sestante) all'altro potenziale di valore non nullo per ottenere quindi un anticipo proporzionale all'entita' della saturazione.

In pratica (per semplificare la procedura) i calcoli vengono effettuati sui tempi di ON invece che sulle tensioni dato che questi tempi sono proporzionali alle relative tensioni e gia' adeguati al valore attuale della V_{cc} .



Questo algoritmo di compensazione (ovviamente approssimato) e' molto semplice da implementare nel SW DSP e porta a risultati pratici veramente soddisfacenti ; la compensazione e' ovviamente stata studiata solo per le alte velocita' positive in quanto normalmente le velocita' negative sono nella pratica molto basse.

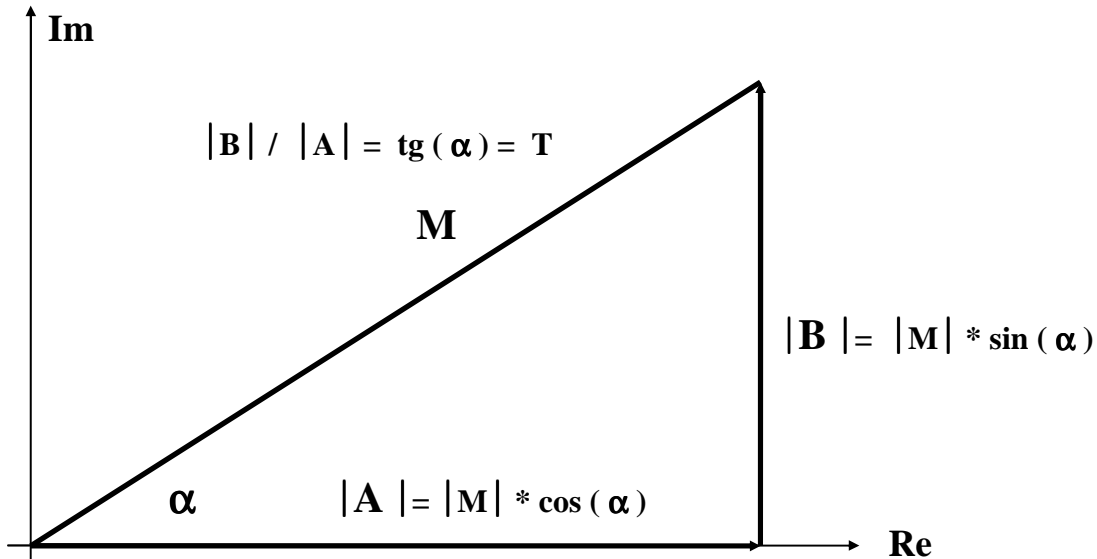
Il grado di approssimazione che a prima vista puo' sembrare eccessivo in realta' non e' poi cosı penalizzante in quanto bisogna considerare il fatto che la probabilita' di saturazione e' massima al centro di ogni sestante e decresce ai confini che appunto coincidono con i vertici dell'esagono delle tensioni dove esiste il massimo margine di tensione.

Bisogna inoltre considerare che la compensazione e' locale in ogni quadrante e quindi il vettore anticipato tende (in caso di fortissime saturazioni) a cadere al confine maggiore del sestante che e' una configurazione privilegiata delle commutazioni di inverter dato che coincide con il regime ad onda quadra che minimizza le commutazioni.

Come si puo' constatare dal diagramma temporale , lo scarto proporzionale alla saturazione DV (che e' sempre positivo e deve compensare la tensione minima non nulla) viene sommato nei sestanti dispari e sottratto nei sestanti pari ; per raggiungere un piú alto grado di approssimazione tale scarto andrebbe adeguato all'angolo relativo ad ogni sestante in quanto la derivata della tensione minima e non nulla e' funzione di tale angolo ma , dato che tale derivata non varia di moltissimo , personalmente credo non si ottengano miglioramenti praticamente apprezzabili.

Un metodo molto veloce ed efficiente per il calcolo di un vettore partendo dalle sue componenti reale ed immaginaria evitando il calcolo della radice quadrata è stato ideato e sviluppato da R.R. nel 1986.

Tale metodo sfrutta il fatto della periodicità della tangente di un angolo e la sua simmetria su 45°.



