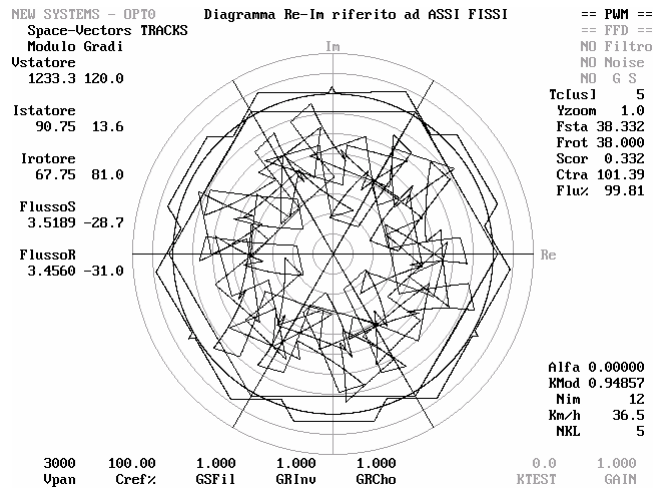


Fondamenti di MOTOR CONTROL



For **SISRAM**

By Prof. **Ing. Roberto RAFFAETA'**

Target del MOTOR CONTROL

- Maggior **RENDIMENTO**
- Miglioramento delle **PRESTAZIONI**
- Massimizzazione della **AFFIDABILITA'**
- **FLESSIBILITA'** di SISTEMA e AUTOTUNING
- **SEMPLICITA'** di Installazione ed Uso
- Diminuzione **Inquinamento Elettromagnetico**
- Diminuzione dei **COSTI GLOBALI**

- Bisogna cercare di raggiungere **TUTTI** i target !

Tecnologie & Strumenti che hanno sviluppato il M C

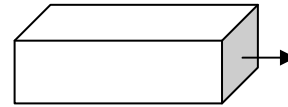
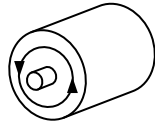
- Nuovi dispositivi di commutazione veloce
- Nuovi tipi di MOTORI
- Embedded MCU – DSP – Periferiche
- Teoria Unificata delle macchine elettriche
- Nuove Strategie di Controllo Vettoriale
- Nuovi Algoritmi D S P
- Controlli Automatici Innovativi

Cosa si è **GIA'** OTTENUTO

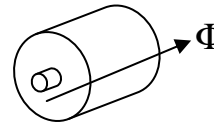
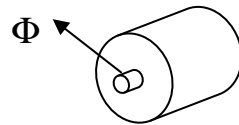
- **RENDIMENTO** Globale Superiore al 90%
- **VELOCITA' MASSIMA** da 3 a 5 volte la Velocità Nominale
- **COPPIA di SPUNTO** oltre 3 volte quella Nominale
- **COPPIA ISTANTANEA** oltre 5 volte quella Nominale
- **POTENZA di PICCO** oltre 5 volte la Potenza Nominale
- **RISPOSTA di COPPIA** uguale (con Asincrono) o molto migliore (con Sincrono) di un motore DC ad Eccitazione Separata
- **TOTALE DISACCOPIAMENTO di COPPIA & FLUSSO**
- **POSIZIONAMENTO MICROMETRICO** (Stepper con Micro-Step Drive)
- **VITA UTILE & AFFIDABILITA' AUMENTATE**
- **PROGRAMMABILITA' delle PRESTAZIONI**
- **BASSISSIMO INQUINAMENTO ELETTROMAGNETICO**
- **RIDUZIONE dei COSTI** per Assi Elettrici , Azionamenti , By-Wire
- **S A F E T Y** con **SISTEMI RIDONDATI** e **DIAGNOSTICA**
- **M O D U L I** **MOTORE – M C I N T E G R A T I** **OTTIMIZZATI**

Tipologie e Famiglie di **M O T O R I**

- Azione : **ROTANTE** o **LINEARE**



- Flusso : **RADIALE** o **ASSIALE**



- Modalità : **SINCRONA** o **ASINCRONA**

Le Grandezze ELETTRICITÀ

sono Sincrone o Asincrone rispetto alla

VELOCITÀ MECCANICA

Le **molte altre distinzioni** che si facevano in passato , dopo l'avvento della **Teoria Unificata** delle Macchine Elettriche , **non hanno più molte ragioni di continuare ad esistere ...**

I N D U C T I O N

- Motore **A S I N C R O N O** (AC Induction Motor)
- Di gran lunga il più diffuso ed utilizzato in quanto molto **ROBUSTO** , **AFFIDABILE** ed **ECONOMICO** anche per potenze oltre il MW
- In passato relegato ad applicazioni con scarsa dinamica , può oggi accedere (grazie a sofisticati controlli) a **quasi tutti i campi applicativi** , una volta dominati da altre tipologie di motori
- Molto indicato per **compiti molto gravosi** anche in ambienti difficili come : Trazione , Pompe sommerse , Ventilazione , Macchine Utensili, Movimentazione , Automotive , Consumer , Domotica ... ecc ...
- **Usatissimo** per la sua **economicità** in moltissimi campi industriali e domestici per applicazioni a **bassa dinamica** in un amplissimo range di potenze
- **!!! Per ottenere prestazioni dinamiche molto buone , necessita di controlli decisamente complessi e sofisticati.**

B R U S H L E S S

- Motore **SINCRONO** (B L D C Motor)
- E' un moderno derivato dai motori in DC , **l'assenza di spazzole** ne ha aumentato **Affidabilità** e **Vita utile** e , **l'assenza del collettore** ne ha aumentato notevolmente le prestazioni dinamiche ottenibili
- In pratica può essere applicato in tutti i settori dove una volta venivano utilizzati i motori in DC (sia a magneti permanenti che ad eccitazione indipendente)
- Con l'utilizzo dei magneti permanenti dell'ultima generazione è possibile ottenere **coppie e potenze istantanee elevatissime**
- Molto indicato per compiti dove siano richieste alte o altissime **prestazioni sia statiche che dinamiche** in quasi tutti i settori : Avionica , Automotive , Robotica , Macchine a controllo numerico , Movimentazione e Posizionamento di precisione
- La attuale massiva produzione ne ha ridotto i costi , rendendolo **applicabile anche nei settori consumer**
- **!!!** Necessita di controlli con sicuro limite di corrente (per evitare la smagnetizzazione dei magneti permanenti che causa un fault irrecuperabile del motore)

S T E P P E R

- Detti anche motori **Passo-Passo** , consentono un posizionamento **molto preciso** ed il **mantenimento della posizione raggiunta** con alta coppia anche in assenza di encoder di posizione
- Prescindendo da modelli molto performanti e costosi , in genere non hanno prestazioni dinamiche molto alte e non possono raggiungere elevate velocità di regime
- Per le soluzioni **Full-Step** il controllo è molto semplice e le prestazioni dipendono molto di più dalla bontà degli alimentatori in corrente
- Per le soluzioni **Micro-Step** il controllo si complica leggermente ma si possono ottenere **posizionamenti micrometrici**
- Molto indicato per compiti di **Posizionamento ad anello aperto** : Stampanti , Computer Drives , Timers , Orologi , Cinematismi vari in moltissimi settori dal Consumer alla Robotica sino alle sofisticate applicazioni Aerospace
- !!! Per applicazioni importanti , il controllo deve garantire un periodo di commutazione **jitter-free** per evitare disastrose **perdite di passi**.

ALTRI TIPI DI MOTORI

- **DC MOTOR** – Anche se ha regnato incontrastato negli azionamenti di ogni genere sino a pochi anni fa , sarebbe ora di incominciare a sostituirlo con INDUCTION o BRUSHLESS ; allo stato attuale restano piccoli motori a magneti permanenti solo per compiti very low-cost con assenza di controllo o controlli estremamente semplici
- **AC RELUCTANCE MOTOR** – Poco utilizzato in serie applicazioni industriali è allo stato attuale utilizzato solo in poche nicchie dove più che la prestazione conta il bassissimo costo derivante dalla sua semplicità costruttiva ; il range di potenza utilizzabile è modesto ; il controllo è abbastanza o molto complesso
- **AC SYNCHRONOUS MOTOR** – Allo stato attuale è consigliato solo per applicazioni speciali o di enorme potenza e con scarsa dinamica ; il controllo è generalmente abbastanza complesso
- Esistono poi innumerevoli tipi di **motori speciali** (alcuni già obsoleti altri in via di estinzione) che qui non citiamo perché forse non capiterà mai di doverli controllare ...

Una breve riflessione ...

Anche se i primi motori risalgono a più di **100 anni** fa , solo in questi ultimi anni lo sviluppo del MOTOR CONTROL ha permesso di poterli utilizzare veramente in tutte le loro prerogative con **prestazioni e rendimenti impensabili nel 1970**.

Un altro fatto da considerare è che **con solo 3 tipi di motori** (di cui solo uno asincrono) si riescono a soddisfare le esigenze del **99%** delle applicazioni attuali.

- **INDUCTION** per ottenere **ROBUSTEZZA , AFFIDABILITA' , COSTI , POTENZA , VELOCITA'**
- **BRUSHLESS** per ottenere **COPPIA , DINAMICA , VELOCITA' , AFFIDABILITA'**
- **STEPPER** per ottenere **PRECISIONE e/o COSTI**

La scelta di un tipo di motore deve inoltre essere **molto oculata** e con un occhio volto al futuro e **non può prescindere dal controllo**.

Il futuro potrebbe riservarci delle piacevoli novità ... , anche nel campo dei motori.

TEORIA CLASSICA

In Elettrotecnica Classica , la macchine elettriche rotanti venivano divise in tre famiglie fondamentali : SINCRONA , ASINCRONA , CORRENTE CONTINUA .

Per ogni tipo vi erano i vari circuiti equivalenti , una teoria operativa con relative formule , una netta distinzione fra i vari tipi della stessa famiglia , complicatissimi diagrammi di funzionamento che in genere consideravano solo una alimentazione sinusoidale trifase a tensione costante ed a frequenza fissa ; i fenomeni transitori venivano solo accennati qualitativamente e solo pochi eletti potevano accedere alle prime indagini sui fenomeni dinamici con strumenti matematici molto complessi.

Nei gloriosi anni 60 (Beatles & Rolling Stones) apparvero i primi dispositivi di commutazione di potenza come gli SCR ed alcuni pionieri di azionamenti iniziarono a cercare di controllare motori e generatori di tutti i tipi ; ogni ricercatore elaborava una sua strategia di commutazione e controllo con le risorse tecnologiche di allora ; i Teorici cercavano di spiegare (con molto dispendio di energia) i risultati ottenuti.

Ben presto i Teorici si resero conto che per poter progredire bisognava elaborare nuove Teorie , che tenessero in debito conto la NON sinusoidalità delle alimentazioni , la dinamica , l'analisi dei transitori e tutte le condizioni operative **non previste nella Teoria Classica ...**

TEORIA UNIFICATA

Iniziata in nuce negli anni 30 , circa alla metà del secolo scorso nasce la nuova **TEORIA UNIFICATA delle MACCHINE ELETTRICHE ROTANTI** che è ora **globalmente riconosciuta ed adottata** per la sua **rivoluzionaria generalità e semplicità**.

- **UNA** sola Macchina Elettrica che riassume ed unifica le caratteristiche di tutte le macchine esistenti o ancora da scoprire
- **UNA** sola descrizione matematica di tutte le possibili modalità operative compresi i TRANSITORI ed un regime **QUALSIASI** per **TUTTE** le grandezze elettromagnetiche e meccaniche
- Basata sulle Classiche formule di Elettrotecnica ma arricchita da un set completo di **strumenti matematici** orientato alle future applicazioni

Da quanto sopra esposto è facile capire che lo studio completo della **TEORIA UNIFICATA** richiederebbe tempi molto lunghi ed un notevole impegno , ma fortunatamente , con la sola conoscenza di un suo limitato sub-set degli strumenti matematici , è possibile operare con cognizione di causa nel **MOTOR CONTROL**.

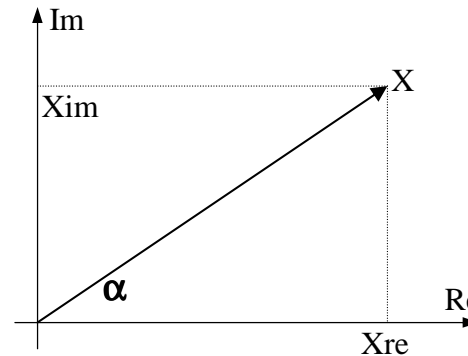
Indagheremo nel seguito solo le **conoscenze di base elementari** necessarie per poterci muovere a nostro agio nel MC e per **incominciare a capire ...**

VETTORI GENERALIZZATI

Il Vettore Classico , ruotante a velocità costante in un piano complesso e con modulo costante rappresentava una sinusoide a frequenza ed ampiezza costanti.

Un **Vettore Generalizzato** , identificato dalle sue **2** componenti , può muoversi nel piano con andamento qualsiasi variando sia di modulo che di direzione (anche istantaneamente) ; esso **rappresenta una grandezza che varia nel tempo con andamento qualsiasi.**

In elettrotecnica è noto che applicando una terna trifase di correnti a 3 spire sfasate fra loro di 120° otteniamo un campo magnetico ruotante ; lo stesso campo può essere ottenuto applicando una coppia **BIFASE** di correnti a **2** spire sfasata fra loro di 90°



$$|X| = \sqrt{Xre^2 + Xim^2}$$

$$tg(\alpha) = \frac{Xim}{Xre}$$

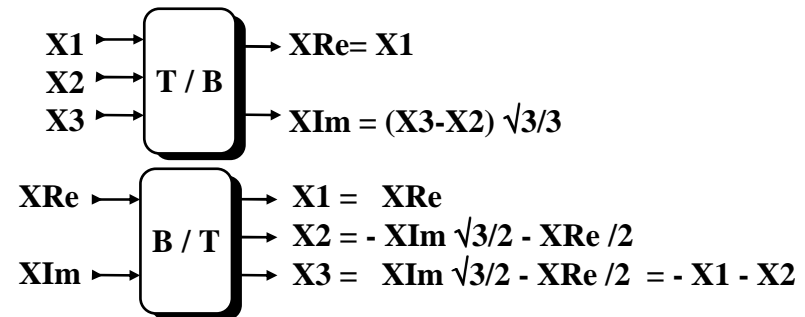
$$\sin(\alpha) = \frac{Xim}{|X|} \quad \cos(\alpha) = \frac{Xre}{|X|}$$

In MOTOR CONTROL , la rappresentazione **BIFASE** per tutte le grandezze è usatissima dato che ci consente di utilizzare i vettori generalizzati che semplificano la trattazione matematica (specie in real-time) dato che le operazioni sulle due componenti (che sono **scalari**) si riducono a **semplici operazioni algebriche.** In pratica ogni grandezza vettoriale viene trattata in 2 step di semplice calcolo numerico , uno per la parte reale ed uno per la parte immaginaria e , come per magia , possiamo calcolare le variazioni sia in modulo che in fase del vettore.

TRASFORMATA di CLARKE

Consente di trasformare le grandezze agenti in un generico sistema polifase nel nostro comodo sistema bifase ; per una semplice trasformazione da **TRIFASE** a **BIFASE** (o viceversa) bastano pochissime operazioni algebriche sui valori istantanei che ad ogni ciclo di calcolo abbiamo sicuramente disponibili nel nostro DSP.

Il buon Clarke ha considerato moltissimi casi , ma se ci limitiamo a questa trasformazione che ha il vantaggio di conservare le grandezze di **fase** e che quindi sempre consiglio per le implementazioni pratiche otteniamo una procedura estremamente utile e semplice.



Questa trasformazione è valida solo se la componente omeopolare è nulla e ciò è sempre verificato nella pratica se il motore ed il modulatore non sono in fault ed il sistema è simmetrico nelle tensioni ed equilibrato nelle correnti e cioè : $X1 + X2 + X3 = 0$; sfruttando questa ultima relazione possiamo in azionamenti normali misurare solo due correnti di fase e dedurre la terza come $X3 = -X1 - X2$, adottando solo 2 trasduttori ed un dual A/D sincrono.

NB !!! Per il calcolo delle potenze totali istantanee , attiva e reattiva , bisogna applicare il fattore di scala 3/2 dato che consideriamo i valori istantanei di fase e non quelli efficaci.

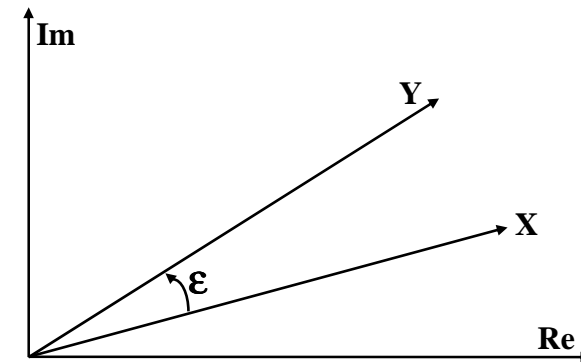
$$P = 3/2 (V_{re} I_{re} + V_{im} I_{im}) \quad Q = 3/2 (V_{im} I_{re} - V_{re} I_{im})$$

TRASFORMATA di P A R K

Consente di passare da un riferimento bifase fisso ad un riferimento bifase rotante e viceversa.

Questa trasformazione (molto semplice da effettuare con veloci operazioni algebriche in DSP , dato che per le funzioni seno e coseno si adottano tabelle di costanti indirizzate da puntatori circolari) , ci permette di ottenere le componenti di un vettore rotante come se il vettore fosse **fisso** (**Demodulazione**) o viceversa le componenti di un vettore **rotante** (**Modulazione**) partendo dalle componenti di un vettore fisso.

Non consiglio di guardare la forma generale della Trasformata di Park dato che per i nostri scopi sono più che sufficienti le formulette sottoriportate dove con ϵ si intende l'angolo del riferimento , che varia nel tempo con legge qualsiasi ; tali formule inoltre coincidono con i processi DSP di Modulazione e Demodulazione. Le stesse formule permettono di sfasare un generico vettore di un generico angolo ϵ



$$Y_{re} = X_{re} \cos(\epsilon) - X_{im} \sin(\epsilon)$$

$$X_{re} = Y_{re} \cos(\epsilon) + Y_{im} \sin(\epsilon)$$

$$Y_{im} = X_{im} \cos(\epsilon) + X_{re} \sin(\epsilon)$$

$$X_{im} = Y_{im} \cos(\epsilon) - Y_{re} \sin(\epsilon)$$

Questa trasformazione è molto utilizzata perché , ad esempio, dopo aver misurato le 3 correnti istantanee di fase , con Clarke ne otteniamo solo 2 in un riferimento bifase fisso (dove quindi variano nel tempo con andamento pseudosinusoidale) , con Park le demoduliamo ottenendo le componenti di un vettore che vediamo apparentemente posizionato in una posizione fissa ; a questo punto possiamo studiare l'unico vettore corrente di fase in un ambiente semplice ed applicarlo ad un modello motore bifase ideale che è molto semplice da gestire.

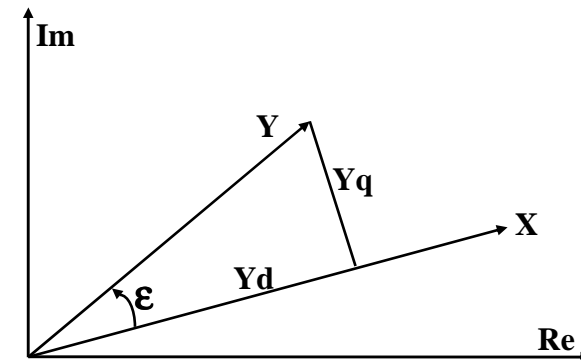
COMPONENTI D & Q

Molto spesso in MC capita di dover calcolare le 2 componenti ortogonali Y_d & Y_q di un vettore Y proiettate su un altro vettore X , si definisce Componente **D** (Direct) quella orientata secondo la direzione del vettore X e Componente **Q** (Quadrature) quella ortogonale.

Il calcolo può essere effettuato come $Y_d = |Y| \cos(\epsilon)$ e $Y_q = |Y| \sin(\epsilon)$ se è noto o ricavabile con semplicità l'angolo ϵ , oppure mediante un processo di demodulazione come visto prima : $Y_d = (X_{re} Y_{re} + X_{im} Y_{im}) / |X|$ e $Y_q = (X_{im} Y_{re} - X_{re} Y_{im}) / |X|$

Se il vettore X è un **FASORE** (che è semplicemente un **vettore di modulo unitario**), la divisione può essere omessa ed il calcolo risulta molto più veloce.

In genere in MC si utilizzano dei fasori per i vari **riferimenti** necessari ed il calcolo globale risulta molto velocizzato dato che il modulo è sempre **unitario** ed inoltre perchè le componenti di un fasore si riducono ai semplici valori **coseno & seno** dell'angolo del fasore.



