

Azionamenti elettrici di elevata potenza per applicazioni nella propulsione navale

Indice

INTRODUZIONE

- Sistema di potenza integrato e propulsione elettrica
- Tipologie di propulsione elettrica per navi
- Configurazioni
- Tipologie di motori elettrici per la propulsione navale
- Generazione e distribuzione - Sistema di potenza integrato

1. VANTAGGI OTTENIBILI DALL'IMPIEGO DELLA PROPULSIONE ELETTRICA

- 1.1 Flessibilità di progettazione
- 1.2 Riduzione dei consumi - Alcuni esempi delle possibilità offerte dall'impiego della propulsione elettrica.

2. MOTORI ELETTRICI PER LA PROPULSIONE NAVALE

- 2.1 Motore asincrono
 - 2.1.1 Caratteristiche e peculiarità del motore asincrono
 - 2.1.2 Riduzione del rumore acustico
 - 2.1.3 Conclusioni sul motore asincrono
- 2.2 Motore sincrono
 - 2.2.1 Tipologie
 - 2.2.2 Progressi tecnologici
 - 2.2.3 Conclusioni sul motore sincrono
- 2.3 Motore sincrono con superconduttori ad alta temperatura
 - 2.3.1 Generalità sui superconduttori
 - 2.3.2 Superconduttori a bassa temperatura (LTS)
 - 2.3.3 Superconduttori ad alta temperatura (HTS)
 - 2.3.4 Caratteristiche costruttive dei motori sincroni ad HTS
 - 2.3.5 Prestazioni dedotte da un modello
 - 2.3.6 Conclusioni
- 2.4 Macchina omopolare in continua
 - 2.4.1 Cenni sul principio di funzionamento
 - 2.4.2 Vantaggi offerti dalla macchina omopolare in continua a superconduttori
 - 2.4.3 Prospettive di sviluppo
 - 2.4.4 Confronto con un motore asincrono
 - 2.4.5 Conclusioni sul motore omopolare
- 2.5 Conclusioni

3. CONVERTITORI PER AZIONAMENTI DI PROPULSIONE NAVALE

3.1 Generalità

3.2 Sistemi di propulsione in alternata con elica a passo variabile

3.3 Azionamenti in continua con elica a passo fisso

3.3.1 Caratteristiche peculiari

3.4 Convertitori di frequenza

3.4.1 Azionamenti a velocità variabile con cicloconvertitore

3.4.2 Azionamenti a velocità variabile con sincroconvertitore

3.4.3 Azionamenti a velocità variabile con inverter a tensione impressa (VSI)

3.5 Confronto tra le tipologie di convertitori presentate

3.6 Convertitori multilivello a cascata (CMCL)

4. CONFRONTO TRA VSI e CSI IN UN AZIONAMENTO ELETTRICO DI ELEVATA POTENZA CON MOTORE SINCRONO MULTIFASE

4.1 Descrizione del sistema in esame

4.1.1 Configurazioni di azionamenti a LCI multipli

4.1.2 Configurazioni di azionamenti a VSI multipli

4.1.3 Osservazioni generali sul confronto

4.2 Analisi e risultati della simulazione

4.2.1 Superiorità del VSI per l'elevato numero di gradini della tensione in uscita

4.2.2 Possibili aspetti critici degli azionamenti a VSI

4.2.3 Caratteristiche elettriche lato rete

4.2.4 Tecniche per il miglioramento delle prestazioni dei CSI

4.2.5 Conclusioni sul confronto

CONCLUSIONE

INTRODUZIONE

- Sistema di potenza integrato e propulsione elettrica

I sistemi meccanici hanno dominato nel campo della propulsione navale durante tutto il corso del secolo passato. Negli ultimi 15 anni si stanno affiancando con sempre maggiore successo sistemi di propulsione basati sull'impiego di motori elettrici e di un sistema elettrico integrato. Il principio fondamentale che sta alla base di un sistema elettrico integrato consiste nella condivisione degli stessi generatori elettrici da parte dei motori di propulsione e degli altri servizi che richiedono energia elettrica. La possibilità di usare lo stesso motore primo per fornire potenza a tutte le utenze della nave (compresa la propulsione) comporta la possibilità di ridurre il numero di motori primi installati e del loro equipaggiamento. Ne deriva inoltre una flessibilità di gestione che si traduce in risparmio di carburante, riduzione dei costi di manutenzione e aumento dell'affidabilità del sistema nel suo complesso.³

L'impiego di motori elettrici nella propulsione navale non è del resto un qualcosa di nuovo, infatti alcuni esempi risalgono già ai primi del '900 con applicazioni sia militari che civili. Nel giro di poco tempo però tale sistema fu abbandonato poiché si rivelava inefficiente rispetto ai sistemi puramente meccanici, sui quali si erano registrati notevoli progressi.

Fu negli anni 80, grazie allo sviluppo dell'elettronica di potenza e alla disponibilità di azionamenti elettrici in alternata di elevata potenza, che l'interesse per la propulsione elettrica iniziò a rifiorire con soluzioni adatte a navi da crociera, mercantili e posa cavi.

- Tipologie di propulsione elettrica per navi

Uno dei più importanti aspetti da tenere in considerazione nel progetto di una nuova nave è il tipo di sistema propulsivo. Utilizzando un motore elettrico per la propulsione, i costruttori non sono più vincolati al posizionamento in linea del cambio riduttore e dell'albero [1]. Grazie ad un'appropriata selezione del motore infatti la propulsione elettrica può rendere superfluo l'utilizzo di un cambio meccanico e ridurre sensibilmente la lunghezza dell'albero o addirittura consentirne l'eliminazione.

- Configurazioni

Sono principalmente due i tipi di configurazione che trovano impiego nella propulsione elettrica navale.

Il primo metodo è detto "interno allo scafo" ("in hull propulsion") e si compone di un motore elettrico interno allo scafo e di un albero similmente a quanto si trova nei tradizionali sistemi propulsivi meccanici. La coppia motrice è trasferita all'elica a mezzo dell'albero che si estende dal motore fino all'elica stessa attraversando lo scafo dall'interno all'esterno. Questa soluzione richiede la presenza di componenti aggiuntivi quali opportuni sostegni per l'albero, il foro di attraversamento nella parte posteriore dello scafo, i sistemi di tenuta, e il timone per il controllo della traiettoria. Sebbene questo metodo comporti la presenza di un albero, l'assenza del cambio meccanico consente una notevole riduzione della lunghezza e del peso della linea di trasmissione [2].

Il secondo metodo è detto "a baccello" ("podded propulsion") ed è disponibile in due varianti. Può essere costituito da un complesso motore-elica connessi direttamente, posto all'esterno dello scafo, con il motore alloggiato all'interno di un apposito involucro stagno. Alternativamente l'elica si trova alloggiata in un condotto tubolare esterno allo scafo atto a convogliare il flusso d'acqua da

essa prodotto e connessa ad un motore elettrico posto all'interno dello scafo tramite un opportuno sistema di trasmissione (“azimuthing thruster”). Entrambe le varianti consentono l'eliminazione del timone poiché la traiettoria può essere efficacemente controllata ruotando il pod e cambiando quindi la direzione della spinta propulsiva [2].

- Tipologie di motori elettrici per la propulsione navale [2]

Sono attualmente allo studio e in fase di sviluppo diversi tipi di motori elettrici. In questo lavoro saranno presi in considerazione i motori asincroni, i motori sincroni a magnete permanente e i motori che utilizzano superconduttori ad alta temperatura, alimentati in alternata o in continua.

I motori asincroni offrono una struttura robusta e dispongono di un'elevata densità di potenza.

I motori sincroni a magnete permanente dispongono di maggiore densità di potenza rispetto agli asincroni delle stesse dimensioni e risultano essere acusticamente più silenziosi. Verranno discussi 3 tipi di motori sincroni a magnete permanente e precisamente quello a flusso assiale, a flusso radiale e a flusso trasverso.

I motori sincroni che impiegano superconduttori ad alta temperatura sono caratterizzati da una significativa riduzione dei volumi rispetto alle corrispondenti macchine tradizionali. Ciò è reso possibile dall'elevata densità di corrente che i superconduttori ad alta temperatura sono in grado di ammettere rispetto ai tradizionali conduttori in rame. Lo svantaggio di tale tecnologia risiede nella necessità di dover mantenere gli avvolgimenti a temperature molto basse durante il funzionamento.

Nei motori in continua i superconduttori ad alta temperatura possono essere utilizzati nella costruzione degli avvolgimenti di rotore.

- Generazione e distribuzione - Sistema di potenza integrato [2]

Le navi con sistema elettrico non integrato sono equipaggiate con generatori elettrici dedicati alla produzione della potenza elettrica propulsiva e di altri generatori dedicati alla produzione della potenza elettrica destinata ad altri usi (climatizzazione cabine, armamenti, servizi ausiliari di bordo, ecc).

Se invece il sistema elettrico della nave è di tipo integrato (IPS) un'unica rete provvede a distribuire la potenza elettrica dedicata alla propulsione e ai servizi ausiliari. Il sistema elettrico integrato a bordo di una moderna nave è un sistema decisamente complesso e comprende apparecchiature molto diverse (motori, convertitori, controllori, generatori, apparati impiantistici, ecc.). La topologia di tale rete può essere rapidamente riconfigurata al fine di assicurare in caso di emergenza il necessario apporto di potenza elettrica alle utenze fondamentali della nave (questa caratteristica risulta di grande interesse nel caso di applicazioni militari). Come già detto, è possibile ottenere in questo modo una riduzione del numero di generatori e allo stesso tempo un sistema elettrico che presenta un più elevato grado di ridondanza a vantaggio dell'affidabilità.

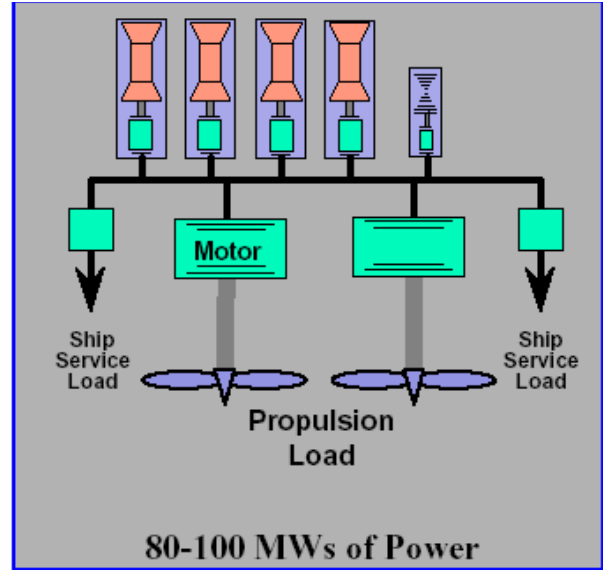
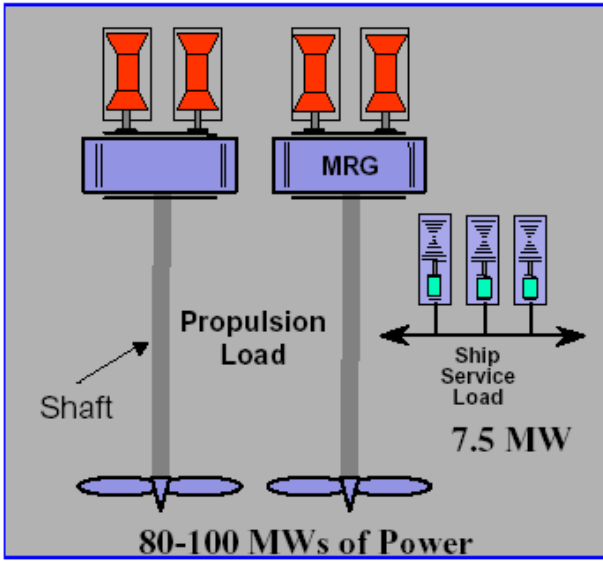


Figura 1 : sistema elettrico non integrato (a sinistra); sistema elettrico integrato (a destra)

CAPITOLO 1

VANTAGGI OTTENIBILI DALL'IMPIEGO DELLA PROPULSIONE ELETTRICA

I sistemi di propulsione elettrica navale, costituiti da un azionamento elettrico in sostituzione (configurazione “all electric”) o ad integrazione funzionale (propulsione ibrida) dei tradizionali motori diesel marini trovano sempre maggior spazio e diffusione, sia sulle grandi navi (navi da crociera, traghetti, navi oil&gas, navi posacavi/tubi, navi militari, ecc.) che sulle unità da diporto (grandi yacht in acciaio, ma anche imbarcazioni più piccole, quali yacht, imbarcazioni per acque interne e barche a vela). Nel primo caso l'impianto elettrico di bordo viene completamente rivisitato e diviene integrato (c.d. IPS: Integrated Power System): esso racchiude la centrale elettrica di bordo, basata su un set di generatori connessi ad una sbarra principale dalla quale vengono alimentati, direttamente oppure tramite trasformatori o convertitori, tutti i carichi di bordo, inclusi gli azionamenti di propulsione. I vantaggi offerti dall'adozione di tale architettura sono evidenti: le migliori dinamiche dei motori elettrici rispetto ai diesel, la possibilità di collocare pesi ed ingombri in modo più razionale, la riduzione di fumi e consumi, la riduzione delle vibrazioni, la possibilità di utilizzare POD rotanti fuoribordo in sostituzione dei tradizionali timoni, l'alto grado di automazione.