Dato che il modulo di un vettore M di componenti A e B può essere visto come un triangolo rettangolo di cateti A e B ed ipotenusa C, possiamo scrivere le seguenti semplici relazioni che sono sicuramente valide per α compreso fra 0 e 45° e $T = \text{tg}(\alpha)$ compresa fra 0 e 1:

$$|A| + |B| = |M| * (\cos(\alpha) + \sin(\alpha)) \quad \text{dove} \quad \sin(\alpha) + \cos(\alpha) = \frac{1 + T^2}{\sqrt{1 + T^2}}$$

possiamo definire una funzione di T, F(T) come $F(T) = \frac{\sqrt{1 + T^2}}{1 + T^2} = \frac{1}{\sin(\alpha) + \cos(\alpha)}$

Questa funzione assume valore 1 per $T=0$ ($\alpha = 0^\circ$) e $\sqrt{2}/2$ per $T=1$ ($\alpha = 45^\circ$) ed è quindi facilmente calcolabile e tabellabile con la voluta risoluzione nel range di T che varia da 0 a 1 (α che varia da 0° a 45°).

Osservando le prime relazioni otteniamo che $|M| = (|A| + |B|) * F(T)$ dove $T = |B|/|A|$ e se usiamo l'accortezza di effettuare la divisione mettendo al numeratore il modulo della componente minore ed al denominatore il modulo della componente maggiore otterremo un risultato valido e con T che varia fra 0 e +1 e F(T) che varia fra +1 e $+\sqrt{2}/2$ **per un qualsiasi angolo.**

Supponendo di tabellare la F(T) nel vettore tabella TABPIT di 1025 elementi (da 0 a 1024) con valori dove l'unità è rappresentata dal numero +65536, il calcolo del modulo M si riduce a poche istruzioni:

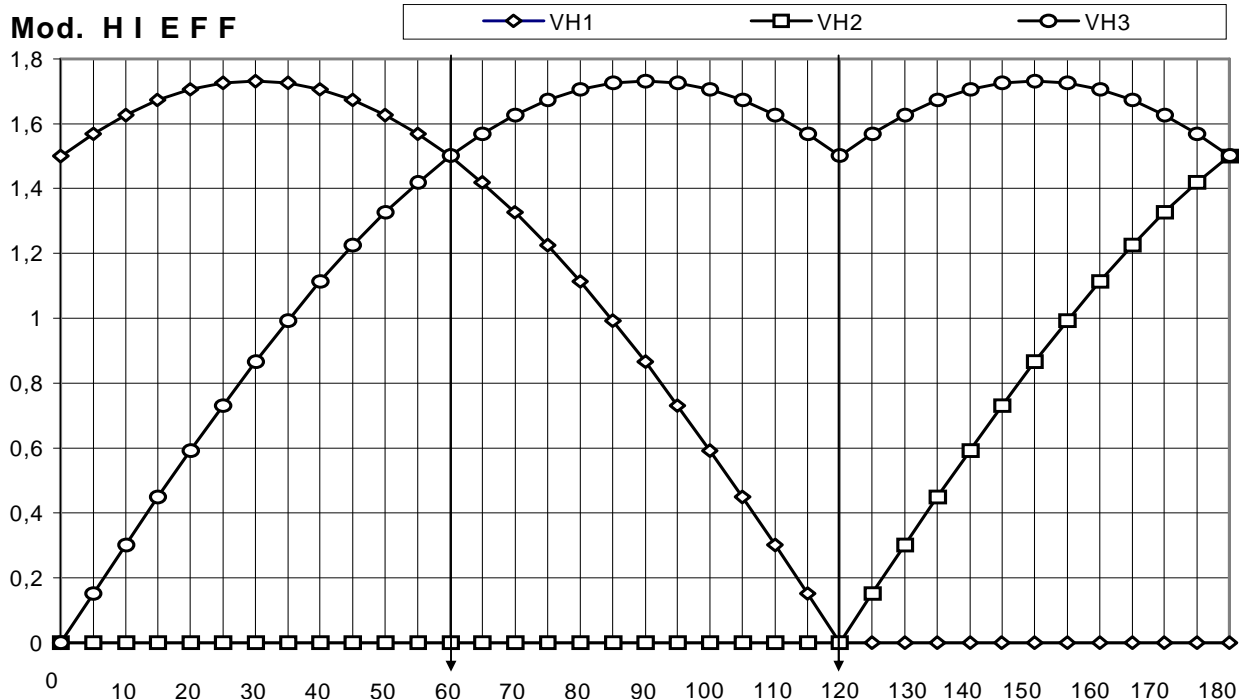
- 1) **NN = ABS (A)** ' Valore assoluto della componente Reale
- 2) **DD = ABS (B)** ' Valore assoluto della componente Immaginaria
- 3) **IF NN > DD THEN SWAP DD , NN** 'Per ottenere Numeratore <= Denominatore
- 4) **Jpit = (NN * 1024) / DD** 'Puntatore di tabella compreso fra 0 e 1024
- 5) **M = [(NN + DD) * TABPIT (Jpit)] / 65536** 'M = Modulo del vettore