Nella dia 13 abbiamo visto come il calcolo delle potenze Attiva **P** e Reattiva **Q** possa essere effettuato come somma di prodotti (La cosa che fa meglio un DSP sono proprio le MAC) con formule **simili** al calcolo delle componenti proiettate ; la cosa non ci deve stupire se ricordiamo che $P = V I \cos(\varphi)$ e $Q = V I \sin(\varphi)$ e quindi ci accorgiamo che con poche nozioni di trigonometria elementare e con Clarke e Park possiamo incominciare a gestire i nostri vettori generalizzati in modo estremamente semplice , a patto di non confondere il seno con il coseno o il + con il - (me ne vergogno profondamente , ma a me capita molto spesso , però per fortuna me ne accorgo subito alla prima simulazione dove i vettori girano alla rovescia o il loro modulo varia in modo molto, ma molto anomalo ...)

OPERATORE j

Fino ad ora abbiamo visto i nostri vettori in un piano complesso definito da due assi uno definito **Reale** e l'altro definito **Immaginario** ; potevamo scegliere di chiamare i due assi ortogonali X & Y o D & Q o altro , ma la sostanza non sarebbe cambiata. Operare in un piano complesso NON è affatto complesso , anzi è **molto semplice** perchè possiamo trovare molti strumenti matematici già pronti all'uso e ben collaudati da secoli di esperienza pratica ed esprimere i nostri vettori mediante la concisa notazione complessa che utilizza l'operatore **j** ; questa notazione è usata in moltissime pubblicazioni e bisogna quindi conoscerla.

L'operatore **j** (unità immaginaria) è definito come $j = \sqrt{-1}$ e quindi $j^2 = -1$, un generico vettore **X** di componenti **Xre** & **Xim** può essere definito come $\mathbf{X} = \mathbf{Xre} + j \mathbf{Xim}$; moltiplicare un vettore per j equivale a ruotarlo in anticipo di 90° ; la identità di Eulero ci permette di definire il fasore $e^{j\theta} = \cos(\theta) + j \sin(\theta)$ espresso in una forma simbolica molto sintetica e quindi il vettore **X** , di modulo $M = \sqrt{Xre^2 + Xim^2}$ e che forma un angolo θ rispetto all'asse reale , può essere espresso in molte forme simboliche , ma tutte equivalenti fra loro.

$$\mathbf{X} = \mathbf{Xre} + j \mathbf{Xim} = M [\cos(\theta) + j \sin(\theta)] = M e^{j\theta}$$

Ad esempio $M e^{j\omega t}$ è un vettore di modulo M che ruota in senso antiorario con velocità angolare (o pulsazione) ω , dove sia M che ω possono variare nel tempo in modo qualsiasi.

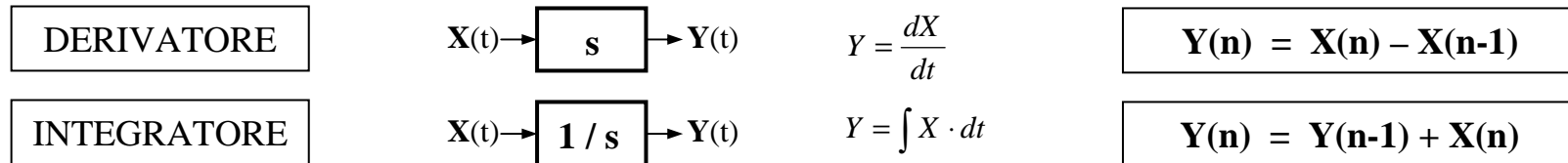
Per completezza ricordiamo che l'inverso di un vettore è dato dal suo complesso coniugato diviso per il suo modulo al quadrato : $1 / \mathbf{X} = (\mathbf{Xre} - j \mathbf{Xim}) / M^2$

OPERATORE s

Per studiare la **DINAMICA** di un sistema si usano delle **equazioni differenziali** e processi di **derivazione ed integrazione**. L'operatore di **Laplace s** (in alcune pubblicazioni **p**)

ci semplifica notevolmente il compito se teniamo sempre in mente che moltiplicare una funzione per **s** equivale a derivarla , moltiplicarla per **1/s** equivale ad integrarla. In questo modo qualsiasi equazione integro-differenziale si riduce ad una semplice equazione algebrica.

In DSP , se si opera con tempo di ciclo costante e piccolo rispetto alle costanti di tempo del sistema , il calcolo di derivate e integrali e funzioni di trasferimento si riduce a poche e semplicissime operazioni elementari basate su equazioni alle differenze finite.



Per ora non approfondiremo ulteriormente le applicazioni della Trasformata di **Laplace** (che vedremo più in dettaglio nella sezione di Controlli Automatici) ma possiamo già anticipare che con l'operatore **s** si possono facilmente definire in modo algebrico delle funzioni di trasferimento $G(s) = Y(t) / X(t)$ che definiscono la **dinamica** di ogni blocco operativo.

Ad esempio un LPF del 1° Ordine con costante di tempo **T** è espresso da una funzione di trasferimento $1 / (1 + s T)$ che in DSP è molto semplicemente calcolabile in real-time tramite l'equazione alle differenze finite : $Y(n) = [X(n) + T * Y(n-1)] / (T + 1)$

Impedenze OPERAZIONALI

Nella **Teoria Unificata** è molto comodo studiare i circuiti equivalenti tramite la definizione dei vari elementi mediante una impedenza che tiene conto delle loro relazioni integro-differenziali mediante l'uso dell'operatore s .

Dall' Elettrotecnica classica conosciamo le relazioni tensione / corrente per i tre fondamentali elementi ideali che compongono un circuito e possiamo quindi esprimerli adottando l'operatore s .

Elemento	$V = f(I)$	$Z(s)$	Equazione alle Differenze	Energia Accumulata	Potenza Dissipata
R	$V = R I$	R	$V = R I$	0	$\frac{1}{2} R I^2$
C	$V = 1/C \int I dt$	$1 / (s C)$	$I = C \Delta V / \Delta t$	$\frac{1}{2} C V^2$	0
L	$V = L dI / dt$	$s L$	$V = L \Delta I / \Delta t$	$\frac{1}{2} L I^2$	0

Questa banale sostituzione ci permette di calcolare l' **Impedenza Operazionale** $Z(s)$ di un qualsiasi circuito (anche molto complesso !) in modo estremamente semplice e poter quindi ottenere la **dinamica** di tutte le tensioni e correnti espressa con **semplici equazioni algebriche** che potranno essere valide non solo in regime sinusoidale ma anche per **variazioni di qualsiasi tipo per tensioni e correnti**.

Come esempio calcoliamo l'impedenza di un circuito serie RL con approccio classico ed operazionale :

$X_L = \omega L$ $Z = \sqrt{ (R^2 + X_L^2) }$ $I = V / Z$ $\cos(\varphi) = R / Z$... ! Vale solo per una V sinusoidale e ω costante

$Z = R + s L$ $I = V/R * 1 / (1 + s T)$ dove $T = L / R$!!! **VALE SEMPRE** ed inoltre conoscendo la FDT si capisce subito che la risposta della I ad un gradino di V sarà una esponenziale con costante di tempo T che avrà come valore di regime $I = V / R$... molto più semplice e lineare e soprattutto applicabile ad un transitorio di forma qualsiasi come sempre accade nella realtà ed inoltre ... direttamente calcolabile in DSP.

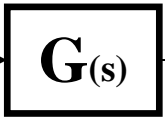
Funzioni di Trasferimento $G(s)$

Una Funzione di Trasferimento è una relazione che lega l'uscita Y di un blocco operativo al suo ingresso X

mediante la semplice relazione : $G = Y / X$

Una generica FDT consta di un termine A che ne rappresenta il **GUADAGNO STATICO** e di una **frazione di due polinomi** che ne descrive la **COMPONENTE DINAMICA**.

L' **ORDINE** di una FDT è il **massimo esponente di S del denominatore n** , mentre l' **ORDINE RELATIVO** è dato dalla **differenza $n - k$** ; in genere nei sistemi reali **$n > k$** .

Input X →  Output Y

$$G(s) = A \cdot \frac{1 + s \cdot N_1 + s^2 \cdot N_2 + \dots + s^k \cdot N_k}{1 + s \cdot D_1 + s^2 \cdot D_2 + s^3 \cdot D_3 + \dots + s^n \cdot D_n}$$

L' **EQUAZIONE CARATTERISTICA** è il polinomio al **denominatore** ed i valori di s che la rendono nulla sono detti **POLI** mentre i valori di s che rendono nullo il polinomio al **numeratore** sono detti **ZERI**.

La **Posizione di Poli e Zeri** nel piano complesso della variabile s ne determinano la **dinamica** e quindi la **risposta ai transitori**.

La **STABILITA' ASSOLUTA** di un sistema è garantita solo se **tutti i suoi Poli hanno parte reale negativa** , mentre la **STABILITA' RELATIVA** dipende dalla **parte immaginaria dei poli** (più piccole sono le componenti immaginarie rispetto al modulo di quelle reali , maggiore è la Stabilità Relativa) ed in genere viene quantificata da un **Fattore di Smorzamento ξ** .

Trasformata Z

La **Trasformata Z** consente di passare dal **Continuo** (Trasformata di Laplace in s) al **Discreto** ; la variabile complessa s può essere sostituita da funzioni della variabile complessa Z ; la più semplice mappatura che corrisponde alla sostituzione di dt in Δt con $\Delta t = 1 T_c$ porta alla eguaglianza $s = (1 - Z^{-1}) / T_c$.

Esprimendo le **Costanti di Tempo** in numero di campionamenti otteniamo $T_c = 1$ e definendo l'operatore $\beta = Z^{-1}$, otteniamo la semplice relazione di mappatura $s = 1 - \beta$.

L'unica cosa che ci interessa sapere sulla variabile Z è che per una generica funzione del tempo $X(t)$ che vale $X(n)$ al tempo t (campionamento attuale n) il suo valore al tempo $t - 1 T_c$ (campionamento precedente $n - 1$) e dato semplicemente da $X(n-1) = X(n) Z^{-1} = X(n) \beta$ e così proseguendo $X(n-2) = X(n) Z^{-2} = X(n) \beta^2$, ... , $X(n-k) = X(n) Z^{-k} = X(n) \beta^k$

!!! L'operatore $\beta = Z^{-1}$ è una semplice linea di ritardo digitale.

In **DSP** è facile archiviare in una tabella (in genere circolare) il valore attuale di una grandezza e conservare alcuni suoi **valori campionati ai tempi precedenti** ; è un **archivio storico dei valori della grandezza**.

Se archiviamo sia i valori di **ingresso X** ed i valori di **uscita Y** relativi ad una generica funzione di trasferimento $G(s) = Y / X$, espressa in s , operando la sostituzione $s = 1 - \beta$ otteniamo in modo estremamente semplice una **equazione alle differenze finite** che ci consente di calcolare , ciclo dopo ciclo , **l'evoluzione dinamica sia di X che di Y** consentendoci di realizzare filtri di ogni tipo e di creare modello matematici che comprendano tutte le dinamiche di interesse.

Questa mappatura (che vivamente consiglio) da **ottimi risultati** se il tempo di ciclo T_c è **abbastanza piccolo** (almeno 10 volte minore) della più piccola costante di tempo del sistema , ma con i DSP attuali questo non è affatto un problema.

!!! Solo per sistemi in regime stazionario SINUSOIDALE è lecito operare la semplice sostituzione $s = j \omega$

Esempio di Trasformazione di un LPF1

Come primo esempio consideriamo un **Low Pass Filter del 1° Ordine** che come è noto ha una funzione di trasferimento nel continuo $G(s) = 1 / (1 + s \tau)$, da questa, operando la sostituzione $s = 1 - \beta$ ed applicando il metodo visto nella dia precedente otteniamo con semplicissimi passaggi algebrici, la equazione alle differenze finite cercata (dove τ è espresso in T_c), direttamente implementabile in DSP.

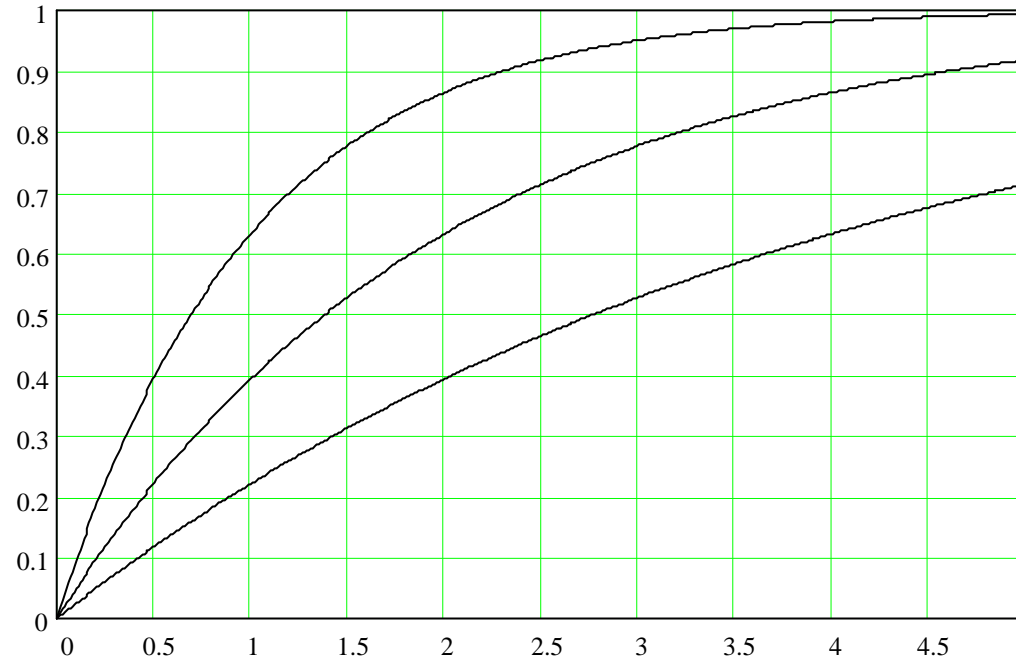
$$G(s) = \frac{Y}{X} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau} \quad s = 1 - \beta$$

$$\frac{Y}{X} = \frac{1}{(1 + (1 - \beta) \cdot \tau)}$$

$$Y \cdot (1 + \tau) - Y \cdot \beta \cdot \tau = X$$

$$Y(n) \cdot (1 + \tau) - Y(n-1) \cdot \tau = X(n)$$

$$Y(n) = \frac{X(n) + Y(n-1) \cdot \tau}{(1 + \tau)}$$



Le risposte ad un gradino unitario ($Y(t) = 1 - e^{-t/\tau}$) sono illustrate nel grafico per costanti di tempo equivalenti di 1, 2, 4 ms. Nell'esempio è stato adottato un ciclo DSP $T_c = 100\mu s$ e τ è stata posta ai valori 10, 20, 40.

Di solito in **DSP bisognerebbe evitare le divisioni** quindi scegliendo $\tau = 2^{n-1}$ (15,31,63 ecc.) possiamo adottare un semplice **shift-right n** che equivale a **dividere per 2^n** o usare dei **fattori di scala** nel calcolo; i **DSP Floating-Point sono molto più adatti a gestire questi calcoli in modo molto più semplice e lineare.**

La costante di tempo τ , può essere anche **cambiata in real-time** per ottenere filtri a τ variabile nel tempo.

Esempio di **Trasformazione** di un **LPF2**

Se consideriamo una funzione di trasferimento del **2° ordine**, sempre di un LPF generico dove $A = 2 \xi \tau$ e $B = \tau^2$ vediamo che il giochino non cambia ma si complica solo per la maggior manipolazione algebrica necessaria ed è quindi facile sbagliare un segno od un esponente ; nessun problema dato che sia Matlab che Mathcad è possibile svolgere anche calcoli simbolici in modo estremamente semplice e con la sicurezza di non sbagliare.

$$G(s) = \frac{Y}{X} = \frac{1}{1 + s \cdot A + s^2 \cdot B} \quad s = 1 - \beta$$

$$\frac{Y}{X} = \frac{1}{1 + (1 - \beta) \cdot A + (1 - \beta)^2 \cdot B}$$

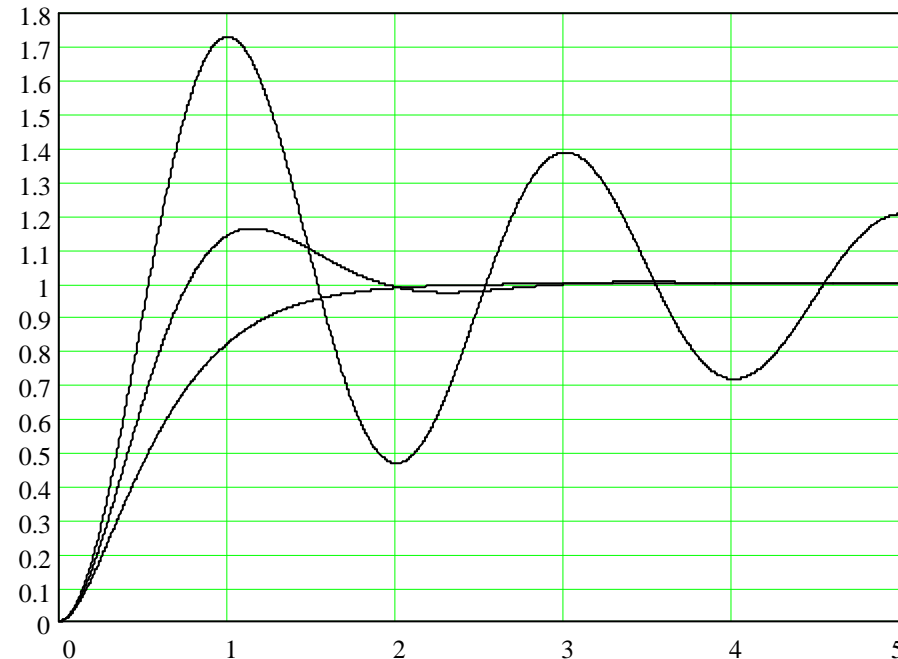
$$Y \cdot (1 + A + B) - Y \cdot \beta \cdot (A + 2 \cdot B) + Y \cdot \beta^2 \cdot B = X$$

$$K0 = 1 + A + B \quad K1 = A + 2 \cdot B \quad K2 = B$$

$$Y \cdot K0 - Y \cdot \beta \cdot K1 + Y \cdot \beta^2 \cdot K2 = X$$

$$Y(n) \cdot K0 - Y(n-1) \cdot K1 + Y(n-2) \cdot K2 = X$$

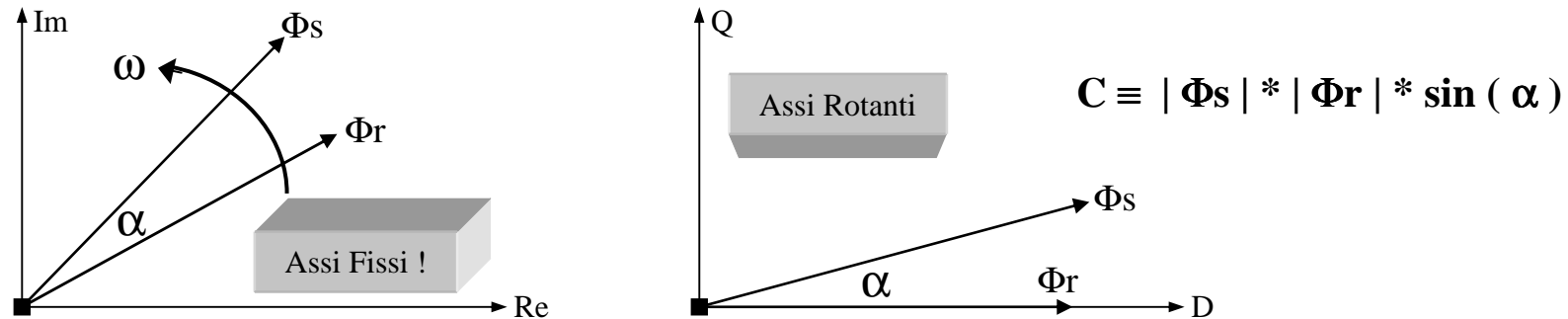
$$Y(n) = \frac{X(n) + Y(n-1) \cdot K1 - Y(n-2) \cdot K2}{K0}$$



Nel grafico sono riportate la risposta al gradino unitario di un **LPF del 2° ordine** per $\xi = 1, 0,5, 0,1$; questa è ad esempio la risposta di un filtro **LCR** al variare di R , mentre nell'esempio precedente di **LPF del 1° ordine** la risposta puramente esponenziale è assimilabile all'andamento di corrente di un circuito **RL** (classico nei motori) sottoposto ad un gradino unitario di tensione dove $\tau = L / R$

LA MACCHINA UNIFICATA

Nella teoria unificata esiste una unica macchina ideale che tramite **2 avvolgimenti bifasi** genera un campo magnetico (e quindi un Flusso) Statorico con un certo modulo ed una certa direzione variabili nel tempo ; il rotore genera (e non ci importa come !) un Flusso Rotorico allineato con la direzione dei poli di rotore La macchina ideale ha solo un paio di poli ($P_p = 1$) sia per rotore che statore.



