

Note introduttive agli
Azionamenti Elettrici

prof. M.Zigliotto

Facoltà di Ingegneria
Università degli Studi di Udine

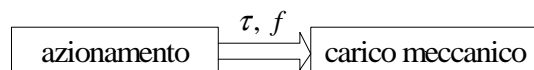
Azionamenti elettrici industriali - Struttura, schemi a blocchi e classificazione.....	3
I - L'azionamento elettrico	3
I.1 - Il motore elettrico	3
I.1.1 - I motori in corrente continua.....	4
I.1.2 - I motori asincroni.	4
I.1.4 - I motori sincroni a magneti permanenti.	5
I.1.5 - I motori a passo.	5
I.2 - Il convertitore statico.....	5
I.2.1 - Convertitori CC-CC	6
I.2.2 - Convertitori CC-CA.	7
I.2.3 - Convertitori CA/CC.	9
I.2.4 - Convertitori CA/CA.....	10
I.2.5 - Dispositivi di commutazione.....	13
I.3 - Il dispositivo di controllo.	14
I.4 - Macchine elettriche.	16
I.5 - Richiami di conversione elettromeccanica dell'energia.	17
I.5.1 - Bilancio energetico della conversione elettromeccanica.	18
I.5.2 - Sistemi a riluttanza variabile.....	20
I.5.3 - Sistemi elettrodinamici.....	21
I.5.4 - Sistemi a induzione.	22
I.6 - Aspetti tecnico-gestionali negli azionamenti elettrici.	24
I.6.1- Costo dell'azionamento.	25
I.6.2 -Densità di potenza e rapporto coppia/inerzia.....	26
I.6.3 -Gamme di velocità ed implicazioni sulla corrente assorbita.....	27
I.6.4 - Perdite e capacità termica.	27
I.6.5 -Effetti della sensibilità parametrica.	28
I.6.6 - Altre considerazioni sul controllo.	29

Azionamenti elettrici industriali - Struttura, schemi a blocchi e classificazione.

I - L'azionamento elettrico

In questi anni, sia nelle applicazioni industriali, sia in quelle civili, sono sempre più usati sistemi di generazione del moto assistiti elettronicamente, che garantiscono la possibilità di controllare più grandezze meccaniche, sia statiche (posizione), sia cinematiche (velocità), sia dinamiche (accelerazione, coppia).

Si definisce *azionamento* il complesso dei sistemi atti a produrre il moto di un carico meccanico mantenendo controllate, in ogni istante, le grandezze meccaniche d'interesse. Ogni azionamento comprende un organo di potenza, detto *attuatore* capace di produrre il lavoro meccanico connesso al moto. Tale attuatore può essere idraulico, pneumatico o elettrico.



L'azionamento attua la sua funzione attraverso una forza (attuatore lineare) o, più comunemente, attraverso una coppia (attuatore rotante). Si definisce *azionamento elettrico* un azionamento che fa uso di un attuatore elettrico, ossia di una macchina elettrica, solitamente in funzionamento da motore, nella quale avviene una conversione di energia da elettrica a meccanica (conversione elettromeccanica di energia).

Un azionamento può essere visto come un insieme di elementi interagenti fra loro, con i quali, fissata la strategia di controllo, si possono ottenere in modo automatico i voluti movimenti del carico meccanico. Lo schema di principio di un generico azionamento elettrico è mostrato in Fig.I.a.

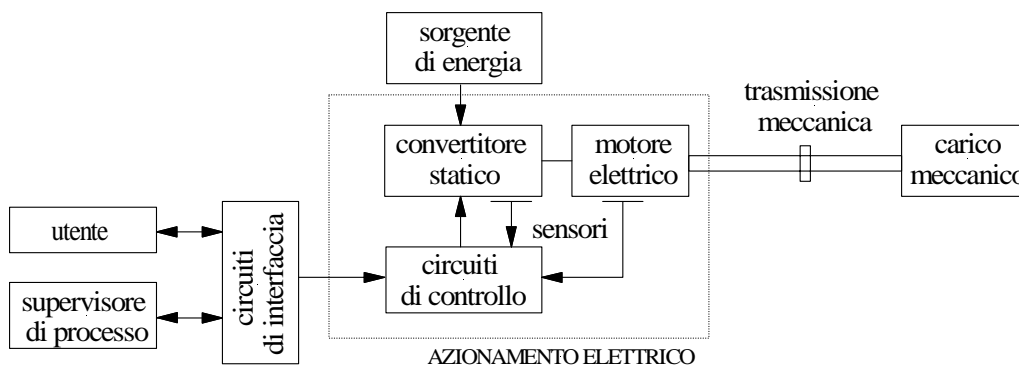


Fig.I.a - Schema a blocchi di un generico azionamento elettrico.

In generale, dunque, ogni azionamento elettrico è costituito da un motore elettrico, un convertitore statico e un dispositivo di controllo. Nel seguito verranno descritti i tratti essenziali di ciascuno di questi componenti.

I.1 - Il motore elettrico

In questo contesto, il motore elettrico è il componente che trasforma l'energia elettrica erogata dal convertitore statico in energia meccanica necessaria al moto delle parti meccaniche. E' dunque un attuatore. Nella scrittura delle equazioni, spesso si usa separare il motore in due blocchi funzionali, il primo che tenga conto degli avvolgimenti e delle interazioni elettromagnetiche, ed il secondo che consideri gli aspetti meccanici, quali le relazioni tra coppia prodotta, attriti e momenti d'inerzia.

Vi sono diversi tipi di motore elettrico. Occorre anche dire che l'evoluzione tecnologica è stata più lenta di quella osservata ad esempio per l'elettronica. L'orientamento attuale è di una stretta interazione tra il progetto del motore e del suo controllo, in modo da trarne i massimi benefici sinergici. La figura seguente illustra i principali tipi di motori utilizzati negli azionamenti elettrici.

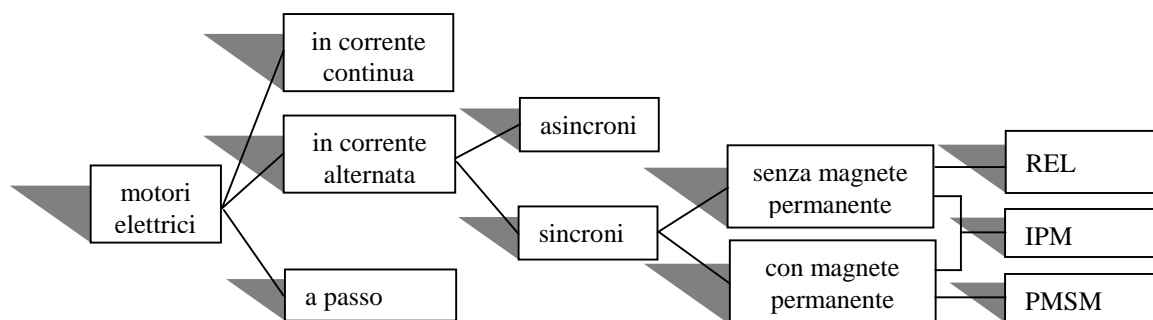


Fig.I.1.a - Tipi di motori elettrici normalmente impiegati negli azionamenti elettrici.

Per poter meglio comprendere le tecniche di controllo degli azionamenti che saranno sviluppate in seguito, può essere utile analizzare, in generale, la catena di elementi "causa-effetto" che agiscono in un qualunque motore elettrico. Essa è schematicamente riportata nella Fig.I.1.b¹.

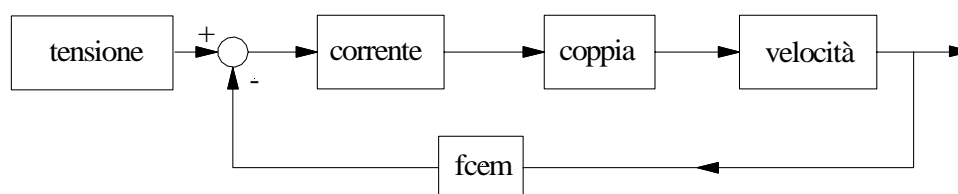


Fig.I.1.b - Principio di causa-effetto nei motori elettrici.

A seconda del tipo di alimentazione, i motori si classificano in motori in continua ed in alternata. Di seguito sono riportate le caratteristiche salienti dei principali motori per azionamenti.

I.1.1 - I motori in corrente continua.

I motori in corrente continua sono caratterizzati da un sistema meccanico di spazzole-collettore per trasferire corrente alla parte rotante (rotore). Tale meccanismo rappresenta il maggior punto debole di tali motori, perché incide sull'affidabilità (teme polveri ed umidità condensante), sul costo (per l'usura e la necessaria manutenzione) e sulle prestazioni (limita la velocità massima).

Per contro, necessitano di un sistema di controllo abbastanza semplice, il convertitore che li alimenta è in genere meno costoso dell'equivalente in alternata. In applicazioni di media potenza possono risultare più silenziosi della controparte in alternata; ciò nonostante, da molti anni la tendenza è di sostituirli con motori in alternata. I motori in corrente continua sono tuttora impiegati in applicazioni di grossa potenza (carri ponte, gru).

I.1.2 - I motori asincroni.

I motori in alternata si suddividono essenzialmente in motori sincroni ed asincroni. Con tali termini ci si riferisce alla velocità relativa tra il rotore (*rotor*) ed il campo magnetico (*rotating field*), che è nulla nei primi e necessariamente diversa da zero nei secondi.

I motori asincroni sono generalmente trifase, non richiedono praticamente manutenzione e sono dunque preferiti nelle applicazioni dove essi devono essere montati in zone poco accessibili. A parità di coppia prodotta, i motori asincroni sono più leggeri, più piccoli e più facilmente reperibili dei motori in corrente continua, almeno per potenze piccole e medie.

¹ Brevemente, si può dire che in un motore la coppia dipende sempre, sia pure con relazioni che dipendono dal tipo di motore, da una corrente. La coppia agisce sul carico meccanico, variandone la velocità. Il moto del rotore provoca poi l'insorgere negli avvolgimenti di una forza contro-elettromotrice, che tende ad opporsi alla causa che la genera. Per poter imporre la corrente occorre alimentare il motore con una tensione, che innanzitutto deve vincere la forza contro-elettromotrice. La parte rimanente serve appunto ad imporre la corrente desiderata.

I motori asincroni possono operare in ambienti umidi, corrosivi o esplosivi, e speciali carcasse (*enclosure*) sono disponibili a prezzi contenuti. Essi sono preferiti ai motori in corrente continua anche in caso di carichi meccanici molto variabili, o di carichi leggeri per tempi prolungati, condizioni queste che degradano più facilmente il sistema spazzole-collettore.

Tra gli svantaggi dei motori asincroni vanno ricordati il basso fattore di potenza, legato alla necessità di produrre, tramite le correnti di statore, sia la componente di coppia che di flusso magnetico, e l'incidenza del carico nella regolazione di velocità a catena aperta.

I.1.4 - I motori sincroni a magneti permanenti.

I motori sincroni a magneti permanenti presentano dei magneti inseriti nella struttura di rotore. Sono di costruzione più complessa rispetto ai motori asincroni, e risultano più costosi, soprattutto per la presenza appunto dei magneti.

Originariamente limitati in potenza, ora riescono a raggiungere potenze di diverse centinaia di kW. Hanno buona efficienza e alto fattore di potenza, dato che il campo magnetico è, in tutto o in parte, fornito dai magneti permanenti.

Non hanno spazzole, quindi si prestano a lavorare in ambienti deflagranti o inquinati. Richiedono però la precisa misura assoluta della posizione del rotore, e quindi hanno il costo aggiuntivo del trasduttore e del suo posizionamento accurato. Generalmente si tratta di un resolver.

I.1.5 - I motori a passo.

I primi moderni motori a passo furono sviluppati attorno al 1920, e furono inizialmente impiegati dalla marina inglese per il controllo remoto del posizionamento (*positioning devices*) dei cannoni e dei siluri.

I motori a passo sono caratterizzati da un movimento a scatti regolari, corrispondenti ad un preciso angolo di rotazione, detto passo. Essi attuano una conversione elettromeccanica dell'energia che, a seconda della tipologia costruttiva, sfrutta il principio dei sistemi a riluttanza variabile (*variable o switched reluctance motors*) o quello dei sistemi elettrodinamici (*permanent magnet step motors*). Una terza categoria (*hybrid step motors*) combina i due principi per sfruttare i vantaggi di entrambi. Tra i vantaggi principali rispetto ad altri azionamenti che potrebbero avere impiego analogo emergono i seguenti:

- * compiono accurati posizionamenti senza sensori di posizione/velocità ($\pm 5\%$ dell'angolo di passo);
- * l'errore di posizione non è cumulativo, ovvero non si somma in successivi posizionamenti;
- * sono particolarmente semplici ed adatti al controllo digitale;
- * privi di spazzole, hanno tempi di vita minimi di 10000 ore;

Sono comunque legati ad applicazioni di potenza piccola e media, attraverso opportuni cambi di velocità.

I.2 - Il convertitore statico.

La produzione industriale dell'energia elettrica viene fatta, come è noto, quasi esclusivamente sotto forma di corrente alternata trifase. L'impiego della corrente alternata (c.a.) consente, tramite i trasformatori, un agevole adattamento dei livelli di tensione ai valori che risultano di volta in volta più opportuni; la scelta del sistema trifase deriva invece dalla sua maggiore economicità rispetto ad altre soluzioni.

Esiste però una serie di importanti applicazioni, sia industriali che civili, che richiedono alimentazioni a corrente continua (c.c.) o frequenza diversa da quella di rete. Si possono citare a titolo d'esempio i casi delle applicazioni elettrochimiche, delle linee di trasmissione a c.c., dei forni a induzione, dei sistemi di carica degli accumulatori. Spesso inoltre è richiesta una rapida regolazione dell'ampiezza o della frequenza della corrente erogata al carico. E' questo il caso di molti alimentatori regolabili e degli azionamenti a velocità variabile di motori a corrente continua o a corrente alternata.