Accanto alla configurazione “all electric”, soprattutto per unità di dimensioni ridotte, si sta assistendo all'introduzione di sistemi di propulsione ibrida, da utilizzarsi grazie a sistemi di accumulo (batterie, celle a combustibile) per effettuare andature a velocità ridotte, ingressi ed uscite da aree portuali, navigazioni a emissioni ridotte (o nulle) all'interno di aree ambientali protette, ecc. [3].

1.1 Flessibilità di progettazione

Nelle grandi imbarcazioni dotate di sistema propulsivo meccanico le dimensioni e i pesi dei componenti della linea di trasmissione sono così elevati da condizionare tutto il resto del progetto.

Si potrebbe dire che la nave è progettata intorno al suo sistema propulsivo. Tali ingombri rappresentano certamente un ostacolo alla progettazione di un efficace sistema di carico e scarico e limitano la quantità di merci trasportabili o il numero dei passeggeri a bordo [1].

Il passaggio alla propulsione elettrica comporta una semplificazione del sistema di trasmissione che si traduce in un guadagno di spazi utili e in una più efficace distribuzione dei pesi. Ad esempio, i generatori e i motori primi possono essere collocati nella posizione centrale dello scafo mentre i motori elettrici per la propulsione possono essere spostati più verso poppa grazie alla riduzione della lunghezza della trasmissione, che nel caso di adozione dei Pods è ridotta a zero [1].

1.2 Riduzione dei consumi - Alcuni esempi delle possibilità offerte dall'impiego della propulsione elettrica [4]

La maggior parte degli armatori e degli esperti nel campo della navigazione considera la riduzione dei consumi di carburante uno dei più importanti vantaggi della propulsione elettrica. Se da un lato è chiaro che lo sviluppo della tecnologia possa migliorare l'efficienza, dall'altro potrebbe risultare meno evidente come ciò possa avvenire nel caso di una propulsione elettrica navale nella quale si ha, rispetto ad un sistema di propulsione tradizionale, l'aggiunta di un generatore e di un motore elettrico tra il motore primo (p.e. Diesel) e l'elica. Tali componenti aggiuntivi costituiscono una fonte sicura di perdite dal momento che l'energia cinetica messa a disposizione dal motore primo

(che nei sistemi di propulsione tradizionale è trasmessa direttamente all'elica tramite un cambio meccanico) viene prima convertita in energia elettrica dal generatore e poi nuovamente in energia cinetica dal motore elettrico che in molti casi è direttamente connesso all'elica tramite l'albero di trasmissione, senza cambio meccanico. Se è vero che l'eliminazione del cambio meccanico può portare dei benefici in termini di efficienza (perdite cambio meccanico 3 % - 5%) è altrettanto sicuro che tale risparmio energetico viene superato dalle perdite che le due ulteriori conversioni di energia introducono nella linea di trasmissione (rendimento motori elettrici 72% - 98%; rendimento generatori 84% - 97%; rendimento del sistema generatore–motore elettrico 60% - 95%; perdite del sistema generatore–motore elettrico 40% - 5%). Da questa considerazione si comprende come un miglioramento dell'efficienza non sia una caratteristica intrinseca del sistema di propulsione elettrica ma sia piuttosto la conseguenza di una maggiore flessibilità che rende il sistema più adattabile alle diverse condizioni di carico mediante una controllabilità più efficace rispetto al caso di una propulsione tradizionale. E' inoltre assolutamente necessario operare la scelta corretta del generatore e del motore elettrico, i quali devono assicurare un elevato rendimento sull'intero campo di variazione della velocità ed in tutte le possibili condizioni di carico.

Il concetto principale su cui si basa il miglioramento dell'efficienza risiede nel fatto che la potenza richiesta dall'elica è “disaccoppiata” dalla velocità di rotazione del motore primo (p.e. un motore Diesel). Questo fatto comporta una migliore capacità di autoregolazione da parte del sistema propulsivo per far fronte a condizioni di carico variabili rispetto a sistemi tradizionali. Infatti durante la navigazione le condizioni di carico variano più o meno velocemente in funzione, ad esempio, della quantità di materiale o passeggeri trasportati, delle condizioni del vento e delle maree; queste ultime, come le condizioni climatiche in generale nell'ambiente marino, sono suscettibili di cambiamenti anche molto repentini.

Per riportare un esempio possiamo considerare il caso di un'imbarcazione equipaggiata con un motore Diesel in grado di sviluppare circa 47 Kw a 2600 giri/min, del quale è riportata in figura 1.1 la curva potenza-velocità (“M”); lo stesso grafico mostra il carico che può essere trasmesso da un'elica connessa al motore (“P”). Inoltre esso mostra la potenza che può essere sviluppata a varie velocità del motore per un fissato consumo di carburante (linee tratteggiate).

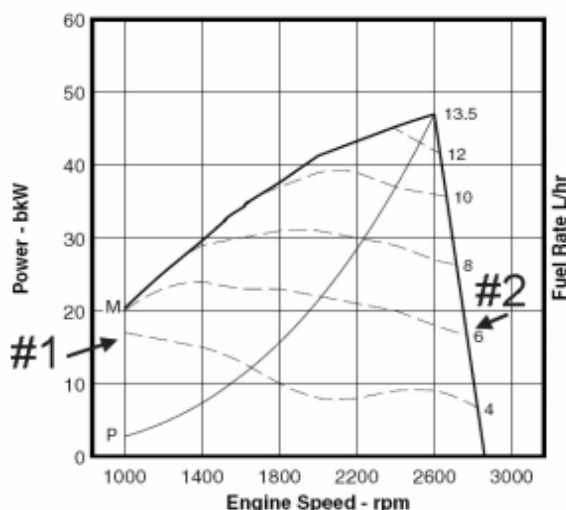


Figura 1.1: curva potenza-velocità del motore (“M”); curva potenza-velocità trasmessa dall'elica (“P”); curve a consumo costante (tratteggiate)

In un primo caso supponiamo che l'imbarcazione sia dotata di un sistema propulsivo tradizionale nel quale il carico è direttamente connesso al motore Diesel e che la velocità di quest'ultimo sia mantenuta costante a 2600 giri/minuto. Supponiamo che tale carico vari ciclicamente in quanto lo scafo della barca si trova ciclicamente a dover affrontare il fronte di salita di un'onda e successivamente a discendere dalla cresta. Nella fase di "scalata" del fronte d'onda il carico sull'elica è massimo, cioè 47 Kw, e il consumo di carburante si attesta a 13.5 litri/ora; nella fase di discesa (surfing) il carico è significativamente ridotto, ipotizziamo per esempio a 17 Kw, e il consumo si attesta a 6 litri/ora (punto #2 in figura). Assumendo che il motore abbia carico massimo per il 50% del tempo e carico ridotto per il rimanente 50%, il consumo medio di carburante risulta essere di 9.75 litri/ora.

Come secondo caso supponiamo che l'imbarcazione sia equipaggiata con un sistema di propulsione Diesel-elettrico. La velocità di rotazione dell'elica risulta, in questa situazione, svincolata dalla velocità di rotazione del Diesel cosicchè quando lo scafo si trova nella fase di "surfing" e il carico sull'elica è ridotto a 17 Kw, è possibile, tramite un opportuno controllo dell'azionamento elettrico, ridurre la velocità del Diesel (punto #1 in figura) mantenendo inalterata la velocità dell'elica. A tale velocità ridotta il funzionamento del Diesel è più efficiente e il consumo cala a 4 litri/ora. Terminata la fase di discesa lo scafo si trova a dover risalire un altro fronte d'onda, l'elica viene nuovamente caricata al massimo e il motore Diesel accelera per fornire la potenza massima riportandosi ai 2600 giri/minuto con un consumo di 13,5 litri/ora.

Adottando tale sistema il consumo medio di carburante scende a 8,75 litri/ora con un risparmio del 10%. Questo esempio mostra come adattando automaticamente il regime di funzionamento del generatore Diesel si possano sfruttare dei regimi di funzionamento caratterizzati da efficienza più elevata pur mantenendo costante la velocità dell'elica.

Un'altra possibilità offerta da una propulsione elettrica è quella di assegnare la produzione dell'energia necessaria al motore finale (elettrico) non ad un singolo generatore ma a più d'uno. Ciascun generatore alimenta un'unica sbarra, quindi un numero variabile di generatori può essere utilizzato per fornire la potenza richiesta dall'elica. Maggiore è il numero dei generatori installati, maggiore è la possibilità di ridurre i consumi. Per vedere meglio come ciò avvenga confrontiamo le prestazioni di due imbarcazioni Diesel-elettriche operanti ciascuna in due diverse condizioni di carico (40 Kw e 80 Kw). Una di esse è equipaggiata con due gruppi generatori Diesel da 47 Kw ciascuno, l'altra con un solo gruppo da 93 Kw dello stesso produttore. Di essi sono inoltre riportati i grafici delle caratteristiche potenza-velocità.

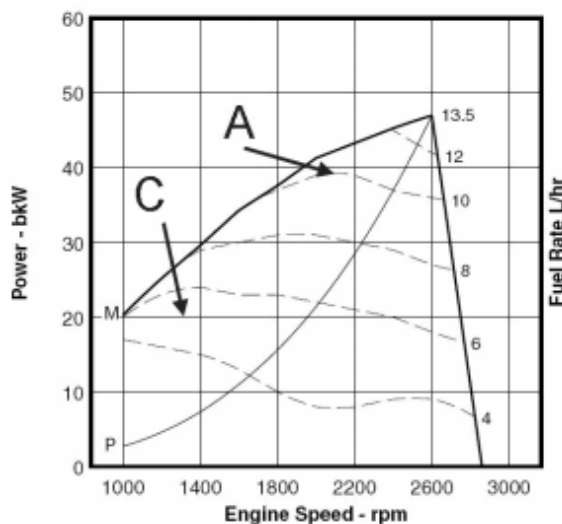


Figura 1.2: diagramma potenza - velocità del motore Diesel da 47 Kw

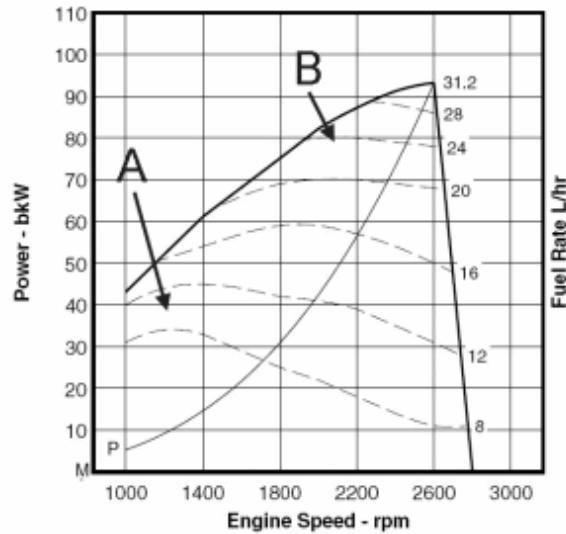


Figura 1.3: diagramma potenza - velocità del motore Diesel da 93 Kw

In questi 2 grafici il punto A indica la velocità ottimale e il consumo di carburante per ciascun motore nel caso in cui il carico applicato sia di 40 Kw. In questa situazione sia il motore Diesel da 40 Kw sia quello da 80 Kw consumano 10 litri/ora di carburante. Sull'imbarcazione dotata di due gruppi generatori vi è la possibilità di farli funzionare entrambi a 20 Kw (carico ripartito) oppure di farne funzionare uno solo a 40 Kw (carico intero) ma in entrambi i casi il consumo di carburante rimane invariato (i due gruppi funzionanti a 20 Kw consumano 5 litri/ora ciascuno).

Se la richiesta di potenza è invece di 80 Kw, sull'imbarcazione con due generatori il carico risulterà per forza ripartito. Ciascuno di essi erogherà 40 Kw funzionando al punto A del primo grafico e il consumo corrispondente di carburante sarà di 10 litri/ora per ciascuno, 20 litri/ora in totale. Per l'altra imbarcazione l'unico generatore invece funzionerà al punto B del secondo grafico e il consumo di carburante sarà di 24 litri/ora.

Si deduce quindi che avere a disposizione vari generatori significa poter ripartire il carico su di essi affinché ciascuno si trovi a lavorare nella situazione ottimale, a efficienza più elevata.

In questo caso l'imbarcazione con 2 generatori mantiene la stessa efficienza a 20 Kw, 40 Kw, 80 Kw (il consumo cresce linearmente col carico), mentre in quella con un solo generatore si riscontra un calo di prestazioni in termini di consumo a carichi elevati. In particolare a 80 Kw l'imbarcazione con un solo gruppo generatore consuma il 20% in più di quella con due gruppi.

La maggiore flessibilità di una propulsione elettrica permette di poter ottenere, quando richiesto, la massima potenza all'elica anche ad un basso numero di giri ed in generale di poter caricare al massimo il motore primo in tutte le condizioni operative. Questa possibilità consente l'utilizzo di eliche con diametro maggiorato rispetto a quelle usate convenzionalmente, le quali presentano una maggiore efficienza e consentono di risparmiare fino al 7% sui consumi di carburante.