In un riferimento ad Assi Fissi (coincidente con gli assi geometrici della macchina) vediamo i due flussi che ruotano alla frequenza statorica ; il Flusso Statorico ruotante , in un certo senso “trascina” il Flusso Rotorico e quindi il rotore , generando una Coppia motrice il cui valore è dato dalla formula soprariportata. Con una trasformata di Park applicata ai vettori dei due flussi e , facendo in modo che il Flusso di Rotore abbia la direzione dell’asse rotante D , vediamo il Flusso Rotorico fisso ed il Flusso Statorico anticipato di un angolo α . Per aumentare la Coppia possiamo aumentare α o aumentare il flusso ; a parità di flusso la coppia è massima per $\alpha = 90^\circ$; se aumentiamo ulteriormente l’angolo fra i flussi la coppia tende a diminuire e oltre i 180° la Coppia diventa negativa. Con Coppia positiva la macchina funziona da Motore , mentre con Coppia negativa funziona da Generatore assorbendo potenza dal carico.

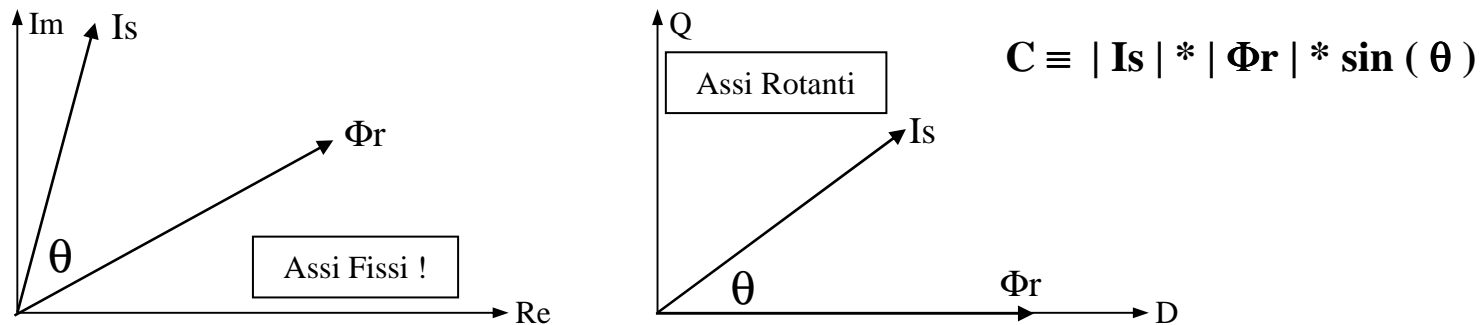
Riferirsi ad assi fissi o rotanti è indifferente da un punto di vista analitico e fisico mentre , da un punto di vista **controllistico** conviene adottare la **rappresentazione più consona al tipo di controllo** ; a volte si può usare come asse di riferimento la direzione del Flusso Statorico o di altre grandezze Elettriche.

Questa macchina bifase è molto comoda da studiare , simulare e controllare dato che ha **solo 2 componenti**.

Calcolare la COPPIA

Una **Coppia** viene generata come interazione fra una **Corrente** ed un **Flusso** ; questa rappresentazione coincide , a parte un fattore di scala , con i principi dati precedentemente considerando che : $\Phi = L I$

L'angolo θ viene definito **Angolo di Coppia** e per esso valgono tutte le considerazioni precedenti.



Generalmente per i controlli si usa questa rappresentazione e dato che in genere NON si misura la Coppia , la si ricostruisce , tramite modello matematico , partendo dalla conoscenza dei vettori **Is** e **Φr** .

In un **Frame Fisso** : $C = K (\Phi_r Re \ IsIm - \Phi_r Im \ IsRe)$

In un **Frame Rotante** : $C = K (\Phi_r d \ Isq - \Phi_r q \ Isd)$

In questa ultima espressione notiamo che $\Phi_r q = 0$, per la opportuna scelta del riferimento D , e quindi otteniamo la semplice relazione : $C = K \Phi_r \ Isq$ dove $\Phi_r = \Phi_r d$

Questa è una chiara dimostrazione di come la scelta di un riferimento possa semplificare e velocizzare i calcoli ; vedremo nel seguito altri tipi di vantaggi , forse molto più importanti ...

Considerazioni **MECCANICHE**

Nel calcolo della Coppia interviene una costante K di proporzionalità che dipende sia dalle caratteristiche magnetiche della macchina che da P_p (numero di Paia Poli) dato che nel modello unificato si ha $P_p = 1$.

Nel modello unificato la Frequenza Elettica F_{el} coincide con la Frequenza Meccanica F_{me} , ma in un motore reale P_p può essere qualsiasi. I motori veloci hanno pochi poli e sono molto allungati, al contrario i motori lenti hanno molti poli e sono molto tozzi.

$$F_{me} = F_{el} / P_p \quad \text{RPM} = 60 F_{me} \quad \omega_{me} = 2 \pi F_{me} \quad \omega_{el} = 2 \pi F_{el}$$

! Le Frequenze si esprimono in Hz, le Velocità angolari in rad / s, le Coppie in Nm (Newton metro)

La **Potenza Meccanica** di un motore (in W) è data da : $P_{me} = C \omega_{me}$

A parità di P_{me} i motori veloci hanno una bassa coppia mentre i motori lenti hanno una coppia elevata.

Una Coppia applicata ad un carico meccanico con Momento di Inerzia J [Kg m²], provoca una Accelerazione Angolare A_a [rad/s²] data da : $A_a = C / J$

Con il MC si possono ottenere **Dinamiche Meccaniche** molto alte dato che con opportuni controlli si possono ottenere (per brevi durate o basse velocità) Coppie anche 5 volte superiori alla coppia nominale.

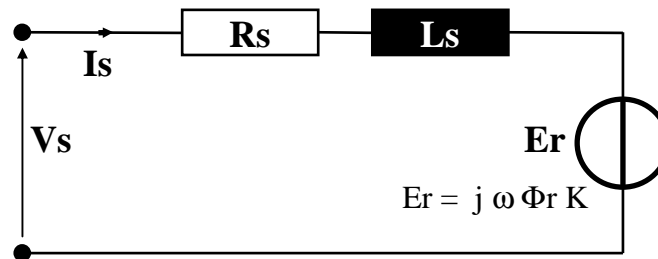
Nel MC ad alte prestazioni si usa per il DSP un tempo di ciclo T_c **molto breve** (sino a 20 us) e dato che T_c è molto piccolo rispetto ai tempi di risposta meccanica (molti ms anche per posizionamenti molto veloci), è lecito supporre che fra un ciclo ed il successivo la F_{me} non sia variata apprezzabilmente e perciò la si considera **Costante** all'interno di un ciclo di calcolo; questo fatto semplifica notevolmente alcune equazioni differenziali del modello motore.

Equazioni Differenziali Meccaniche : $\omega_{me} = \Delta\theta / \Delta t$ $A_a = \Delta\omega_{me} / \Delta t$

Modello S I N C R O N O

Il Modello (semplificato) della macchina **SINCRONA** è molto semplice dato che si presuppone che il rotore generi un Flusso Rotorico Φ_r considerato costante mentre Flusso Statorico Φ_s viene generato dalla Corrente Statorica I_s che ha quindi la importante funzione del controllo di coppia.

La I_s può essere controllata tramite la Tensione Statorica V_s se si conoscono i parametri del motore e quindi la sua impedenza operativa $Z_s = R_s + s L_s$ definita come Impedenza Sincrona , dove R_s è la Resistenza di fase e L_s la Induttanza sincrona che comprende sia flussi dispersi statorici che i fenomeni reazione di armatura ; tale semplificazione per L_s è in genere quasi sempre adottata.



Il generatore di tensione E_r rappresenta la f.e.m. generata dal fatto che il rotore taglia con il suo flusso a modulo costante Φ_r i conduttori degli avvolgimenti statorici con la sua stessa velocità angolare ω (elettrica). La costante K dipende dalla tipologia del motore e viene definita **Costante di Tensione**.

Tale modello è applicabile a **BRUSHLESS** e **STEPPER** e **DC** con buona approssimazione.

Generalmente in MC è consuetudine **trascurare le perdite nel ferro** , dato che se necessario vengono calcolate e **compensate** con modalità energetiche ; queste quindi non compaiono nel modello.

Sempre in MC si opera su **modelli lineari** e , nei rari casi di fortissime non linearità si tende a variare opportunamente i parametri per tenere conto dei fenomeni di saturazione.

Procedura DSP per Modello SINCRONO

```
SUB MOTORE STATIC 'Modello matematico Motore SINCRONO Ideale Bifase 2 poli
'----- Calcolo delle tensioni statoriche di fase -----
Pot0 = (Pot1 + Pot2 + Pot3) / 3 'Potenziale del centro stella
Vfs1 = Pot1 - Pot0: Vfs2 = Pot2 - Pot0: Vfs3 = Pot3 - Pot0 'Vf Statore
VsRe = Vfs1: VsIm = (Vfs3 - Vfs2) * RA3S3 'Vettore Tensione Statore
'----- Calcolo di OmeRot & AngRot (Elettrici) -----
AngRot = AngRot + OmeRot * TES 'Angolo elettrico di Rotore
FDRe = COS(AngRot): FDIIm = SIN(AngRot) 'Fasore di riferimento D
FQRe = -FDIIm: FQIm = FDRe 'Fasore di riferimento Q
'----- Calcolo Flur & Er -----
FlurRe = FDRe: FlurIm = FDIIm 'Flusso di Rotore !!! UNITARIO
ErRe = KEFR * OmeRot * FQRe 'F.E.M. di Rotore
ErIm = KEFR * OmeRot * FQIm
'----- Calcolo Corrente di Statore Modello Motore -----
IsReM = IsReM + (VsRe - Rs * IsReM - ErRe) * KCIS 'Is di Modello
IsImM = IsImM + (VsIm - Rs * IsImM - ErIm) * KCIS
'----- Correzione Is di Modello (Ritardo di angolo di 1/2 TES) -----
AngCorr = -OmeRot * TES / 2: VEC IsReM, IsImM, AngCorr
IsRe = XRe: IsIm = XIm 'Corrente di Statore Corretta
'----- Calcolo Coppia & Potenza Meccanica Trasmessa -----
Ctra = KCOPP * (FlurRe * IsIm - FlurIm * IsRe) 'Coppia Trasmessa
OmeMec = OmeRot / PAIPOL 'Pulsazione Meccanica
Pmec = Ctra * OmeMec 'Potenza Meccanica Trasmessa
'----- Calcolo Potenza Assorbita & Icc -----
Pele = TRES2 * (VsRe * IsRe + VsIm * IsIm) 'Potenza Assorbita
Icc = Pele / Vcc 'Corrente assorbita lato CC
'----- Calcoli Ausiliari -----
Is1 = IsRe: Is2 = -IsIm * RA3S2 - IsRe / 2: Is3 = -Is1 - Is2
MIs = MODV(IsRe, IsIm) 'Modulo del Vettore Is
MVs = MODV(VsRe, VsIm) 'Modulo del Vettore Vs
END SUB
```

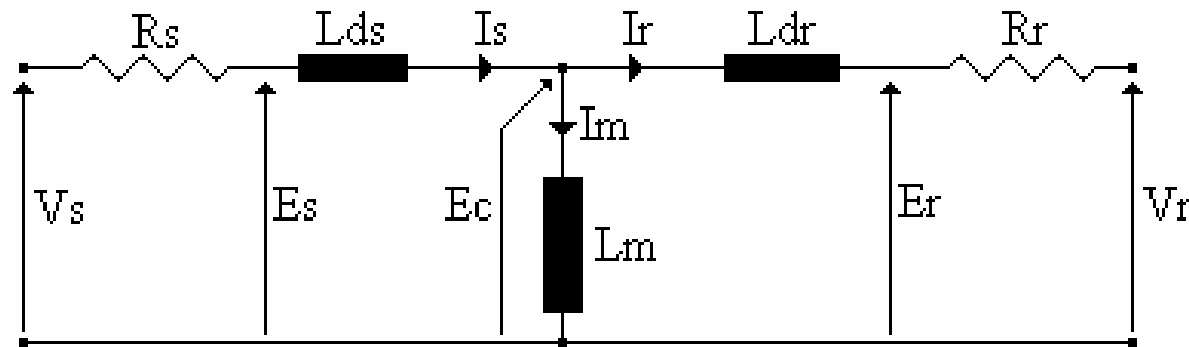
Modello A S I N C R O N O

Il modello ASINCRONO è leggermente più complicato dato, che mentre il modello Sincrono è del 3° ordine , per tener conto della dinamica di rotore occorrono altre 2 Eq.Diff ed il modello è del 5° ordine.

In questo caso è il Flusso Statorico (che ruota ad una velocità diversa da quella del rotore) che taglia i conduttori del rotore a frequenza di scorrimento ($F_{sco} = F_{sta} - F_{rot}$), che genera una f.e.m. rotorica E_r .

Tale E_r , diminuita della $V_r = j \omega_r \Phi_r$, applicata alla resistenza rotorica R_r , genera la I_r e quindi Φ_r .

La macchina Asincrona è quindi assimilabile ad un trasformatore dove il primario è lo statore ed il secondario è il rotore ; è quindi lo statore con la I_s che induce la I_r e genera quindi il flusso rotorico Φ_r .



A questo modello (semplificato , ma che da ottimi risultati pratici in MC) si è giunti dopo molti anni di discussioni accademiche dato che la dinamica della macchina asincrona è estremamente complessa.

La sua semplicità e generalità è evidente rispetto al modello tradizionale dell'Elettrotecnica Classica.

NB!!! Nel definire i 5 parametri bisogna specificare ai motoristi che sono **di fase** e riportati allo **statore**.

In MC , un controllo per ottenere **buone** prestazioni dinamiche è **abbastanza semplice** , ma se si vogliono ottenere da un Asincrono prestazioni dinamiche comparabili o superiori a quelli di un motore DC ad eccitazione separata , il controllo può diventare molto complesso e sofisticato specie alle bassissime velocità dove in genere si adottano artifici DSP abbastanza complessi per risolvere empiricamente il problema.

Procedura DSP per Modello ASINCRONO

```
SUB MOTORE STATIC 'Modello matematico Motore ASINCRONO ideale 2 poli
Pot0 = (Pot1 + Pot2 + Pot3) / 3 'Potenziale del centro stella
Vfs1 = Pot1 - Pot0: Vfs2 = Pot2 - Pot0: Vfs3 = Pot3 - Pot0 'Vf Statore
VsRe = Vfs1: VsIm = (Vfs3 - Vfs2) * RA3S3 'Vettore Tensione Statore
'----- Calcolo Corrente Rotore -----
IrRe = FlurRe * KLLS - FlusRe * KLLM
IrIm = FlurIm * KLLS - FlusIm * KLLM
'----- Calcolo Flusso Statore -----
FlusRe = FlusRe + (VsRe - Rs * IsRe) * TES
FlusIm = FlusIm + (VsIm - Rs * IsIm) * TES
'----- Calcolo Compensazioni Modello Motore -----
AngAnt = OmeRotMot * (TES / 2#): CosAnt = COS(AngAnt): SinAnt = SIN(AngAnt)
'----- Calcolo FEM di rotore -----
VrRe = -(FlurIm * CosAnt + FlurRe * SinAnt) * OmeRotMot
VrIm = (FlurRe * CosAnt - FlurIm * SinAnt) * OmeRotMot
'----- Calcolo Flusso Rotore -----
FlurRe = FlurRe + (VrRe - Rr * IrRe) * TES
FlurIm = FlurIm + (VrIm - Rr * IrIm) * TES
'----- Calcolo Corrente Statore -----
IsRe = FlusRe * KLLR - FlurRe * KLLM
IsIm = FlusIm * KLLR - FlurIm * KLLM
'----- Calcolo Coppia trasmessa -----
Ctra = KCOPP * (FlurRe * IsIm - FlurIm * IsRe)
'----- Calcolo Posizione Angolare rotorica -----
AngRot = AngRot + OmeRotMot * TES: LIMANG AngRot
'----- Calcoli Ausiliari -----
MVs = MODV(VsRe, VsIm): MIs = MODV(IsRe, IsIm): MIr = MODV(IrRe, IrIm)
MFlus = MODV(FlusRe, FlusIm): MFlur = MODV(FlurRe, FlurIm)
Is1 = IsRe: Is2 = -IsIm * RA3S2 - IsRe / 2: Is3 = -Is1 - Is2
IccMOT = KICC * (VsRe * IsRe + VsIm * IsIm) / Vcc
END SUB
```

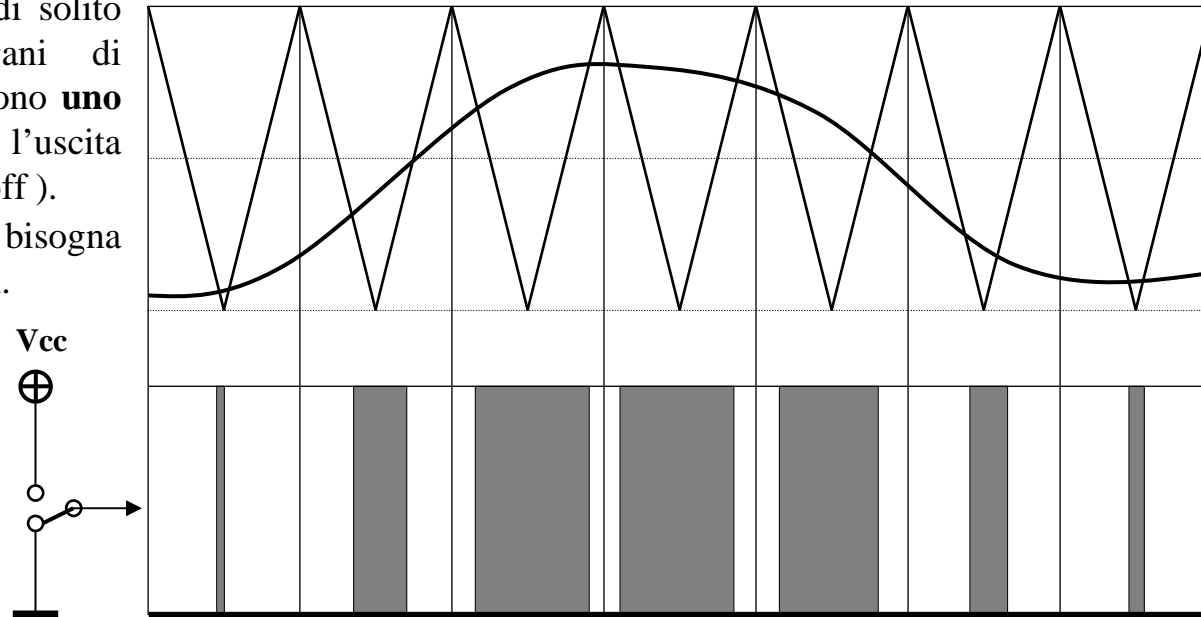
MODULAZIONE P W M

Da quanto visto appare evidente che per il MC abbiamo bisogno di una struttura HW che partendo da un bus **Vcc** possa generare una Tensione o una Corrente a frequenza ed ampiezza variabili nel tempo **con legge qualsiasi o con forma d'onda arbitraria**.

Una gamba di Inverter è di solito composta da due organi di commutazione che conducono **uno solo alla volta**, collegando l'uscita a **Vcc** (Ton) o a **GND** (Toff).

!!! Per Ton e Toff bisogna rispettare dei **tempi minimi**.

Il Coeff. di modulazione **$K_m = T_{on} / T_{inv}$** varia fra **0** e **1**, dando in uscita una tensione media compresa fra 0 e Vcc e quindi **$V_{out} = K_m V_{cc}$** .



I primi modulatori venivano realizzati mediante comparatori **HW** che generavano una uscita come confronto fra un **riferimento triangolare** e la forma d'onda voluta ; nei modulatori attuali si ricorre ad opportuni algoritmi **DSP** che sono più precisi , versatili e generali e consentono di sfruttare meglio tutta la **Vcc** disponibile , minimizzare le transizioni e quindi le dissipazioni di commutazione ed ottenere una forte riduzione delle armoniche di modulazione.