Infine va citato il caso di alcune utilizzazioni privilegiate (sale operatorie, centri di calcolo ecc.), la cui alimentazione deve essere garantita anche in caso di guasto della rete di distribuzione (alimentazioni a continuità assoluta).

Tutti i campi applicativi sopracitati sono accomunati dall'esigenza di operare una conversione dell'ampiezza o della frequenza della tensione di rete, e si chiamano convertitori (*converters*) i dispositivi capaci di operare questa conversione. Alcuni dei tipi di conversione di frequenza sopra indicati possono essere effettuati tramite opportuni collegamenti fra motori e generatori a c.c. o c.a., oppure con opportune macchine elettriche speciali. È questa la famiglia dei convertitori rotanti, che hanno avuto ampia diffusione nel passato e che trovano ancora oggi impiego in alcune particolari applicazioni. La soluzione più moderna ai problemi di conversione è data dai convertitori statici, basati sull'impiego di interruttori elettronici allo stato solido (diodi, transistori, tiristori, IGBT), che derivano il loro nome di statici dal fatto di non includere alcun organo in movimento.

I convertitori statici includono sempre uno o più interruttori le cui aperture e chiusure vengono controllate in modo da operare la conversione desiderata.

Le forme d'onda di corrente e di tensione che ne risultano sono spesso ricche di componenti armoniche indesiderate, sicché spesso i convertitori impiegano anche induttori o condensatori in funzione di filtri.

L'alimentazione del convertitore può essere continua o alternata e la sua uscita può essere ancora continua o alternata, a frequenza ed ampiezza fisse o variabili. I legami tra tipo di energia in ingresso ed uscita dei diversi tipi di convertitore sono indicati nella seguente tabella riassuntiva:

Tab.I.2.a - Le principali categorie di convertitori.

ingresso	uscita	continua	alternata
		frazionatore o chopper	invertitore
		raddrizzatore controllato	cicloconvertitore

I.2.1 - Convertitori CC-CC

Sono i dispositivi (frazionatori o, più comunemente, *chopper*) atti a effettuare la conversione da una tensione continua d'ingresso a una tensione continua di uscita di valore diverso. Questi convertitori sono utilizzati quali alimentatori a c.c. nei più diversi settori d'impiego: dall'elettronica diffusa, ai calcolatori; dalle applicazioni avioniche e spaziali, agli alimentatori da laboratorio. Trovano inoltre applicazione nei sistemi di trazione elettrica alimentati a c.c. (ferrovie, metropolitane, veicoli elettrici di ogni genere) per la regolazione della velocità dei motori. Esistono tre tipi fondamentali di convertitori c.c./c.c., che differiscono per prestazioni e criteri di progetto. Essi sono i convertitori abbassatori di tensione (*buck converters*), i convertitori elevatori (*boost converters*) e i convertitori abbassatori-elevatori (*buck-boost converters*).

Senza entrare nei particolari del principio di funzionamento del chopper (per i quali si rimanda a testi specializzati di elettronica di potenza), si accenna solamente che al suo interno è presente un interruttore elettronico (tiristore, GTO, IGBT) inserito tra la sorgente di alimentazione ed il carico e di un diodo di ricircolo in parallelo al carico stesso.

Tale interruttore elettronico è caratterizzato da un intervallo di tempo T_c in cui esso risulta essere chiuso (intervallo di conduzione) e da un intervallo di tempo T_b in cui è aperto (intervallo di blocco). Il chopper (*buck*, in questo caso) è così caratterizzato da una frequenza di chopper f pari a $1/T$ (con $T=T_c+T_b$) e da un rapporto di conduzione s (*duty-cycle*) pari a T_c/T . La Fig.I.2.1.a riassume quanto esposto.

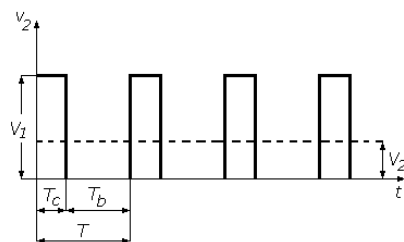


Fig.I.2.1.a - Principio di funzionamento del chopper.

Con queste definizioni, trascurando tutti i fenomeni legati all'accensione e spegnimento dell'interruttore elettronico, si può dire che la tensione applicata al carico vale $v_2=V_1$ nell'intervallo T_c e $v_2=0$ nell'intervallo T_b , con un valor medio pari a $V_2=(T_c/T)\cdot V_1=s\cdot V_1$. Risulta cioè evidente che la tensione media (continua) in uscita dipenda dal duty cycle. L'ondulazione sovrapposta ha frequenza di chopper, che può essere elevata, al fine di essere più facilmente filtrabile.

I.2.2 - Convertitori CC-CA.

Sono i dispositivi, detti anche invertitori (*inverter*), atti a effettuare la conversione da una tensione continua d'ingresso a una tensione alternata di uscita che, nel caso più generale, deve essere regolata sia in ampiezza che in frequenza. Lo schema di principio di un convertitore trifase di tensione ad ampiezza e frequenza regolabili (*three-phase voltage source inverter*) è riportato in Fig.I.2.2.a.

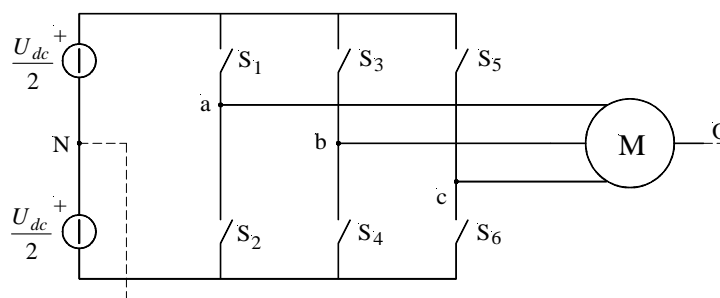


Fig.I.2.2.a - Schema di principio di un inverter di tensione trifase.

L'ingresso all'inverter è una sorgente di tensione continua (*dc link*), solitamente ottenuta dalla rete di alimentazione (monofase o trifase, a seconda della potenza richiesta) tramite un raddrizzatore ed un condensatore di livellamento di appropriata capacità, atto a mantenere pressoché costante la tensione continua U_{dc} ai suoi capi. In Fig.I.2.2.a tale tensione (*bus voltage*) è stata rappresentata per comodità espositiva con due generatori uguali connessi in serie nel punto N.

L'inverter è essenzialmente costituito da sei interruttori elettronici di potenza (S_1 - S_6 , *power switches*) connessi per formare tre rami (*inverter legs or poles*), uno per ogni fase del motore M .

Anche se non rappresentati in Fig.I.2.2.a, in realtà vi sono anche sei diodi connessi in antiparallelo (*free-wheeling diodes*) a ciascun interruttore di potenza, necessari data la natura solitamente induttiva del carico per fornire una via di richiusura delle correnti e consentire un ritorno dell'energia reattiva dal motore verso il bus di alimentazione.

Comandando la chiusura dell'interruttore superiore di un ramo si connette la fase del motore al positivo dell'alimentazione (*positive dc rail*); naturalmente, per evitare distruttivi cortocircuiti del bus in continua (*shoot-through faults*), la coppia di interruttori dello stesso ramo deve essere sempre comandata alternativamente, in modo che mai entrambi gli interruttori risultino abilitati a condurre. Ne risultano otto possibili combinazioni o stati attivi (*inverter active states*).

Opportune tecniche di modulazione commutano rapidamente tali combinazioni per ottenere tensioni di fase, sul motore, il cui contenuto armonico è costituito dalla fondamentale (di frequenza ed ampiezza desiderate) più una serie di armoniche alla frequenza di commutazione e sue multiple.

Si intuisce che se la frequenza di commutazione (*switching frequency*) viene scelta sufficientemente elevata rispetto alla frequenza fondamentale, le armoniche di tensione risultano facilmente filtrabili. Le tecniche più moderne di modulazione si basano sulla teoria matematica dei vettori spaziali (*space vector theory*), e i modulatori sono detti vettoriali (*SVM, space vector modulation*).

Per elevate potenze sta estendendosi l'uso di inverter multilivello. Un esempio di topologia detta *diode-clamped* è riportata in Fig.I.2.2.b. Diversi livelli di tensione sono resi disponibili dalla connessione delle fasi del motore a banchi di condensatori tramite diodi.

La Fig.I.2.2.b si riferisce ad un convertitore a tre livelli, ma il principio può essere esteso ad un numero maggiore, ad esempio cinque o undici. Le prime descrizioni di questa topologia si limitavano ai tre livelli, così che il punto centrale costituiva il centro del bus in continua. Da questo deriva il nome originario, NPC inverter (*neutral point clamped*). Comunque, per problemi legati al bilanciamento della tensione dei condensatori, la maggior parte delle implementazioni "*diode clamped*" è limitata ai tre livelli. Si tratta inoltre di applicazione a media tensione, anche se un inverter a tre livelli, 480 V è stato presentato nel mercato da Yaskawa Denki.

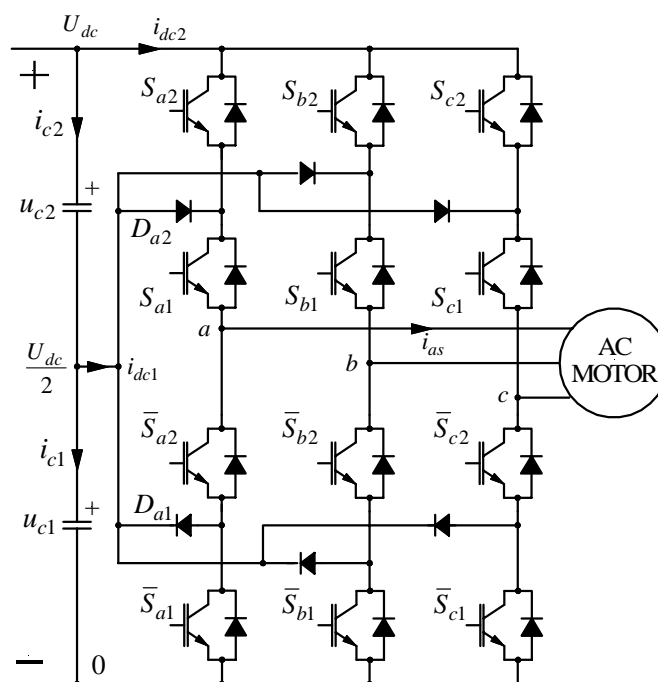


Fig.I.2.2.b - Esempio di inverter a tre livelli per azionamenti di media ed alta potenza.

Con riferimento alla Fig.I.2.2.b, ciascuna fase (*a, b, c*) può essere connessa a qualunque nodo del *dc bus* ($0, U_{dc}/2, U_{dc}$). La connessione della fase *a* ai nodi 0 e U_{dc} può essere ottenuta semplicemente chiudendo o aprendo contemporaneamente gli interruttori S_{a1} ed S_{a2} . In questo, l'inverter ricalca il funzionamento di un convenzionale inverter a due livelli.

La connessione al punto a $U_{dc}/2$ si ottiene chiudendo S_{a1} ed aprendo S_{a2} . Si ricordi che i transistor sono sempre commutati a coppie, per cui chiudendo S_{a1} automaticamente si apre \bar{S}_{a1} . Naturalmente vanno inseriti gli opportuni tempi morti (*blanking or dead times*) per evitare cortocircuiti indesiderati, legati ai diversi tempi di commutazione degli interruttori in chiusura ed in apertura. Dalla Fig.I.2.2.b si può notare che, con S_{a1} =ON, S_{a2} =OFF la corrente i_{as} scorrerà attraverso il diodo D_{a2} se essa è positiva, e attraverso il diodo D_{a1} se essa è negativa. La Tab.I.2.2.a riassume il principio di funzionamento appena descritto. Le correnti i_{adc1} e i_{adc2} rappresentano le componenti dovute alla fase *a* delle correnti i_{dc1} e i_{dc2} (Fig.I.2.2.a). Avere a disposizione più livelli di tensione (rispetto ai due livelli 0 e U_{dc} dell'inverter tradizionale) significa disporre di un numero maggiore di stati tra i quali scegliere per creare la tensione desiderata di alimentazione del motore. Questo si traduce in una alimentazione con armoniche ridotte, ovvero in grado di produrre correnti più sinusoidali, con meno ondulazione (*ripple*) sovrapposta. La configurazione multilivello consente anche di utilizzare interruttori con tensioni massime inferiori, a parità di massima tensione di alimentazione del motore.

Tab.I.2.2.a - Stati di un inverter a tre livelli.

S_{a2}	S_{a1}	u_{a0}	i_{adc1}	i_{adc2}
0	0	0	0	0
0	1	u_{c1}	i_{as}	0
1	1	$u_{c1}+u_{c2}$	0	i_{as}

Questo può essere di grande importanza quando ci si avvicina ai limiti costruttivi dei dispositivi di commutazione. La massima potenza finora ottenuta con un inverter a tre livelli ad IGBT è di 3 MW.

I.2.3 - Convertitori CA/CC.

Sono i dispositivi, detti anche raddrizzatori, atti a effettuare la conversione da una tensione alternata d'ingresso a una tensione continua d'uscita o, quantomeno, a valore medio diverso da zero. Se il convertitore consente la regolazione dell'ampiezza della tensione di uscita esso prende nome di raddrizzatore controllato; in caso contrario si parla di raddrizzatore non controllato.

