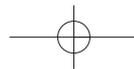




# Fatti che vale la pena conoscere sui convertitori di frequenza





**Fatti che vale la pena conoscere sui convertitori di frequenza**  
**«Fatti che vale la pena conoscere sui convertitori di frequenza»**

© Danfoss A/S

La riproduzione è concessa purché sia citata la fonte

Impaginazione: New Century Schoolbook, DTP

Grafica: Danfoss Advertising Department

Stampa: Laursen Grafisk

Rilegatura: Chr. Hendriksen & Søn, Skive

1<sup>^</sup> ristampa, 3<sup>^</sup> edizione 1999





# Premessa

Fin dal 1968 la Danfoss produce e commercializza convertitori di frequenza VLT® in grado di regolare in modo continuo la velocità dei motori a corrente alternata trifase. I moderni convertitori di frequenza sono molto diversi da quelli della generazione precedente, con sistemi di controllo completamente digitali, dotati di microprocessore e circuiti integrati e più semplici da usare e da adattare alle esigenze dell'utente. Così, benché la struttura base del convertitore di frequenza sia rimasta invariata, riteniamo sia comunque giunto il momento di pubblicare una nuova edizione di «Fatti che vale la pena conoscere sui convertitori di frequenza».

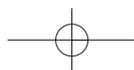
Il libro si apre con una breve introduzione che consentirà ai lettori di acquisire familiarità con i vantaggi offerti dai convertitori di frequenza, le loro funzioni, l'installazione e il funzionamento. Per comprendere il funzionamento dei convertitori di frequenza non è necessaria alcuna conoscenza tecnica specifica ma sono sufficienti alcune nozioni basilari di elettronica e matematica oltre ad una conoscenza pratica dei motori CA.

La prima parte di questa pubblicazione fornisce una descrizione teorica del motore CA. Nella seconda parte vengono esaminati i principi alla base della costruzione e del controllo dei convertitori di frequenza. La terza parte prende in esame il comportamento di un motore azionato da un convertitore di frequenza e, infine, la quarta sintetizza gli effetti del convertitore di frequenza sul motore e sull'ambiente, le protezioni che garantiscono la sicurezza delle apparecchiature e del personale e i criteri che regolano la scelta di un convertitore di frequenza.

Grazie alla semplicità del linguaggio utilizzato, «Fatti che vale la pena conoscere sui convertitori di frequenza» è un'opera indicata per tutti.

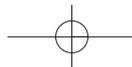
Per ulteriori informazioni, siete invitati a contattarci.

Danfoss 1999



# Sommario

<b>CAPITOLO 0: INTRODUZIONE</b> .....	7
Vantaggi della regolazione continua della velocità .....	10
Controllo o regolazione? .....	12
<hr/>	
<b>CAPITOLO 1: MOTORI CA TRIFASE</b> .....	13
Motori asincroni .....	15
Statore .....	15
Campo magnetico .....	16
Rotore .....	18
Coppia, scorrimento e velocità .....	20
Rendimento e perdite .....	23
Campo magnetico .....	25
Diagramma equivalente .....	25
Cambio di velocità .....	29
Modifica del numero di poli .....	29
Controllo dello scorrimento .....	30
Regolazione della frequenza .....	32
Dati del motore .....	35
Tipi di carico .....	44
Motori sincroni .....	47
Motori a riluttanza .....	49
<hr/>	
<b>CAPITOLO 2: CONVERTITORI DI FREQUENZA</b> .....	52
Raddrizzatore .....	54
Raddrizzatori non controllati .....	54
Raddrizzatori controllati .....	56
Circuito intermedio .....	59
Inverter .....	62
Transistori .....	65
Modulazione di Ampiezza degli Impulsi (PAM) .....	68
Modulazione di Larghezza degli Impulsi (PWM) .....	70
PWM con controllo sinusoidale .....	71
PWM sincrona .....	74
PWM asincrona .....	75
Circuito di comando .....	81
Principio di controllo Danfoss .....	82
Principio del controllo vettoriale della tensione (VVC) .....	84
Principio di controllo VVC <sup>plus</sup> .....	86
Controllo (vettoriale) con orientamento in base al campo .....	91
Caratteristiche V/f e controllo vettoriale del flusso .....	93
Compensazione allo scorrimento VVC <sup>plus</sup> .....	94



Adattamento Automatico del Motore (AMA) .....	95
Ottimizzazione Automatica dei Consumi (AEO) .....	95
Funzionamento al limite di corrente .....	96
Funzioni protettive .....	98
Generalità sui microprocessori .....	101
Computer del convertitore di frequenza .....	102
Comunicazione .....	104
Comunicazione seriale .....	106
Comunicazione indipendente dal produttore .....	111

---

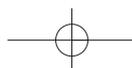
**CAPITOLO 3: CONVERTITORI DI FREQUENZA E MOTORI** .....

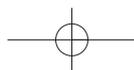
Condizioni di funzionamento del motore .....	115
Compensazioni .....	115
Parametri di compensazione dipendenti e indipendenti dal carico .....	115
Compensazione allo scorrimento .....	116
Caratteristiche di coppia del motore .....	117
Limite della corrente .....	117
Requisiti dei convertitori di frequenza digitali avanzati .....	120
Scelta del convertitore di frequenza delle dimensioni appropriate .....	121
Caratteristiche di carico .....	121
Distribuzione della corrente nel convertitore di frequenza (cos $\varphi$ del motore) .....	125
Funzionamento dinamico del freno .....	128
Inversione .....	130
Rampe .....	131
Monitoraggio .....	132
Carico e riscaldamento del motore .....	134
Rendimento .....	136

---

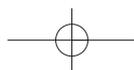
**CAPITOLO 4: PROTEZIONE E SICUREZZA** .....

Protezione supplementare .....	139
Azzeramento (sistema TN) .....	139
Messa a terra (sistema TT) .....	139
Relè di protezione .....	141
Compatibilità elettromagnetica .....	143
Standard di base .....	144
Standard generico .....	144
Standard del prodotto .....	144
Dispersione delle interferenze .....	146
Accoppiamento .....	146
Dispersione del cablaggio .....	148
Interferenze sull'alimentazione di rete .....	148
Correnti transitorie/sovratensione .....	149





Radiodisturbi .....	151
Cavi schermati/armati .....	153
Unità di compensazione del fattore di potenza (PFC) .....	154
Selezione di un convertitore di frequenza per impianti a velocità variabile .....	155
<hr/>	
<b>APPENDICE I: TEORIA MECCANICA GENERALE</b> .....	159
Moto lineare .....	159
Moto rotatorio .....	159
Lavoro e potenza .....	161
<hr/>	
<b>APPENDICE II: TEORIA GENERALE DELLA CORRENTE ALTERNATA</b> ..	162
Fattore di potenza .....	165
Corrente alternata trifase .....	166
Connessione a stella o a triangolo .....	167
<hr/>	
<b>APPENDICE III: ABBREVIAZIONI DI USO GENERALE</b> .....	168
<hr/>	
<b>RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI</b> .....	169
<hr/>	
<b>INDICE</b> .....	170



# 0. Introduzione

Il convertitore di frequenza statico è un apparecchio elettronico che consente la regolazione continua della velocità dei motori CA trifase convertendo la frequenza e la tensione di rete da valori fissi in valori variabili. Mentre il principio del funzionamento è rimasto pressoché inalterato, l'evoluzione dai primi convertitori di frequenza a tiristore alle moderne unità digitali con microprocessore è stata notevole.

Il crescente livello di automazione dell'industria determina l'esigenza di un numero sempre più elevato di comandi automatici. Pertanto vengono costantemente sviluppati metodi per ottimizzare le velocità di produzione e l'efficienza degli impianti.

I moderni motori elettrici sono importanti prodotti industriali standard realizzati per operare a velocità preimpostate e da anni si studia la possibilità di ottimizzarne il controllo della velocità di funzionamento.

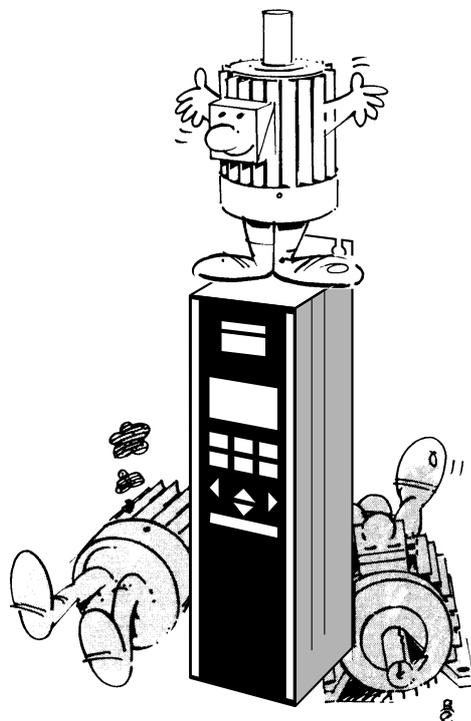


Fig. 0.01

L'impiego dei motori CA trifase a velocità variabile è diventato pratico e conveniente solo dopo l'introduzione dei convertitori di frequenza statici.

La grande maggioranza dei convertitori di frequenza statici adottati dalla moderna industria per il controllo o la regolazione della velocità dei motori CA trifase si basa su due diversi principi (Fig. 0.02):

- convertitori di frequenza privi di circuito intermedio (noti anche come convertitori diretti),
- convertitori di frequenza dotati di circuito intermedio variabile o costante.

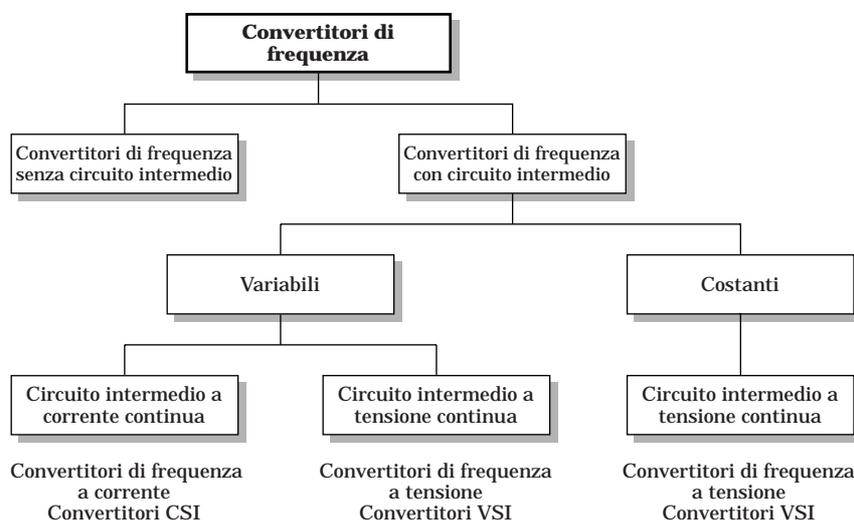
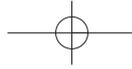


Fig. 0.02 Principi dei convertitori

I convertitori del secondo tipo funzionano con circuito intermedio a corrente continua o con circuito intermedio a tensione continua e sono detti, rispettivamente, inverter a corrente e inverter a tensione.

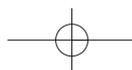
Rispetto agli inverter diretti, quelli con circuito intermedio offrono numerosi vantaggi quali:

- miglior controllo della corrente reattiva
- riduzione delle armoniche
- nessuna limitazione per quanto riguarda la frequenza di uscita (vi è, tuttavia, una limitazione sul controllo e sulle proprietà dei componenti elettronici impiegati. A frequenze di uscita elevate si utilizzano per lo più inverter con circuito intermedio.).



Di norma, gli inverter diretti hanno un costo lievemente inferiore rispetto a quelli con circuito intermedio, ma presentano lo svantaggio di una più scarsa riduzione delle armoniche.

Poiché la maggior parte dei convertitori di frequenza fanno uso di circuito intermedio a tensione CC, nel corso di questo libro tratteremo principalmente questo tipo di convertitori.



## Vantaggi della regolazione continua della velocità

Il motore trifase controllato da convertitore di frequenza costituisce oggi un elemento standard di ogni impianto di processo automatizzato. Oltre a consentire uno sfruttamento ottimale delle caratteristiche del motore trifase, la regolazione continua della velocità rappresenta spesso un requisito essenziale in conseguenza della struttura dell'impianto ed offre inoltre numerosi vantaggi, come ad esempio:

### *Risparmio energetico*

È possibile ottenere un risparmio energetico quando la velocità del motore corrisponde in ogni momento al fabbisogno dell'impianto. Questo principio vale in particolar modo per gli impianti con pompe centrifughe e ventilatori, in cui il consumo energetico viene ridotto in misura pari al cubo della velocità. Un impianto funzionante a velocità dimezzata, in tal modo, consuma soltanto il 12,5% della potenza nominale.



Fig. 0.03 *Risparmio energetico*

### *Ottimizzazione del processo*

La regolazione della velocità sulla base del processo produttivo offre numerosi vantaggi, fra i quali la possibilità di incrementare la produzione riducendo allo stesso tempo le percentuali di scarto, il consumo dei materiali e l'usura delle apparecchiature.

### *Corretto funzionamento delle apparecchiature*

Il numero delle operazioni di avviamento e di arresto con conseguente variazione della velocità può essere drasticamente ridotto, evitando di sottoporre i componenti della macchina ad urti e impatti grazie all'uso di rampe di avviamento e arresto graduale.

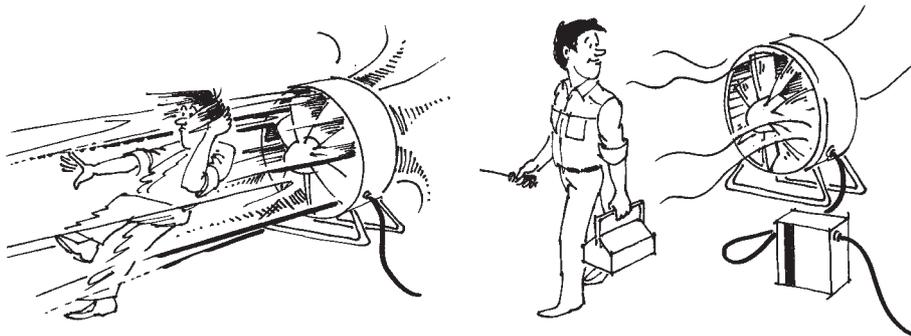
### *Riduzione della manutenzione*

I convertitori di frequenza non richiedono alcuna manutenzione. Se utilizzati per il controllo del motore, essi contribuiscono a prolungare la durata utile dell'impianto. Negli impianti di erogazione idrica, ad esempio, elimina gli sbalzi di pressione che altrimenti si verificherebbero con la connessione diretta alla rete dei motori a pompa, evitando di danneggiare le tubature.

### *Miglioramento dell'ambiente di lavoro*

La velocità dei nastri trasportatori può essere adattata alla velocità di lavoro richiesta. Negli impianti di imbottigliamento, ad esempio, la rumorosità provocata dalle bottiglie può essere ridotta adeguando la velocità di avanzamento alle momentanee esigenze di produzione.

Negli impianti di ventilazione, la regolazione della velocità dei ventilatori può ridurre la rumorosità non necessaria ed un eccessivo tiraggio.



*Fig. 0.04 Miglioramento dell'ambiente di lavoro*

## Controllo o regolazione?

Molte persone usano indiscriminatamente i termini «controllo» e «regolazione». Il significato di queste parole, tuttavia, è stato definito in modo preciso in seguito al progresso e allo sviluppo che si sono registrati nel settore dell'automazione.

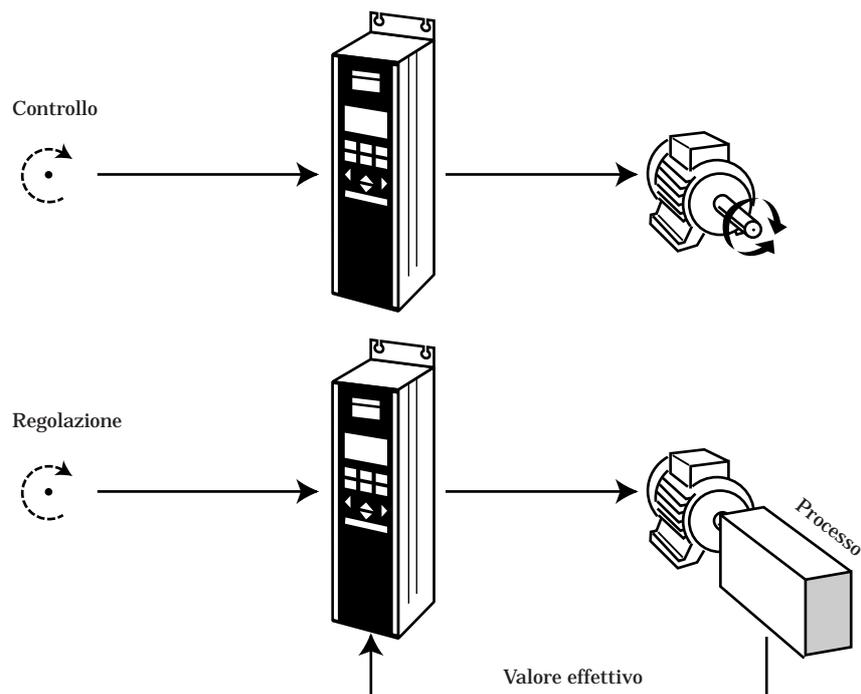
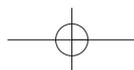


Fig. 0.05 Distinzione fra controllo e regolazione

La scelta del termine «controllo» e «regolazione» dipende dal tipo di impianto. Nel caso del «controllo» della velocità, viene inviato al motore un segnale che dovrà produrre la velocità richiesta. Nel caso della «regolazione» della velocità, il processo emette un segnale di retroazione. Se la velocità non corrisponde alle esigenze, il segnale inviato al motore verrà regolato automaticamente fino al raggiungimento dell'esatta velocità richiesta.



# 1. Motori CA trifase

Il primo motore elettrico, funzionante a corrente continua, è stato costruito nel 1833. La regolazione della velocità di tale motore è di semplice esecuzione e risponde alle esigenze di numerosi tipi di applicazione e di impianto.

Nel 1889 fu progettato il primo motore CA. Più semplice e robusto del motore CC, esso presentava tuttavia il difetto di possedere valori fissi di velocità e di coppia, aspetto che per anni lo rese inadatto all'impiego per applicazioni speciali.

I motori CA trifase sono convertitori di energia elettromagnetica. Essi convertono cioè l'energia elettrica in energia meccanica (principio del motore) e viceversa (principio del generatore) mediante l'induzione elettromagnetica.

Il principio dell'induzione elettromagnetica è il seguente: se un conduttore passa attraverso un campo magnetico (B), viene indotta una tensione. Se il conduttore fa parte di un circuito chiuso, il risultato è un flusso di corrente (I). Se il conduttore viene spostato, una forza (F) perpendicolare rispetto al campo magnetico agisce sul conduttore.

*a) Principio del generatore (induzione per mezzo del moto).*

Il movimento di un conduttore in un campo magnetico genera una tensione (Fig. 1.01a).

*b) Principio del motore*

Nei motori, il principio dell'induzione viene applicato «in senso inverso»: un conduttore di corrente posto in un campo magnetico viene influenzato da una forza (F) che cercherà di allontanarlo dal campo magnetico.

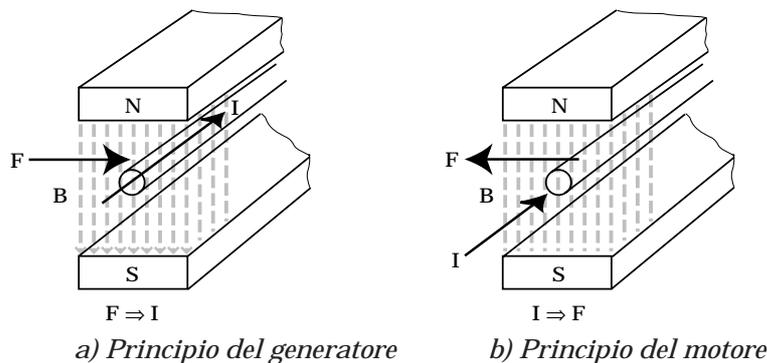
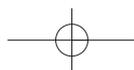
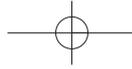


Fig. 1.01 Principio dell'induzione elettromagnetica



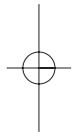
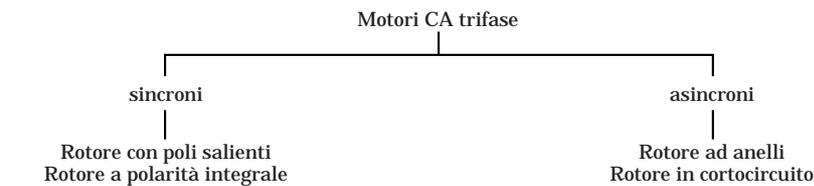
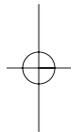


Secondo il principio del motore, il moto viene generato dal campo magnetico e dal conduttore della corrente (Fig. 1.01b).

Nel motore, il campo magnetico viene generato dalla componente fissa (lo statore), mentre i conduttori, influenzati dalle forze elettromagnetiche, si trovano nella componente rotante (il rotore).

I motori CA trifase possono essere di due tipi: motori asincroni e motori sincroni.

In linea di principio, lo statore funziona nello stesso modo in entrambi i tipi di motore, che differiscono invece per la struttura e il movimento del rotore in relazione al campo magnetico: nei motori sincroni (ovvero caratterizzati da un moto simultaneo o uniforme) il rotore e il campo magnetico si muovono alla stessa velocità, mentre nei motori asincroni il rotore e il campo magnetico si muovono a velocità differenti.



*Fig. 1.02 Tipi di motore a.c. trifase*



## Motori asincroni

I motori asincroni sono i più diffusi. Essi non richiedono praticamente alcuna manutenzione: in termini puramente meccanici, essi rappresentano virtualmente strutture standardizzate che garantiscono la possibilità di reperire in ogni momento i pezzi di ricambio necessari. Esistono numerosi tipi di motore asincrono, ma il principio di funzionamento è sempre lo stesso.

I due componenti principali del motore asincrono sono lo statore (elemento statico) e il rotore (elemento rotante).

### Statore

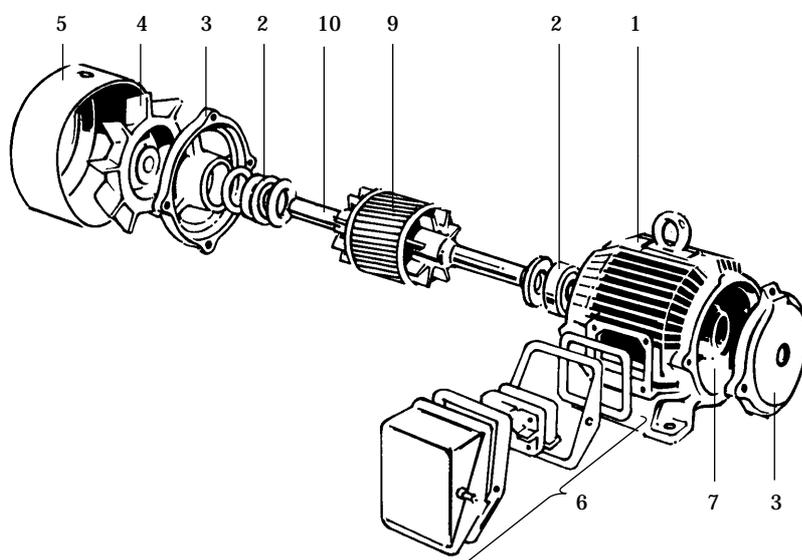


Fig.1.03 Struttura di un motore asincrono

Lo statore costituisce la componente fissa del motore. Esso è costituito da un alloggiamento (1), i cuscinetti a sfera (2) che supportano il rotore (9), i blocchi portanti (3) che ospitano i cuscinetti e bloccano l'alloggiamento dello statore, il ventilatore (4) per il raffreddamento del motore e l'alloggiamento della valvola (5) con funzione di protezione dalle palette rotanti del ventilatore stesso. Infine, è prevista una morsettiera che racchiude i collegamenti elettrici (6) a fianco dell'alloggiamento dello statore.

L'alloggiamento dello statore contiene un nucleo di ferro (7) costituito da sottili lamine di ferro dello spessore di 0,3 - 0,5 mm, con sezioni scanalate che ospitano i tre avvolgimenti di fase.



Gli avvolgimenti di fase e il nucleo dello statore generano il campo magnetico, la cui velocità è determinata dal numero di poli o di coppie di poli che lo compongono. Quando il motore viene azionato alla frequenza nominale, la velocità del campo magnetico è chiamata «velocità sincrona del motore» ( $n_0$ ).

Coppie di poli (p)	1	2	3	4	6
Numero di poli	2	4	6	8	12
$n_0$ [1/min]	3000	1500	1000	750	500

Tabella 1.01 Coppie di poli (p), numero di poli e velocità sincrona del motore

### Campo magnetico

Il campo magnetico ruota nel traferro fra statore e rotore. Esso viene indotto quando uno degli avvolgimenti di fase viene collegato ad una delle fasi della tensione di alimentazione.

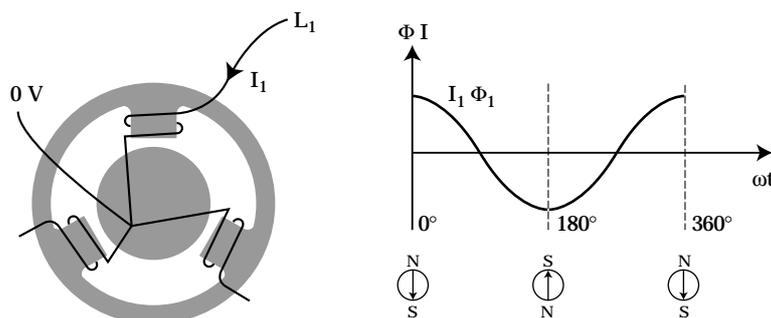
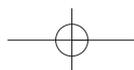


Fig. 1.04 Una fase genera un campo magnetico alternato

Il campo magnetico ha una sua collocazione fissa nel nucleo dello statore, ma il suo senso di rotazione può variare. La velocità a cui avvengono le inversioni del senso di rotazione è determinata dalla frequenza dell'alimentazione di rete. Se la frequenza è di 50 Hz, il campo alternato effettua 50 inversioni al secondo.

Quando due avvolgimenti di fase vengono collegati contemporaneamente a ciascuna delle due fasi, nel nucleo dello statore vengono prodotti due campi magnetici. In un motore bipolare, lo spostamento fra i due campi è di  $120^\circ$ . I valori massimi di questi due campi sono sfasati nel tempo.





In questo modo, si produce un campo magnetico che ruota nello statore. Esso, tuttavia, è molto asimmetrico fino a quando non viene collegata una terza fase.

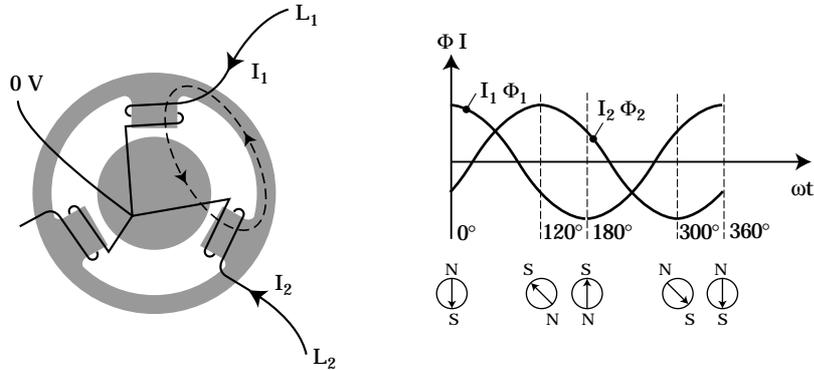


Fig. 1.05 Le due fasi producono un campo rotante asimmetrico

Le tre fasi generano tre campi magnetici, ciascuno sfasato di 120° rispetto agli altri.

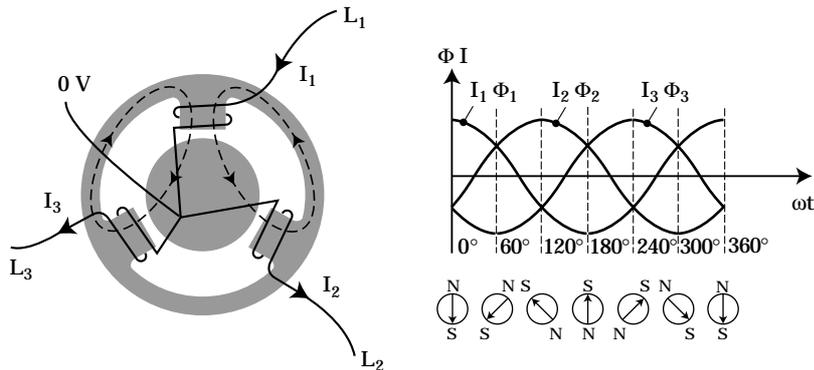


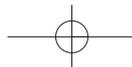
Fig. 1.06 Le tre fasi producono un campo rotante simmetrico

A questo punto, lo statore è collegato alla tensione di alimentazione trifase. I campi magnetici dei singoli avvolgimenti di fase producono un campo magnetico simmetrico in rotazione chiamato «campo rotante del motore», la cui ampiezza è costante e pari a 1,5 volte il valore massimo dei campi magnetici alternati. La sua velocità di rotazione è:

$$n_0 = \frac{(f \times 60)}{p} \text{ [1/min]}$$

f = frequenza  
 n<sub>0</sub> = velocità sincrona  
 p = numero delle coppie di poli





Pertanto, la velocità dipende dal numero delle coppie di poli ( $p$ ) e dalla frequenza ( $f$ ) della tensione di alimentazione. La figura sotto riportata illustra la dimensione dei campi magnetici ( $F$ ) in tre diversi periodi.

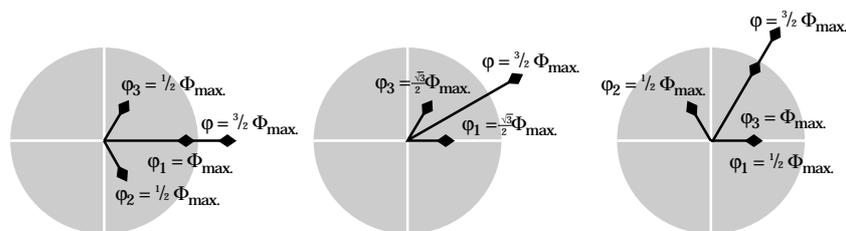


Fig. 1.07 La dimensione dei campi magnetici è costante

La rappresentazione vettoriale del campo rotante, alla sua velocità angolare normale, è costituita da un cerchio. Se rappresentato come una funzione di tempo in un sistema di coordinate, il campo assume la forma di una curva sinusoidale. Se l'ampiezza del campo rotante varia durante una rotazione, esso assume invece una forma ellittica.



## Rotore

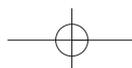
Il rotore (9) è montato sull'albero del motore (10) (vedi Fig. 1.03).

Come lo statore, anche il rotore è costituito da sottili lamine di ferro distanziate fra loro da scanalature. Vi sono due tipi principali di rotore: ad anelli e in cortocircuito. La differenza fra i due tipi è determinata dagli avvolgimenti inseriti nelle scanalature.

Il rotore ad anelli è costituito, come lo statore, da bobine sistemate fra le scanalature. Le bobine, ciascuna destinata ad una singola fase, sono tutte collegate ad appositi anelli. Se questi vengono cortocircuitati, il rotore funziona in cortocircuito.

Il rotore in cortocircuito è costituito da barre di alluminio fuse nelle scanalature che vengono cortocircuitate da un anello di alluminio posto ad ogni estremità del rotore.

Quest'ultimo tipo di rotore è quello più comune. Poiché il principio di funzionamento dei due tipi è pressoché identico, descriveremo qui di seguito il solo rotore in cortocircuito.



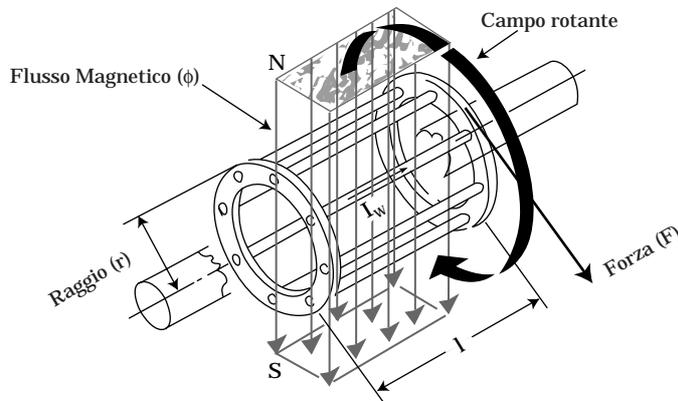


Fig. 1.08 Campo rotante e rotore in cortocircuito

Se la barra di un rotore viene inserita in un campo rotante, essa viene attraversata da un polo magnetico. Il campo magnetico del polo induce una corrente ( $I_w$ ) nella barra del rotore che viene influenzata dalla sola forza (F) (vedi le figg. 1.08 e 1.09a).

Tale forza è determinata dalla densità di flusso (B), dalla corrente indotta ( $I_w$ ), dalla lunghezza (l) del rotore e dall'angolo ( $\theta$ ) fra la forza e la densità di flusso

$$F = B \times I_w \times l \times \sin \theta$$

Supponendo che  $\theta = 90^\circ$ , la forza corrisponde a

$$F = B \times I_w \times l \dots\dots\dots 1.01$$

Successivamente, la barra del rotore viene attraversata da un polo di segno opposto, che induce una corrente di direzione opposta. Poiché anche la direzione del campo magnetico è cambiata, la forza agisce ancora nella medesima direzione (Fig. 1.09b).

Se l'intero rotore viene inserito nel campo rotante (vedi Fig. 1.09c), le barre che lo compongono vengono influenzate dalle forze che producono la rotazione del rotore stesso. La velocità (2) del rotore non può corrispondere a quella del campo rotante (1) poiché, in tal caso, non si produrrebbe alcuna induzione di corrente nelle barre del rotore.

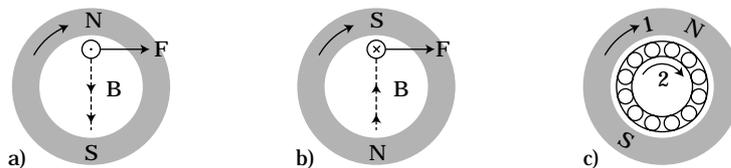
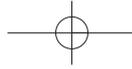


Fig. 1.09 Induzione nelle barre del rotore



### Coppia, scorrimento e velocità

Normalmente, la velocità del rotore,  $n_n$ , è inferiore rispetto alla velocità del campo rotante,  $n_0$ .

La differenza fra la velocità del campo rotante e quella del rotore viene chiamata "scorrimento",  $s$ :

$$n_0 = \frac{(f \times 60)}{p} \text{ [1/min]} \quad p = \text{numero delle coppie di poli}$$

Lo scorrimento viene spesso indicato come percentuale della velocità sincrona e corrisponde normalmente ad un valore compreso fra il 4 e l'11% della velocità nominale:

$$s = n_0 - n_n$$

La densità di flusso ( $B$ ) viene definita come il flusso (\*) per sezione di superficie ( $A$ ). In base all'equazione 1.01 si può calcolare la forza seguente:

$$s = \frac{n_0 - n_n}{n_0} \times 100[\%]$$

La forza alla quale il conduttore di corrente si muove è proporzionale al flusso magnetico ( $\Phi$ ) e alla corrente ( $I_w$ ) che lo percorre.

$$F = \frac{\Phi \times I_w \times l}{A} \dots\dots\dots 1.02$$

$$F \sim \Phi \times I_w$$

Attraverso il campo magnetico, viene indotta nelle barre del rotore una tensione che consente un flusso di corrente ( $I_w$ ) attraverso le barre cortocircuitate. Le forze individuali che agiscono sulle barre del rotore si combinano a determinare una coppia,  $T$ , sull'albero motore.

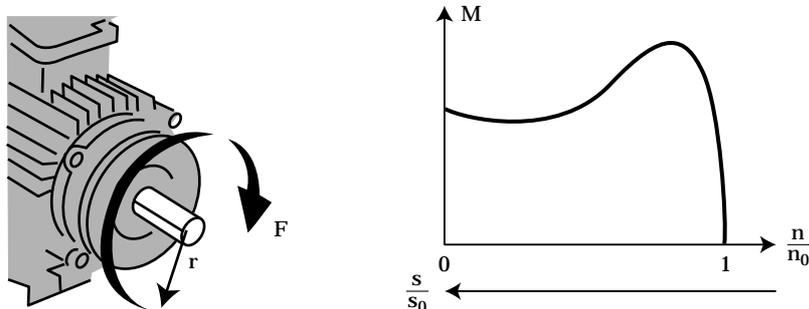
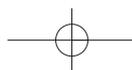
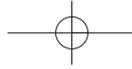


Fig. 1.10 La coppia del motore corrisponde a «forza x raggio»





La relazione fra coppia del motore e velocità presenta una sequenza caratteristica variabile in base alla forma del rotore. La coppia del motore determina una forza che produce la rotazione dell'albero motore.

Tale forza si manifesta, ad esempio, nella circonferenza di un volano montato sull'albero. La coppia del motore viene calcolata con la formula

$W = F \times r$  in cui  $F$  rappresenta la forza ed  $r$  il raggio del volano.

Il lavoro compiuto dal motore si calcola come:  $W \times F \times d$  in cui  $d$  è la distanza percorsa dal motore ad un carico stabilito, ed  $n$  è il numero di giri:

$$d = n \times 2 \times p \times r$$

Il lavoro può anche essere espresso come potenza moltiplicata per il tempo in cui la potenza è attiva:  $W = P \times t$ .

Pertanto, la coppia può essere espressa come segue:

$$T = F \times r = \frac{W}{d} \times r = \frac{(P \times t \times r)}{n \times 2 \pi \times r}$$

$$T = \frac{P \times 9550}{n} \quad (t = 60 \text{ sec.})$$

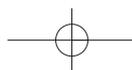
Questa formula esprime la relazione fra la velocità,  $n$ , la coppia  $T$  [Nm] e la potenza  $P$  [kW] del motore.

Essa consente un rapido controllo di  $n$ ,  $T$  e  $P$  in relazione ai valori corrispondenti ad un determinato punto di lavoro ( $n_r$ ,  $T_r$  e  $P_r$ ) che è normalmente il punto di lavoro nominale del motore. La formula, quindi, può essere modificata come segue:

$$T_r = \frac{P_r}{n_r} \text{ e per } P_r = T_r \times n_r,$$

$$\text{in cui } T_r = \frac{T}{T_n}, \quad P_r = \frac{P}{P_n} \text{ e } n_r = \frac{n}{n_n}$$

In questo calcolo proporzionale, la costante – 9550 – non compare.



Esempio:

Carico = 15% del valore nominale, velocità = 50% del valore nominale.  
La potenza sviluppata dal motore sarà pari al 7,5% della potenza nominale di uscita, poiché  $P_r = 0,15 \times 0,50 = 0,075$ .

Oltre al normale intervallo di funzionamento, il motore prevede due campi di frenata.

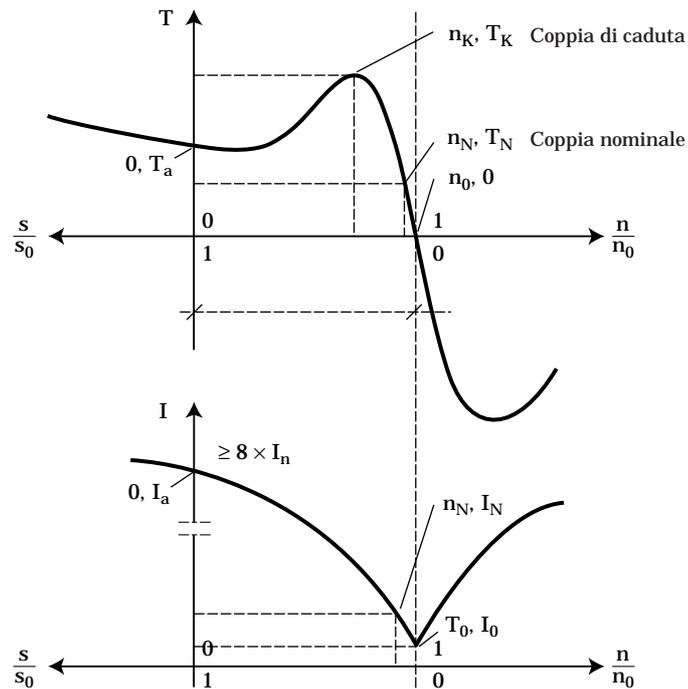
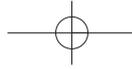


Fig. 1.11 Caratteristiche di corrente e di carico del motore

Nel campo  $\frac{n}{n_0} > 1$ , il motore viene portato al di sopra della velocità sincrona e funge da generatore, producendo una contro-coppia mentre, allo stesso tempo, la potenza viene rinviata alla rete di alimentazione.

Nel campo  $\frac{n}{n_0} < 0$  la frenata viene detta «frenata in controcorrente».

Se due fasi del motore vengono improvvisamente commutate, il campo rotante inverte il senso di rotazione. Subito dopo, il rapporto di velocità diventa  $\frac{n}{n_0} = 1$ .



Il motore, cui precedentemente era stato applicato un carico con coppia  $M$ , frena adesso con coppia frenante. Se il motore non viene scollegato quando  $n = 0$ , esso continua la propria marcia, ma nel nuovo senso di rotazione del campo.

Il motore funziona nell'intervallo di funzionamento normale  $0 < \frac{n}{n_0} < 1$

L'intervallo di funzionamento del motore può, a sua volta, essere suddiviso in due intervalli: l'intervallo di accelerazione  $0 < \frac{n}{n_0} < \frac{n_k}{n_0}$  e l'intervallo di funzionamento  $\frac{n_k}{n_0} < \frac{n}{n_0} < 1$

I punti rilevanti dell'intervallo di funzionamento del motore sono:

$T_a$  che è la coppia di avviamento, cioè la coppia che determina la potenza del motore quando questo, da fermo, viene alimentato alla tensione e frequenza nominali.

$T_k$ , cioè la coppia di stallo del motore. Si tratta della coppia massima che il motore può produrre quando viene alimentato alla tensione e frequenza nominali.

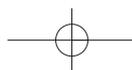
$T_n$ , cioè la coppia nominale del motore. I valori nominali del motore sono i valori meccanici ed elettrici in relazione ai quali il motore è stato progettato in base alla norma CEI 34. Questi valori sono specificati sulla targa dati del motore e sono pertanto chiamati «valori di targa». Essi indicano il punto di funzionamento ottimale del motore quando quest'ultimo è collegato direttamente alla rete di alimentazione.

## Rendimento e perdite

Il motore assorbe dalla rete di alimentazione una potenza elettrica che, ad un carico costante, è superiore rispetto alla potenza meccanica che il motore è in grado di sviluppare a causa di perdite o inefficienza del motore stesso. Il rapporto fra la potenza di uscita e la potenza in entrata viene chiamato «rendimento del motore»,  $\eta$ .  
all'albero

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\text{Potenza di uscita}}{\text{Potenza in entrata}}$$

Tale valore dipende dalle dimensioni del motore e dal numero di poli e, tipicamente, è situato fra 0,7 e 0,9.



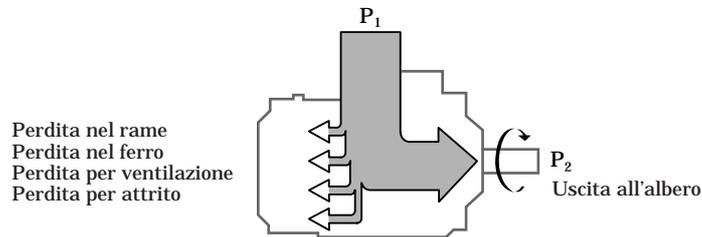


Fig. 1.12 Perdite del motore

Le cause principali di perdita del motore sono quattro: perdite nel rame, perdite nel ferro, perdite per ventilazione e perdite per attrito.

*Le perdite nel rame* si verificano nelle resistenze ohmiche degli avvolgimenti dello statore e del rotore.