Con riferimento al grafico qui sotto, l'utilizzo di un'elica con diametro maggiore comporta uno spostamento verso l'alto della curva dell'elica (indicata con la freccia), rispetto a quella dell'elica tradizionale (indicata con "P"). Nel grafico sono anche riportati gli andamenti della curva di potenza e delle curve a consumo costante (tratteggiate) del motore Diesel che trascina il generatore. I punti "B" di intersezione tra le linee tratteggiate (curve a consumo costante) e la curva dell'elica con diametro maggiorato definiscono le combinazioni tra velocità e carico del motore per le quali si verifica il funzionamento a massima efficienza del motore stesso. Tali punti di funzionamento possono essere sfruttati anche da un sistema di propulsione tradizionale (meccanico) con la

limitazione però di non poter sfruttare la potenza massima (47 Kw nell'esempio). Il motore infatti non potrebbe superare la velocità del punto "A" in quanto risulterebbe sovraccaricato e la potenza massima erogabile non potrebbe superare i 42 Kw. Utilizzando la propulsione Diesel-elettrica invece la potenza massima può essere sfruttata in quanto la velocità del motore primo, essendo svincolata da quella dell'elica, può essere incrementata fino al valore di potenza massima. Il motore primo risulta così poter venire sottoposto al massimo carico a tutti i regimi di funzionamento.

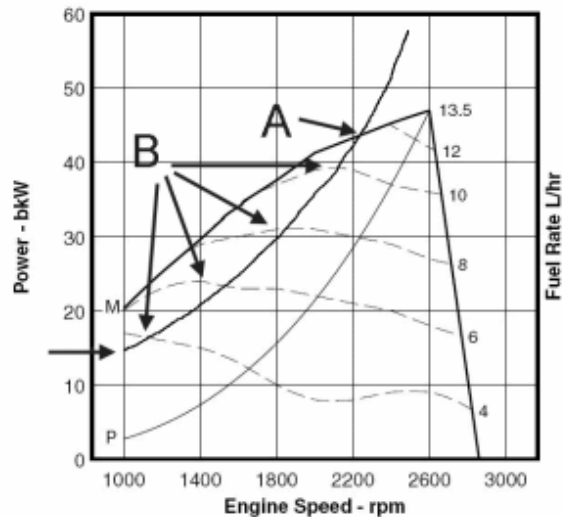


Figura 1.4: curva potenza-velocità trasmessa dall'elica con diametro maggiorato (-->)

Utilizzando il grafico, a parità di potenza trasmessa all'elica, il confronto tra i valori dei consumi ottenuti con l'elica a maggiore efficienza e con l'elica originale mostra un risparmio di carburante a regimi bassi e medi che si aggira sul 13%.

Ciò che si può dire riassumendo è che il risparmio non è una caratteristica intrinseca del sistema di propulsione elettrica ma è un aspetto che dovrebbe far parte di un sistema ben progettato nel suo complesso. Tale complesso deve comprendere componenti sufficientemente ottimizzati a livello di efficienza. Tra questi, in particolare:

1. Sistema di controllo, motore, generatore con un'elevata efficienza su un ampio regime di funzionamento.
2. Un sistema propulsivo con motore in presa diretta sull'elica per evitare le tipiche perdite di trasmissione e dei cambi riduttori (3% - 5%).
3. Generatore a velocità variabile in grado di permettere alla velocità e alla potenza in uscita dal motore primo di seguire strettamente il carico elettrico istantaneo.
4. Un'elica ottimizzata per la propulsione elettrica.
5. Un'eventuale suddivisione della potenza elettrica prodotta in più unità di generazione.

Gli esempi presentati, nelle condizioni semplificate considerate, hanno mostrato:

1. Un 10% di risparmio di carburante ottenuto permettendo al motore primo di variare la propria velocità con il carico applicato al generatore; ciò elimina parte delle inefficienze dovute ad un funzionamento intermittente con velocità elevata e carico basso.
2. Un 7% di risparmio di carburante derivante dall'uso di eliche più grandi e più efficienti rispetto a quelle utilizzabili nei sistemi convenzionali.

3. Un 13% di risparmio di carburante ottenuto avvicinando i valori della potenza fornita dal motore primo ai valori della potenza effettivamente richiesta dall'elica; spostando cioè il carico del motore su di un punto di lavoro ottimale della sua curva di potenza, all'interno di un ampio intervallo di velocità e condizioni di carico.

4. Un ulteriore 20% di risparmio di carburante ottenuto in alcune condizioni di carico nel caso in cui siano installati più generatori.

Il conseguente risparmio di carburante arriverebbe così, in linea teorica, ad oscillare tra il 30% ed il 50%. Nella pratica secondo alcune stime riguardanti applicazioni militari il risparmio si attesterebbe intorno ad un 25% - 30% [1] [5]. Tali valori sono significativamente più grandi delle perdite introdotte dall'impiego di un sistema di propulsione elettrica con un'efficienza ragionevole.

L'aumento di efficienza e la riduzione dei consumi rispetto ad un sistema propulsivo tradizionale varieranno con le condizioni ambientali e con il tipo di utilizzo dell'imbarcazione.

CAPITOLO 2

MOTORI ELETTRICI PER LA PROPUSIONE NAVALE

2.1 motore asincrono

I motori asincroni sono le macchine elettriche rotanti più diffuse in assoluto.

Il largo impiego nell'industria e in molte altre applicazioni si basa sul basso costo di realizzazione e sulle intrinseche doti di robustezza e semplicità. Queste caratteristiche ed in particolare l'affidabilità che ne deriva lo rendono una macchina adatta all'applicazione navale. Dei due tipi di motori asincroni, quello con rotore a gabbia di scoiattolo e quello con rotore avvolto, è il primo a risultare più interessante per la propulsione navale poiché il secondo, a causa delle maggiori dimensioni, risulta poco adatto a questa applicazione [2] e pertanto non sarà considerato nello svolgimento di questa trattazione.

Nelle applicazioni ove sia richiesto un alto valore della coppia a basse velocità di rotazione il funzionamento del motore asincrono può essere ottimizzato aumentando la densità di potenza senza penalizzare altre caratteristiche. Una misura della densità di potenza per questo tipo di macchina è data dallo sforzo tangenziale nella zona del traferro (AGSS, Air Gap Shear Stress) che ha le dimensioni di forza per unità di superficie [N/m²]. Tale parametro indica la densità di forza utile per produrre la coppia e dipende dalle dimensioni geometriche della macchina secondo la formula:

$$\sigma_g = \frac{\tau}{2\pi r_r^2 l_r}$$

Dove σ_g è l'AGSS, τ è la coppia sviluppata dal motore, r_r è il raggio del rotore e l_r è la lunghezza del rotore. Un aumento dell'AGSS si può ottenere da un miglioramento dell'interazione elettromagnetica tra statore e rotore [2]. La tabella sottoriportata fornisce un confronto sui valori dell'AGSS per vari tipi di motore. La terz'ultima voce fornisce il valore dell'AGSS relativo ad un motore asincrono ottimizzato per applicazioni navali (si tratta dell' "Advanced Induction Motor" della Alstom Corporation) che, come si può notare, si avvicina a quello di un motore sincrono a magneti permanenti, il quale sarà descritto nel seguito.

Motor	Airgap Shear Stress (kNm⁻²)
Standard large industrial induction motor	13
High performance industrial 1500 rpm induction motor	35
Low speed mill motor (origins of the AIM) (1992)	45
IPS Motor for US Navy, 19 MW at 150 rpm, (1997)	76
Current AIM design, 20 MW at 180 rpm, (2002)	100
Permanent Magnet Motor	120
High Temperature Superconducting Motor, 25 MW at 120 rpm	340

Illustrazione 1: sforzo tangenziale nella zona del traferro (AGSS)

2.1.1 Caratteristiche e peculiarità del motore asincrono

- Comportamento in condizioni di funzionamento gravose.

Il motore asincrono è intrinsecamente una macchina robusta. Il rotore a gabbia è di semplice costruzione e può essere realizzato utilizzando rigide barre di rame come conduttori. Tali conduttori possono essere alloggiati senza isolamento all'interno di opportune cave ricavate nel ferro di rotore. Questa semplicità costruttiva lo rende particolarmente adatto a sopportare le gravose condizioni di funzionamento tipiche della propulsione navale [2].

- Costi

La semplicità e la robustezza intrinseca del motore asincrono con rotore a gabbia di scoiattolo lo rendono meno costoso rispetto ad una corrispondente macchina sincrona a magneti permanenti. Rispetto a quest'ultima il motore asincrono con rotore a gabbia può costare circa un 15% in meno [2].

- Dimensioni e peso

Il motore asincrono con rotore a gabbia ha più o meno le stesse dimensioni e lo stesso peso di un equivalente motore sincrono a magneti permanenti. Una macchina asincrona da 20 MW (AIM) occupa circa 18 m³ pesa circa 70 tonnellate mentre un'equivalente sincrona a magneti permanenti (Jeumont a flusso assiale) occupa circa 17 m³ e ha un peso che si aggira sulle 65 tonnellate [2].

2.1.2 Riduzione del rumore acustico

La rumorosità è ovviamente un aspetto importante in quanto si riflette direttamente sul comfort durante la navigazione. È quindi fondamentale tenere conto di questo fattore nella scelta del motore specialmente nel caso di imbarcazioni dedicate al trasporto di passeggeri come, ad esempio le navi da crociera. È altrettanto importante nel caso delle navi da guerra in quanto la rilevabilità della presenza di una nave da parte delle forze nemiche è strettamente legata alla sua emissione di onde sonore.

Un motore asincrono standard non è normalmente indicato per applicazioni ove sia richiesto un basso livello di emissioni acustiche dal momento che la presenza di uno statore scanalato (per la presenza delle cave) e di un rotore separato dallo statore da un sottile traferro comporta il manifestarsi di intense forze sui denti delle suddette scanalature e di conseguenza un elevato rumore acustico [2]. È possibile ridurre il rumore per mezzo di una scelta appropriata del numero di cave di statore e di rotore (nel caso questo sia di tipo avvolto), del numero di poli e di fasi. In questa maniera si riducono il numero e le ampiezze delle componenti armoniche forzanti. Ulteriore riduzione del rumore si può ottenere dal perfezionamento della struttura e dell'assemblaggio [2].

Per quanto riguarda la propulsione navale, in condizioni di funzionamento a regime costante, la potenza richiesta dall'elica è proporzionale al cubo della velocità. Dal momento che il funzionamento di una nave si svolge per molto tempo a velocità inferiore rispetto a quella nominale, tenendo conto del legame cubico tra potenza e velocità dell'elica, si può ottenere a regime ridotto un sensibile abbassamento del rumore. Inoltre in questa situazione è possibile ridurre la portata dell'aria di raffreddamento abbassando ulteriormente le emissioni acustiche [2]. Un altro fattore molto importante nella riduzione del rumore è il tipo di convertitore statico impiegato nell'azionamento; di ciò si discuterà nel seguito.

2.1.3 Conclusioni sul motore asincrono

Un motore asincrono ottimizzato per avere elevata densità di potenza è un candidato ideale per la propulsione navale. Questo in particolare grazie al ridotto ingombro che nelle applicazioni navali è un fattore particolarmente importante. Un'alternativa molto interessante è rappresentata dal motore sincrono a magneti permanenti (PMSM) il quale offre caratteristiche vantaggiose rispetto al convenzionale motore sincrono con rotore avvolto.

2.2 Motore sincrono

I motori sincroni sono diffusamente utilizzati come propulsori per navi mercantili, grandi rimorchiatori e navi da crociera. Vengono utilizzati in entrambe le versioni, quella con avvolgimento di campo sul rotore (FWSM) e quella con rotore a magneti permanenti (PMSM). Il motore sincrono a magneti permanenti è riguardato con grande interesse come propulsore navale grazie alle doti di elevata densità di potenza e silenziosità. Non essendo presente l'avvolgimento di eccitazione, risultano anche ridotte le perdite nel rame con conseguente aumento di efficienza. A causa del maggiore ingombro il motore sincrono con avvolgimento di campo sul rotore risulta meno attraente e addirittura inadatto per alcune applicazioni navali come ad esempio quelle del settore militare [2]. Per questo motivo tale tipologia non verrà esaminata in questa trattazione.

2.2.1 Tipologie

A seconda della direzione del flusso magnetico si possono distinguere tre diverse classi di macchine sincrone. Esse vengono descritte qui di seguito.

- Motore sincrono a flusso assiale.

È costituito da un rotore cilindrico a magneti permanente che ruota all'interno di uno statore cilindrico. La direzione del flusso è parallela a quella dell'albero. Una caratteristica che lo distingue è quella di presentare valori elevati della densità di potenza e della coppia. Valori più alti della densità di potenza vengono ottenuti raddoppiando il numero dei traferri in un dato volume (macchina con 2 statori coassiali) [2]. Grazie a questa possibilità il motore a magneti permanenti risulta molto più leggero di un equivalente con avvolgimento di campo [2]. Un altro vantaggio è offerto dalla costruzione modulare, con la quale cioè possono essere affiancati più rotor e statori, venendo così a formare una macchina multistadio. La figura che segue mostra la struttura di un semplice motore a flusso assiale. In essa si può notare che la dimensione assiale degli avvolgimenti di statore è molto ridotta, così come la conseguente lunghezza della macchina [2].