Se per ragioni di contenere l'unità in 16 bit la si pone al valore 65535, la tabella TABPIT inizierà con il valore 65535 (Jpit = 0, $\alpha = 0^\circ$, $T = 0$) e terminerà con il valore 46340 (Jpit = 1024, $\alpha = 45^\circ$, $T = 1$) ed in questo caso avremo una semplice diminuzione di scala al valore $65535 / 65536 = 0,999984741$ che essere completamente compensato da un semplice fattore di scala

Una volta noti il modulo della tensione statorica e della pulsazione statorica bisogna tramite un algoritmo PWM ottenere una terna di tensioni trifasi modulando opportunamente la tensione lato continua V_{cc} disponibile all'ingresso dell'inverter. Il metodo della triangolazione lineare (usato in passato) o la tabella seno normale riferita ad i tempi di Ton permetteva di ottenere una sinusoide non distorta con valore di picco minore o uguale a $V_{cc} * \frac{1}{2}$ e la frequenza di inverter era uguale alla frequenza di modulazione , la sinusoide nulla o a valori molto bassi operava a **piena** frequenza di inverter.

Recentemente si e' scoperto una cosa **molto ovvia** ; dato che le tensioni di fase di un motore dipendono dalle **differenze** dipotenziale delle tre gambe di inverter e **non** dal valore assoluto dei potenziali stessi e' possibile in ogni istante scegliere come potenziale di **riferimento** il valore istantaneo della sinusoide con potenziale minimo e sottrarlo ai potenziali delle tre sinusoidi generatrici ; così facendo otteniamo un potenziale nullo e due potenziali sicuramente positivi che combinati fra loro generano delle tensioni di fase perfettamente identiche a quelle che le sinusoidi generatrici avrebbero prodotto ; si ottengono così dei potenziali di gamba di inverter come illustrati nella figura sotto riportata con la convenzione ciclica di fase 1-3-2.

.Questo tipo di modulazione e' stata definita **HI - EFF** (Alta efficienza) perche' comporta **diversi vantaggi** specie se i tempi minimi di on e off sono sufficientemente piccoli (1% , 5 % del tempo di modulazione)



- 1) La modulazione HI - EFF permette di ottenere sinusoidi non distorte con valore di picco sino a $V_{cc} * \sqrt{3/3}$ con un **miglior sfruttamento (+ 15,5%) della V_{cc} disponibile.**
- 2) Dato che alternativamente ogni gamba di inverter **non commuta** per $1/3$ del periodo , la frequenza di inverter risulta inferiore ed esattamente i $2/3$ di quella richiesta per la modulazione naturale.
- 3) Alle bassissime tensioni la frequenza di inverter diventa **molto bassa** e tende ad annullarsi per la sinusoide nulla.

Per la nostre specifiche applicazioni sarà da adottare questo tipo di modulazione per la sua alta efficienza ed anche per il fatto che verrà sviluppato un algoritmo che permette il calcolo dei tempi di on solo sulle fasi attive riducendo così di $2/3$ anche i tempi di over-head del software.

In funzione delle 8 combinazioni dei 3 bit di commutazione di un inverter trifase , il vettore V_s (nel modello bifase) assume 6 posizioni attive e due posizioni neutre ; il luogo descritto dal vettore V_s è quindi un esagono i cui vertici hanno modulo $2/3 V_{cc}$ (che corrispondono alle 6 posizioni attive) e le apoteme hanno quindi modulo $\sqrt{3/3} V_{cc} \approx 0.577 V_{cc}$.