Questa famiglia di convertitori è senz'altro la più diffusa. I campi di impiego dei raddrizzatori sono infatti numerosissimi: si possono ricordare gli azionamenti a c.c. per uso industriale (laminatoi, trafilati, continue per carta, plastiche, tessili; nastri trasportatori, macchine utensili con relativi sistemi di posizionamento, bracci di robot ecc.) e quelli per trazione (filobus, locomotori per treni e metropolitane, funicolari, funivie ecc.); i sistemi di alimentazione e controllo dei processi elettrochimici; le stazioni terminali di conversione delle linee di trasmissione a c.c.; le stazioni di alimentazione del sistema ferroviario nazionale; gli stadi di alimentazione a c.c. richiesti in ingresso ai convertitori c.c./c.c. e agli inverter. In alcuni casi è necessario poter regolare la tensione fornita da un alimentatore. Per questo scopo si possono impiegare gli usuali circuiti raddrizzatori, sostituendo i diodi con tiristori. Di solito si tratta di alimentatori di potenza elevata a più fasi. A titolo di esempio, si riporta di seguito la descrizione di un semplice raddrizzatore controllato monofase (Fig.I.2.3.a).

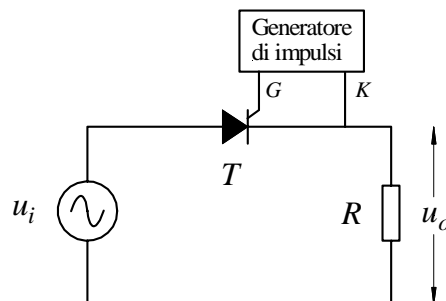


Fig.I.2.3.a - Schema di principio di raddrizzatore controllato monofase.

Per semplicità si considera il caso del raddrizzatore controllato a semionda, con un solo tiristore T , il carico resistivo R , e tensione d'alimentazione U_a sinusoidale. Fra l'elettrodo di controllo G (gate) ed il catodo K è applicato un opportuno generatore di impulsi che provvede a fornire gli impulsi di corrente nell'istante voluto di ciascuna delle semionde positive della tensione applicata u_i .

È facile comprendere che il regime del sistema viene determinato dall'angolo di ritardo α (*firing angle*) che definisce (rispetto all'inizio di ciascuna delle semionde positive di tensione) l'istante in cui viene applicato all'elettrodo di controllo G l'impulso di corrente che provoca lo sblocco del tiristore e l'inizio dell'intervallo di libera conduzione. Durante la semionda negativa il tiristore non conduce. Durante quella positiva, il tiristore inizia a condurre quando si invia l'impulso positivo sul gate G . Allora il tiristore conduce come un normale diodo e continua a condurre per il resto della semionda. Esso si blocca di nuovo nella successiva semionda negativa. Nell'ipotesi che l'impulso venga inviato in ogni periodo, la curva della tensione d'uscita u_o si ripete. È chiaro che il valore medio della tensione d'uscita è proporzionale all'area annerita, come riportato in Fig.I.2.3.b.

Regolando l'angolo di innesco α rispetto all'inizio della sinusoide della tensione d'alimentazione, si regola la tensione media d'uscita. Se $\alpha=0$, significa che l'impulso di sblocco viene applicato all'inizio

di ciascuna semionda positiva e in tal caso si ha $u_o = u_i$: il tiristore funziona allora a semionda intera, esattamente come un diodo. La tensione d'uscita è espressa dalla relazione:

$$\bar{U}_u = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U \sin(\vartheta) d\vartheta = \frac{U}{2\pi} [-\cos(\vartheta)]_{\alpha}^{\pi} = \frac{U}{2\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

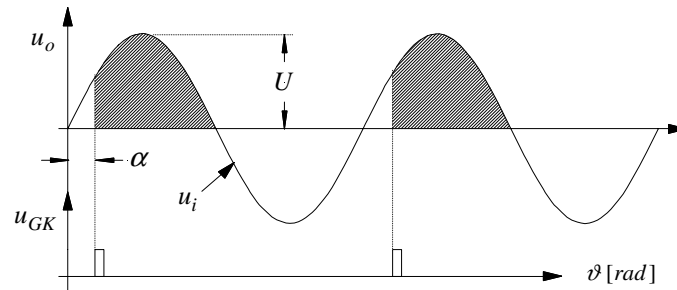


Fig.I.2.3.b - Intervalli di conduzione in un raddrizzatore controllato.

I.2.4 - Convertitori CA/CA.

Noti come cicloconvertitori (cycloconverter), in essi la tensione alternata alla frequenza di alimentazione è convertita direttamente in tensione alternata a frequenza diversa senza alcun stadio intermedio in corrente continua. Normalmente, la frequenza di alimentazione è superiore al quella di uscita. I principi operativi furono sviluppati in Germania negli anni '30, quando si resero disponibili i primi rettificatori controllati al mercurio. Un interesse vero e proprio vi fu però solo con l'avvento degli SCR (*thyristor*) e lo sviluppo di affidabili circuiti di controllo a microprocessore. Circuiti particolarmente complessi permettono di ottenere in uscita tensioni a frequenza e ampiezza variabile, e questi schemi sono naturalmente di interesse per la loro applicabilità agli azionamenti in alternata (*ac drives*).

Il cicloconvertitore alimentato dalla linea (*line-commutated cycloconverter*) consiste in un certo numero di circuiti di conversione controllati in fase e connessi ad una sorgente di alimentazione che fornisce le tensioni necessarie alla commutazione naturale degli SCR. I singoli circuiti sono controllati in modo che venga prodotta una tensione d'uscita a bassa frequenza, a partire da segmenti di tensione polifase d'ingresso.

Si assuma di avere un sistema trifase di tensioni, ovvero una terna di tensioni sinusoidali sfasate reciprocamente di $2\pi/3$. Tale sistema trifase sia collegato a due gruppi di convertitori, ciascuno costituito da tre SCR, come illustrato in Fig.I.2.4.a. Ciascun SCR può iniziare a condurre nel momento in cui la tensione tra anodo e catodo sia superiore a quella di tutti gli altri SCR (commutazione naturale).

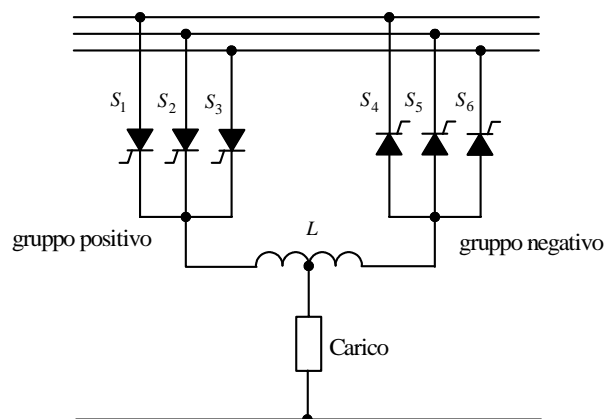


Fig.I.2.4.a - Cicloconvertitore da sistema trifase a monofase.

Questo avviene dopo l'intersezione (con pendenza positiva) della sua tensione di fase con la precedente. L'apertura dell'SCR avviene invece quando la corrente che lo percorre scende al di sotto di un valore minimo, prossimo allo zero. L'innesco naturale può essere modificato ritardando opportunamente l'accensione dell'SCR rispetto all'istante di commutazione naturale. L'espressione della tensione media prodotta da un convertitore unidirezionale connesso a stella, in funzione dell'angolo di ritardo α , è

$$U_d = \sqrt{2} U_{eff} \frac{m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \cos(\alpha) = U_{do} \cos(\alpha)$$

dove m è il numero di fasi del sistema e U_{eff} è la tensione efficace di fase.

Si può inoltre fare l'ipotesi di carico induttivo, per cui per un certo tratto la corrente mantiene in accensione un SCR anche se ai suoi capi è presente una tensione negativa.

In Fig.I.2.4.b, al punto A, il ritardo di fase è nullo, e l'SCR viene dunque a condurre subito dopo l'intersezione tra le due tensioni di fase.

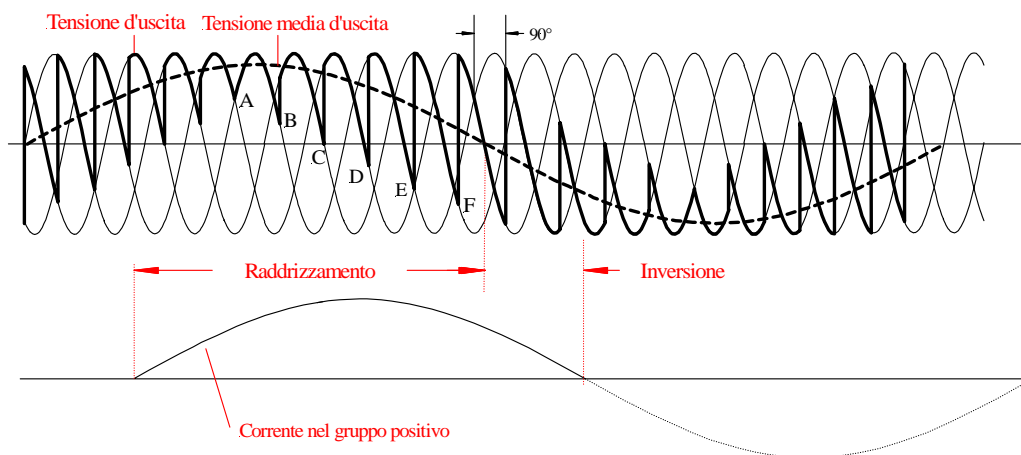


Fig.I.2.4.b - Forme d'onda di tensione e di corrente del gruppo positivo in un cicloconvertitore.

Al punto B, la tensione viene leggermente ridotta, con l'introduzione di un piccolo ritardo nell'accensione. Ulteriori riduzioni della tensione (tensione media, prodotta in un terzo di ciclo di tensione d'ingresso) si hanno ai punti C, D ed E. Dopo il punto F, in particolare, il ritardo di accensione è di $\pi/2$, e la tensione media prodotta è nulla.

Ciascun gruppo di SCR può condurre solo corrente in un verso. Per ottenere corrente bidirezionale, occorre aggiungere un secondo gruppo di SCR, come illustrato in Fig.I.2.4.a.

Fino a che sia la tensione media, sia la corrente, sono positive, il cicloconvertitore funziona da generatore, prelevando potenza attiva dalla rete e trasferendola al carico.

Quando la corrente rimane positiva, ma la tensione media si inverte, esso funziona invece da invertitore, e restituisce potenza dal carico reattivo alla rete. In modo del tutto simmetrico può essere spiegato il funzionamento del secondo gruppo di SCR, collegati in modo da condurre corrente di verso opposto al primo. I due gruppi possono essere considerati come due generatori in parallelo, come evidenziato in Fig.I.2.4.c. Ciascun generatore (U_{a1} e U_{a2}) rappresenta per intero il gruppo relativo; i diodi in serie, ideali, sono inseriti solo per ricordare l'obbligatorietà del verso della corrente in ciascun gruppo.

I gruppi positivo e negativo presentano tensioni (medie) date da²

$$U_{a1} = U_{do} \cos(\alpha_1) \quad U_{a2} = U_{do} \cos(\alpha_2)$$

² Della correttezza del segno di U_{a2} ci si convince facilmente invertendo l'ordine SCR-generatori nel gruppo negativo, e poi ricavando graficamente la tensione media ai capi del gruppo nel caso di angolo di innesco nullo ($\alpha_2=0$). Si vede che la tensione è positiva, ma solo se presa con il verso indicato per U_{a2} in Fig.I.2.4.c.

Si vogliono evitare correnti di circolazione. Si può pensare, innanzitutto, di imporre tramite il sistema di controllo, la generazione di due tensioni medie uguali ai due gruppi. In altre parole, si impone:

$$U_{a1} + U_{a2} = 0 \Rightarrow \alpha_2 = \pi - \alpha_1$$

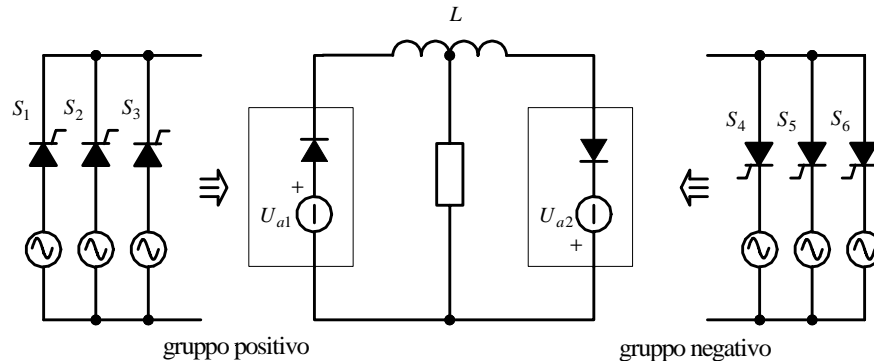


Fig.I.2.4.c - Principio di funzionamento del doppio convertitore.

Il convertitore reale presenta però ondulazioni sovrapposte al valore medio. Dalla Fig.I.2.4.d (disegnata per il caso $\alpha_1=0, \alpha_2=\pi$) si evince che sottraendo alle tensioni generate da ciascun gruppo il relativo valore medio, le tensioni che rimangono non hanno somma nulla.

Volendo collegare i gruppi direttamente al carico (dunque in puro parallelo, senza l'induttanza L) sarebbe necessario inibire il gruppo che non conduce, per evitare cortocircuiti di circolazione. Nel far questo, è necessario acquisire il segno della corrente ed accettare che per brevi tratti (durante le inversioni di corrente) sia staccata l'alimentazione (tutti gli SCR non innescati) per concludere i transistori in atto. In alternativa, si può continuare ad innescare entrambi i gruppi, con angoli di innesco supplementari, inserendo però una reattanza di intergruppo (*intergroup reactor*) che limiti le correnti armoniche di circolazione³.