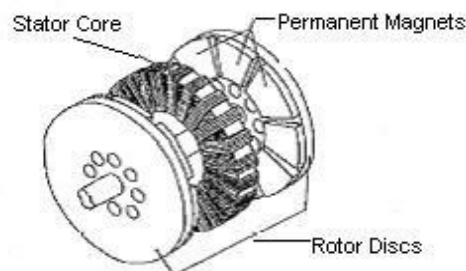


Figura 2.1: struttura di una semplice macchina sincrona a flusso assiale

Nella figura successiva è riportata la struttura di una macchina a flusso assiale suddivisa in quattro stadi [2]. Si può notare l'architettura modulare ottenibile con questo tipo di macchina.

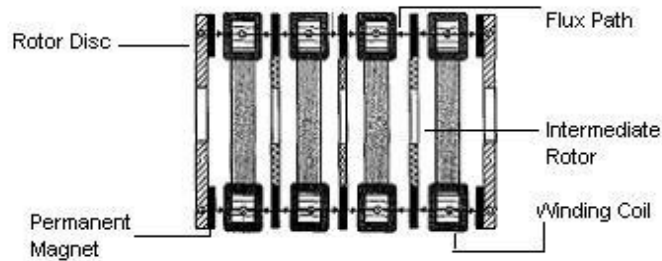


Figura 2.2: sezione trasversale di una macchina asincrona a flusso assiale a 4 stadi

- Motore sincrono a flusso radiale.

La direzione radiale del flusso rappresenta la soluzione più tradizionale nelle macchine elettriche rotanti. Il motore sincrono a flusso radiale è costituito da uno statore e un rotore entrambi di forma cilindrica. Il flusso ha la direzione dei raggi di tali cilindri. Nella figura che segue è presentata una grossa macchina sincrona con avvolgimento di eccitazione sul rotore (a poli sporgenti) ed eccitatrice coassiale [2].

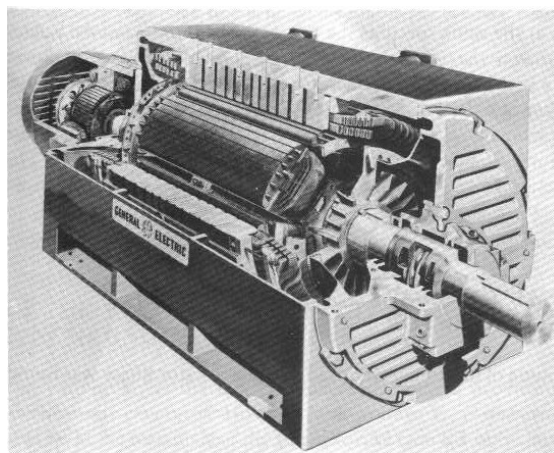


Figura 2.3: grande macchina sincrona

- Motore sincrono a flusso trasverso.

Il principio di funzionamento è illustrato nella figura sottoriportata. Esso si compone di un anello che comprende i magneti permanenti (rotor), il quale ruota tra due anelli che costituiscono gli avvolgimenti di statore (winding) e che si sviluppano coassiali all'anello di rotore. Il flusso prodotto da tali avvolgimenti attraversa l'anello di rotore tramite una serie di espansioni di statore (stator hoops). La figura mostra chiaramente i magneti N-S disposti sulla periferia dell'anello di rotore [2].

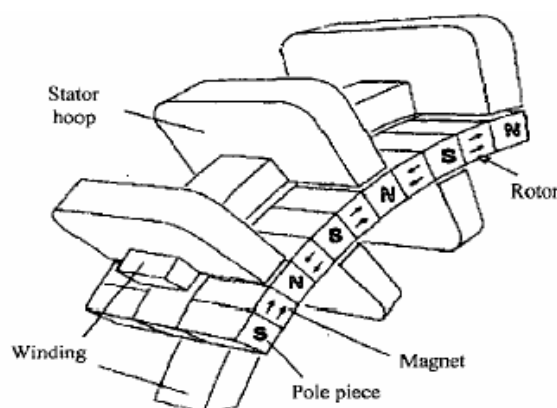


Figura 2.4: Principio di funzionamento della macchina sincrona a flusso trasverso

Caratteristica di tale macchina è che lo sviluppo della coppia avviene per effetto di forze che si concentrano sia sulla superficie interna che sulla superficie esterna dell'anello di rotore [2].

2.2.2 Progressi tecnologici

Per quanto riguarda i motori a magneti permanenti a flusso assiale è interessante riportare il caso di un motore da 19 MW a 32 fasi, ciascuna alimentata con un inverter da 600 kW sviluppato dalla Kaman Aerospace Corporation e dalla Jeumont Industrie. È stato stimato che il peso di un azionamento impiegante questo tipo di motore si aggira sulle 50 tonnellate contro le circa 229 tonnellate di un azionamento impiegante un equivalente motore con avvolgimento di eccitazione [2].

Come indica la tabella, è possibile ridurre notevolmente i pesi con l'utilizzo di macchine a flusso assiale.

	Overall weight	External diameter	Overall length
Axial field magnet motor	65 tonnes	2.7 m	3.0 m
Wound synchronous motor	120 tonnes	5.6 m	3.6 m

Tabella 1: Confronto tra un motore sincrono a magneti permanenti e un equivalente a rotore avvolto a flusso radiale (Jeumont Industrie) [2]

Per le macchine a flusso radiale si può citare il caso di un motore da 1.8 MW che utilizza con successo SmCo come materiale costitutivo dei magneti permanenti (Jeumont Industrie) [2].

Per le macchine a flusso trasverso ci si può invece riferire al caso di un motore da 20 MW e 180 rpm sviluppato presso la Rolls Royce corporation con possibili applicazioni navali.

Il fattore di potenza di questo motore si aggira intorno ad un valore di 0.6 con un valore dell'AGSS di circa 100 KN/m². Tale valore potrebbe essere incrementato a 120 KN/m² ma questo

comporterebbe una riduzione del fattore di potenza ad un valore di 0.4 . Con un tale fattore di potenza sarebbe necessario un convertitore da 50 MVA per poter alimentare il motore [2].

Questo fatto comporta una riduzione dell'efficienza dell'azionamento a causa delle maggiori perdite di conduzione e dell'impiego di componenti allo stato solido di potenza molto elevata nel convertitore.

Le buone caratteristiche di densità di coppia del motore a flusso trasversale sono attualmente limitate dalla tecnologia disponibile per i convertitori [2].

2.2.3 Conclusioni sul motore sincrono

Il motore sincrono a magneti permanenti fa della densità di potenza il suo principale vantaggio. Esso risulta pertanto interessante per applicazioni navali. Un grande aumento della densità di potenza può essere ottenuto mediante l'uso di superconduttori ad alta temperatura nella realizzazione degli avvolgimenti.

2.3 Motore sincrono con superconduttori ad alta temperatura

2.3.1 Generalità sui superconduttori

I progressi tecnologici nel campo dei superconduttori ad alta temperatura (HTS) e la loro applicazione alle macchine rotanti stanno rendendo disponibile una nuova classe di motori e generatori elettrici. Le aspettative su tali macchine sono il costo inferiore, la riduzione del peso, la maggiore compattezza e un aumento di efficienza rispetto alle corrispondenti macchine convenzionali [6]. I motori con HTS presentano una maggiore densità di potenza a causa della migliore conduttività dei loro avvolgimenti. Quando questo tipo di motori sarà completamente sviluppato, la loro applicazione consentirà una drastica riduzione dei volumi occupati dai motori di propulsione per le navi. [2]

2.3.2 Superconduttori a bassa temperatura (LTS)

I superconduttori nella loro forma a bassa temperatura sono diffusi da oltre 30 anni. Tra le principali applicazioni vi è quella degli acceleratori di particelle e della risonanza magnetica per uso ospedaliero. Destavano interesse già negli anni '80 le applicazioni a generatori e motori anche per applicazioni navali [2].

Vi sono alcune problematiche legate al loro utilizzo. Tra queste bisogna segnalare il fenomeno dello smorzamento (quenching), che si manifesta quando il materiale perde le sue caratteristiche superconduttive a causa di un innalzamento della temperatura. Il fenomeno dello smorzamento dipende da vari fattori quali il campo magnetico in cui si trova immerso il materiale, la densità di corrente e la temperatura. L'aumento di uno di questi fattori può provocare lo smorzamento. Per evitare il manifestarsi dello smorzamento i superconduttori devono essere mantenuti a temperature estremamente basse, dell'ordine dei 4 K. Ciò comporta la presenza di un adeguato sistema di raffreddamento la cui complessità si traduce in costi molto elevati. L'incidenza di tali costi e la complessità del sistema hanno bloccato ulteriori sviluppi dei LTS nel settore dei motori per la propulsione [2].

2.3.3 Superconduttori ad alta temperatura (HTS)

La scoperta dei superconduttori ad alta temperatura nel 1986 ha aperto nuove prospettive alla commercializzazione di motori industriali a superconduttore. La tecnologia dei conduttori HTS sta continuando a progredire e ora sono disponibili elettromagneti a superconduttore che possono operare a temperature nettamente più alte rispetto ai LTS [2]. Il materiale di cui sono composti i superconduttori ad alta temperatura è il Bismuto 2223 (Bi2223) [2]. A parità di sezione i fili in superconduttore possono sopportare correnti più grandi di alcuni ordini di grandezza rispetto ai fili in rame, purchè siano mantenuti alla corretta temperatura di funzionamento. I fili in HTS sono meno soggetti al fenomeno dello smorzamento (quenching) poichè, rispetto ai fili in LTS, sono meno sensibili alle variazioni di temperatura. Inoltre, sempre diversamente dai fili in LTS, i fili in HTS perdono la loro capacità di condurre più gradualmente [2]. Queste due caratteristiche permettono l'adozione di un sistema di raffreddamento meno complesso e meno costoso di quello necessario ai LTS.

2.3.4 Caratteristiche costruttive dei motori sincroni ad HTS

- **Statore.**

I progetti attuali di motori sincroni ad HTS prevedono l'utilizzo di fili convenzionali in rame per gli avvolgimenti di statore e il raffreddamento di questi ultimi può avvenire per mezzo di acqua.

Vi sono comunque alcune differenze rispetto allo statore delle macchine tradizionali: gli avvolgimenti non sono alloggiati nelle cave ricavate nel nucleo di ferro poiché quest'ultimo si saturerebbe a causa dell'intenso campo magnetico messo in gioco dagli avvolgimenti HTS (di rotore) [2] [6]. L'eliminazione delle cave nel nucleo ferromagnetico e delle vibrazioni ad esse associate aiuta a ridurre la rumorosità del motore.

- **Rotore.**

Gli avvolgimenti di rotore sono realizzati con HTS e vengono raffreddati da un fluido mantenuto alla corretta temperatura di esercizio grazie a macchine frigorifere esterne [2]. Generalmente queste ultime non presentano particolari problemi in termini di malfunzionamenti e manutenzione. Una macchina frigorifera difettosa può venire sostituita in meno di 30 minuti senza dover fermare il motore [2].

Varie compagnie lavorano allo sviluppo di macchine a superconduttore. Di seguito sono riportati i risultati ottenuti dallo studio di un modello di motore elettrico a superconduttore da 25 MW. La tabella riporta le principali caratteristiche della macchina e i risultati ottenuti dal modello elettrico [2].

List of parameters	Value
Number of Phases	9
Line Voltage	4160 volt
Speed at full-load	120 rpm
Phase current	622 A
Load angle	19.1 deg.
Synchronous Reactance	0.34 pu
Transient Reactance	0.275 pu
Subtransient Reactance	0.19 pu
Overall Efficiency	97.5%
Predicted full speed structureborne noise	47 dB

Tabella 2: Dati caratteristici di una macchina sincrona a HTS da 25 MW ottenuti dallo studio del modello elettrico. [1]

2.3.5 Prestazioni dedotte da un modello [2]

- Efficienza: dal modello è stato ottenuto un valore dell'efficienza pari a 97.5 %. E' stata inoltre misurata l'efficienza in condizioni di carico parziale ed è risultato un valore superiore al 98%. L'andamento dell'efficienza in funzione del carico è riportato nella figura seguente.