ORGANI di COMMUTAZIONE

- **SCR** molto usati ai primordi del MC sono ora usati solo per applicazioni speciali di alta potenza ; non hanno il controllo di off e sono molto lenti
- **TRANSISTOR** usati anche attualmente ma solo per applicazioni low-cost con basse prestazioni dinamiche
- **MOS FET** molto usati per applicazioni di bassa e media potenza , con frequenze di inverter anche molto alte
- **IGBT** molto usati anche per applicazioni di potenza medio-alta , rappresentano il futuro per gli azionamenti ad alte prestazioni
- **GTO** usati solo per applicazioni di altissima potenza con frequenze di inverter molto basse ; sono lenti e richiedono una Gate Unit molto complessa e costosa

Per il **FUTURO** si prevede una rapida obsolescenza di SCR e TRANSISTOR ; i GTO non avranno più ragione di esistere quando gli **IGBT** raggiungeranno i limiti di 6000V & 1000A

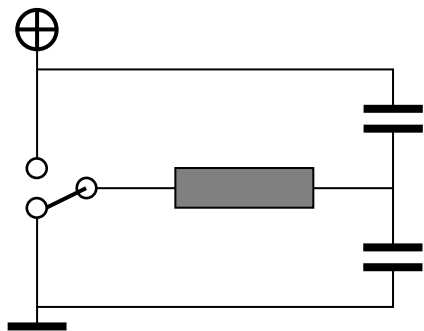
CAUTELE di COMMUTAZIONE

- **CROSS CONDUCTION** Accade quando in una gamba di inverter un elemento viene messo in ON prima che l'elemento complementare sia completamente in OFF. Questa condizione deve essere sempre assolutamente evitata ponendo un opportuno **Dead-Time** fra i comandi di ON del ramo High & Low. Si consiglia di ricorrere (dove possibile) a **Gate-Unit isolate** o a **dispositivi integrati** forniti dai produttori degli organi di commutazione che già comprendono anche delle **limitazioni HW di massima corrente**.
- **DISSIPAZIONI di COMMUTAZIONE** Sono dovute alla presenza contemporanea sia di Corrente che di Tensione ai capi dell'elemento di commutazione; si possono limitare adottando **dispositivi veloci** o **riducendo la frequenza di commutazione** con opportuni accorgimenti. Dove è possibile, è anche auspicabile l'adozione di tecniche di **Soft-Switching**.
- **SNUBBER** Sono circuiterie (R – C – Diodi) che servono a limitare gli eccessivi $\Delta V/\Delta t$ (derivanti dall'energia immagazzinata nelle induttanze) che possono generare **Armoniche** ad altissima frequenza ed anche **disturbare il controllo o la Gate-Unit** provocando gravissimi fenomeni di **Refiring**. Le maggiori case produttrici forniscono una ricca documentazione per la scelta ed il calcolo degli Snubber!
- **PROTEZIONE del Bus Vcc** Attualmente esistono moltissimi dispositivi (Filtri, Condensatori a bassa induttanza, TransZorb, Varistori, Scaricatori a Gas) atti ad eliminare le dannose sovratensioni impulsive da e per il Bus Vcc che possono generare disturbi in rete e/o malfunzionamenti nel controllo ed in casi estremi persino il fault completo del modulatore.

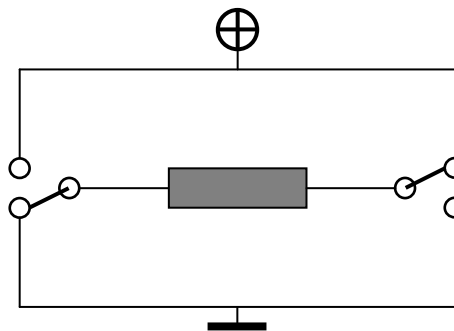
Tipologie di MODULATORI

Prescindendo da casi particolari , possiamo definire tre tipi base di modulatori , costituiti da una o due o tre gambe di Inverter e denominati come :

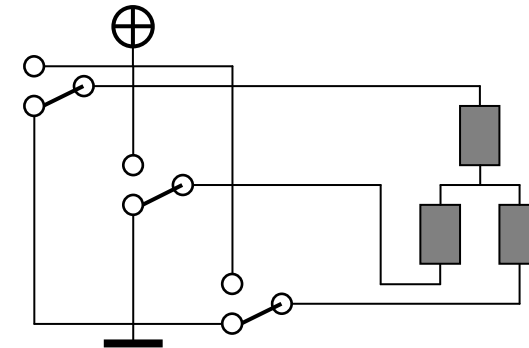
HALF BRIDGE



FULL BRIDGE



T R I F A S E



Nella tipologia **HALF BRIDGE** si può ottenere sul carico (in genere piccoli motori DC) una tensione che varia da $-V_{cc}/2$ a $+V_{cc}/2$

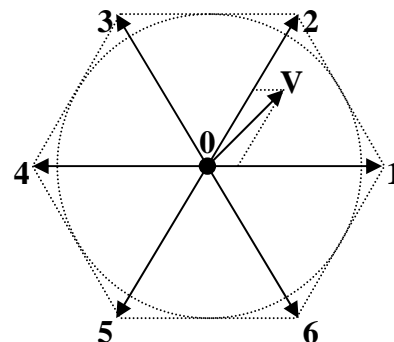
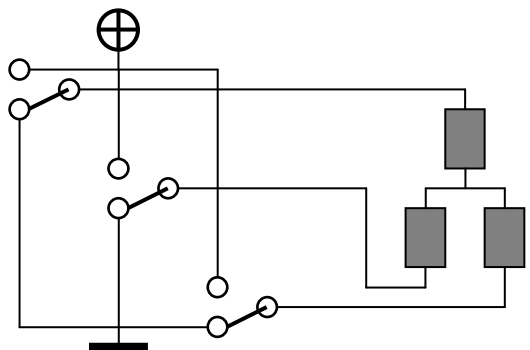
Nel **FULL BRIDGE** si può ottenere sul carico una tensione che varia da $+V_{cc}$ a $-V_{cc}$, e quindi doppia rispetto al semiponte , con in più la possibilità di **cotrocircuitare il carico**.

Nel Modulatore **TRIFASE** (il più utilizzato nel MC) si possono ottenere tensioni di picco di fase di $0.5 V_{cc}$ con modulazioni tradizionali ed di $0.577 V_{cc}$ con modulazioni avanzate.

Ricordando che $V_{pf} = \sqrt{2} V_{eff}$ e che $V_{conc} = \sqrt{3} V_{fase}$, considerando modulazioni tradizionali otteniamo che per una linea trifase $V_{conc} = 0.612 V_{cc}$; ad esempio normalmente si adotta un Bus Vcc di **630V** per pilotare motori asincroni trifasi standard a **400 V** con leggera distorsione ($400V_{conc}=230V_{fase}$).

SPACE VECTOR

Un inverter trifase , in funzione dei tre bit di comando (State) , può generare **6** vettori di tensione di modulo $2/3 V_{cc}$, posizionati ogni 60° , e due stati di cortocircuito (Neutral).



Vettore	State	Singole
0	0 0 0	1 / 3 / 5
1	0 0 1	0 / 2 / 6
2	1 0 1	7 / 1 / 3
3	1 0 0	0 / 2 / 4
4	1 1 0	7 / 3 / 5
5	0 1 0	0 / 4 / 6
6	0 1 1	7 / 1 / 5
7	1 1 1	2 / 4 / 6

Un generico vettore di tensione V può essere ottenuto alternando per un **tempo pesato** , nel periodo di modulazione , i due vettori attivi che lo comprendono e lo stato neutro con singola transizione.

Questa modulazione è detta : **Space Vector Modulation**

Questo tipo di modulazione ha molti vantaggi nello sfruttamento della V_{cc} rispetto alla vecchia metodologia di triangolazione sinusoidale ma richiede **DSP** abbastanza veloci o , se il periodo di modulazione è abbastanza piccolo , HW dedicato di tipo **FPGA** o **ASIC**.

Nello Space Vector Modulation , il vettore V può assumere modulo e direzione qualsiasi ma il suo estremo deve essere ovviamente essere **interno** al perimetro dell' esagono.

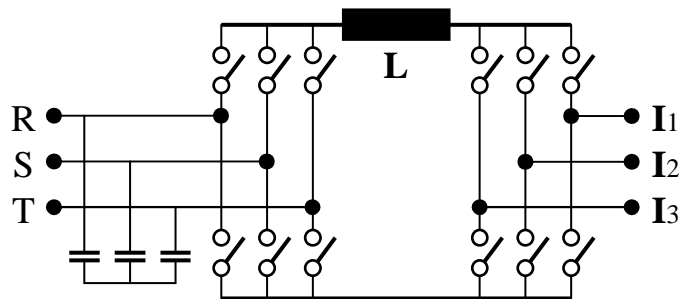
Il cerchio inscritto nell'esagono ha raggio $\sqrt{3}/3 = 0.577 V_{cc}$ e coincide con valore di picco massimo della **sinusoide indistorta** ottenibile , **1.155 volte maggiore** che nella modulazione a triangolazione sinusoidale che raggiunge un valore di picco massimo di $0.5 V_{cc}$.

CONVERTER & INVERTER

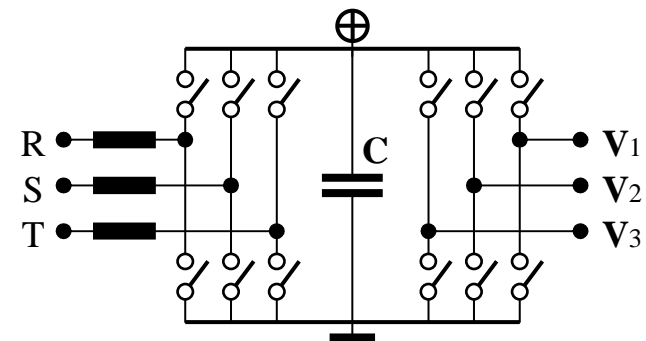
Per applicazioni non critiche il Bus Vcc viene di solito ottenuto con un semplice ponte trifase , ma se si vuole controllare il fattore di potenza o inviare potenza in linea bisogna adottare un **Converter di ingresso** , cioè un **ponte controllato** che permette inoltre una operatività completa su tutti i **Quattro Quadranti**.

A seconda che l' **Inverter di uscita** abbia un Bus energeticamente stabilizzato da un induttore o da un condensatore abbiamo due possibili soluzioni :

CORRENTE IMPRESSA



TENSIONE IMPRESSA



L' **Inverter a Tensione Impressa** è attualmente il **più diffuso** per tutto il range di potenze anche se il controllo della dinamica del motore è più complessa , ma questo ora non costituisce un problema data la aumentata potenza dei DSP che possono gestire algoritmi più potenti.

Gli Inverter a **Corrente Impressa** semplificano il controllo della dinamica del motore ma il loro costo globale è più alto e vengono quindi **utilizzati solo in casi particolari**.

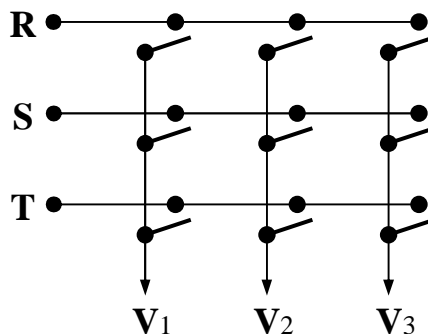
Esistono poi diversi tipi di convertitori detti **RISONANTI** che utilizzano fra Converter di Ingresso ed Inverter di Uscita dei circuiti **LC risonanti ad alta frequenza** che permettono di adottare tecniche di **Soft-Switching** (con commutazioni sullo **zero-crossing** di tensione e corrente) che permettono di **ridurre notevolmente le perdite di commutazione ed aumentare di conseguenza la frequenza di inverter**.

MATRIX CONVERTER

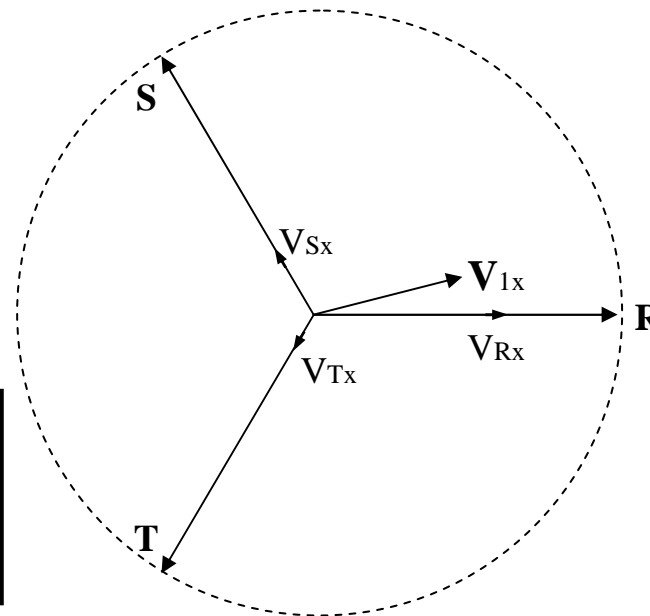
A differenza dei convertitori tradizionali , i **CONVERTITORI DIRETTI a MATRICE** , collegano **direttamente** la linea di alimentazione al motore e **NON necessitano di elementi reattivi**.

Il loro funzionamento operativo è solo in linea di principio semplice.

Si adotta una frequenza $f_c = 1 / t_c$ di commutazione molto più alta sia di quella di ingresso che di quella di uscita e quindi in $1 t_c$ si possono vedere le tre tensioni di ingresso come dei generatori in cc. e , con una media pesata temporale di on , si ottengono tre vettori la cui somma da il vettore di uscita voluto per una certa fase ; il calcolo deve essere ripetuto per le tre fasi evitando **on contemporanei** sugli switch di colonna (**!!! Corto**)



$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{1x} &= \mathbf{V}_{Rx} + \mathbf{V}_{Sx} + \mathbf{V}_{Tx} \\ \mathbf{V}_{Rx} &= \mathbf{R} * t_R / t_c \\ \mathbf{V}_{Sx} &= \mathbf{S} * t_S / t_c \\ \mathbf{V}_{Tx} &= \mathbf{T} * t_T / t_c \end{aligned}$$



Il calcolo dei tempi di on e relativi dead-time è quindi abbastanza complesso ma può essere risolto abbastanza agevolmente con algoritmi matriciali. Anche se permettono un totale controllo della potenza di ingresso e uscita , allo stato attuale **NON sono diffusi** in quanto necessitano di organi di commutazione **velocissimi** e per di più **bidirezionali** ; il loro utilizzo pratico è previsto dopo un forte sviluppo tecnologico degli organi di commutazione integrati e protetti da logiche HW matriciali intelligenti.

Questi convertitori possono operare **da e per un qualsiasi sistema polifase** con il limite che il vettore di uscita è interno al poligono che ha per vertici gli estremi dei vettori di ingresso.

P W M I U D 2 4

Come primo esempio vediamo una modulazione PWM , simile alla triangolazione sinusoidale ma calcolata con DSP , definita ad **Impulsi Uniformemente Distribuiti** dato che il ciclo della fondamentale viene diviso in **N parti uguali** (24 in esempio), ognuna contenente **1** impulso. E' questa una famiglia di **modulazioni sincrone a basso contenuto armonico**, specie se N , che deve essere **multiplo di 3** , è abbastanza alto. Viene utilizzata alle **basse e medie frequenze** motoriche dove la V_s è limitata.

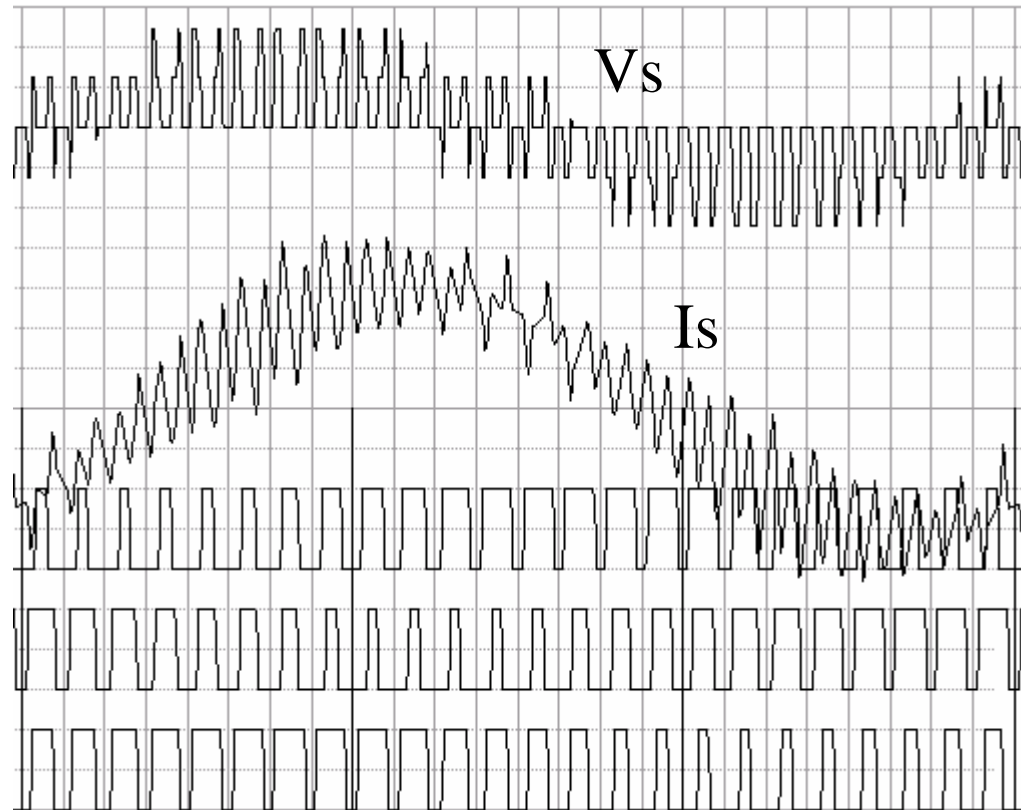
La massima tensione di picco e di fase ottenibile è solo $V_{cc} / 2$, ma alle basse e medie velocità motoriche questo non costituisce un problema.

Per queste famiglie **IUD** si ha :

$$K_{mod} = 2 V_{pf} / V_{cc}$$

$$F_{inv} = N F_{sta}$$

E' una modulazione che non presenta pericolo di T_{on} e T_{off} minimi dato che a tensione nulla o molto bassa i tre potenziali di inverter sono 3 onde quadre.

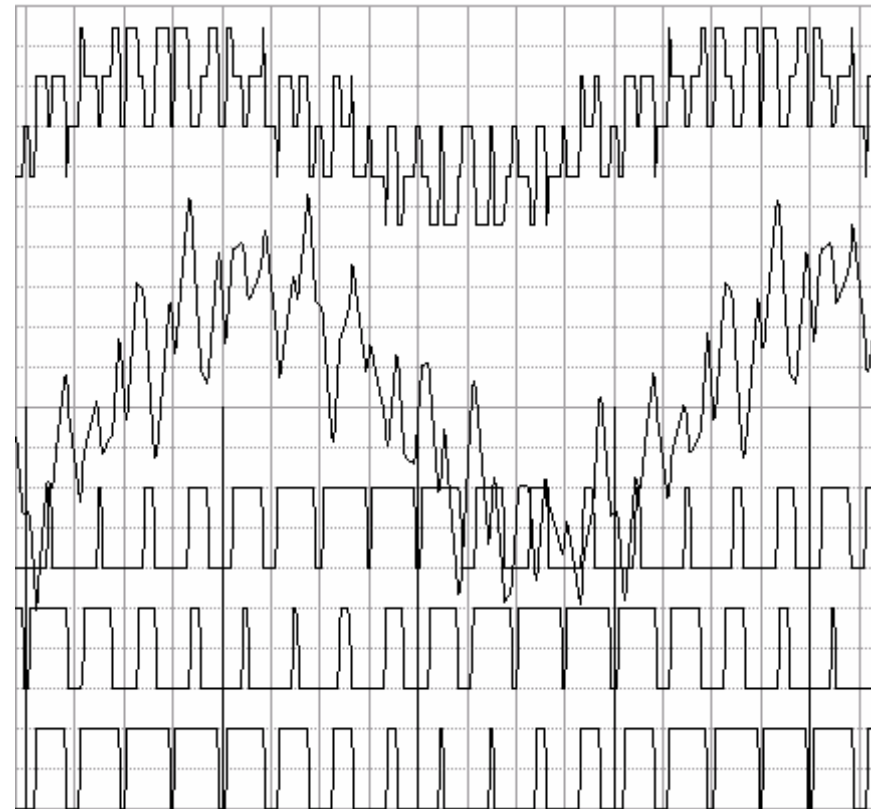


P W M I U D 1 2

Sempre considerando le IUD, vediamo che alle medie velocità motoriche il coefficiente di modulazione **Kmod**, all'aumentare della **Vs**, tende all'unità con conseguente pericolo di avere Ton & Toff molto piccoli, il ripple di corrente aumenta di molto e quindi il contenuto armonico sia della Is che della Coppia non è più ottimale.