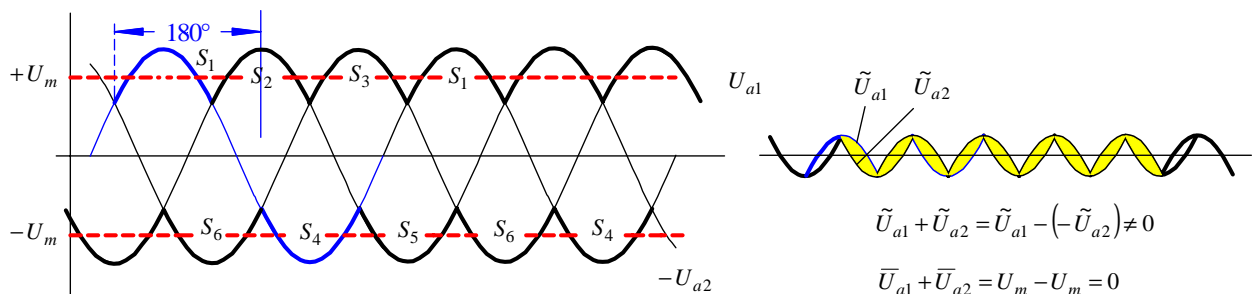


Fig.I.2.4.d - Esempio di pilotaggio contemporaneo dei due gruppi di commutazione.

Robustezza e leggerezza rendono i cicloconvertitori allo stato solido attraenti per applicazioni nel campo aeronautico, ove è richiesta la produzione di tensione d'uscita a frequenza fissa a fronte di una sorgente a frequenza variabile, rappresentata da un generatore sincrono calettato al motore dell'aereo.

Tra gli usi più comuni vi sono poi le regolazioni di velocità di grandi motori trifase a bassa frequenza, per scopi navali e nelle fonderie. I motori asincroni presentano infatti, normalmente, alte impedenze alla frequenza del ripple sovrapposto alla tensione sinusoidale generata, per cui le correnti risultanti sono pressochè sinusoidali e non necessitano di ulteriore filtraggio.

³ Tali correnti mantengono in conduzione gli SCR di entrambi i gruppi. Va evidenziato che solo metà reattanza di interblocco viene interessata istante per istante dalla corrente media di carico, senza alcuna compensazione. Di conseguenza, tale componente risulta ingombrante e costoso, perchè non si possono utilizzare circuiti ferromagnetici ridotti, per il problema della saturazione.

I.2.5 - Dispositivi di commutazione.

I limiti di tensione e di corrente per i dispositivi elettronici di commutazione continuano a crescere. Appaiono inoltre nel mercato nuovi componenti, più efficienti e veloci dei loro predecessori, con costruzioni più compatte e dunque meno ingombranti. La Tab.I.2.5.a riporta i limiti di tensione e corrente per gli attuali dispositivi di commutazione.

L'aumento di potenza gestibile con gli interruttori statici è legato all'aumento dell'area di wafer di silicio utilizzabile, che a sua volta si è ingrandita per la possibilità tecnologica di distribuire in modo uniforme le impurità nel processo di diffusione nel silicio.

Tab.I.2.5.a - Limiti tecnologici per interruttori di potenza (anno 2000).

dispositivo	massima tensione	massima corrente	costruttore
IGBT (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)	3.3 kV	1.2 kA	diversi
	4.5 kV	1 kA	
	6.5 kV	0.6 kA	Eupec
IEGT (<i>Injection-Enhanced Gate Transistor</i>)	3.3 kV	1.2 kA	Toshiba
GTO (<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>)	6 kV	6 kA	Mitsubishi
HVIGBT (<i>High Voltage IGBT</i>)	3.3 kV	1.2 kA	Mitsubishi
HVIPM (<i>High Voltage Intelligent Power Modules</i>)	3.3 kV	1.2 kA	Mitsubishi
GCT (<i>Gate Commutated Turn-Off Thyristor</i>)	4.5 kV	4 kA	Mitsubishi
ETO (<i>Emitter Turn-Off Thyristor</i>)	6 kV	4 kA	CPES
IGCT (<i>Integrated Gate Commutated Thyristor</i>)	5.5 kV	2.3 kA	ABB
	10 kV	2 kA	ABB
SCR (<i>Silicon Controlled Rectifier</i>)	7.5 kV	1.65 kA	Powerex
	12 kV	1.5 kA	Powerex

Gli IEGT (*Injection-Enhanced Gate Transistor*) sono stati sviluppati da Toshiba come evoluzione degli IGBT. Essi integrano una resistenza termica estremamente bassa con perdite ridotte di conduzione, e sono perciò adatti per applicazioni in cui si desideri ottimizzare gli ingombri e l'efficienza. La massima resistenza termica giunzione-contenitore (*junction-to-case thermal-resistance*) è di soli 8°K/kW. Un contenitore in Alluminio Silicio Carbonio (AlSiC) permette di facilitare poi la dissipazione del calore verso l'ambiente e di aumentare il tempo di vita del componente. I componenti IEGT sono adatti ad applicazioni di alta potenza, che includono azionamenti per trazione elettrica (locomotive e tram), UPS (*uninterruptible power supplies*), impianti di trasmissione e distribuzione dell'energia. Le dimensioni dell'IEGT MG1200FXF1US53 (3.3 kV, 1.2 kA, one-to-one) sono 140 x 190 x 38mm.

Gli HVIGBT (*High voltage IGBT*) e gli HVIPM (*High Voltage Intelligent Power Modules*) sono stati sviluppati da Mitsubishi per sostituire i GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*) e i transistor di potenza. E' stata prestata una grande attenzione nell'aumentarne l'affidabilità rispetto ai dispositivi citati. Si sono ad esempio introdotte tecniche di wire-bonding, di saldatura sotto vuoto per eliminare le bolle vuote, e la

successiva ispezione ai raggi X delle saldature interne. Rispetto ai GTO, i nuovi componenti possono essere pilotati in tensione, per ridurre le dimensioni dei circuiti di pilotaggio, e permettono frequenze di commutazione più elevate (fino a 3 kHz). Rispetto ai GTO, hanno anche pesi ed ingombri ridotti, e ridotta circuiteria esterna.

Rispetto agli HVIGBT, gli HVIPM includono sofisticata circuiteria interna di controllo e protezione, che elimina virtualmente tutti i guasti che normalmente possono affliggere un IGBT. Un esempio di schema a blocchi di un HVIPM è riportato in Fig.I.2.5.a.

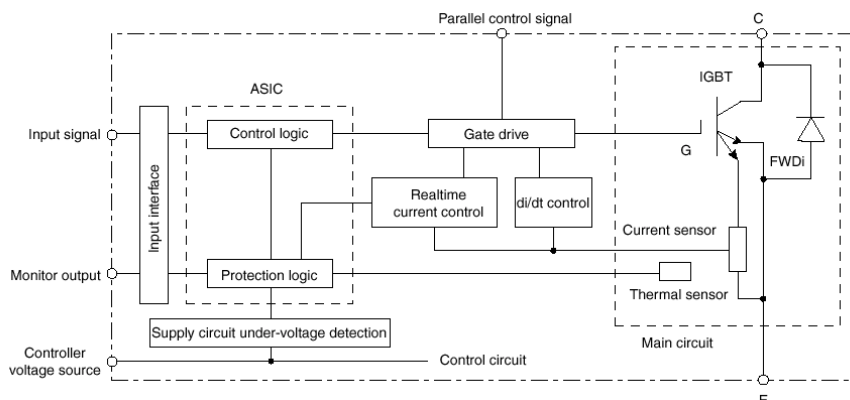


Fig.I.2.5.a - Schema a blocchi di un HVIPM (Courtesy of Mitsubishi Co, Japan)

I picchi energetici (*surge*) di tensione durante lo spegnimento vengono monitorati attraverso un sensore di corrente, come pure le sovracorrenti in conduzione (*desaturation*) e la tensione di alimentazione insufficiente (*supply undervoltage*). Le applicazioni più frequenti degli HVIGBT e HVIPM sono nella trazione (*power trains*) e nei laminatoi delle acciaierie (*steel mill equipment*). La ricerca su questi componenti è ora rivolta verso la diminuzione delle perdite ed il contemporaneo aumento della loro frequenza di commutazione.

I GCT (*Gate Commutated Turn-Off Thyristor*) sono stati studiati come ulteriore alternativa ai GTO, per rimanendo tecnologicamente dei tiristori. Ad essi si possono accumulare anche gli ETO (*Emitter Turn-Off Thyristor*), sviluppati dal Virginia Tech e gli IGCT, sviluppati dalla ABB. In tutti i casi si tratta di componenti sviluppati con un'attenzione particolare per ottenere la minima induttanza di gate possibile (pochi nH, cento volte più piccola dei GTO), in modo che sia possibile far transitare attraverso il gate la corrente di drain, allo scopo di forzare lo spegnimento del componente, in tempi brevissimi. La corrente nel gate durante lo spegnimento (*turn-off*) ha derivate dell'ordine di diversi kA/s, pur mantenendo tensioni di gate di soli 20 V. Rispetto ai GTO, anche i GCT hanno frequenze di commutazione maggiori (attorno ai 2-3 kHz) e perdite di commutazione ridotte di quasi il 50% a carico. Risulta anche più facile il parallelo e la serie dei componenti, comuni nelle applicazioni che richiedono tensioni e/o correnti più elevate di quelle che il singolo componente è in grado di sopportare.

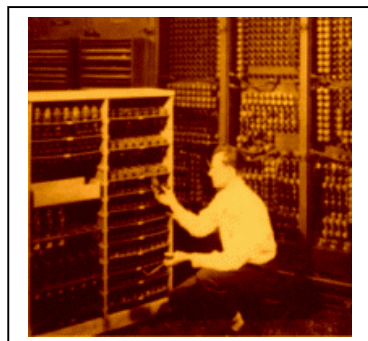
La tendenza attuale è quella verso la ricerca di dispositivi in grado di commutare a frequenze più alte, con minori perdite, tensioni e correnti più alte, ingombri e pesi minori.

I.3 - Il dispositivo di controllo.

Il dispositivo di controllo in un azionamento attua una strategia volta al soddisfacimento delle specifiche, ovvero delle prestazioni richieste al sistema. Il dispositivo di controllo è costituito da circuiti di tipo analogico (cioè comprendenti elementi attivi e passivi discreti, quali resistenze, condensatori, transistor, diodi e così via), da circuiti digitali discreti (cioè circuiti integrati che

implementano funzioni logiche, come porte AND, OR, flip-flop e memorie) e da circuiti a microprocessore.

Originariamente i circuiti erano completamente di tipo analogico. La migrazione, sempre più marcata, verso circuiti digitali e, ancor più, verso circuiti a processore, nasce da molteplici esigenze, prime tra tutte l'aumento dell'affidabilità e la riduzione dei costi diretti ed indiretti.



Il primo calcolatore elettronico risale al 25 febbraio 1946. ENIAC (*Electronic Integrator and Calculator*) ed era utilizzato inizialmente nel laboratorio di ricerca balistica dell'esercito a Philadelphia. Esso conteneva 17468 valvole, 70000 resistenze, 10000 condensatori, 1500 relays, 6000 interruttori manuali e 5 milioni di saldature. Occupava una superficie di 167 mq, pesava 30 tonnellate e consumava 160 kW. In un secondo, ENIAC poteva svolgere 5000 addizioni, 357 moltiplicazioni o 38 divisioni. Il tempo medio di guasto era di una settimana, e la riprogrammazione richiedeva settimane di lavoro. La sua costruzione è costata circa cinquecentomila dollari. Alle 11:45 del 2 ottobre 1955 l'ENIAC fu dismesso. J.Presper.Eckert and John Mauchly, gli inventori di ENIAC, ricevettero entrambi il prestigioso IEEE Computer Society

Pioneer Award nel 1980.

Il processore C28 di Texas Instruments, processore a virgola fissa per azionamenti elettrici introdotto nel mercato dopo il 2000, ha un tempo di istruzione di 6.67 ns (150 milioni di istruzioni al secondo), ha una superficie di 6.66 cm².

La tendenza generale nei sistemi di controllo è verso l'integrazione. Le tecniche analogiche soffrono di complessità realizzativa, di ridotta flessibilità, di maggiori ingombri e costi. Vengono utilizzate solo per svolgere funzioni ancora troppo veloci per essere convertite in algoritmi digitali.

I circuiti digitali consentono una perfetta ripetibilità, indipendentemente dall'invecchiamento dei componenti (*aging*) e dalle variazioni di temperatura e di umidità. Uno svantaggio risiede nelle quantizzazioni, arrotondamenti e troncature che avvengono nell'implementazione digitale, di cui si possono però governare gli effetti scegliendo opportunamente la lunghezza della parola digitale che viene chiamata a rappresentare la relativa grandezza continua.

Un'altra differenza importante è legata al fatto che un circuito analogico solitamente è legato ad una funzione specifica, mentre un algoritmo digitale prevede solitamente una esecuzione sequenziale, che determina il comportamento del sistema.

L'implementazione digitale dunque consente maggiore versatilità e flessibilità rispetto alla controparte analogica. Altro vantaggio è legato alla possibilità di usare larghe memorie, nelle quali possono essere collocate in forma di tabella funzioni non lineari di elevata complessità, difficilmente ottenibili con circuiti analogici.

La complessità dei calcoli che possono essere svolti con un sistema digitale non ha poi confronti con i circuiti analogici. Dunque la tendenza attuale è quella di rendere digitale quanto più possibile. Rimangono comunque i problemi legati al real-time, ovvero alla velocità con cui vengono eseguiti i calcoli rispetto alla dinamica del sistema.

E' necessaria un accurato bilanciamento tra software sequenziale e implementazioni su hardware parallelo. Quest'ultima rappresenta la sfida ingegneristica del futuro. La Fig.I.3.a riassume le diverse dualità nelle scelte progettuali.