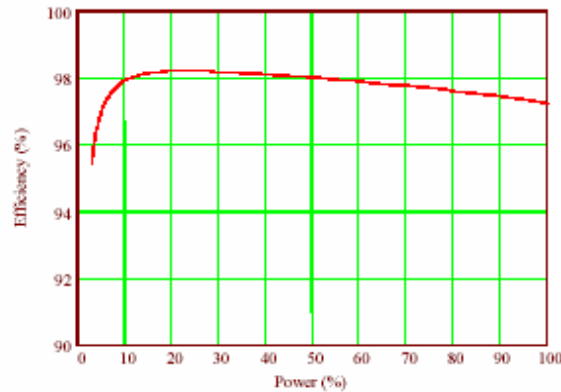


Figura 2.5: andamento dell'efficienza in funzione del carico [23]

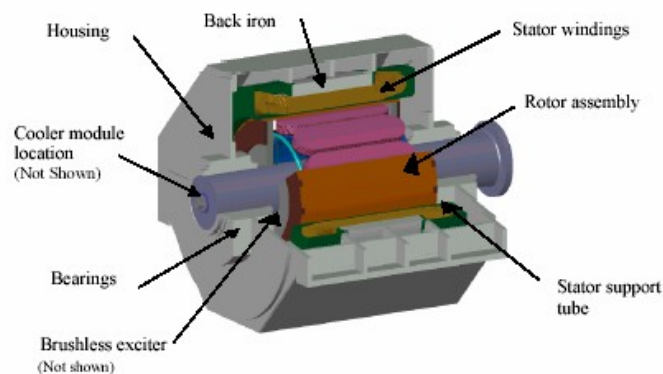


Figura 2.6: schema della macchina elettrica da 25

- Rumorosità: l'obiettivo del progetto della macchina in questione prevedeva una rumorosità inferiore ai 60 dB. Il dato ottenuto dal modello indica un valore di 47 dB.
- Dimensioni e peso: i motori ad HTS hanno una densità di potenza molto più elevata dei motori tradizionali, risultano quindi più piccoli e più leggeri. Una macchina da 25 MW con le caratteristiche riportate sopra ha dimensioni stimate in 2.5 metri di lunghezza, 2.4 metri di diametro e un peso stimato di 60 -70 tonnellate. Questo peso è molto ridotto se confrontato con le circa 100 tonnellate di un equivalente motore sincrono tradizionale a magneti permanenti.
- Contenuto armonico: i motori convenzionali danno luogo tipicamente alla 5^a e alla 7^a armonica. Esse sono generate nell'avvolgimento di armatura dal campo e sulla superficie di

rotore dall'avvolgimento di armatura. Come mostra la tabella seguente il contenuto armonico generato da un motore HTS è quasi nullo. Ciò è dovuto al fatto che nella macchina non è presente il nucleo ferromagnetico dello statore e la sua conseguente saturazione.

Harmonic number	Generated by field in armature	Generated by armature at the rotor surface
1	1	1
3	$-7.527 \cdot 10^{-4}$	0.014
5	$2.592 \cdot 10^{-3}$	-0.01
7	$-3.356 \cdot 10^{-5}$	$2.502 \cdot 10^{-3}$
9	$6.368 \cdot 10^{-8}$	$7.892 \cdot 10^{-4}$
11	$-8.993 \cdot 10^{-5}$	$-4.332 \cdot 10^{-4}$
13	$-1.494 \cdot 10^{-7}$	$1.451 \cdot 10^{-4}$
15	$-7.472 \cdot 10^{-8}$	$1.149 \cdot 10^{-4}$
17	$7.477 \cdot 10^{-8}$	$-4.944 \cdot 10^{-5}$
19	$1.865 \cdot 10^{-9}$	$1.673 \cdot 10^{-5}$

Tabella 3: Armoniche generate nell'avvolgimento di armatura e sulla superficie di rotore nella macchina da 25 MW [1]

2.3.6 Conclusioni

La macchina sincrona a superconduttori ad alta temperatura è stata presentata con riferimento ai risultati ottenuti da un modello elettrico da 25 MW. Tali risultati mostrano ottimi valori dell'efficienza e della rumorosità. Si è inoltre discusso dei vantaggi offerti in termini di dimensioni, peso e densità di potenza. I motori a superconduttori troveranno sicuro impiego nella propulsione navale non appena la tecnologia sarà sufficientemente matura [2]. I superconduttori ad alta temperatura possono essere usati anche per la macchina omopolare in continua della quale si accennerà di seguito.

2.4 Macchina omopolare in continua

La macchina omopolare in continua fu la prima macchina rotante sviluppata da Michael Faraday nel 1831. Questa macchina è stata presa in considerazione già intorno al 1960 per applicazioni navali nel settore militare. Essa risulta interessante grazie alla sua capacità di rendere disponibile una coppia elevata e costante su tutto l'intervallo di variazione della velocità [2]. L'elevata densità di potenza e la compattezza la rendono attraente nelle applicazioni navali con motore in presa diretta (senza cambio meccanico) [2].

2.4.1 Cenni sul principio di funzionamento [2]

Esistono due tipologie di macchine omopolari, quella con armatura a disco e quella con armatura a tamburo. Uno schema concettuale delle due configurazioni è mostrato qui di seguito.

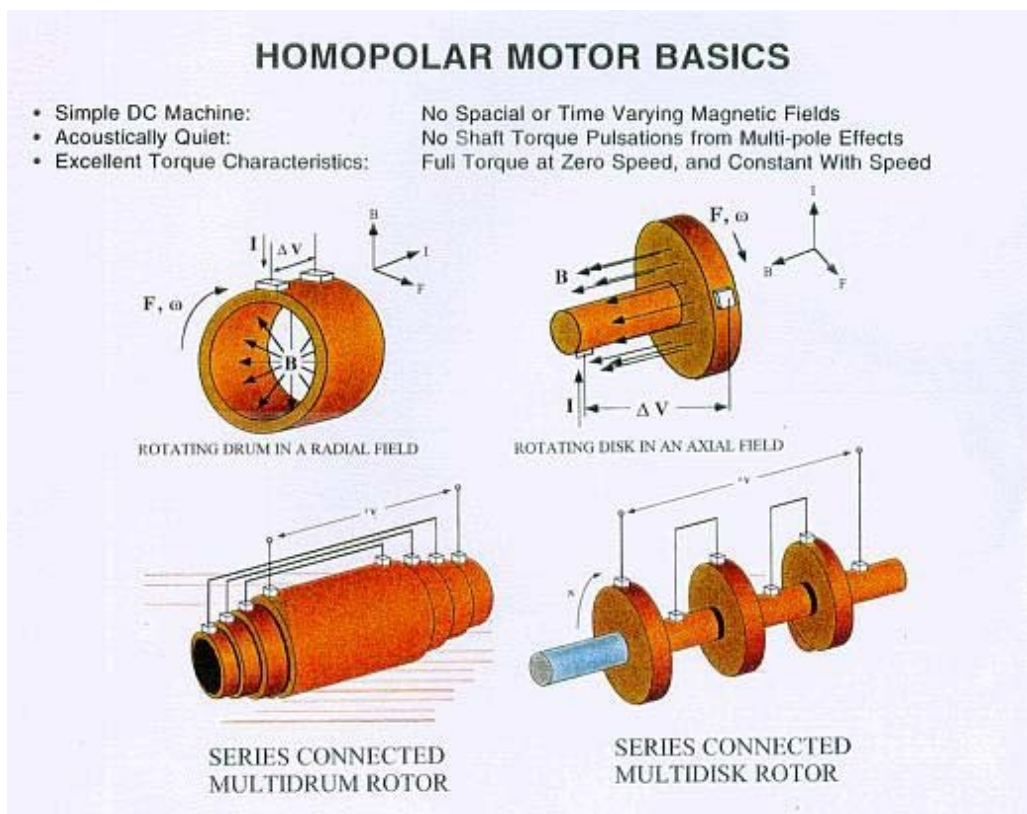


Figura 2.7: Configurazione a tamburo e a disco per una macchina omopolare.

La macchina con armatura a disco è composta da un disco conduttore immerso in un campo di induzione magnetica avente direzione assiale. L'applicazione al disco di una corrente con direzione radiale dà luogo al manifestarsi di una forza tangenziale quantificabile puntualmente con la Legge elementare di Laplace:

$$d\vec{F} = Id\vec{L} \times \vec{B}$$

nella quale I rappresenta l'intensità di corrente, B il campo di induzione magnetica e dL il tratto infinitesimo di circuito sul quali si manifesta la forza dF .

La macchina con armatura a tamburo sfrutta lo stesso principio di funzionamento ma le direzioni del campo di induzione e della corrente sono scambiate rispetto al caso precedente. Il tamburo che costituisce l'armatura è immerso in un campo di induzione radiale ed è sede di un campo di corrente assiale.

In entrambe le configurazioni la coppia motrice è prodotta dall'interazione di un campo di induzione e di un campo di corrente stazionari.

Gli avvolgimenti di campo (statore) sono costituiti da superconduttori ad alta temperatura (HTS) i cui vantaggi in termini di efficienza, compattezza e leggerezza sono già stati presentati.

2.4.2 Vantaggi offerti dalla macchina omopolare in continua a superconduttori (SDCHM)

Il fatto che il campo di induzione magnetica e il campo di corrente siano costanti nel tempo comporta che le forze sviluppate e trasmesse all'albero della macchina siano anch'esse costanti.

In particolare la costanza del campo di corrente elimina la presenza di pulsazioni di coppia sull'albero e permette un funzionamento silenzioso della macchina [2] [7].

2.4.3 Prospettive di sviluppo

E' in corso un lavoro di sviluppo dei motori omopolari per applicazioni di propulsione navale. Un limite tecnologico è rappresentato dalle spazzole le quali dovrebbero sopportare alti valori di corrente. É inoltre necessario un efficace sistema di conversione della potenza, in grado di produrre correnti elevate con bassi valori di tensione, così come richiesto dalla macchina [2].

Sono inoltre necessari alcuni progressi nel campo dei superconduttori ad alta temperatura affinché sia resa possibile una loro applicazione a questo tipo di macchina.

2.4.4 Confronto con un motore asincrono

Per comprendere meglio le potenzialità di questa macchina può essere utile riportare di seguito i risultati di un confronto in termini di peso e volume tra un avanzato motore omopolare e un asincrono ottimizzato per l'applicazione in un sistema elettrico integrato [2]. Oltre ai motori sono stati messi a confronto anche altri componenti necessari al loro funzionamento. Entrambi i sistemi hanno una potenza di 19 MW.

Componenti del sistema	Motore Asincrono [ton]	Motore Omopolare [ton]
Generatore	50.5	51.5
Convertitore	9.0	No
Filtro	4.3	No
Raddrizzatore	No	0.85
Convertitore Buck	No	4.1
Motore	117.4	63.2
<i>Totale</i>	181.2	120+5 (bus)

Tabella 4: Confronto in termini di peso (tonnellate)

Componenti del sistema	Motore Asincrono [m ³]	Motore Omopolare [m ³]
Generatore	34,7	38
Convertitore	21	No
Filtro	10,6	No
Raddrizzatore	No	2,8
Convertitore Buck	No	12
Motore	44,7	15
<i>Totale</i>	111	67,8

Tabella 5: Confronto in termini di volume (m3)

Si nota che il sistema adoperante il motore omopolare è circa 56 tonnellate più leggero e occupa un volume minore di circa 43 metri cubi.

2.4.5 Conclusioni sul motore omopolare

Il motore omopolare in continua è una macchina non ancora disponibile ma molto interessante sia per le caratteristiche elettromeccaniche che per le dimensioni e il peso ridotti. Sono stati fatti notevoli progressi nel suo sviluppo ma rimangono degli ostacoli al suo funzionamento e alla sua affidabilità legati alle spazzole e al sistema di raffreddamento.

2.5 Conclusioni

Il motore sincrono a magnete permanente appare essere la migliore soluzione tra le tecnologie mature. Esso ha dimensioni più contenute e può pesare meno di una equivalente macchina asincrona. La tabella seguente riassume le caratteristiche delle quattro macchine appena descritte.

	Asincrono (AIM 20 MW)	Sincrono PM assiale (Jeumont)	Sincrono HTS (25 MW)	Omopolare DC (General Atomic 19 MW)
Efficienza (alla velocità nominale)	97%	97%	97.5%	Non disponibile
Peso (ton)	70	65	60 - 70	61.2
Volume (m3)	18.5	17.2	11.3	15
Stato tecnologia	matura	matura	sviluppo	sviluppo

Tabella 6: caratteristiche peculiari di alcune macchine impiegabili per la propulsione navale nel range 19 – 25 MW

CAPITOLO 3

CONVERTITORI PER AZIONAMENTI DI PROPULSIONE NAVALE

3.1 Generalità

Il convertitore è la parte del sistema di propulsione che fornisce potenza elettrica con frequenza variabile al motore. Le due funzioni principali che un convertitore deve svolgere sono la conversione delle grandezze elettriche presenti nel sistema elettrico di bordo in opportune grandezze elettriche per l'alimentazione del motore e il controllo del flusso di potenza diretto al motore.