Con la modulazione HI-EFF è possibile ottenere sinusoidi prive di distorsioni sino al valore massimo di fase di $\sqrt{3/3} V_{cc}$ che corrispondono al cerchio inscritto nell'esagono o sinusoidi distorte con valori massimi di $2/3 V_{cc} \approx 0.667 V_{cc}$.

Esempio per alimentazioni V_{cc} @ 42 V nominali :

V_{cc} [V]	V_{smax} (sin)	V_{smax} (dist)
42	24 . 249	28.000
39	22 . 517	26.000
36	20 . 785	24.000

Fra le più attuali strategie di controllo nel campo dei sistemi non lineari, in alcuni casi la soluzione ottimale può essere raggiunta mediante la teoria di Optimal Control che si basa sulla minimizzazione di una funzione (Cost Function) che riassume tutti i requisiti e le prestazioni desiderate.

La rigorosa trattazione analitica per un generico sistema (anche se lineare) è normalmente molto complessa.

Se si intende minimizzare il solo tempo di settling (TOC) la trattazione analitica si semplifica di molto e si arriva alla conclusione che per un sistema di ordine N (che è formato da N integratori), la mappatura nel piano delle fasi diventa un semplice polinomio di ordine N e che le transizioni (switches) dell'uscita del regolatore devono essere N-1.

Per un sistema del secondo ordine (come lo è il nostro caso specifico) la mappatura nel piano delle fasi diventa una semplice parabola ed il regolatore necessita di una sola transizione.

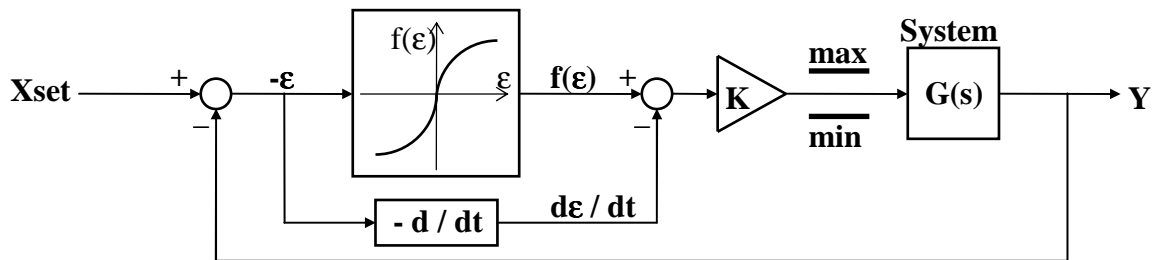
Se consideriamo il nostro caso specifico, l'ingresso del sistema è una accelerazione e dopo una doppia integrazione otteniamo in uscita una posizione ($G(s) = 1/s^2$ se consideriamo il guadagno statico unitario).

Imponendo all'accelerazione di ingresso un limite massimo positivo e negativo si può intuitivamente comprendere che per passare da una posizione ad un'altra maggiore nel minor tempo possibile dovremo prima dare la massima accelerazione positiva ed ad un "certo punto" effettuare una transizione e dare la massima accelerazione negativa (frenata) per arrivare al valore di set-point voluto con velocità nulla; solo questa condizione ci può evitare indesiderati overshoot.

Il semplice schema a blocchi sottoriportato realizza la regolazione TOC per il nostro sistema del secondo ordine dove Xset è il set-point di posizione voluta ed Y è la reale posizione del sistema che dobbiamo controllare.

Per prima cosa si effettua la differenza $Xset - Y$ per ottenere l'errore di posizione $-\epsilon$; in funzione di questo errore possiamo calcolare la derivata massima ammissibile (massima velocità ammissibile) e la derivata attuale (velocità attuale).

La differenza fra massima velocità ammissibile (stabilita in funzione della massima accelerazione o massima frenatura) e reale velocità istantanea ci dice se dobbiamo ancora accelerare o invece incominciare a frenare; in genere questa differenza viene molto amplificata da un amplificatore con guadagno K molto alto (a volte si usa addirittura un comparatore) ed infine limitata ai valori massimo e minimo di accelerazione che siamo in grado di imporre al sistema.



Nel nostro caso la mappatura nel piano delle fasi è molto semplice dato che il legame fra velocità ed accelerazione e spostamento è definito dalla classica formula cinematica $v = \sqrt{2 \cdot A \cdot s}$ oppure $v^2 = 2 \cdot A \cdot s$ cioè una parabola.