*Le perdite nel ferro* sono perdite per isteresi e per correnti parassite. Le perdite per isteresi si verificano quando il ferro viene magnetizzato da una corrente alternata e deve essere smagnetizzato 100 volte al secondo ad una tensione di alimentazione (v) di 50 Hz. La magnetizzazione e la smagnetizzazione richiedono energia. Il motore assorbe quindi corrente per far fronte a queste perdite, che aumentano con la frequenza e l'induzione magnetica.

Le perdite per correnti parassite si verificano poiché i campi magnetici inducono tensioni elettriche nel nucleo di ferro e nel conduttore. Tali tensioni generano correnti che provocano perdite sotto forma di calore e si muovono in circolo attorno ai campi magnetici.

Le perdite per correnti parassite possono essere sostanzialmente ridotte suddividendo il nucleo di ferro in lamine sottili.

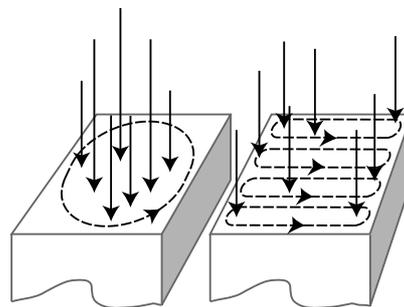
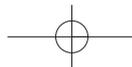


Fig. 1.13 Le correnti parassite possono essere ridotte suddividendo il nucleo di ferro del motore in lamine sottili



*Le perdite per ventilazione* sono provocate dalla resistenza dell'aria del ventilatore.

*Le perdite per attrito* si verificano nei cuscinetti a sfera che supportano il rotore.

Nella determinazione del rendimento e di valori di uscita del motore, le perdite vengono calcolate sulla base di un valore di ingresso rilevato.

### **Campo magnetico**

Il motore viene progettato per determinati valori fissi di tensione e di frequenza, e la sua magnetizzazione dipende dal rapporto  $V/f$ .

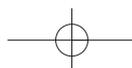
Se il rapporto  $V/f$  aumenta, il motore è sovra-magnetizzato. Se tale rapporto, invece, diminuisce, il motore è sotto-magnetizzato. Il campo magnetico di un motore sotto-magnetizzato risulta indebolito, con una conseguente riduzione della coppia che il motore è in grado di erogare. In tal caso, può avvenire che il motore non riesca ad avviarsi o si arresti in posizione di stallo. Un'altra possibilità è che il tempo di avviamento si prolunghi, determinando il surriscaldamento del motore.

La sovra-magnetizzazione provoca il sovraccarico del motore durante il funzionamento. La potenza consumata a causa dell'eccesso di magnetizzazione viene trasformata in calore e può provocare danni all'isolamento del motore. I motori a corrente alternata trifase, e in particolare i motori asincroni, sono tuttavia molto resistenti e i guasti dovuti ad una errata magnetizzazione si verificano quindi soltanto in caso di funzionamento prolungato.

Il funzionamento del motore indicherà una eventuale insufficienza della magnetizzazione: i sintomi di questa condizione sono la diminuzione di velocità a condizioni di carico variabili, funzionamento instabile o a scatti, ecc.

### **Diagramma equivalente**

Il motore asincrono si compone essenzialmente di sei bobine, tre nello statore e tre nel rotore in cortocircuito, che dal punto di vista della magnetizzazione si comporta come se fosse costituito da tre bobine. L'esame di un set di bobine consente di costruire un diagramma elettrico che spiega il funzionamento del motore.



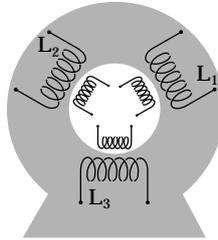


Fig 1.14a Disposizione degli statori e dei rotori

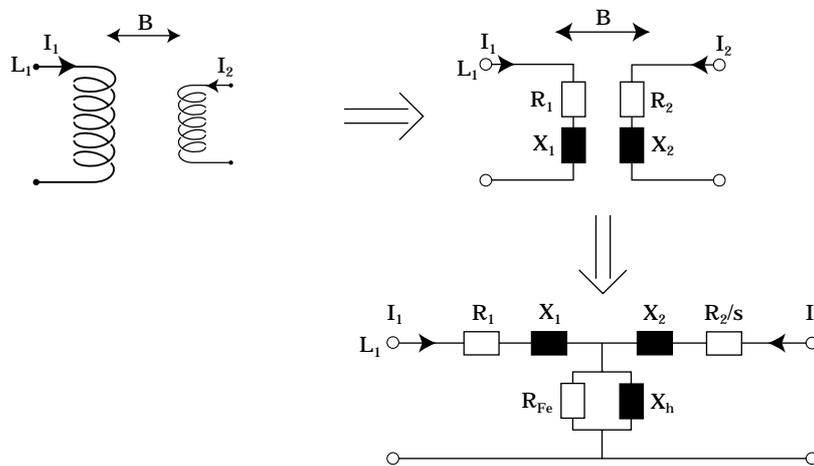
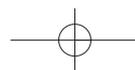


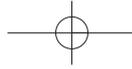
Fig 1.14b Diagramma equivalente del motore (fase L1)

La corrente assorbita dalla bobina dello statore non è limitata soltanto dalla resistenza ohmica della bobina stessa. Poiché ciascuna bobina è sottoposta ad una tensione CA, viene prodotta una resistenza CA. Tale resistenza è chiamata «reattanza» ( $X_L = 2 \times \pi \times f \times L$ ) e viene misurata in Ohm [ $\Omega$ ].

$f$  rappresenta la frequenza e  $2 \times \pi \times f$  è la frequenza angolare  $\omega$  in  $\frac{1}{s}$

$L$  rappresenta l'induttanza dell'avvolgimento ed è misurata in Henry [H]. La corrente effettiva viene limitata dalla sua dipendenza dalla frequenza.





Le bobine interagiscono reciprocamente per induzione magnetica (B). La bobina del rotore genera una corrente nella bobina dello statore e viceversa (Fig. 1.14b). A causa di questa interazione, i due circuiti elettrici possono essere collegati con un elemento di connessione comune costituito da  $R_{Fe}$  and  $X_h$ , rispettivamente la controresistenza e la controreattanza. La corrente assorbita dal motore per magnetizzare lo statore e il rotore passa attraverso questi elementi. La caduta di tensione attraverso l'elemento comune viene chiamata «tensione di induzione».

#### Condizioni di funzionamento del motore

Negli esempi fin qui discussi, non si è tenuto conto del carico del motore. Quando il motore funziona entro il proprio intervallo di funzionamento normale, la frequenza del rotore è inferiore rispetto alla frequenza del campo rotante e l'induttanza del rotore  $X_2$  viene ridotta dal fattore  $s$  (scorrimento).

Nel diagramma equivalente, tale effetto può essere descritto come una variazione della resistenza del rotore  $R_2$  di un fattore  $\frac{1}{s}$

$\frac{R_2}{s}$  può essere riscritto come  $R_2 + R_2 \times \frac{1-s}{s}$  in cui  $R_2 \times \frac{1-s}{s}$  indica il carico meccanico del motore.

I valori  $R_2$  e  $X_2$  si riferiscono al rotore:  $R_2$  rappresenta la causa della perdita per effetto termico quando il motore è sotto carico.

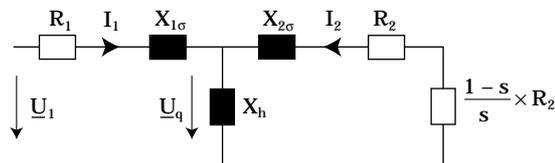


Fig 1.15 Diagramma equivalente relativo ad un motore sotto carico

Quando il motore funziona a vuoto, lo scorrimento  $s$  è prossimo allo zero.

Ciò significa che  $R_2 \times \frac{1-s}{s}$  aumenta.





Di conseguenza, il flusso di corrente attraverso il rotore è virtualmente impossibile. Teoricamente, questa è la situazione in cui la resistenza (che rappresenta il carico meccanico) è assente dal diagramma equivalente.

Quando il motore è sotto carico, lo scorrimento aumenta riducendo

$$R_2 \times \frac{1-s}{s}$$

La corrente  $I_2$  nel rotore aumenta, quindi, con il carico.

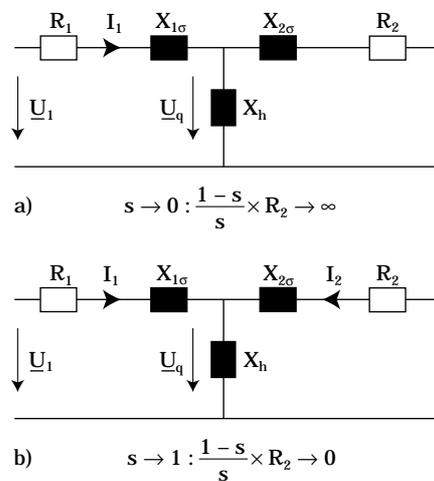
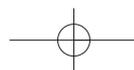


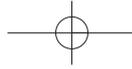
Fig. 1.16 Diagrammi equivalenti relativi ad un motore funzionante a vuoto (a) e ad un motore bloccato (b)

Il diagramma equivalente, quindi, rappresenta il funzionamento del motore asincrono e, in molti casi, può essere utilizzato per descrivere le condizioni del motore.

Vi è il rischio che la tensione indotta ( $\underline{U}_q$ ) possa essere scambiata per la tensione ai morsetti del motore. Il motivo sta nel fatto che il diagramma equivalente viene spesso semplificato per offrire una più efficace panoramica generale delle diverse condizioni del motore. Occorre tuttavia ricordare che il valore della tensione indotta si approssima a quello della tensione ai morsetti soltanto in caso di funzionamento a vuoto del motore.

Quando il carico aumenta,  $I_2$ -e quindi  $I_1$ -aumentano ed è pertanto necessario tener conto della caduta di tensione. Questo fattore è particolarmente importante quando il motore è controllato da un convertitore di frequenza.





## Cambio di velocità

La velocità  $n$  del motore dipende dalla velocità di rotazione del campo rotante e può essere espressa come segue:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} \quad \text{in cui} \quad n = \frac{(1 - s) \times f}{p}$$

È possibile, quindi, modificare la velocità in tre modi:

- variando il numero delle coppie di poli  $p$  del motore (nei motori che lo consentono)
- variando lo scorrimento (nei motori ad anelli)
- variando la frequenza  $f$  della tensione di alimentazione del motore

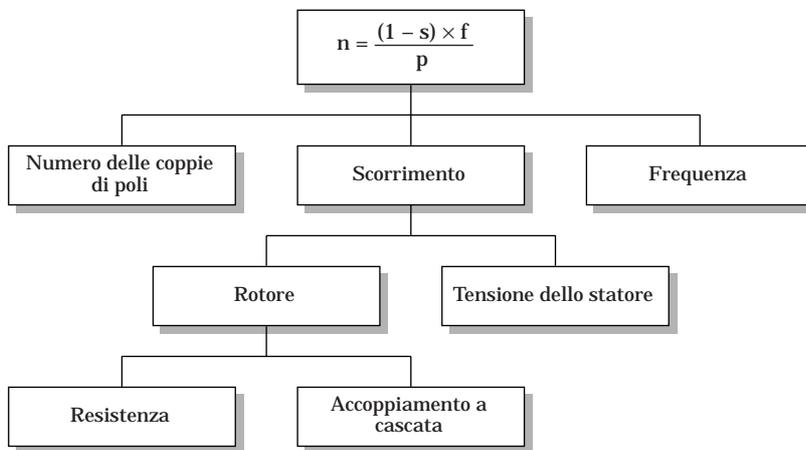


Fig. 1.17 Modi diversi di modificare la velocità del motore

## Modifica del numero di poli

La velocità del campo rotante è determinata dal numero delle coppie di poli dello statore. Nel caso di un motore bipolare, la velocità di rotazione del campo è di 3.000 giri/min ad una frequenza di alimentazione di 50 Hz.

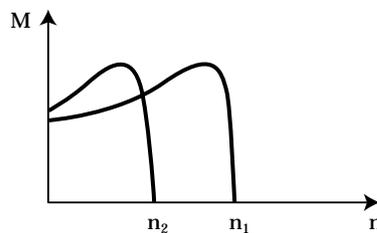
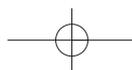
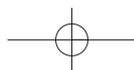


Fig. 1.18 Caratteristica di coppia del motore con variazione del numero di poli





La velocità di rotazione del campo magnetico in un motore quadripolare è di 1.500 giri/min.

I motori possono essere progettati in relazione a due diversi numeri di coppie di poli. La differenza sta nella speciale disposizione degli avvolgimenti dello statore nelle intercapedini, che può seguire il modello Dahlander oppure avvenire mediante due avvolgimenti separati. Nei motori multipolari, i due modelli sono combinati.

La modifica della velocità avviene passando da un avvolgimento dello statore all'altro in modo da variare il numero delle coppie di poli presenti nello statore stesso.

Il passaggio da un basso numero di coppie di poli (che determina una velocità elevata) ad un alto numero di coppie di poli riduce drasticamente la velocità effettiva del motore, ad esempio da 1.500 a 750 giri/min. Se il passaggio avviene rapidamente, viene attraversata l'intera gamma del generatore, e il motore e la macchina sono sottoposti ad un carico considerevole.

## Controllo dello scorrimento

La variazione della velocità del motore mediante il controllo dello scorrimento può avvenire in due modi: variando la tensione di alimentazione dello statore oppure intervenendo sul rotore.

### *Modifica della tensione dello statore*

La velocità dei motori asincroni può essere controllata mediante la regolazione della tensione di alimentazione del motore senza intervenire sulla frequenza (ad esempio, per mezzo di un dispositivo di avviamento graduale). Ciò è possibile perché la coppia diminuisce in misura pari al quadrato della tensione.

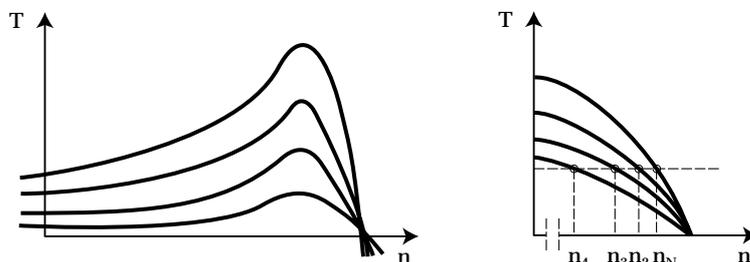
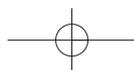


Fig. 1.19 Caratteristica di coppia in funzione della tensione dello statore (controllo dello scorrimento)





In base alle caratteristiche di coppia, normalmente è possibile ottenere punti di funzionamento stabili soltanto nell'intervallo di funzionamento ( $n_k < n < n_0$ ). Nei motori ad anelli, i punti di funzionamento stabili possono essere ottenuti anche nell'intervallo di accelerazione ( $0 < n < n_k$ ) mediante l'inserimento di resistenze negli avvolgimenti del rotore.

#### *Controllo del rotore*

È possibile intervenire sul rotore seguendo due diversi metodi. Il primo comporta l'inserimento di una resistenza nel circuito del rotore. Il secondo prevede il collegamento a cascata del circuito del rotore con altre macchine elettriche o circuiti raddrizzatori.

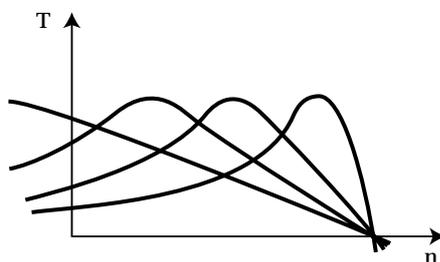
Il controllo del rotore può quindi essere ottenuto soltanto su motori ad anelli, poiché solo questo tipo di struttura consente l'accesso agli avvolgimenti del rotore sugli anelli.

#### *Modifica delle resistenze del rotore*

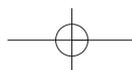
Un altro mezzo per controllare la velocità del motore consiste nel collegare gli anelli con le resistenze ed aumentare la perdita di potenza nel rotore, determinando così un incremento del valore di scorrimento e un decremento della velocità del motore.

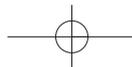
Se si collegano resistenze al circuito del rotore, le caratteristiche di coppia del motore variano.

Come si può notare dalla figura 1.20, la coppia di stallo resta invariata. Ad impostazioni diverse, lo stesso carico determina velocità diverse: la velocità preimpostata dipende pertanto dal carico. Se il carico del motore viene ridotto, la velocità aumenta fino ad avvicinarsi alla velocità sincrona.



*Fig. 1.20* Caratteristiche di coppia in funzione della resistenza del rotore





Le resistenze sono variabili ed è importante mantenere la temperatura d'esercizio.

#### *Accoppiamenti in cascata*

Per mezzo degli anelli, anziché a resistenze il circuito del rotore può essere collegato a macchine CC o a circuiti raddrizzatori controllati.

Le macchine CC forniscono al circuito del rotore una tensione addizionale regolabile, che consente di variare la velocità del rotore e l'entità del suo campo magnetico. Questo metodo di controllo viene applicato principalmente ai sistemi ferroviari elettrici.

Anziché a macchine CC, il rotore può essere collegato a circuiti raddrizzatori controllati. In questo caso il campo di applicazione del sistema si limita ad impianti dotati di pompe, ventilatori, ecc.

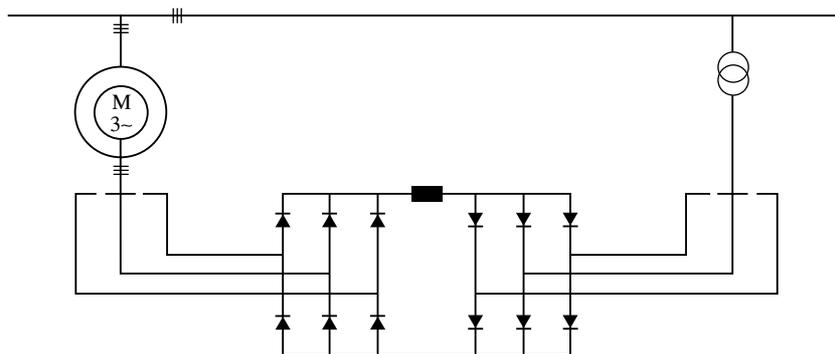
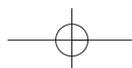


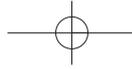
Fig 1.21 *Tipico accoppiamento in cascata*

### **Regolazione della frequenza**

Con una frequenza di alimentazione variabile, è possibile controllare la velocità del motore senza alcuna perdita supplementare. La velocità del campo rotante varia con la frequenza.

La velocità del motore varia proporzionalmente a quella del campo rotante. Affinché la coppia del motore possa restare costante, è necessario che la tensione del motore vari con la frequenza.





Ad un determinato carico, si avrà quanto segue:

$$T = \frac{P \times 9550}{n} = \frac{\eta \times \sqrt{3} \times U \times I \times \cos \varphi \times 9550}{f \times \frac{60}{p}} = k \times \frac{U}{f} \times I$$

$$T \sim \frac{U}{f} \times I$$

Se il rapporto fra la tensione di alimentazione e la frequenza del motore viene mantenuto costante, anche la magnetizzazione sarà costante nell'intero intervallo di funzionamento nominale del motore.

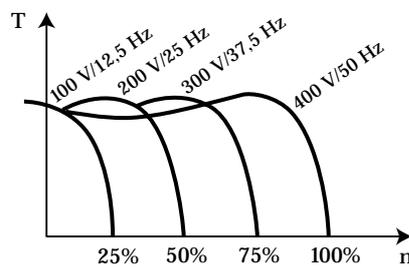


Fig 1.22 Caratteristica di coppia con regolazione tensione/frequenza

In due casi, tuttavia, la magnetizzazione non è ottimale: in fase di avviamento e a bassissime frequenze, in cui è necessaria una magnetizzazione supplementare, e in caso di funzionamento con carichi variabili, in cui deve essere consentita una variazione della magnetizzazione in funzione del carico.

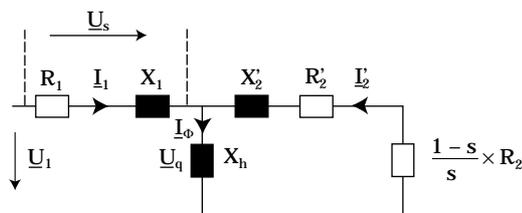
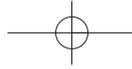


Fig 1.23 Diagramma equivalente del motore

#### Magnetizzazione supplementare d'avviamento

È interessante, in questo caso, confrontare la caduta di tensione  $U_s$  con la tensione indotta  $U_q$ .





Tensione ai morsetti:  $\underline{U}_1 = \underline{U}_s + \underline{U}_q = \underline{U}_{R1} + \underline{U}_{X1} + \underline{U}_q$

Reattanza dello statore:  $X_1 = 2 \times \pi \times f \times L$

Il motore viene realizzato in base a valori nominali specifici. Ad esempio, la tensione di magnetizzazione  $\underline{U}_q$ , può essere di 370 V per un motore con  $U_1 = 400$  V e  $f = 50$  Hz. In questo modo, il motore raggiunge la sua magnetizzazione ottimale.

Il rapporto tensione / frequenza è pertanto:  $\frac{400}{50} = 8 \frac{[V]}{[Hz]}$

Se la frequenza viene ridotta a 2,5 Hz, la tensione scende a 20 V. Questo basso valore di frequenza determina una riduzione anche della reattanza dello statore,  $X_1$ . La caduta di tensione è determinata soltanto da  $R_1$  e non influisce sulla caduta totale di tensione dello statore.  $R_1$  corrisponde in via approssimativa ai valori nominali, circa 20 V, poiché la corrente assorbita dal motore dipende dal carico.

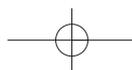
La tensione ai morsetti corrisponde adesso alla caduta di tensione sulla resistenza dello statore  $R_1$ . Non vi è tensione di magnetizzazione del motore che, di conseguenza, non può produrre alcuna coppia a basse frequenze se il rapporto tensione-frequenza viene mantenuto costante nell'intero intervallo di funzionamento. È quindi necessario compensare la caduta di tensione in fase di avviamento e alle basse frequenze.

#### *Magnetizzazione dipendente dal carico*

Dopo l'applicazione al motore della magnetizzazione supplementare alle basse frequenze e in fase di avviamento, può verificarsi un eccesso di magnetizzazione in caso di funzionamento del motore a carico ridotto. In una simile condizione, la corrente  $I_1$  dello statore diminuisce mentre la tensione indotta  $\underline{U}_q$  aumenta.

Il motore assorbirà un eccesso di corrente reattiva e si surriscaldereà. La magnetizzazione, quindi, dipende dalla capacità della tensione al motore di adattarsi automaticamente al carico.

Per ottenere un livello ottimale di magnetizzazione del motore, è necessario tenere in considerazione la frequenza e le variazioni del carico.





## Dati del motore

Tutti i motori sono dotati di una targa permanente con i dati di costruzione. Ulteriori informazioni sono riportate nel catalogo in dotazione con il motore.

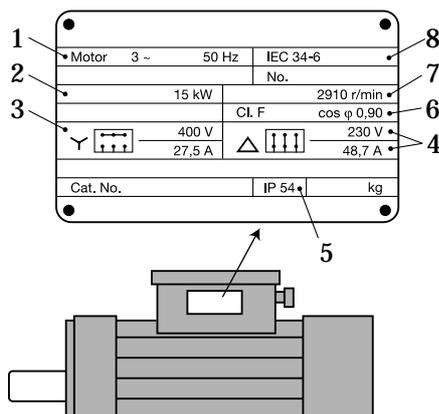


Fig. 1.24 La targa dati del motore

### Esempio

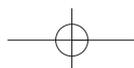
La targa di un motore bipolare da 15 kW può contenere, ad esempio, le seguenti informazioni:

1. Il motore è trifase ed è indicato per un'alimentazione di rete a 50 Hz.
2. La potenza nominale sviluppata dal motore è di 15 kW. Ciò significa che il motore è in grado di produrre una potenza all'albero di almeno 15 kW se collegato all'alimentazione di rete specificata. La resa nominale dei motori asincroni viene specificata con valori di potenza nominale standard. In questo modo, l'utente può scegliere fra diverse marche di motori in relazione ad applicazioni specifiche. La serie standard si suddivide nei seguenti gradini di potenza di uscita:

kW	0,06	0,09	0,12	0,18	0,25	0,37	0,55	0,75	1,10	1,50	2,20	3,00
kW	4,00	5,50	7,50	11,0	15,0	18,5	22,0	30,0	37,0	45,0	55,0	75,0

Tabella 1.02 La serie dei valori di potenza di uscita del motore

I cavalli (CV) costituiscono un'unità di misura oggi non più diffusa per esprimere la potenza di uscita del motore e possono essere convertiti come segue: 1 CV = 0,736 kW.



3-4. Gli avvolgimenti dello statore possono essere collegati a stella o a triangolo.

Se la tensione di alimentazione è di 400 V, gli avvolgimenti vengono collegati a stella e la corrente del motore è di 27,5 A per fase. Se la tensione di alimentazione è di 230 V, gli avvolgimenti vengono collegati a triangolo. In questo caso, la corrente del motore è di 48,7 A per fase.

In fase di avviamento, quando la corrente è da 4 a 10 volte superiore alla corrente nominale, può verificarsi un sovraccarico dell'alimentazione di rete. Questa circostanza ha indotto gli enti preposti alla fornitura di energia elettrica a stabilire norme che ordinano la riduzione della corrente di avviamento dei motori di grandi dimensioni. Questo risultato può essere ottenuto, ad esempio, avviando il motore con un collegamento a stella e passando successivamente ad un collegamento a triangolo.

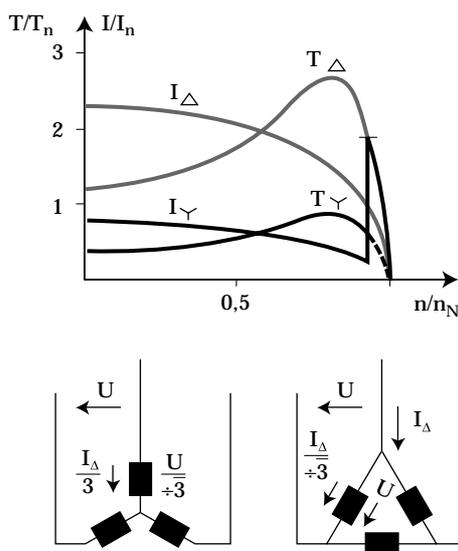


Fig. 1.25 Coppia e corrente del motore con collegamento a stella ( $\gamma$ ) e a triangolo ( $\Delta$ )

Il collegamento a stella consente la riduzione di un terzo dei valori di potenza e di coppia. In tal caso, però, il motore non può essere avviato a pieno carico.

Se il motore è stato progettato per il collegamento a triangolo, il mancato passaggio a questo tipo di collegamento ne determina il sovraccarico.

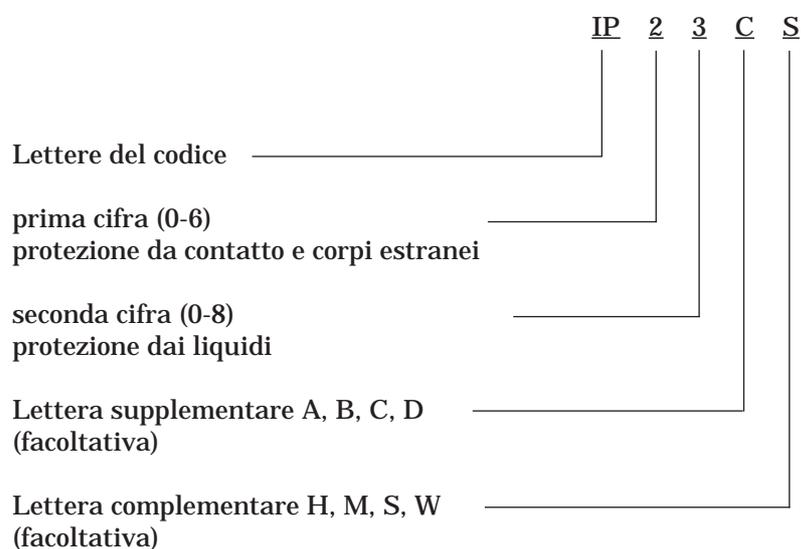


5. Il valore IP della protezione del motore indica il grado di protezione della scatola del motore contro la penetrazione di liquidi e di corpi estranei.

La Fig. 1.26 indica le denominazioni specificate dalla norma internazionale CEI, pubblicazione 34-5.

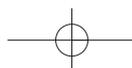
Il grado di protezione è indicato con le lettere IP (Protezione Internazionale) e due cifre.

Esse indicano il grado di protezione contro il contatto e i corpi estranei (prima cifra) e contro i liquidi (seconda cifra). Se necessario, possono essere aggiunte altre lettere. La struttura di base del codice IP è la seguente



Inoltre, è necessario osservare quanto segue:

- Se una cifra non deve necessariamente essere indicata, essa può essere sostituita dalla lettera «X».
- Le lettere supplementari e/o complementari possono essere omesse senza tuttavia essere sostituite da altri simboli.
- In caso di necessità di più di una lettera complementare, vale il principio dell'ordine alfabetico.



Cifra	prima cifra		seconda cifra
	Protezione da contatto	Protezione da corpi estranei	Protezione dall'acqua
0	nessuna protezione	nessuna protezione	nessuna protezione
1	protezione da contatto sul dorso della mano	protezione contro corpi estranei del diam. di 50 mm	protezione contro il gocciolamento verticale
2	protezione da contatto con le dita	protezione contro corpi solidi del diam. di 12,5 mm	protezione contro il gocciolamento in diagonale (15°)
3	protezione da contatto con strumenti	protezione contro corpi solidi del diam. di 2,5 mm	protezione contro spruzzi di liquidi a 60°
4	protezione da contatto con cavi	protezione contro corpi solidi del diam. 1,0 mm	protezione contro spruzzi d'acqua da tutte le direzioni
5	protezione da contatto con cavi	protezione contro la polvere	protezione contro getti d'acqua
6	protezione da contatto con cavi	protezione contro la polvere	protezione contro potenti getti d'acqua
7	-	-	protezione contro l'immersione temporanea in acqua
8	-	-	protezione contro l'immersione permanente in acqua

*Fig. 1.26 Gradi di protezione del motore in base alla norma CEI 34-5*

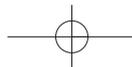
La lettera supplementare facoltativa indica la protezione dell'operatore da componenti pericolosi:

- Dorso della mano Lettera A
- Dita Lettera B
- Utensili Lettera C
- Cavi Lettera D

La lettera complementare facoltativa indica la protezione dell'impianto e fornisce dati complementari relativi a:

- Componenti ad alta tensione Lettera H
- Test idrico durante il funzionamento Lettera M
- Test idrico a motore fermo Lettera S
- Condizioni meteorologiche Lettera W

La protezione dell'impianto contro la polvere (in questo caso la prima cifra è 5), non indica la piena immunità dalla penetrazione di polvere che, tuttavia può penetrare solo in quantità limitata. Il funzionamento e la sicurezza dell'impianto sono comunque garantiti.



Se il codice contiene il numero 6 (protezione contro l'acqua), tutti i requisiti indicati da cifre inferiori sono soddisfatti. Ad un impianto operativo rappresentato dal codice IPX7 (immersione temporanea) o IPX8 (immersione permanente) non è richiesta la conformità ai requisiti di protezione contro gli spruzzi (IPX5) o getti d'acqua di maggiore potenza (IPX6). Se viene richiesta la conformità ad entrambi i requisiti di protezione, l'impianto operativo deve possedere un codice doppio che indichi le caratteristiche richieste, ad esempio IPX5/IPX7.

Esempio: il codice IP 65 indica che il motore è protetto dal contatto, dalla polvere e dagli spruzzi.

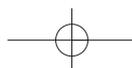
6. La corrente nominale  $I_s$  assorbita dal motore viene chiamata «corrente apparente» e può essere suddivisa in due tipi: corrente attiva  $I_w$  e corrente reattiva  $I_B$ .  $\cos \varphi$  indica l'entità della corrente attiva come percentuale della corrente del motore ai valori nominali di funzionamento. La corrente attiva viene convertita in potenza di uscita all'albero, mentre la corrente reattiva indica la potenza necessaria per generare il campo magnetico del motore. Quando il campo magnetico viene successivamente annullato, la potenza necessaria a determinare la magnetizzazione verrà rinviata all'alimentazione di rete.

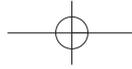
Il termine «reattivo» significa che la corrente passa attraverso i conduttori senza contribuire alla potenza di uscita all'albero.

La corrente apparente che il motore assorbe dalla rete di alimentazione non può essere calcolata semplicemente sommando la corrente attiva a quella reattiva, in quanto le due correnti sono sfasate fra di loro. L'entità dello sfasamento dipende dalla frequenza della rete di alimentazione: ad una frequenza di 50 Hz, lo sfasamento fra le due correnti è di 5 millisecondi. È pertanto necessario eseguire un'addizione geometrica:

$$I_s = \sqrt{I_w^2 + I_B^2}$$

Le correnti possono essere considerate come i lati di un triangolo rettangolo in cui, secondo il teorema di Pitagora, l'ipotenusa equivale alla radice quadrata della somma dei quadrati dei cateti.





$\varphi$  è l'angolo fra la corrente apparente e la corrente attiva, mentre  $\cos \varphi$  è il rapporto fra le dimensioni delle due correnti:

$$\cos \varphi = \frac{I_W}{I_S}$$

$\cos \varphi$  può essere espresso anche come il rapporto fra la potenza effettiva in uscita  $P$  e la potenza apparente in uscita  $S$ :

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}$$

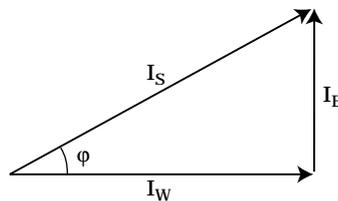


Fig. 1.27 Collegamento fra corrente apparente, corrente reattiva e corrente attiva

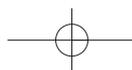
Il termine «potenza apparente» significa che soltanto una parte della corrente apparente genera potenza, ovvero  $I_W$ , la corrente attiva.

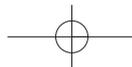
7. La velocità nominale del motore è la velocità del motore a tensione nominale, frequenza nominale e carico nominale.
8. I motori elettrici vengono progettati in relazione a diverse forme di raffreddamento. In genere, la forma di raffreddamento viene stabilita in base alla norma internazionale CEI, Pubblicaz. 34-6.

La Fig. 1.28 mostra le denominazioni previste da questa norma. La sigla IC significa Raffreddamento Internazionale (International Cooling).

<p><b>IC01 Auto-ventilato</b> L'interno del motore viene raffreddato dall'aria ambiente</p>		<p><b>IC17 Ventilazione forzata</b> Il motore deve prevedere un'entrata d'aria di raffreddamento</p>	
<p><b>IC06 Ventilazione forzata</b> Il motore è dotato di ventilatore per entrata d'aria di raffreddamento</p>		<p><b>IC37 Ventilazione forzata</b> Il motore può prevedere sia un'uscita aria di raffreddamento separata sia un'entrata aria di raffreddamento separata</p>	

Fig. 1.28 Raffreddamento del motore in base alla norma CEI 34-6





La selezione del motore deve avvenire in base all'applicazione e al tipo di installazione previsti.

La norma CEI 34-7 specifica il tipo di montaggio del motore mediante le due lettere IM (International Mounting) seguite da quattro cifre. La Fig. 1.29 mostra alcune delle configurazioni più comuni.

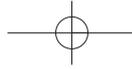
Sulla base dei dati ricavati dalla targa del motore, è possibile calcolare anche altri dati, come ad esempio la coppia nominale del motore secondo la seguente formula:

$$T = \frac{P \times 9550}{n} = \frac{15 \times 9550}{2910} = 49 \text{ Nm}$$

Macchine con piastra finale, struttura orizzontale							
Montaggio				Spiegazione			
Fig.	Abbreviazione secondo DIN 42 950	DIN IEC 34 Part 7 Cod. I	Cod. II	Piasta finale	Statore (alloggia- mento)	Struttura generale	Fissaggio o montaggi
	B 3	IM B 3	IM 1001	2 piastre finale	Con supporto	–	Montaggi o su base
	B 3/B 5	IM B 35	IM 2001	2 piastre finale	Con supporto	Flangia di fissaggio	Montaggi o su base con flangia supplemen- tare
	B 3/B 14	IM B 34	IM 2101	2 piastre finali	Con supporto	Flangia de fissaggio	Montaggi o su con flangia supplemen- tare
	B 5	IM B 5	IM 3001	2 piastre finale	Senza supporto	Flangia di fissaggio	Montaggi o con flangia
	B 6	IM B 6	IM 1051	2 piastre finale	Con supporto	Montag- gio B3, piastre ruotate di 90°	Fissaggio a parete, base sinistra visibile dal lato di tras- missione

Fig. 1.29 Montaggio del motore in base alla norma CEI 34.7





Il rendimento  $\eta$  del motore può essere definito come il rapporto fra la potenza nominale e la potenza elettrica in entrata:

$$\eta = \frac{P}{\sqrt{3} \times U \times I \times \cos \varphi} = \frac{15000}{\sqrt{3} \times 380 \times 29 \times 0,9} = 0,87$$

Lo scorrimento del motore può essere calcolato in base ai valori di velocità nominale e frequenza ricavati dalla targa dati. Queste informazioni si riferiscono ad un motore bipolare con velocità sincrona di 3.000 giri/min.

La velocità di scorrimento ( $n_s$ ), quindi, corrisponde a  $3.000 - 2.910 = 90$  giri/min.

In generale, lo scorrimento viene espresso come valore percentuale:

$$s = \frac{n_s}{n_0} = \frac{90}{3000} = 0,03 = 3\%$$

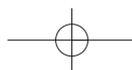
Naturalmente, il catalogo del motore riporta alcuni dei dati specificati sulla targa, ma è possibile ricavarne anche altri dati importanti:

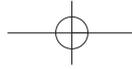
Tipo	Us- cita kW	Funzionamento nominale				$\frac{I_a}{I}$	T Nm	$\frac{T_a}{T}$	$\frac{T_{max}}{T}$	Coppia di inerzia kgm <sup>2</sup>	Peso kg
		Velocità min <sup>-1</sup>	Rendi- mento %	cos $\varphi$	Corrente a 380 V A						
160 MA	11	2900	86	0,87	25	6,2	36	2,3	2,6	0,055	76
160 M	15	2910	88	0,90	29	6,2	49	1,8	2,0	0,055	85
160 L	18,5	2930	88	0,90	33	6,2	60	2,8	3,0	0,056	96

Fig. 1.30 Il catalogo del motore contiene dati supplementari

Le informazioni relative a potenza all'albero, velocità,  $\cos \varphi$  e corrente del motore possono essere ricavate dalla targa dati. Il rendimento e la coppia possono essere calcolati in base ai dati di targa.

Dal catalogo del motore possiamo inoltre rilevare che la corrente di avviamento di un motore da 15 kW,  $I_a$ , è 6,2 volte la corrente nominale  $I_N$ .  $I_a = 29 \times 6,2 = 180$  A.





È stato calcolato che la coppia di avviamento del motore ( $T_a$ ) è pari a 1,8 volte la coppia nominale  $T_a = 1,8 \times 49 = 88$  Nm. Tale coppia di avviamento richiede una corrente di 180 A. La coppia massima del motore, la coppia di stallo ( $T_K$ ), è due volte la coppia nominale:  $T_k = 2 \times 49 = 98$  Nm.

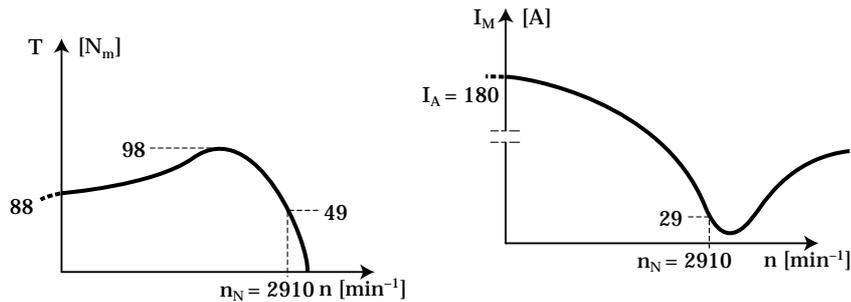


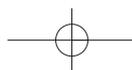
Fig. 1.31 Coppia e corrente del motore

Infine sono indicati i dati relativi al momento di inerzia e al peso del motore. Il momento di inerzia viene usato per il calcolo della coppia di accelerazione. Il peso rappresenta un dato rilevante ai fini del trasporto e dell'installazione.

Alcuni produttori di motori non precisano il momento di inerzia, e specificano invece l'effetto volano  $WR^2$ . Tuttavia, questo valore può essere convertito per mezzo della seguente formula:

$$J = \frac{WR^2}{4 \times g}$$

$g$  è l'accelerazione dovuta alla gravità  
L'effetto volano  $WR^2$  viene espresso in  $[\text{Nm}^2]$   
Il momento di inerzia  $J$  viene espresso in  $[\text{kgm}^2]$ .



## Tipi di carico

Quando la coppia dell'albero motore corrisponde alla coppia di carico, il motore è in condizione di equilibrio. In questi casi, la coppia e la velocità sono costanti.

Le caratteristiche del motore e della macchina sono definite come il rapporto fra velocità e coppia o resa. Le caratteristiche di coppia sono già state trattate. Le caratteristiche della macchina possono essere suddivise in quattro gruppi:

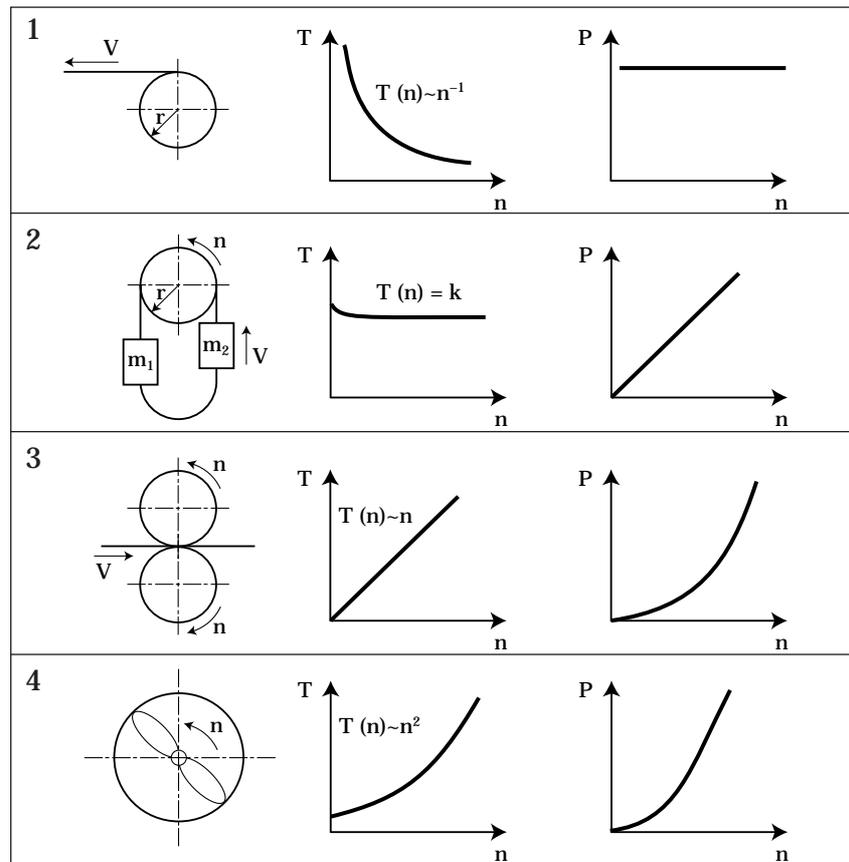
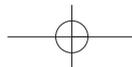


Fig. 1.32 Tipiche caratteristiche di carico

Il primo gruppo (1) comprende le macchine per avvolgimento di materiale sotto tensione. Questo gruppo comprende anche, ad esempio, macchine sfogliatrici per impiallaccature e macchine utensili.



Il gruppo (2) comprende nastri trasportatori, gru, pompe volumetriche e macchine utensili.

Il gruppo (3) comprende macchine per rulli, lappatrici ed altre attrezzature specifiche.

Il gruppo (4) comprende tutte le macchine che operano con forze centrifughe, come ad esempio centrifughe, ventilatori e pompe centrifughe.

Si raggiunge la condizione di equilibrio quando la coppia del motore è equivalente alla coppia della macchina operatrice (Fig. 1.33). Nel grafico, l'equilibrio si colloca al punto B di intersezione delle due caratteristiche.