Le quattro tipologie di azionamenti elettrici più comunemente usate sono:

- Convertitori DC o a SCR per motori in continua
- Cicloconvertitori per motori in alternata, normalmente per motori sincroni
- Inverter a corrente impressa (CSI) per motori sincroni
- Inverter a tensione impressa (VSI) per motori asincroni e sincroni

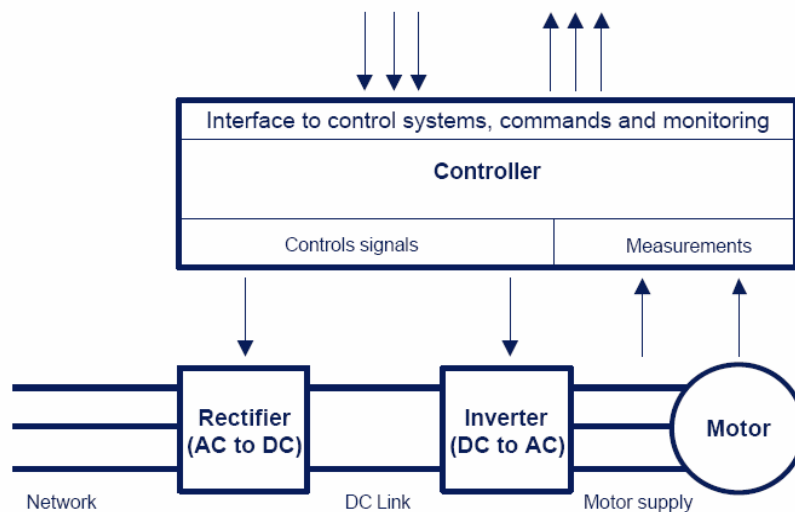


Figura 3.1: Schema a blocchi di un azionamento con convertitore di frequenza del tipo CSI o VSI [8]

3.2 Sistemi di propulsione in alternata con elica a passo variabile [8]

Questa soluzione prevede la presenza di un set di generatori elettrici in alternata che forniscano una tensione di frequenza e ampiezza costante per alimentare direttamente dei motori di propulsione in alternata. Normalmente vengono utilizzati motori asincroni con rotore a gabbia. La velocità può essere variata in modo discontinuo cambiando il numero di poli alimentati per mezzo di opportuni commutatori.

I vantaggi di questa soluzione sono la grande semplicità del sistema elettrico e l'elevata efficienza alla velocità nominale.

La necessità di montare un'elica a passo variabile per la regolazione fine della velocità introduce però inefficienza in condizioni di funzionamento a carico parziale. Inoltre questo tipo di elica è molto più complesso di un'elica a passo fisso e richiede una manutenzione più frequente e di difficile attuazione (figura 3.2).



Figura 3.2: Elica a passo variabile

All'avviamento, un motore asincrono direttamente connesso alla rete presenta un transitorio con un assorbimento di corrente pari a 5-7 volte il valore nominale, elevati valori della coppia all'albero e possibili cali di tensione sulla rete. Per evitare il manifestarsi di questi fenomeni sono necessari dispositivi di soft-start come autotrasformatori o altri circuiti con componenti allo stato solido.

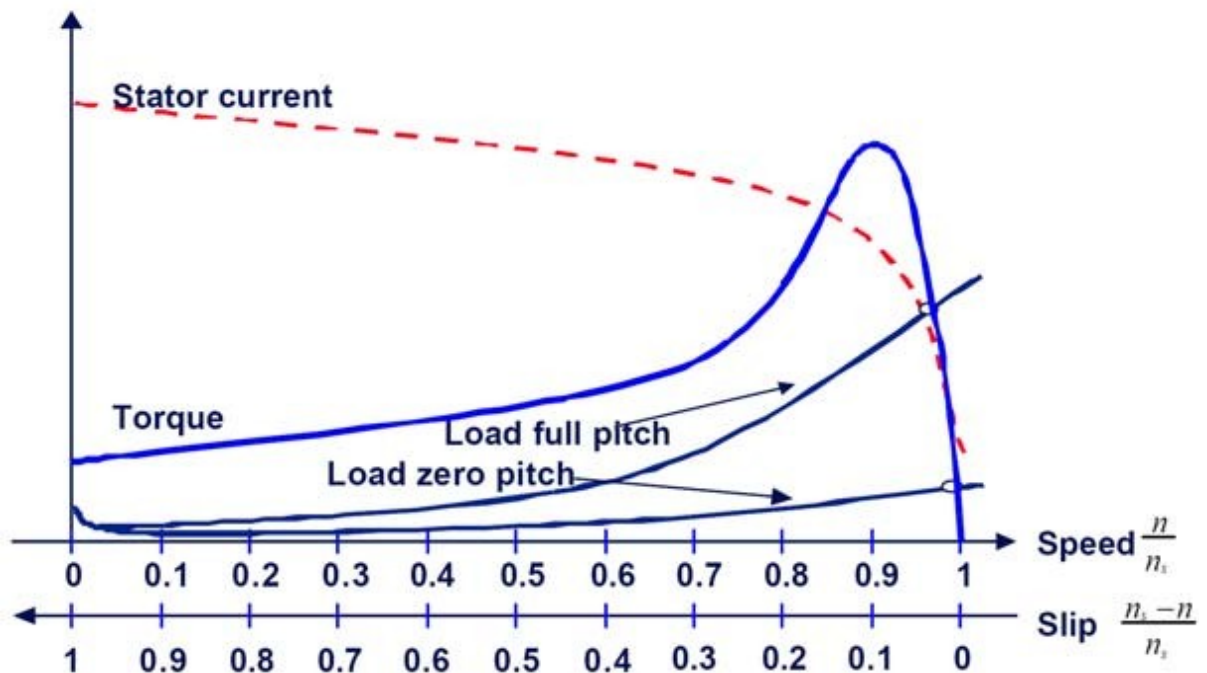


Figura 3.3: Caratteristica coppia-velocità per un motore asincrono alimentato ai valori nominali e curve di carico con elica a passo variabile.

3.3 Azionamenti in continua con elica a passo fisso [8]

3.3.1 Caratteristiche peculiari

Si tratta di un azionamento impiegato talvolta in particolari tipi di mezzi marini quali imbarcazioni per la pesca a strascico, mezzi da ricerca, rompighiaccio, perforatrici e sommergibili.

I generatori di bordo producono energia elettrica a frequenza e tensione costante.

L'elica a passo fisso è mossa da un motore in continua la cui velocità è regolabile.

Questo tipo di sistema propulsivo combina l'elevata efficienza della generazione in alternata con la capacità del motore in continua di produrre una coppia elevata a bassa velocità e la semplicità nel modificare la caratteristica meccanica del motore controllando l'eccitazione di quest'ultimo.

Il motore è alimentato da un raddrizzatore a ponte intero a tiristori con controllo di corrente di armatura. Anche la corrente nell'avvolgimento di eccitazione viene regolata.

La caratteristica coppia-velocità del motore in continua a flusso induttore costante mostra che, fissato il valore della coppia, la velocità dipende dalla tensione di armatura. La regolazione della velocità si può quindi ottenere variando la tensione di armatura, cioè spostando l'intervallo di conduzione dei tiristori per mezzo di un opportuna scelta dell'angolo α di ritardo di accensione. Teoricamente tale angolo può essere controllato da 0° a 180° e di conseguenza la tensione di armatura varierebbe da $+1.35V_i$ a $-1.35V_i$, essendo V_i il valore della tensione concatenata ai morsetti di ingresso del ponte a 6 tiristori.

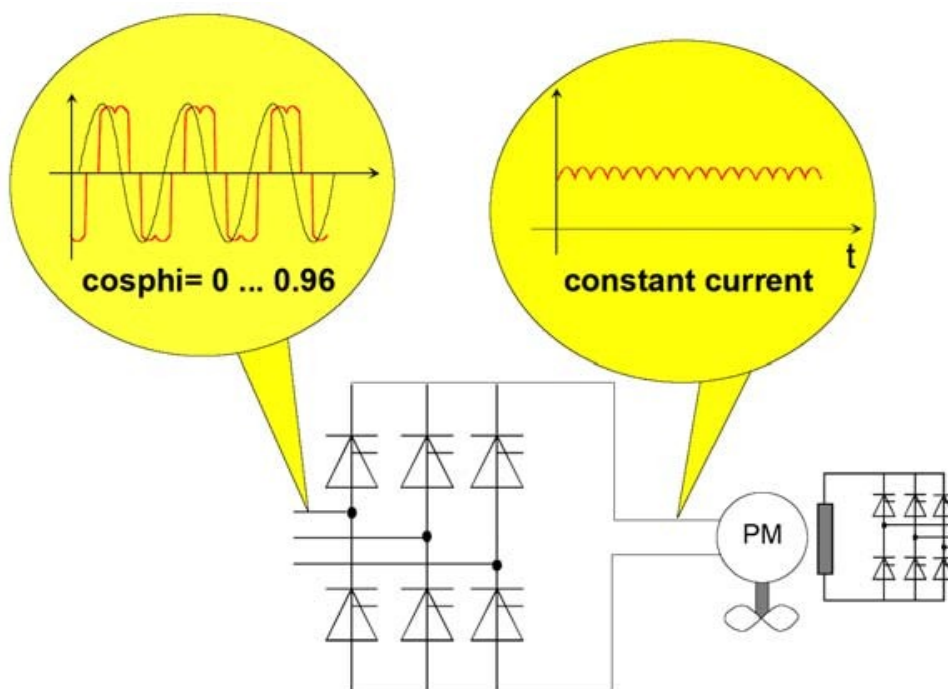


Figura 3.4: raddrizzatori a ponte intero per circuito di armatura e di eccitazione

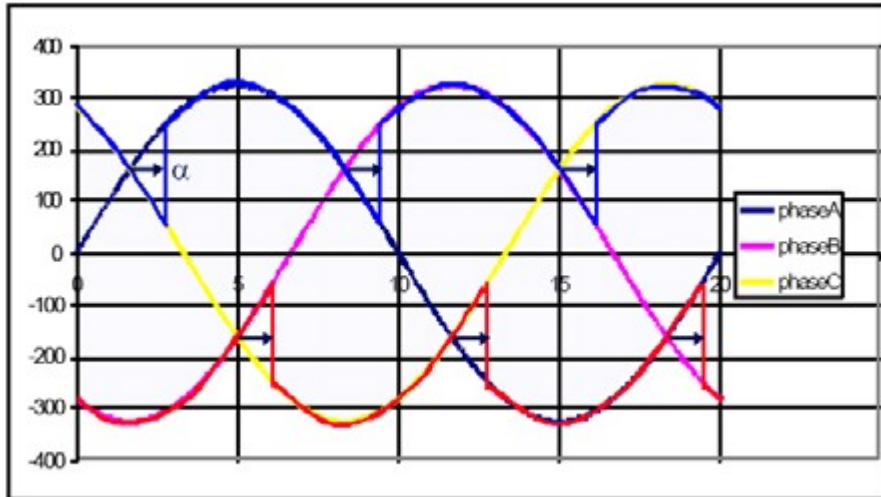


Figura 3.5: Intervallo di conduzione degli SCR con angolo di ritardo α

Se l'induttanza di armatura ha valore elevato la coppia presenta un basso ripple ma al contempo risulterà peggiorata la dinamica per l'aumento della costante di tempo dell'armatura stessa.

In pratica l'angolo α deve variare tra 15° e 150° per mantenere un adeguato margine di commutazione. Il conseguente spostamento dell'intervallo di conduzione è associato ad uno sfasamento tra la tensione e la fondamentale della corrente in ingresso al ponte, che si riflette sul fattore di potenza $\cos\Phi$ in ingresso secondo la formula:

$$\cos\Phi = (3 / \pi) \cdot \cos \alpha \approx 0.955 \cdot \cos \alpha$$

In un azionamento in continua con velocità variabile si ha quindi che il fattore di potenza assume valori da 0 (per $\alpha=90^\circ$) a 0.92 (per $\alpha=15^\circ$).

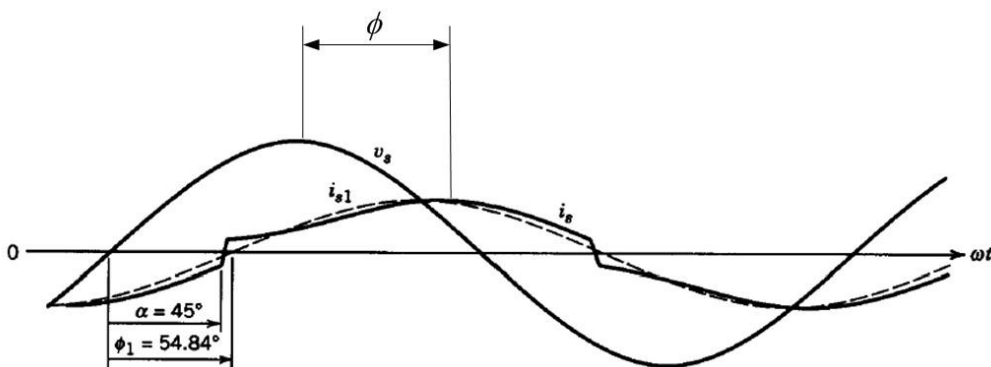


Figura 3.6: Forme d'onda in ingresso al ponte relative alla fase 1: tensione (v_s), fondamentale della corrente (i_{s1}), angolo di sfasamento (Φ)

Il fatto che alla variazione della velocità sia legata una variazione del fattore di potenza rappresenta certamente un ostacolo all'applicazione di questo tipo di azionamento. Altri svantaggi inerenti a questa soluzione sono:

- la necessità di una manutenzione frequente richiesta dal motore in continua per la presenza del commutatore;
- la limitazione della tensione a valori relativamente bassi (600 V AC, 750 V DC) che comporta la circolazione di elevate correnti e la presenza di linee di alimentazione e motori pesanti e costosi;
- il limite pratico nella realizzazione degli azionamenti in continua a potenze di circa 3 MW.

Per quanto riguarda l'efficienza la tabella seguente riporta i valori relativi ai vari componenti dell'azionamento [8].