Le IUD devono avere N multiplo di 3, ma in genere (compatibilmente con la massima frequenza di inverter) sarebbe meglio operare con valori di N abbastanza grandi come: 15, 18, 21, 24, 27 ecc.

Per mantenere quasi costante la Frequenza di Inverter si parte alle bassissime frequenze motoriche con N elevato ed all'aumentare della velocità si diminuisce N; questo cambio è definito come Cambio Pattern e, per non avere transitori di Coppia deve avvenire solo al $T / 3$ del ciclo (ogni 120°) dove le funzioni conservative (Es. Flusso Statorico) sono congruenti.



P W M I U D 117 !!!

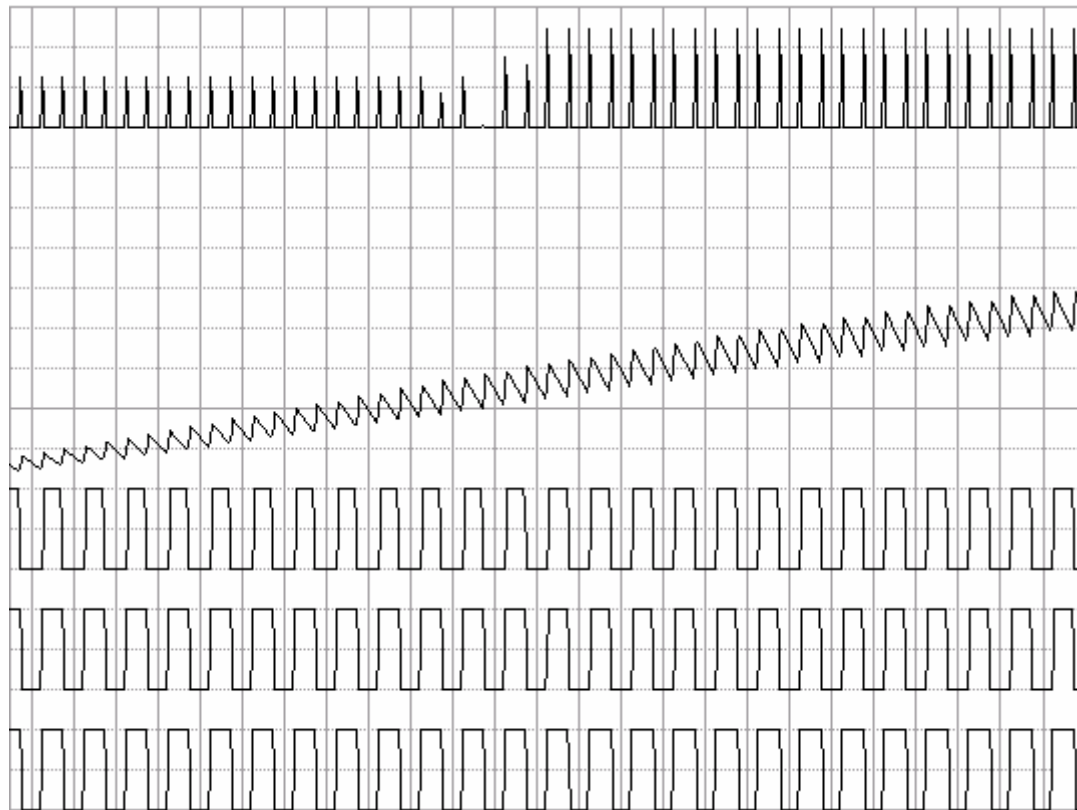
Per completare la trattazione delle IUD , abbiamo qui un esempio di IUD 117.

Possiamo notare che il ripple della I_s è molto limitato e che essendo bassa la V_s e quindi anche K_{mod} , i tre potenziali di inverter siano quasi onde quadre e gli impulsi della V_s risultante (differenza di due potenziali di inverter) siano appunto molto brevi.

Al contrario abbiamo visto precedentemente che al crescere della velocità e quindi della V_s , il Ripple aumenta , K_{mod} aumenta mentre bisogna diminuire N .

Ci sarà quindi un punto al quale necessariamente si dovranno abbandonare le IUD e passare ad una altra famiglia di modulazioni sincrone.

Vedremo nella dia successiva le Derivate dall' Onda Quadra



P W M D O Q 7

Le modulazioni Derivate dall'Onda Quadra sono usate alle medie velocità come preliminari al passaggio in onda quadra e sono costituite da pattern (calcolati da DSP) simili ad una onda quadra con alcuni buchi simmetrici opportunamente disposti al fine di ottimizzare il contenuto armonico sia della Is che della Coppia.

La massima tensione di picco e di fase ottenibile è $2 / \pi V_{cc}$, quindi 1.273 volte maggiore che nelle IUD.

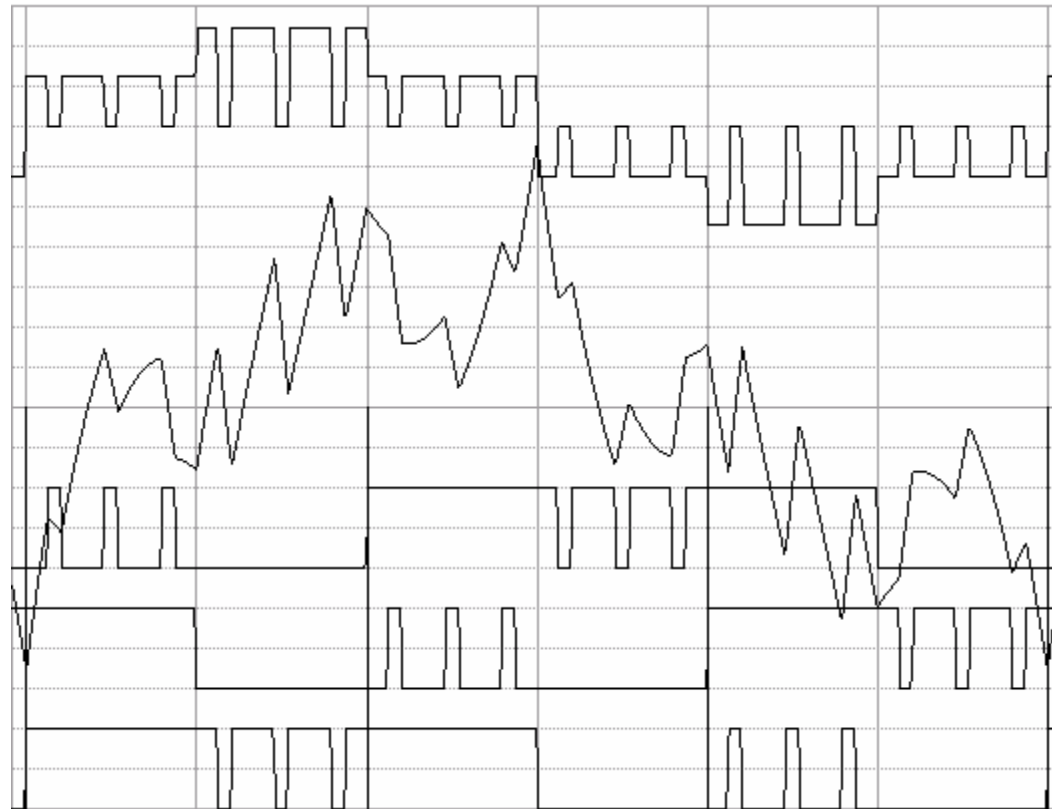
Per queste famiglie **DOQ** si ha :

$$K_{mod} = \pi / 2 \quad V_{pf} / V_{cc}$$

$$F_{inv} = N \quad F_{sta}$$

E' una modulazione che presenta pericolo di Ton e Toff minimi specie verso il passaggio in onda quadra.

Il Ripple della Is è molto elevato.



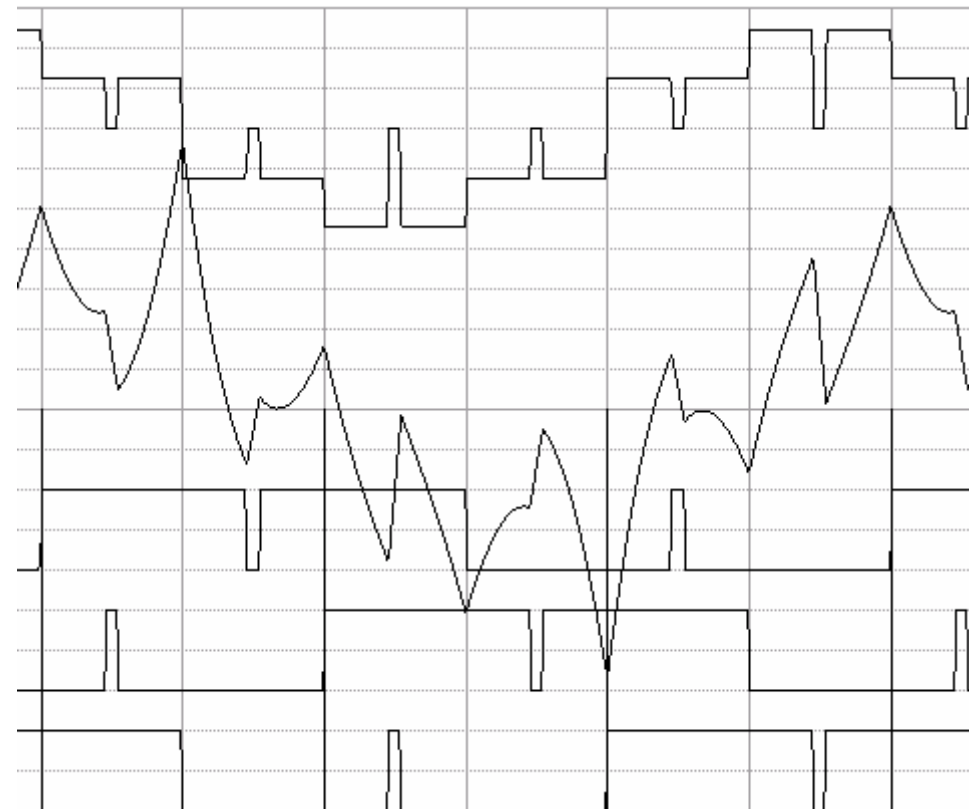
P W M D O Q 3

La famiglia delle DOQ può avere N qualsiasi purchè dispari e maggiore o uguale a 3 ; è possibile utilizzare quindi N uguale a 3 , 5 , 7 , 9 , 11 ; in genere oltre ad N=11 non è utile.

La **DOQ 3** è l'ultima della famiglia perchè quando l'impulso centrale si riduce al minimo , si passa necessariamente in Onda Quadra.

Mentre le IUD hanno nello space-vector del Fusso Statorico una traiettoria che cerca di approssimare la circonferenza inscritta nell'esagono , le **DOQ** utilizzano i **vettori fondamentali** dell'esagono delle tensioni e la traiettoria risultante percorre i lati dell' esagono con pause in presenza dei buchi.

Per il passaggio in onda quadra bisogna adottare opportuni artifici per non causare transitori di Flusso e Coppia.



P W M Onda Quadra

Ad una certa frequenza , la tensione richiesta è talmente alta che non resta che passare in Onda Quadra dove la tensione di picco e fase è la massima possibile ed uguale a $2 / \pi V_{cc}$.

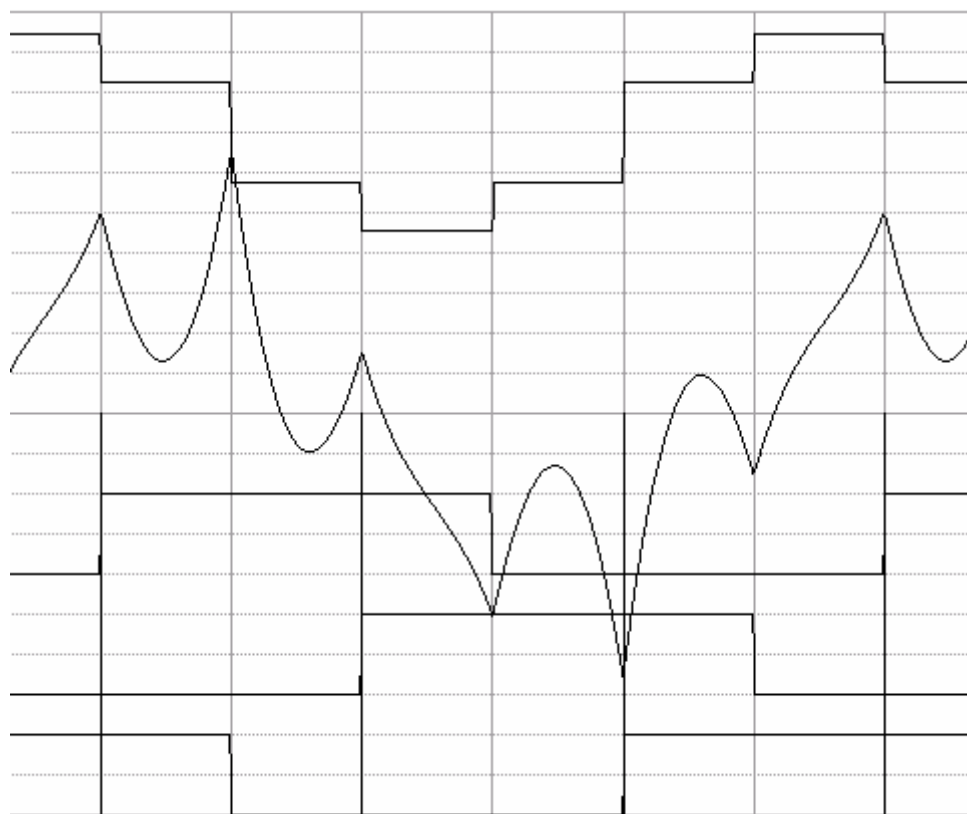
La frequenza di inverter si riduce allo stesso valore della Frequenza Statorica.

Data la bassa frequenza di commutazione , l' Onda Quadra è molto vantaggiosa per l'Inverter ma il ripple della I_s è molto alto.

In Onda Quadra il controllo , che prima poteva agire anche sulla tensione V_s , ora può solo agire sulla frequenza (o fase) di V_s .

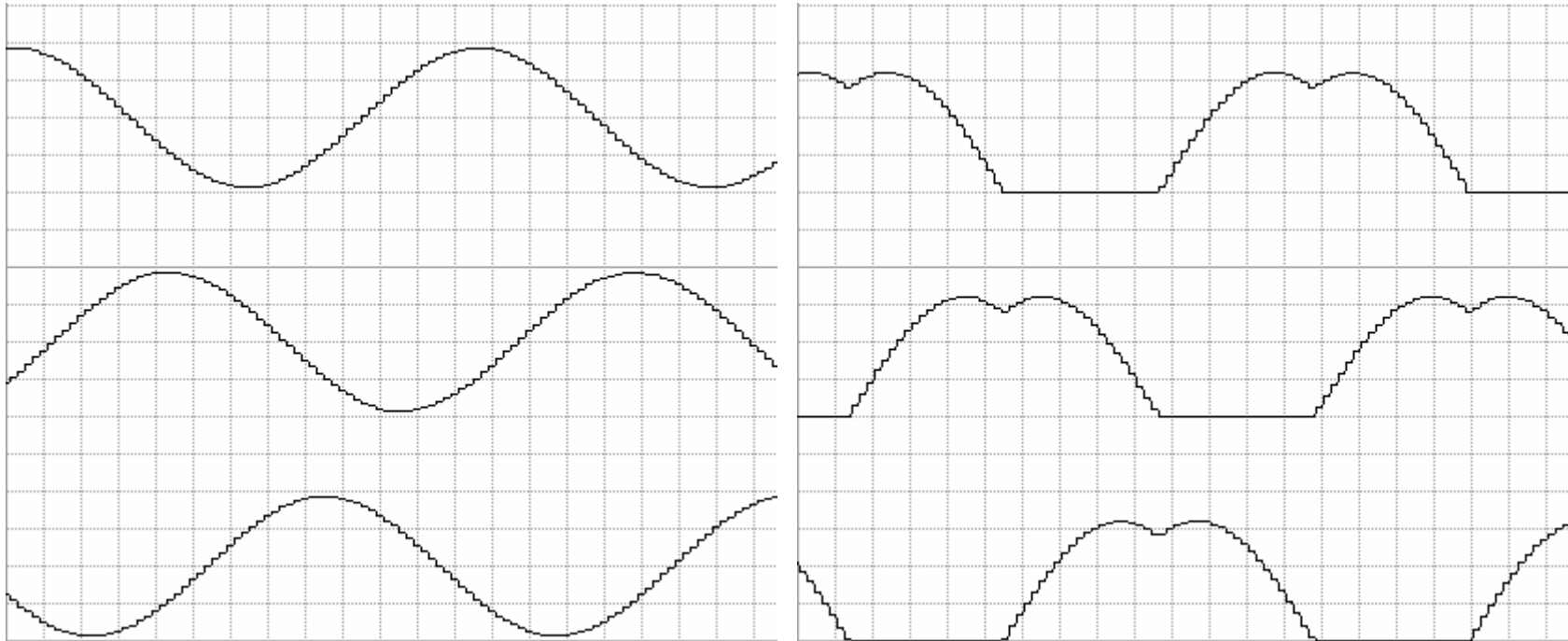
La traiettoria del Flusso Statorico è un ESAGONO completo , senza alcuna posizione neutra di pausa.

In queste condizioni si possono raggiungere velocità motoriche molto elevate rispetto alla nominale.



Ref. NORM / HI-EFF

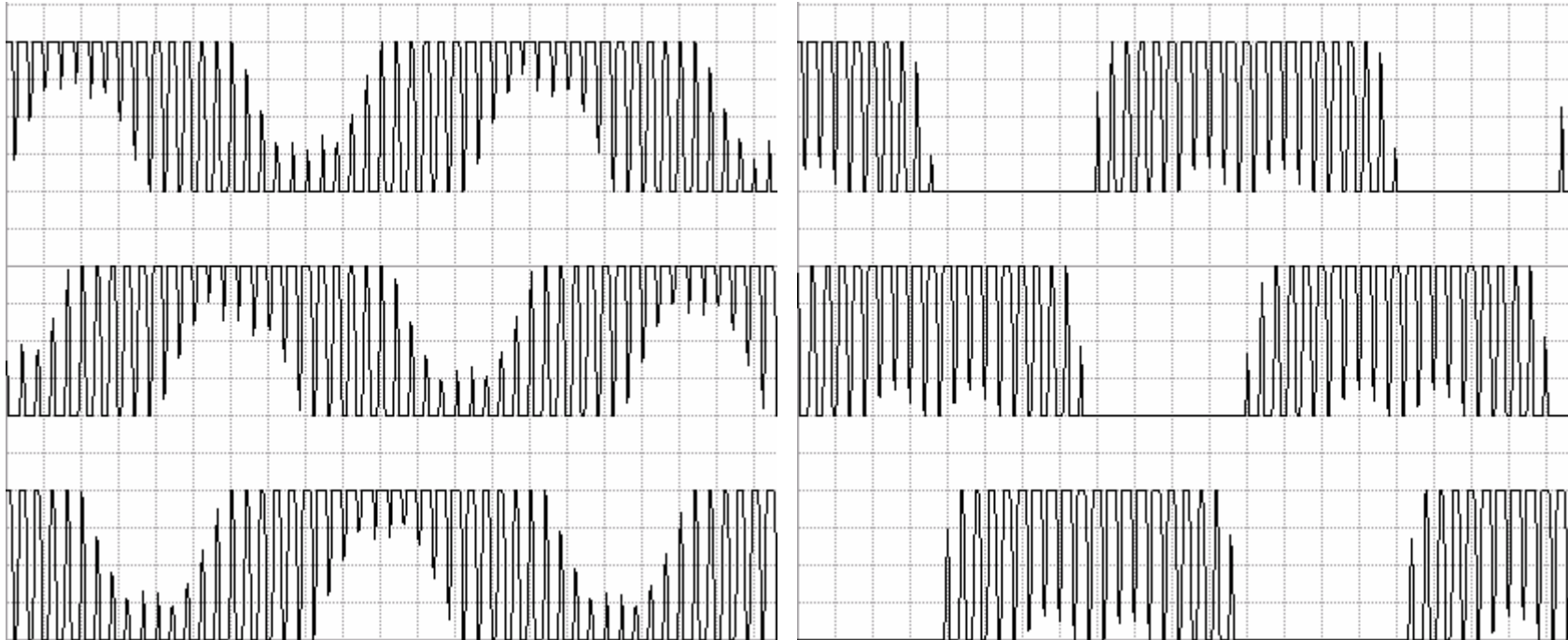
Abbiamo visto che con una semplice triangolazione su di un riferimento sinusoidale si può ottenere una tensione $V_{pf} = 0.5 V_{cc}$; per ottenere in miglior sfruttamento della V_{cc} , in passato sono state ideati nuovi riferimenti come quelli ad “**Iniezione di 3° Armonica**” ed altri , ma più recentemente è stata adottata una nuova strategia di modulazione ad Alta Efficienza che permette di ottenere tensioni **maggiori di 1,155** volte.