Quando il motore è dimensionato per una macchina operatrice specifica, il punto di intersezione deve trovarsi quanto più vicino possibile al punto N che rappresenta i dati nominali del motore.

Nell'intervallo compreso fra lo zero e il punto di intersezione è necessaria una coppia supplementare nell'intero campo. In caso contrario, si genera una condizione di instabilità che può interrompere lo stato di equilibrio in caso di velocità eccessivamente ridotta. Una delle ragioni di ciò è che la coppia supplementare è necessaria per l'accelerazione.

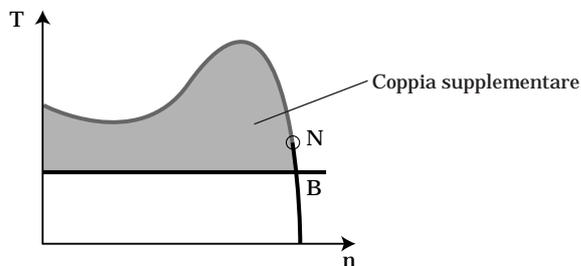
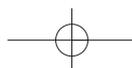
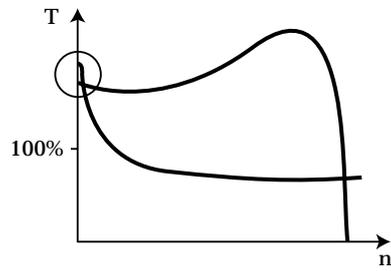
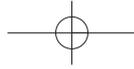


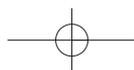
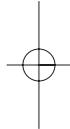
Fig. 1.33 Il motore deve produrre una coppia supplementare per l'accelerazione

Specialmente nel caso di macchine dei gruppi 1 e 2, è necessario tenere in considerazione le condizioni di avviamento. Questi tipi di carico possono avere all'avviamento una coppia iniziale della stessa entità della coppia di avviamento del motore. Se la coppia di avviamento del carico supera la coppia di avviamento del motore, il motore non può mettersi in moto.





*Fig. 1.34 In fase di avviamento, può essere necessaria una coppia particolarmente elevata*



## Motori sincroni

La struttura dello statore è uguale tanto nei motori sincroni che in quelli asincroni.

Il rotore del motore sincrono (detto anche «ruota magnetica») presenta poli magnetici salienti e può essere costituito da magneti permanenti (nel caso di motori di piccole dimensioni) o da elettromagneti.

Il rotore ha due o più coppie di poli che ne consentono l'utilizzo, quindi, anche per motori a velocità ridotte. A causa dell'inerzia del rotore e dell'alta velocità del campo rotante, il motore sincrono non può essere avviato con la sola alimentazione di rete, e deve perciò essere portato alla stessa velocità del campo rotante.

Nei motori di grandi dimensioni, ciò avviene normalmente per mezzo di un motorino di avviamento o di un convertitore di frequenza, mentre i motori più piccoli vengono in genere avviati mediante avvolgimenti di avviamento (o smorzatori) che fanno sì che il motore si comporti come un dispositivo a gabbia di scoiattolo.

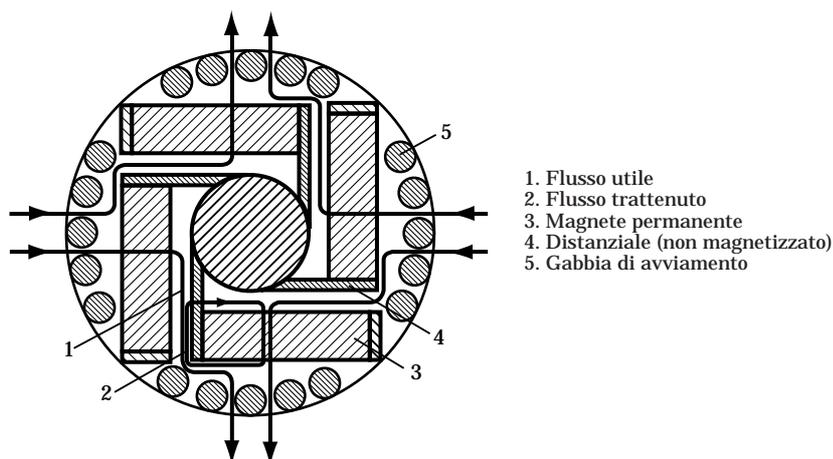


Fig. 1.35 (I rotori del motore sincrono: magneti permanente)

Dopo l'avviamento, il motore inizia a girare in sincronia con il campo rotante. Quando il motore è soggetto ad un carico, la distanza fra i poli del rotore e quelli del campo rotante aumenta. Il rotore si allontana dal campo rotante in misura pari all'angolo di carico ( $\nu$ ) e, di conseguenza, dalla posizione di assenza di carico del rotore (Fig. 1.35).

I motori sincroni possono girare ad una velocità costante indipendente dal carico e non tollerano carichi più elevati della potenza di avviamento fra il rotore e il campo magnetico.

Se il carico eccede la potenza di avviamento, il sincronismo si interrompe e il motore si arresta.

I motori sincroni sono utilizzati, ad esempio, nel funzionamento sincrónico parallelo di più macchine meccanicamente indipendenti.

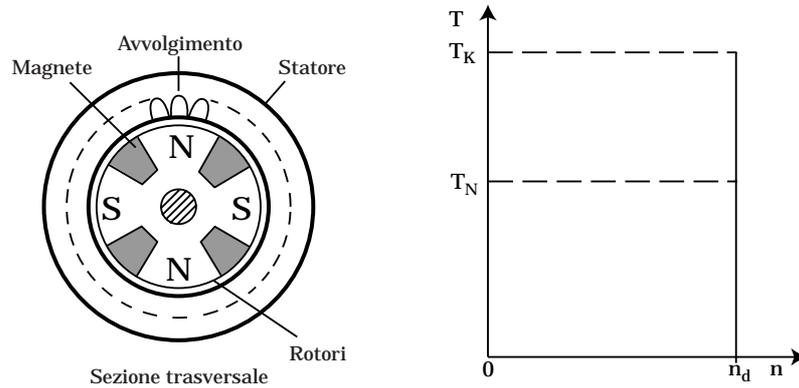


Fig. 1.36 Rotore con poli salienti e caratteristiche di coppia

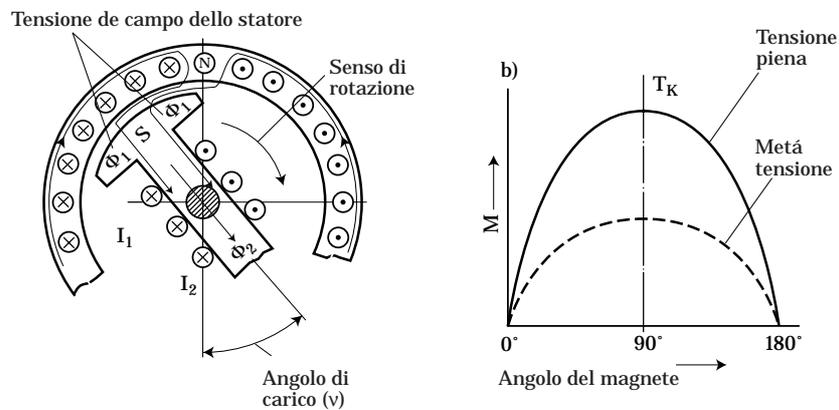
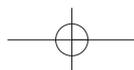


Fig. 1.37 Angolo di carico e coppia di esercizio in opposizione all'angolo del rotore



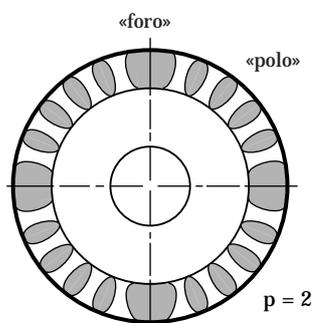
## Motori a riluttanza

I motori CA trifase a riluttanza sviluppano velocità come i comuni motori asincroni trifase a gabbia di scoiattolo, ma si comportano poi come motori sincroni. Poiché il rotore dei motori a riluttanza contiene un solo, semplice avvolgimento a gabbia di scoiattolo, questo tipo di motore si presenta resistente ed affidabile, non richiede manutenzione, non produce interferenze radio ed è relativamente economico. I suoi svantaggi consistono nell'esigenza di una potenza di uscita reattiva e induttiva assai elevata e nell'inefficienza. Per questo motivo il motore a riluttanza viene normalmente utilizzato per applicazioni industriali solo fino ad una potenza di uscita di circa 15 kW.

### Struttura

Lo statore del motore CA trifase a riluttanza presenta la stessa struttura di quelli utilizzati per i comuni motori trifase a gabbia di scoiattolo.

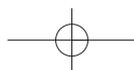
Esso è costituito da un semplice avvolgimento a gabbia di scoiattolo. Tuttavia, il rotore di un motore a riluttanza è dotato dello stesso numero di poli salienti presenti nello statore. I poli sono costituiti da fori ricavati lungo la circonferenza delle lamine metalliche del rotore o su strutture laminari analoghe (vedi Fig. 1.38A).



Sezione trasversale del rotore

Fig. 1.38a Rotore a riluttanza

Attraverso i fori dei poli, si crea una resistenza (riluttanza) magnetica flessibile sulla circonferenza del rotore. I fori possono venire riempiti con lo stesso materiale di cui è costituita la gabbia del rotore. La resistenza è minore in corrispondenza dei poli e maggiore nell'area interpolare.



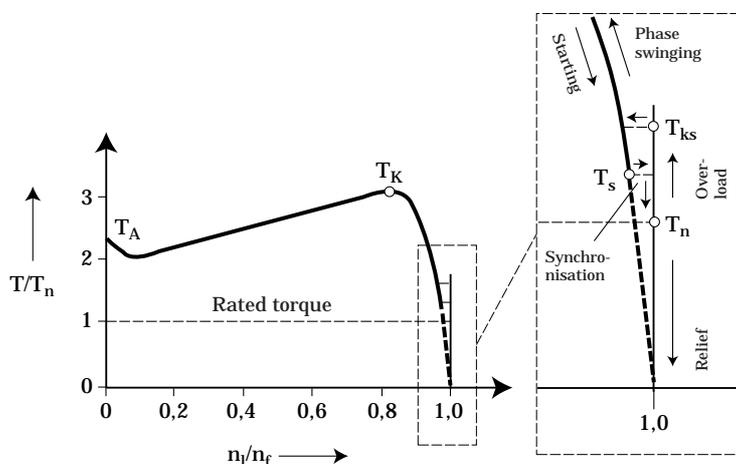


Fig. 1.38b Grafico della coppia di un motore a riluttanza

Se collegato ad una sorgente di alimentazione CA trifase, il motore a riluttanza – esattamente come i comuni motori a gabbia di scoiattolo – sviluppa una coppia ed accelerano fino a raggiungere un valore prossimo a quello della velocità sincrona, a condizione che la coppia del motore sia più elevata di quella del carico per tutta la durata del processo. Normalmente, la corrente di avviamento è di poco superiore, mentre la coppia di avviamento è di poco inferiore rispetto ai valori forniti dai motori a gabbia di scoiattolo, poiché i poli sono maggiormente distanziati fra loro. Quando il rotore ha raggiunto la velocità del campo rotante, l'accoppiamento magnetico del campo rotante dello statore e dei poli del rotore dà luogo ad una coppia di sincronizzazione (coppia di reazione) che porta il rotore all'esercizio sincrono. Dopo tale processo di sincronizzazione, il motore funzionerà a velocità sincronizzata malgrado la caduta di regolazione del rotore.

Un motore a riluttanza sincronizzato funziona più o meno secondo lo stesso principio di un motore sincrono e il suo rotore ruota sincronamente con la velocità del campo rotante dello statore. Nel motore a riluttanza, il flusso magnetico determinato dal campo rotante dello statore cerca di attivare il rotore nell'area dei poli salienti nello stesso modo in cui il polo del campo rotante dello statore si muove per influire sui poli del rotore. La piccola intercapedine d'aria fra questi punti dà luogo ad una resistenza magnetica inferiore rispetto a quella che si forma fra i poli. Lo sforzo del flusso magnetico teso a non dover eccedere la resistenza magnetica più elevata nell'area fra i poli produce una coppia sincrona che viene mantenuta sotto carico.

A causa della generazione di CC nel rotore, la coppia sincrona del motore a riluttanza è notevolmente inferiore rispetto a quella di un motore sincrono comparabile.



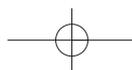
Al termine del processo di sincronizzazione, il motore a riluttanza presenta caratteristiche di funzionamento simili a quelle dei motori sincroni standard. Il rotore gira alla stessa velocità del campo rotante dello statore, che dipende dalla frequenza di rete e dal numero delle coppie di poli.

L'angolo di carico stabilisce la misura in cui i poli salienti del rotore si distanziano dal campo rotante dello statore. Se il motore è sovraccarico, si verifica un'ondulazione di fase che ne determina il funzionamento come motore asincrono con velocità dipendente dal carico (Fig. 1.38b). La sincronizzazione del motore viene ripristinata quando la coppia di carico assume un valore inferiore rispetto a quello della coppia di sincronizzazione. Se, tuttavia, riceve un carico superiore rispetto alla sua coppia asincrona di stallo, il motore si arresta.

A causa dell'aumento dell'intercapedine d'aria fra i poli lungo la circonferenza del rotore, i motori a riluttanza presentano una dispersione relativamente elevata che determina una notevole richiesta di potenza reattiva induttiva ed una condivisione, con la conseguenza di un fattore di potenza ridotto compreso fra 0,4 e 0,5 del funzionamento nominale. I progetti di impianti con motore a riluttanza devono tenere in considerazione tale fabbisogno di potenza reattiva.

I motori CA trifase a riluttanza vengono utilizzati principalmente per applicazioni polivalenti in cui è necessario che la velocità di ciascun albero sia perfettamente equivalente e in cui l'adozione di un motore singolo a trasmissione meccanica su ciascun albero sarebbe di difficile applicazione o eccessivamente onerosa.

Alcuni esempi di tali applicazioni sono le macchine per avvolgimenti isolanti, le pompe o i sistemi di convogliamento.



## 2. Convertitori di frequenza

Dalla fine degli anni '60, i convertitori di frequenza sono stati oggetto di un rapido progresso, determinato in gran parte dall'evoluzione della tecnologia dei microprocessori e dei semiconduttori e dalla sostanziale riduzione dei relativi costi. Malgrado ciò, il principio alla base dei convertitori di frequenza resta sostanzialmente immutato.

Il convertitore di frequenza è costituito da quattro componenti principali:

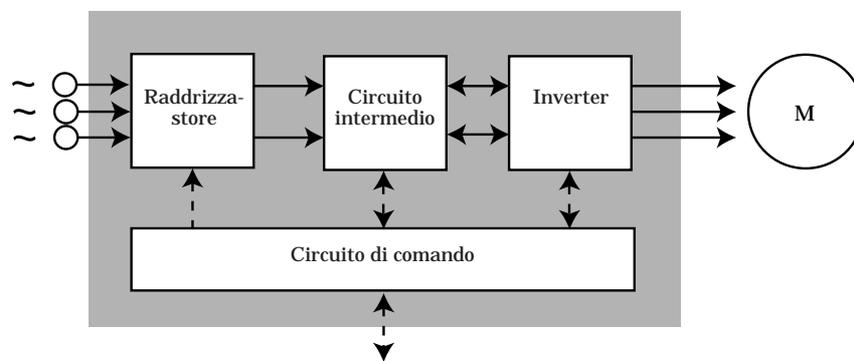


Fig. 2.01 Schema semplificato di un convertitore di frequenza

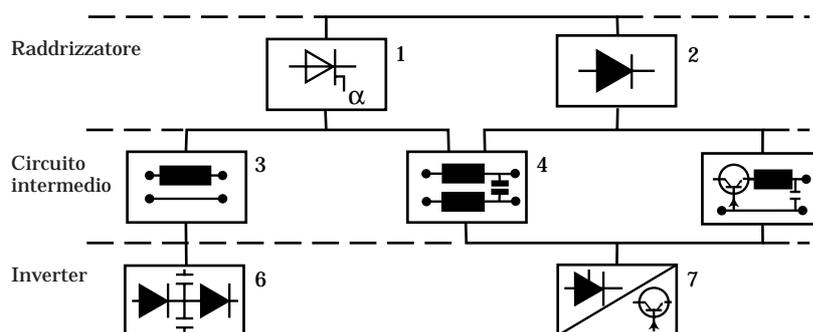
1. Il raddrizzatore, collegato ad una rete CA mono/trifase, genera una tensione CC pulsante. Esistono due tipi principali di raddrizzatore: il raddrizzatore controllato e quello non controllato.
2. Il circuito intermedio. Ve ne sono di tre tipi:
  - a) uno che converte la tensione del raddrizzatore in corrente continua;
  - b) uno che stabilizza o attenua la tensione CC pulsante e la invia all'inverter;
  - c) uno che converte la tensione CC costante proveniente dal raddrizzatore in una tensione CA variabile.
3. L'inverter genera la frequenza e la tensione del motore. In alternativa, alcuni inverter possono convertire la tensione CC costante in tensione CA variabile.

4. La componente elettronica del circuito di comando trasmette segnali al raddrizzatore, al circuito intermedio e all'inverter e riceve i segnali che essi, a loro volta, inviano. I componenti controllati dipendono dalla struttura dello specifico convertitore di frequenza (vedi Fig. 2.02).

La caratteristica comune di tutti i convertitori di frequenza è che il circuito di comando utilizza i segnali per l'attivazione o la disattivazione dei semiconduttori dell'inverter. I convertitori di frequenza possono essere classificati in base al modello di commutazione che controlla l'alimentazione del motore.

La figura 2.02, illustra i diversi principi di progettazione e di controllo,

- 1 rappresenta un raddrizzatore controllato,
- 2 rappresenta un raddrizzatore non controllato,
- 3 rappresenta un circuito intermedio CC variabile,
- 4 rappresenta un circuito intermedio a tensione CC costante,
- 5 rappresenta un circuito intermedio CC variabile,
- 6 rappresenta un inverter PAM,
- 7 rappresenta un inverter PWM.



Inverter a corrente impressa: CSI

(1 + 3 + 6)

Convertitore a modulazione di ampiezza degli impulsi: PAM

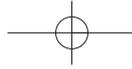
(1 + 4 + 7) (2 + 5 + 7)

Convertitore a modulazione di larghezza degli impulsi: PWM/VVC<sup>plus</sup>

(2 + 4 + 7)

*Fig. 2.02* Differenti principi di struttura e di controllo

Per completezza, meritano una breve menzione anche i convertitori diretti, cioè non dotati di circuito intermedio. Essi vengono utilizzati nella gamma di potenza dei Mega-watt per generare un'alimentazione a bassa frequenza direttamente dalla rete a 50 Hz. La loro frequenza di uscita massima è di circa 30 Hz.



## Raddrizzatore

La tensione di alimentazione è una tensione CA trifase o monofase a frequenza fissa (ad esempio,  $3 \times 400 \text{ V}/50 \text{ Hz}$  or  $1 \times 240 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ ). Le figure sottostanti ne mostrano alcuni valori caratteristici:

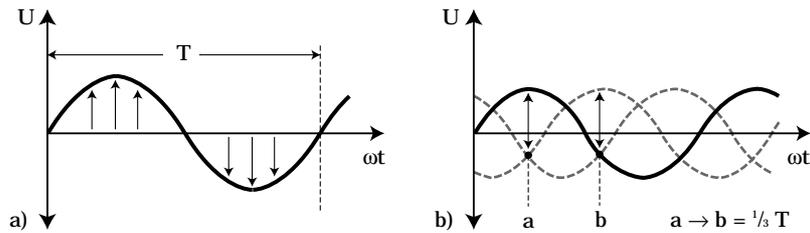


Fig. 2.03 Tensione CA monofase e trifase

Come si può notare dall'illustrazione, le tre fasi sono intercalate da un intervallo di tempo. La tensione di fase cambia costantemente direzione, mentre la frequenza indica il numero di periodi per secondo. Una frequenza di 50 Hz, ad esempio, significa che si verificano 50 periodi al secondo ( $50 \times T$ ) e che, quindi, un periodo dura 20 millisecondi.

Il raddrizzatore di un convertitore di frequenza è costituito da diodi, tiristori o da una combinazione di entrambi. Un raddrizzatore costituito da soli diodi viene chiamato «non controllato», mentre uno costituito da soli tiristori viene chiamato «controllato». Un raddrizzatore costituito sia da diodi che da tiristori è «semicontrollato».

### Raddrizzatori non controllati

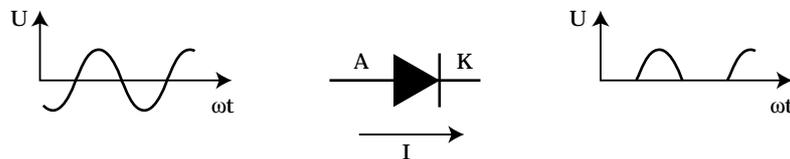
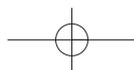


Fig. 2.04 Modo di funzionamento di un diodo





I diodi consentono il flusso di corrente in una sola direzione: dall'anodo (A) al catodo (K). Essi non consentono – come invece altri semiconduttori – di controllare l'intensità della corrente. Quando una tensione CA viene inviata attraverso un diodo, essa viene convertita in tensione CC pulsante. Se un raddrizzatore non controllato trifase viene alimentato con una tensione CA trifase, la tensione CC rimane pulsante.

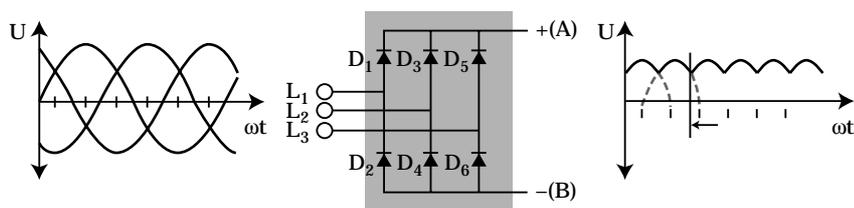


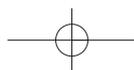
Fig. 2.05 Il raddrizzatore non controllato

La Fig 2.05 rappresenta un raddrizzatore trifase non controllato costituito da due gruppi di diodi: un gruppo contiene i diodi  $D_1$ ,  $D_3$  e  $D_5$ , l'altro contiene i diodi  $D_2$ ,  $D_4$  e  $D_6$ . Ciascun diodo conduce per  $1/3$  del tempo periodico ( $120^\circ$ ). In entrambi i gruppi, i diodi conducono alternativamente. I periodi di conduzione dei due gruppi sono sfasati fra loro di  $1/6$  del tempo periodico  $T$  ( $60^\circ$ ).

I diodi  $D_{1,3,5}$  sono attivi quando viene applicata una tensione positiva. Se la tensione di fase  $L_1$  raggiunge il picco positivo, il morsetto A assume il valore di fase  $L_1$ . A monte degli altri due diodi si avranno tensioni inverse con grandezza  $U_{L_{1-2}}$  e  $U_{L_{1-3}}$ .

Lo stesso principio vale per il gruppo di diodi  $D_{2,4,6}$ . In questo caso, il morsetto B riceve una tensione di fase negativa. Se, ad un dato momento,  $L_3$  raggiunge il valore soglia negativo, il diodo  $D_6$  diventa conduttivo. Gli altri due diodi sono soggetti a tensioni inverse con grandezza  $U_{L_{3-1}}$  e  $U_{L_{3-2}}$ .

La tensione di uscita del raddrizzatore non controllato è pari alla differenza fra le tensioni dei due gruppi di diodi. Il valore medio della tensione CC pulsante è  $1,35 \times$  la tensione di rete.



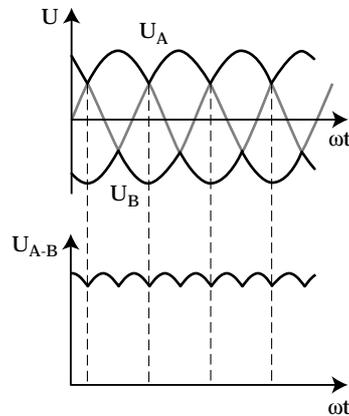


Fig. 2.06 Tensione di uscita di un raddrizzatore trifase non controllato

### Raddrizzatori controllati

Il funzionamento dei raddrizzatori controllati si basa sui tiristori anziché sui diodi. Come il diodo, anche il tiristore consente il flusso della corrente solo nella direzione dall'anodo (A) al catodo (K). In questo caso, tuttavia, vi è una differenza in quanto il tiristore dispone di un terzo morsetto chiamato «Gate» (G), che consente il flusso di corrente attraverso il tiristore soltanto al ricevimento di un segnale. Il tiristore condurrà il flusso fino a quando la corrente diventerà zero.

Il flusso di corrente non può essere interrotto dal segnale inviato al gate. I tiristori sono utilizzati sia sui raddrizzatori che sugli inverter.

Il segnale inviato al gate rappresenta un comando a del tiristore che corrisponde ad un ritardo espresso in gradi. Tale valore indica il ritardo fra il punto di intersezione zero e il punto in cui il tiristore inizia a condurre la corrente.

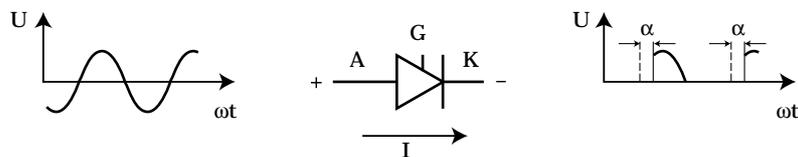


Fig. 2.07 Modo di funzionamento del tiristore





Quando il valore  $\alpha$  è compreso fra  $0^\circ$  e  $90^\circ$ , il tiristore viene usato come raddrizzatore. Quando il valore è compreso fra  $90^\circ$  e  $300^\circ$ , il tiristore funziona come inverter.

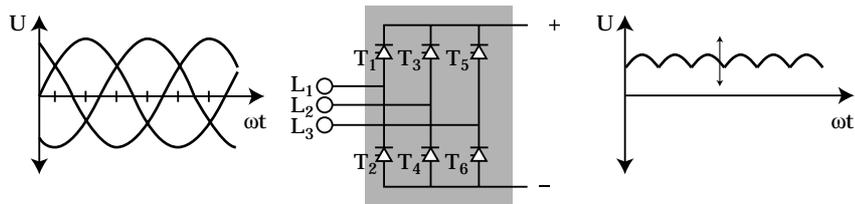


Fig. 2.08 Raddrizzatore trifase controllato

Il raddrizzatore controllato funziona sostanzialmente come un raddrizzatore non controllato, se non per il fatto che il tiristore viene controllato da  $\alpha$  e inizia a condurre dal punto in cui un comune diodo inizia a condurre, fino a  $30^\circ$  dopo il punto di intersezione zero della tensione.

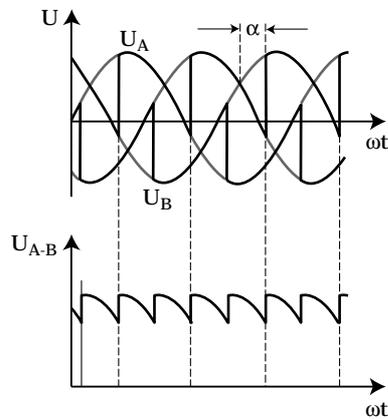
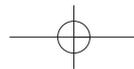
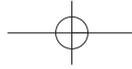


Fig. 2.09 Tensione di uscita di un raddrizzatore trifase controllato

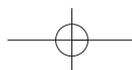
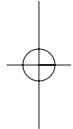
La tensione raddrizzata può essere modificata mediante la regolazione di  $\alpha$ . Il raddrizzatore controllato fornisce una tensione CC con un valore medio pari a  $1,35 \times \text{tensione di rete} \times \cos \alpha$ .





**Rispetto al raddrizzatore non controllato, il raddrizzatore controllato produce maggiori perdite e perturbazioni nella rete di alimentazione poiché, se i tiristori sono conduttivi per brevi intervalli di tempo, assorbe una maggiore corrente reattiva.**

Tuttavia, il vantaggio derivante dall'impiego del raddrizzatore controllato sta nel fatto che l'energia può essere rinviata alla rete di alimentazione.





## Circuito intermedio

Il circuito intermedio può essere immaginato come un magazzino da cui il motore, tramite l'inverter, può trarre l'energia necessaria. Esso può essere realizzato in base a tre diversi principi a seconda del tipo di raddrizzatore e di inverter.

### *Inverter a corrente (convertitori I)*



Fig. 2.10 Circuito intermedio a CC variabile

Il circuito intermedio degli inverter a corrente è costituito da una grossa bobina. Esso può essere combinato soltanto con un raddrizzatore controllato. La bobina trasforma la tensione variabile proveniente dal raddrizzatore in corrente continua variabile. Il carico determina l'entità della tensione del motore.

### *Inverter a tensione (convertitori U)*

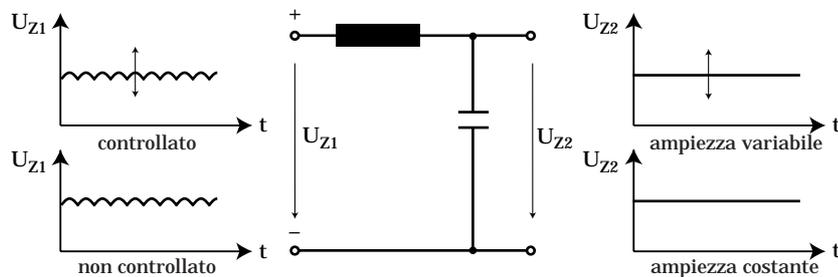
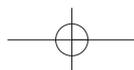


Fig. 2.11 Circuito intermedio a tensione CC costante

Negli inverter a tensione, il circuito intermedio è costituito da un filtro contenente un condensatore e può essere combinato con entrambi i tipi di raddrizzatore. Il filtro stabilizza la tensione CC pulsante ( $U_{Z1}$ ) proveniente dal raddrizzatore.

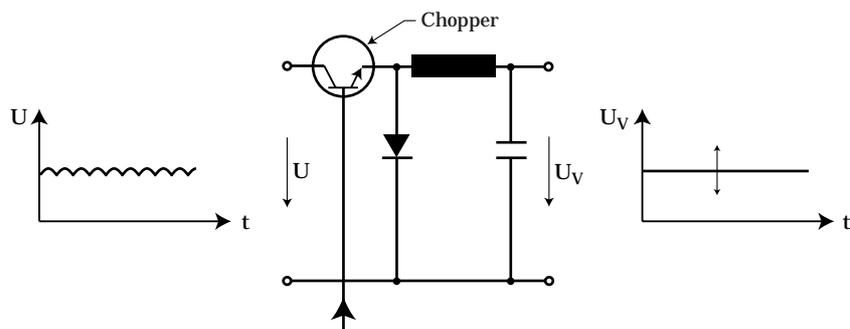
Se il raddrizzatore è del tipo controllato, la tensione è costante ad una determinata frequenza e viene condotta sull'inverter come tensione CC pura ( $U_{Z2}$ ) ad ampiezza variabile.





Nei raddrizzatori non controllati, la tensione in entrata dell'inverter è una tensione CC ad ampiezza costante.

### ***Circuito intermedio a tensione CC variabile***



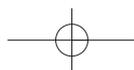
*Fig. 2.12 Circuito intermedio a tensione variabile*

Infine, nei circuiti intermedi a tensione CC variabile, è possibile inserire un chopper (interruttore di parzializzazione) nella parte anteriore del filtro, come illustrato nella figura 2.12.

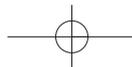
Il chopper è munito di un transistor che inserisce e disinserisce la tensione raddrizzata. Il circuito di comando regola il chopper confrontando la tensione variabile a valle del filtro ( $U_v$ ) con il segnale di ingresso. In caso di differenze, viene regolato il rapporto fra il momento in cui il transistor diviene conduttivo ( $t_{on}$ ) e quello in cui si blocca ( $t_{off}$ ). In questo modo si ottiene una variazione del valore e dell'entità effettivi della tensione CC, che può essere espressa come segue:

$$U_v = U \times \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$$

Quando il transistor dell'interruttore disinserisce la corrente, la bobina del filtro determina un valore elevatissimo della tensione che attraversa il transistor. Per evitare ciò, l'interruttore viene protetto da un diodo di libera circolazione. Quando il transistor si inserisce e si disinserisce come illustrato nella fig. 2.13, la tensione sarà massima (caso 2).







## Inverter

L'inverter rappresenta l'ultimo modulo del convertitore di frequenza prima del motore, nonché il punto in cui si verifica l'adattamento finale della tensione di uscita.

Il convertitore di frequenza garantisce le condizioni di esercizio ottimali nell'intero intervallo di regolazione adeguando la tensione di uscita alle condizioni di carico. In tal modo, è possibile mantenere la magnetizzazione del motore sui valori ottimali.

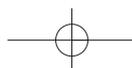
Dal circuito intermedio, l'inverter può ricevere

- una corrente continua variabile,
- una tensione CC variabile
- una tensione CC costante.

In ogni caso, l'inverter fa in modo che l'alimentazione del motore divenga una quantità variabile o, in altri termini, che la frequenza della tensione motore sia sempre generata dall'inverter stesso. In caso di corrente o tensione variabile, l'inverter si limita a generare la frequenza. In caso di tensione costante, l'inverter genera sia la frequenza del motore che la tensione.

Malgrado gli inverter possano funzionare secondo modalità differenti, la loro struttura è essenzialmente la stessa. I componenti principali sono i semiconduttori controllati, posizionati in coppie su tre rami.

Oggi, i tiristori sono stati in gran parte sostituiti da transistori ad alta frequenza che consentono un rapido passaggio dallo stato conduttivo a quello non conduttivo. Sebbene ciò dipenda dal tipo di semiconduttore utilizzato, il campo della frequenza di commutazione dell'inverter è compreso normalmente fra 300 Hz e 20 kHz.





I semiconduttori dell'inverter si attivano e si disattivano in base ai segnali prodotti dal circuito di comando. I segnali possono essere controllati in base a diversi principi.

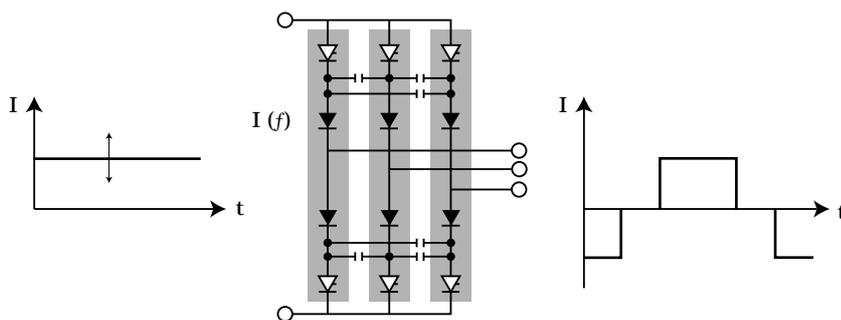
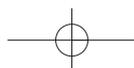


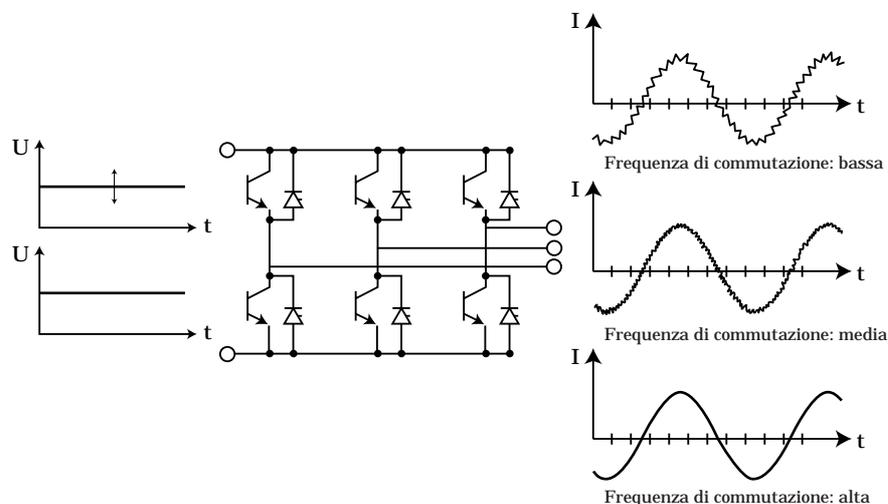
Fig. 2.14 Inverter tradizionale per corrente del circuito intermedio a tensione variabile

Gli inverter tradizionali, concepiti principalmente per correnti intermedie a tensione variabile, sono costituiti da sei diodi, sei tiristori e sei condensatori.

I condensatori consentono l'attivazione e la disattivazione dei tiristori in modo che la corrente passi negli avvolgimenti di fase con uno sfasamento di  $120^\circ$  e venga adeguata alle dimensioni del motore. Quando i morsetti del motore vengono periodicamente alimentati con corrente alternata U-V, V-W, W-U, U-V..., viene prodotto un campo rotante intermittente con la frequenza richiesta. Nonostante questo processo renda la corrente del motore quasi quadratica, la tensione è quasi sinusoidale. Ogni qualvolta la corrente verrà inserita o disinserita, tuttavia, si verificheranno picchi di tensione.

I diodi isolano i condensatori dalla corrente di carico del motore.





*Fig. 2.15 Inverter del circuito intermedio a tensione variabile o costante e corrente di uscita dipendente dalla frequenza di commutazione dell'inverter*

Gli inverter dei circuiti intermedi a tensione costante o variabile sono costituiti da sei componenti di commutazione. In linea di principio, il funzionamento è lo stesso indipendentemente dal tipo di semiconduttore utilizzato. Il circuito di comando inserisce e disinserisce i semiconduttori mediante metodi di modulazione diversi, modificando in tal modo la frequenza di uscita del convertitore di frequenza.

Il primo metodo riguarda la tensione o la corrente variabile del circuito intermedio.

Gli intervalli in cui i singoli semiconduttori sono attivi, seguono una sequenza utilizzata per ottenere la frequenza di uscita richiesta.

La sequenza di commutazione dei semiconduttori è legata all'entità della tensione o della corrente variabile del circuito intermedio. Un oscillatore comandato in tensione farà sì che la frequenza segua sempre l'ampiezza della tensione. Questo principio di controllo dell'inverter viene quindi chiamato «Modulazione di ampiezza degli impulsi» (Pulse Amplitude Modulation, PAM).

Un altro metodo di grande diffusione si basa sull'impiego di un circuito intermedio a tensione fissa. La tensione del motore viene resa variabile mediante l'applicazione della tensione del circuito intermedio agli avvolgimenti del motore per intervalli di tempo più o meno prolungati.

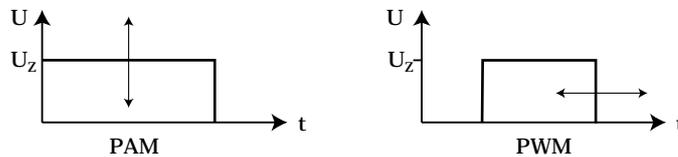


Fig. 2.16 Modulazione dell'ampiezza e della larghezza degli impulsi

È possibile modificare la frequenza intervenendo sugli impulsi di tensione lungo l'asse temporale, che dovranno essere positivi per metà periodo e negativi per l'altra metà.

Poiché questo metodo agisce sulla larghezza degli impulsi di tensione, esso viene chiamato «Modulazione di larghezza degli impulsi» (Pulse-Width-Modulation, o PWM). PWM e i metodi correlati, come PWM con controllo sinusoidale, sono i più utilizzati in relazione al controllo degli inverter.

Nei metodi PWM, il circuito di comando definisce i tempi di attivazione e disattivazione dei semiconduttori nel punto di intersezione fra una tensione delta ed una tensione di riferimento sinusoidale sovrapposta (PWM con controllo sinusoidale). Altri due metodi PWM avanzati consistono nel modifica del PWM stesso, come nei principi di controllo vettoriale della tensione Danfoss (VVC e VVC<sup>plus</sup>).

Essi sono descritti da pagina 82.

## Transistori

Grazie alla rapidità di commutazione dei transistori, il rumore magnetico prodotto dalla magnetizzazione «a impulsi» del motore è stato ridotto.

Un altro vantaggio offerto dall'alta frequenza di commutazione è rappresentato dalla flessibilità di modulazione della tensione di uscita del convertitore di frequenza, che consente di generare una corrente sinusoidale del motore in quanto il circuito di comando si limita all'attivazione e alla disattivazione dei transistori dell'inverter.

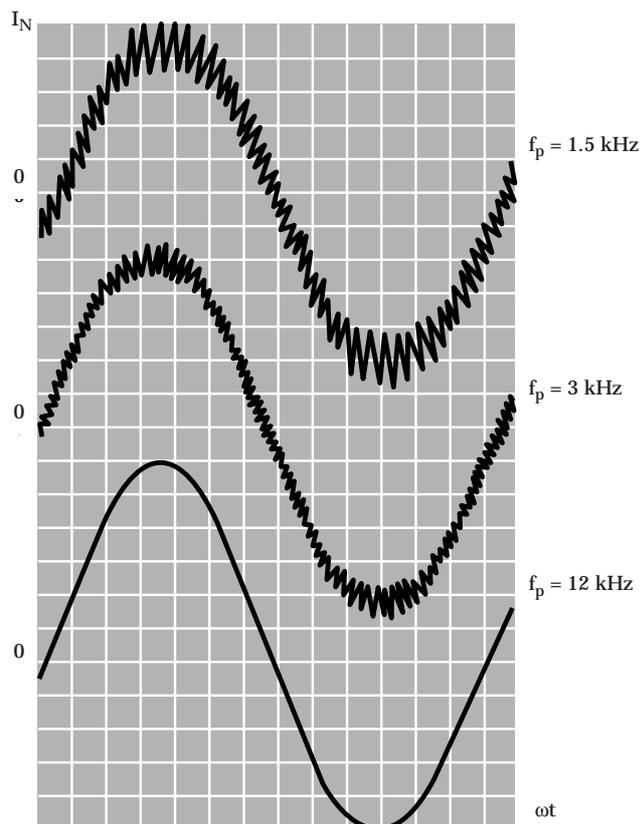


Fig. 2.17 Effetti della frequenza di commutazione sulla corrente del motore

La frequenza di commutazione dell'inverter svolge un effetto di compensazione, necessario in quanto elevati valori di frequenza possono determinare surriscaldamento del motore ed elevate tensioni di picco. Quanto più elevata è la frequenza di commutazione, tanto maggiori saranno le perdite.

D'altra parte, basse frequenze di commutazione possono provocare un'elevata rumorosità acustica del motore.

I transistori ad alta frequenza possono essere classificati in tre gruppi principali:

- transistori bipolari (LTR)
- transistori unipolari (MOS-FET)
- transistori bipolari a porta isolata (IGBT)



Attualmente, i transistori IGBT sono i più diffusi in quanto combinano le caratteristiche di comando dei transistori MOS-FET con le caratteristiche di uscita degli LTR e possiedono l'intervallo di potenza, la conduttività, la frequenza di commutazione e la semplicità di comando ottimali per i moderni convertitori di frequenza.

Nei transistori IGBT, i componenti dell'inverter e i suoi comandi sono riuniti in un modulo prestampato detto «Intelligent Power Module» (IPM).

La tabella sottostante illustra le principali differenze fra i transistori MOS-FET, IGBT e LTR.

Semiconduttore Caratteristiche	MOS-FET	IGBT	LTR
<b>Simbolo</b>			
<b>Configurazione</b>			
<b>Conduttività</b> Conduttività Perdite	Bassa Elevate	Elevate Limitate	Elevate Limitate
<b>Condizioni di blocco</b> Limite massimo	Bassa	Elevate	Medio
<b>Condizioni di commutazione</b> Tempo di accensione Tempo di spegnimento Perdite	Breve Breve Limitate	Medio Medio Medio	Medio Bassa Groß
<b>Condizioni di comando</b> Ptenza Trasmissione	Bassa Tensione	Bassa Tensione	Elevate Corrente

Fig. 2.18 Confronto fra diversi transistori di potenza



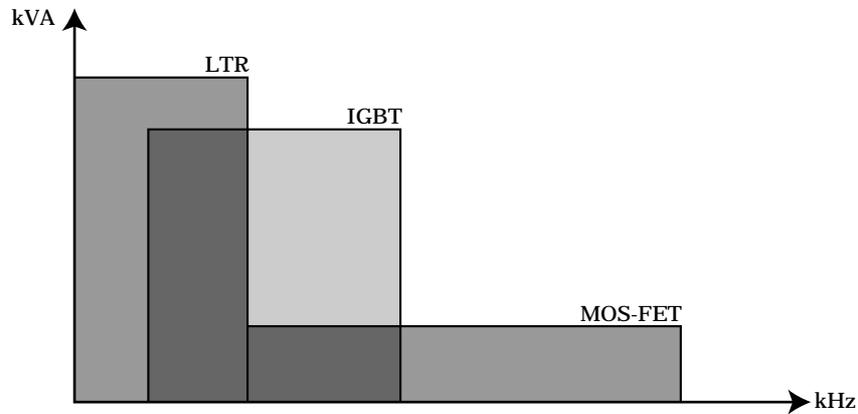


Fig. 2.19 Intervalli di potenza e di frequenza dei transistori di potenza

### Modulazione di Ampiezza degli Impulsi (PAM)

La PAM viene utilizzata nei convertitori di frequenza con circuito intermedio a tensione variabile.