Generatori AC	97 %
Ponte a SCR	98 %
Motore DC	94 %
<i>Totale (senza cambio)</i>	<i>89 %</i>
Cambio meccanico	98 %
<i>Totale (con cambio)</i>	<i>87 %</i>

Tabella 7: efficienza dei componenti di un azionamento in continua

3.4 Convertitori di frequenza

Sono disponibili essenzialmente tre configurazioni di convertitori per azionamenti di propulsione navale a frequenza variabile [8]:

- Cicloconvertitore
- Inverter a corrente impressa (CSI) o sincroconvertitore o LCI
- Inverter a tensione impressa (VSI)

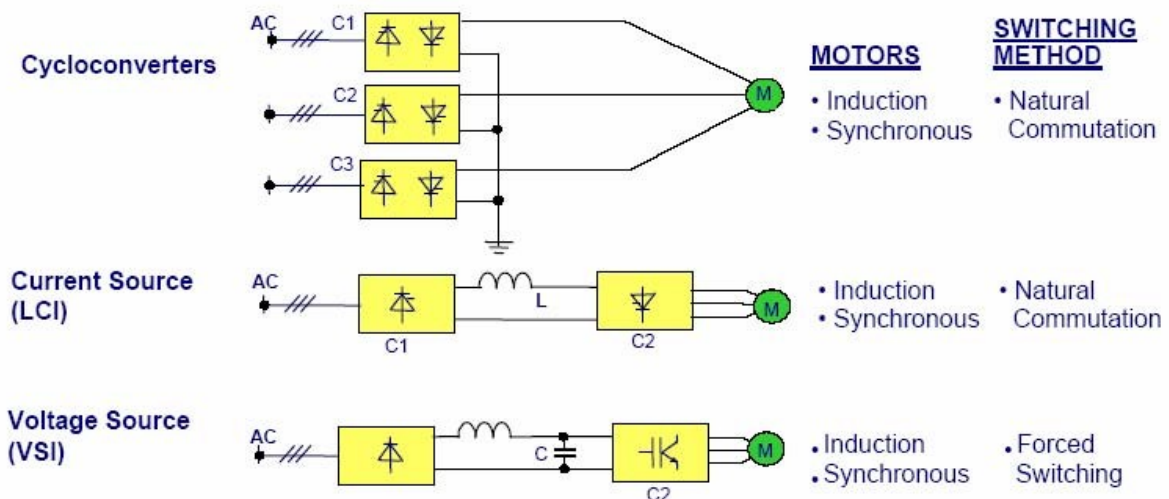


Figura 3.7: configurazioni dei convertitori a frequenza variabile

3.4.1 Azionamenti a velocità variabile con cicloconvertitore [8]

Il cicloconvertitore è un dispositivo a tiristori (SCR) in grado di convertire una tensione alternata di frequenza e ampiezza costanti in una tensione alternata di frequenza e ampiezza variabili. Tale conversione avviene in un solo stadio senza connessione in continua (DC-link).

Le due figure successive mostrano la topologia e il principio di funzionamento di un cicloconvertitore monofase. Esso è composto di due ponti di Graetz collegati in antiparallelo.

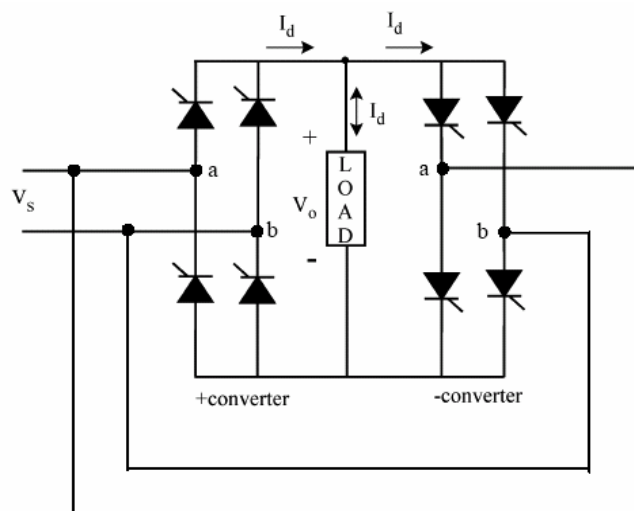


Figura 3.8: topologia di un cicloconvertitore monofase

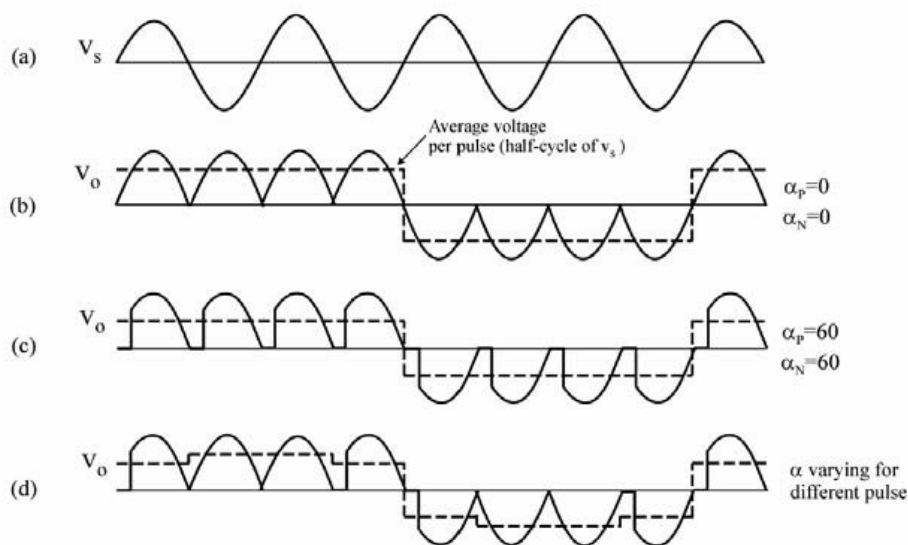


Figura 3.9: forme d'onda ottenibili variando opportunamente gli angoli di ritardo dei due ponti del cicloconvertitore

Nelle applicazioni di propulsione navale viene usato per alimentare motori trifase sincroni o asincroni, la cui tensione nominale è tipicamente di 1500 V o 1800 V.

I cicloconvertitori, insieme ai sincroconvertitori, sono i diretti discendenti della tecnologia dei raddrizzatori e la loro topologia, nel caso trifase, è basata sul ponte di Graetz a 6 tiristori.

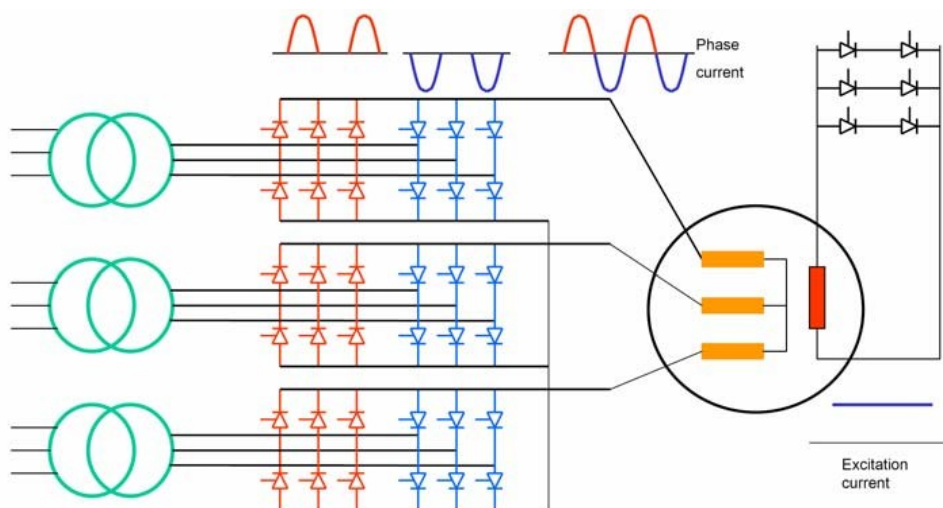


Figura 3.10: schema di alimentazione a cicloconvertitore di motore sincrono trifase con eccitazione variabile (ABB)

Il principale vantaggio degli azionamenti basati su questo tipo di convertitore è l'elevato valore della coppia disponibile a bassa velocità e con ridotte pulsazioni, assieme ad un'eccellente dinamica. Questo comportamento li rende particolarmente adatti per sistemi di propulsione con elica in presa diretta di navi rompighiaccio. Queste ultime infatti devono essere in grado di liberare la propria elica incastrata nei ghiacci e di tagliare una coltre a velocità anche molto ridotta. Il loro impiego è adatto anche su navi passeggeri e a posizionamento dinamico (dynamic positioning) ove sia richiesta bassa velocità e grande capacità di manovra.

Altri vantaggi di questa soluzione sono:

- la possibilità di invertire il senso di rotazione del motore e di recuperare energia in fase di frenata;
- la capacità di sopportare elevati sovraccarichi;
- la possibilità di accoppiare diversi ponti per fornire elevate potenze;
- l'elevata potenza, che per ciascun motore di propulsione può arrivare a 30 MW con una velocità di rotazione di 500 giri/min.

La limitazione principale del cicloconvertitore risiede nella frequenza in uscita, il cui valore non può superare il 30% – 40% della frequenza in ingresso.

A questo si aggiunge l'assorbimento di correnti reattive dall'alimentazione a causa dello spostamento in ritardo dell'intervallo di conduzione dei tiristori, operato al fine di controllare l'ampiezza della forma d'onda in uscita. Il fattore di potenza lato alimentazione dipende dalla tensione lato motore e varia con la velocità da 0 a 0.75 circa.

Nel cicloconvertitore la forma d'onda della tensione di uscita è ottenuta a partire da alcune porzioni della forma d'onda in ingresso. Ne risulta una dipendenza delle armoniche della corrente in ingresso dal rapporto tra la frequenza della tensione in ingresso e di quella in uscita (f_{in}/f_{out}).

La figura seguente riporta lo schema del sistema di alimentazione di un motore trifase (a singola terna) tramite cicloconvertitore a 6 impulsi. Tale configurazione comprende 3 gruppi composti ciascuno da 2 ponti di Graetz in antiparallelo (rettangolo verde). Ciascun ponte è composto da 6 tiristori. In totale sono presenti 36 tiristori.

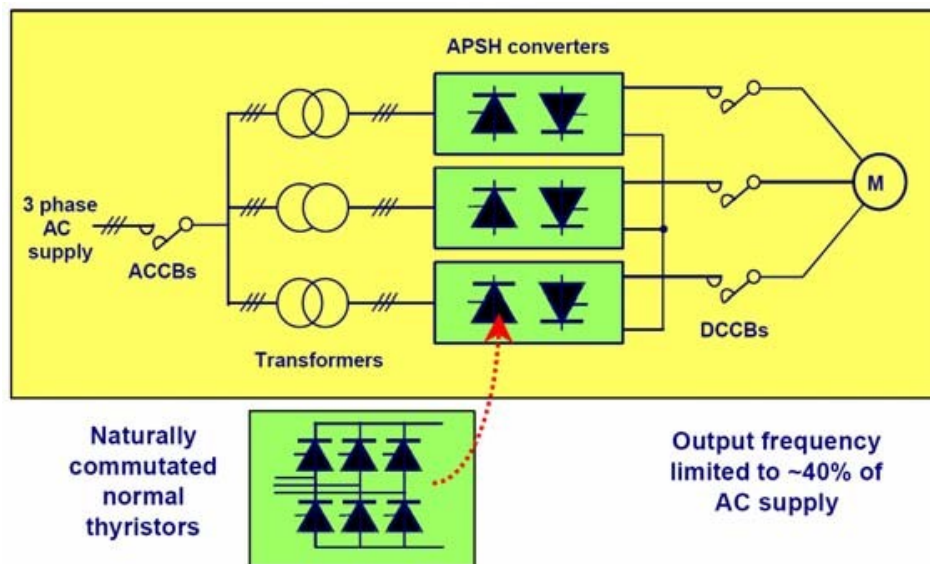


Figura 3.11: sistema di alimentazione di un motore trifase (a terna singola) tramite cicloconvertitore

La figura successiva riporta lo schema del sistema di alimentazione di un motore trifase a doppia terna tramite 2 cicloconvertitori a 6 impulsi del tipo appena descritto.