Va evidenziato che le scelte non sono mai squisitamente tecniche, nel senso che comunque esse sono poi influenzate da fattori economici. Tecnica ed economia non sono quasi mai elementi indipendenti, e questo si sta gradualmente trasferendo nella cultura aziendale e nella formazione stessa dei nuovi ingegneri.

Uno schema a blocchi funzionale per un dispositivo di controllo è riportato in Fig.I.3.b. Il generatore di riferimento fissa, ad intervalli definiti, il valore desiderato delle grandezze da controllare, ad esempio posizione o velocità del motore. Si parla di "regolazione" quando il riferimento si mantiene costante nel tempo, e di "asservimento" quando il controllo è chiamato a seguire un riferimento variabile. La legge di controllo elabora gli errori tra i segnali di riferimento e quelli reali forniti dai dispositivi di misura.

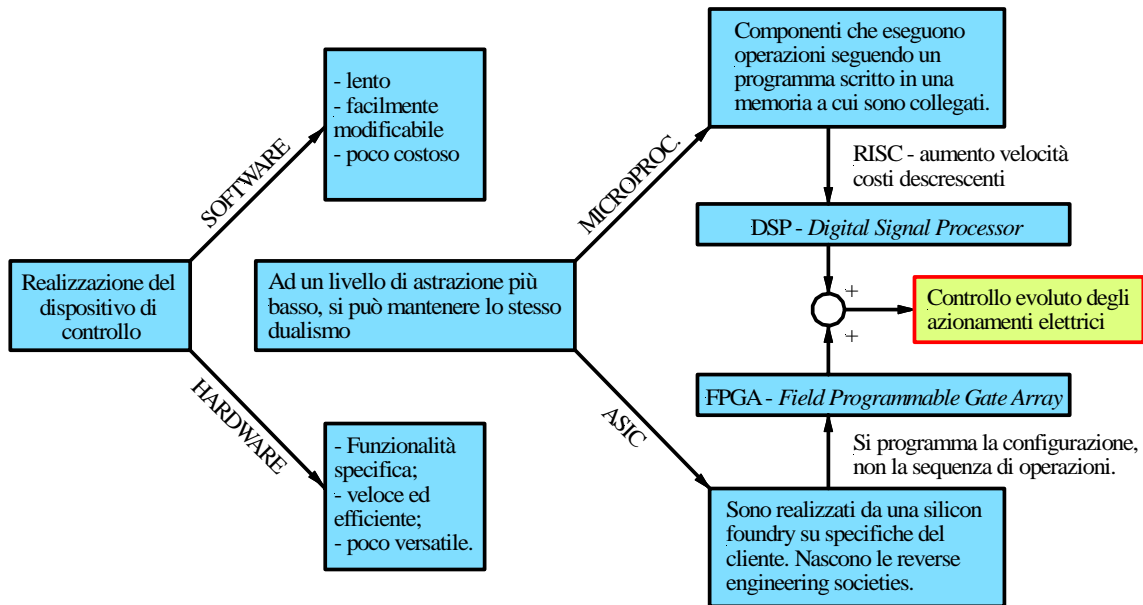


Fig.I.3.a - Dualità nella progettazione di un sistema di controllo per azionamenti elettrici.

Nelle formule di elaborazione si ha come obiettivo il raggiungimento delle prestazioni desiderate, sia in regime transitorio (definibile come l'intervallo di tempo in cui l'uscita varia ancora in seguito ad una precedente variazione del riferimento) che in regime permanente (solitamente abbreviato in "regime").

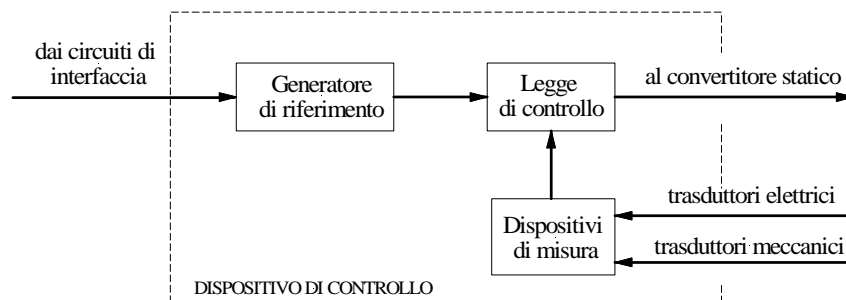


Fig.I.3.b - Schema a blocchi funzionali del dispositivo di controllo.

Quando sia ritenuto sufficiente per gli scopi che ci si prefigge, si può ricorrere a controlli a catena aperta. Essi non sono da confondere con controlli evoluti di tipo sensorless, in cui il controllo rimane comunque a catena chiusa, ma alcune tra le grandezze di retroazione sono stimate con opportuni algoritmi numerici invece che misurate tramite sensori.

I.4 - Macchine elettriche.

Un sistema fisico può essere sede di *energia accumulata*, con ciò intendendo che esso ha la possibilità di compiere *lavoro*. All'energia accumulata si dà diversa denominazione a seconda della fenomenologia a cui essa è associata. Così si parla di energia potenziale *gravitazionale* di un bacino idroelettrico e di quella *cinetica* di un volano in moto, di quella *elettrostatica* di un condensatore carico e di quella *magnetica* di un solenoide percorso da corrente oppure, ancora, di quella *termica* di un corpo caldo e di quella *elastica* di una molla tesa.

Un sistema può anche scambiare energia con altri sistemi fisici interagenti con esso. All'energia scambiata si dà il nome di *lavoro* o, se essa è in forma termica, di *calore*. Si parla allora di *lavoro (calore) assorbito o ricevuto* da un sistema quando si valuta il flusso di energia entrante in esso. Viceversa, se si fa riferimento al flusso uscente, si parla di *lavoro (calore) fornito o reso*.

In molti casi gli scambi energetici tra due sistemi avvengono in modo naturale ed incontrollato. In altri casi, un terzo sistema viene interposto fra i primi due al fine di produrre e governare un determinato scambio energetico; questo terzo sistema prende il nome di *macchina*. Essa può eseguire allo scopo una trasformazione di forma fra l'energia ricevuta da un sistema e quella fornita all'altro oppure, senza tale trasformazione, può agire sulle grandezze fisiche che determinano il flusso energetico. Così sono macchine le turbine idrauliche che trasformano l'energia cinetica di un fluido in movimento in lavoro meccanico reso al loro asse; le leve che ricevono energia sotto forma di lavoro meccanico con determinati valori dei fattori forza e spostamento e restituiscono ancora lavoro meccanico con fattori forza e spostamento modificati.

Le *macchine elettriche*, nella terminologia corrente, sono quelle in cui almeno uno degli scambi energetici è di natura elettrica, l'altro essendo, se non elettrico, un lavoro meccanico. Una prima fondamentale distinzione fra le macchine elettriche va quindi fatta secondo che in esse si attui solo una *trasformazione delle grandezze elettriche ai loro morsetti di ingresso e di uscita* (trasformazione della tensione, corrente, frequenza o del numero di fasi ecc.) o che in esse si esegua una *conversione elettromeccanica dell'energia*.

Le macchine del primo tipo si chiamano in generale *convertitori elettrici* e sono, nella maggior parte dei casi, *macchine elettriche statiche* cioè prive di organi in movimento. Esse comprendono i *trasformatori elettrici*, il cui funzionamento è basato sul fenomeno della mutua induzione e i *convertitori elettronici di potenza* detti anche *convertitori statici*, che per attuare la loro funzione impiegano interruttori elettronici.

Quelle del secondo tipo sono invece necessariamente *macchine elettriche dinamiche* con organi in movimento rotatorio o lineare. Vengono distinte fra *generatori elettrici*, se il lavoro che forniscono è di natura elettrica mentre quello assorbito è meccanico, e *motori elettrici*, se invece forniscono lavoro meccanico ricevendone di elettrico.

Gli azionamenti elettrici sono rivolti essenzialmente alle tecniche di controllo delle macchine elettriche dinamiche, in particolare nel loro funzionamento da motori alimentati da convertitori statici. Nel seguito, attraverso un richiamo alle leggi fondamentali della conversione elettromeccanica dell'energia, verrà affrontato ed illustrato il principio di generazione della coppia nei diversi motori e, da lì, il funzionamento delle diverse tipologie di azionamento elettrico.

I.5 - Richiami di conversione elettromeccanica dell'energia.

Per *conversione elettromeccanica dell'energia* (o semplicemente *conversione elettromeccanica*) si intende il processo mediante il quale si attua una conversione di lavoro elettrico in lavoro meccanico o viceversa.

Il processo della conversione elettromeccanica è alla base del funzionamento delle macchine elettriche dinamiche, e si attua per mezzo di un campo elettrico o di un campo magnetico tramite i quali si possono produrre, come noto, forze e coppie.

Nella maggior parte delle applicazioni delle macchine elettriche, la conversione elettromeccanica si realizza sfruttando un campo magnetico. Ciò si spiega con il fatto che la *pressione magnetica* è enormemente più elevata della *pressione elettrostatica*, considerando i valori che l'induzione magnetica e il campo elettrico possono assumere in aria nella pratica corrente (si fa riferimento ai valori in aria in quanto nei sistemi di conversione elettromeccanica le diverse parti in movimento sono generalmente separate da sottili spazi d'aria). Si comprende che elevate pressioni consentono di realizzare più elevate forze o coppie a parità di dimensioni delle parti affacciate.

Si può effettuare un confronto tra la pressione sulla superficie di un traferro in un circuito magnetico e la pressione sulle armature di un condensatore piano in aria. Nel primo caso, assumendo un'induzione magnetica B nel traferro pari al valore tipico di 1T si ottiene

$$p = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \cong 4 \cdot 10^5 \quad \text{N/m}^2$$

Nel secondo caso, assumendo un campo elettrico K di 10.000 V/cm, compatibile ma non molto minore della rigidità dielettrica dell'aria, si trova invece

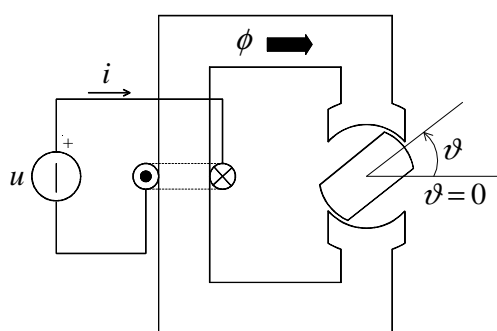
$$p = \frac{1}{2} \varepsilon K^2 \cong 4 \quad N/m^2$$

In conseguenza del grande rapporto dei due valori, le dimensioni di un sistema elettromagnetico di conversione elettromeccanica sono, a parità di forza o coppia prodotta, enormemente più piccole di quelle di un sistema elettrostatico⁴. Nel seguito di questa trattazione si farà riferimento alle sole macchine elettriche in cui la conversione elettromeccanica sia attuata attraverso un campo magnetico.

I.5.1 - Bilancio energetico della conversione elettromeccanica.

La conversione elettromeccanica dell'energia segue delle leggi generali delle quali se ne vuole qui dare un semplice cenno riferendosi a sistemi elettromagnetici conservativi⁵ per i quali si suppone in particolare che tutti i circuiti in ferro presenti siano privi di perdite per isteresi e per correnti parassite.

Per comodità, si faccia riferimento alla Fig.I.5.1.a che mostra un sistema elettromagnetico con un elemento mobile, libero di ruotare.



La tensione u applicata istante per istante ai morsetti dell'avvolgimento percorso dalla corrente istantanea i dovrà vincere la caduta resistiva Ri e la forza controelettromotrice legata alla derivata temporale del flusso concatenato λ ; vale cioè:

$$u = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (\text{I.5.1.a})$$

Fig.I.5.1.a - Sistema a riluttanza variabile

Si comprende che le variazioni di flusso concatenato $d\lambda$ possano essere dovute sia a variazioni della corrente del circuito sia a spostamenti dell'elemento mobile, la cui posizione influenza il valore della riluttanza del circuito magnetico.

A partire dalla (I.5.1.a) si può formulare il bilancio degli scambi energetici che avvengono nel sistema di Fig.I.5.1.a nell'intervallo dt . Allo scopo si moltiplichino entrambi i membri della (I.5.1.a) per il valore istantaneo della corrente i , ottenendo così il bilancio della potenza istantanea. Moltiplicando ancora per dt si ottiene il bilancio degli scambi infinitesimi di energia che avvengono nell'intervallo dt :

$$u i dt = Ri^2 dt + i d\lambda \quad (\text{I.5.1.b})$$

Il primo membro rappresenta il lavoro elettrico assorbito nel tempo dt ai morsetti del circuito e fornito dalla sorgente di alimentazione esterna. Il primo termine a secondo membro è l'energia dissipata nello stesso intervallo di tempo per effetto Joule. Avendo escluso la presenza di altre perdite, il secondo termine a secondo membro rappresenta la somma della variazione di energia magnetica immagazzinata nel circuito magnetico e del lavoro meccanico infinitesimo sviluppato; quest'ultimo è compiuto sull'elemento rotante, in corrispondenza ad ogni spostamento $d\vartheta$, dalla coppia τ che vi agisce.

Assumendo la coppia positiva quando agisce nel verso delle ϑ crescenti, il secondo termine a secondo membro della (I.5.1.b) si può scrivere come:

⁴ Nei motori idraulici o endotermici si hanno pressioni fino a 100 Kg/cm^2 (o più) corrispondenti a 10^7 N/m^2 , consentendo per essi dimensioni (della camera di scoppio) ancor più piccole di quelle dell'equivalente motore elettrico. Naturalmente, nel valutare gli ingombri, occorre considerare che i motori endotermici richiedono per il loro funzionamento molti altri componenti, per cui le dimensioni dei cilindri finiscono per essere solo una piccola parte del totale.