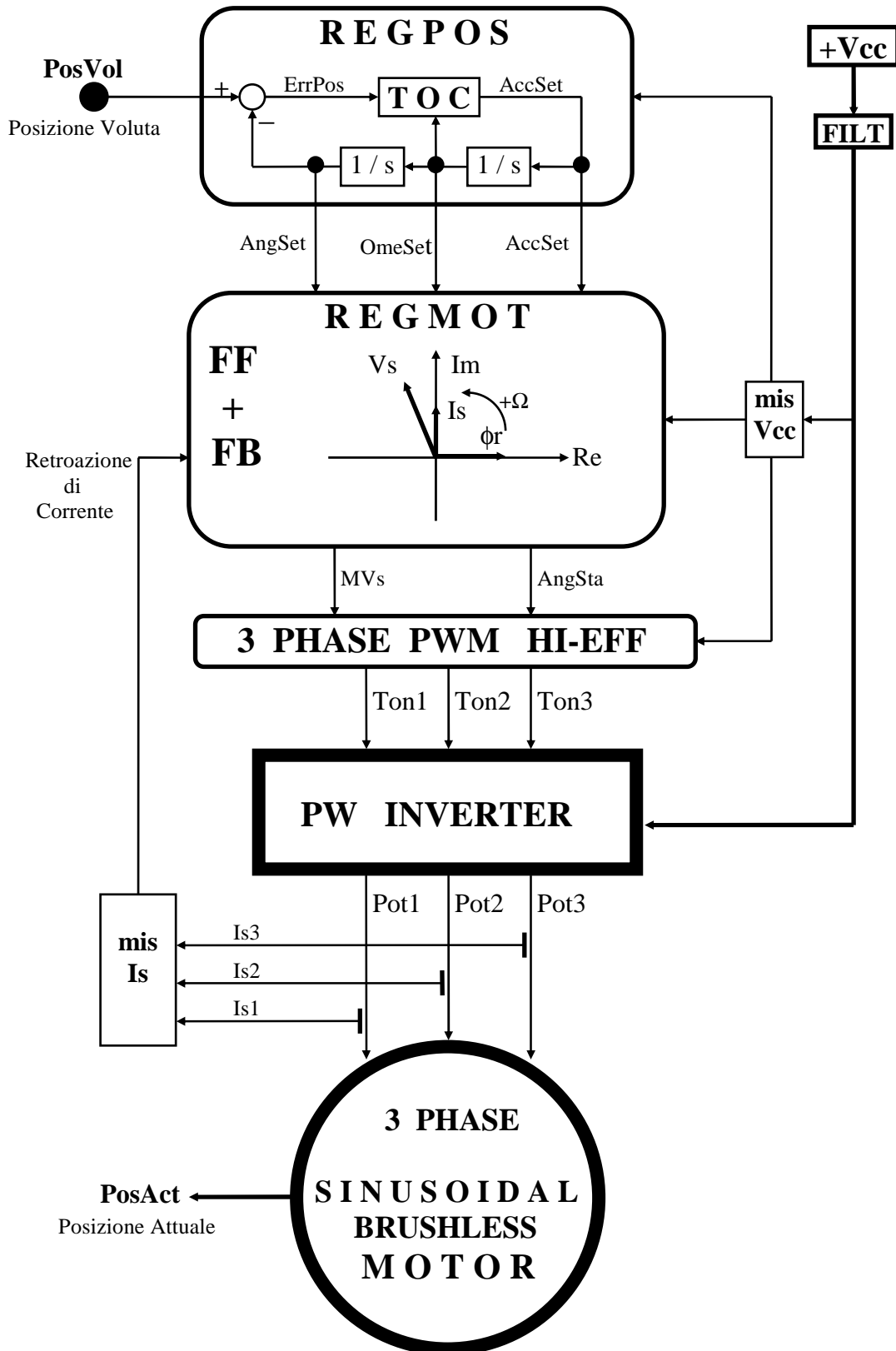
In genere per effettuare la differenza fra i due termini in DSP si preferisce confrontare i due termini elevati al quadrato per evitare il lungo calcolo della radice quadrata ed adottare un guadagno K molto alto e, volendo ottenere raccordi finali molto dolci, si aggiunge alla mappatura un piccolo termine del primo ordine (che corrisponde nel piano temporale ad una convergenza esponenziale); in genere questo termine si fa sentire solo per errori di posizione molto piccoli e diventa automaticamente trascurabile per errori di posizione considerevoli dove le velocità limite sono molto alte.