A prima vista non pare , ma i potenziali di inverter Sinusoidali sulla sinistra e quelli HI-EFF (con modulo minore) sulla destra , generano delle **tensioni di fase** (differenza di due potenziali) **IDENTICHE** e perfettamente sinusoidali. Rispetto ad una Iniezione di 3° Armonica (che fra l'atro richiede uno sforzo computazionale maggiore) si ha inoltre il vantaggio di una Frequenza di Inverter molto più bassa.

P W M NORM / HI-EFF

Questi sono i 3 potenziali di inverter PWM dedotti dai riferimenti visti nella dia precedente , dove si vede chiaramente che ogni gamba di inverter lavora **solo** per i **2/3** del periodo consentendo **dissipazioni minori del ben 33.3%** rispetto ad una modulazione tradizionale.



Se si escludono lievi problemi di Ton & Toff minimi (facilmente superabili) alle tensioni più basse , dove possibile (e anche per modulazioni asincrone) la HI-EFF è decisamente da preferire anche perché lo sforzo computazionale e la quantità di memoria utilizzata (per tabelle – codice e variabili) , vengono ridotti a circa 2/3.

Armoniche di CORRENTE

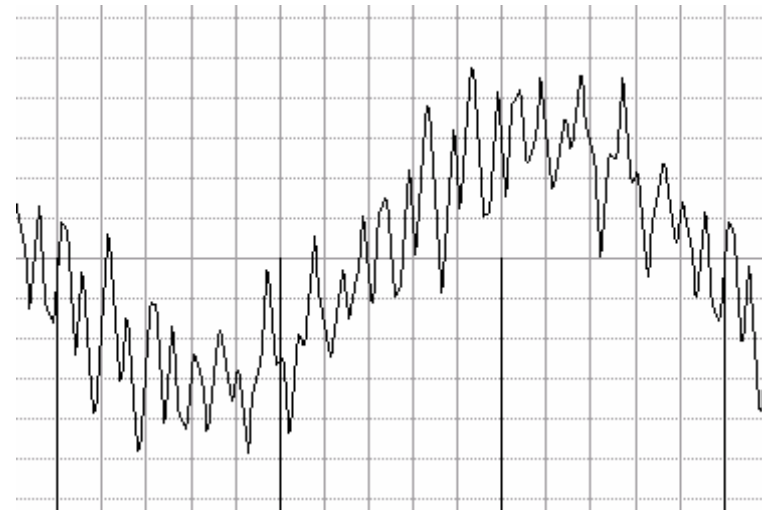
Una modulazione PWM provoca sempre un ripple nelle Is (Correnti di Fase) e per limitarlo si cerca (se possibile) di aumentare la Frequenza di inverter o si adottano distribuzioni di impulsi atti a minimizzare certe armoniche.

Un pattern di Tensione PWM sincro **non** contiene armoniche pari (per la simmetria) e le multiple di 3 (perché in un circuito trifase simmetrico si annullano) ; restano quindi solo le armoniche di ordine **6K +/- 1** cioè : 5° e 7° , 11° e 13° , 17° e 19° , 23° e 25° ecc.

Queste armoniche di Tensione generano quindi **Armoniche di Corrente** di fase che possono contenere (anche se con ampiezza e fase diversa) sempre quelle di identico ordine **6K +/- 1**

Nell' esempio a lato si nota la presenza di 13° , 17° , 29° ecc. (dedotta con analisi spettrale tramite FFT).

Per PWM asincroni ad alta frequenza o Space-Vector ottimizzati le ampiezze sono decisamente minori.



Le armoniche di corrente non sono molto pericolose in sè (anche se tendono ad accentuare l'effetto pelle nei conduttori ed aumentare quindi le perdite nel rame) , ma interagendo con le armoniche di tensione e flusso generano le armoniche di Coppia e le Armoniche di linea nella Icc che sono molto pericolose sotto diversi punti di vista.

Armoniche di C O P P I A

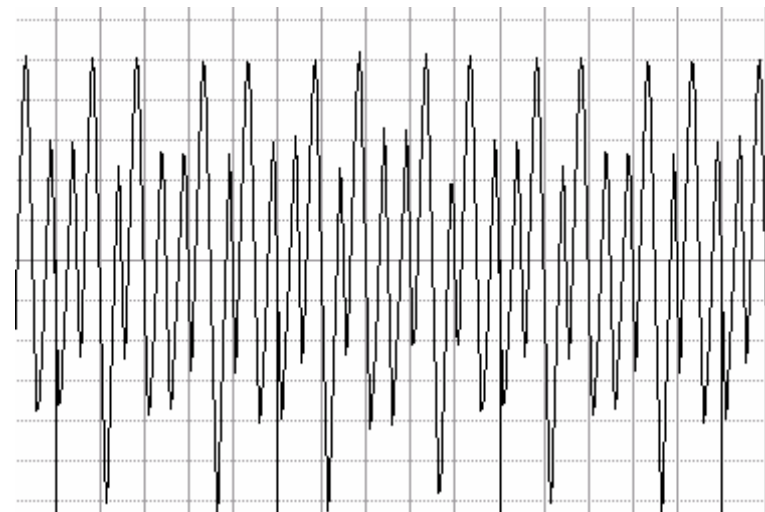
Mentre in regime sinusoidale la coppia è **costante** , in PWM la coppia è affetta da un **Ripple** di intensità notevole , a volte con valore picco-picco uguale o superiore alla Coppia Nominale. Le Armoniche di Coppia nascono dall'interazione delle Armoniche di Corrente con le Armoniche di Flusso e , dato che entrambe sono di ordine $6K \pm 1$ generano delle multiple della 6° (! Il prodotto di due frequenze contiene i termini somma e differenza).

Le Armoniche di Coppia (a **frequenza 6 K** della frequenza Statorica) sono quindi di ampiezza considerevole e molto spesso capita che riescano a danneggiare (per sforzo a fatica e per certe frequenze di risonanza) le saldature dei conduttori di statore e/o rotore o altri elementi meccanici con **fault irrecuperabile**.

Il problema **non** è quindi da **sottovalutare** ed il fenomeno può essere ridotto aumentando la frequenza di modulazione o adottando modulazioni avanzate , mirate al problema.

Le Armoniche di coppia possono essere ridotte variando i parametri induttivi del motore o il loro effetto può essere limitato con opportuni accorgimenti di tecnologie meccaniche.

Non è quindi sempre vero che un motore standard del commercio , progettato per i 50 Hz sinusoidali , possa essere **tranquillamente** adottato per essere pilotato tramite Inverter !!!



Armoniche di LINEA

Abbiamo visto che le Armoniche di Coppia hanno un Ripple molto alto e dato che in primissima approssimazione $P_{cc} = V_{cc} I_{cc} \approx C \omega$, si deduce che anche la potenza elettrica istantanea è affetta da un forte Ripple e quindi anche la I_{cc} (corrente lato bus V_{cc}).

Il problema si complica ulteriormente se il Bus V_{cc} è controllato da **Chopper** o **Inverter Quattro Quadranti** (per il recupero in linea della corrente di frenatura) dato che le armoniche nella I_{cc} che hanno frequenza $3 K F_{sta}$ (dove F_{sta} è arbitrariamente variabile) entrano in battimento con la frequenza di Chopper o Converter (! e con tutte le loro multiple intere) generando una compagine di armoniche in LINEA da frequenze bassissime a frequenze altissime , generalmente con **modulo e fase non predicibile a priori**.

Queste Armoniche di Linea sono molto spesso in grado di superare le maschere imposte dalle attuali normative CE o Internazionali , ritardando o impedendo l'omologazione dell'intero sistema.

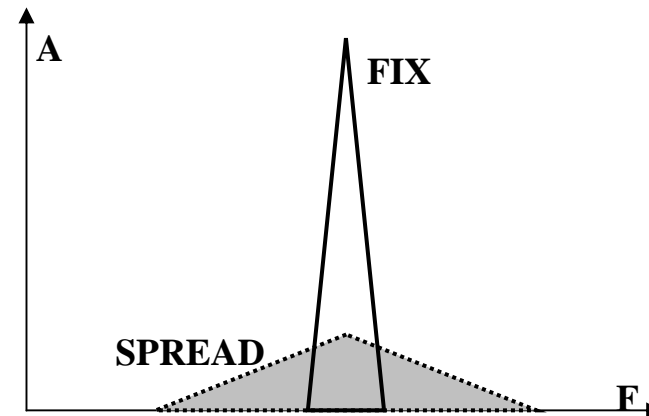
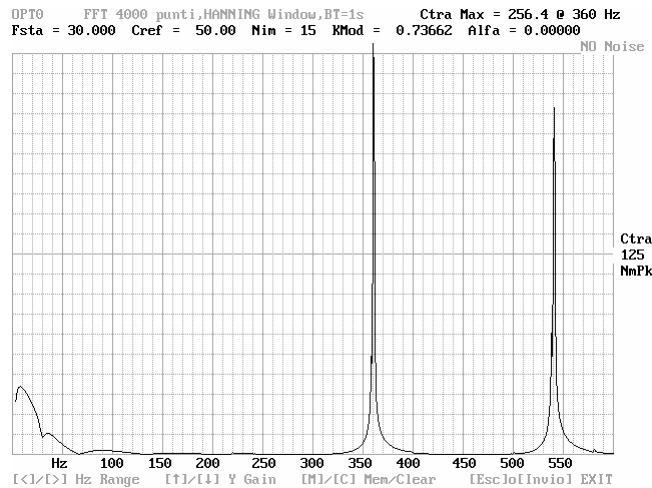
Per ridurre l'entità delle armoniche di Linea bisogna adottare dei seri ed efficienti dispositivi di filtraggio di tipo LC e , se le potenze in gioco sono elevate , molto spesso si adotta il motore stesso come come filtro attivo pilotando la Coppia con una serie di armoniche in controfase.

Restano validi tutti gli accorgimenti dati per ridurre il Ripple di Coppia che è alla fine la causa principale anche delle armoniche di Linea.

Un principio molto valido e generale è quello di considerare bene queste problematiche (generalmente in passato abbastanza trascurate) sin dall'inizio del progetto mediante accurate simulazioni ed analisi spettrali.

Trasformata di F O U R I E R

Permette di passare dal dominio del **Tempo** al dominio delle **Frequenze** e viceversa. Attualmente si adotta per l'analisi spettrale, la versione discreta **DFT** generalmente ottimizzata in velocità di calcolo in **FFT**. In base al numero di righe **Nr** volute si campionano **2 Nr** punti temporali reali (o Nr complessi) in una finestra temporale **Tw** che definisce la risoluzione di riga **Rr = 1 / Tw** ; la massima frequenza analizzabile **Fmax** dipende dal tempo di campionamento **Tc** ; **Fmax = 1 / 2 Tc = Fc / 2 = Fny** (Frequenza di Nyquist)



Anche se ormai gli algoritmi per **FFT** sono molto ben conosciuti e presenti già pronti in tutti i tools di calcolo e spesso implementati in firmware, il loro uso corretto richiede una lunga e buona esperienza e la conoscenza di tutte le problematiche collaterali (windowing, image, lobi spuri, ecc.) e spesso i neofiti che usano questi tools prendono lucciole per lanterne. La **DFT** viene utilizzata anche in **real-time** nei controlli per la identificazione e successiva **riduzione delle armoniche**.

Sono sempre più diffuse le tecniche di **SPREAD SPECTRUM** che modulando (con una funzione piatta nel piano delle probabilità) il master clock di un sistema permettono di distribuire l'energia totale di una armonica su più righe di frequenza in modo che l'ampiezza massima centrale sia drasticamente ridotta come è possibile vedere nel grafico di destra.

TERMODINAMICA in M C

Nel MC non si deve mai trascurare la termodinamica , in quanto il **minimizzare le dissipazioni** ci consente di **ottimizzare il rendimento** globale del sistema e quindi diamo alcuni concetti elementari che potranno essere utili alla trattazione.

$$\text{ENERGIA } E \text{ [J]} = P \text{ [W]} * t \text{ [s]} \quad \text{POTENZA } P \text{ [W]} = E \text{ [J]} / t \text{ [s]} = E \text{ [J]} * f \text{ [Hz]}$$
$$1 \text{ J} = 1 \text{ Kg} * 1 \text{ m} = 1 \text{ W} * \text{s} = 1/4186 \text{ Cal} \quad 1 \text{ W} = 1 \text{ J} / \text{s} = 0.86 \text{ Cal} / \text{h}$$

$$\text{RENDIMENTO } \eta = P_{out} / P_{in} = (P_{in} - P_{out}) / P_{in}$$

I sistemi termodinamici possono agevolmente essere studiati per ANALOGIA con i circuiti elettrici :

SISTEMA TERMODINAMICO	>>>	EQUIVALENTE ELETTRICO
Potenza Termica Pth [W]	>>>	Corrente I [A]
Sovratemperatura Θ [°C]	>>>	Tensione V [V]
Resistenza Termica Rth [°C/W]	>>>	Resistenza R [Ω]
Capacità Termica Cth [Ws/°C]	>>>	Capacità C [F]

Dopo aver convertito un circuito termodinamico nell'equivalente elettrico , e possibile studiarlo anche dinamicamente adottando le impedenze operazionali (con l'operatore di Laplace s) già viste.

In molti controlli MC avanzati , dato che le potenze istantanee in gioco possono essere molto maggiori delle potenze nominali , per dedurre se la temperatura di alcuni elementi (non misurabile direttamente) è ancora accettabile o se bisogna diminuire le prestazioni , si adotta il metodo della **IMMAGINE TERMICA** che consente di calcolare in real-time (in funzione di potenze istantanee e dissipazioni note), tramite un opportuno **modello matematico dinamico** , le sovratemperature di tutti i componenti di interesse.

NB ! E' più corretto parlare di **DISSIPAZIONI** invece che di PERDITE dato che per il principio di Conservazione dell'Energia questa non può essere "persa" ma solo degradata o dissipata in Calore.

DISSIPAZIONI di POTENZA

Queste sono le **principali** cause di dissipazione di potenza che abbassano il rendimento globale di sistema ma , in base al tipo di azionamento o controllo possono assumere pesi e criticità molto differenti.

- **COMMUTAZIONE & CONDUZIONE** Dipendono dagli elementi di commutazione , in genere le dissipazioni di Commutazione sono prevalenti e sono proporzionali alla frequenza di Inverter mentre quelle di Conduzione dipendono da **I** e **V_{ceSat}**,. Da non trascurare le dissipazioni degli **snubber**. Se sono considerevoli si ricorre a ventilazione forzata o a **Heat-Pipe** con successivi radiatori con fluidi vari.
- **R A M E** Dipendono da **I²** e dalla Resistenza dei conduttori (che aumenta con l'aumentare della Temperatura di circa il 1% ogni 3°C). Per correnti a fronte ripido la Resistenza tende anche ad aumentare per addensamento superficiale (Effetto Pelle). In valore relativo diminuiscono all'aumentare della potenza nominale del motore.
- **F E R R O** Aumentano con Tensione e Frequenza ; quelle legate alla frequenza dipendono poi dalla forma ed area del ciclo di Isteresi e dalla circolazione di correnti parassite indotte. In PWM sono molto più alte che in sinusoidale o Onda Quadra. In valore relativo diminuiscono all'aumentare della potenza nominale del motore.
- **ALIMENTAZIONE** Comprendono tutte le dissipazioni di tutte le circuiterie ed i filtri ; aumentano se il Bus Vcc è controllato da Chopper o Converter a 4 Quadranti
- **F R E N A T U R A** Vi sono solo se non è possibile recuperare in Linea
- **MECCANICHE** Comprendono tutte le perdite per attriti meccanici (cuscinetti , riduttori , ecc.) o per dissipazioni viscosse dovute ai circuiti di raffreddamento forzato

TRASDUTTORI

Anche nei più moderni sistemi di MOTOR CONTROL , qualche piccolo trasduttore a volte ci vuole ...

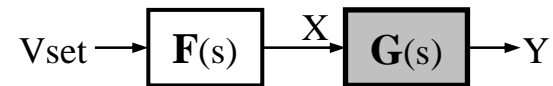
- **CORRENTE** Quasi sempre indispensabili !
Shunt , TA , Hall , LEM , Icc Shunt (da cui si possono dedurre le Is tramite DSP)
- **TENSIONE** In genere tramite partitori si misura la Vcc
- **POSIZIONE** Per bassa risoluzione in applicazioni low-cost : Hall.
Poco usati per il costo elevato: Encoder Ottico Assoluto , Resolver , ecc.
- **VELOCITA'** Ruota Fonica , Encoder Ottico Incrementale , Hall Encoder , ecc.
- **COPPIA** Quasi mai usati per il costo e scarsa affidabilità : Cuplometri , RF Stips , ecc.
- **TEMPERATURA** Usati più che altro per allarmi e solo in pochi casi per misurare la temperatura dei conduttori : PT100 , PT1000 , NTC
- **SENSORI VIRTUALI**
Nei più attuali azionamenti si preferisce (per ridurre i costi ed aumentare l'affidabilità) ricorrere a metodi SENSORLESS per dedurre parametri non misurabili direttamente da modelli matematici di Identificazione Parametrica , anche se lo overhead computazionale in DSP è abbastanza elevato.

Controllo Feed-Forward F F

E' una semplicissima strategia di controllo (detta anche ad **ANELLO APERTO**) che tramite un Modello Matematico **F** , alimenta direttamente il Sistema **G** , **senza alcuna retroazione**.

D'ora in poi si intenderà $G = Y / X$, dove **X** è l'ingresso al sistema e **Y** è l'uscita dello stesso. Si definirà inoltre la Inversa **I** della **G** semplicemente come $I = 1 / G = X / Y$ e la f.d.t. globale del controllo come $L = Y / Vset$ cioè la relazione operativa (F.D.T) che lega l'uscita del sistema al valore di Set-Point voluto **Vset** .

$$L = F \cdot G = F / I$$



E' una regolazione semplice e sicuramente stabile (per la assenza delle retroazioni) e ben si presta per controlli molto semplici dove non è richiesta una grande precisione sia statica che dinamica.

Per fare in modo che l'uscita **Y** a regime segua (a parte puri fattori di scala) il valore di Set-Point **Vset** , **dobbiamo fare in modo il Guadagno Statico della L sia 1** ; perciò se la **G** ha un guadagno statico **As** il guadagno statico del modello **F** dovrà essere $1 / As$.

Dal punto di vista statico , la precisione del controllo FF dipende solo dalla precisione statica del modello **F** e quindi un errore **E** del modello lo si ritrova **identico** nell' uscita **Y**.

Dal punto di vista dinamico è improponibile sperare in $L = 1$, ma se più realisticamente ci si accontenta di una risposta con piccole costanti di tempo (e quindi molto veloce) , un opportuna **F** (in genere di tipo PD , $1+sT$) può migliorare di molto la dinamica globale del sistema.

Controllo Feed-Back F B

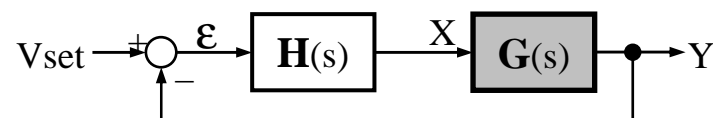
E' il classico Controllo in retroazione dove l'errore differenza ϵ fra Set-Point V_{set} e uscita Y viene opportunamente elaborato dal Regolatore H che controlla l'alimentazione del sistema.

In questa configurazione **NON** bisogna sottovalutare problemi di **Instabilità** sia **Assoluta** che **Relativa** ; un indice della stabilità relativa è dato dallo smorzamento ξ in risposta ad uno scalino.

Il regolatore H può essere di tipo **P** , **PD** ($X = P \epsilon + D s \epsilon$) , **PID** ($X = P \epsilon + i \epsilon /s + D s \epsilon$) , o di altro generico tipo più avanzato come ad esempio **Sliding** , **Optimal** , **Predictive**.

$$L = HG / (1 + HG)$$

$$L = H / (H + I)$$



Gli alti guadagni di H sia statici che dinamici consentono di minimizzare l'errore , ma se si esagera si può incappare facilmente in seri problemi di **Instabilità**.

Questa **primitiva strategia di controllo** viene adottata solo se non si conosce nessun parametro sia statico che dinamico del sistema ; **non esiste alcun modello matematico del sistema**.

La determinazione dei parametri di H può essere condotta con le metodologie standard di Controlli Automatici Lineari o modalità avanzate come Pole Placement , State-Space, Optimal , ecc.