Nei convertitori di frequenza con raddrizzatore non controllato, l'ampiezza della tensione di uscita viene determinata dal chopper del circuito intermedio, mentre in caso di raddrizzatore controllato l'ampiezza viene determinata direttamente.

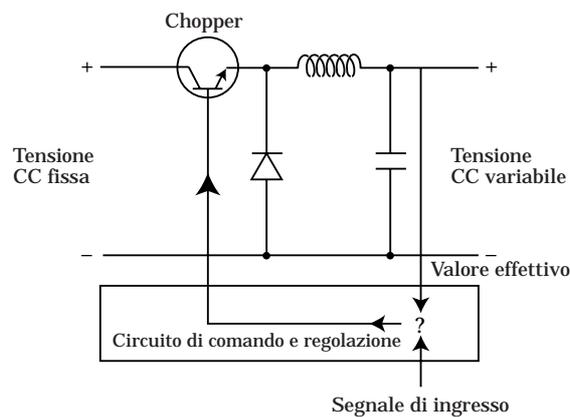
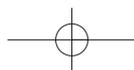


Fig. 2.20 Generazione della tensione nei convertitori di frequenza con chopper del circuito intermedio



Il transistor (chopper) rappresentato nella Fig. 2.20 viene attivato e disattivato per mezzo del circuito di comando e regolazione. I tempi di commutazione dipendono dal valore nominale (segnale di ingresso) e dal segnale di tensione rilevato (valore effettivo). Quest'ultimo viene rilevato al condensatore.

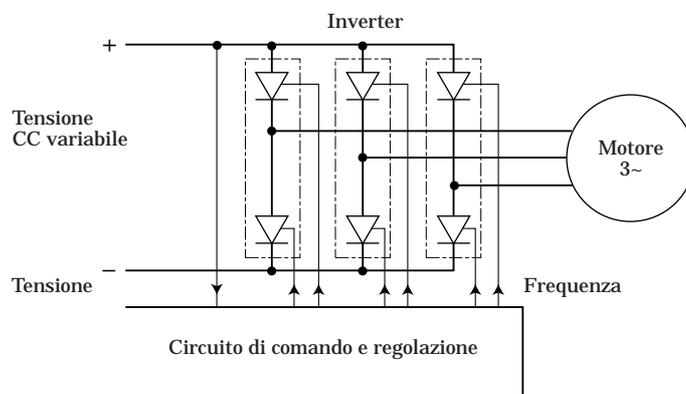
La bobina e il condensatore svolgono la funzione di filtro per attenuare l'ondulazione della tensione. Il picco di tensione dipende dei tempi di apertura del transistor. In caso di discrepanza fra il valore nominale e il valore effettivo, il chopper viene regolato fino al raggiungimento del valore di tensione desiderato.

### *Controllo di frequenza*

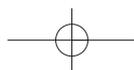
La frequenza della tensione di uscita viene variata dall'inverter mediante il cambio di periodo. Inoltre, durante un periodo, le unità di commutazione del semiconduttore vengono attivate più volte.

Vi sono due modi per controllare la lunghezza del periodo:

1. direttamente per mezzo del segnale di ingresso,
2. mediante la tensione CC variabile, proporzionale al segnale di ingresso.



*Fig. 2.21a Controllo di frequenza mediante la tensione del circuito intermedio*



## Modulazione di Larghezza degli Impulsi (PWM)

La PWM è la procedura più diffusa per la generazione di tensione trifase con frequenza corrispondente.

Nella PWM, l'intera tensione del circuito intermedio ( $\approx \sqrt{2} \times U_{\text{rete}}$ ) viene attivata o disattivata per mezzo dei componenti elettronici di potenza. La velocità di ripetizione della larghezza degli impulsi fra le attivazioni e le disattivazioni determina la regolazione della tensione.

Gli schemi di commutazione in un inverter controllato con PWM possono essere determinati in base a 3 diverse opzioni:

1. PWM con controllo sinusoidale
2. PWM sincrona
3. PWM asincrona

Poiché ciascun ramo di un inverter trifase con PWM può avere due posizioni diverse (on o off), le tre opzioni consentono 8 combinazioni di commutazione ( $2^3$ ) e, quindi, otto vettori di tensione discreta all'uscita dell'inverter o all'avvolgimento di statore del motore collegato. Come illustrato nella Fig. 2.21b, tali vettori 100, 110, 010, 011, 001, 101 si trovano ai vertici di un esagono sospeso. 000 e 111 sono considerati vettori zero.

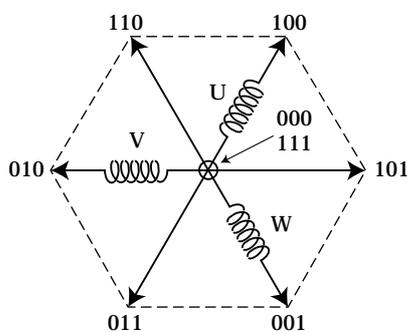


Fig. 2.21b

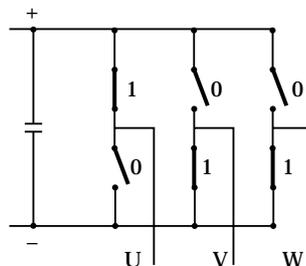


Fig. 2.21c

In base alle combinazioni di commutazione 000 e 111, è possibile generare lo stesso potenziale ai tre morsetti di uscita dell'inverter. Tale potenziale proveniente dal circuito intermedio può essere positivo o negativo (vedi Fig. 2.21c). Per il motore, l'effetto è simile a quello di un cortocircuito ai morsetti; la tensione 0 V è impressa anche sugli avvolgimenti del motore.



### PWM con controllo sinusoidale

Nella PWM con controllo sinusoidale, il principio di controllo si basa su una tensione di riferimento sinusoidale ( $U_s$ ) per ogni uscita dell'inverter. La lunghezza del periodo della tensione sinusoidale corrisponde alla frequenza base necessaria della tensione di uscita. Le tre tensioni di riferimento vengono confrontate con una tensione delta ( $U_\Delta$ ) (vedi Fig. 2.22).

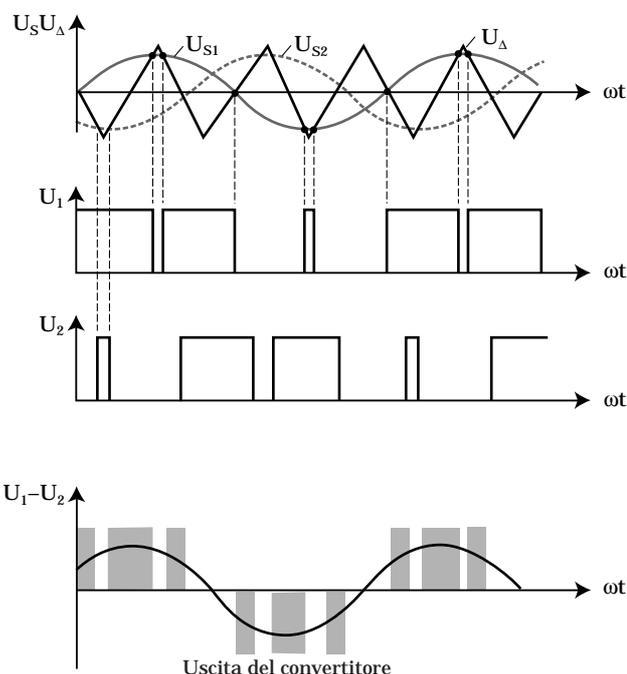
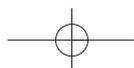


Fig. 2.22 Principio della PWM con controllo sinusoidale (con due tensioni di riferimento)

Nel punto di intersezione della tensione delta e dei tracciati sinusoidali di riferimento, i semiconduttori dell'inverter sono attivati o disattivati.

I punti di intersezione vengono determinati elettronicamente per mezzo della scheda di comando. Se la tensione delta è superiore alla tensione sinusoidale, l'impulso di uscita cambia da positivo a negativo (o viceversa) alla riduzione della tensione delta. In questo modo, la massima tensione di uscita del convertitore di frequenza viene determinata in base alla tensione del circuito intermedio.



La tensione di uscita viene modificata per mezzo del rapporto fra i tempi di attivazione e di disattivazione. Questo rapporto può essere a sua volta modificato per generare la tensione richiesta. In tal modo, l'ampiezza degli impulsi di tensione negativi e positivi corrisponde sempre a metà della tensione del circuito intermedio.

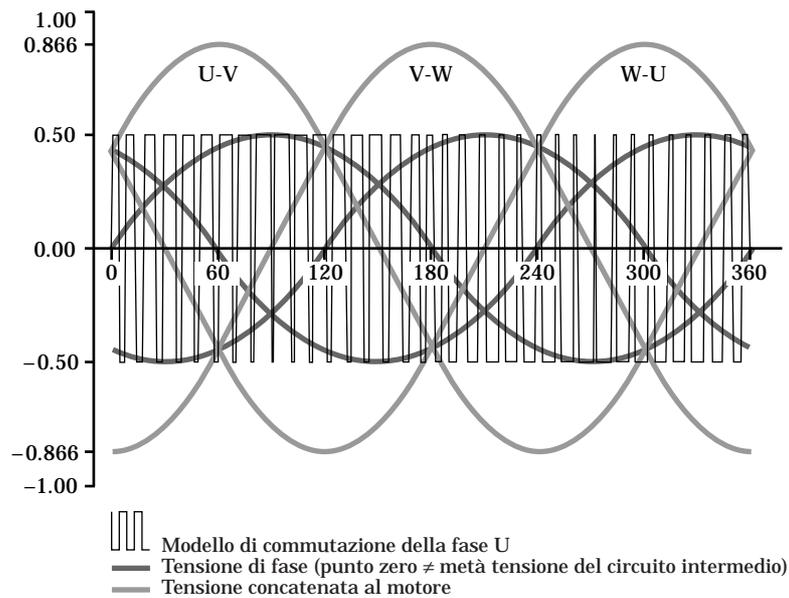


Fig. 2.23 Tensione di uscita della PWM con controllo sinusoidale

A basse frequenze di statore, il tempo di disattivazione aumenta. Esso può aumentare a tal punto da non consentire il mantenimento della frequenza della tensione delta.

Si avranno quindi periodi senza tensione eccessivamente lunghi che provocheranno un funzionamento instabile del motore. Una possibile soluzione a tale inconveniente consiste nel raddoppiare la frequenza della tensione delta alle basse frequenze.



La tensione di fase dei morsetti di uscita del convertitore di frequenza è pari alla metà della tensione del circuito intermedio divisa per  $\sqrt{2}$ . Essa è, cioè, uguale alla metà della tensione della rete di alimentazione. La tensione di rete dei morsetti di uscita è uguale a  $\sqrt{3}$  volte la tensione di fase, ovvero a 0,866 volte la tensione della rete di alimentazione.

Un inverter controllato con PWM che utilizzi esclusivamente una modulazione di riferimento sinusoidale, può produrre fino all'86,6% della tensione nominale (vedi Fig. 2.23).

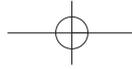
La tensione di uscita del convertitore di frequenza non può portarsi al valore di tensione del motore con la sola modulazione sinusoidale, poiché la tensione di uscita risulterà più bassa di circa il 13%.

È possibile integrare la tensione necessaria riducendo il numero degli impulsi quando la frequenza supera 45 Hz. Questo metodo presenta tuttavia alcuni svantaggi: esso produce infatti una variazione di tensione a gradini determinando, di conseguenza, una corrente di alimentazione del motore instabile. Alla riduzione del numero di impulsi corrisponde un aumento del contenuto di armoniche all'uscita del convertitore di frequenza, che determina anche un aumento delle perdite del motore.

Un altro metodo consiste nell'impiego di altre tensioni di riferimento in luogo dei tre valori di riferimento sinusoidali. Le nuove tensioni di riferimento adottate possono avere qualsiasi forma d'onda, ad esempio trapezoidale o a gradini.

A titolo di esempio, una tensione di riferimento comunemente adottata utilizza la terza armonica della tensione di riferimento sinusoidale. Aumentando l'ampiezza di quest'ultima del 15,5% e aggiungendo quindi la terza armonica, i semiconduttori dell'inverter seguiranno uno schema di commutazione che comporta un aumento della tensione di uscita del convertitore di frequenza.

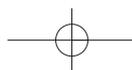
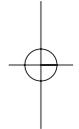
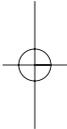




### **PWM sincrona**

Uno dei problemi fondamentali delle procedure di PWM con controllo sinusoidale consiste nella determinazione dei tempi e degli angoli di commutazione ottimale per la tensione in un determinato periodo. I tempi di commutazione devono essere impostati in modo da consentire il minimo indispensabile di armoniche superiori. Un simile schema di commutazione può tuttavia essere utilizzato soltanto per una gamma di frequenza data (limitata), al di fuori della quale è necessario adottare uno schema di commutazione diverso.

Se si opta per il metodo della PWM con controllo sinusoidale, è necessario ottimizzare l'utilizzo della tensione e ridurre al minimo lo spettro armonico. Qualora il tasso di ripetizione (cioè la frequenza della tensione delta) assuma valori troppo elevati in relazione alla frequenza del segnale di riferimento, i due segnali possono assumere un andamento reciprocamente asincrono. A frequenze prossime a 10 Hz o inferiori, si verificano armoniche di disturbo che rendono necessaria la sincronizzazione dei due segnali. La sincronizzazione è osservabile dal cosiddetto «cambio di marcia», indicato per gli impianti con funzionamento a CA trifase con proprietà dinamiche ridotte, che consentono una variazione lenta di tensione e frequenza (normale controllo  $V/f$ ).





## PWM asincrona

L'esigenza di orientamento in base al campo e di rapida reazione di sistema per il controllo della coppia e della velocità degli impianti CA trifase (ad esclusione dei servomeccanismi) determina la necessità di una modifica a gradini dell'ampiezza e dell'angolo della tensione dell'inverter. Gli schemi di commutazione con PWM «normale» o «sincrona» non consentono la modifica a gradini di tali parametri.

La procedura di PWM asincrona, tuttavia, rappresenta una valida soluzione al problema. Infatti, anziché sincronizzare la modulazione della tensione di uscita in base alla frequenza di uscita, come avviene normalmente per ottenere una riduzione delle armoniche nel motore, la modulazione viene eseguita in rapporto al ciclo di controllo vettoriale della tensione. In questo modo si ottiene una relazione asincrona con la frequenza di uscita.

I principali metodi di PWM asincrona sono due:

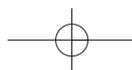
- SFAVM (**S**tator **F**low-oriented **A**synchronous **V**ector **M**odulation, Modulazione vettoriale asincrona orientata secondo il flusso dello statore)
- AVM a 60° (**A**synchronous **V**ector **M**odulation, Modulazione vettoriale asincrona a 60°).

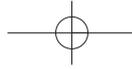
### *SFAVM*

La SFAVM è una procedura di modulazione vettoriale-spaziale che consente di modificare la tensione, l'ampiezza e l'angolo dell'inverter in maniera casuale, ma a gradini entro il tempo di commutazione (in altri termini, in maniera asincrona), garantendo così una migliore prestazione dinamica.

L'obiettivo principale di questo metodo è l'ottimizzazione del flusso dello statore e, allo stesso tempo, la minimizzazione dell'ondulazione di coppia, in quanto la deviazione dell'angolo dipende dalla sequenza di commutazione e può determinare un'ondulazione di coppia più accentuata. Di conseguenza, è necessario determinare la sequenza di commutazione in modo da garantire una riduzione al minimo della deviazione dell'angolo vettoriale. La commutazione fra i vettori della tensione si basa sul calcolo della traiettoria del flusso statorico dei motori che, a sua volta, determina la coppia dell'intercapedine d'aria.

In precedenza, l'alimentazione con PWM convenzionale presentava l'inconveniente di una deviazione dell'ampiezza vettoriale del flusso dello statore e dell'angolo del flusso. Tali deviazioni influivano sul campo rotante (coppia) nel traferro del motore, determinando un'ondulazione della coppia. L'effetto della deviazione dell'ampiezza è insignificante e può essere ulteriormente ridotto mediante l'aumento della frequenza di commutazione.





### *Generazione della tensione del motore*

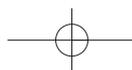
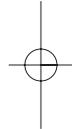
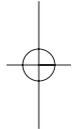
Il funzionamento stazionario comporta il mantenimento del vettore  $U_{ot}$  di tensione della macchina su una traiettoria circolare, come illustrato nella Fig. 2.24.

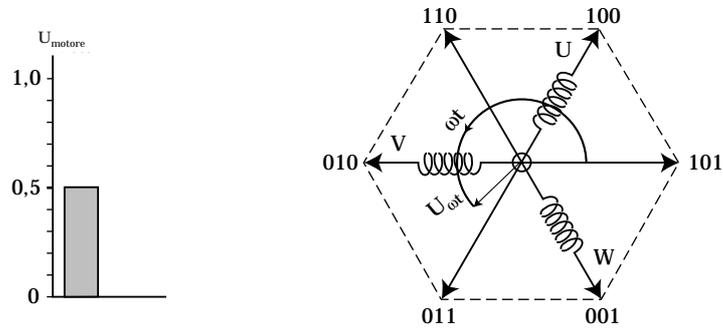
La lunghezza del vettore della tensione riflette il valore della tensione del motore e della velocità di rotazione, e corrisponde alla frequenza di funzionamento nel momento specifico. La tensione del motore viene generata attraverso la produzione di valori medi per mezzo di brevi impulsi provenienti da vettori adiacenti.

Il metodo SFAVM della Danfoss presenta, fra le altre, le seguenti caratteristiche:

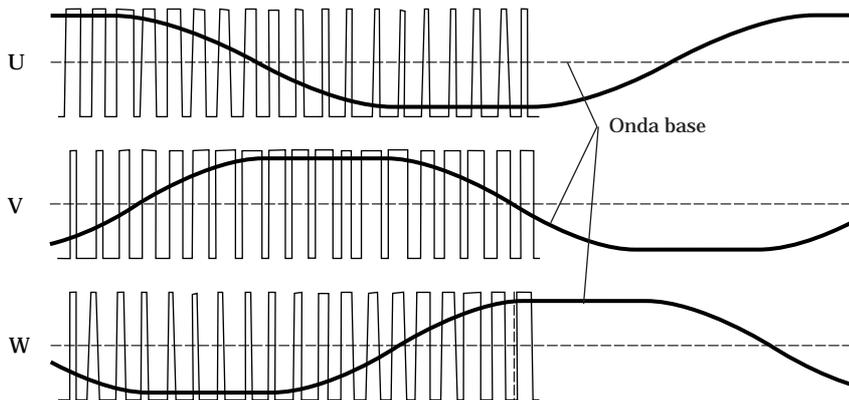
- la possibilità di controllo vettoriale della tensione senza scostamenti di ampiezza e di angolo rispetto al riferimento preimpostato;
- l'inizio della sequenza di commutazione sempre da 000 o 111. Ciò consente tre modi di commutazione per ciascun vettore di tensione;
- l'ottenimento di valori vettoriali medi di tensione per mezzo di brevi impulsi provenienti da un vettore adiacente, oltre ai vettori zero 000 e 111.

Il processo di generazione della tensione del motore verrà illustrato più in dettaglio grazie agli esempi riportati nelle figure 2.24 e 2.25:





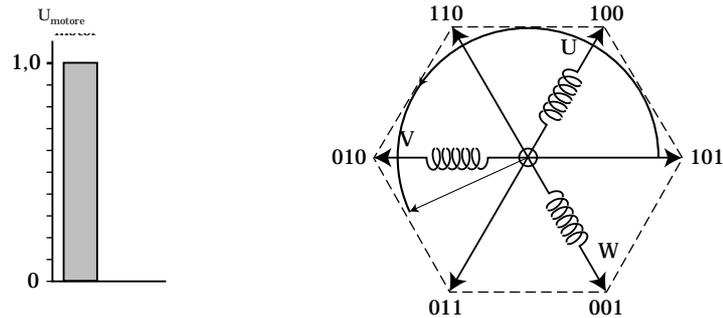
- a) Tensione di uscita preimpostata: 50% della tensione nominale
- b) Successiva generazione del vettore della tensione ideale  $U_{wt}$  mediante la PWM fra vettori di tensione adiacenti regolabili



- c) Sequenza temporale dei segnali di comando relativi alle tre fasi dell'inverter - U, V, W.

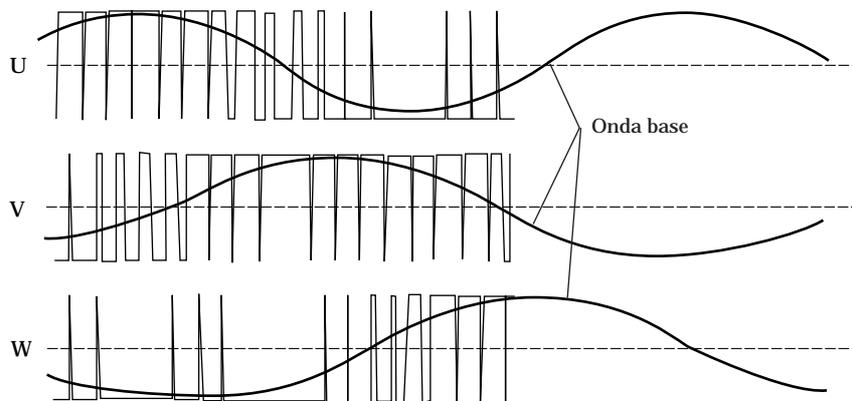
Fig. 2.24 Registrazione temporanea della coppia di PWM basata sulla modulazione vettoriale spaziale (SFAVM) per una tensione pari al 50% della tensione nominale

Il valore di riferimento preimpostato ( $U_{ot}$ ) illustrato nella Fig. 2.24a è pari al 50% della tensione nominale. La tensione di uscita viene generata mediante brevi impulsi provenienti dai vettori adiacenti – in questo caso lo 011 e lo 001, nonché lo 000 e l'111 – in forma di valore medio (Fig. 2.24b). La Fig. 2.25 illustra la generazione di una tensione del motore al 100%.



a) *Tensione di uscita preimpostata: 100% della tensione nominale*

b) *Generazione del vettore della tensione ideale  $U_{ot}$  mediante la PWM fra vettori di tensione adiacenti regolabili*



c) *Sequenza temporale dei segnali di comando relativi alle tre fasi dell'inverter - U, V, W*

Fig. 2.25 *Registrazione temporanea della coppia di PWM basata sulla modulazione vettoriale spaziale (SFAVM) per una tensione pari al 100% della tensione nominale*

La procedura SFAVM determina una connessione fra il sistema di controllo e il circuito di potenza dell'inverter. La modulazione ottenuta è sincrona rispetto alla frequenza dei comandi (vedere il capitolo dedicato a  $VVC^{plus}$ ) e asincrona rispetto alla frequenza di base della tensione motore.



La possibilità di sincronizzazione fra il controllo e la modulazione costituisce un vantaggio per i comandi ad alta potenza (vettore della tensione, vettore del flusso), in quanto il sistema di controllo vettoriale della tensione è in grado di operare direttamente e senza limitazioni (ampiezza, angolo e velocità dell'angolo sono i parametri controllabili).

Al fine di consentire una drastica riduzione del tempo di calcolo «on-line», i valori di tensione relativi ai diversi angoli verranno riportati in una tabella. La Fig. 2.26 mostra un estratto della tabella di modulazione del vettore mediante il metodo SFAVM, nonché la tensione di uscita (al motore).

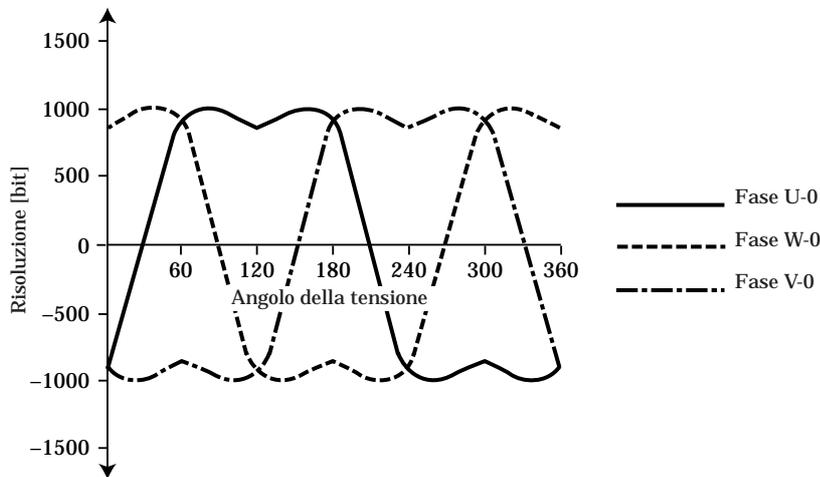


Fig. 2.26 Valori di uscita riportati nella tabella di modulazione vettoriale (SFAVM)

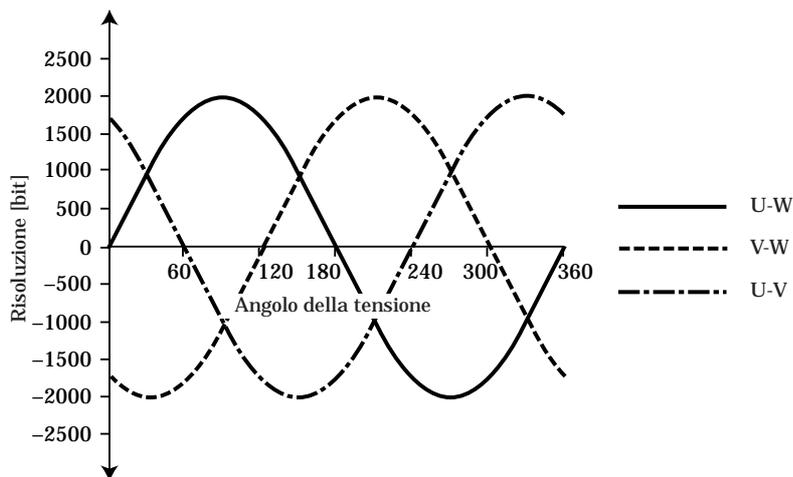
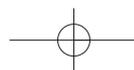


Fig. 2.27 Tensione di uscita (motore) - (fase-fase)



**AVM a  $60^\circ$** 

In caso di utilizzo del metodo di AVM (Asynchronous Vector Modulation, modulazione asincrona del vettore) a  $60^\circ$  anziché della procedura SFAVM, i vettori della tensione possono essere determinati in base ai seguenti principi:

- Nell'ambito di un periodo di commutazione, viene impiegato un solo vettore zero (000 o 111).
- Una sequenza di commutazione non inizia necessariamente da un vettore zero (000 o 111).
- Nell'ambito di  $1/6$  del periodo ( $60^\circ$ ), l'inverter non viene attivato in una fase. Lo stato di commutazione (0 o 1) viene mantenuto. Nelle altre due fasi, la commutazione avviene normalmente.

Le figure 2.28a/b presentano un confronto fra la sequenza di commutazione nelle procedure AVM a  $60^\circ$  e SFAVM per un intervallo breve (a) e per periodi numerosi.

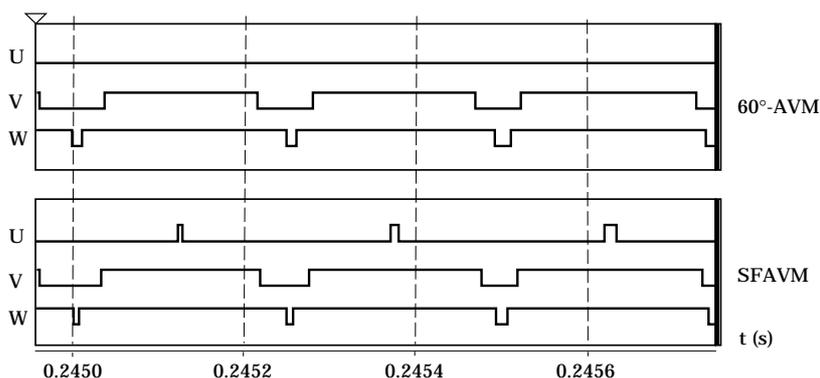


Fig. 2.28a Sequenza di commutazione nelle procedure AVM a  $60^\circ$  e SFAVM (alcuni intervalli di  $60^\circ$ )

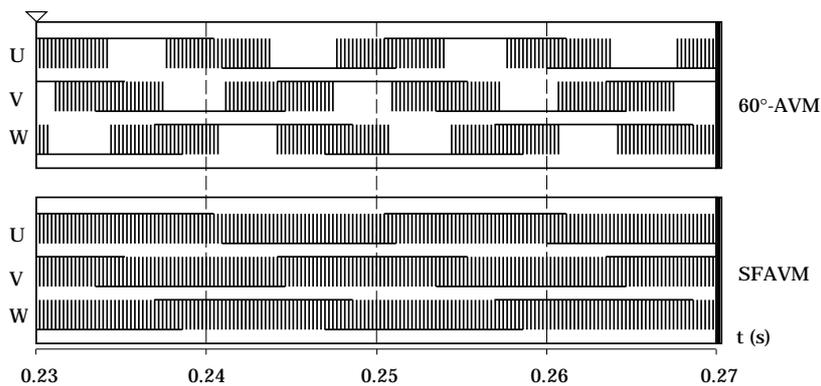


Fig. 2.28b Sequenza di commutazione, rispettivamente nelle procedure AVM a  $60^\circ$  e SFAVM (numerosi periodi)

## Circuito di comando

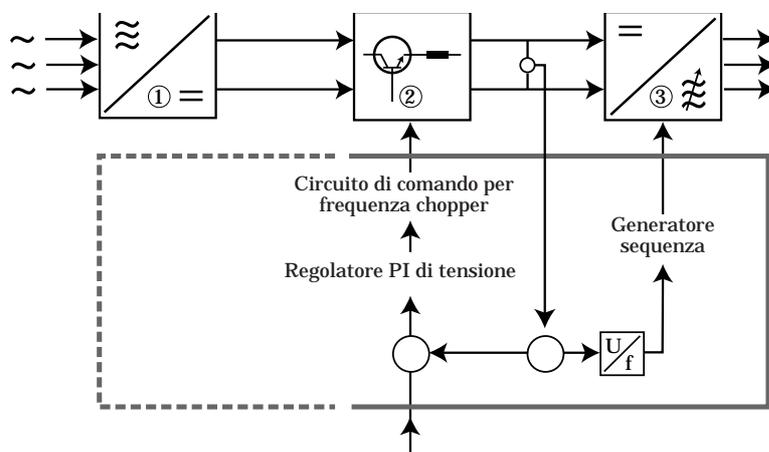
Il circuito di comando, o scheda comandi, costituisce il quarto fra gli elementi principali che compongono il convertitore di frequenza. Esso svolge essenzialmente quattro funzioni:

- comanda i semiconduttori del convertitore di frequenza;
- regola lo scambio di dati fra il convertitore di frequenza e le periferiche;
- si occupa dei messaggi di errore;
- svolge una funzione protettiva nei confronti del convertitore di frequenza e del motore.

L'impiego dei microprocessori ha contribuito ad aumentare la velocità del circuito di comando e, in misura sostanziale, il numero delle possibili applicazioni, riducendo allo stesso tempo la quantità di calcoli necessari.

Grazie alla microelettronica, il processore è integrato nel convertitore di frequenza ed è sempre in grado di determinare lo schema ottimale degli impulsi per ciascuno stato operativo.

### **Circuito di comando nel convertitore di frequenza con controllo PAM**



*Fig. 2.29 Principio di funzionamento di un circuito di comando relativo ad un circuito intermedio controllato da chopper*

La Fig. 2.29 mostra un convertitore di frequenza con controllo PAM, munito di chopper (interruttore di parzializzazione) nel circuito intermedio. Il circuito di comando controlla sia il chopper (2) che l'inverter (3).

Ciò avviene sulla base del valore momentaneo della tensione del circuito intermedio.

La tensione del circuito intermedio comanda un circuito che agisce come contatore di indirizzi per la memoria dati, la quale contiene le sequenze di uscita degli impulsi dell'inverter. Con l'incremento del valore di tensione del circuito intermedio, il conteggio e la sequenza vengono completati con maggiore rapidità e la frequenza di uscita aumenta.

La regolazione del chopper si basa sul confronto fra la tensione del circuito intermedio e il valore nominale del segnale di riferimento. Quest'ultimo (un segnale di tensione) dovrebbe indicare l'esatta entità della tensione e della frequenza di uscita. Se il segnale di riferimento si scosta dal segnale del circuito intermedio, un regolatore PI informa il circuito della necessità di modificare il tempo del ciclo. In tal modo, la tensione del circuito intermedio viene costantemente adeguata al segnale di riferimento.

Il metodo PAM è quello tradizionalmente adottato per il controllo dei convertitori di frequenza. Il PWM è un metodo più moderno che la Danfoss ha adeguato al fine di ricavarne particolari vantaggi specifici, come illustrato nelle pagine seguenti.

### Principio di controllo Danfoss

La Fig. 2.30 illustra la procedura di controllo adottata per gli inverter Danfoss.

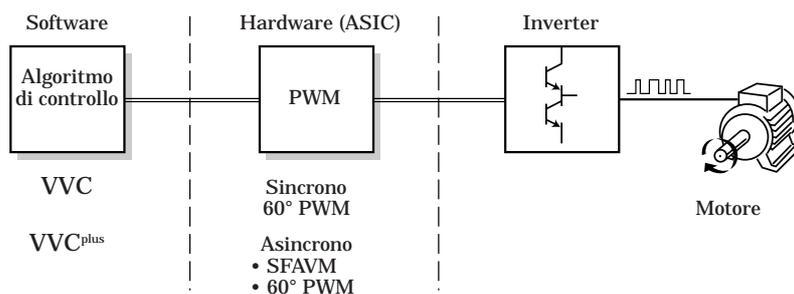
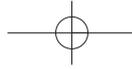


Fig. 2.30 I principi di controllo adottati dalla Danfoss

Il calcolo della commutazione PWM dell'inverter si basa su un algoritmo di controllo, che assume la forma di un controllo vettoriale della tensione (**Voltage Vector Control, VVC**) per i convertitori di frequenza a tensione.



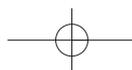
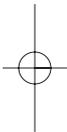
Il principio VVC agisce sull'ampiezza e sulla frequenza del vettore di tensione mediante compensazione del carico e dello scorrimento. L'angolo vettoriale della tensione viene determinato sulla base della frequenza preimpostata del motore (riferimento) e della frequenza di commutazione. Ciò determina i seguenti vantaggi:

- raggiungimento della tensione nominale del motore alla frequenza nominale (eliminando così la necessità della riduzione di potenza)
- intervallo di regolazione della velocità: 1:25 senza retroazione
- accuratezza nella determinazione della velocità:  $\pm 1\%$  della velocità nominale senza retroazione
- resistenza alle variazioni di carico.

VVCplus costituisce un recente perfezionamento di VVC e consente il controllo diretto dell'ampiezza, dell'angolo e della frequenza del vettore di tensione.

Oltre alle caratteristiche del VVC, il principio di VVC<sup>plus</sup> consente:

- ottimizzazione delle proprietà dinamiche nell'intervallo delle basse velocità (0 Hz-10 Hz)
- migliore magnetizzazione del motore
- intervallo di controllo della velocità: 1:100 senza retroazione
- accuratezza nella determinazione della velocità:  $\pm 0,5\%$  della velocità nominale senza retroazione
- attenuazione della risonanza attiva
- controllo di coppia (anello aperto)
- funzionamento al limite della corrente.



### Principio del controllo vettoriale della tensione (VVC).

Con la procedura VVC, il circuito di comando applica un modello matematico che calcola la magnetizzazione ottimale del motore in caso di variazione del carico, mediante parametri di compensazione.

Inoltre, la procedura PWM sincrona a  $60^\circ$ , integrata in un circuito ASIC, determina il valore ottimale dei tempi di commutazione per i semiconduttori (IGBT) dell'inverter.

I tempi di commutazione vengono determinati in base ai seguenti principi:

- la fase maggiore dal punto di vista numerico viene mantenuta al suo potenziale positivo o negativo per  $1/6$  della durata del periodo ( $60^\circ$ );
- le altre due fasi vengono variate proporzionalmente in modo che la tensione di uscita risultante (fase-fase) sia nuovamente sinusoidale e di ampiezza adeguata (Fig. 2.32).

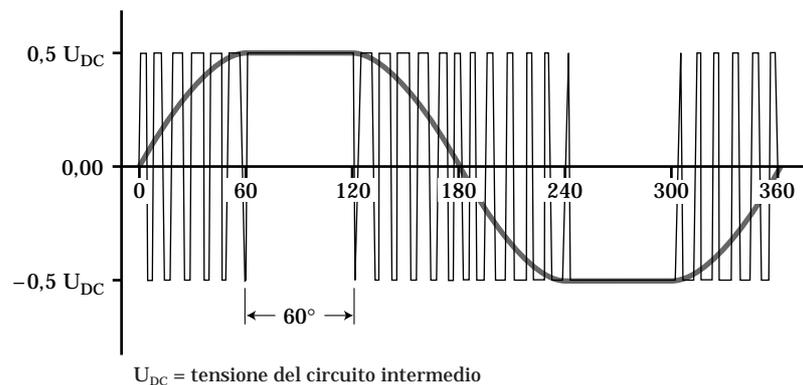
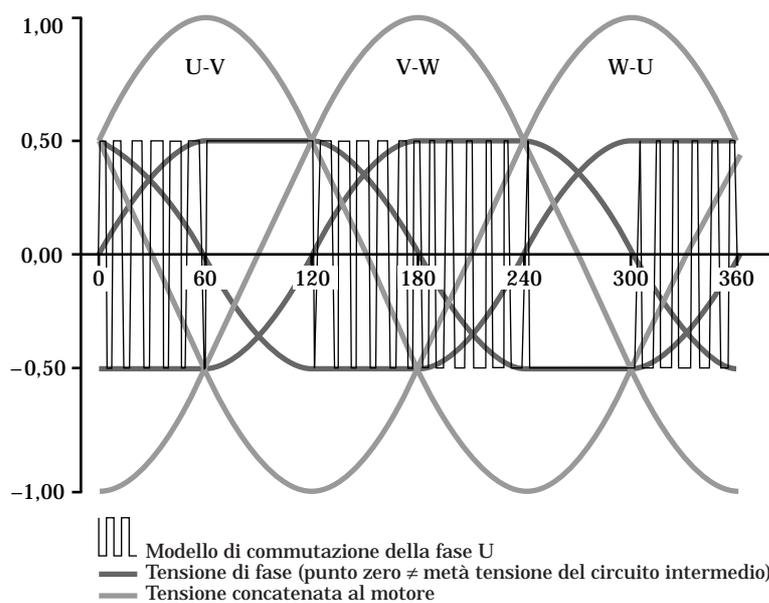


Fig. 2.31 PWM sincrona a  $60^\circ$  (Controllo VVC Danfoss) relativo ad una fase



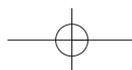
Contrariamente al principio PWM con controllo sinusoidale, il principio VVC si basa sulla generazione digitale della necessaria tensione di uscita. Ciò assicura che il convertitore di frequenza raggiunga il valore nominale di tensione di alimentazione, che la corrente del motore divenga sinusoidale e che le prestazioni del motore corrispondano a quelle che si ottengono quando il motore è collegato direttamente alla rete.

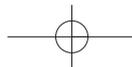


*Fig. 2.32 Il principio della Modulazione di Larghezza degli Impulsi (PWM) a 60° consente l'ottenimento diretto della piena tensione di uscita*

La magnetizzazione ottimale del motore è dovuta al fatto che il convertitore di frequenza include le costanti del motore (resistenza e induttanza dello statore) nel calcolo della tensione ottimale di uscita.

Poiché il convertitore di frequenza misura continuamente la corrente di carico, esso può regolare la tensione di uscita adattandola al carico stesso. In tal modo, la tensione viene adattata al tipo di motore seguendo le condizioni di carico.





### Principio di controllo VVC<sup>plus</sup>

Il controllo VVC<sup>plus</sup> si avvale di modulazione vettoriale degli inverter a tensione costante con PWM. Esso si basa su un modello perfezionato di motore che consente l'ottimizzazione del carico e dello scorrimento grazie alla disponibilità sia della componente attiva che di quella reattiva della corrente per il sistema di comando. La possibilità di controllo dell'angolo vettoriale della tensione determina un significativo miglioramento della prestazione dinamica nell'intervallo 0-10 Hz, laddove i sistemi PWM U/F standard creano normalmente problemi.

Il modello di commutazione dell'inverter può essere calcolato sia sulla base del principio SFAVM che dell'AVM a 60°, in modo da mantenere la coppia pulsante nell'intercapedine d'aria su livelli molto ridotti in confronto ai convertitori di frequenza che fanno uso di PWM sincrono). L'operatore può selezionare il principio di funzionamento preferito o consentire all'inverter di scegliere automaticamente sulla base della temperatura di dissipazione. Se tale temperatura è inferiore a 75°C, il controllo si basa sul principio SFAVM, mentre a temperature superiori a 75° viene applicato il principio AVM a 60°.

La tabella 2.01 mostra una panoramica dei due principi:

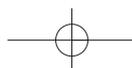
Selezione	Max. frequenza di commutazione dell'inverter	Caratteristiche
SFAVM	Max. 8 kHz	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. ondulazione di coppia ridotta in confronto a PWM a 60° sincrono (VVC)</li> <li>2. «cambio» assente</li> <li>3. perdite di commutazione elevate nell'inverter</li> </ol>
60°-AVM	Max. 14 kHz	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. perdite di commutazione ridotte nell'inverter (di circa 1/3 rispetto a SFAVM)</li> <li>2. ondulazione di coppia ridotta in confronto a PWM a 60° sincrono (VVC)</li> <li>3. ondulazione di coppia relativamente elevata in confronto a SFAVM</li> </ol>

Tabella 2.01 Panoramica: SFAVM e AVM a 60°

Il principio di controllo può essere spiegato mediante i diagrammi del circuito equivalente (Fig. 2.33) e del controllo di base (Fig. 2.34).

È importante ricordare che in condizione di assenza di carico non si verifica alcun flusso di corrente attraverso il rotore ( $i_\omega = 0$ ). In altri termini, la tensione a vuoto può essere espressa come:

$$\underline{U} = \underline{U}_L = (\mathbf{R}_S + j\omega_S \mathbf{L}_S) \times i_s$$



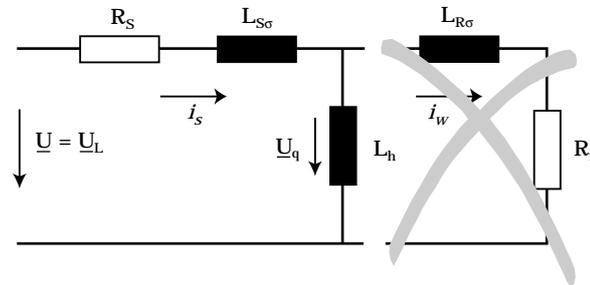


Fig. 2.33a Diagramma equivalente del motore CA trifase in condizione di carico

ove:

$R_S$  rappresenta la resistenza dello statore,

$i_s$  la corrente di magnetizzazione del motore,

$L_{S\sigma}$  l'induttanza di dispersione dello statore,

$L_h$  l'induttanza principale,

$L_S (=L_{S\sigma} + L_h)$  l'induttanza dello statore, e

$\omega_s (=2\pi f_s)$  la velocità angolare del campo rotante nel traferro

La tensione a vuoto ( $U_L$ ) viene determinata sulla base dei dati relativi al motore (valori nominali di tensione, corrente, frequenza e velocità).