Questa regolazione può adottare anche valori diversi di accelerazione per la prima fase (accelerazione) e la seconda fase (frenatura) per ottimizzare il valore massimo di coppia richiesta (e quindi di corrente) dato che nella fase finale di frenatura si può imporre una decelerazione maggiore dato che le coppie resistenti cooperano alla frenatura.

Questa regolazione, molto semplice da implementare in DSP, presenta numerosi vantaggi rispetto ad una classica regolazione PID:

- 1) Settling estremamente rapido e perfettamente controllato
- 2) Assenza assoluta di overshoot
- 3) Transitori perfettamente predicibili e con smorzamento unitario
- 4) Garanzia di stabilità assoluta (ed a maggior ragione di stabilità relativa)
- 5) Errore nullo a transitorio esaurito (anche se non esistono azioni integrative esplicite)
- 6) Tracking assoluto sia su rampe che su parabole (anche se non esistono azioni integrative di ordine superiore)
- 7) Ottimizzazione delle risorse energetiche dei driver di potenza (minima energia associata ai transitori)
- 8) Semplicità, Sicurezza e Precisione sia statica che dinamica in tutte le condizioni operative

POSITIONING CONTROL BLOCK DIAGRAM (SENSORLESS)



Vettore **RIGA** $(R_1 \ R_2 \ R_3)$ Vettore **COLONNA** $\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$ Matrice **QUADRATA** $\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix}$

TRIANGOLARE $\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ 0 & A_{22} & A_{23} \\ 0 & 0 & A_{33} \end{bmatrix}$ **DIAGONALE** $\begin{bmatrix} A_{11} & 0 & 0 \\ 0 & A_{22} & 0 \\ 0 & 0 & A_{33} \end{bmatrix}$ **UNITARIA** $\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$

Una matrice è **SIMMETRICA** se per tutti gli indici i & j si ha $A_{ij} = A_{ji}$

La **TRASPOSTA** di una matrice si ottiene scambiando ordinatamente le righe con le colonne ; un vettore riga trasposto diventa un vettore colonna e viceversa

Matrice **TRASPOSTA** $\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{21} & A_{31} \\ A_{12} & A_{22} & A_{32} \\ A_{13} & A_{23} & A_{33} \end{bmatrix}$

Il **DETERMINANTE** di una matrice quadrata è un singolo elemento

$$\det(A) = A_{11} \cdot A_{22} \cdot A_{33} - A_{11} \cdot A_{23} \cdot A_{32} - A_{21} \cdot A_{12} \cdot A_{33} + A_{21} \cdot A_{13} \cdot A_{32} + A_{31} \cdot A_{12} \cdot A_{23} - A_{31} \cdot A_{13} \cdot A_{22}$$

La **INVERSA** di una matrice è il prodotto del determinante per una matrice dello stesso ordine

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix}^{-1} = \det(A) \cdot \begin{bmatrix} A_{22} \cdot A_{33} - A_{23} \cdot A_{32} & -A_{12} \cdot A_{33} + A_{13} \cdot A_{32} & A_{12} \cdot A_{23} - A_{13} \cdot A_{22} \\ -A_{21} \cdot A_{33} + A_{23} \cdot A_{31} & A_{11} \cdot A_{33} - A_{13} \cdot A_{31} & -A_{11} \cdot A_{23} + A_{13} \cdot A_{21} \\ A_{21} \cdot A_{32} - A_{22} \cdot A_{31} & -A_{11} \cdot A_{32} + A_{12} \cdot A_{31} & A_{11} \cdot A_{22} - A_{12} \cdot A_{21} \end{bmatrix}$$

Il **PRODOTTO** di una matrice per uno **scalare N** è la matrice di tutti gli elementi moltiplicati per N

Il **PRODOTTO** di una matrice per una **matrice** dello stesso ordine è una matrice