⁵ Si intende con ciò riferirsi a sistemi elettromagnetici capaci di uno scambio reversibile di energia, ovvero per i quali il lavoro netto assorbito (lavoro elettrico meno lavoro meccanico) coincida con un'energia magnetica accumulata.

$$id\lambda = dw_m + \tau d\vartheta \quad (\text{I.5.1.c})$$

L'energia è una *funzione di stato*, cioè essa dipende, istante per istante, dai valori istantanei delle variabili i , λ e ϑ , senza che abbia alcuna rilevanza la storia passata che ha portato a tali valori e il loro andamento attuale (cioè che abbiano per esempio derivata nulla o meno). Per ogni posizione ϑ dell'elemento mobile, si può ammettere l'esistenza di una relazione biunivoca fra la corrente i e il flusso concatenato λ (*curva di magnetizzazione* $\lambda(i, \vartheta)$) sicché l'energia può essere di fatto espressa per esempio in funzione di i e ϑ oppure di λ e ϑ , che sono le *variabili di stato* del sistema in esame.

La scelta della coppia di variabili di stato da impiegare è una questione di sola convenienza, essendo entrambe le combinazioni appena elencate ugualmente lecite.

Volendo sfruttare la (I.5.1.c) per ricavare la coppia in funzione di λ e ϑ , conviene esprimere l'energia in funzione delle stesse variabili: $w_m(\lambda, \vartheta)$. Il termine differenziale dell'energia immagazzinata si può esprimere allora come

$$dw_m = \frac{\partial w_m(\lambda, \vartheta)}{\partial \lambda} d\lambda + \frac{\partial w_m(\lambda, \vartheta)}{\partial \vartheta} d\vartheta \quad (\text{I.5.1.d})$$

Il bilancio energetico (I.5.1.c), che esprime il principio della conservazione dell'energia, valido per qualunque evoluzione del sistema, libera o imposta, può essere riscritto tenendo conto della (I.5.1.d) e riordinato per ottenere:

$$id\lambda - \tau d\vartheta = \frac{\partial w_m(\lambda, \vartheta)}{\partial \lambda} d\lambda + \frac{\partial w_m(\lambda, \vartheta)}{\partial \vartheta} d\vartheta \quad (\text{I.5.1.e})$$

Essendo le due variabili λ e ϑ indipendenti, i coefficienti dei termini differenziali $d\lambda$ e $d\vartheta$ a primo e secondo membro della (I.5.1.e) devono coincidere⁶; da questo si ricava l'espressione cercata della coppia:

$$\tau(\lambda, \vartheta) = - \frac{\partial w_m(\lambda, \vartheta)}{\partial \vartheta} \quad (\text{I.5.1.f})$$

La (I.5.1.f) evidenzia come la coppia sia pari al rapporto cambiato di segno fra la variazione di energia *dovuta al solo spostamento* e lo spostamento stesso. L'eventuale ulteriore variazione di energia associata alle variazioni di λ (quasi sempre presenti in pratica) non va dunque conteggiata⁷.

E' pure possibile esprimere la coppia in funzione di i e ϑ , sostituendo nella $\tau(\lambda, \vartheta)$ l'espressione $\lambda(i, \vartheta)$ della curva di magnetizzazione. In alternativa, al posto dell'energia si può utilizzare la funzione di stato *coenergia* $w'(i, \vartheta)$, definita come

$$w'_m(i, \vartheta) = i\lambda - w_m(\lambda, \vartheta) \quad (\text{I.5.1.g})$$

Differenziando la (I.5.1.g) e sostituendo l'espressione del differenziale dell'energia ricavato dalla (I.5.1.c) si perviene alla

$$dw'_m(i, \vartheta) = \lambda di + \tau d\vartheta \quad (\text{I.5.1.h})$$

che è corrispondente alla (I.5.1.c). Con procedimento del tutto analogo a quello che ha portato alla (I.5.1.f), attraverso le (I.5.1.e); si ottiene in questo caso

⁶ La definizione di indipendenza lineare implica che $a d\lambda + b d\vartheta = 0$ solo se $a=b=0$. Nel caso in esame si può scrivere: $a_1 d\lambda + b_1 d\vartheta = a_2 d\lambda + b_2 d\vartheta \Rightarrow (a_1 - a_2) d\lambda + (b_1 - b_2) d\vartheta = 0$ e questa relazione vale solo se $a_1 = a_2$ e $b_1 = b_2$, *qed*.

⁷ Il coefficiente dato dall'altra derivata parziale è pari alla corrente circolante nell'avvolgimento.

$$\lambda di + \tau d\vartheta = \frac{\partial w'_m(i, \vartheta)}{\partial i} di + \frac{\partial w'_m(i, \vartheta)}{\partial \vartheta} d\vartheta \quad (\text{I.5.1.i})$$

che porta a scrivere⁸

$$\tau = \frac{\partial w'_m(i, \vartheta)}{\partial \vartheta} \quad (\text{I.5.1.l})$$

In conclusione di queste note si possono fissare alcuni punti; si rimanda ai testi specialistici di Elettrotecnica e Conversione Elettromeccanica per un loro approfondimento.

- La sola ipotesi su cui si basa la trattazione è che il sistema elettromeccanico sia conservativo. Esso può anche essere non lineare cioè avere un legame non lineare fra il flusso concatenato e la corrente.
- Le espressioni trovate sono applicabili a sistemi anche diversi e più complessi di quello di Fig. I.5.1.a, utilizzato solo come ausilio per l'impostazione della trattazione.
- In particolare si possono avere anche sistemi con più circuiti, eventualmente accoppiati fra di loro. In tal caso valgono ancora le (I.5.1.f) e (I.5.1.i) ove la coenergia è definita ancora dalla (I.5.1.g) sostituendo il prodotto $i\lambda$ con la sommatoria degli stessi prodotti estesa a tutti i circuiti.
- Nel caso in cui il sistema, oltre che conservativo, sia anche *lineare*, si dimostra che vale pure:

$$\tau = \frac{\partial w_m(i, \vartheta)}{\partial \vartheta} \quad (\text{I.5.1.m})$$

Le (I.5.1.f) e (I.5.1.i) sono equazioni fondamentali della conversione elettromeccanica dell'energia. Attraverso di esse, nei paragrafi che seguono, si illustreranno le tre principali modalità secondo le quali si esplica la conversione elettromeccanica nelle macchine elettriche rotanti di comune impiego.

I.5.2 - Sistemi a riluttanza variabile.

Un esempio di sistema a riluttanza variabile per la conversione elettromeccanica dell'energia è quello schematizzato in Fig.I.5.1.a, per il quale si assume l'ipotesi di linearità, ossia di assenza di saturazione del ferro. Variando la posizione ϑ dell'elemento mobile del circuito magnetico, ne viene modificata la riluttanza, che sarà minima per $\vartheta = \pm\pi/2$, mentre assumerà il suo massimo valore per $\vartheta=0$ e per $\vartheta=\pi$. Le variazioni di riluttanza producono corrispondenti e opposte variazioni del coefficiente di autoinduzione dell'avvolgimento, il cui andamento $L(\vartheta)$ può essere approssimato analiticamente dalla relazione

$$L(\vartheta) = L_o - L_2 \cos(2\vartheta) \quad (\text{I.5.2.a})$$

dove L_o è il valore medio dell'induttanza, a cui si sovrappone una variazione cosinusoidale di ampiezza L_2 . Sfruttando la (I.5.2.a), l'energia magnetica $w_m(i, \vartheta)$ si valuta agevolmente con la:

$$w_m(i, \vartheta) = \frac{1}{2} L(\vartheta) i^2 = \frac{1}{2} (L_o - L_2 \cos(2\vartheta)) i^2 \quad (\text{I.5.2.b})$$

⁸ L'altra derivata parziale della coenergia è pari al flusso concatenato con l'avvolgimento.

Dalla (I.5.2.b) si comprende anche che l'andamento dell'energia magnetica in funzione della posizione ϑ dell'elemento mobile, per ogni prefissato valore di corrente, è del tutto simile a quello dell'induttanza.

A seguito di piccole variazioni della posizione, non si hanno perciò variazioni di energia quando quest'ultima assume i suoi valori massimi o minimi: secondo la (I.5.1.m) la coppia sviluppata in questi punti sarà nulla. Si ha invece la derivata massima in corrispondenza dei passaggi per il valore medio e ivi la coppia assumerà le sue più elevate ampiezze. Per valutare la coppia che agisce sull'elemento mobile si possono applicare la (I.5.1.m) e (I.5.2.b), ottenendo:

$$\tau = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\vartheta} = i^2 L_2 \sin(2\vartheta) \quad (\text{I.5.2.c})$$

La coppia è nulla per $\vartheta=0$ e per ogni posizione multipla di $\pi/2$; è positiva per valori della posizione compresi fra 0 e $\pi/2$ e successivamente negativa fino a π per poi ripetersi ciclicamente. Con l'elemento mobile nella posizione di Fig.I.5.1.a si manifesta pertanto una coppia positiva, cioè tale da far ruotare l'elemento stesso nel senso antiorario; l'elemento mobile raggiungerà la posizione stabile $\vartheta=\pi/2$, ove la coppia è nulla e l'autoinduttanza massima.

La (I.5.2.c) mette in evidenza un aspetto molto importante dei sistemi a riluttanza variabile, ovvero che la coppia non dipende dal segno della corrente ma solo dal valore della sua ampiezza, dalla quale la coppia dipende con legge quadratica.

Il principio appena illustrato è impiegato, per esempio, nei *motori a passo a riluttanza variabile*. Per ottenere una macchina rotante, capace di un movimento continuativo, la parte fissa di Fig.I.5.1.a, su cui è posto l'avvolgimento interessato dalla corrente i , è ripetuta numerose volte, in posizioni spazialmente sfasate, e le diverse parti (fasi) sono alimentate in successione.

Il medesimo principio è applicato anche nelle *macchine sincrone a riluttanza*. In esse la stessa parte fissa è sostituita da una corona cilindrica ferromagnetica (statore) in cui trovano posto tre avvolgimenti con uguale sfasamento spaziale reciproco e percorsi da un sistema trifase di correnti alternate. Come è noto ciò produce un campo magnetico rotante il cui effetto si può immaginare equivalente a quello che si ottiene facendo ruotare la parte fissa della struttura di Fig.I.5.1.a. Se l'elemento mobile assume una velocità angolare uguale a quella del campo magnetico rotante, l'angolo ϑ rimane costante e con esso la coppia, che ne sosterrà la rotazione.

In presenza di velocità si potrà anche parlare di *potenza meccanica*, pari al prodotto della coppia per la velocità. Con coppie positive essa sarà fornita dall'avvolgimento, o dagli avvolgimenti, posti sulla parte fissa all'elemento mobile rotante per mantenerlo in moto.

I.5.3 - Sistemi elettrodinamici.

Nel tracciare il bilancio della conversione elettromeccanica, nel par.I.5, si è analizzato il caso semplice in cui il sistema magnetico sia costituito da un solo avvolgimento e dunque intervenga una sola corrente. Come anticipato, la metodologia, le considerazioni generali e le espressioni (I.5.1.f) e (I.5.1.m), che da queste discendono, rimangono comunque valide anche nel caso più generale di un sistema magnetico formato da più avvolgimenti. In questo paragrafo si considera una particolare topologia, schematizzata in Fig.I.5.3.a, alla quale si possono ricondurre importanti classi di macchine elettriche dinamiche. Tale figura rappresenta un sistema elettrodinamico a due avvolgimenti, 1 e 2, mutuamente accoppiati e percorsi da due correnti i_1 e i_2 , sostenute dai due generatori di tensione u_1 e u_2 . Ancora si supporrà lineare, per semplicità, il circuito magnetico.

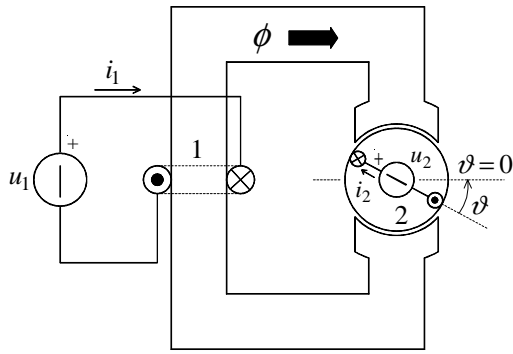


Fig.I.5.3.a - Semplice sistema elettrodinamico

Cambiando la posizione ϑ dell'avvolgimento 2 rispetto a 1, ne risulterà modificato il coefficiente di mutuo accoppiamento M : esso sarà massimo positivo (M_0) per $\vartheta=0$, assumerà il suo valore di picco negativo $-M_0$ per $\vartheta=\pi$, mentre sarà nullo per $\vartheta=\pm\pi/2$. In prima approssimazione si potrà allora scrivere

$$M = M_0 \cos(\vartheta) \quad (\text{I.5.3.a})$$

Data la struttura isotropa della parte mobile, i coefficienti di autoinduzione L_1 e L_2 si possono invece ritenere sostanzialmente costanti con ϑ . L'energia magnetica totale del sistema, tenendo conto delle interazioni tra gli avvolgimenti, si esprime con la:

$$w_m(i_1, i_2, \vartheta) = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + M(\vartheta) i_1 i_2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + M_0 \cos(\vartheta) i_1 i_2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 \quad (\text{I.5.3.b})$$

Si può infine applicare la (I.5.1.m) per valutare la coppia che agisce sul circuito 2 (e, di segno contrario anche su 1):

$$\tau = \frac{\partial w_m(i, \vartheta)}{\partial \vartheta} = -M_0 i_1 i_2 \sin(\vartheta) \quad (\text{I.5.3.c})$$

Con due correnti costanti e positive e una posizione dell'elemento mobile tra $-\pi/2$ e 0, come in Fig.I.5.3.a si ha quindi una coppia positiva, cioè tale da tendere a ruotare il circuito 2 nel senso delle posizioni crescenti. Se la coppia è sufficiente a vincere la resistenza al movimento, il circuito 2 raggiungerà la posizione stabile $\vartheta=0$, ove la coppia è nulla e la mutua induttanza massima.