In condizione di carico, la corrente attiva ( $i_w$ ) scorre nel rotore. Allo scopo di favorirne il flusso, viene messa a disposizione del motore una tensione supplementare ( $U_{Comp}$ ).

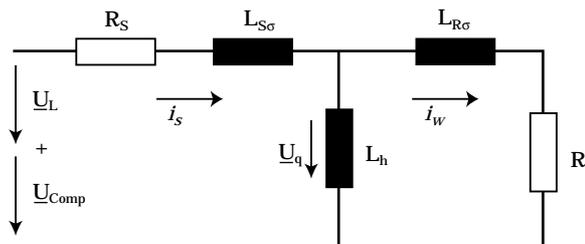


Fig. 2.33b Diagramma equivalente del motore CA trifase (in condizione di carico)

La tensione supplementare  $U_{Comp}$  viene determinata sulla base della corrente a vuoto e della corrente attiva, nonché dell'intervallo di velocità (velocità ridotta o elevata). Il valore relativo alla tensione e l'intervallo di velocità vengono quindi determinati sulla base dei dati del motore.

$f$	frequenza (interna)	$U_{DC}$	tensione del circuito intermedio CC
$f_s$	frequenza di riferimento preimpostata	$\underline{U}_L$	vettore di tensione a vuoto
$\Delta_f$	frequenza di scorrimento calcolata	$\underline{U}_S$	vettore di tensione dello statore
$I_{SX}$	componenti della corrente reattiva (calcolate)	$\underline{U}_{Comp}$	compensazione di tensione dipendente dal carico
$I_{SY}$	componenti della corrente attiva (calcolate)	$U$	tensione di alimentazione del motore
$I_{SX0}, I_{SY0}$	corrente a vuoto dell'ascissa e dell'ordinata (calcolata)	$X_h$	reattanza
$I_{Uv}, I_{Vv}, I_{Wv}$	corrente delle fasi U, V e W (misurata)	$X_1$	reattanza di dispersione dello statore
$R_s$	resistenza dello statore	$X_2$	reattanza di dispersione del rotore
$R_r$	resistenza del rotore	$\omega_s$	frequenza dello statore
$\theta$	angolo dei vettori di tensione	$L_S$	induttanza dello statore
$\theta_0$	valore theta a vuoto	$L_{Ss}$	induttanza di dispersione dello statore
$\Delta\theta$	componente di theta dipendente dal carico (compensazione)	$L_{Rs}$	induttanza di dispersione del rotore
$T_C$	temperatura del conduttore di calore/dissipatore del calore	$i_s$	corrente di fase del motore (corrente apparente)
		$i_w$	corrente attiva (rotore)

Legenda relativa alle figure 2.33 (pagina 87) e 2.34 (pagina 89)

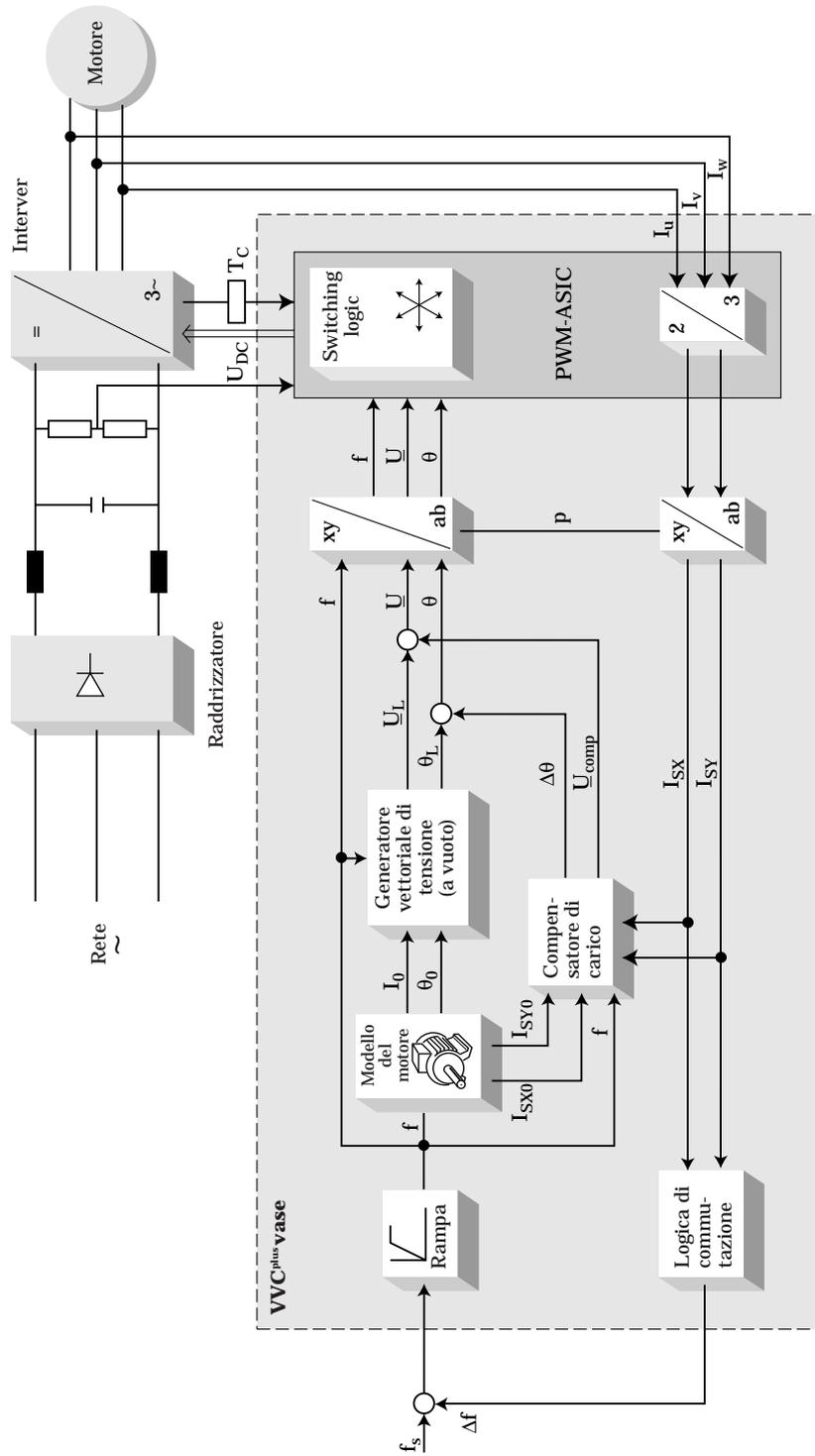


Fig. 2.34 Base del controllo VVCplus



Come illustrato nella Fig. 2.34, i valori nominali a vuoto (corrente e angoli) relativi al compensatore di carico ( $I_{sx0}$ ,  $I_{sy0}$ ) e al generatore vettoriale di tensione ( $I_0$ ,  $\theta_0$ ) dipendono dal modello del motore. La conoscenza dei valori effettivi in assenza di carico consente di calcolare con maggiore precisione la coppia dell'albero motore.

Il generatore vettoriale di tensione serve per calcolare il vettore della tensione a vuoto ( $\underline{U}_l$ ) e l'angolo ( $\theta_l$ ) del vettore della tensione sulla base della frequenza dello statore, della corrente a vuoto e della resistenza e induttanza dello statore (vedi Fig. 2.33a). L'ampiezza vettoriale della tensione apparente è rappresentata da un valore composto che deriva dalla somma della tensione di avviamento e della tensione di compensazione del carico. Il vettore di tensione  $qL$  è il risultato della somma di quattro termini ed è un valore assoluto che definisce la posizione angolare del vettore di tensione.

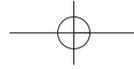
Poiché la risoluzione delle componenti theta ( $\theta$ ) e della frequenza dello statore ( $F$ ) determina la risoluzione della frequenza di uscita, i valori sono rappresentati a 32 bit. Una componente theta ( $\theta$ ) rappresenta l'angolo di assenza di carico, incluso allo scopo di migliorare il controllo dell'angolo vettoriale di tensione durante l'accelerazione alle basse velocità. Ciò determina un buon controllo del vettore della corrente in quanto la corrente di coppia presenterà soltanto una magnitudine corrispondente al carico effettivo. Senza la componente dell'angolo a vuoto, il vettore della corrente tenderebbe ad aumentare e a produrre una sovramagnetizzazione del motore senza produrre coppia.

I valori relativi alle correnti del motore misurate ( $I_u$ ,  $I_v$  e  $I_w$ ) vengono utilizzati per il calcolo delle componenti della corrente reattiva ( $I_{sx}$ ) e della corrente attiva ( $I_{sy}$ ).

Sulla base delle correnti effettive calcolate e dei valori vettoriali della tensione, il compensatore di carico effettua una stima della coppia dell'intercapedine d'aria e calcola l'entità della tensione supplementare ( $\underline{U}_{comp}$ ) necessaria per mantenere il livello del campo magnetico sul valore nominale. La deviazione dell'angolo ( $\Delta\theta$ ) prevista in virtù del carico sull'albero motore viene corretta. Il vettore della tensione di uscita è rappresentato in forma polare ( $\theta$ ) consentendo una sovramodulazione diretta e favorendo il collegamento al PWM-ASIC.

Il controllo vettoriale della tensione è un metodo assai efficace alle basse velocità, in cui la prestazione dinamica può essere drasticamente migliorata in confronto al controllo V/f mediante un controllo appropriato dell'angolo vettoriale della tensione. Inoltre, consente di ottenere una prestazione omogenea dello statore, in quanto dati i valori vettoriali della tensione e della corrente, il sistema di controllo può valutare la coppia di carico con una maggiore efficienza che non sulla base dei segnali scalari (valori di ampiezza).





### Controllo (vettoriale) con orientamento in base al campo

Il controllo vettoriale può essere configurato in vari modi. La differenza principale consiste nei diversi criteri di calcolo della corrente attiva, della corrente di magnetizzazione (flusso) e dei valori di coppia.

Il confronto fra un motore CC e un motore asincrono trifase (Fig. 2.35), evidenzia i problemi riscontrati. Nel primo, i valori rilevanti per la generazione della coppia – flusso ( $\Phi$ ) e corrente dell'indotto – sono fissi rispetto alla dimensione e alla posizione della fase, sulla base dell'orientamento degli avvolgimenti del campo e della posizione delle spazzole di carbonio (Fig. 2.35a).

In un motore CC, la corrente dell'indotto e la corrente generatrice di flusso sono disposte ad angolo retto e presentano valori relativamente ridotti. In un motore asincrono, la posizione del flusso ( $\Phi$ ) e la corrente  $I_1$  del rotore dipendono dal carico. Inoltre, contrariamente al motore CC, gli angoli e la corrente di fase non sono direttamente misurabili sulla base delle dimensioni dello statore.

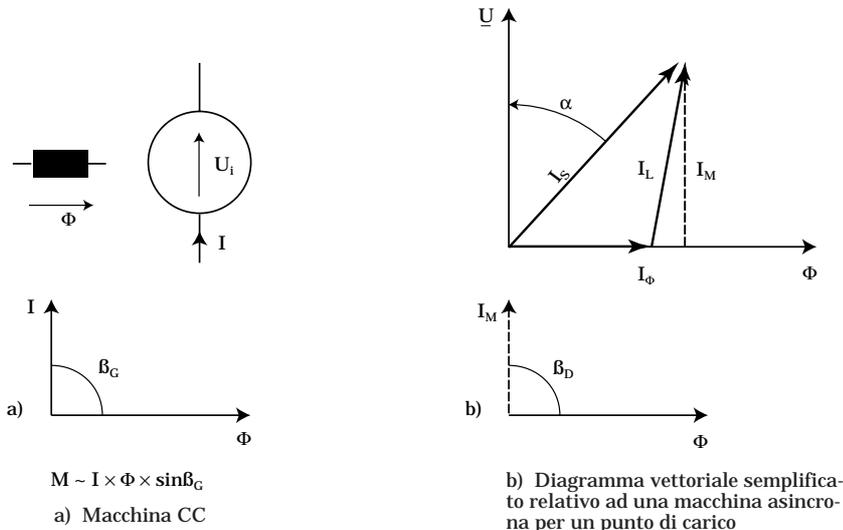
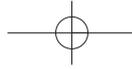


Fig. 2.35 Calcolo delle componenti della corrente per la regolazione con orientamento in base al campo

Mediante un modello matematico del motore, tuttavia, è possibile calcolare la coppia dal rapporto fra il flusso e la corrente dello statore.





La corrente dello statore ( $I_S$ ) rilevata viene separata nel componente che genera la coppia ( $I_L$ ) con il flusso ( $\Phi$ ) ad angolo retto rispetto a queste due variabili ( $I_B$ ). Esse generano il flusso del motore (Fig. 2.36).

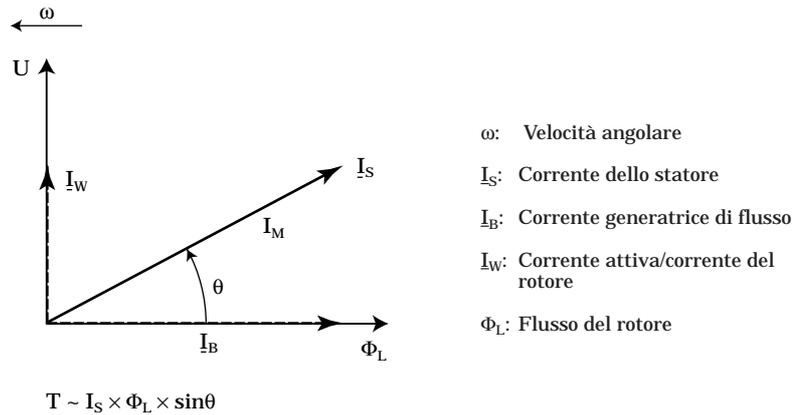


Fig. 2.36 Calcolo delle componenti della corrente per la regolazione con orientamento in base al campo

La coppia e il flusso possono essere influenzati indipendentemente, mediante le due componenti della corrente. Tuttavia, poiché i calcoli basati sul modello dinamico di un motore sono piuttosto complessi, essi sono economicamente attuabili soltanto nei sistemi digitali.

Dal momento che questa tecnica divide il controllo dello stato di eccitazione indipendente dal carico e dalla coppia, è possibile controllare un motore asincrono in maniera dinamica come se fosse CC, a condizione di disporre di un segnale di retroazione. Questo metodo di controllo CA trifase determina inoltre i seguenti vantaggi:

- buona reazione alle variazioni di carico
- precisione nella regolazione di velocità
- coppia completa a velocità zero
- prestazione comparabile a quelle dei sistemi CC.





## Caratteristiche V/f e controllo vettoriale del flusso

Negli ultimi anni, il controllo della velocità nei motori CA trifase si è sviluppato secondo due diversi principi di controllo:

- controllo V/f normale o SCALARE, e
- controllo vettoriale del flusso.

Entrambi i metodi presentano vantaggi che dipendono dalle esigenze prestazionali (dinamiche) e di precisione specifiche.

Il controllo della caratteristica V/f presenta un intervallo di regolazione della velocità limitato, pari a circa 1:20, e alle basse velocità è necessario ricorrere ad una strategia di controllo (compensazione) alternativa. L'impiego di questo metodo consente un adattamento relativamente semplice del convertitore di frequenza al motore e garantisce una buona resistenza ai carichi istantanei sull'intero intervallo di velocità.

Nei sistemi con vettore di flusso, il convertitore di frequenza deve essere configurato esattamente sulla base del motore, ed è pertanto necessaria un'approfondita conoscenza di quest'ultimo. Il segnale di retroazione richiede inoltre componenti supplementari.

Alcuni dei vantaggi presentati da questo tipo di controllo sono:

- rapidità di reazione alle variazioni di velocità e vasto intervallo di velocità
- migliore reazione dinamica alle inversioni di direzione
- singola strategia di controllo per l'intero intervallo di velocità.

Dal punto di vista dell'utente, la soluzione ottimale è rappresentata dai metodi che combinano i vantaggi offerti da entrambe le strategie. Caratteristiche quali la resistenza al carico/scarico passo-passo attraverso l'intero intervallo di velocità – il vantaggio più evidente del controllo V/f – o la rapidità della reazione alle variazioni della velocità di riferimento (come nel controllo con orientamento di campo) sono evidentemente entrambe necessarie.

Il metodo Danfoss VVC<sup>plus</sup> rappresenta una nuova strategia in grado di combinare le caratteristiche di resistenza del controllo V/f con le più elevate prestazioni dinamiche dei principi di controllo con orientamento di campo, imponendo pertanto nuovi standard per i sistemi dotati di controllo della velocità.



### Compensazione allo scorrimento VVC<sup>plus</sup>

L'intensità del campo magnetico del motore e la velocità dell'albero vengono mantenute sul valore di comando del riferimento alla velocità indipendentemente dalla coppia di carico effettiva mediante due funzioni di equalizzazione: la compensazione dello scorrimento e la compensazione del carico.

La compensazione dello scorrimento aggiunge al segnale della velocità nominale una frequenza di scorrimento calcolata ( $\Delta f$ ) allo scopo di mantenere la frequenza di riferimento necessaria (Fig. 2.31). L'incremento di frequenza dello statore viene limitato da un tempo di accelerazione (rampa) definito dall'utente. Il valore di scorrimento stimato viene calcolato sulla base del valore stimato relativo al carico di coppia e dell'intensità effettiva del campo magnetico. In tal modo, viene preso in considerazione anche l'indebolimento del campo magnetico.

La Fig. 2.37 illustra il comportamento stazionario del sistema di controllo e i grafici di coppia/velocità.

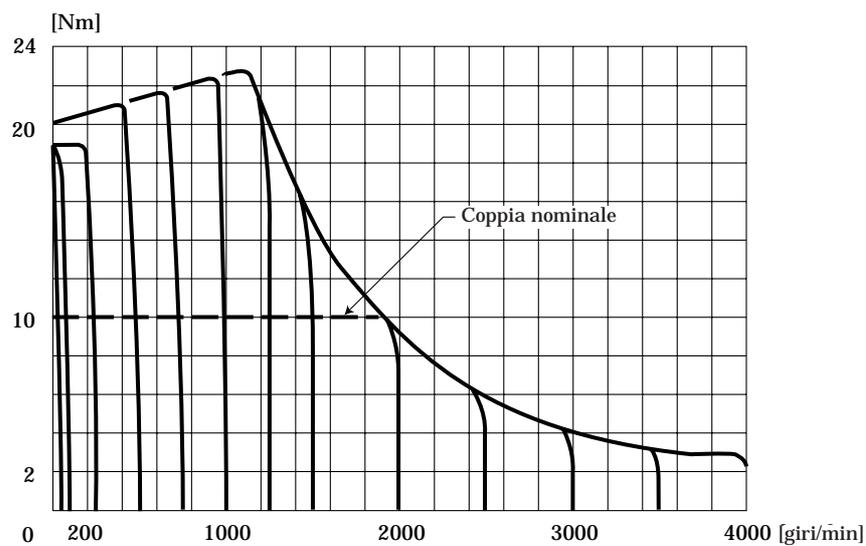
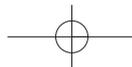


Fig. 2.37 Caratteristiche di coppia/velocità (coppia nominale 10 Nm)



## **Adattamento Automatico del Motore (AMA)**

Le funzioni di messa a punto automatica semplificano l'installazione e l'attivazione del motore, ottimizzandone il funzionamento.

Al fine di garantire che vengano tenute in considerazione le eventuali deviazioni dei parametri elettrici determinate dall'installazione, si procede alla misurazione della resistenza e dell'induttanza dello statore. Quindi, durante il funzionamento, è necessario controllare che i collegamenti del motore siano stati effettuati correttamente in modo da confermare la validità dei dati.

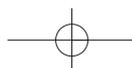
In breve, il nuovo metodo dell'Adattamento Automatico del Motore (AMA) in assenza di rotazione elimina la necessità di provvedere manualmente alla compensazione del motore, determinando un notevole risparmio di tempo e aumentando in maniera considerevole la semplicità d'uso del sistema. Inoltre, la messa a punto automatica dei parametri garantisce l'ottimizzazione dell'efficienza del motore, consentendo migliori prestazioni e un maggior risparmio in termini economici.

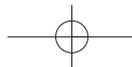
I più recenti metodi di Adattamento Automatico del Motore misurano i valori effettivi di resistenza e induttanza dello statore da applicare al modello del motore statico, consentendo una messa a punto molto più accurata. È importante osservare che la misura dei parametri del motore avviene in assenza di rotazione dell'albero, eliminando in tal modo la necessità di scollegare il sistema dal motore stesso. Questa caratteristica costituisce un vantaggio rilevante per il cliente, poiché durante l'attivazione di un nuovo impianto le operazioni meccaniche vengono solitamente svolte per prime; l'eventuale necessità di scollegare successivamente il sistema durante la fase di attivazione elettrica rappresenta un'operazione costosa e fastidiosa.

## **Ottimizzazione Automatica dei consumi (AEO)**

Oggi, l'industria non può prescindere dal risparmio energetico. In numerose applicazioni in cui i convertitori funzionano in base a cicli di carico diversi, è possibile ottenere un risparmio energetico durante il funzionamento a basso carico mediante la riduzione dell'intensità del campo magnetico.

Inoltre, numerosi convertitori, in particolare quelli utilizzati per i carichi quadratici come negli impianti di ventilazione o dotati di pompe rotative, consentono un ulteriore incremento del risparmio energetico mediante l'impostazione di speciali caratteristiche di  $V/f$ .





Esiste una procedura che consente l'ottimizzazione automatica del consumo energetico a determinati carichi effettivi, e adatta il valore di riferimento della velocità che fornisce l'intensità del campo magnetico per il carico effettivo. Per raggiungere un compromesso fra risparmio ottimale ed esigenze applicative pratiche di coppia minima per i rotorri bloccati (o coppia di stallo) tale procedura prevede l'impostazione di un limite minimo.

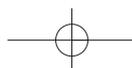
Le impostazioni si basano unicamente sui dati disponibili nel sistema di controllo; queste funzioni non richiedono alcuna regolazione supplementare dei parametri. Contrariamente al consueto funzionamento con controllo di velocità a valori nominali di intensità del campo magnetico, l'ottimizzazione dei consumi esclude perdite a carico del motore determinando in tal modo un risparmio. Il potenziale medio di risparmio energetico per sistemi medio-piccoli è pari al 3-5% della potenza nominale durante il funzionamento a basso carico. Un importante effetto collaterale, che rappresenta un ulteriore vantaggio di questa funzione, consiste nella quasi assoluta eliminazione del rumore durante il funzionamento a basso carico, anche a frequenze di commutazione medio-basse.

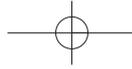
### **Funzionamento al limite di corrente**

I convertitori di frequenza con PWM a tensione, funzionanti in base al semplice controllo della caratteristica  $V/f$ , non consentono solitamente un funzionamento «scorrevole» sul limite di corrente. Infatti, la tensione (e, di conseguenza, la frequenza) viene dapprima ridotta fino all'ottenimento del limite di corrente preimpostato. Non appena questo limite viene raggiunto, il convertitore di frequenza cerca di portarsi di nuovo sul valore di riferimento della velocità preimpostato, con un conseguente aumento della tensione e della frequenza. In tal modo si determina un aumento o una diminuzione della velocità che sottopone i dispositivi meccanici del sistema ad una sollecitazione eccessiva, con probabili conseguenze negative sulla qualità del prodotto.

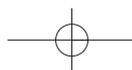
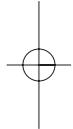
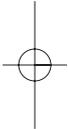
Talvolta può addirittura verificarsi uno sgancio improvviso:

- in caso di utilizzo di una rampa interna per ridurre o aumentare la tensione e la frequenza, oppure
- in caso di riduzione del carico.





I moderni convertitori di frequenza con PWM si servono di una rampa interna per la ricerca del punto di funzionamento in corrispondenza del quale il limite di corrente preimpostato non viene superato, portando quindi gradualmente il motore su tale punto. Ogni qualvolta il limite di corrente viene raggiunto, il sistema emette un segnale di avviso. Il convertitore di frequenza, quindi, non verrà disinnestato a meno che il reperimento di una frequenza appropriata non si riveli impossibile.



## Funzioni protettive

Con il controllo vettoriale della tensione  $VVC^{plus}$  è disponibile uno schema di protezione che contribuisce a rendere il circuito di potenza resistente e intelligente, minimizzando allo stesso tempo i costi del convertitore di frequenza e della protezione del motore. Ciò è possibile grazie ad un metodo di protezione digitale basato sul riutilizzo dei segnali necessari per il sistema di controllo e sull'impiego di un sistema di elaborazione dei segnali digitali (ASIC) in luogo dei componenti passivi di potenza (come ad esempio le bobine CA).

Quando è possibile utilizzare il controllo appropriato dei tempi morti e il drive del gate è correttamente configurato, l'inverter è protetto contro qualsiasi tipo di errore ad eccezione di quelli dovuti a sovracorrenti transitorie. Ciascun IGBT è separato galvanicamente dalla tensione di alimentazione e dal segnale di controllo per mezzo dei trasformatori sui gate.

La corrente e la temperatura vengono trasmesse all'ASIC mediante convertitore analogico/digitale o comparatore. La funzione di «monitoraggio degli errori» dell'ASIC elabora i segnali secondo le modalità necessarie per una funzione protettiva adeguata (corrente, fasi 1 e 2, Fig. 2.38). Al fine di limitare le dimensioni dell'ASIC, il monitoraggio degli errori viene eseguito ad un secondo livello nel microprocessore (corrente, fasi 3 e 4, Fig. 2.38).

### *Protezione da sovracorrente:*

La Fig. 2.38 illustra come da correnti diverse possono derivare diversi «tempi filtro» (cioè il tempo che intercorre prima della sconnessione del convertitore di frequenza). I parametri del livello di trigger e del «tempo filtro» possono essere regolati in modo da garantire al singolo commutatore dell'inverter la massima immunità da rumore (entità della sovracorrente dell'IGBT). Per rumore, in questo senso, si può intendere tanto una rumorosità reale (interferenza) quanto brevi sovraccarichi determi-

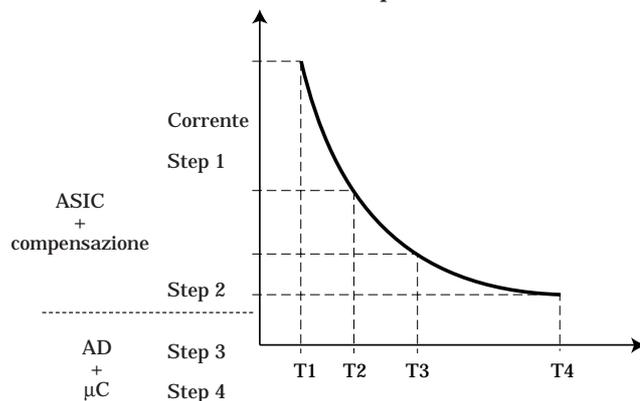


Fig. 2.38 Fasi della sovracorrente



nati ad esempio dalla commutazione dell'inverter su cavi motore lunghi. Allo scopo di rendere l'inverter ancora più resistente, è stato aggiunto un secondo «tempo filtro».

Tale «tempo filtro» determina la frequenza e il numero delle accensioni dell'inverter prima che questo venga bloccato (livello di corrente 1). L'utente imposterà il tempo filtro T4 e il livello di corrente 4.

*Esempio:*

Per motivi specifici della macchina, un motore quadripolare da 1,5 kW può assorbire soltanto 4 A per 5 sec. Ciò significa: T4 = 5 sec. e livello di corrente 4 = 4 A.

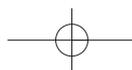
Tutto il resto viene determinato dai comandi e dal limite di corrente dei componenti del convertitore di frequenza.

Un simile schema di protezione da sovracorrente, che sfrutta a proprio vantaggio la resistenza dell'ultima generazione di IGBT, dà luogo ad un inverter di notevole resistenza senza necessità di utilizzare componenti passivi supplementari come le bobine del motore.

*Protezione dalle temperature elevate:*

La temperatura del dissipatore di calore ( $T_C$ ) (Fig. 2.34) viene misurata direttamente, mentre le perdite dell'inverter ( $P_{I_{loss,WR}}$ ) sono calcolate in base alla supposizione per cui la temperatura di dissipazione del calore dipende dalla temperatura ambiente, dalle condizioni di raffreddamento e dalle perdite dell'inverter, e gli IGBT dell'inverter sono i componenti limitatori.

La combinazione dei parametri di  $T_C$  e  $P_{I_{loss,WR}}$  rilevati, consente di stabilire le impostazioni ottimali per le condizioni di esercizio effettive. Normalmente, si tratta di modificare la frequenza di commutazione e la corrente di uscita in relazione alle condizioni di raffreddamento, alla tensione di alimentazione e alla temperatura ambiente.



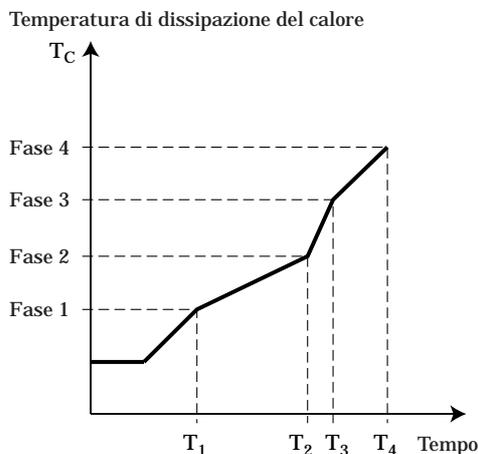


Fig. 2.39 Livelli di sovratemperatura

La Fig. 2.39 illustra un esempio in cui viene utilizzato un segnale di temperatura per concedere all'utente il tempo necessario a reagire ad un errore collegando correttamente il ventilatore di un convertitore di frequenza.

In corrispondenza del tempo  $T_1$ , la frequenza di commutazione dell'inverter viene ridotta; il livello di rumore (interferenza) aumenta e viene emesso un segnale di avviso come indicazione di retroazione. In corrispondenza di  $T_2$ , la tensione di uscita viene ridotta, la coppia massima viene limitata e viene emesso un ulteriore segnale. In corrispondenza di  $T_3$ , viene raggiunta una corrente minima predefinita e viene emesso un terzo segnale. A questo punto, l'utente può optare per un arresto controllato del motore o per il proseguimento del funzionamento, con il rischio di sconnessione dell'inverter in corrispondenza di  $T_4$ .

Questo intelligente schema di protezione con monitoraggio degli errori consente un uso efficiente del chip dell'inverter e garantisce un funzionamento resistente e «tollerante» nei confronti di numerosi tipi di errore. Inoltre, l'utente può programmare in fase preliminare la reazione dei convertitori di frequenza ad una determinata situazione di errore.



## Generalità sul microprocessore

Il microprocessore è costituito da tre unità di base, ciascuna con una propria funzione specifica.

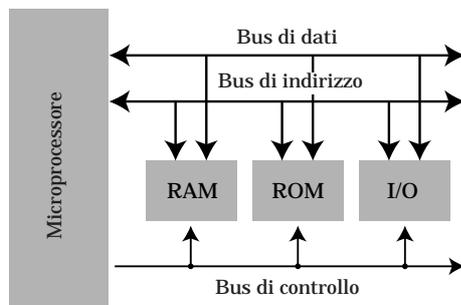


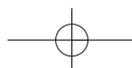
Fig. 2.40 Struttura di base del microprocessore

Il microprocessore controlla il chip e, se gli viene fornita l'esatta sequenza di istruzioni (programmi), esso è in grado di eseguire innumerevoli funzioni nella memoria del computer e di controllare anche le altre unità del chip.

La memoria del computer è spesso costituita da un circuito di tipo EPROM (**E**rasable **P**rogrammable **R**ead **O**nly **M**emory, Memoria Programmabile Cancellabile di Sola Lettura). Una memoria EPROM conserva i dati memorizzati anche quando la tensione di alimentazione del circuito viene interrotta. Le informazioni contenute in una EPROM possono essere programmate e cancellate per mezzo di raggi ultravioletti, pertanto essa può essere ripetutamente utilizzata. Contrariamente alla EPROM, una memoria di tipo PROM non è cancellabile e può quindi essere programmata una sola volta.

La RAM (**R**andom **A**ccess **M**emory, Memoria ad Accesso Casuale) è la memoria dalla quale il microprocessore preleva i dati da memorizzare. In caso di interruzione dell'alimentazione, la RAM perde i propri dati, e al ripristino dell'alimentazione il suo contenuto risulta indefinito.

La terza unità è contrassegnata I/O. Essa contiene gli ingressi e le uscite di cui il computer necessita per comunicare con le unità circostanti, che possono essere costituite dai collegamenti con quadri di comando, stampanti o altre apparecchiature elettroniche.





I Bus sono costituiti da gruppi di cavi che collegano le singole unità al microprocessore. Il Bus Dati trasferisce i dati fra le varie unità. Il Bus Indirizzi segnala la destinazione dei dati da trasferire e, infine, il Bus di controllo verifica che la trasmissione dei dati avvenga nella sequenza esatta.

### **Computer del convertitore di frequenza**

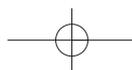
Oltre a RAM, ROM e I/O, i chip del convertitore di frequenza contengono diverse altre unità, fra cui una memoria EEPROM (Electrically Erasable PROM, Memoria Programmabile Elettricamente Cancellabile) che consente all'utente di programmare il computer. Essa può essere programmata e riprogrammata mediante segnali elettrici; ciò è necessario per la programmazione del convertitore di frequenza (dati di progettazione) o per la memorizzazione di funzioni speciali.

Infine, il chip del convertitore di frequenza può essere dotato di un circuito ASIC. Si tratta di un circuito di commutazione integrato in cui parte delle funzioni vengono determinate dal costruttore del semiconduttore, mentre le rimanenti possono essere programmate dal costruttore del convertitore di frequenza in base ad esigenze specifiche come, ad esempio, il principio di controllo.

#### *Ingressi e uscite della scheda comandi*

Il numero degli ingressi e delle uscite dipende dal tipo di impianto in cui il convertitore di frequenza viene utilizzato.

Ad esempio, i convertitori di frequenza installati in impianti automatizzati devono essere in grado di ricevere segnali di comando analogici e digitali. I segnali analogici possono assumere qualsiasi valore compreso in un intervallo specifico. I segnali digitali possono assumere soltanto due valori (0 o 1).



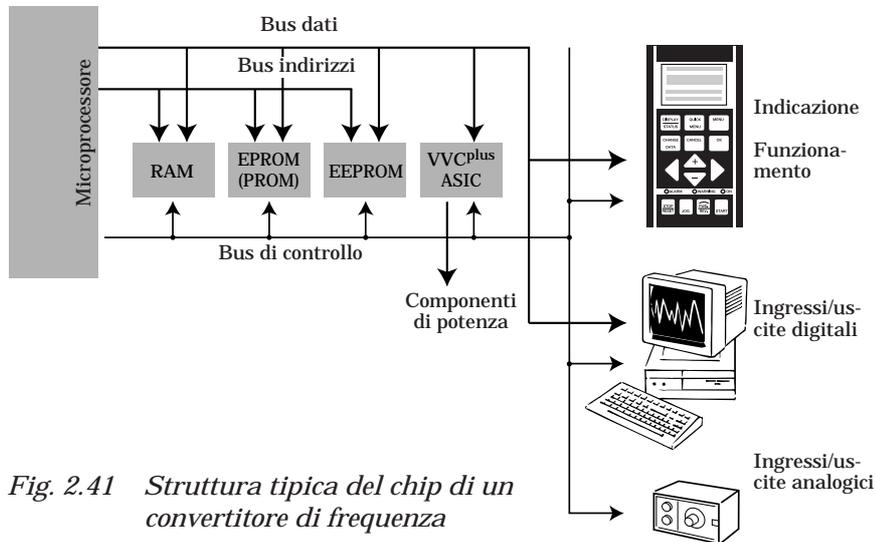


Fig. 2.42 *Segnale analogico (a) e segnale digitale (b)*

Non esistono regole fisse riguardanti i segnali di comando, tuttavia alcuni segnali sono di fatto diventati standard: si tratta, ad esempio, dei segnali analogici a 0-10 V o 0/4-20 mA. Poiché i segnali digitali utilizzano semiconduttori, per garantire l'affidabilità del segnale, l'uscita digitale deve ricevere una corrente minima compresa tipicamente fra 20-30 V e 10-500 mA.

Le uscite digitali di un PLC (**P**rogrammable **L**ogic **C**ontroller) devono essere adeguate agli ingressi digitali del convertitore di frequenza. Questi ultimi sono in grado di ricevere tensioni minime comprese fra 10 e 30 V e di assorbire una corrente minima di 10 mA a 20 V. In tal modo, la resistenza interna degli ingressi del segnale può avere un valore massimo di 2 kW $\Omega$ .

## Comunicazione

In linea di principio, i convertitori di frequenza digitali sono in grado di scambiare dati con le proprie periferiche mediante tre interfacce (Fig. 2.43):

- il terminale di controllo convenzionale per gli ingressi e le uscite digitali e analogici,
- il quadro di comando con display e tastiera,
- un'interfaccia seriale per la manutenzione, le funzioni diagnostiche e le funzioni di controllo.

A seconda del tipo di applicazione utilizzato, la comunicazione può essere effettuata con un'interfaccia seriale intelligente per bus ad alte prestazioni (come ad esempio il PROFIBUS). Ciò può avvenire mediante un gruppo indipendente di unità che contengono microprocessore e periferiche propri (ad esempio RAM a porta duale).

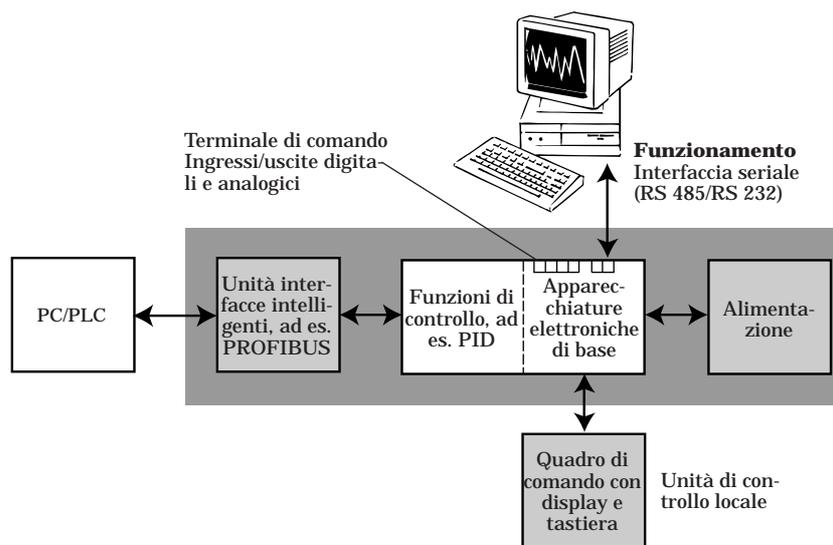
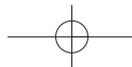


Fig. 2.43 Struttura di base della comunicazione (convertitore di frequenza)

Un quadro di comando dotato di display e tastiera può essere integrato pressoché in qualsiasi convertitore di frequenza digitale. Nel terminale di comando, il numero minimo di cavi per la trasmissione dei dati corrisponde sempre al numero delle connessioni aumentato di 1. Ciò significa che il numero di cavi dipende dalla funzione e dal numero dei terminali. Naturalmente i terminali possono essere programmati individualmente per svolgere funzioni diverse.



Il display consente il monitoraggio del convertitore di frequenza, funzione che può rivelarsi di grande utilità durante la diagnosi di guasti come la rottura di cavi o l'assenza del segnale di controllo.

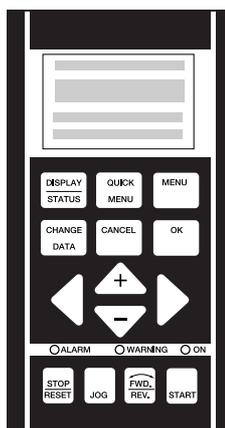


Fig. 2.44 Quadro locale di comando del convertitore di frequenza

In un processo di lavorazione, il convertitore di frequenza è considerato un componente attivo dell'apparecchiatura. Esso può essere installato su un impianto con o senza retroazione, cioè con controllo ad anello chiuso (regolazione) o ad anello aperto.

Un sistema di controllo ad anello aperto può essere azionato mediante un semplice potenziometro, mentre i controlli ad anello chiuso sono normalmente più complessi e necessitano di controllo della retroazione e dei punti di funzionamento.

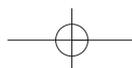
### PLC

Le Logiche di Controllo Programmabili (PLC) sono in grado di inviare sia i segnali di controllo (velocità) che i segnali di comando (avviamento, arresto, inversione).

Uno dei principali vantaggi offerti dai PLC è la loro capacità di leggere e ricevere continuamente i segnali di uscita generati da un convertitore di frequenza – ad esempio la corrente e la frequenza del motore – determinando così un progresso significativo rispetto all'impiego di un semplice strumento di indicazione.

Un sistema PLC consiste essenzialmente di tre elementi:

- unità centrale,
- moduli di ingresso e di uscita,
- unità di programmazione.



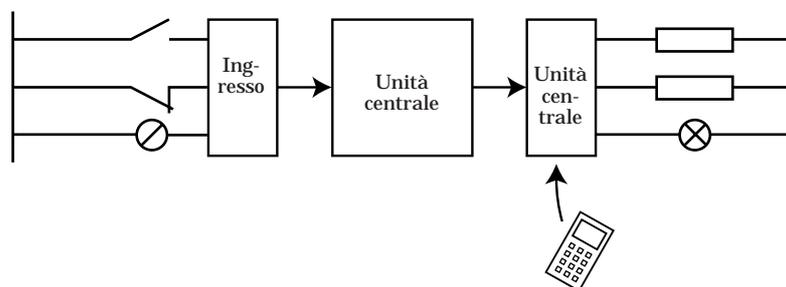


Fig. 2.45 Struttura del PLC

L'unità di programmazione viene utilizzata per impostare un programma di controllo nell'unità centrale, che lo attiva selezionando i segnali di ingresso e attivando i segnali di uscita. L'unità centrale può elaborare soltanto segnali digitali che assumono alternativamente due valori (24 V e 0 V). L'alta tensione viene indicata con «1» o «ON», e la bassa tensione con «0» o «OFF»

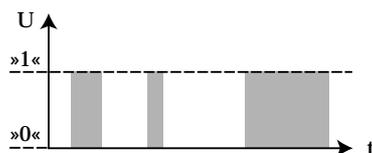
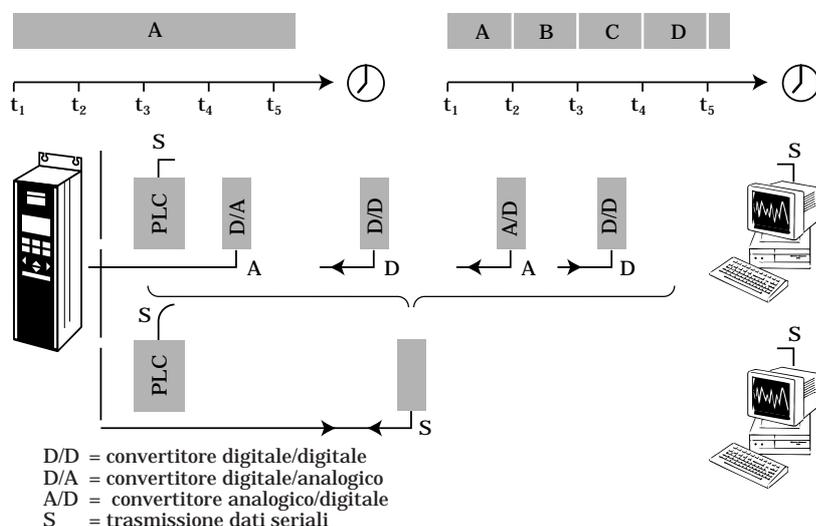


Fig. 2.46 Il segnale digitale può essere «ON» oppure «OFF» per intervalli di tempo brevi o prolungati

Normalmente, un convertitore di frequenza e un PLC possono essere collegati in due modi: direttamente o in comunicazione seriale. Se il collegamento è diretto, gli ingressi e le uscite del PLC sono collegati uno ad uno agli ingressi e alle uscite del convertitore di frequenza mediante cavi separati. Gli ingressi e le uscite del PLC possono così sostituire alcuni componenti separati come i potenziometri, i contatti di comando e gli strumenti indicatori.