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} \\ B_{31} & B_{32} & B_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} \cdot B_{11} + A_{12} \cdot B_{21} + A_{13} \cdot B_{31} & A_{11} \cdot B_{12} + A_{12} \cdot B_{22} + A_{13} \cdot B_{32} & A_{11} \cdot B_{13} + A_{12} \cdot B_{23} + A_{13} \cdot B_{33} \\ A_{21} \cdot B_{11} + A_{22} \cdot B_{21} + A_{23} \cdot B_{31} & A_{21} \cdot B_{12} + A_{22} \cdot B_{22} + A_{23} \cdot B_{32} & A_{21} \cdot B_{13} + A_{22} \cdot B_{23} + A_{23} \cdot B_{33} \\ A_{31} \cdot B_{11} + A_{32} \cdot B_{21} + A_{33} \cdot B_{31} & A_{31} \cdot B_{12} + A_{32} \cdot B_{22} + A_{33} \cdot B_{32} & A_{31} \cdot B_{13} + A_{32} \cdot B_{23} + A_{33} \cdot B_{33} \end{bmatrix}$$

!!! NON vale la proprietà COMMUTATIVA : $A * B \neq B * A$

Il **PRODOTTO** $A [r,n] * B [n,c]$ di matrici di ordine diverso è possibile **solo** se il numero di colonne di A è uguale al numero di righe di B ed il prodotto è una matrice **M [r,c]**.

V. Riga * V. Colonna = 1 elemento

V.Colonna * V.Riga = Matrice [r,c]

$$(R_1 \ R_2 \ R_3) \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = R_1 \cdot V_1 + R_2 \cdot V_2 + R_3 \cdot V_3$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \cdot (R_1 \ R_2 \ R_3) = \begin{bmatrix} R_1 \cdot V_1 & V_1 \cdot R_2 & V_1 \cdot R_3 \\ V_2 \cdot R_1 & R_2 \cdot V_2 & V_2 \cdot R_3 \\ V_3 \cdot R_1 & V_3 \cdot R_2 & R_3 \cdot V_3 \end{bmatrix}$$

Vettore Riga * Matrice = Vettore Riga

$$(R_1 \ R_2 \ R_3) \cdot \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} = (R_1 \cdot A_{11} + R_2 \cdot A_{21} + R_3 \cdot A_{31} \quad R_1 \cdot A_{12} + R_2 \cdot A_{22} + R_3 \cdot A_{32} \quad R_1 \cdot A_{13} + R_2 \cdot A_{23} + R_3 \cdot A_{33})$$

Matrice * Vettore Colonna = Vettore Colonna

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} \cdot V_1 + A_{12} \cdot V_2 + A_{13} \cdot V_3 \\ A_{21} \cdot V_1 + A_{22} \cdot V_2 + A_{23} \cdot V_3 \\ A_{31} \cdot V_1 + A_{32} \cdot V_2 + A_{33} \cdot V_3 \end{bmatrix}$$

SISTEMI di EQUAZIONI

Il calcolo matriciale è molto utile per la soluzione di un **Sistema di N Equazioni Lineari in N incognite con procedura simbolica ed esecuzione automatica** con tools di calcolo.

$$A_{11} \cdot X_1 + A_{12} \cdot X_2 + A_{13} \cdot X_3 = C_1$$

$$A_{21} \cdot X_1 + A_{22} \cdot X_2 + A_{23} \cdot X_3 = C_2$$

$$A_{31} \cdot X_1 + A_{32} \cdot X_2 + A_{33} \cdot X_3 = C_3$$

Il sistema dato è equivalente a :

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix}$$

In forma simbolica possiamo scrivere solamente **A * X = C** e quindi risolvere rispetto ad X ottenendo :

$$\mathbf{X} = \mathbf{C} / \mathbf{A} = \mathbf{A}^{-1} * \mathbf{C}$$

In pratica si forma la matrice quadrata dei coefficienti **A** , se ne calcola l'inversa e la si moltiplica per il vettore colonna dei termini noti **C** , ottenendo il vettore colonna delle soluzioni **X** .

Nato a Milano il 29-04-1948 , già ai tempi del liceo progettava e costruiva semplici dispositivi elettronici.

Durante gli studi universitari progetta e realizza controlli di potenza per illuminazione per vari artisti milanesi e collabora con vari complessi musicali nel settore della musica elettronica ; è stato il primo in Italia ad introdurre il sintetizzatore.

Si laurea in **INGEGNERIA ELETTROTECNICA** (sezione MACCHINE) nel **1972** al **POLITECNICO di MILANO**.