Il principio appena illustrato è impiegato per esempio, nelle *macchine sincrone*. Anche in questo caso, come per le macchine a riluttanza, l'avvolgimento 1, percorso da corrente continua, è sostituito con un avvolgimento trifase capace di produrre un campo magnetico rotante. Se il circuito 2, alimentato attraverso contatti striscianti, assume una velocità angolare uguale a quella del campo magnetico ruotante, l'angolo ϑ rimane costante, come la coppia.

In presenza di velocità si potrà anche qui parlare di *potenza meccanica*, che sarà fornita dal circuito 1 alla struttura mobile per mantenerla in rotazione. Se tuttavia un agente esterno forza la rotazione della parte mobile così da far assumere alla posizione ϑ un valore positivo, la coppia inverte il suo segno (diventa cioè frenante) e con essa anche la potenza. In tal caso si ha quindi una conversione elettromeccanica da lavoro meccanico a lavoro elettrico.

Anche le *macchine a corrente continua* sfruttano essenzialmente questo principio per eseguire la conversione elettromeccanica. In virtù di un loro peculiare componente, che è il commutatore a lamelle, la conversione elettromeccanica nelle macchine rotanti in corrente continua si esplica però senza che alcun campo magnetico sia in rotazione, bensì predisponendo un certo numero di avvolgimenti equivalenti di tipo 2 sfasati tra loro ed alimentati in successione, in modo che nonostante il moto della parte mobile venga alimentato sempre l'avvolgimento che ha la giusta posizione spaziale rispetto alla parte fissa.

I.5.4 - Sistemi a induzione.

Un sistema a induzione per la conversione elettromeccanica è illustrato in Fig.I.5.4.a. Esso differisce da quello di Fig.I.5.3.a per il fatto che l'avvolgimento 2 sulla parte mobile non è alimentato, bensì è posto in corto circuito; si mantiene ancora, per semplicità, l'ipotesi di linearità. Anche questa topologia è di grande importanza nello studio degli azionamenti elettrici, in quanto ad essa si può

ricondere la classe delle *macchine elettriche ad induzione* (o *asincrone*), di enorme rilevanza teorica e pratica.

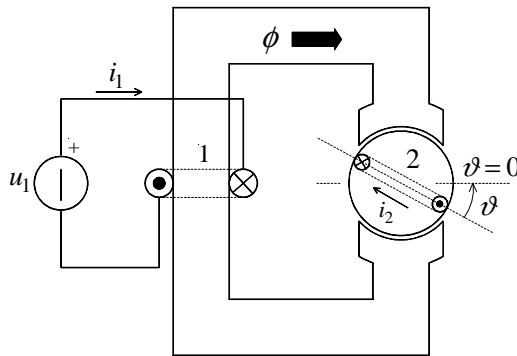


Fig.I.5.4.a - Semplice sistema ad induzione resistiva Ri_2 ; l'equazione di maglia porge

$$R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} = M_0 i_1 \Omega \sin(\Omega t) \quad (\text{I.5.4.b})$$

che nelle ipotesi poste è una equazione differenziale lineare a coefficienti costanti. Se Z e φ sono rispettivamente il modulo e l'argomento dell'impedenza del circuito mobile, (che ha resistenza R_2 e reattanza ΩL_2), la corrente che in esso si instaura in regime sinusoidale⁹ per effetto della fem risulta

$$i_2(t) = \frac{M_0 i_1 \Omega}{Z} \sin(\Omega t - \varphi) \quad (\text{I.5.4.c})$$

La situazione è così analoga a quella di un sistema elettrodinamico (§ I.5.3) per cui, applicando la (I.5.3.c), si ottiene l'espressione della coppia in regime sinusoidale:

$$\tau = -\frac{M_0^2 i_1^2 \Omega}{Z} \sin(\Omega t) \sin(\Omega t - \varphi) = -\frac{M_0^2 i_1^2 \Omega}{2Z} \cos \varphi + \frac{M_0^2 i_1^2 \Omega}{2Z} \cos(2\Omega t - \varphi) \quad (\text{I.5.4.d})$$

Dalla (I.5.4.d) si possono trarre alcune interessanti considerazioni:

- Innanzitutto la coppia contiene un termine costante nel tempo (se tale è la corrente i_1), al quale si sovrappone un secondo termine alternativo a pulsazione 2Ω . Quest'ultimo può essere eliminato disponendo sulla parte rotante più avvolgimenti indotti, spazialmente sfasati, uno rispetto all'altro, in modo uniforme. Per esempio un secondo avvolgimento identico a quello di figura ma collocato ortogonalmente a quest'ultimo sarebbe sottoposto ad una coppia la cui componente *alternativa* è in opposizione di fase rispetto a quella data dalla (I.5.4.d). La coppia totale sulla parte mobile risulterebbe pertanto costante.
- Un secondo aspetto significativo è che la coppia dipende dalla velocità. A velocità nulla la coppia è nulla non essendovi correnti indotte nel circuito 2. Per velocità positive la coppia è negativa e viceversa, ossia tende ad opporsi al moto di rotazione della parte mobile rispetto ai poli induttori di quella fissa. Il valore assoluto della coppia inizialmente cresce con la velocità. Ma con questa aumenta anche la frequenza della fem indotta e quindi il modulo e l'argomento dell'impedenza del

⁹ La rimozione di queste ipotesi complicherebbe solo la trattazione matematica, senza nulla aggiungere alle considerazioni che verranno svolte nel seguito.

circuito 2. Oltre un certo valore di velocità si potrà pertanto manifestare un decremento della coppia.

Il principio illustrato è impiegato, per esempio, nelle macchine asincrone, per questo dette anche macchine a induzione. Ancora una volta, per ottenere la macchina rotante, si sostituisce la struttura fissa di Fig.I.5.4.a con un campo magnetico rotante.

L'azione della coppia, tendente ad evitare il movimento relativo del circuito 2 rispetto ai poli induttori del campo rotante, trascinerà in rotazione la parte mobile. Se tuttavia c'è una qualche resistenza al moto, la velocità di rotazione dell'elemento mobile sarà inferiore a quella del campo rotante, cosicché si viene a manifestare fra i due una velocità relativa diversa da zero (*velocità di scorrimento*). E' da quest'ultima che dipende la coppia che agisce sul circuito 2, secondo il principio sopra descritto.

I.6 - Aspetti tecnico-gestionali negli azionamenti elettrici.

Può essere innanzitutto interessante analizzare le tendenze nel mercato degli azionamenti elettrici (Fonte: "*High Power High Performance Industrial AC Drives-- A Technology Review*", Professor Ajit K. Chattopadhyay, PhD (Manchester), Fellow IEEE, 2003).

La crescita del mercato è di circa il 10% per anno (4.7% bassa potenza, 5.7% alta potenza), con un volume di vendite totale nel 2002 di 5.5 miliardi di euro, con previsioni di arrivare a 7.3 miliardi entro il 2008.

Le vendite per area geografica, e classificate in base alla potenza dell'azionamento (ARC Report, 1998) sono riportate in Fig.I.6.a.

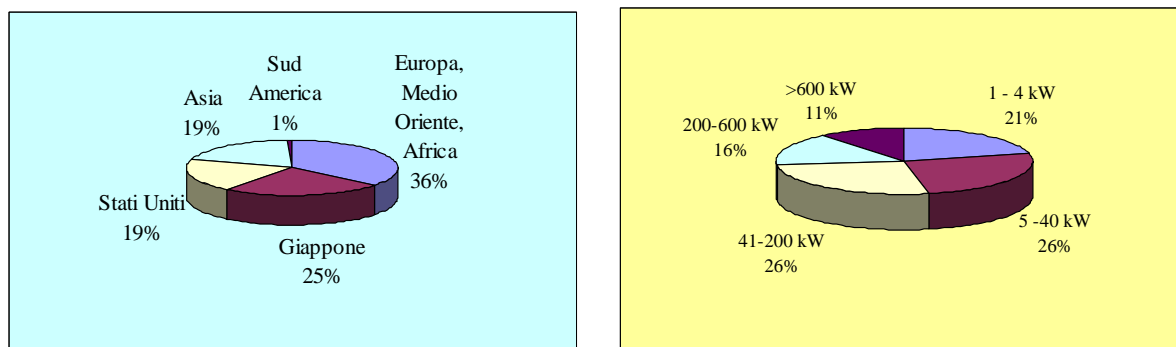


Fig.I.6.a - Suddivisione del mercato degli azionamenti (1998).

Il volume ed il peso si sono ridotti di un fattore 10 negli ultimi 20 anni. La più consistente riduzione del volume (5:1) si ha negli anni '80-'90, in seguito all'introduzione degli IGBT, ed un ulteriore fattore 2 negli ultimi 10 anni, per effetto di ottimizzazioni di progetto.

Un aspetto interessante riguarda la tecnologia degli azionamenti elettrici. Dal punto di vista dei principi basilari del controllo essa è definita matura (*wise mature*) ma risulta ancora agli inizi in molte aree applicative (*emerging technology*), soprattutto in seguito ad un grosso sviluppo nel settore negli ultimi dieci anni. Gli obiettivi per il futuro, largamente condivisi, sono un aumento della affidabilità e della qualità, assieme a riduzione dei costi.

Nonostante l'estrema attualità dell'argomento, vi sono pochi esempi in letteratura di criteri di selezione omogenei che orientino nella scelta di un azionamento elettrico per una data applicazione. Nella pratica industriale, molto spesso la scelta è dettata dalla strategia aziendale, che pone vincoli che a volte addirittura prescindono dal perseguire il miglior risultato tecnico. La domanda è dunque

"Come formulare le specifiche di progetto e come condurre il progetto stesso"

in modo da garantire il successo commerciale al prodotto ?"

E, ancora prima:

"Qual'è il nuovo ruolo dei tecnici in questo processo ?".

Un elemento sicuramente importante è costituito dai "*market drivers*", ovvero i fattori che differenziano un prodotto da un altro in un particolare segmento. I principali fattori di differenziazione del prodotto sono di seguito elencati.

Riduzione del costo.

- Il progetto deve seguire le specifiche, soddisfarle ma non eccederle.
- Pensare ad innovazioni strutturali, ma senza gravare sui costi (*balancing*). Ad esempio, si può aumentare il radiatore, ma togliere la ventola, ottenendo un bilanciamento dei costi ed un aumento della affidabilità.
- Pensare a progettare componenti che possono avere più funzioni. Ad esempio, alimentatori per più azionamenti.
- Integrare il più possibile.
- Prestare estrema cura nel packaging, che da solo rappresenta fino al 30% del costo di un azionamento.

Aumento della affidabilità.

- Il progetto non si deve limitare all'azionamento, ma anche e soprattutto ad un sistema di test, anche remota e wireless.
- Ogni settore ha un obiettivo di *MTBF* (*mean time between failures*). Ad esempio, per gli elettrodomestici, esso è di 40000 ore.

Facilità d'uso e di manutenzione.

- Primo costo: l'acquisto.
- Secondo costo: l'installazione.
- Terzo costo: la manutenzione durante la vita del prodotto.

Solitamente i secondi due costi vengono troppo sottovalutati dai progettisti. Per la facilità d'uso, un approccio corretto consiste nello studiare come l'utente utilizza la macchina, assieme ad una valutazione delle conoscenze tecniche dell'utente medio.

Nel seguito, si inquadreranno gli aspetti tecnici della scelta di un azionamento, mettendo a confronto diversi tipi di azionamenti ed indicando per ognuno di essi le molteplici peculiarità (*potentials and pitfalls*). I motori che verranno considerati sono i motori sincroni a magnete permanente (*permanent magnet synchronous motors, PMSM*), i motori senza spazzole a magnete permanente (*brushless DC motors*), i motori asincroni trifase (*induction motors, IM*) e i motori a riluttanza commutata (*switched reluctance motors, SRM*).

I.6.1- Costo dell'azionamento.

In questa sezione si escludono dal confronto i motori a riluttanza commutata. A differenza degli altri motori, che sono prodotti in quantità enormi, essi non hanno infatti ancora trovato estesa applicazione. Dunque, anche se il costo puro può essere probabilmente paragonato al 70-80% di quello di un motore asincrono e l'elettronica di controllo è abbastanza semplice, un confronto in questi termini sarebbe fuorviante.

Una generica configurazione per un azionamento elettrico, che prescinde dal motore utilizzato, è stata presentata in Fig.I.a, di cui si riporta qui un particolare, per praticità. Il sistema consiste di un blocco di controllo e di un convertitore che viene alimentato da rete trifase e che è connesso ad un

motore elettrico. Le tensioni di uscita sono sinusoidali per i motori *PMSM* ed *IM*, mentre sono ad onda quadra, con conduzione di 120° , per semiperiodo nei motori brushless *DC*. Simile andamento si ha anche per i motori *SRM*. Allo stato attuale, il costo del convertitore è praticamente lo stesso per tutti i motori considerati, dato che normalmente serve lo stesso numero di componenti di potenza¹⁰.

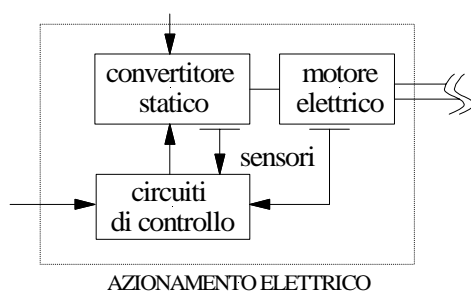


Fig.I.6.1.a - Azionamento elettrico.

Adottando tecniche di controllo per i motori asincroni che assicurino prestazioni paragonabili a quelli degli altri azionamenti a confronto, si può poi affermare che la complessità del blocco di controllo è quasi la stessa.