### Comunicazione seriale

Con la comunicazione seriale, i segnali vengono trasferiti mediante coppie di conduttori. L'informazione A viene trasferita nel periodo  $t_1 - t_2$ ; l'informazione B viene trasferita nel periodo  $t_2 - t_3$ , ecc. Questa forma di trasmissione di dati viene chiamata comunicazione seriale (Fig. 2.47).



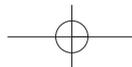
*Fig. 2.47 La comunicazione seriale assicura una rapida trasmissione dei segnali ed una semplice installazione*

La comunicazione seriale si basa su tre principi fondamentali, ma i fattori decisivi sono il numero di unità che devono essere messe in comunicazione e la velocità di funzionamento.

Si può optare per l'uso di numerosi conduttori per consentire a ciascuna unità di trasmettere e di inviare dati, oppure soltanto di due. Nel caso dei sistemi a due conduttori, vi sono due possibilità: numerosi apparecchi riceventi collegati ad un unico trasmittente (S) oppure tutte le unità collegate abilitate tanto a trasmettere quanto a ricevere. Quest'ultimo tipo di comunicazione si basa sull'impiego di un bus.

Per consentire la comunicazione e la ricezione del segnale seriale, è necessario che tutte le unità che fanno capo al bus siano regolate su un livello di segnale comune.

Inoltre, i segnali delle unità devono presentare la stessa struttura; in caso contrario, sarà impossibile per l'apparecchio ricevente comprendere le informazioni contenute nel segnale. La struttura e la combinazione dei segnali dipendono da vari standard.



Il livello del segnale comune non dipende da alcun valore in particolare. Pertanto, è necessario adattare il software delle varie unità in modo da consentire la determinazione del livello del segnale comune.

Principio	Standard (applicazione)	Num. di unità per serie di cavi	Dist. Max. m	Numero di cavi	Livello del segnale
	RS 232 (punto a punto)	1 trasmettitore 1 ricevitore	15	Duplex: min. 3 + vari Segnali di stato	min. $\pm 5$ V max. $\pm 15$ V
	RS 423 (punto a punto)	1 trasmettitore 10 ricevitore	1200	Duplex: min. 3 + vari Segnali di stato	min. $\pm 3,6$ V max. $\pm 6$ V
	RS 422 (punto a punto)	1 trasmettitore 10 ricevitore	1200	Duplex: 4	min. $\pm 2$ V
	RS 485 (Bus)	32 trasmettitore 32 ricevitore	1200	Semi duplex: 2	min. $\pm 1,5$ V

▲ : Trasmettitore

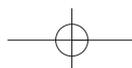
▼ : Ricevitore

Fig. 2.48 Standard per i collegamenti seriali

RS 232 è di gran lunga lo standard più comune. La sua applicazione tuttavia è limitata alle trasmissioni a distanze e velocità ridotte. L'RS 232 viene quindi usato laddove i segnali devono essere trasmessi periodicamente, come ad esempio in relazione a terminali e stampanti.

Gli standard RS 422 e 423 risolvono il problema della distanza e della velocità di trasmissione posto da RS 232, e la loro applicazione è pertanto indicata per i sistemi di automazione dotati di PLC, in cui la trasmissione del segnale è più continua.

RS 485 è il solo standard che consente sia il collegamento e il funzionamento di un numero più elevato di unità, che la comunicazione fra un certo numero di unità attraverso una coppia comune di cavi.

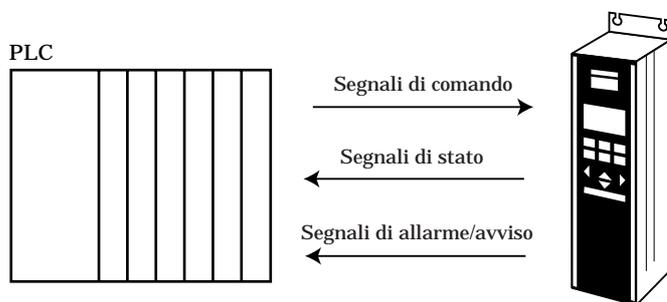




Questo tipo di collegamento richiede l'impiego di due soli conduttori che consentano alle unità di trasmettere e ricevere dati alternativamente mediante un bus.

Nella comunicazione fra PLC/PC e convertitore di frequenza vengono utilizzati tre tipi di segnale:

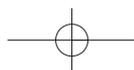
- segnali di comando (velocità, avviamento/arresto/inversione)
- segnali di stato (corrente motore, frequenza motore, frequenza raggiunta)
- segnali di allarme (motore fermo, sovratemperatura)

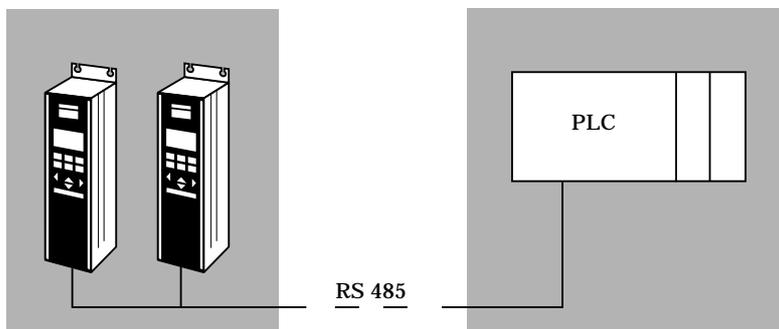


*Fig. 2.49 Tre tipi di segnale fra PLC e convertitore di frequenza*

Il convertitore di frequenza riceve i segnali di comando dal PLC e controlla il motore in base ad essi. Inoltre trasmette al PLC segnali e informazioni in merito agli effetti dei segnali di comando sul motore/processo. L'arresto del convertitore di frequenza a causa di condizioni operative anomale viene segnalato mediante la trasmissione di un segnale di allarme al PLC.

Lo standard RS 485 consente di strutturare i sistemi di processo in vari modi. Il PLC può essere installato, ad esempio, in un quadro di comando e, da lì, controllare più convertitori di frequenza o altri dispositivi remoti sistemati su altri quadri di comando.





*Fig. 2.50 Il bus consente numerose possibilità di installazione diverse*

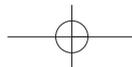
Con il passaggio dalla tecnologia analogica alla tecnologia digitale, i convertitori di frequenza fanno un uso sempre più vasto di interfacce seriali, in particolar modo nei seguenti settori:

- collaudo di apparecchiature
- messa in opera
- manutenzione
- funzionamento automatizzato
- visualizzazione
- flessibilità.

Affinché lo scambio di informazioni fra il convertitore di frequenza e il PLC o PC mediante un'interfaccia seriale sia possibile, è necessario un protocollo che determini sia la lunghezza massima dell'informazione (telegramma), sia la posizione dei singoli dati ed elementi nella catena delle informazioni.

Inoltre, il protocollo svolge le seguenti funzioni generali:

- selezione (indirizzo) del componente utilizzato,
- dati del componente (cioè valori nominali di corrente/tensione),
- invio dei dati ai singoli componenti (cioè valori nominali, valori limite di corrente/frequenza) tramite il loro indirizzo,
- invio dei dati a tutte le unità (BROADCAST), che consente funzioni quali arresto/avviamento simultaneo senza necessità di retroazione dalle unità.



La maggior parte dei venditori di apparecchiature industriali fa uso di un protocollo proprio. Ciò può rappresentare un problema per l'utente che desidera impostare un convertitore in modo da consentire la comunicazione col suo PC o PLC, senza contare che l'utente non può associare apparecchiature di produttori diversi allo stesso collegamento seriale in quanto non condividono la stessa struttura dati e possono funzionare a velocità diverse.

### **Comunicazione indipendente dal produttore**

I principali produttori stanno collaborando al fine di sviluppare sistemi field bus universali «aperti», che consentano la comunicazione di tutte le apparecchiature industriali indipendentemente dal produttore. Uno dei sistemi field bus più ampiamente supportati e collaudati per tutti i prodotti, compresi i drive, è il PROFIBUS.

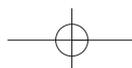
Fra gli altri bus, segnaliamo:

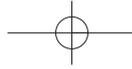
- Modbus +
- Interbus-S
- Device Net
- Lonworks.

Profibus viene realizzato in tre configurazioni, concepite per applicazioni diverse:

#### *Protocollo FMS (Fieldbus Message Service)*

Rappresenta la soluzione universale per qualsiasi compito di comunicazione. Grazie alla flessibilità che lo contraddistingue, il servizio FMS è in grado di risolvere problemi di comunicazione di vasta portata a velocità medie. Il protocollo FMS viene utilizzato in settori quali l'industria tessile, la gestione degli immobili, la tecnologia dei sistemi di trasmissione, attuatori e sensori, nonché componenti di commutazione a bassa tensione.



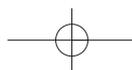
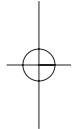
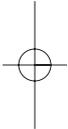


### *Protocollo DP (Decentral Peripherals)*

Il protocollo DP, ottimizzato in rapporto alla velocità, è ampiamente utilizzato per la comunicazione fra sistemi di automazione e unità periferiche decentralizzate. Esso è indicato in sostituzione della costosa trasmissione di segnali paralleli a 24 V e della trasmissione di valori misurati a 20 mA, ed è impiegato principalmente negli impianti produttivi automatizzati ad alta velocità.

### *PA (Process Automation)*

Il protocollo PROFIBUS-PA è una variante del PROFIBUS adattata all'automazione di processi. PROFIBUS-PA si basa su tecniche di trasmissione sicure descritte nella norma CEI 1158-2 e consente l'alimentazione remota delle unità collegate mediante il bus.



### 3. Convertitori di frequenza e motori trifase CA

Vale normalmente la coppia ( $T$ ) sviluppata dai motori asincroni,  $T \sim \Phi \times I_L$ , in cui  $I_L$  rappresenta la corrente del rotore e  $\Phi$  il flusso della macchina attraverso l'intercapedine d'aria.

Per ottimizzare la coppia prodotta dal motore, è necessario mantenere costante il flusso della macchina attraverso l'intercapedine d'aria ( $\Phi \sim V/f$ ). Ciò significa che se la frequenza di linea ( $f$ ) viene modificata, la tensione di linea ( $V$ ) dovrà essere modificata proporzionalmente (Fig. 3.01).

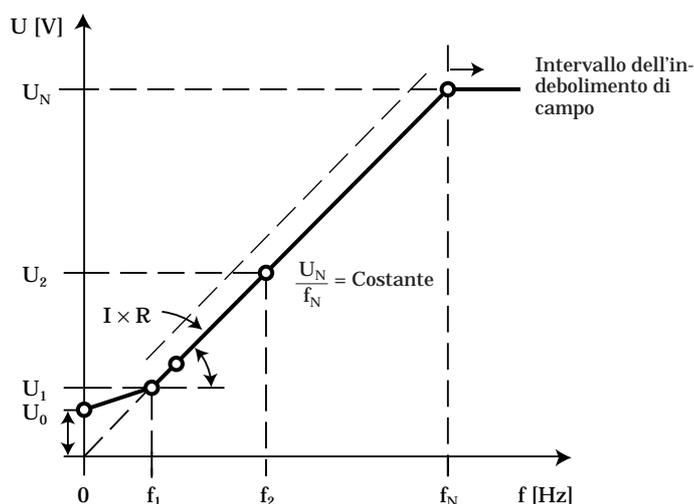
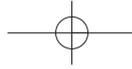


Fig. 3.01 Controllo della caratteristica  $V/f$

Per gli avviamenti in condizione di carico elevato (trasportatori a coclea) e coppia di stallo ottimizzata, è necessaria una tensione di avviamento supplementare ( $V_0$ ). Se caricata nell'intervallo delle basse velocità ( $f < 10$  Hz), la perdita di tensione risulta evidente sulla resistenza attiva degli avvolgimenti dello statore (soprattutto nei motori di piccole dimensioni) e dà luogo ad un indebolimento specifico del flusso nell'intercapedine d'aria ( $\Phi$ ).

#### Esempio

Un motore da 1,1 kW,  $3 \times 400$  V/50 Hz dotato di resistenza dello statore (monofase) di circa  $8 \text{ } \Omega$  assorbe 3 A al carico nominale



La caduta di tensione in corrispondenza della resistenza dello statore ammonta, in questo caso, a  $8 \Omega \times 3 \text{ A} = 24 \text{ V}$ . Il produttore del motore assicura che tale perdita viene compensata durante il funzionamento nominale.

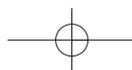
40 V a 5 Hz rappresenta un valore ideale per il controllo delle caratteristiche V/f. Se si applica il carico nominale sul motore, questo assorbirà 3 A con una perdita di tensione pari a 24 V. È importante osservare che restano soltanto 16 V per la magnetizzazione, e a tale tensione il motore risulta sottomagnetizzato, producendo una coppia ridotta.

Pertanto, al fine di mantenere il flusso della macchina, è necessario compensare la caduta di tensione. I metodi più semplici sono:

- l'aumento della tensione di uscita nell'intervallo delle basse velocità mediante il controllo ad anello aperto,
- la regolazione della tensione di uscita mediante la misura della corrente all'uscita del convertitore.

Questa compensazione è nota come compensazione  $I \times R$ , boost, aumento di coppia o, alla Danfoss, compensazione all'avviamento.

Questo tipo di controllo presenta dei limiti quando i disturbi sono difficili da misurare a causa di nette variazioni del carico (ad esempio nei sistemi con fluttuazioni del valore della resistenza degli avvolgimenti fino al 25%, fra stato caldo e stato freddo). L'aumento di tensione può determinare risultati diversi. Se a vuoto, può condurre ad una saturazione del flusso del motore; se caricata, può invece determinare un flusso ridotto. In caso di saturazione, si produce una corrente reattiva elevata che determina il surriscaldamento del motore. In caso di carico, il motore svilupperà una coppia insufficiente dovuta alla debolezza del flusso, e potrà entrare in stallo.





## Condizioni di funzionamento del motore

### Compensazioni

Fino a qualche tempo fa, era difficile adattare il convertitore di frequenza al motore a causa della difficoltà di regolazione di alcune funzioni di compensazione come quelle relative alla tensione di avviamento ed allo scorrimento.

Oggi, tuttavia, i convertitori di frequenza più progrediti sono in grado di controllare automaticamente i parametri di compensazione sulla base della frequenza nominale del motore, della tensione e della corrente. Solitamente, le impostazioni di compensazione possono essere variate anche manualmente.

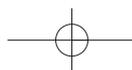
### Parametri di compensazione dipendenti e indipendenti dal carico

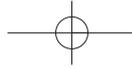
I corretti parametri di compensazione garantiscono un livello ottimale di magnetizzazione e, quindi, l'ottenimento della coppia massima sia in fase di avviamento che di accelerazione, da una velocità ridotta fino alla velocità nominale del motore. La tensione di uscita riceve una tensione addizionale in grado di neutralizzare gli effetti della resistenza ohmica degli avvolgimenti del motore alle basse frequenze. Questa compensazione di tensione dipendente dal carico (compensazione all'avviamento e allo scorrimento) viene ottenuta mediante la misurazione della corrente (corrente attiva). La compensazione indipendente dal carico (tensione di avviamento) garantisce una coppia di stallo ottimale nell'intervallo delle basse velocità.

Se il motore è di dimensioni molto inferiori rispetto a quelle raccomandate, può essere necessario applicare una tensione supplementare impostabile manualmente, al fine di determinare uno scollamento o di garantire la magnetizzazione ottimale nell'intervallo delle basse velocità.

Qualora più motori siano controllati da un unico convertitore di frequenza (funzionamento in parallelo), la compensazione dipendente dal carico è sconsigliata.

Nel caso dei convertitori di frequenza dell'ultima generazione, questa compensazione viene impostata automaticamente dal convertitore stesso (nelle applicazioni standard).





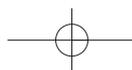
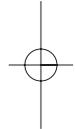
### **Compensazione allo scorrimento**

Lo scorrimento di un motore asincrono è dipendente dal carico ed ammonta a circa il 5% della velocità nominale. In un motore bipolare, lo scorrimento sarà quindi di 150 giri/min.

Tuttavia, lo scorrimento sarà circa il 50% della velocità desiderata nel caso in cui il convertitore di frequenza controlli un motore funzionante ad un regime di 300 giri/min. (10% della velocità nominale).

Se il convertitore di frequenza deve controllare un motore al 5% della velocità nominale, il motore non reagirà al carico. Tale dipendenza dal carico è una condizione indesiderata e il convertitore di frequenza è in grado di compensare l'intero scorrimento misurando la corrente attiva sulle proprie fasi di uscita.

Il convertitore, quindi, compensa lo scorrimento aumentando la frequenza. Questa operazione viene chiamata «compensazione attiva dello scorrimento».



## Caratteristiche di coppia del motore

### Limite di corrente

Se il convertitore di frequenza fosse in grado di fornire una corrente parecchie volte superiore a quella nominale del motore, le caratteristiche di coppia del motore apparirebbero come illustrato nella Fig. 1.22 (pag. 33).

Correnti così elevate possono danneggiare sia il motore che i componenti elettronici del convertitore di frequenza e, inoltre, non sono necessarie per il normale funzionamento del motore. Di conseguenza, il convertitore di frequenza limita indirettamente la corrente del motore riducendo la tensione di uscita e quindi la frequenza. Il limite di corrente è variabile e garantisce che la corrente del motore non resti costantemente al di sopra del valore nominale. Poiché il convertitore di frequenza controlla la velocità del motore indipendente dal carico, è possibile impostare il limite su valori compresi nell'intervallo di funzionamento nominale del motore.

Per alcuni tipi di convertitore di frequenza, le caratteristiche di coppia del motore rientrano nei valori nominali. Tuttavia, è preferibile che il convertitore produca una coppia pari, ad esempio, al 160% della coppia nominale per periodi di tempo più o meno prolungati. Solitamente, inoltre, è possibile che un motore controllato da un convertitore di frequenza funzioni in un intervallo di sovrasinronismo fino al 200% della velocità nominale..

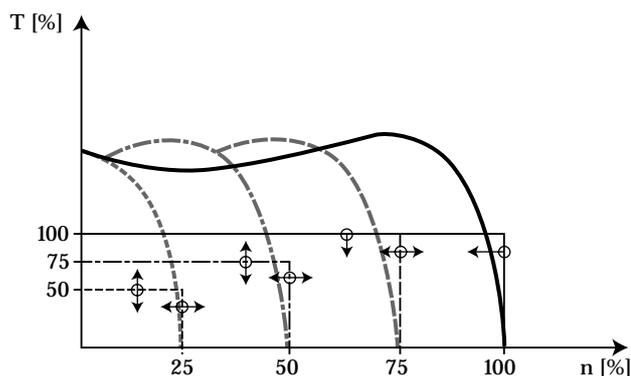


Fig. 3.02 Le caratteristiche di coppia di un motore controllato dal convertitore di frequenza possono essere raffigurate mediante «rettangoli»

Il convertitore di frequenza non è in grado di fornire una tensione superiore a quella proveniente dalla rete di alimentazione. Pertanto, quando la velocità nominale viene superata, il rapporto  $V/f$  si riduce. Il campo magnetico si indebolisce e la coppia prodotta dal motore viene ridotta di  $1/n$ .

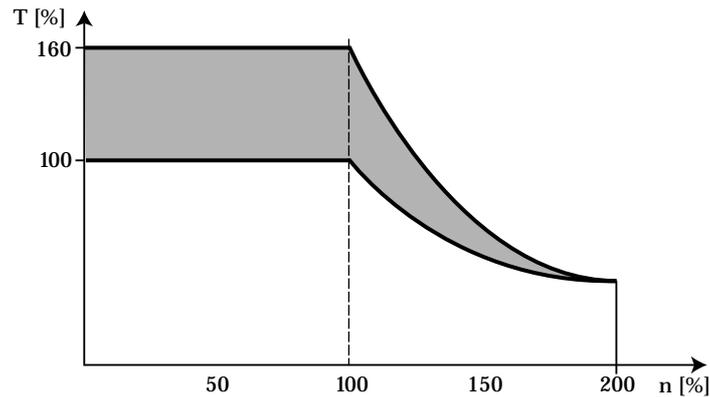


Fig. 3.03 Coppia e sovracoppia del motore

Il valore massimo della corrente di uscita del convertitore di frequenza resta invariato. Di conseguenza, il motore sviluppa una potenza costante fino al 200% della velocità nominale.

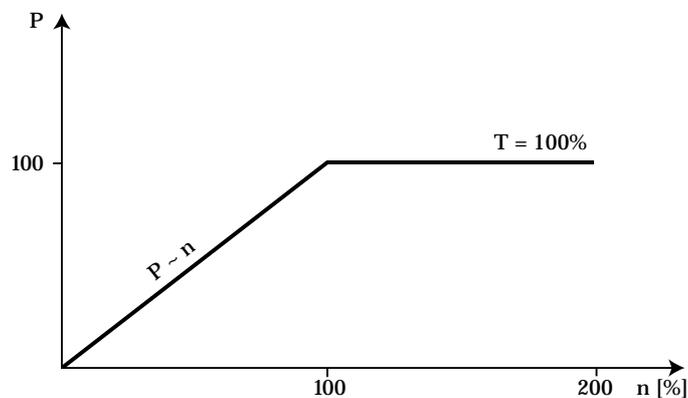


Fig. 3.04 Prestazione del motore

La velocità del motore può essere espressa in tre modi diversi: in numero di giri al minuto [giri/min.], in Hertz [Hz] o in forma di percentuale della velocità nominale del motore [%]. Come riferimento viene adottata sempre la velocità del motore alla frequenza nominale.

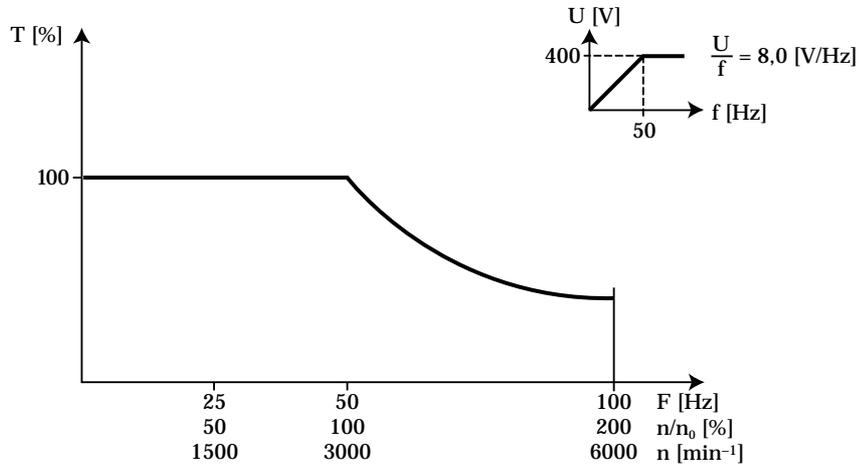
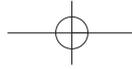


Fig. 3.05 Indicazione della velocità (la curva raffigura la velocità di un motore bipolare)

Una variazione del rapporto  $V/f$  influirà sulle caratteristiche di coppia. L'illustrazione sottostante raffigura le caratteristiche di coppia in relazione ad una riduzione del rapporto  $V/f$  a  $6,7$  [V/Hz].

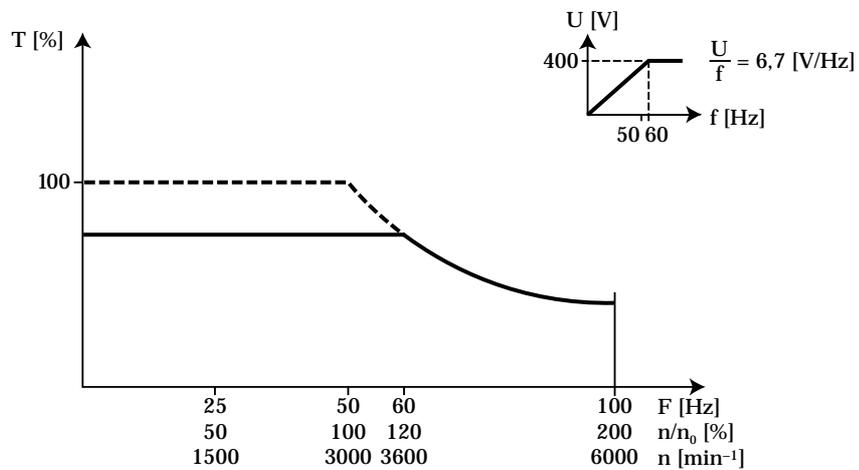
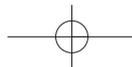


Fig. 3.06 Curva della coppia per una diversa impostazione del rapporto  $V/f$





## **Requisiti dei convertitori di frequenza digitali avanzati**

I recenti sviluppi nel settore dei dispositivi di potenza elettronici, della tecnologia dei microprocessori e dei circuiti integrati hanno influito profondamente sulla tecnologia dei variatori di velocità, particolarmente in termini di sviluppo di una più rapida elaborazione ed una maggiore precisione delle trasmissioni digitali.

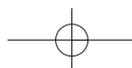
Fra gli altri vantaggi offerti dai sistemi digitali vi sono :

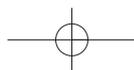
- migliore ripetibilità e stabilità dei parametri di comando,
- maggiore facilità di controllo delle misure di comando,
- flessibilità delle funzioni specifiche delle diverse applicazioni,
- maggiore precisione di controllo su di un intervallo più vasto.

I vecchi sistemi di trasmissione analogici venivano regolati per mezzo di un potenziometro o di componenti passivi, determinando scostamenti e problemi di temperatura. D'altro canto, il comando digitale consente di memorizzare tutti i parametri di comando in una memoria di tipo EEPROM.

Il microprocessore facilita l'esecuzione di funzioni come la disabilitazione del comando, il cambio di configurazione dati, ecc. Perfino i programmi operativi completi (controllo di processo) e intelligenze specifiche possono essere memorizzati nel convertitore di frequenza. Questa caratteristica rende i moderni sistemi CA adatti al tipo di applicazione con un'ampia gamma di velocità ad elevata risposta dinamica, gestite in precedenza soltanto mediante l'uso di inverter CC.

Inoltre, il microprocessore ha determinato l'abbandono del controllo delle caratteristiche di  $V/f$  da parte del convertitore di frequenza e l'introduzione del controllo vettoriale con orientamento di campo.





## Scelta del convertitore di frequenza delle dimensioni appropriate

La prima considerazione necessaria nella scelta di un convertitore di frequenza con le caratteristiche appropriate ad un determinato carico riguarda le caratteristiche del carico stesso. La potenza richiesta può essere calcolata in base a quattro metodi diversi, la scelta dei quali dipende dai dati del motore.

### Caratteristiche di carico

Prima di poter determinare le dimensioni del convertitore di frequenza, è necessario operare una distinzione fra le due caratteristiche di carico più utilizzate (Fig. 1.32 – pag. 44).

Tale distinzione fra caratteristiche di carico è necessaria per i seguenti motivi:

- quando la velocità delle pompe centrifughe e dei ventilatori aumenta, anche la potenza necessaria aumenta con il cubo della velocità ( $P = n^3$ );

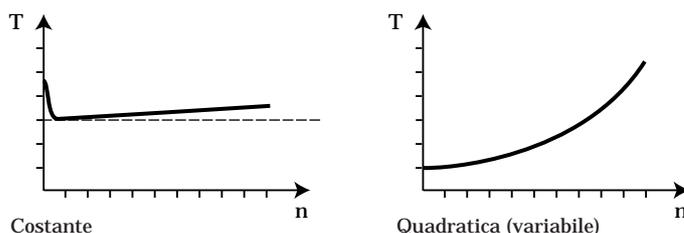
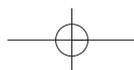


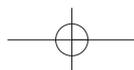
Fig. 3.07 Coppia di carico costante e quadratica

- il normale intervallo di funzionamento delle pompe centrifughe e dei ventilatori è situato entro l'intervallo di velocità compreso fra il 50 e il 90%. Il rapporto di carico aumenta in misura pari al quadrato della velocità, ovvero fra il 30 e l'80%.

Questi due fattori sono evidenti dalle caratteristiche di coppia del motore controllato da un convertitore di frequenza.

Le figure 3.08 e 3.09 illustrano le caratteristiche di coppia di due convertitori di frequenza di dimensioni diverse. Il convertitore rappresentato nella Fig. 3.09 è di una taglia inferiore rispetto a quello dell'altra figura. Per entrambe le caratteristiche di coppia, sono state prese in considerazione le stesse caratteristiche di carico della pompa centrifuga.





Nella Fig. 3.08, l'intervallo di funzionamento totale della pompa (0-100%) rientra nei valori nominali del motore. Poiché il normale intervallo di funzionamento della pompa è pari al 30-80%, sarà possibile utilizzare un convertitore di frequenza con valori di uscita inferiori.

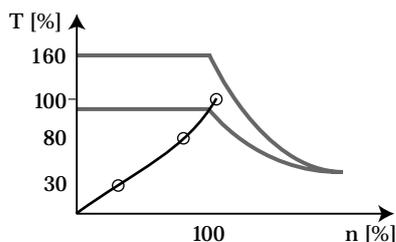


Fig. 3.08

Convertitore di frequenza maggiore

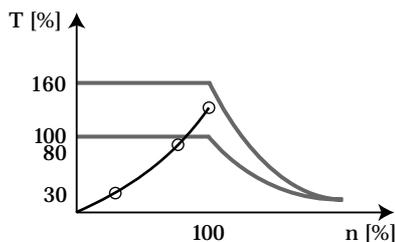


Fig. 3.09

Convertitore di frequenza minore

Se la coppia di carico è costante, la coppia prodotta dal motore deve essere superiore rispetto alla coppia di carico, in quanto la coppia in eccesso viene utilizzata per consentire l'accelerazione.

Una coppia di sovraccarico temporanea del 60% generata dal convertitore di frequenza è sufficiente a garantire l'accelerazione ed la necessaria coppia di avviamento, ad esempio, per i nastri trasportatori. La coppia di sovraccarico garantisce inoltre la capacità dell'impianto di far fronte ad aumenti di carico improvvisi. Un convertitore di frequenza che non consenta alcuna coppia di sovraccarico dovrà essere dimensionato in modo tale che la coppia di accelerazione ( $T_B$ ) non ecceda la coppia nominale.

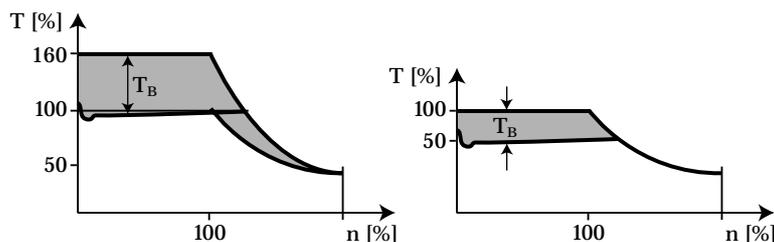
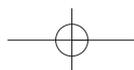
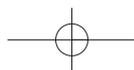


Fig. 3.10 La coppia di sovraccarico viene utilizzata per l'accelerazione

Una volta individuate le caratteristiche di carico, si possono determinare le dimensioni del convertitore di frequenza in base a quattro diversi set di dati del motore.





1. Il modo più rapido e preciso per determinare il tipo di convertitore di frequenza necessario è quello di prendere in esame la corrente  $I_M$  assorbita dal motore. Se il motore non è completamente sotto carico, la corrente del motore potrà essere determinata sulla base delle misurazioni eseguite su impianti simili in funzionamento a pieno regime.

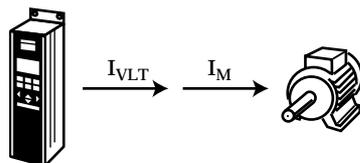


Fig. 3.11 Scelta del convertitore di frequenza sulla base della corrente nominale

Esempio: un motore da 7,5 kW, 3 x 400 V assorbe 14,73 A.

Sulla base delle specifiche del convertitore di frequenza, se ne sceglierà uno la cui corrente di uscita continua massima sia superiore o uguale a 14,73 A con caratteristiche di coppia costante o quadratica.

#### Nota

Qualora si scelga un convertitore di frequenza in base alla potenza (metodi 2-4), è importante comparare la potenza calcolata e la potenza dichiarata nelle specifiche del convertitore alla stessa tensione. Questa operazione non è necessaria se il convertitore di frequenza viene scelto in base alla corrente (metodo 1), poiché la corrente di uscita dell'apparecchio influisce sugli altri dati.

2. Il convertitore di frequenza può essere scelto sulla base della potenza  $S_M$  assorbita dal motore e della potenza erogata dal convertitore di frequenza.

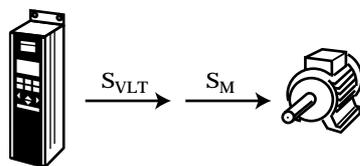
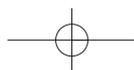
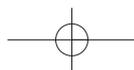


Fig. 3.12 Scelta del convertitore di frequenza sulla base della potenza

Esempio: Un motore da 7,5 kW, 3 x 400 V assorbe 14,73 A

$$S_M = \frac{U \times I \times \sqrt{3}}{1000} = \frac{400 \times 14,73 \times \sqrt{3}}{1000} = 10,2 \text{ kVA}$$





Sulla base delle specifiche del convertitore di frequenza, se ne sceglierà uno la cui potenza continua massima erogata sia superiore o uguale a 10,2 kVA con caratteristiche di coppia costante o quadratica.

3. Il convertitore di frequenza può essere scelto anche sulla base della potenza  $P_M$  generata dal motore. Tuttavia, poiché il  $\cos \varphi$  e il rendimento  $\eta$  variano con il carico, questo metodo è meno preciso degli altri.

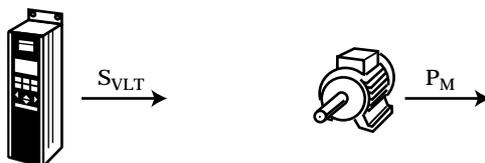


Fig. 3.13 Scelta del convertitore di frequenza sulla base della potenza di uscita all'albero

Esempio:

un motore da 3 kW con un rendimento e un  $\cos \varphi$  rispettivamente di 0,80 e 0,81, assorbe

$$S_M = \frac{P_M}{\eta \times \cos \varphi} = \frac{3,0}{0,80 \times 0,81} = 4,6 \text{ kVA}$$

Sulla base delle specifiche del convertitore di frequenza, se ne sceglierà uno la cui potenza continua massima erogata sia superiore o uguale a 4,6 kVA con caratteristiche di coppia costante o quadratica.

4. Per questioni pratiche, i valori nominali di potenza della maggior parte dei convertitori di frequenza corrispondono più o meno alle serie standard dei motori asincroni. Pertanto, il convertitore di frequenza viene spesso selezionato in base a questi valori. Ciò può tuttavia comportare un dimensionamento impreciso, in particolare quando il motore non è a pieno carico.

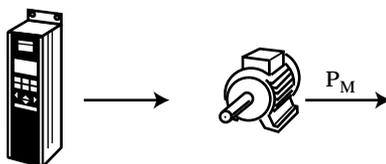
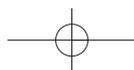
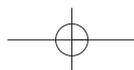


Fig. 3.14 Scelta del convertitore di frequenza sulla base delle serie standard dei motori





### Distribuzione della corrente nel convertitore di frequenza ( $\cos \varphi$ del motore)

La corrente necessaria per la magnetizzazione del motore proviene dai condensatori situati nel circuito intermedio del convertitore di frequenza. La corrente di magnetizzazione è una corrente reattiva in flusso fra il condensatore e il motore (Fig. 3.15).

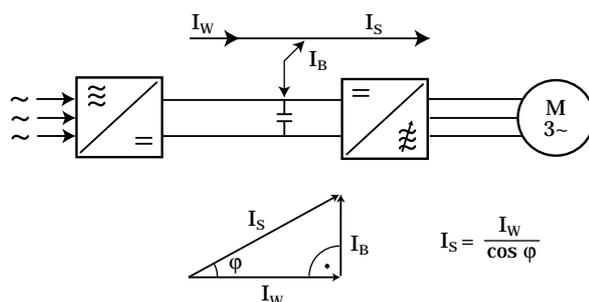


Fig. 3.15 Correnti del convertitore di frequenza

Soltanto la corrente attiva ( $I_W$ ) viene prelevata dalla rete di alimentazione e questo spiega il motivo per cui la corrente di uscita del convertitore di frequenza è sempre superiore alla corrente in entrata. Oltre alla corrente attiva, anche le perdite ( $I_{\text{loss}}$ ) derivano dalla rete, come risulta evidente dal funzionamento a vuoto.

#### Esempio:

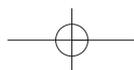
la corrente a vuoto di un motore quadripolare da 1,1 kW è 1,6 A. La corrente di uscita del convertitore di frequenza collegato è di circa 1,6 A e la corrente in entrata in caso di funzionamento a vuoto è quasi zero.

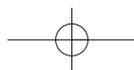
Il costruttore del motore specifica solitamente il  $\cos \varphi$  del motore alla corrente nominale. Ad un valore di  $\cos \varphi$  inferiore (cioè nel caso dei motori a riluttanza), la corrente nominale del motore (a parità di potenza e di tensione nominale) sarà superiore, come dimostrato dalla seguente equazione:

$$I_S = \frac{I_W}{\cos \varphi}$$

Il problema della riduzione della coppia nominale del motore può essere evitato calcolando il dimensionamento del convertitore di frequenza in base alla corrente nominale del motore (metodo 1).

Qualora sia stato applicato ai morsetti del motore un condensatore allo scopo di compensare la corrente reattiva, esso dovrà essere rimosso.





L'elevata frequenza di commutazione del convertitore di frequenza provoca sul condensatore l'effetto di un cortocircuito. Ciò determina un netto aumento della corrente del motore che viene percepito dal convertitore come un errore di messa a terra o da cortocircuito, a cui segue la disattivazione dell'apparecchio.

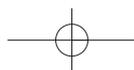
### Controllo della velocità del motore

La frequenza di uscita del convertitore, e di conseguenza la velocità del motore, viene controllata da uno o più segnali (0-10 V; 4-20 mA, o impulsi di tensione) come un riferimento di velocità. Se questo valore aumenta, aumenta anche la velocità del motore e la parte verticale delle caratteristiche di coppia del motore subisce uno spostamento verso destra (Fig. 3.16).



Fig. 3.16 Collegamento fra il segnale di riferimento e le caratteristiche di coppia del motore

Se la coppia di carico è inferiore alla coppia erogabile dal motore, la velocità raggiungerà il valore richiesto. Come illustrato nella Fig. 3.17, la curva della coppia di carico interseca la curva della coppia del motore nella parte verticale (punto A). Se l'intersezione avviene nella parte orizzontale (punto B), la velocità del motore non può essere mantenuta al valore corrispondente. Il convertitore di frequenza consente brevi sorpassi del limite di corrente, senza sganciarsi (punto C), ma è necessario limitarli nel tempo.



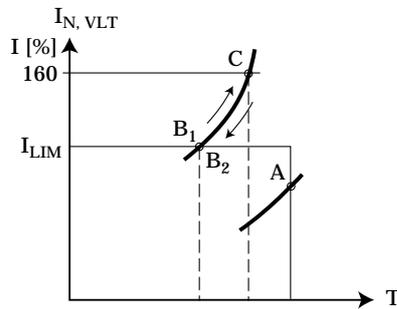


Fig. 3.17 La corrente del motore può eccedere temporaneamente il limite di corrente

### Rampe di accelerazione e di decelerazione

La rampa di accelerazione indica la rapidità di aumento della velocità e viene espressa in tempo di accelerazione  $t_{acc}$ . Le rampe si basano principalmente sulla frequenza nominale del motore: una rampa di accelerazione di 5 secondi, cioè, significa che il convertitore di frequenza impiegherà 5 secondi a portarsi da frequenza 0 fino alla frequenza nominale del motore ( $f_n = 50$  Hz).

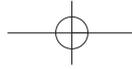


Fig. 3.18 Tempi di accelerazione e decelerazione

La rampa di decelerazione indica la rapidità con cui la velocità diminuisce. Essa viene espressa in forma di tempo di decelerazione  $t_{dec}$ .

È possibile passare direttamente da una condizione di accelerazione ad una di decelerazione in quanto il motore segue sempre la frequenza di uscita dell'inverter.

Si possono calcolare i tempi di accelerazione e decelerazione se il momento di inerzia all'albero motore è noto.



$$t_{\text{acc}} = J \times \frac{n_2 - n_1}{(T_{\text{acc}} - T_{\text{fric}}) \times 9,55}$$

$$t_{\text{dec}} = J \times \frac{n_2 - n_1}{(T_{\text{dec}} + T_{\text{fric}}) \times 9,55}$$

$J$  è il momento di inerzia applicato all'albero motore.

$T_{\text{fric}}$  è la coppia di attrito del sistema.

$T_{\text{acc}}$  è la coppia eccedente, utilizzata per l'accelerazione.

$T_{\text{dec}}$  è la coppia frenante, derivante dalla riduzione della velocità di riferimento.

$n_1$  e  $n_2$  sono i valori di velocità alle frequenze  $f_1$  e  $f_2$ .

Se il convertitore di frequenza consente che si verifichi una coppia di sovraccarico per un breve periodo, le coppie di accelerazione e decelerazione corrispondono alla coppia nominale del motore,  $T$ . Nella pratica, i tempi di accelerazione e decelerazione sono solitamente identici.

*Esempio*

$$J = 0,042 \text{ kgm}^2$$

$$n_1 = 500 \text{ min}^{-1}$$

$$n_2 = 1000 \text{ min}^{-1}$$

$$T_{\text{fric}} = 0,05 \times M_N$$

$$T_N = 27 \text{ Nm}$$

$$t_{\text{acc}} = J \times \frac{n_2 - n_1}{(T_{\text{acc}} - T_{\text{fric}}) \times 9,55} = 0,042 \times \frac{1000 - 500}{(27,0 - (0,05 \times 27,0)) \times 9,55} = 0,1 \text{ [s]}$$

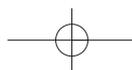
## Funzionamento dinamico del freno

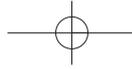
Quando il riferimento della velocità diminuisce, il motore funziona come un generatore e frena. La frenatura dipende dall'entità del carico motore.

I motori collegati direttamente alla rete di alimentazione rinviano la potenza di frenatura alla rete stessa.

Se il motore è controllato mediante convertitore di frequenza, invece, la potenza di frenatura viene accumulata nello stadio intermedio del convertitore. Nel caso in cui la potenza di frenatura sia superiore al consumo di potenza del convertitore di frequenza, la tensione del circuito intermedio aumenta.

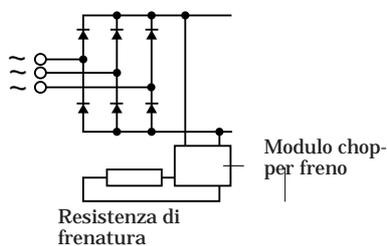
La tensione del circuito intermedio può aumentare fino a provocare il disinserimento del convertitore di frequenza come misura protettiva. Talvolta, pertanto, può essere necessario scaricare il circuito intermedio mediante un modulo di frenatura ed una resistenza esterna per dissipare la potenza di frenatura.



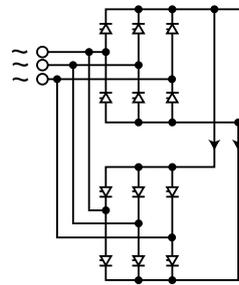


L'impiego di un modulo di frenatura e di una resistenza consente il rallentamento rapido di carichi di grande entità, ma può determinare problemi di surriscaldamento. In alternativa, si può utilizzare un'unità di frenatura rigenerativa. Questo tipo di dispositivo viene applicato ai convertitori di frequenza dotati di raddrizzatore non controllato per rinviare la potenza di frenatura alla rete di alimentazione.

Nei convertitori di frequenza dotati di raddrizzatore controllato, la potenza di frenatura può essere rinviata alla rete di alimentazione (vedi Fig. 3.19) per mezzo, ad esempio, di un inverter collegato in anti-parallelo a monte del raddrizzatore.

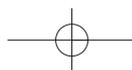


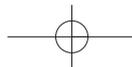
*Fig. 3.19*  
Modulo di frenatura e collegamento della resistenza



*Fig. 3.20*  
Inverter in anti-parallelo

Il freno in CC è un altro metodo utilizzato per frenare il motore. In questo caso, viene applicata una tensione CC attraverso due fasi del motore in modo da generare un campo magnetico stazionario nello statore. Poiché l'energia resta nel motore determinandone il surriscaldamento, è consigliabile impostare il freno CC alle basse velocità in modo da non eccedere la corrente nominale del motore. In generale, la frenata CC è limitata nel tempo.