Già dal 1970 progettava e realizzava circuiti elettronici di controllo utilizzati dai suoi stessi professori in ambito di ricerca (Prof. CAMPANARI - PETRECCA - VISTOLI - BRANDOLINI - CREPAZ - MANIGRASSO - SUPERTI FURGA) ; durante queste collaborazioni acquisisce moltissime nozioni sulle macchine elettriche , gli azionamenti ed i controlli ed è stimato per la sua competenza in ambito elettronico e per la sua tendenza all'innovazione.

Dopo la laurea resta per alcuni anni al POLITECNICO come assistente del Prof. MANIGRASSO con l'incarico di assistente alle esercitazioni di ELETTROTECNICA INDUSTRIALE.

Nel **73** realizza il controllo dell'inverter trifase di trazione per auto elettrica sviluppato dai famosi antesignani dei moderni azionamenti Prof. PETRECCA e Prof. CAMPANARI , pionieri , con il Prof. MANIGRASSO della **Teoria unificata della Macchine Elettriche Rotanti** ormai riconosciuta ed utilizzata a livello mondiale.

Ottiene l'abilitazione all'insegnamento di ELETTROTECNICA e per alcuni anni ha la cattedra presso l'istituto GALVANI di Milano.

Dal **77** in poi si dedica **esclusivamente alla progettazione** di sistemi elettronici come consulente per varie aziende , come progettista all'inizio e come project-manager in seguito , per molte ditte fra le quali SIEMENS MEDICALI , CARLO ERBA STRUMENTAZIONE , THERMOFINNIGAN , ERCOLE MARELLI TRAZIONE , FIREMA ; in circa 30 anni sviluppa o coordina con successo circa 200 progetti innovativi e strategici.

Ha al suo attivo la proprietà intellettuale di alcuni brevetti , il decoder SDSP dello standard IEC inerente il TCN (Train Communication Network) , algoritmi per il calcolo veloce di regressioni polinomiali e numerosi algoritmi ottimizzati.

Nell' **89** , per un azionamento a GTO per motore asincrono di altissima potenza , ha collaborato (ricevendone i complimenti) con il Prof. T.A. **Lipo** della University of Wisconsin (padre delle attuali teorie sui controlli vettoriali ad orientamento di campo FOC).

Tra i progetti più significativi ricordiamo il controllo dei chopper ausiliari dello ETR500 , l'azionamento di trazione del TAF , Circumetnea , TSR , i metodi di controllo motori OFP (Optimal Flux Positioning) , i sistemi di termoregolazione a riscaldamento diretto per gascromatografia , sistemi innovativi autotuning di riscaldamento ad induzione ad alto rendimento.

E' stato coinvolto in numerosi progetti di ricerca europei e nazionali , sempre con risultati soddisfacenti.

Collabora in qualità di esperto per la microelettronica o responsabile scientifico con diversi enti universitari e di ricerca.

E' molto stimato in ambiente tecnico per la sua innata capacità di spiegare in modo chiaro e semplice anche i concetti più complessi ; questa preziosa dote deriva , oltre che da una preparazione teorica vasta e completa , da un pluridecennale dialogo costruttivo con tecnici di tutti i livelli , dal semplice perito al professore universitario.

Sa adeguare il linguaggio al livello degli interlocutori (di qualsiasi formazione) per ottenere il massimo travaso di know-how in tempi molto brevi ed inoltre non perde mai di vista il vero e fondamentale aspetto pratico del problema.

Si rilassa praticando sci agonistico e parapendio.

CAMPI SPECIFICI DI COMPETENZA:

Elettrotecnica , Motori e relativi Azionamenti , Elettronica di segnale e di bassa potenza sia analogica che digitale , Microcontrollori , Custom Real-Time Operating-System dedicati , Algoritmistica classica ed innovativa , Calcolo numerico , DSP , Sistemi Esperti & Intelligenza Artificiale , Controlli automatici lineari e non lineari ed innovativi , Controllori digitali innovativi , Simulazione di processi fisici , Simulazione del Software e degli algoritmi , Integrità del SW , Identificazione parametrica , Protocolli di comunicazione dedicati , Problematiche EMI / EMC , Coordinazione di team di progetto , Corsi di formazione e di aggiornamento , Relazioni tecniche e scientifiche di processi e di progetti.