Le procedure di taratura (*tuning*) in fase di messa in servizio prevedono, per i motori a magnete permanente l'operazione di allineamento del sensore di posizione con il flusso, che di recente viene comunque integrata in una procedura automatica di start-up dell'azionamento.

D'altro canto, il controllo del motore ad induzione richiede una taratura dei regolatori particolarmente delicata. Infine, per potenze fino a 10 hp (7-8 kW) il costo dei motori con magnete permanente è da 4 a 6 volte quello dei motori asincroni. Un riassunto di quanto discusso è riportato nella Tab.I.6.1.a.

Tab.I.6.1.a - Ripartizione dei costi (P<10 kW).

Componente	PMSM (IM=1)
Sistema di controllo	0.7
Convertitore	1
Motore	3÷4
Taratura	0.7

Il costo di un azionamento in corrente continua è del tutto paragonabile a quello di un azionamento con motore a magnete permanente. La taratura dei regolatori è abbastanza semplice e i sensori sono di tipo incrementale, dunque non necessitano di preposizionamenti particolari. Per contro, gli azionamenti in continua soffrono di grossi costi di manutenzione per la presenza di contatti striscianti che si usurano e che vanno periodicamente sostituiti.

I.6.2 -Densità di potenza e rapporto coppia/inerzia.

Per applicazioni ad alte prestazioni, come ad esempio nei servoazionamenti, si preferiscono motori compatti e leggeri. Ad esempio, il volume e il peso dell'azionamento possono essere cruciali in robotica e nel settore aerospaziale. A questo riguardo, due elementi indicativi (*benchmark*) per i motori sono la densità di potenza (*power density*), espressa in W/kg ed il rapporto tra coppia e inerzia (*torque-to-inertia ratio*) del motore, che essendo equivalente ad una accelerazione angolare si può esprimere in $krad/s^2$.

Va poi tenuto conto che i convertitori associati ai motori raramente sono dimensionati per fornire correnti corrispondenti alla coppia di picco dei motori (*peak or maximum torque*), che può essere

¹⁰ Qualche topologia a ridotto numero di componenti può essere utilizzata per il solo *SRM*.

parecchie volte la coppia nominale, e pertanto si ritiene più significativo il rapporto tra coppia nominale (*rated torque*) e inerzia piuttosto che la massima accelerazione angolare.

La tabella seguente riassume i dati relativi a ciascun motore (1998).

Tab.I.6.2.a - Confronto in base alla densità di potenza e coppia/inerzia.

	Densità di potenza (W/kg)	Coppia/inerzia (krad/s ²)
PMSM (fem sinusoidale)	115	4.2
PMSM (fem trapezoidale)	133	4.2
IM	100	2
SRM	80	6

C'è da ricordare che i dati si riferiscono a motori con flusso radiale, che sono i più diffusi attualmente. Esistono configurazioni diverse, caratterizzate da flusso al traferro in direzione assiale. Nel range di coppia inferiore a 30 N m i PMSM assiali hanno prestazioni nettamente superiori di quelli radiali. La tecnologia è però meno matura e la loro produzione risulta più complessa, con costi nettamente superiori a quelli dei tradizionali motori radiali.

I.6.3 - Gamme di velocità ed implicazioni sulla corrente assorbita.

Nella gamma di velocità di un azionamento si possono generalmente distinguere due zone. Nella prima, fino alla velocità base (*base speed*), si opera mantenendo costante il flusso magnetico al traferro del motore, con l'obiettivo di disporre costantemente della massima coppia possibile. Nella seconda, il sistema di controllo riduce opportunamente il flusso (*flux weakening*) per esigenze legate al limite di tensione di alimentazione e l'azionamento, compatibilmente con il motore utilizzato, lavora entro i limiti della potenza elettrica disponibile.

Nella prima zona, i motori ad induzione assorbono correnti maggiori dei PMSM, in quanto nei primi anche la creazione del flusso induttore avviene a carico delle correnti di statore.

I motori con magnete permanente hanno viceversa maggiori correnti di statore nella zona di deflussaggio, dato che in tale zona parte della corrente di statore deve essere destinata a contrastare il flusso prodotto dal magnete permanente.

Queste semplici osservazioni portano a considerare con attenzione impieghi di *IM* in prolungato funzionamento a basse velocità e piena coppia, per i quali i *PMSM* potrebbero essere vantaggiosi. Allo stesso modo, naturalmente dopo aver vagliato tutti gli elementi di confronto presentati in questa appendice, occorre prestare attenzione all'uso di *PMSM* in zona di accentuato deflussaggio, a prescindere naturalmente dai rischi di smagnetizzazione permanente del rotore.

I.6.4 - Perdite e capacità termica.

Si tratta in questo caso di parametri che riguardano direttamente i motori, in quanto le perdite dei convertitori nei diversi azionamenti non assumono differenze particolarmente significative. Com'è noto, nei motori elettrici si possono localizzare due principali tipi di perdite, nel rame (*copper losses*) e nel ferro (*core losses*). Le prime nascono per effetto del riscaldamento dei conduttori di rame che formano gli avvolgimenti. Dato che la struttura dello statore negli *IM* e nei *PMSM* è essenzialmente la stessa, e tenendo conto quanto descritto nel paragrafo precedente, si può affermare che almeno nella zona di funzionamento a coppia disponibile costante gli *IM* soffrono di maggiori perdite nel rame, per la presenza dei conduttori (o delle barre) di rotore.

Le perdite nel ferro sono invece legate a fenomeni di isteresi e di correnti parassite nel ferro di statore e di rotore. Quelle per isteresi hanno un valore proporzionale al prodotto della frequenza¹¹ per il quadrato dell'induzione ($f B^2$) mentre le perdite per correnti parassite sono legate al prodotto del quadrato della frequenza per il quadrato dell'induzione ($f^2 B^2$).

¹¹ Si intende frequenza elettrica $f = p\omega_m / 2\pi$, con p = coppie polari del motore.

I motori asincroni per azionamenti hanno solitamente poche coppie polari (tipicamente 2) mentre i motori con magneti permanente hanno un numero di coppie polari più alto (3,4, o 5), perché si può dimostrare che per essi questo corrisponde a massimizzare la densità di potenza e a minimizzare le perdite nel rame. La Tab.I.6.4.a riporta alcuni dati sperimentali che possono essere utili per successivi confronti. In essa si è indicato con k_{cpi} il rapporto che si suppone tra le perdite per correnti parassite e perdite per isteresi.

In ciascuna casella i due valori indicati si riferiscono alle misure effettuate alla velocità base e a 4 volte la velocità base.

Tab.I.6.4.a - Confronto tra le perdite negli azionamenti.

	Perdite nel ferro vs. IM (p=2) $P_{ist} = 5 P_{corr.par.}$	Perdite nel ferro vs. IM (p=2) $P_{ist} = 2.5 P_{corr.par.}$
PMSM (p=3)	1.7-1.9	1.82-2.05
PMSM (p=4)	2.5-3.25	2.8-3.5

In conclusione, al di sotto della velocità base, i motori asincroni hanno perdite complessive maggiori dei *PMSM*, mentre il giudizio si capovolge a favore degli *IM* per velocità elevate. Va inoltre considerato che generalmente le perdite nel ferro influenzano la temperatura più di quelle che si localizzano nel rame.

Infine occorre ricordare che la maggior parte dei magneti permanenti devono sottostare a precise limitazioni di temperatura, per evitare sia indesiderate variazioni di flusso che, al limite, la completa demagnetizzazione. Pertanto, in zona di deflussaggio, i *PMSM* appaiono svantaggiati rispetto agli *IM* anche dal punto di vista dei parametri considerati in questo paragrafo.

I.6.5 - Effetti della sensibilità parametrica.

Come si è accennato al termine del precedente paragrafo, i materiali magnetici che possono essere impiegati nei *PMSM* sono soggetti a deterioramento delle caratteristiche al crescere della temperatura. Alcuni dati sono riportati in Tab.I.6.5.a.

Tab.I.6.5.a - Sensibilità dei magneti alla temperatura.

Materiale magnetico	Riduzione del flusso per $\Delta T=100^\circ$
ceramico (ferriti)	19 %
samarium-cobalto (<i>SmCo</i>)	3-6 %
neodimio-ferro-boro (<i>NeFeB</i>)	9-14 %

Nei *PMSM* la coppia viene generata dall'interazione tra il campo magnetico induttore (generato dai magneti permanenti posti sul rotore) e le correnti che percorrono gli avvolgimenti di statore.

Intuitivamente, al crescere della temperatura sarà necessario far scorrere più corrente per produrre la stessa coppia, provocando allora un peggioramento del rapporto coppia/corrente, che è un elemento importante perché influenza la taglia del convertitore dell'azionamento. Si ha naturalmente anche una riduzione dell'effettiva coppia massima ottenibile dal motore. I motori *DC brushless* soffrono di limitazioni del tutto analoghe.

Gli azionamenti con *IM* ad alte prestazioni hanno molto spesso un controllo che si basa su un accurato modello del motore. Un aumento della temperatura provoca un incremento delle resistenze degli avvolgimenti di statore e di rotore, provocando discrepanze con il modello adottato. La coppia di spunto intrinseca del motore aumenta, mentre quella massima non ne viene influenzata. Dato però che normalmente l'azionamento non misura la temperatura del motore, la variazione non compensata delle resistenze (soprattutto quella rotorica) affligge la corretta ripartizione da parte del controllo della corrente di statore in componenti che creano flusso e coppia¹², peggiorando le prestazioni e

¹² Controllo ad orientamento di campo (*Field Oriented Control, FOC*).

provocando oscillazione durante i transitori. Si noti che si tratta di un effetto nocivo sul sistema di controllo, piuttosto che sul motore; paradossalmente, tecniche di controllo poco sofisticate ne risentono in maniera minore.

Le variazioni parametriche ed i loro effetti sulle prestazioni dell'azionamento sono oggetto di ricerca molto attuale, e sono già state proposte decine di schemi per la loro misura indiretta e autocompensazione nel sistema di controllo. L'obiettivo è quello di rendere l'azionamento quanto più robusto possibile alle variazioni dei parametri durante il funzionamento (*on-line auto-tuning*).

I.6.6 - Altre considerazioni sul controllo.

Oltre ai fattori esposti nei paragrafi precedenti, vi sono altri importanti elementi da tenere in considerazione nella scelta di un particolare azionamento per una data applicazione. Qui verranno solo accennati, rimandando l'approfondimento ai testi specifici.

Un primo aspetto degno di rilievo è il comportamento dell'azionamento durante la frenatura, ed in caso di improvviso guasto del convertitore. Vi sono studi interessanti a questo proposito; in generale vengono studiati sistemi di diagnosi istantanea del guasto (*fault analysis*), a cui segue l'applicazione di opportune strategie di rimedio (*remedial strategies*), per ottenere azionamenti a prova di guasto (*fault tolerant drives*). Altri fattori da considerare sono legati alle massime oscillazioni (*ripple*) di coppia, che nascono dall'interazione tra il flusso induttore e le armoniche di corrente prodotte dal convertitore. Tale problema è comune agli *IM*, ai *PMSM* e ai *DC brushless*. Gli azionamenti con *SRM* soffrono pure del problema del ripple, che però ha cause diverse, legate essenzialmente all'impossibilità di avere variazioni istantanee della corrente nei circuiti induttivi di statore.

Infine, un problema legato ai soli motori con magnete permanente sono le coppie di puntamento (*cogging torque*), che insorgono per la tendenza dei magneti di rotore a trovare posizioni privilegiate di equilibrio in corrispondenza ai denti di statore. Questo fenomeno, com'è intuitivo, inficia la ripetitività e la precisione dei posizionamenti (*servo drives*).

Come si può osservare nella Fig.I.6.a, le applicazioni di grossa potenza hanno un peso non trascurabile nel mercato degli azionamenti. Esse comunque sono caratterizzate da problematiche molto particolari, in quanto si tende a lavorare ai limiti tecnologici in ogni aspetto. Ogni impianto è caratterizzato da alcune peculiarità, è il progetto è fortemente condizionato dalle specifiche. A titolo di esempio, viene di seguito riportato un confronto tra le prestazioni globali di un motore sincrono (con eccitazione, senza magneti permanenti) e un motore asincrono, per una applicazione ad una trafilatura da 6 MW.

Tab.I.6.1.b - Confronto tra IM e SM per grandi potenze (6 MW).

	IM	SM
Displacement factor ¹³	0.89	1
Efficienza (inclusa l'eccitazione)	93.9	95.5
Sovraccaricabilità a 2 volte Ω_{nom}	240%	240%
Momento di inerzia	=	=
Peso del motore	=	=
Tempo di risposta della coppia	< 10 ms	< 10 ms

¹³ Se sono presenti armoniche, e quindi i sistemi trifase non sono pure sinusoidi, si definisce *displacement factor* il fattore di potenza fondamentale $\cos\phi$, dove ϕ è l'angolo tra la tensione di fase e la componente fondamentale della corrente. Il rapporto tra la potenza reale e la potenza apparente

$$\lambda = \frac{V_{ph} I_1 \cos(\phi)}{V_{ph} I_{ph}} = \mu \cos(\phi)$$

è detto invece fattore di potenza totale (*total power factor*) e μ , che rappresenta il rapporto tra il valore efficace della fondamentale ed il valore efficace totale (*rms*) della corrente, viene definito fattore di distorsione (*distortion factor*).

Costante di tempo del flusso	3.0 s	0.35 s
kVA richiesti dal convertitore	354% P_{nom}	258% P_{nom}

L'impiego di un convertitore di minor potenza indica un costo minore per la soluzione con il motore sincrono. Tale vantaggio va però confrontato con il risparmio di esercizio legato al rendimento ed al fattore di potenza, entrambi migliori nella soluzione con motore asincrono.