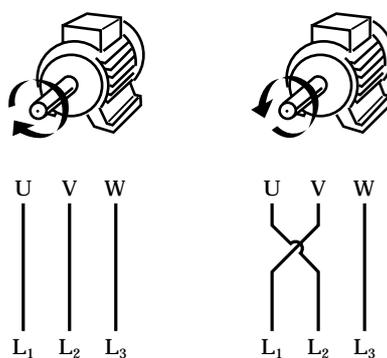


## Inversione

Il senso di rotazione dei motori asincroni è determinato dalla sequenza delle fasi della tensione di alimentazione.

Invertendo due fasi, si ottiene anche l'inversione del senso di rotazione del motore.

La maggior parte dei motori è stata progettata in modo che l'albero ruoti in senso orario se i collegamenti sono come segue:

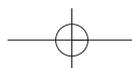


*Fig. 3.21 Il senso di rotazione del motore cambia con la sequenza delle fasi*

La sequenza delle fasi sui morsetti di uscita della maggior parte dei convertitori di frequenza segue lo stesso principio.

Il convertitore di frequenza può invertire il senso di rotazione del motore variando elettronicamente la sequenza delle fasi. L'inversione viene ottenuta con un riferimento di velocità negativo, oppure tramite un segnale di ingresso digitale. Se il motore richiede un senso di rotazione specifico la prima volta che viene azionato, è necessario conoscere i parametri di impostazione di fabbrica del convertitore di frequenza.

Poiché il convertitore di frequenza limita la corrente del motore al suo valore nominale, il senso di rotazione di un motore controllato mediante convertitore di frequenza può essere invertito più frequentemente di quello di un motore collegato direttamente alla rete di alimentazione.



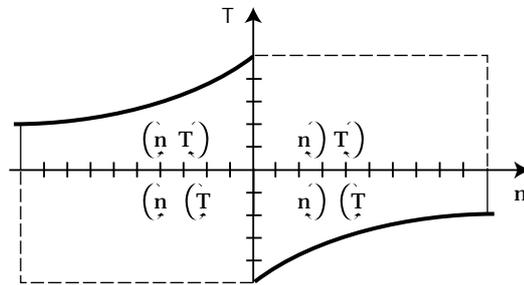


Fig. 3.22 Coppia frenante del convertitore di frequenza durante l'inversione

### Rampe

Per assicurare un funzionamento lineare del motore, tutti i convertitori di frequenza sono dotati di funzioni di rampa. Le rampe sono regolabili e limitate, da una velocità minima e massima preimpostate.

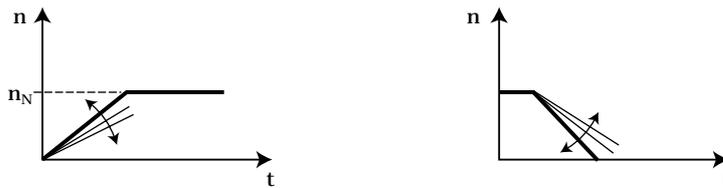


Fig. 3.23 Tempi di rampa variabili

I tempi di rampa possono essere impostati su valori tali che, in certe situazioni, il motore non può raggiungere la velocità preimpostata.

In questo modo, si determina un aumento della corrente del motore fino al raggiungimento del limite di corrente. In caso di tempi di decelerazione brevi ( $t_a$ ), la tensione nel circuito intermedio può aumentare fino a quando l'elettronica di protezione non interviene disinserendo il convertitore di frequenza.

I tempi di rampa ottimali possono essere calcolati per mezzo della formula seguente:

$$t_a = J \times \frac{n}{(T_N - T_{fric}) \times 9,55}$$

$$t_{-a} = J \times \frac{n}{(T_N + T_{fric}) \times 9,55}$$

- $t_a$ : tempo di accelerazione
- $t_{-a}$ : tempo di decelerazione
- $n$ : velocità nominale
- $T_N$ : coppia nominale del motore
- $T_{fric}$ : coppia di attrito

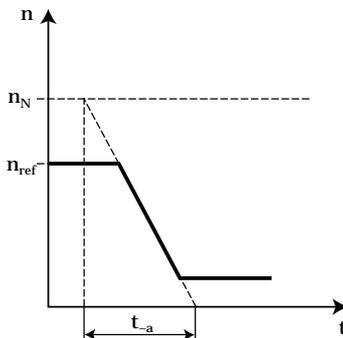


Fig. 3.24 Impostazione dei tempi di rampa

Normalmente, i tempi di rampa vengono determinati in base alla velocità nominale del motore.

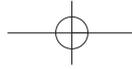
### Monitoraggio

I convertitori di frequenza sono in grado di monitorare il processo sotto controllo, intervenendo in caso di disfunzioni operative.

Tale monitoraggio viene ripartito fra tre aree: impianto di processo, motore e convertitore di frequenza.

*Il monitoraggio dell'impianto* viene eseguito in base alla frequenza di uscita, alla corrente di uscita e alla coppia del motore. Sulla base di questi valori, è possibile impostare un certo numero di valori limite di controllo, come ad esempio la velocità minima ammissibile del motore (frequenza min.), la massima corrente ammissibile del motore (limite di corrente) o la massima coppia ammissibile del motore (limite di coppia).

Il convertitore di frequenza può essere programmato in modo tale da emettere un segnale di avviso, ridurre la velocità del motore o arrestare rapidamente il motore qualora tali limiti vengano superati.



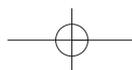
*Esempio:*

In un impianto in cui il collegamento fra il motore e le restanti apparecchiature sia costituito da una cinghia trapezoidale, il convertitore di frequenza può essere programmato in modo da monitorare la cinghia stessa.

Poiché si suppone che, in caso di rottura della cinghia, la frequenza di uscita aumenti con maggiore rapidità rispetto alla rampa prefissata, la frequenza rappresenta il parametro di riferimento in base al quale emettere un segnale di avviso o arrestare il motore nel caso si verifichi la situazione sopra descritta.

*Il monitoraggio del motore* mediante il convertitore di frequenza è possibile sulla base del calcolo delle condizioni termiche del motore stesso, oppure collegandovi un termistore. Come un interruttore termico, il convertitore di frequenza verifica che il motore non si sovraccarichi. La frequenza di uscita è uno dei valori tenuti in considerazione dal convertitore di frequenza. Ciò garantisce la protezione del motore contro il sovraccarico alle basse velocità in caso di autoventilazione ridotta. I moderni convertitori di frequenza sono anche in grado di proteggere il motore ricorrendo alla ventilazione forzata qualora la corrente sia eccessivamente elevata.

*Il monitoraggio dell'apparecchio* consiste tradizionalmente nel disinserimento del convertitore di frequenza in caso di sovraccarico di corrente. Alcuni convertitori di frequenza possono tuttavia tollerare una sovracorrente temporanea. Il microprocessore del convertitore di frequenza è in grado di sommare la corrente del motore e il tempo, garantendo così un utilizzo ottimale del convertitore di frequenza senza rischio di sovraccarico.





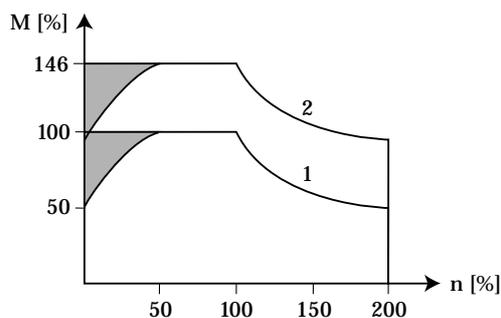
## Carico e riscaldamento del motore

Quando al motore è collegato a un convertitore di frequenza, è opportuno mantenerlo sempre ad una temperatura adeguata. A tal proposito, occorre tener conto di due fattori:

- la quantità di aria di raffreddamento diminuisce proporzionalmente alla velocità del motore;
- in presenza di corrente motore non sinusoidale, si genera nel motore del calore supplementare.

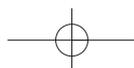
A velocità ridotte, il ventilatore del motore non è in grado di fornire una quantità di aria sufficiente a determinarne il raffreddamento. Questo problema sorge quando la coppia di carico è costante nell'intero intervallo di regolazione. La minore ventilazione consente un livello di coppia accettabile per un carico costante. Se il motore viene fatto funzionare continuamente – al 100% della coppia nominale – ad una velocità inferiore alla metà di quella nominale, sarà necessario un raffreddamento supplementare (le aree grigie rappresentate nella Fig. 3.25).

In alternativa, è possibile ridurre il rapporto di carico del motore selezionandone uno di maggiori dimensioni. Occorre tuttavia tener presente che le dimensioni del motore devono essere proporzionate al convertitore di frequenza in uso.



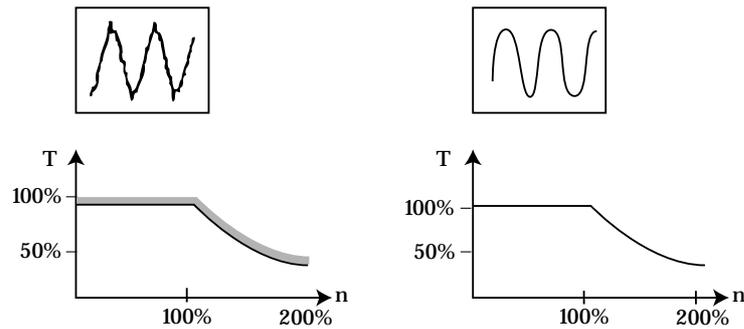
Graph 1: Motor of rated size, e.g. 15 kW  
Graph 2: Oversize motor, e.g. 22 kW

*Fig. 3.25* Necessità di ventilazione supplementare in caso di impiego di un motore delle dimensioni appropriate e di uno sovradimensionato





In caso di corrente del motore non sinusoidale, il motore non deve essere sottoposto ad un carico costante al 100%, poiché in questo caso riceverà correnti armoniche che ne aumentano la temperatura. L'entità delle correnti armoniche determina la quantità di calore.



*Fig. 3.26 Il calore supplementare generato da una corrente non sinusoidale*





## Rendimento

Il rendimento  $\eta$  di un apparecchio viene definito come il rapporto tra la potenza di sviluppata  $P_2$  e la potenza assorbita  $P_1$ .

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}$$

La differenza fra  $P_1$  e  $P_2$  viene chiamata perdita di potenza  $P_v$ , dissipata nell'apparecchio sotto forma di calore.

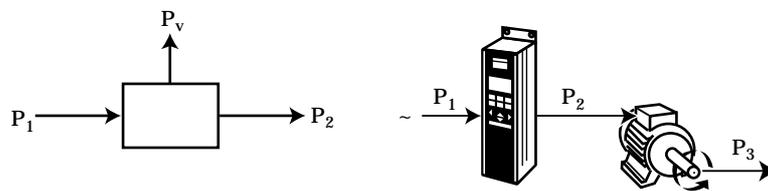


Fig. 3.27 Uscita, assorbimento di potenza e rendimento

Il rendimento può essere calcolato in relazione al solo convertitore di frequenza, al solo motore o al convertitore e al motore (rendimento del sistema).

Rendimento del convertitore di frequenza  $\frac{P_2}{P_1}$

Rendimento del motore  $\frac{P_3}{P_2}$

Rendimento dell'impianto  $\frac{P_3}{P_1}$

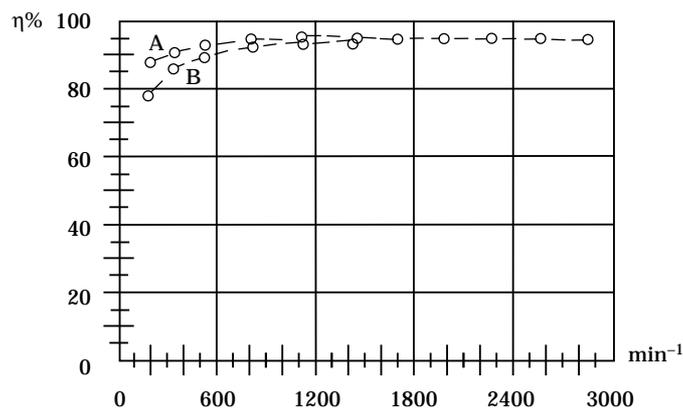
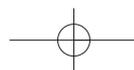


Fig. 3.28 Rendimento del convertitore di frequenza con carico al 100% (A) e al 25% (B)



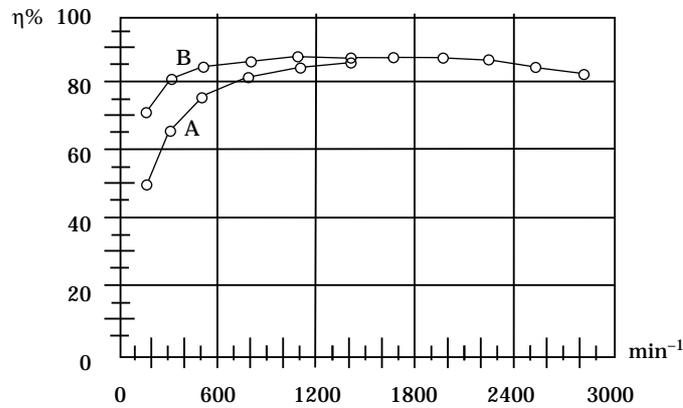


Fig. 3.29 *Rendimento di un motore tipico (bipolare) ad un carico del 100% (A) e del 25% (B)*

I grafici indicano che il rendimento del motore influisce in maniera rilevante sul rendimento del sistema. Il rendimento del convertitore di frequenza è elevato nell'intero intervallo di regolazione, sia a basso carico che con carico elevato.

Si può osservare inoltre che il rendimento è minimo alle basse velocità. Ciò non significa, tuttavia, che le perdite debbano raggiungere i valori massimi.

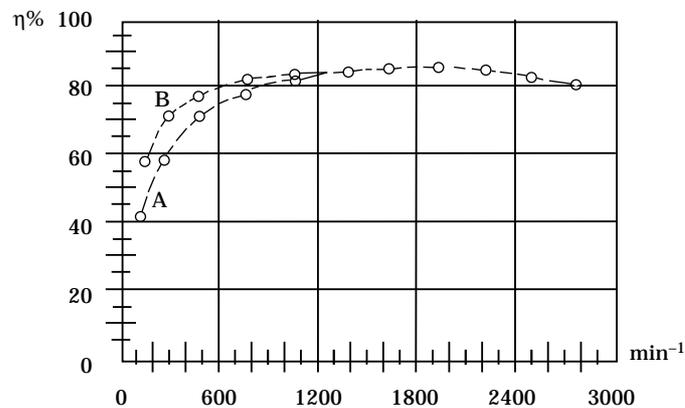
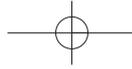


Fig. 3.30 *Rendimento di un convertitore di frequenza e di un motore tipico (bipolare) con carico del 100% (A) e del 25% (B)*



Esempi relativi alla Fig. 3.30:

1.  $n = 800 \text{ min}^{-1}$

$$P_3 = 9628 \text{ W}$$

$$\eta = 77,3\%$$

$$P_1 = \frac{P_3}{\eta} = 12455,4 \text{ W}$$

$$P_v = P_1 - P_3 = 2827,4 \text{ W}$$

2.  $n = 500 \text{ min}^{-1}$

$$P_3 = 1500 \text{ W}$$

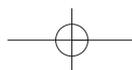
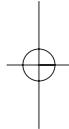
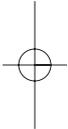
$$\eta = 70\%$$

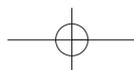
$$P_1 = \frac{P_3}{\eta} = 2143 \text{ W}$$

$$P_v = P_1 - P_3 = 643 \text{ W}$$

L'elevato rendimento dei convertitori di frequenza offre numerosi vantaggi:

- quanto più elevato è il rendimento, tanto minore è l'entità delle perdite sotto forma di calore che dovranno essere eliminate dall'impianto. Ciò è importante nel caso in cui il convertitore di frequenza sia montato su un quadro di comando;
- quanto più limitate sono le perdite di calore a carico dei semiconduttori e delle bobine del convertitore di frequenza, tanto maggiore sarà la loro durata;
- ad un rendimento più elevato corrisponde un minor consumo energetico.





## 4. Protezione e sicurezza

A seconda delle normative valide per una determinata installazione, può essere necessario installare un interruttore di sicurezza in prossimità del motore. È importante posizionare l'interruttore lungo il cavo di alimentazione, in modo da evitare eventuali danni a carico del motore e del convertitore di frequenza, preferibilmente indipendente dalla frequenza di commutazione.

L'unità di comando del convertitore di frequenza deve essere galvanicamente isolata dall'unità di alimentazione. Diversamente, i cavi di comando saranno caricati con la stessa tensione di messa a terra della rete di alimentazione, determinando un rischio gravissimo in caso di contatto con i cavi stessi o, quanto meno, il pericolo che le apparecchiature subiscano danni.

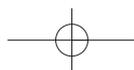
Lo standard europeo EN 50178 fornisce le prescrizioni relative all'isolamento galvanico. Le classi di protezione relative ai convertitori di frequenza riguardano i rischi da contatto. La classe di protezione IP 20 prevede la copertura completa delle parti sotto tensione. IP 54 si riferisce alle coperture a prova di spruzzo.

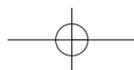
Inoltre, è importante considerare che il surriscaldamento del convertitore di frequenza rappresenta un grave rischio di incendio. Di conseguenza si può provvedere all'installazione di un sensore termico incorporato che interrompa l'alimentazione in caso di guasto del sistema di raffreddamento.

In determinate circostanze, un motore collegato con un convertitore di frequenza può riavviarsi senza preavviso, ad esempio nel caso in cui i funzioni temporizzate del convertitore di frequenza siano attivate, oppure durante il monitoraggio dei limiti di temperatura.

### Protezione supplementare

Scopo della protezione supplementare è evitare la presenza di rischiose tensioni sul contenitore. Per i convertitori di frequenza, la protezione supplementare è sempre prescritta. Le modalità di protezione devono essere stabilite di volta in volta in base al caso specifico, alle condizioni locali ed alle normative vigenti. Le varie norme prevedono l'azzeramento, la messa a terra e l'impiego di relè di protezione.





### Neutro a Terra (sistema TN)

Fra il morsetto di terra e il conduttore neutro di alimentazione è possibile installare un dispositivo di protezione. Questa forma di protezione supplementare viene spesso adottata nelle reti industriali e negli impianti elettrodomestici dotati di cavo di messa a terra. Qualora l'impianto non sia stato riferito a terra, la possibilità di applicare questo metodo dipenderà dalle condizioni del collegamento e, a tal proposito, può essere necessario rivolgersi al fornitore del convertitore di frequenza.

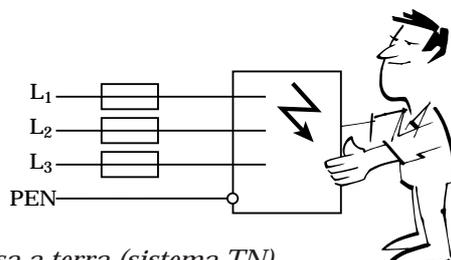


Fig. 4.01 Messa a terra (sistema TN)

### Messa a terra (sistema TT)

È possibile anche collegare, mediante un conduttore di protezione, il morsetto di terra e una barra equipotenziale. Questo metodo, tuttavia, richiede un'impedenza del punto di equipotenziale sufficientemente ridotta. A seconda dei componenti di riduzione dell'interferenza, il convertitore di frequenza prevede una corrente di dispersione, e determina pertanto la necessità di messa a terra con bassi valori di impedenza. La norma EN 50178/5.3.2.1 prescrive i seguenti requisiti:

Per una corrente di dispersione superiore a 3,5 mA, la sezione trasversale del cavo di protezione deve essere di almeno 10 mm<sup>2</sup>. In alternativa, l'apparecchio potrà essere messo a terra mediante due conduttori di protezione separati che rispondano ai requisiti imposti dalla norma CEI 364-5-543. Questo tipo di protezione viene chiamata «messa a terra rinforzata».

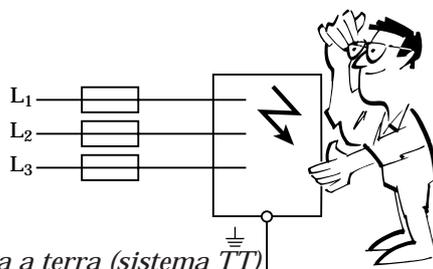
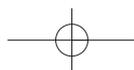
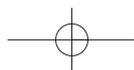


Fig. 4.02 Messa a terra (sistema TT)





## Relè di protezione

Per assicurare una protezione supplementare, sono disponibili due tipi di relè protettivi: un relè per la corrente di guasto e uno per la tensione di guasto.

La protezione supplementare mediante relè per la tensione di guasto (relè FV) può essere utilizzata nella maggior parte delle installazioni. La protezione è ottenuta collegando la bobina del relè fra il convertitore di frequenza e il potenziale di terra mediante un conduttore di protezione. Una tensione errata attiverà il relè e toglierà alimentazione al convertitore di frequenza.

I relè FV sono adatti ad installazioni in cui la messa a terra non sia consentito oppure la messa a terra di sicurezza non sia possibile a causa delle condizioni d'impianto. La possibilità di utilizzo di questo tipo di relè dipende dalle normative degli enti responsabili dell'erogazione elettrica.

La protezione dei convertitori di frequenza per mezzo di rilevatori di corrente residua (RCD) è consentita soltanto a determinate condizioni.

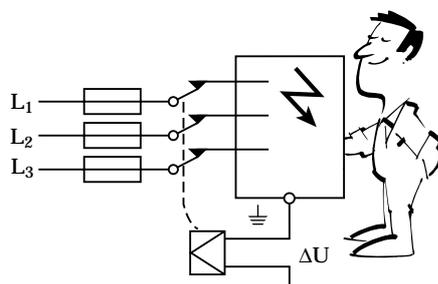
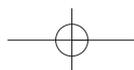


Fig. 4.03 Relè per la tensione di guasto

Gli RCD conducono tutti i cavi di alimentazione al convertitore di frequenza attraverso un trasformatore di corrente che misura la somma della corrente di tali cavi per garantire che sia uguale a zero. Se il risultato si scosta da zero, la corrente viene automaticamente indotta nell'avvolgimento secondario del trasformatore, che scollega il relè e il convertitore di frequenza. Gli RCD di tipo tradizionale si basavano sul principio dell'induzione, possibile esclusivamente con tensione CA. In base alla norma EN 50178, i convertitori di frequenza con raddrizzatori a ponte a 6 impulsi possono consentire un flusso lineare di corrente continua anche in caso di guasto. La pratica più ragionevole consiste nell'eseguire un test per verificare la possibilità di misurare la corrente continua all'ingresso del convertitore di frequenza.





In base alla norma EN 50178, possono essere generate correnti continue in caso di guasto del convertitore di frequenza dotato di raddrizzatore trifase. Come protezione supplementare può essere utilizzato un relè RCD di tipo B, come prescritto dalla norma CEI 755. In pratica, ciò significa che il relè deve essere contrassegnato con il seguente simbolo: 

Se vengono utilizzati interruttori di protezione per la corrente di guasto, non compatibili con la corrente continua, è necessario installare un trasformatore d'isolamento per consentire al convertitore di frequenza di eliminare questo tipo inconveniente.

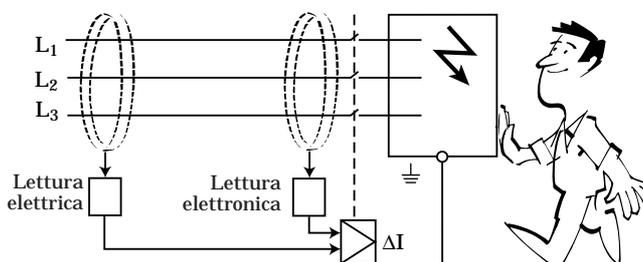


Fig. 4.04 Relè per la corrente di guasto sensibile ad ogni tipo di corrente

In certa misura, i componenti preposti alla filtrazione dei radiodisturbi generano correnti di dispersione. Normalmente, i singoli filtri per radiodisturbi generano una corrente di dispersione di pochi mA che non provoca il disinserimento. Tuttavia, l'utilizzo di filtri multipli o di grandi dimensioni, può determinare l'intervento del relè RCD.

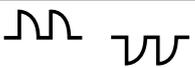
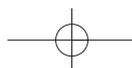
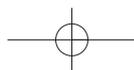
	Correnti alternate di guasto
	Corrente di semionda continue pulsanti (semionda positiva e negativa)
	Correnti di semionda discendenti Angolo della discesa $90^\circ$ el. $135^\circ$ el.
	Corrente di semionda con sovrapposizione di correnti continue lineari di guasto di 6 mA
	Correnti continue di guasto lineari.

Fig. 4.05 Curve e caratteristiche delle correnti di guasto





## Compatibilità elettromagnetica

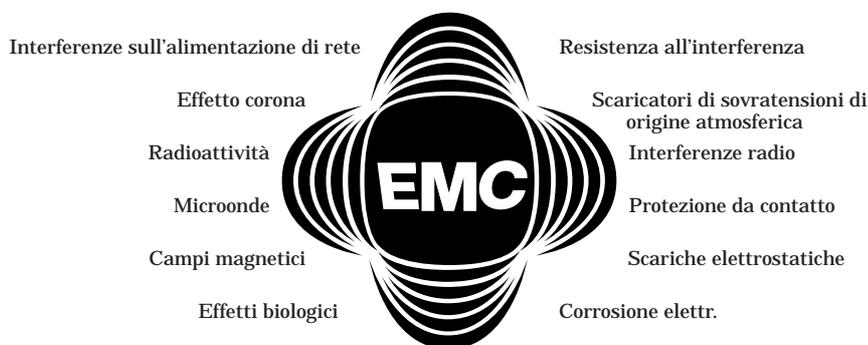
Le interferenze elettromagnetiche sono fenomeni elettrici indesiderati che hanno origine nell'apparecchio o che influiscono su di esso in modo da impedirne il funzionamento corretto.

Tali fenomeni possono avere un'origine naturale o indotta.

Fra le interferenze elettromagnetiche di origine naturale, vanno annoverate quelle atmosferiche dovute, ad esempio, ai fulmini o al campo magnetico che circonda il pianeta e lo protegge dalle radiazioni ad alta intensità provenienti dallo spazio. Se le interferenze atmosferiche sono inevitabili, è però possibile limitarne l'influsso sugli apparecchi e sulle installazioni elettriche.

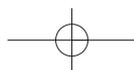
Le interferenze di origine non naturale sono tutti i fenomeni elettromagnetici artificiali che si determinano ovunque si faccia uso di energia elettrica. Questo tipo di interferenza può disperdersi nell'atmosfera o attraverso i cavi elettrici. Un esempio di questi fenomeni è l'influsso sugli apparecchi radio o TV da parte degli interruttori della luce o di sistemi di accensione. Inoltre, in caso di breve caduta della tensione, si possono verificare disfunzioni dei computer o arresti degli orologi.

Le scariche elettrostatiche sono un'altra causa di guasto degli interruttori elettronici e, in qualche caso, di rischio di incendio. Inoltre possono influire su persone, piante e animali.



*Fig. 4.06 Fenomeni elettromagnetici*

Le interferenze radio vengono designate con il termine internazionale di «compatibilità elettromagnetica» (EMC), descritta come la capacità di un apparecchio di resistere alle interferenze elettriche e di non essere a sua volta causa di interferenza.





In Europa, la direttiva sull'EMC è in vigore dal 1989. Oggi gli standard europei sull'EMC sono suddivisi in tre gruppi:

### **Standard di base**

Riguardano essenzialmente il fenomeno e descrivono la corretta impostazione delle necessarie apparecchiature di collaudo e le procedure di rilevazione.

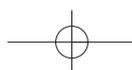
### **Standard generico**

Prendono in considerazione l'ambiente. In essi si opera una distinzione fra aree residenziali, aree adibite a ufficio, industria leggera, industria manifatturiera e applicazioni speciali.

### **Standard del prodotto**

Questi standard si occupano dei requisiti specifici di determinate categorie di prodotti in relazione alle procedure e alla valutazione, prescrivendo i valori esatti relativi ai limiti e ai livelli di collaudo. Questi standard hanno la priorità su quelli generici.

Se un apparecchio elettrico o elettronico aderisce alla legislazione europea, esso deve essere sottoposto alle autorità e approvato da esse mediante una Dichiarazione di Conformità e il marchio CE. La Dichiarazione di Conformità Europea certifica l'omologazione di una serie di apparecchi, mentre il marchio CE viene apposto sul singolo apparecchio, sulla sua confezione e sul manuale delle istruzioni per l'uso. Il marchio CE è un simbolo rilasciato alle autorità europee competenti che certifica la conformità dell'apparecchio alle norme e direttive in materia.



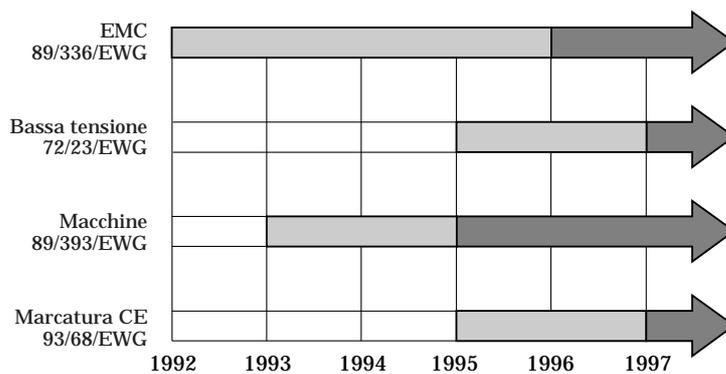


I prodotti che, in base alle direttive vigenti della Comunità Europea, richiedono il marchio CE, devono riportare questo simbolo:

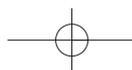


*Fig. 4.07 Marchio CE di conformità*

Un apparecchio elettrico funzionante ad una tensione compresa fra 50 e 1.000 V c.a. o fra 75 e 1.500 V c.c. deve essere conforme anche alla direttiva sulla bassa tensione. Tale direttiva è entrata in vigore nel 1997 e fa riferimento ai rischi determinati dagli impianti elettrici a cui possono essere sottoposti persone, animali o piante.



*Fig. 4.08 Le tappe preliminari dell'entrata in vigore del marchio CE*





## Dispersione delle interferenze

L'emissione (trasmissione delle interferenze) è l'energia elettromagnetica (o quantità dell'interferenza) emessa da un apparecchio. Immunità è la capacità di un apparecchio di resistere alle interferenze o di neutralizzarle.

Il convertitore di frequenza produce un'interferenza a bassa frequenza derivante dalla rete di alimentazione, che è dispersa attraverso il cablaggio come interferenza sui circuiti permanenti e irradiata ad alta frequenza nell'atmosfera (intervallo compreso fra 10 kHz e 1 GHz).

## Accoppiamento

L'accoppiamento dei circuiti elettrici può essere galvanico, capacitivo o induttivo. L'accoppiamento galvanico può verificarsi quando due circuiti elettrici presentano un'impedenza comune.

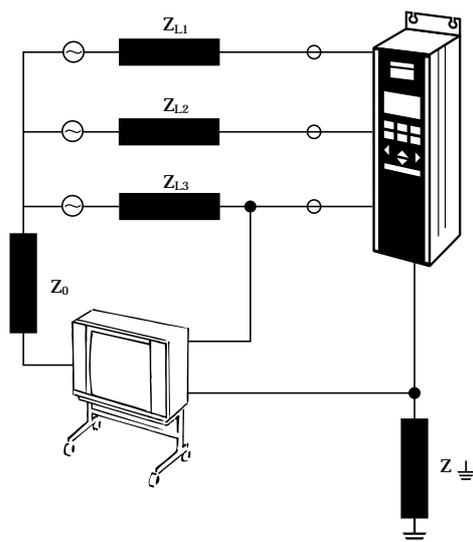


Fig. 4.09 Accoppiamento galvanico

I convertitori di frequenza e gli altri apparecchi elettrici del sistema sono reciprocamente collegati dal punto di vista conduttivo e presentano lo stesso potenziale di terra. A seconda delle condizioni di impedenza, questo tipo di accoppiamento può produrre una tensione di interferenza su un apparecchio tramite le due impedenze comuni  $Z_{L3}$  e  $Z_0$ .



L'accoppiamento capacitivo si verifica quando due circuiti elettrici utilizzano la terra come via di ritorno comune. Un esempio tipico di ciò è quando il cavo del motore è situato troppo vicino agli altri cavi. La corrente dell'interferenza capacitiva dipende dalla frequenza del cavo del motore, dalla tensione e dalla distanza dagli altri cavi. La frequenza di commutazione relativamente elevata dei moderni convertitori di frequenza, grazie a cui viene generata la tensione di uscita, dà origine ad una resistenza capacitiva bassa nel cavo del motore ed origina in tal modo correnti di interferenza capacitiva.

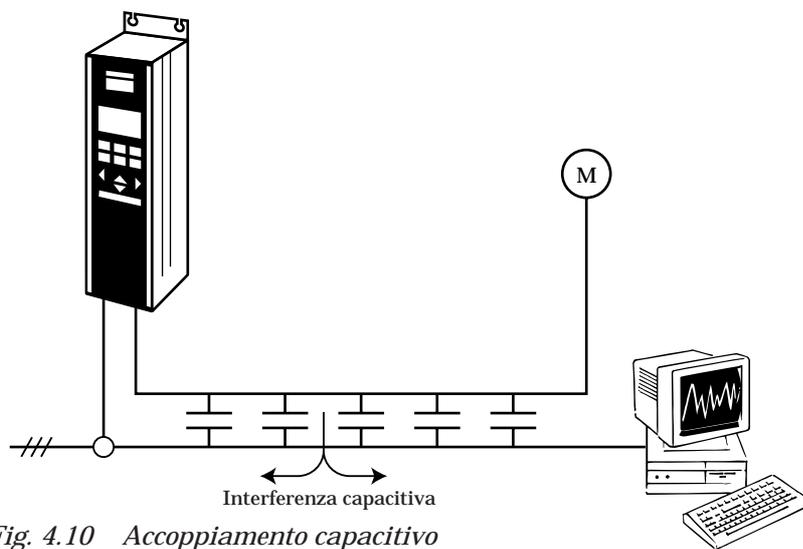


Fig. 4.10 Accoppiamento capacitivo

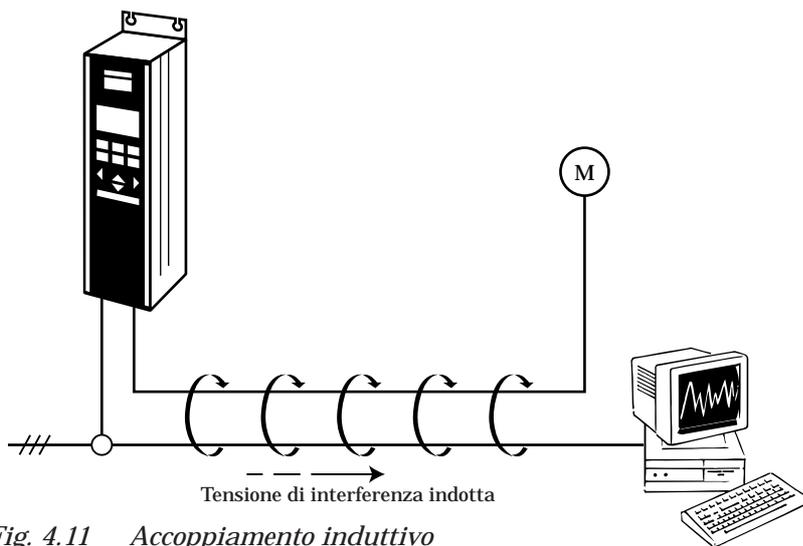


Fig. 4.11 Accoppiamento induttivo



L'accoppiamento induttivo può verificarsi quando il campo magnetico che circonda un conduttore sotto tensione induce tensione in un altro conduttore. La tensione CA indotta dipende dall'intensità del campo magnetico e della corrente del cavo motore, nonché dalla frequenza e dalla distanza fra i cavi.

### Dispersione del cablaggio

La rumorosità elettrica può diffondersi attraverso i cavi della rete di alimentazione. Le frequenze più elevate subiscono una sovrapposizione sulla curva sinusoidale di 50 Hz dell'alimentazione di rete e si verifica così una deformazione della curva sinusoidale pura.

### Interferenze sull'alimentazione di rete

Le interferenze sull'alimentazione di rete dovute ad apparecchi elettrici causano la distorsione della tensione di alimentazione. La distorsione è generata dai componenti ad alta frequenza della corrente assorbita dai circuiti di ingresso degli inverter e di altri semiconduttori a causa della loro natura non lineare. In altri apparecchi collegati alla stessa rete di alimentazione, l'interferenza determina un carico aggiuntivo che dà luogo ad un maggior consumo energetico o a ronzii.

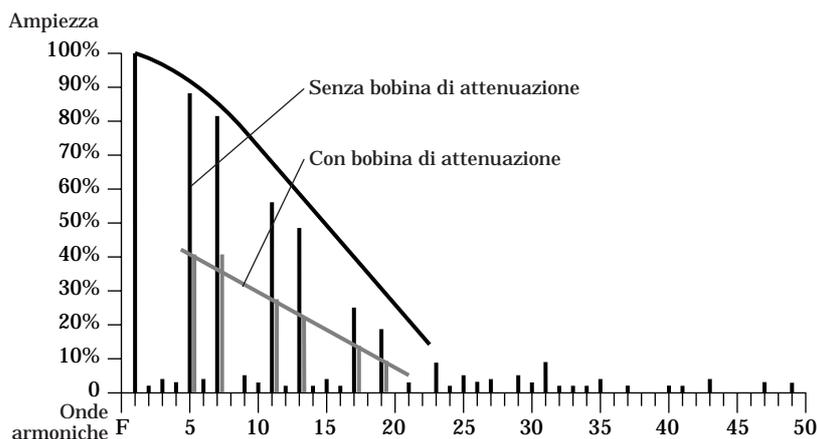
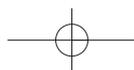
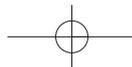


Fig. 4.12 Riduzione delle correnti armoniche mediante l'incorporazione di bobine sullo stadio in CC in un VLT 5000





Il raddrizzatore del convertitore di frequenza genera una tensione CC pulsante. Il condensatore del circuito intermedio a tensione CC successivo viene caricato ad ogni picco di tensione. Durante questo processo, si verificano correnti di ingresso di ampiezza relativamente elevata. Questo carico non sinusoidale pulsante produce una distorsione della tensione di alimentazione, il cui grado dipende sia dall'entità del carico di corrente che dall'impedenza di rete.

I valori relativi alla massima distorsione ammissibile sono indicati nelle norme EN 61000-3-2 per le reti di alimentazione ad uso pubblico e EN 61000-3-4 per i sistemi a bassa tensione ad uso pubblico. L'interferenza sull'alimentazione di rete è determinata dalle componenti ad alta frequenza in forma di armoniche della frequenza base della tensione di alimentazione. Il contenuto totale di armoniche è chiamato «Distorsione armonica totale» (THD).

$$\text{THD [\%]} = \frac{\sqrt{(U_3)^2 + (U_5)^2 + \dots + (U_N)^2}}{U_1}$$

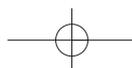
I valori relativi alle dimensioni massime ammissibili delle armoniche della tensione di rete sono indicati nella norma EN 61000-3-2, tabella 1. L'interferenza sull'alimentazione di rete può essere ridotta limitando l'ampiezza delle correnti impulsive. Nella pratica, ciò avviene mediante l'inserimento di bobine di arresto nel circuito intermedio o all'ingresso del convertitore di frequenza. Spesso, i convertitori di frequenza vengono forniti senza le bobine, che possono essere ordinate a parte ed installate successivamente. I livelli armonici della tensione di rete accettabili per il convertitore di frequenza sono indicati nello standard EN 60146-1-1 (requisiti generali dei convertitori con semiconduttori).

### Correnti transitorie/sovratensione

Sovraccarichi transitori o picchi di tensione di breve durata, nell'ordine di alcune migliaia di volt possono verificarsi nell'alimentazione di rete, sia in ambito industriale che domestico.

Essi possono essere provocati in caso di inserimento o disinserimento di carichi elevati nella rete di alimentazione, oppure da apparecchi dotati di compensazione del fattore di potenza. Un fulmine diretto sul cavo di alimentazione, ad esempio, provoca un picco di sovratensione che può danneggiare impianti fino a 20 km di distanza. Negli impianti all'aria aperta possono saltare gli isolatori di altri cavi.

Anche i cortocircuiti e le interruzioni dell'alimentazione di rete a fini di sicurezza possono essere causa di correnti transitorie. Mediante gli accoppiamenti induttivi magnetici, anche i cavi posti in parallelo possono provocare picchi di alta tensione.





La forma di tali correnti e l'energia in esse contenuta sono gli argomenti trattati dallo standard EN 61000-4-1.

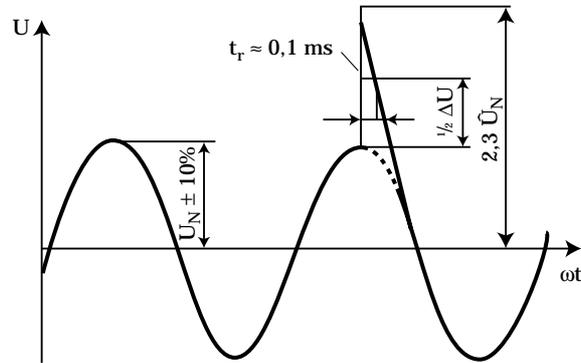


Fig. 4.13 Prescrizioni relative alle oscillazioni transitorie di rete in base alla norma VDE 0160 del dicembre 1990

La Danfoss ha stabilito di seguire i requisiti imposti dalla norma VDE 0160 (versione 2) sebbene non più valida, in quanto questo severo standard contempla anche le ardue condizioni a cui i convertitori di frequenza sono spesso esposti.

Gli effetti distruttivi delle correnti transitorie e delle sovratensioni possono essere limitati in diversi modi, ad esempio applicando scaricatori a gas o spazi di scintillazione. Negli apparecchi elettronici si fa spesso uso di resistenze dipendenti dalla tensione (varistori) al fine di assorbire le sovratensioni. Nel campo dei segnali, la protezione può essere garantita per mezzo di un diodo a scarica distruttiva.

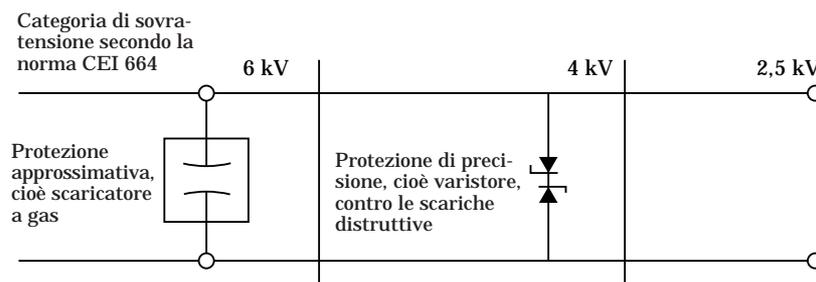
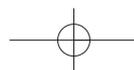


Fig. 4.14 Protezione da oscillazioni transitorie



## Radiodisturbi

Qualsiasi corrente o tensione che si scosti dalla curva sinusoidale, contiene componenti a frequenze superiori, la cui entità dipende dalla velocità di mutazione del processo.

Quando viene azionato un contatto, la variazione di corrente avviene molto rapidamente e il grafico registra una variazione di corrente assai ripida. Ciò si riflette anche sulla tensione. In un apparecchio radio, questo fenomeno dà luogo ad un crepitio. In questo contesto, un unico impulso di disturbo non viene normalmente considerato interferenza. Tuttavia, poiché i semiconduttori del convertitore di frequenza agiscono come contatti nell'intervallo dei kHz con tratti di commutazione ripidi, viene generato e irradiato un radiodisturbo permanente.