Per una buona regolazione di un sistema di **ordine N** , il regolatore dovrebbe elaborare i termini derivativi sino ad un ordine $N - 1$; l'azione Integrativa serve per eliminare gli errori di regime.

In assenza di azione integrativa l'errore statico di regime si riduce solo di un fattore $1 / (1 + P)$.

Anche se ancora molto usata , questa struttura da sola **non appare adeguata** per controlli ad alte prestazioni sia già oggi che nel futuro.

Controllo Misto **FF + FB**

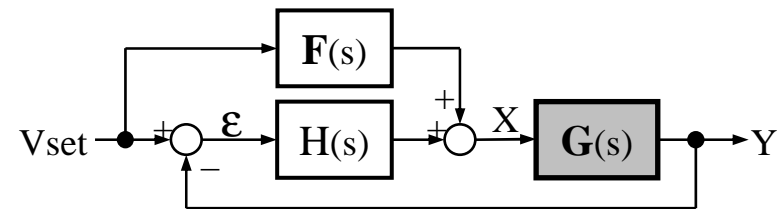
Questa tipologia di controllo misto (anche se ancora di tipo deterministico tradizionale) presenta numerosi vantaggi e molto ben si presta alla implementazione di strutture più avanzate.

La sua filosofia è molto semplice ed intuitiva : **Tutto quello che si conosce** del sistema lo si modella nel modello **FF** , **Tutto l'ignoto** che rimane viene affidato al regolatore H in **FB**.

Questa regolazione da ottimi risultati sia statici che dinamici con improbabile instabilità .

$$L = (HG + FG) / (1 + HG)$$

$$L = (H + F) / (H + I)$$



Questa struttura permette di adottare guadagni abbastanza bassi per il regolatore H , dato che la azione FB serve qui solo a compensare gli errori del modello , e quindi la Stabilità è molto alta.

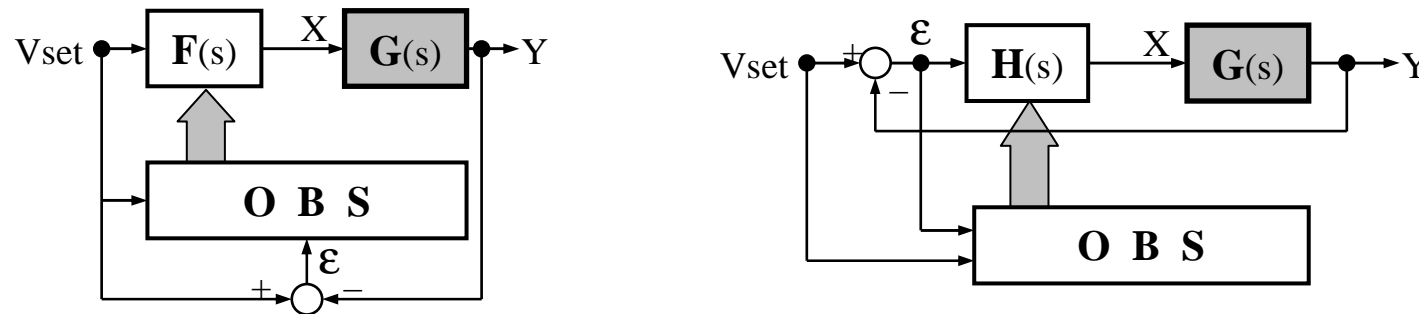
Detto **E** l'errore statico del modello e **P** il guadagno statico del regolatore H , otteniamo in uscita un errore globale di regolazione molto ridotto dato che $E_g = E / P + 1$; ad esempio se abbiamo un modello bacato del 20% ($E = 0,2$) ed un guadagno $P = 19$ otteniamo un errore globale di solo lo 1% contro il 20% di un semplice FF o il 5% di un semplice FB.

Anche per gli aspetti dinamici valgono le stesse considerazioni.

Gli errori di un modello dipendono da molti fattori quali la stima parametrica iniziale e le semplificazioni adottate , le variazioni parametriche dovute a drift o non linearità e tutti tipi di disturbi non previsti nella modellizzazione, MA questi errori possono essere limitati in real-time ...

ADATTIVITA' in Real-Time

Un modello matematico non rispecchia mai la vera realtà di un sistema ed è sempre affetto da errori parametrici e da disturbi non prevedibili. Se il modello fosse esatto, l'uscita Y del sistema reale seguirebbe perfettamente (a meno di una componente dinamica a valor medio nullo) il valore voluto V_{set} ; una accurata analisi della differenza di errore $\varepsilon = V_{set} - Y$ (a volte correlata a V_{set}) può indicarci gli errori in modo da poterli correggere (a volte anche lentamente nel tempo) sino ad ottenere $\varepsilon = 0$ se il modello segue fedelmente il sistema reale.



Questo principio molto generale ed intuitivo si basa oggi su i principi della Identificazione Parametrica ma purtroppo in questo campo non esiste ancora una Teoria Unificata ed i metodi e le strutture sono ancora molti.

L'Identificazione Parametrica, molto semplice per un solo parametro si complica notevolmente al crescere del numero di parametri interdipendenti da identificare, tuttavia attualmente si riesce molto bene a stimare i parametri di un modello anche in quasi tutte le sue componenti dinamiche ed anche in presenza di forti disturbi.

I Controlli Adattivi vengono attualmente distinti in MRAC (Model-Reference Adaptive Control) e STC (Self Tuning Control) e permettono di ridurre drasticamente la sensibilità parametrica di un controllo.

Con sofisticati ed avanzati metodi di stima parametrica (Luenberger, Kalman, Energy, VDQ, ecc.) è oggi possibile dedurre matematicamente con ottima precisione molte grandezze non misurabili (per questione di costi o affidabilità) da segnali noti o trasdotti (generalmente I_s) per ottenere in MC i sistemi di controllo dell'ultima generazione, definiti SENSORLESS che già garantiscono prestazioni sia statiche che dinamiche molto buone.

I controlli SENSORLESS, basati su DSP, sono il futuro del MC.

Identificazione di 1 Parametro

Come esempio supponiamo di voler Identificare una R alimentata da una V misurando la I . Dato che $V = R I$ saremmo tentati di calcolare semplicemente $R = V / I$, ma se i segnali sono affetti da **Noise** otterremmo valori **molto incerti**, specie alle basse entità dei segnali V & I , per il semplice processo di divisione.

Meglio adottare un **Metodo di Stima** DSP basato sulla minimizzazione recursiva dell' **Errore di Stima** Est_t .

Ad ogni ciclo di calcolo avremo un **valore stimato** della R , definito come Rst_t e potremo quindi calcolare:

$$Est_t = V_t - Rst_{t-1} * I_t$$

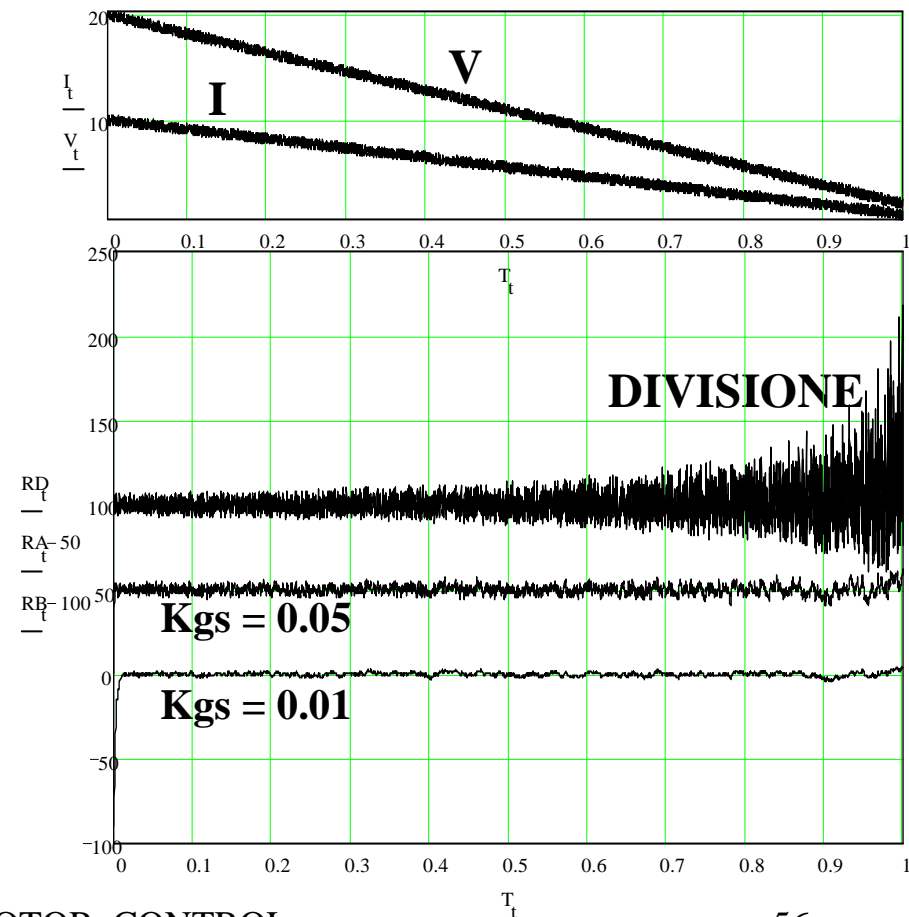
ed aggiornare opportunamente il valore stimato :

$$Rst_t = Rst_{t-1} + Est_t * Kgs$$

dove Kgs è il così detto **Guadagno di Stima** usato in questo metodo definito come **Gradiente Semplice**.

Nei grafici a lato possiamo vedere come il **noise** possa essere **molto ridotto**, riducendo il guadagno di stima ; unica contropartita è il numero di cicli e quindi il tempo necessario per avere un valore di regime ; in molti casi questo non è un problema perché alcuni parametri (R_s o R_r) variano molto lentamente.

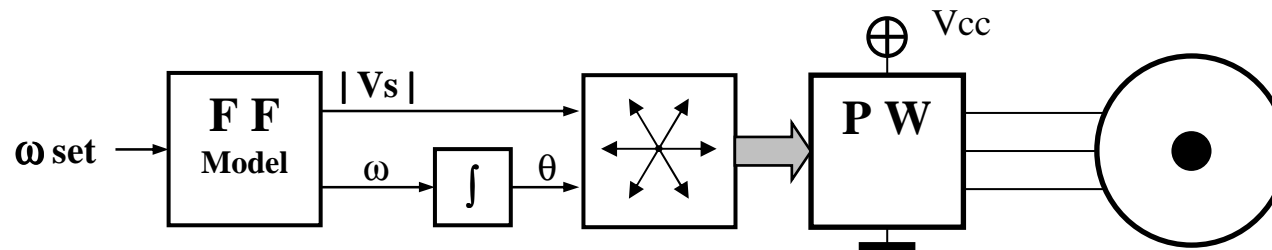
Esistono attualmente metodi che aggiornano Kgs alle condizioni dei segnali e permettono la stima di molti parametri **anche dinamici**, con ottimi tempi di convergenza ed alta reiezione al noise e garantiscono una ottima qualità per i controlli Adattivi o Sensorless.



Semplice Controllo FF V / f

Come primo esempio di MC consideriamo un controllo FF dove si imposta la sola velocità ω_{set} .

Questo primordiale tipo di controllo veniva usato ancora prima dell'avvento della Teoria Unificata ed è rimasto ancora oggi adottato per sistemi dove **NON sia richiesta alcuna precisione sia statica che dinamica** come ad esempio impianti di ventilazione, utensili semplici, ecc.; è molto usato per l'avviamento di grandi motori in sostituzione dell'obsoleto avviamento stella / triangolo.



Il modello è estremamente semplice e calcola solo $\omega = \omega_{set} + F(\omega_{set})$ e $|V_s| = V_0 + K_v \omega$.

La velocità angolare storica ω viene quindi integrata per ottenere l'angolo storico θ che insieme al modulo della tensione storica V_s ed ad una tabella seno, permette tramite 3 puntatori di generare la terna di tensioni storiche che modulate in PWM controllano l'Inverter Trifase PW.

Attualmente un simile controllo (valido sia per Asincrono che Sincrono) è facilmente implementabile anche in una Low-Cost MCU ad 8 Bit da 1MIPS con Tc dell'ordine di 1ms senza necessità di alcun DSP dato che non esistono elaborazioni matematiche complesse.

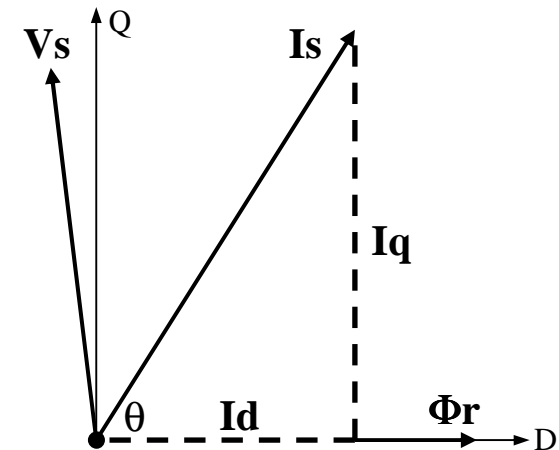
Il motore si adegua alle caratteristiche meccaniche del carico e non perde il passo a patto che ω_{set} vari molto lentamente nel tempo conformemente al momento di inerzia del carico.

Sempre ai primordi si tentavano varie retroazioni di Corrente e di Coppia con il principio di aumentare ω per avere più **Coppia** e aumentare V_s per avere più **Flusso**, ma i risultati dinamici erano molto scadenti ...

Field Oriented Control

Dopo l'avvento della Teoria Unificata si iniziò a pensare di adottare un **Controllo Vettoriale** per ottenere un target molto ambizioso : Ottenere da un **motore qualsiasi** le stesse prestazioni dinamiche del motore DC ad eccitazione separata (allora giudicate ottimali) che consentiva di **controllare** in modo perfettamente **disaccoppiato Flusso & Coppia** agendo su **V di armatura** e **I di campo**.

Con una opportuna scelta dei riferimenti rotanti , allineando l'asse **D** con il **Flusso Rotorico** e **scomponendo** il vettore **Is** nelle sue componenti **Isd** e **Isq** (per semplicità ora dette **Id** & **Iq**) si ottenne il sorprendente risultato di poter controllare il **Flusso** agendo su **Id** e la **Coppia** agendo su **Iq** in modo perfettamente **disaccoppiato** : era nato il **VETTORIALE FOC** che resta tuttora la **base teorica** di tutti gli attuali azionamenti avanzati dove le prestazioni dinamiche superano il target allora proposto. La trattazione dinamica completa è molto complessa ma la trattazione di regime statico è semplicissima e si riduce a poche formulette algebriche.



Per il motore **SINCRONO** : $I_d = 0$ $C_t = K_c I_q$ dove $K_c = 3/2 P_p K_e$, dove K_e è la Costante di Tensione che tiene già conto di Φ_r e delle caratteristiche degli avvolgimenti statorici.

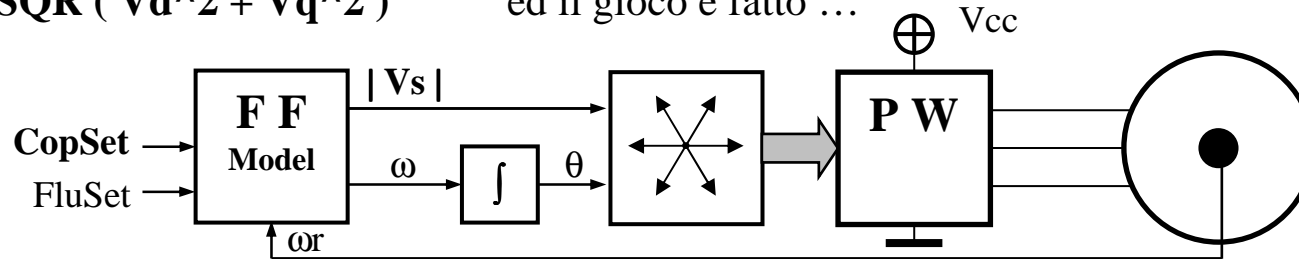
Per il motore **ASINCRONO** : $I_d = \Phi_r / L_m$ $I_q = I_d T_r \omega_{sco}$ $C_t = K_c I_d I_q$
dove $T_r = L_r / R_r$ è la costante di tempo rotorica e $\omega_{sco} = \omega - \omega_r$ è la pulsazione di scorrimento. Condizionando quindi opportunamente il vettore **Is** tramite il vettore della Tensione di Alimentazione **Vs** si possono ottenere i valori voluti di **Id** ed **Iq** e governare in modo perfettamente disaccoppiato sia Flusso che Coppia. (!!! Id varia molto lentamente o è costante)

Modelli Statici F F – F O C

Vista la teoria FOC (statica di regime) vediamo come è possibile con pochissimi calcoli ottenere il vettore V_s da applicare ad un modulatore PWM che alimenta un motore Asincrono dati i set di Flusso & Coppia.

Definite le COSTANTI : L_m, L_s, L_r, R_s, R_r note dai motoristi $T_r = L_r / R_r$ (Tau Rotorica)
 $L_k = L_s - L_m^2 / L_r$ (Induttanza di Cortocircuito) $K_{copp} = 3/2 P_p L_m / L_r$

- | | |
|---|---|
| 1) $I_d = FluSet / L_m$ | 2) $I_q = CopSet / (FluSet * K_{copp})$ |
| 3) $\omega_{sco} = I_q / (I_d * T_r)$ | 4) $\omega = \omega_{sco} + \omega_r$ |
| 5) $V_d = R_s * I_d - \omega * L_k * I_q$ | 6) $V_q = R_s * I_q + \omega * L_s * I_d$ |
| 7) $ V_s = \text{SQR} (V_d^2 + V_q^2)$ | ed il gioco è fatto ... |



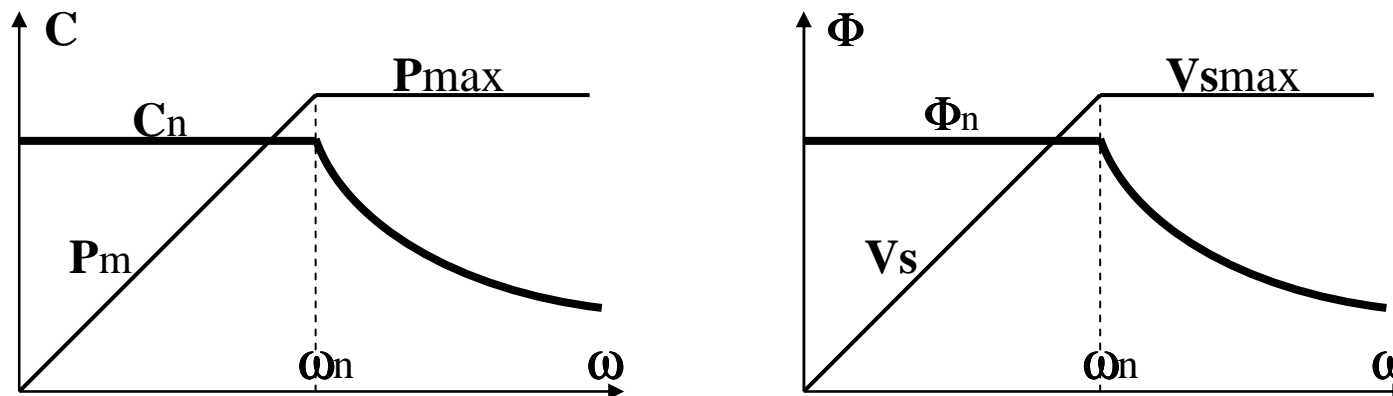
Questo controllo anche se rudimentale (dato che non è un puro Vettoriale) ci permette già di controllare separatamente **Coppia** e **Flusso** (con una dinamica non ottimale ma sufficiente per molte applicazioni) con una semplice MCU da 2 MIPS , e dato che la velocità motorica è nota dal trasduttore di ω_r è possibile effettuare un controllo della velocità molto preciso (anche se lento).

La stessa struttura può essere applicato anche a motori Sincroni ; in questo caso è meglio trasdurre direttamente l'angolo rotorico θ ed il modello si semplifica notevolmente.

I punti carenti sono la scarsa dinamica e , come tutti i **FOC** una **alta sensibilità parametrica** , ma con alcuni artifici si può ovviare anche a questo con opportune compensazioni in FF o FB.

Profili di Coppia & Flusso

Il poter controllare **Coppia & Flusso** in modo perfettamente **disaccoppiato** permette molti gradi di libertà nell'ottimizzare le risorse meccaniche ed elettromagnetiche del motore. Normalmente, come illustrato nei grafici sottoriportati, si impone la Coppia Nominale C_n ed il Flusso Nominale Φ_n sino alla Velocità nominale ω_n e per velocità superiori si diminuisce il riferimento di Coppia per limitare la Potenza Meccanica P_m ad un valore massimo compatibile con le dissipazioni del motore ed il riferimento di Flusso per limitare la Tensione Statorica V_s alla tensione massima in funzione della massima V_{cc} disponibile.