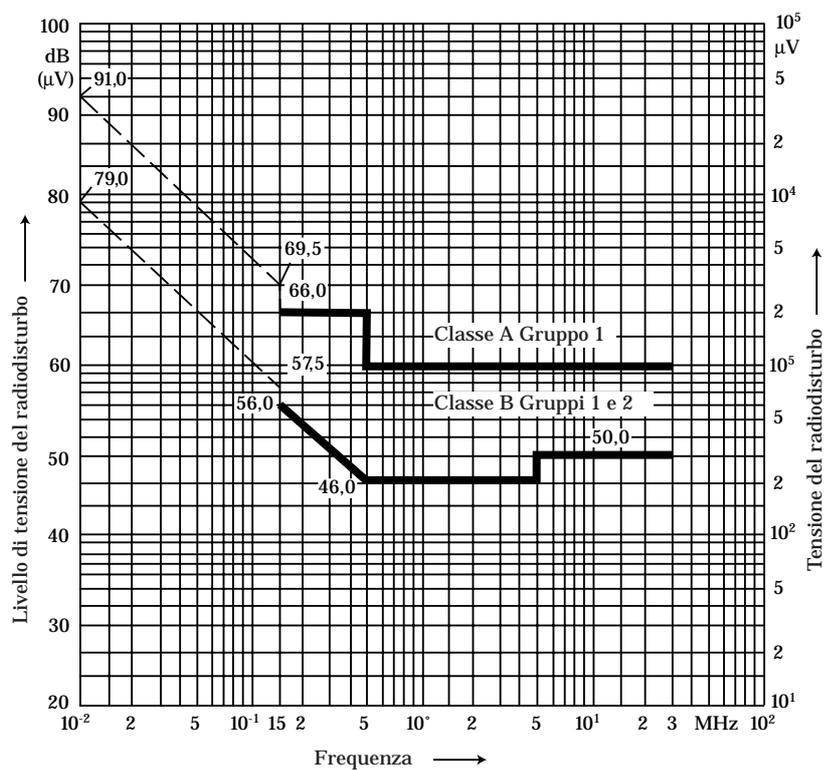
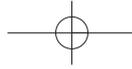


Fig. 4.15 Valori soglia dei radiodisturbi secondo la norma EN 55011

I radiodisturbi (RFI) possono essere definiti come oscillazioni elettriche di frequenze variabili fra 10 kHz e 1 GHz.



L'entità dei disturbi dipende da diversi fattori:

- le condizioni di impedenza della rete di alimentazione,
- la frequenza di commutazione dell'inverter,
- la struttura meccanica del convertitore di frequenza,
- la frequenza della tensione di uscita al motore,
- le misure protettive adottate contro le interferenze,
- la lunghezza e il tipo del cavo del motore.

I radiodisturbi vengono emessi per conduzione o per irradiazione e sono limitati dagli standard EN, validi in Europa, e dagli standard CEI, validi in tutto il mondo.

I valori limite e le procedure di misura per i radiodisturbi emessi da apparecchi ad alta frequenza per uso industriale, scientifico e medicale (apparecchi ISM) – che fino a non molto tempo fa comprendevano anche i convertitori di frequenza – sono affrontati nella norma EN 55011. I valori limite relativi alle emissioni da apparecchi elettrici per uso domestico sono indicati nella norma EN 55014. Attualmente i convertitori di frequenza sono contemplati dallo standard di prodotto EN 61800-3.

Le interferenze ad alta frequenza condotte dalla rete possono essere ridotte efficacemente soltanto per mezzo di filtri costituiti da bobine e condensatori. Non tutti i convertitori di frequenza sono dotati di filtro per i radiodisturbi. In tal caso è possibile provvedere in un secondo momento all'installazione di un filtro di classe A per l'industria, o di classe B per gli elettrodomestici.

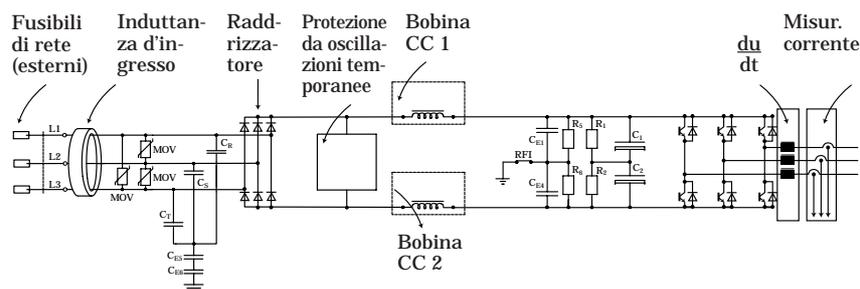
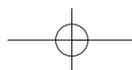
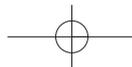


Fig. 4.16 Convertitori di frequenza e misura dei radiodisturbi

Nel cavo che collega il convertitore di frequenza al motore, i radiodisturbi possono essere limitati per mezzo di filtri o di cavi





schermati/armati. In questo collegamento, le elevate frequenze di commutazione dell'inverter comportano quanto segue:

- erogazione di correnti più elevate da parte dei condensatori,
- necessità di sovradimensionamento delle bobine del filtro.

### Cavi schermati/armati

I cavi schermati/armati vengono spesso utilizzati per limitare i radio-disturbi. L'effetto della schermatura viene espresso in decibel (dB) come attenuazione di schermatura o impedenza di accoppiamento. L'attenuazione della schermatura deve essere il più possibile elevata (normalmente nell'ordine dei 30 dB), mentre l'impedenza di accoppiamento deve essere il più possibile bassa.

Per assicurare un'efficace protezione contro le interferenze ad alta frequenza, è necessario che il cavo schermato sia messo a terra sull'estremità del convertitore di frequenza e su quella del motore, e che la schermatura fra le due estremità sia continua. In pratica, in caso di interruzione è necessario creare un collegamento ad alta frequenza e bassa impedenza. È importante che vi sia un buon contatto fra lo schermo di protezione e il potenziale di terra per evitare la riduzione dell'effetto di schermatura e quindi l'attenuazione dell'interferenza. Occorre considerare che, qualora la messa a terra sia stata effettuata su più punti, si avrà un flusso di corrente di equalizzazione attraverso il potenziale di terra. Di conseguenza, i cavi di trasmissione dei segnali devono essere messi a terra su una sola estremità. Poiché questi funzionano con segnali di entità molto ridotta, il collegamento con lo schermo potrebbe avere un effetto di disturbo.

Al momento dell'acquisto e dell'installazione del convertitore di frequenza, è necessario considerare le modalità e l'entità della limitazione del radiodisturbo.

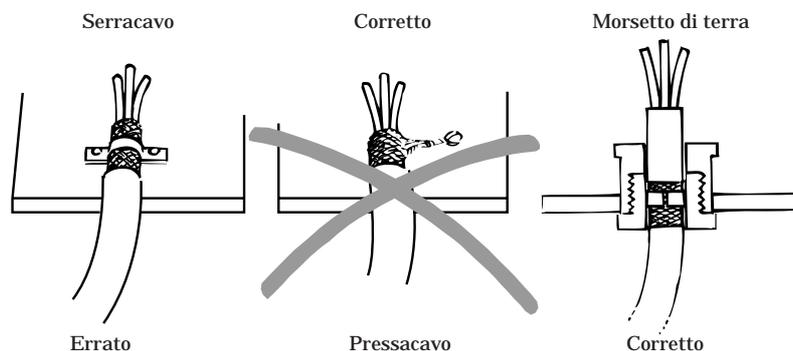
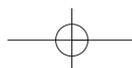
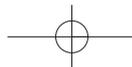


Fig. 4.17 Corretta installazione della schermatura a norma EMC





La documentazione tecnica deve inoltre indicare la classe di radiodisturbo a cui il convertitore di frequenza è conforme. Infine, non sempre è chiaro se il filtro è incorporato o se, al contrario, deve essere acquistato ed installato a parte e per quale lunghezza di cavo è indicato.

I cavi di comando e i cavi motore schermati/armati sono spesso necessari e sono raccomandati qualora sia necessario conformarsi ad una determinata classe di protezione contro i radiodisturbi.

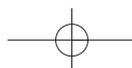
### **Unità di compensazione del fattore di potenza (PFC)**

Questo tipo di apparecchio viene integrato nelle reti in caso necessiti la correzione dell'angolo di sfasamento fra tensione e corrente ( $\cos \varphi$ ). È il caso, ad esempio, di numerosi apparecchi funzionanti con corrente induttiva come i motori o gli interruttori di lampade, alimentati dalla rete.

Un convertitore di frequenza non genera alcun angolo di sfasamento; il suo  $\cos \varphi$  corrisponde approssimativamente a 1. A frequenze elevate, i condensatori del sistema PFC sono caratterizzati da una resistenza interna inferiore. Nel caso in cui le componenti ad alta frequenza (onde armoniche) permangano nella tensione di rete, la corrente di ingresso dell'apparecchio PFC subisce un aumento in seguito al quale i condensatori si riscaldano e vengono sottoposti ad un carico più elevato.

Le componenti ad alta frequenza della rete possono essere escluse dall'impianto mediante bobine di filtrazione poste sulla rete o sulla tensione CC. Quest'ultimo tipo di bobina impedisce, fra l'altro, la risonanza fra l'induttanza dell'apparecchio ed i condensatori del sistema di rifasamento. Occorre tuttavia tenere in considerazione che le alte frequenze generano una ulteriore alterazione, nel caso dei sistemi multiutenza e nei trasformatori per frequenze audio, è necessario provvedere all'installazione di un filtro soppressore.

A seconda delle normative degli enti locali preposti all'erogazione di energia elettrica, è necessario impiegare delle induttanze di compensazione.





# Selezione di un convertitore di frequenza per impianti a velocità variabile

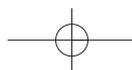
La selezione di un convertitore di frequenza per impianti a velocità variabile richiede una notevole esperienza, in assenza della quale può essere utile visitare un impianto dotato di applicazioni analoghe a quello di cui si dispone, oppure esposizioni o fiere campionarie. La sezione che segue contiene un breve promemoria dei punti da tenere in considerazione:

## 1. Particolari della macchina da verificare

- requisiti dell'impianto o della macchina
- caratteristiche di coppia, coppia di stallo, coppia di accelerazione
- intervallo di controllo della velocità, raffreddamento
- consumo energetico del convertitore e del motore
- quadranti operativi
- compensazione dello scorrimento (dinamica)
- tempi di accelerazione e di decelerazione necessari
- tempi di frenatura e tempo di funzionamento del freno necessari
- trasmissioni dirette, marce, componenti della trasmissione, momento d'inerzia della massa
- sincronizzazione con altri sistemi
- tempo di funzionamento, comandi
- collegamento con computer, interfacce, visualizzazione
- design e tipo di protezione
- possibilità di integrazione di un'intelligenza decentralizzata nel convertitore di frequenza

## 2. Particolari di carattere ambientale

- altezza di installazione, temperatura ambiente
- requisiti di raffreddamento, opzioni di ventilazione
- condizioni climatiche quali umidità, presenza di acqua, sporcizia, polvere, gas
- regolamentazioni speciali, ad esempio per l'industria estrattiva, chimica, le costruzioni navali, la tecnologia alimentare
- rumorosità acustica





### **3. Rete**

- tensione di rete, fluttuazioni di tensione
- prestazioni di rete
- fluttuazioni della frequenza di rete
- interferenze di rete
- protezione da cortocircuito e sovratensione
- caduta di rete

### **4. Manutenzione, funzionamento, personale**

- addestramento e formazione degli operatori
- manutenzione
- parti/componenti di ricambio

### **5. Criteri economici**

- costi di acquisto (componenti)
- requisiti di spazio, installazione integrata, design
- costi di installazione
- messa in funzione del sistema
- costi di impostazione
- costi operativi
- efficienza del sistema (convertitore di frequenza e macchina)
- requisiti di potenza reattiva e compensazione dei carichi armonici
- tempo di vita del prodotto

### **6. Misure di protezione per operatori/ convertitore/motore**

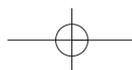
- isolamento galvanico in conformità con PELV
- perdita di fase
- commutazione all'uscita del convertitore
- messa a terra e protezione da cortocircuito
- bobine lato motore per ridurre i transitori di tensione sul motore
- monitoraggio termico elettronico e collegamento dei termistori

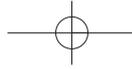
### **7. Standard/normative**

- DIN, BS, UL, CSA, VDE nazionali, EN per l'Europa
- CEI, CE, ecc. internazionali

### **8. Considerazioni ambientali**

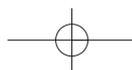
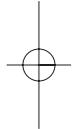
- possibilità di riciclaggio del prodotto
- modalità di produzione
- fattori di risparmio energetico

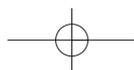
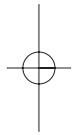
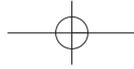


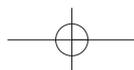


L'uso di questo promemoria consente di scegliere un convertitore di frequenza in grado di soddisfare i principali requisiti standard. Inoltre, può essere opportuno riconsiderare i seguenti elementi:

- se il convertitore è dotato di bobine di filtro lato rete o sul circuito intermedio viene ridotto drasticamente il rischio di interferenze sulla rete
- se il filtro RFI per la classe A o B è in dotazione o deve essere acquistato separatamente
- se occorre declassare il motore in caso di utilizzo di un convertitore di frequenza
- se il convertitore è dotato di protezione contro i guasti di terra e i cortocircuiti
- se il convertitore agisce in maniera appropriata in caso di guasto.







# Appendice I: Teoria meccanica generale

## Moto lineare

Un corpo in moto rettilineo giacerà o manterrà il proprio moto finché non sarà soggetto ad una nuova forza.

Tale forza «F» può essere descritta come il prodotto della massa del corpo per della variazione della velocità del corpo stesso nell'unità di tempo. La variazione di velocità nell'unità di tempo corrisponde all'accelerazione «a».

$$F = m \times a$$

Massa:	«m» unità di misura: [kg]	
Accelerazione:	«a» unità di misura: $\left[\frac{m}{s^2}\right]$	—
Forza:	«F» unità di misura [N]	

Per mantenere un moto costante, un corpo deve essere costantemente sottoposto ad una forza. In caso contrario, le forze che agiscono in senso contrario alla direzione del moto, come l'attrito e la gravità, ne determineranno il rallentamento e l'arresto.

## Moto rotatorio

Un corpo assume un moto rotatorio oppure modifica il senso di rotazione se sottoposto ad una coppia applicata attorno al centro della propria massa. Come la forza, anche la coppia può essere espressa mediante il suo effetto. La coppia è definita come il prodotto del momento di inerzia del corpo per la variazione di velocità del corpo stesso nell'unità di tempo, cioè l'accelerazione angolare  $\alpha$

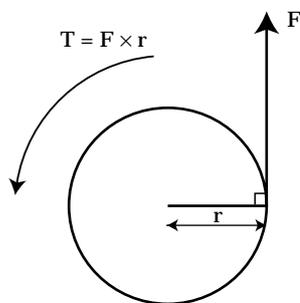
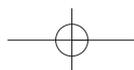
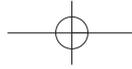


Fig. AI.01





$$T = J \times \alpha \quad \omega = \frac{2 \pi n}{60}; n \text{ misurato in [giri/min}^{-1}\text{]}$$

Velocità angolare:  $\omega$  unità di misura:  $\left[ \frac{\text{radianti}}{\text{s}} \right]$

Acc. angolare:  $\alpha = \frac{d\omega}{dt}$ ; unità di misura  $\left[ \frac{\text{radianti}}{\text{s}^2} \right]$

Momento di inerzia:  $J$ ; unità di misura:  $[\text{kg m}^2]$

Come la massa, anche il momento di inerzia ha un effetto di smorzamento sull'accelerazione. Il momento di inerzia dipende dalla massa del corpo e dalla sua posizione nello spazio in relazione all'asse di rotazione.

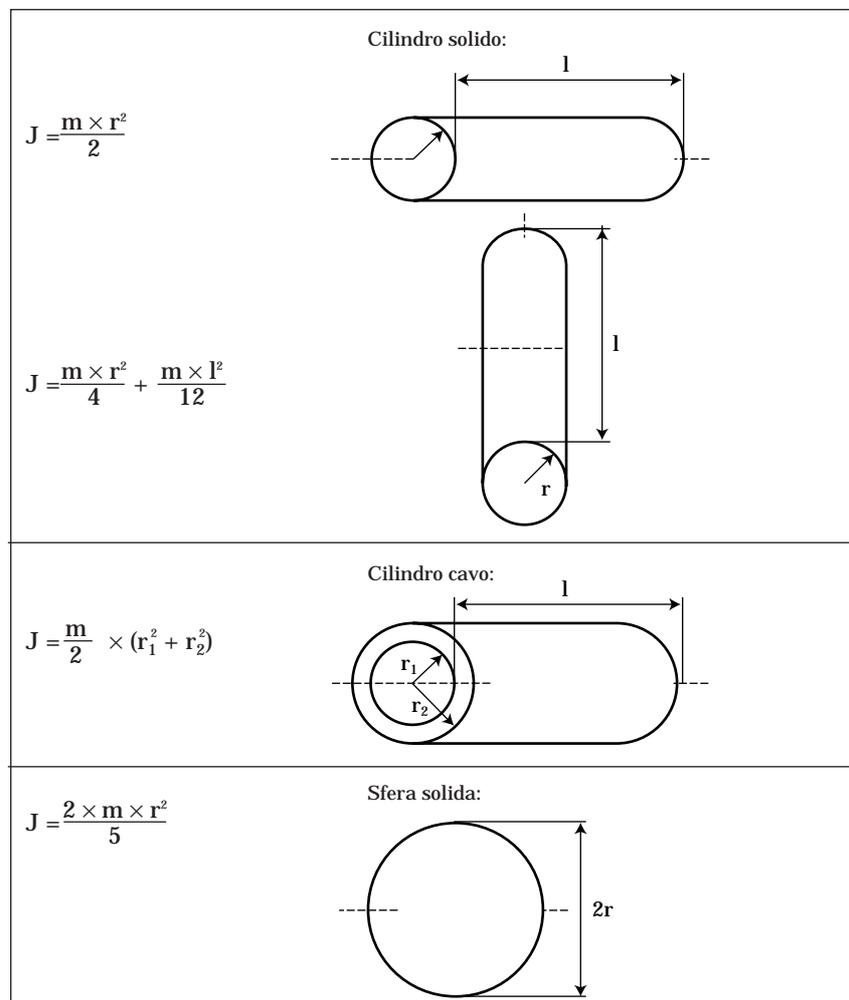
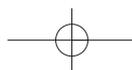
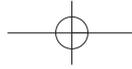


Fig. AI.02 Calcolo di diversi momenti di inerzia





Per calcolare la coppia e l'accelerazione di un sistema, è preferibile riportare tutte le masse e le inerzie ad un momento di inerzia sull'albero motore.

$$J = J_1 + J_2 \times \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 + J_3 \times \left(\frac{\omega_3}{\omega_1}\right)^2 + \dots$$

$J_1$ :	momento di inerzia proprio del motore
$J_2, J_3$ :	momenti individuali di inerzia del sistema
$\omega_1$ :	velocità angolare del motore, ecc.
$\omega_2, \omega_3$ :	velocità angolare dei singoli corpi rotanti, ecc

### Lavoro e potenza

Il lavoro eseguito dal motore in moto rettilineo può essere calcolato come il prodotto della forza nella direzione del movimento "F" per la distanza "s" del movimento del corpo.

$$W = F \times s$$

Lunghezza del movimento: s	unità di misura: [m]
Work: W	s unità di misura: [W × s]

Nel moto rotatorio, il lavoro viene calcolato come prodotto della coppia M per il movimento angolare ( $\varphi$ ).  
Una rotazione =  $2 \times \pi$  [rad].

$$W = T \times \varphi$$

Movimento angolare: $\varphi$	unità di misura: radianti
1 rotazione = $2 \times \pi$	[rad]

Il lavoro eseguito da un nastro trasportatore aumenta nel tempo. Pertanto non vi sono alcun valore massimo e alcuna cifra da utilizzare per il calcolo.

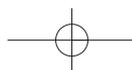
La potenza, P, è il lavoro eseguito nell'unità di tempo e prevede un valore massimo.

Nel moto rettilineo, la potenza viene calcolata come prodotto della forza nella direzione del movimento per la lunghezza del movimento nell'unità di tempo, ovvero la velocità «v».

$$P = F \times V \quad \text{unità di misura: [W]}$$

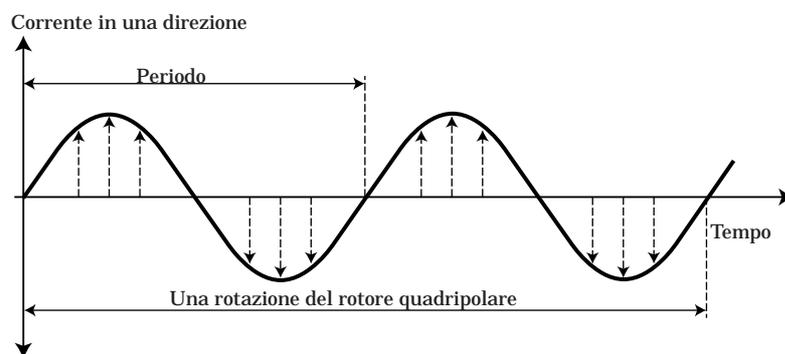
Analogamente, nel moto rotatorio, la potenza viene calcolata come prodotto della coppia per la lunghezza del movimento nell'unità di tempo, ovvero la velocità angolare  $\omega$ .

$$P = T \times \omega \quad \text{unità di misura: [W]}$$



## Appendice II: Teoria generale della corrente alternata

«C.a.» significa «corrente alternata». Essa viene indicata con il simbolo «~» e alterna sia le proprie dimensioni (ampiezza) sia la direzione.



Current in the other direction

*Fig. AII.01 Diversi valori di corrente alternata*

La quantità di periodi al secondo è chiamata «frequenza» e viene espressa in Hertz. 1 Hz = un periodo al secondo. La durata di un periodo corrisponde al tempo del periodo e si può calcolare come segue:  $T = \frac{1}{f}$

Ad una frequenza di 50 Hz, il tempo del periodo è di 0,02 secondi.

Contrariamente alla tensione c.c. e alla corrente continua, caratterizzate da un'unica direzione, la tensione c.a. e la corrente alternata possono muoversi in più direzioni.

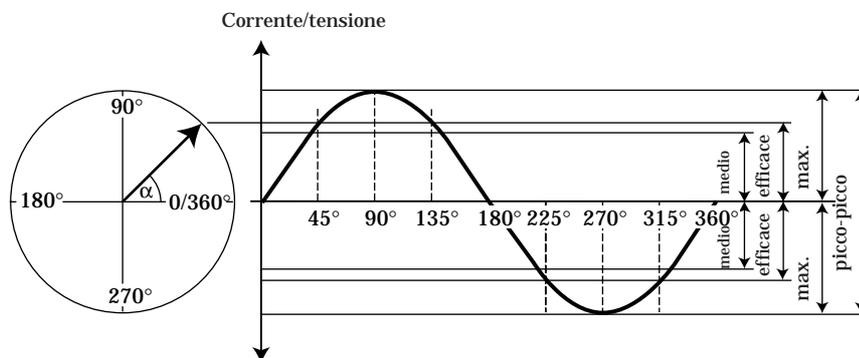


Fig. AII.02 Diversi valori di tensione c.a.

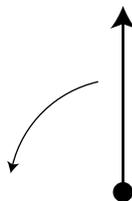


Fig. AII.03 Il senso di rotazione del vettore è antiorario

Normalmente, viene utilizzato il valore effettivo. Una corrente alternata di 1 A genera in una determinata resistenza lo stesso calore di una corrente continua di 1 A.

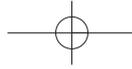
I vettori sono strumenti molto utili nella determinazione di correnti alternate e tensioni CA. Essi indicano chiaramente il rapporto fra corrente, tensione e tempo. Un vettore è caratterizzato dalla sua lunghezza e dal senso di rotazione. Il senso di rotazione positivo è antiorario.

Quando un vettore descrive un circolo completo attorno al suo asse, il picco del vettore descrive  $360^\circ$ .

Il tempo impiegato per effettuare una rotazione è uguale al tempo del periodo della curva sinusoidale. La velocità di rotazione del vettore al secondo viene chiamata velocità angolare ed è espressa dalla lettera greca  $\omega$ .  $\omega = 2 \times \pi \times f$ .

Vi sono tre tipi di carico c.a.

Se il carico consiste di bobine con un nucleo di ferro come nei motori, esso sarà principalmente induttivo. In questo caso, la corrente verrà ritardata nel tempo in rapporto alla tensione.



Se il carico è capacitivo, la corrente sarà leggermente in anticipo rispetto alla tensione. Nel caso di un carico puramente resistivo, invece, non vi è alcuno sfasamento fra corrente e tensione.

Lo sfasamento fra tensione e corrente si chiama «angolo di sfasamento» e viene indicato mediante la lettera greca  $\Phi$ .

Il prodotto dei corrispondenti valori di corrente e di tensione dà luogo alla curva di potenza relativa ai tre tipi di carico sopra menzionati.

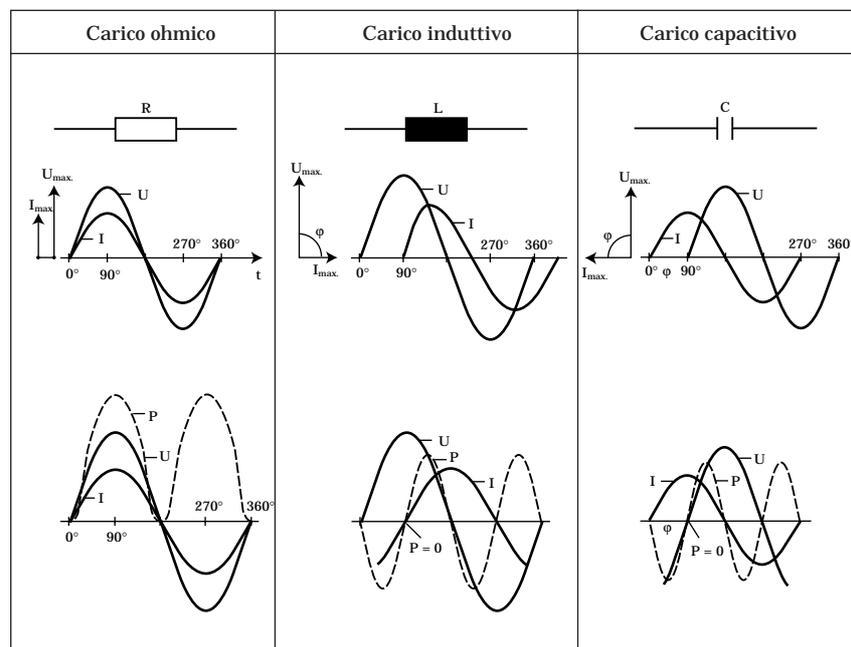
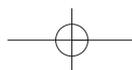


Fig. AII.04 Corrente, tensione e potenza in condizione di carico

Nel caso di circuiti c.a. i tipi di carico «puro» sono soltanto valori teorici. Un carico può essere induttivo o capacitivo.





## Fattore di potenza

Il fattore di potenza  $\lambda$  viene definito come il rapporto fra la potenza attiva e la potenza apparente.

Spesso, questo fattore viene chiamato anche  $\cos \varphi$ ; tuttavia, il  $\cos \varphi$  è stato definito soltanto in relazione alle correnti e alle tensioni sinusoidali.

Nel caso di carichi non lineari come nel convertitore di frequenza, la corrente di carico non è sinusoidale. Di conseguenza, è necessario operare una distinzione fra  $\cos \varphi$  e fattore di potenza.

$$\lambda = \frac{P}{I \times U} = \frac{I_W}{I}$$

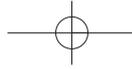
ove  $P$  è la potenza attiva,  $I_W$  è la corrente attiva e  $I$  e  $U$  sono i valori effettivi.

$\varphi$  rappresenta la differenza di fase fra la corrente e la tensione. Con corrente e tensione interamente sinusoidali,  $\cos \varphi$  corrisponde al rapporto fra la potenza attiva e la potenza apparente.

	Simbolo della formula	In generale	Unità
<b>Potenza</b>	$P =$	$U \times I \times \cos \varphi = S \cos \varphi$	W ou kW
	$Q =$	$U \times I \times \sin \varphi = S \sin \varphi$	VAr ou kVAr
	$S =$	$U \times I = \frac{P}{\cos \varphi} = \frac{Q}{\sin \varphi}$	VA ou kVA
<b>Tensione</b>	$U =$	$\frac{P}{I \times \cos \varphi} = \frac{Q}{I \times \sin \varphi} = \frac{S}{I}$	V
<b>Corrente</b>	$I_S =$	$\frac{P}{U \times \cos \varphi} = \frac{Q}{U \times \sin \varphi} = \frac{S}{U}$	A
	$I_W =$	$\frac{P}{U} = \frac{S \times \cos \varphi}{U}$	A
	$I_B =$	$\frac{Q}{I} = \frac{S \times \sin \varphi}{I}$	A
<b>Sfasamento</b>	$\cos \varphi =$	$\frac{P}{U \times I} = \frac{P}{S}$	adimensionale
	$\sin \varphi =$	$\frac{Q}{U \times I} = \frac{Q}{S}$	adimensionale

Fig. AII.05





## Corrente alternata trifase

In un impianto con tensione trifase, le tensioni sono sfasate di  $120^\circ$

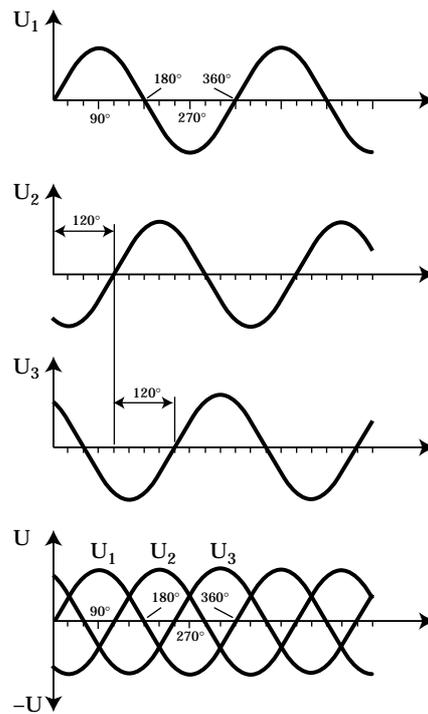
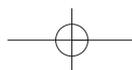


Fig. AII.06 Una tensione c.a. trifase consiste di tre singole tensioni c.a. sfasate nel tempo

l'una rispetto all'altra. Le tre fasi vengono normalmente indicate nello stesso sistema di coordinate.

La tensione fra fase e neutro viene chiamata tensione di fase  $U_f$  mentre la tensione fra due fasi viene chiamata tensione di rete  $U_N$ .

Il rapporto fra  $U_N$  e  $U_f$  è  $\sqrt{3}$ .





## Connessione a stella o a triangolo

Quando una rete di alimentazione viene applicato con un motore, gli avvolgimenti del motore vengono collegati a stella o a triangolo.

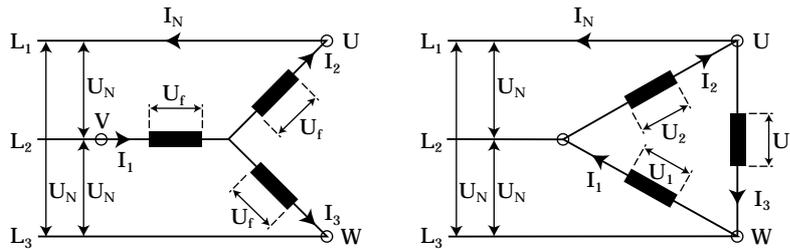


Fig. AII.07 Valori di rete e di fase in un collegamento a stella e a triangolo

Nel collegamento a stella, ogni fase viene collegata ad una estremità degli avvolgimenti del motore, mentre le altre estremità vengono cortocircuitate (punto stella). La tensione ai capi dei singoli avvolgimenti corrisponde a

$$U_f = U_f = U_f = U_f = \frac{U_N}{\sqrt{3}}$$

Per quanto riguarda le correnti, vale la seguente formula:

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_N$$

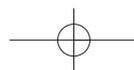
Nel collegamento a triangolo, gli avvolgimenti del motore sono collegati in serie. Ogni punto è collegato ad una fase.

La tensione a monte dei singoli avvolgimenti corrisponde a

$$U_N = U_1 = U_2 = U_3$$

Per quanto riguarda le correnti, vale la seguente formula:

$$I_1 = I_2 = I_3 = \frac{I_N}{\sqrt{3}}$$



# Appendice III: Abbreviazioni di uso generale

ASIC	IC per applicazioni specifiche (Application-specific IC)	r	Raggio
CSI	Inverter a corrente (Current Source Inverter)	$R_{FE}$	Controresistenza
d	Distanza	s	Scorrimento
DDC	Controllo digitale diretto (Direct Digital Control)	S	Potenza apparente
f	Frequenza	SFAVM	Modulazione vettoriale asincrona orientata secondo il flusso dello statore (Stator Flux-orientated Asynchronous Vector Modulation)
F	Forza	$S_M$	Potenza apparente (motore)
g	Forza di gravità	$t_{acc}$	Tempo di accelerazione
HP	Cavalli	$t_{dec}$	Tempo di decelerazione
$I_1$	Corrente dello statore	$t_{off}$	Tempo d'interdizione del transistor
$I_B$	Corrente reattiva/corrente generatrice di flusso	$t_{on}$	Tempo di conduzione del transistor
$I_L$	Corrente del rotore	T	Coppia
$I_M, I_S$	Corrente del motore (corrente apparente) PLC	$T_a$	Coppia di avviamento
$I_N$	Corrente nominale	$T_{acc}$	Coppia di accelerazione
$I_W$	Corrente generatrice di coppia/corrente attiva	$T_{dec}$	Coppia di frenata
$I_\phi$	Corrente di magnetizzazione	$T_k$	Coppia di stallo
IC	Circuiti integrati di commutazione	$T_N$	Coppia nominale
J	Momento di inerzia	U	Tensione
L	Induttanza	$\underline{U}_q$	Tensione di induzione
n	Velocità	$\underline{U}_S$	Caduta di tensione (statore)
$n_n$	Velocità nominale	VVC	Controllo vettoriale di tensione
$n_0$	Velocità sincrona	W	Lavoro
$n_s$	Velocità di scorrimento	$WK^2$	Effetto volano
p	Numero delle coppie di poli	$X_h$	Controreattanza
P	Potenza/potenza attiva	$X_L$	Reattanza (rotore)
$P_1$	Potenza (elettrica) di ingresso	F	Flusso principale, flusso statorico
$P_2$	Potenza (meccanica) di uscita	$\Phi$	Flusso principale, flusso statorico
$P_V$	Perdite	$\Phi_L$	Flusso del rotore
PLC	Sistema di controllo logico programmabile (Programmable Logic Controller)	$\eta$	Rendimento del rotore
		$\omega$	Velocità angolare

# Bibliografia

## Letture supplementari:

P. Thøgersen, M. Tønnes,  
U. Jæger, S.E. Nielsen:  
»*New High Performance Vector  
Controlled AC-Drive with  
Automatic Energy Optimizer*«  
6th European Conference on  
Power Electronics and Applica-  
tions; Sept. 1995

S. Anderson e K. Jørgensen:  
»*Vekselstrømsmaskiner, -anlæg*«  
Polyteknisk forlag, 1985

P.F. Brosch:  
»*Frequenzumformer*«,  
Verlag moderne industrie, 1989

P.F. Brosch:  
»*Moderne Stromrichterantriebe*«  
Vogel Buchverlag 1992

ELFO:  
»*El-faglære*«  
Elinstallatørernes Lands-  
forening, 1993

R. Fisher:  
»*Elektrische Maschinen*«  
Carl Hanser Verlag, 1986

W. Gilson:  
»*Drehzahleregelte Drehstrom-  
antriebe*«

VDE-Verlag, 1983  
E.v. Holstein-Rathlou:  
»*Stærkstrømselktroteknik*«  
J. Jørgensen & Co. Bogtrykkeri,  
1939

K. Jark e A.H. Axelsen:  
»*Elektroteknik*«  
H. Hagerup, 1966

Thomas Kibsgård:  
»*EL Ståbi*«  
Teknisk Forlag A/S, 1988

U. Krabbe:  
»*Strømrettere*«  
Danmarks Tekniske Højskole,  
1982

W. Norbøll:  
»*Elektricitetslære*«  
P. Haase & Søns Forlag, 1952

Sprecher + Schuh AG:  
»*Schütz-Steuerungen*«  
Sprecher + Schuh AG, 1982

J. Nedtwig, M. Lutz:  
»*WEKA Praxis Handbuch*«  
Weka Fachverlag für technische  
Führungskräfte, 1996

H.R. Schmeer:  
»*EMV 96*«  
VDE-Verlag, 1996



# Indice

## A

Accelerazione 43, 45, 90, 122,  
127, 128  
Accoppiamenti in cascata 32  
Accoppiamento capacitivo 147  
Accoppiamento galvanico 146  
Accoppiamento induttivo 148  
Alimentazione di rete 22, 23,  
24, 25, 36, 39, 57, 52, 58, 73,  
118, 146, 148, 149, 152, 167  
ASIC 84, 98, 102  
AVM 75, 80, 86  
Azzeramento 139, 140

## B

Bus 102, 104, 107, 109, 112  
Bus di comando 102  
Bus dati 102  
Bus indirizzi 102

## C

Intervallo di frenata 22  
Campo alternato 16  
Campo magnetico 13, 14, 15,  
17, 18, 19, 20, 24, 25, 32, 39,  
47, 90, 94, 95, 96, 118, 129,  
143, 148  
Campo rotante 17, 18, 19, 20, 22,  
23, 29, 32, 47, 50, 51, 75, 87  
Carico meccanico 27, 28  
Catalogo del motore 35, 42  
Cavalli vapore (CV) 35  
Cavo motore 89, 139, 147, 148,  
152, 154  
Chopper 60, 61, 68, 69, 81, 82  
Circuito di comando 53, 60, 63,  
64, 65, 66, 81, 84  
Circuito intermedio 8, 9, 53, 59,  
61, 64, 68, 80, 71, 72, 73, 81,  
82, 128, 131, 149, 157  
Circuito intermedio a CC varia-  
bile 53, 59

Circuito intermedio a tensione  
costante 64  
Circuito intermedio a tensione  
variabile 60  
Collegamento a stella 36, 167  
Collegamento a triangolo  
36, 167  
Compensazione all'avviamento  
114  
Compensazione allo scorrimento  
83, 86, 94, 115, 116, 155  
Computer 101, 102, 155  
Comunicazione seriale 106, 107  
Controllo del rotore 31  
Controllo dello scorrimento 30  
Convertitore di frequenza, dia-  
gramma semplificato 52  
Coppia 20, 21, 22, 23, 25, 31,  
34, 36, 42, 44, 50, 75, 89,  
90, 91, 92, 94, 113, 114, 118  
Coppia di avviamento 23  
Coppia di carico 50, 51, 90, 94,  
122, 126, 128, 134  
Coppia di stallo 23, 31, 42, 51,  
96, 113, 115, 155  
Coppia nominale 23, 43, 117,  
122, 134  
Coppie di poli 16, 29, 30  
Corrente attiva 39, 40, 87, 90, 88  
Corrente di avviamento 42, 43,  
50  
Corrente reattiva 8, 34, 39, 58,  
86, 90, 114, 125  
Correnti transitorie/sovraten-  
sione 149  
Cortocircuito 70, 126, 156, 157  
Cos  $\phi$  39, 40, 42, 124, 125, 154,  
165

## D

Dati del motore 35, 41, 45, 87,  
121, 122, 159

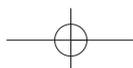


Diagramma equivalente 25, 27,  
28, 86  
Dimensioni del convertitore di  
frequenza 121  
Diodo 54  
Dispersione delle interferenze  
151

**E**

EEPROM 102, 120  
EMC 143, 144, 145  
EPROM 101, 102

**F**

Freno 22, 128  
Freno CC 129  
Frequenza di commutazione  
66, 67, 75, 83, 99, 100, 126,  
139, 147, 152, 153  
Funzionamento 95, 96, 103, 154

**G**

Gate 56, 66, 98  
Generatore 22, 30, 90, 128

**I**

Ingressi e uscite 106  
Interferenze radio 48, 142, 143,  
152, 153, 154  
Interferenze sulla rete 156, 157  
Interruttore di emergenza 139  
Intervallo di funzionamento 22,  
23, 27, 31, 33  
Inversione 105, 109, 130  
Inverter 8, 9, 53, 56, 59, 60, 61,  
62, 63, 64, 66, 67, 69, 70, 71,  
73, 75, 78, 80, 81, 82, 84, 86,  
98, 99, 100, 150, 151  
Isolamento galvanico 139,  
156

**L**

Lavoro 14, 21  
Limite di corrente 83, 96, 97,  
99, 117, 126, 131, 132

**M**

Magnetizzazione 25, 32, 33, 34,  
62, 65, 84, 85, 87, 114, 115  
Magnetizzazione di avviamento  
33  
Magnetizzazione dipendente  
dal carico 34  
Messa a terra 139, 140, 141,  
146, 147, 153  
Messa a terra rinforzata 140  
Microprocessore 98, 101, 104,  
120, 133  
Modifica dei poli 29  
Modifica della frequenza 32  
Modifica della velocità 10, 29,  
159  
Modulazione di Ampiezza degli  
Impulsi (PAM) 64, 68, 81, 82  
Modulazione di Larghezza degli  
Impulsi (PWM) 65, 70, 73  
Momento di inerzia 43, 127,  
128, 159, 160, 161  
Montaggio internazionale 41  
Motore a riluttanza 49, 50, 51  
Motore ad anelli 31  
Motore asincrono 15, 25, 49, 51,  
91, 92, 116  
Motore CC 13, 91, 92  
Motori collegati in parallelo 108  
Motori sincroni 14, 47, 48, 51

**P**  
Perdita di calore 26, 27  
Perdite 23, 24, 25, 32, 58, 66,  
73, 96, 99, 125, 137  
Perdite nel ferro 24  
Perdite nel rame 24  
Perdite per attrito 24, 25  
Perdite per correnti parassite 24  
Perdite per isteresi 24  
Potenza 21  
Principio Danfoss di controllo  
VVC 84  
Principio Danfoss di controllo  
VVC<sup>plus</sup> 86

Principio del generatore 13  
 Principio del motore 13, 14  
 Protezione 15, 36, 97, 99, 128,  
 139, 140, 141, 142,, 150, 154  
 Protezione internazionale 37  
 Protezione supplementare 139,  
 140, 141, 142  
 PWM con controllo sinusoidale  
 65, 71, 85

**R**

Raddrizzatore 52, 53, 54, 55, 57,  
 58, 86, 60, 61, 68, 129, 149  
 Raddrizzatore non controllato  
 53, 55, 57, 58, 129  
 Raffreddamento 15, 40, 99, 134,  
 139, 155  
 Raffreddamento internazionale  
 40  
 RAM 101, 102  
 Rampe 127, 130, 131  
 Rapporto V/f 34, 118, 119  
 Relè di dispersione a corrente  
 141  
 Relè di dispersione a tensione  
 141  
 Relè di protezione 141, 143  
 Rendimento 7, 23, 25, 42, 95,  
 124, 136, 137, 138, 156  
 Resistenza del rotore 27  
 Riferimento della velocità 94,  
 96, 126, 128, 130, 131  
 Riferimento sinusoidale 73  
 Riscaldamento del motore 66,  
 134  
 Ritardo temporale 56  
 Rotore 14,15, 16, 18, 19, 21, 27,  
 28, 30, 31, 47, 49, 50, 51, 86  
 Rotore ad anelli 14  
 Rotore in cortocircuito 18, 25  
 RS 232/422/423/485 108

**S**

Scorrimento 20, 27, 30, 42, 116  
 Screening 153  
 Segnale di controllo 56, 98, 102,

103, 105, 109  
 Segnali di comando analogici  
 102, 103  
 Segnali di comando digitali 102  
 Segnali di stato 109  
 Sensore termico 139  
 Sequenza di fase 130  
 SFAVM 75, 76, 78, 79, 80, 86  
 Sotto-magnetizzazione 25

**T**

Targa dati 23, 35, 41, 42  
 Tensione delta 65, 71, 72, 74  
 Tensione dello statore 30, 75  
 Tensione di uscita 55, 62, 66,  
 68, 69, 71, 72, 73, 75, 77, 78,  
 82, 84, 85, 90, 100, 114, 115,  
 117, 147, 152  
 Tipi di carico 44  
 Tipi di protezione 139  
 Tipi di raffreddamento 40  
 Tiristore 56, 57  
 Transistore IGBT 67, 98  
 Transistori 62, 65, 66, 67  
 Trasformatore 141, 142

**V**

Varistore 140  
 Velocità 8, 10, 11, 12, 16, 20, 21,  
 22  
 Velocità angolare 18, 78, 86  
 Velocità sincrona 16, 20, 22, 31,  
 42, 50  
 Ventilazione forzata 134