In genere conviene sempre utilizzare Φ_n sino a dove è possibile; **non** conviene mai adottare **valori superiori** perché i circuiti magnetici del motore entrerebbero in **saturazione** con conseguente perdita di rendimento.

Per la coppia invece si ha molta più libertà perché per qualsiasi velocità possiamo utilizzare un riferimento di coppia anche **molto maggiore** di quello nominale (specie alle basse velocità) ma in questo caso la P_m e quindi anche la potenza elettrica aumenta provocando un surriscaldamento del motore, ma se questo aumento è di breve durata l'effetto può essere modesto ed a volte trascurabile; è questo il caso dei servomotori di posizionamento dove si utilizzano altissime coppie nelle fasi di accelerazione e frenata e coppie molto contenute nelle fasi a velocità costante dove infatti l'accelerazione è nulla ed il motore deve vincere solo gli attriti meccanici.

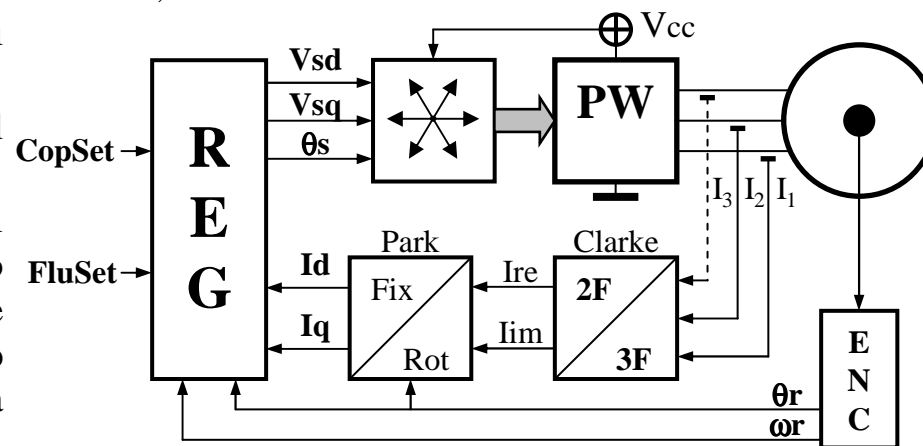
VETTORIALE FOC

Per poter ottenere una buona risposta dinamica bisogna introdurre alcune retroazioni come le Correnti Statoriche e l'angolo rotorico ; dalle Correnti $I_1, I_2, (I_3)$ si deducono facilmente I_d & I_q con i metodi già visti.

Il compito del Regolatore REG è quello di generare le Tensioni Statoriche V_{sd} & V_{sq} e l'angolo statorico θ_s per fare in modo che le I_d & I_q misurate (! Vere) eguagliano sia staticamente che dinamicamente quelle di riferimento dedotte dai riferimenti di Coppia & Flusso ; esistono quindi regolatori separati per I_d e I_q . Il diagramma a blocchi sottoriportato è **solo un esempio generico** , dato che in realtà , in funzione della tipologia di motore , risorse DSP disponibili ed esigenze sistemistiche , le soluzioni sono moltissime.

Il Regolatori del blocco REG possono essere di tipo qualsiasi FF+FB , tradizionali come P,PI ,PID o avanzati come Sliding , Optimal , Fuzzy , Neural Adaptive e chi più ne ha più ne metta.

In alcune tipologie si adottano dei modelli matematici per ricostruire il Flusso dalle correnti o integrando le Tensioni Statoriche ; noto il Flusso è facile ricostruire la Coppia. I **Modelli di Flusso** sono in genere la **parte più delicata** dell'intera regolazione e possono essere in FF o FB o FF+FB.



Nelle applicazioni pratiche la parte più onerosa è costituita dal trasduttore dell'angolo meccanico (ENC) ed in genere attualmente si cerca di farne a meno ricorrendo ad osservatori parametrici per ottenere il SENSORLESS.

Il vettoriale FOC ha delle buone prestazioni dinamiche ma è molto sensibile ad alcuni parametri come R_r che varia molto con la temperatura e L_m che diminuisce di molto in regime di saturazione ; un buon vettoriale FOC attuale , dovrebbe essere sempre dotato di osservatori per stimare le variazioni dei parametri più critici ; per fare ciò il controllo deve avere una buona MCU abbinata ad un DSP abbastanza veloce in modo da poter gestire , oltre che la regolazione vera e propria e gli osservatori , anche alcune funzioni di diagnostica di sistema in real-time.

Innovativi METODI DIRETTI

Arrivati al Vettoriale FOC il target dinamico era stato raggiunto ma rimaneva il modulatore PWM che con il suo intrinseco ritardo impediva di raggiungere prestazioni dinamiche superiori. **Depenbrock** nell' 85 presentò una trattazione sul DSR e nell' 88 sul **DSC (Direct Self-Control)** che lasciò stupiti gli esperti del MC perché con una semplice ricostruzione integrativa dei tre flussi statorici comparati con una certa isteresi con tre opportuni flussi di riferimento **si potevano pilotare direttamente le tre gambe di inverter** (senza alcun modulatore PWM) ed ottenere una risposta dinamica di Coppia mai vista o sperata sino ad allora con una circuiteria semplicissima.

Il DSC aveva però alcune controindicazioni , specie alle basse velocità dove si doveva intervenire con modulazioni di tipo tradizionale.

Il MC era in fermento e forte sviluppo e , partendo dalla teoria di base del DSC, vennero elaborate molte nuove strategie di controlli diretti o quasi-diretti dalle prestazioni statiche e dinamiche veramente buone basate sul fatto di sostituire il PWM con una oculata scelta delle alternanze di commutazione delle Tensioni nello Space-Vectors per fare in modo che il Flusso Statorico seguisse una traiettoria voluta ottimale per ottenere la Coppia Voluta.

I problemi legati ad una corretta e precisa **Ricostruzione del Flusso** vennero risolti con nuovi modelli di flusso molto efficienti e precisi con l'aiuto di osservatori dinamici e nuovi algoritmi che potevano essere implementati praticamente grazie allo sviluppo tecnologico di **DSP sempre più potenti e veloci**.

I problemi legati alla **Alta frequenza di commutazione** (per minimizzare il Ripple di Coppia) vennero risolti grazie all'adozione dei **nuovi moduli IGBT di potenza molto veloci**.

Nel 94 la ABB presentò la prima versione del **DTC (Direct Torque Control)** che è tuttora la strategia di controllo che garantisce la miglior risposta sia statica che dinamica sia di Coppia che di Flusso.

Partendo solo dalle Correnti Statoriche e dalla Vcc , un **Modello Motore** completo ed Adattivo DSP ricostruisce tutto lo stato Meccanico ed Elettromagnetico del motore (! Ogni **25us** , cioè 40000 volte al secondo) e decide, tramite un HW dedicato in ASIC , le **commutazioni ottimali** da dare all'inverter che quindi opera a **40 KHz** ; un ulteriore gradevole vantaggio consiste nel fatto che il noise acustico è estremamente ridotto.

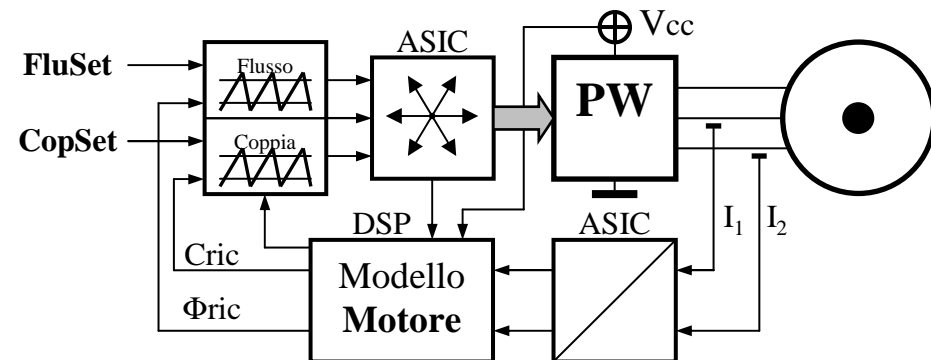
DTC Direct Torque Control

Il principio operativo di un **DTC** è in linea di principio molto semplice e diretto ...

Partendo dal due Correnti di fase statoriche **I1** & **I2** misurate , otteniamo le componenti del vettore Corrente Statorica **Is Vera** ; nota la **Vcc** ed i tempi di modulazione dello **Space-Vector** è possibile ricostruire le componenti del vettore Tensione Statorica **Vs** e con questo alimentare un Modello Motore completo che quindi genera un vettore Corrente Statorica **Is Calcolata** ; in base ad un processo di minimizzazione dell'errore fra **Is Vera** e **Is Calcolata** si possono **stimare** i parametri motorici del Modello con ottima precisione e quindi calcolare i riferimenti ricostruiti **Cric** & **Φric** molto corretti , che confrontati con i Set-Point Voluti ad ogni ciclo di calcolo di 25us passano all' ASIC le informazioni sulle necessarie variazioni sia di Flusso che di Coppia.

Note le variazioni necessarie e noto quindi lo stato vettoriale completo del vettore **Vs** , lo ASIC provvede al calcolo **HW** in real-time delle commutazioni ottimizzate da dare all'Inverter e così ogni 25us il ciclo si ripete con metodi veloci di convergenza sino ad ottenere i valori voluti sia di Coppia che di Flusso con un ottima precisione e dinamica.

Il DTC è coperto da brevetto ABB.



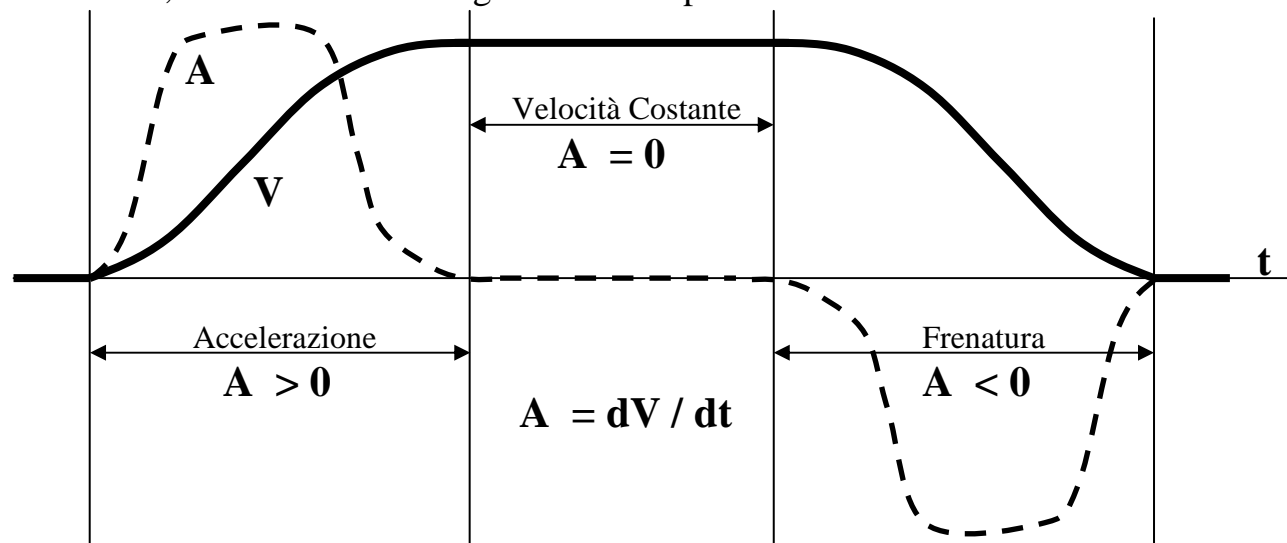
In senso puramente teorico il metodo DTC parte dalle geniali intuizioni di Depenbrock sul DSC mentre tutti gli altri algoritmi di calcolo li possiamo ritrovare in teorie classiche già consolidate ed oggi ampiamente diffuse.

Esistono molti altri tipi di Controlli Diretti , magari tecnologicamente meno sofisticati e completi e generali del DTC , ma che consentono , se ottimizzati per problematiche **custom** , una maggiore semplicità implementativa a parità di prestazioni sia statiche che dinamiche.

Controlli di Velocità & Posizione

Sinora abbiamo visto controlli con Set-Point di Coppia & Flusso ; per ottenere controlli di Velocità è sufficiente comparare la Velocità Effettiva con la Velocità Voluta e tramite opportuno regolatore agire su CopSet.

Nel caso di Servomotori di Posizionamento il problema si complica notevolmente dato che uno spostamento consta di tre fasi distinte , come è visibile nel grafico sottoriportato.

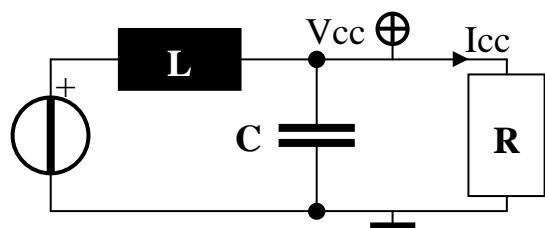


Bisogna controllare sia la Velocità che l' Accelerazione ($A = C / J$) con due anelli separati e definire un profilo di Velocità & Accelerazione che soddisfi le esigenze di sistema. In genere si adottano strategie di Optimal Control abbastanza complesse , ma se il requisito fondamentale è solo quello di ottenere un posizionamento nel **minor tempo possibile** con limiti di coppia voluti è sufficiente un regolatore **TOC** (Time Optimal Control) che garantisce per un qualsiasi posizionamento il minor tempo possibile di attuazione , una precisione statica molto elevata anche in assenza di azioni integrative esplicite e la **totale assenza di overshoot di posizione**.

Tali controlli , con motori **Brushless** o **Stepper** , sono molto usati in robotica e in blocchi servomotori adottati in svariati campi industriali , militari e civili dove siano richieste tutte le prestazioni sopraesprese.

Stabilizzazione dei FILTRI

Un effetto collaterale dei moderni azionamenti MC , assolutamente da non sottovalutare , è costituito dalla possibilità che i filtri LC di alimentazione del Bus Vcc entrino in regime di **Instabilità** dovuto al fatto che molto spesso l'azionamento viene visto dall'alimentatore come un carico con Resistenza Differenziale ($R_d = dV / dI$) negativa. Come esempio consideriamo un azionamento MC che operi a **Potenza Costante** : $P = V I = \text{Costante}$ in questo caso $V = P / I$ e quindi $dV / dI = -P / I^2$; in pratica significa che se per una ragione qualsiasi la Vcc aumenta , la Icc diminuisce , inducendo l'alimentatore ad innalzare ulteriormente la Vcc. Il fenomeno , se non controllato opportunamente tende ad innescare forti oscillazioni della Vcc alla frequenza di risonanza del filtro con conseguente allarme di massima o minima tensione e successivo **fault di sistema**.



$$\tau_{ris} = \sqrt{L \cdot C} \quad F_{ris} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_{ris}} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\xi = \frac{Z_0}{2 \cdot R} \quad R = \frac{Z_0}{2 \cdot \xi} \quad Eq.ca. = 1 + 2\xi\tau_{ris} \cdot s + \tau_{ris}^2 \cdot s^2$$

In un filtro LC di Impedenza Caratteristica Z_0 , lo smorzamento delle oscillazioni ξ dipende dalla Resistenza di Carico R ; se $R = Z_0 / 2$ abbiamo $\xi=1$ ed assenza di overshoot , se R aumenta ξ diminuisce ed appaiono le prime oscillazioni smorzate , per R tendente all'infinito $\xi=0$ si hanno oscillazioni permanenti , per $R<0$ si ha $\xi<0$ ed il sistema diventa assolutamente instabile. Per avere **piccole variazioni di Vcc** nei transistori della Icc , il rapporto L/C deve essere abbastanza **piccolo** e di conseguenza anche Z_0 , bisogna quindi adottare **piccola L** e **grande C** . Il problema della stabilizzazione dei filtri viene risolto con **resistenze addizionali** per le piccole potenze e con **opportuna regolazione** dell'alimentatore per le medie potenze. Per le alte ed altissime potenze si agisce anche sul **riferimento di coppia CopSet** per fare in modo che durante i transitori il carico assuma una resistenza differenziale positiva ; si varia quindi transitoriamente CopSet concordemente con le variazioni di Vcc con una opportuna legge che dipende dalla velocità e dalla potenza motorica e dai parametri del filtro.

SAFETY related CONTROL

In molte applicazioni un azionamento può essere legato alla **SICUREZZA** ; basti pensare agli emergenti controlli By-Wire per sistemi di guida completi di sterzo e freni controllati da motori.

Il concetto di **SAFETY** è l'aspettativa che un controllo **NON** porti il sistema (sotto tutte le possibili condizioni operative sia normali che anomale) in una condizione tale che la **VITA UMANA , LA SALUTE** , e beni economici o ambientali possano essere danneggiati.

Per ogni sistema si conduce una opportuna analisi del **RISCHIO** che ciò possa accadere con procedure normalizzate (FMECA , Fault-Tree , ecc.) e , se l'indice di rischio è alto , le norme prescrivono delle procedure normalizzate per il progetto e la realizzazione dei SAFETY related SYSTEM.

Le normative IEC 65A (e successive) danno molte raccomandazioni per i **Safety Related System** , le normative ISO 9000-3 (e successive) impongono molte raccomandazioni per la **QUALITA' del SOFTWARE**.

Non bisogna mai confondere un **SAFE SYSTEM** con un **RELIABLE SYSTEM** perché un sistema molto affidabile potrebbe non essere sicuro mentre un sistema SAFE potrebbe non essere molto affidabile.

Un sistema ideale SAFE in assoluto non esiste e quindi un sistema è considerato SAFE se presenta una probabilità statistica molto bassa e definita di poter arrivare a stati di FAULT ad alto RISCHIO.

In genere nel campo del MC , per un **SAFETY related CONTROL** bisogna considerare una **ridondanza sia HW che SW** di tutte le parti componenti il sistema e **rispettare tutte le procedure raccomandate dalle norme**.

Attualmente sono allo studio sistemi con alimentazioni , driver , controller , motori ridondati ; il Software, con sistemi operativi strettamente deterministici e molti accorgimenti di controllo e diagnostica real-time , è rigidamente strutturato.

Un aspetto pratico da tener presente in MC è che a parità di prestazioni , un Safety related Control richiede tempi e costi di progetto da 5 a 10 volte superiori.

Metodologie di PROGETTO

Da punto di vista strettamente progettuale , riassumiamo cosa occorre per realizzare un buon MC ...

- Creazione di un Team Tecnico con Competenza Completa sulle tematiche MC
- Accurata definizione delle Specifiche Operative e di Sistema
- Analisi di tutte le Ipotesi Semplificative adottabili
- Analisi di tutte le problematiche collaterali come Armoniche di Linea e di Coppia , Instabilità , Alimentazioni , Dissipazioni , Safety , ecc.
- Definizione di una appropriata Architettura di Sistema , Strategia di Controllo e di Modulazione in funzione del motore e delle prestazioni
- Simulazioni preliminari per l'aggiornamento delle specifiche operative
- Scelta di MCU e /o DSP avanzati con periferiche integrate adatti all'esigenza , con abbondante memoria per eventuali Upgrade , e canali di comunicazione
- Progetto HW , Architettura del SW , Progetto SW e relativi FLOW
- Simulazioni esaustive di tutte le grandezze in tutte le condizioni operative
- Stesura del SW con controllo prioritario di tutte le routine di base
- Test su prototipo sperimentale con Report delle Prestazioni
- Documentazione COMPLETA di tutto il progetto
- Omologazioni di conformità
- Ingegnerizzazione del prodotto con Documentazione completa del Prodotto.

F u t u r o d e l M C ? ? ?

- **Nuove Strategie di Controllo Diretto Ottimale**
- **MCU integranti Floating-Point DSP , FPGA , Interfacce , Firmware MC parametrizzabile**
- **IGBT più potenti e veloci con interfaccia e protezioni integrate**
- **Sviluppo della Meccatronica ed Unificazione dei Metodi**
- **Moduli Completi** con Motori più efficienti contenenti il Controllo , i Trasduttori , la Potenza ed i Canali di Comunicazione
- Aumento delle **Frequenze di Modulazione** e diminuzione degli ingombri degli Elementi Reattivi
- Adozione di tecniche di **Soft Switching**
- Nuove tecniche di Modulazione Diretta con **Convertitori a Matrice**
- Moduli a matrice di organi di **Commutazione Bidirezionale** integranti interfacce e protezioni intelligenti