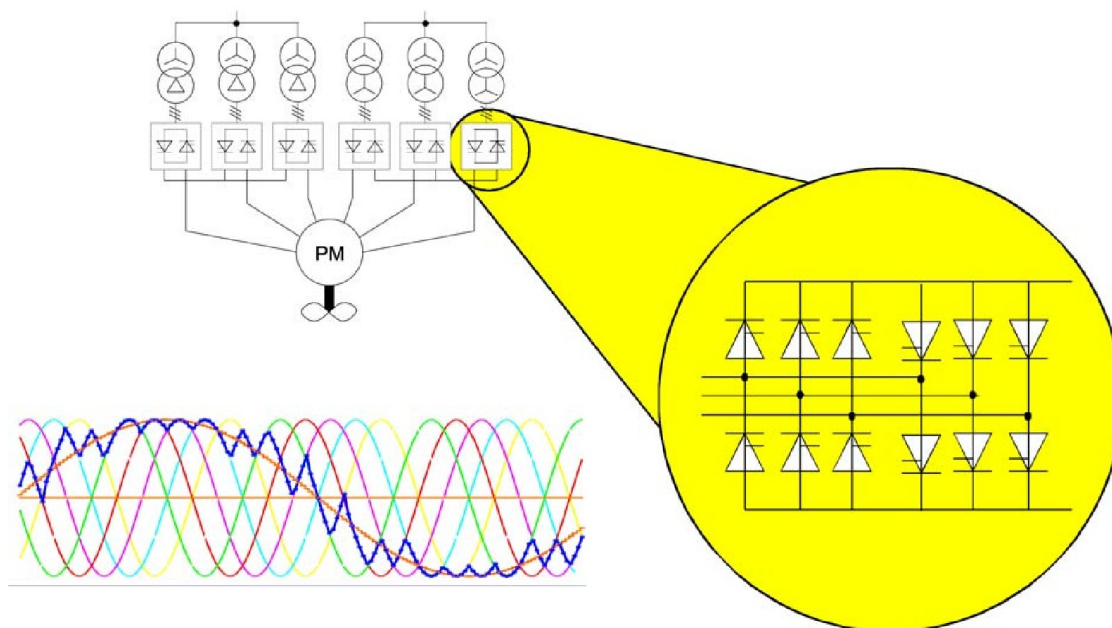


Figura 3.12: sistema di alimentazione di un motore trifase a doppia terna tramite 2 cicloconvertitori a 6 impulsi

3.4.2 Azionamenti a velocità variabile con sincroconvertitore

Il sincroconvertitore, detto anche Load commuted inverter (LCI) o Current source inverter (CSI), è un'altro circuito la cui topologia si basa sul ponte di Graetz. La conversione di frequenza avviene in due stadi. Il primo stadio (lato linea) è un ponte di Graetz a tiristori che opera la conversione AC/DC per alimentare in continua il secondo stadio. L'intensità di corrente in uscita dal primo stadio è regolabile controllando l'angolo di ritardo di conduzione dei tiristori. Il collegamento tra i due stadi avviene tramite un bus in continua detto DC-link che comprende un induttore L atto a smorzare le pulsazioni della corrente. La presenza di tale induttore rende di fatto l'alimentazione del secondo stadio assimilabile ad un generatore di corrente. Per questa ragione il sincroconvertitore è detto anche inverter a corrente impressa (CSI) [8].

Il secondo stadio (lato motore) è costituito da un ponte di Graetz a tiristori che opera come inverter. La polarizzazione dei tiristori avviene per mezzo della forza elettromotrice generata dal motore sincrono nel suo funzionamento in condizioni di sovraeccitazione. In tali condizioni la potenza reattiva assorbita dal motore è di tipo capacitivo [9] [10].

Per questa ragione il sincroconvertitore può essere usato per alimentare esclusivamente una macchina sincrona.

Essendo la forma d'onda della corrente in uscita quasi-quadra, è elevato il contenuto armonico (in particolare la 5^a e la 7^a armonica). A tali armoniche sono associate perdite per effetto Joule nella macchina.

La regolazione del flusso è affidata ad un anello di controllo della corrente di campo mentre la velocità del motore viene regolata variando la coppia sviluppata da quest'ultimo tramite un regolatore della corrente continua I_{dc} nel DC-link che agisce sull'angolo di ritardo α dei tiristori lato rete.

Nel funzionamento a bassa velocità, l'ampiezza della forza elettromotrice sviluppata dal motore può risultare insufficiente per ottenere la corretta polarizzazione dei tiristori, necessaria per la commutazione. Per velocità inferiori al 10% del valore nominale è quindi necessario, al fine di ottenere una corretta commutazione, portare a zero temporaneamente il valore della corrente nel DC-link agendo sul controllo del primo stadio (raddrizzatore) [10]. Durante questo intervallo di tempo, nel quale la corrente è nulla, i tiristori che prima erano accesi recuperano la capacità di blocco e la corrente in uscita dal secondo stadio passa da una fase a quella successiva.

Questo tipo di azionamento consente l'inversione del verso di rotazione del motore e la rigenerazione ovvero l'inversione del flusso di potenza nella fase di frenata. La potenza meccanica viene così convertita in elettrica e inviata verso la linea di alimentazione o dissipata su dei resistori raffreddati ad acqua (dynamic braking) [8].

La figura 3.13 riporta lo schema del sistema di alimentazione di un motore sincrono trifase per mezzo di un sincroconvertitore con raddrizzatore a 6 impulsi e inverter a 6 impulsi.

Questo convertitore si comporta similmente ad un generatore di corrente, producendo un'onda quasi quadra a 6 gradini [8].

Nella figura 3.14 è invece riportato lo schema circuitale di un sincroconvertitore con raddrizzatore a 12 impulsi e inverter a 6 impulsi.

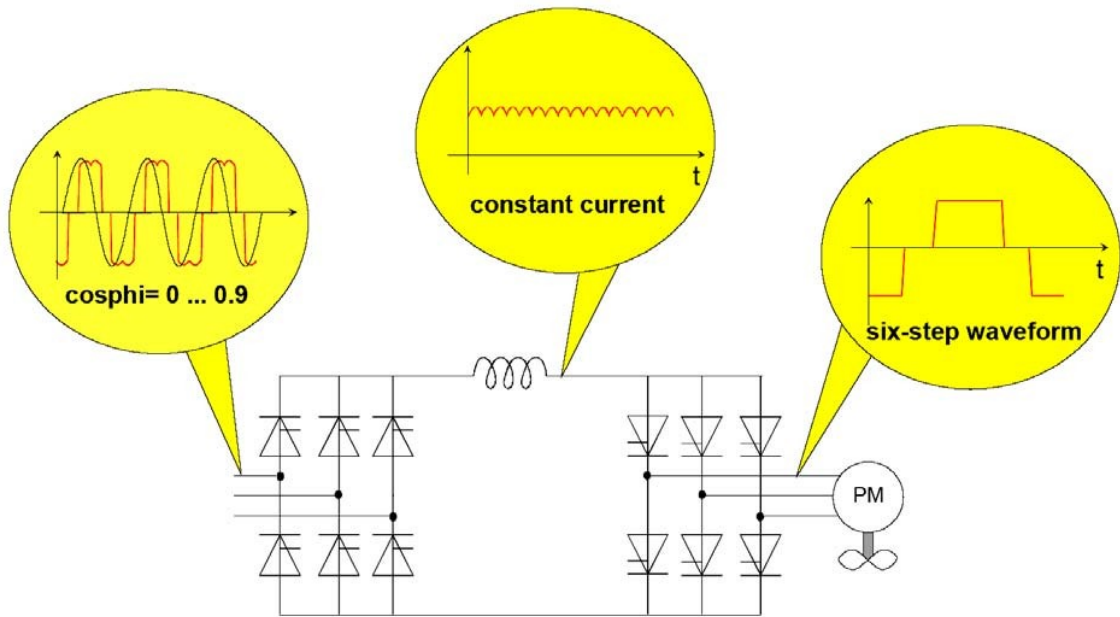


Figura 3.13: schema del sistema di alimentazione di un motore sincrono trifase per mezzo di un sincroconvertitore con raddrizzatore a 6 impulsi e inverter a 6 impulsi

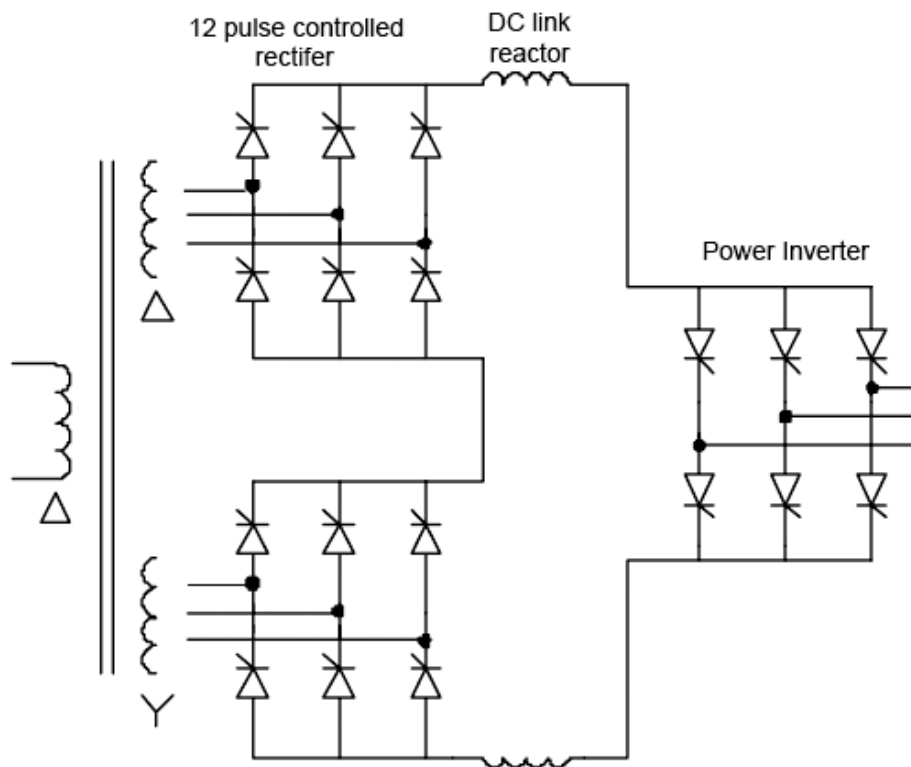


Figura 3.14: topologia di un sincroconvertitore con raddrizzatore a 12 impulsi e inverter a 6 impulsi

Nelle applicazioni navali vengono impiegate anche configurazioni a 12 impulsi sia per il raddrizzatore che per l'inverter, al fine di rettificare il più possibile la corrente nel DC-link e di ottenere una forma d'onda in uscita a 12 gradini anziché a 6. In questo modo si ha una riduzione delle pulsazioni di coppia sull'intero regime di funzionamento [8].

Le pulsazioni della coppia, dovute alla forma d'onda quasi quadra della corrente in uscita, sono piuttosto significative alle basse velocità. Ad ogni modo, poiché l'elica produce una spinta consistente a velocità di rotazione superiori al 30% - 40% della velocità nominale, questo comportamento non è particolarmente problematico nelle applicazioni marine [8].

L'azionamento a sincroconvertitore è in grado di sviluppare la coppia nominale su tutto il regime di funzionamento e valori di coppia considerevolmente più alti nella fase di avviamento quando la commutazione nell'inverter avviene facendo pulsare la corrente nel DC-link (commutazione non naturale) [8].

Il primo stadio (raddrizzatore) si comporta analogamente al convertitore di un azionamento in continua con tensione variabile, mentre il secondo stadio a n impulsi è assimilabile, nel suo comportamento, ad un motore in corrente continua con un commutatore a n segmenti [10].

Il fattore di potenza e la frequenza con le quali la potenza è prelevata dalla rete sono indipendenti dal fattore di potenza e dalla frequenza con le quali opera il motore (normalmente il motore sincrono lavora con elevato $\cos\Phi$, $\Phi < 0$, quindi con assorbimento di potenza reattiva capacitiva). Di fatto le potenze attiva e reattiva assorbite dall'azionamento a sincroconvertitore sono analoghe a quelle assorbite da un azionamento in continua con raddrizzatore a tiristori. Il fattore di potenza $\cos\Phi$ in ingresso è esprimibile per mezzo della già citata formula:

$$\cos\Phi = (3/\pi) \cdot \cos\alpha \approx 0,955 \cdot \cos\alpha$$

dove α è l'angolo di ritardo di accensione dei tiristori. Tipicamente il fattore di potenza di un azionamento a sincroconvertitore varia tra 0 e 0.85 [8].

Talvolta vi sono limiti molto restrittivi sul contenuto armonico (THD) della corrente assorbita e risulta quindi necessario installare un opportuno sistema di filtraggio.

Normalmente gli azionamenti a sincroconvertitore vengono impiegati per applicazioni ove siano richieste una velocità compresa tra il 60% e il 100% della velocità nominale, una coppia molto elevata all'avviamento (170% del valore nominale) e una capacità di accelerare dal 30% al 100% della velocità nominale in tempi molto brevi (1 o 2 secondi). In un sistema di propulsione navale l'accelerazione dell'elica deve essere contenuta entro opportuni limiti per evitare il fenomeno della cavitazione. Inoltre la potenza disponibile istantaneamente sulla rete elettrica di bordo è limitata e ciò impone una limitazione sull'assorbimento elettrico dovuto all'accelerazione. Infatti, su una nave, per rendere disponibile una maggiore potenza sulla rete elettrica di bordo è necessario avviare ulteriori generatori e tale operazione può richiedere alcune decine di secondi [8].

Riassumendo i principali vantaggi del sincroconvertitore sono:

- la grande semplicità del sistema di controllo;
- la possibilità di ottenere una frequenza in uscita superiore a quella in ingresso;
- potenza fino a 100 MW (normalmente inferiore ai 30 MW nelle applicazioni marine) e alimentazione con tensione fino a 10000 V;
- silenziosità della propulsione nelle configurazioni a elevato numero di impulsi.

Tale tipologia di convertitore risulta adatta a normali sistemi di propulsione navale di elevata potenza, ad esempio per navi da crociera, data la silenziosità nel funzionamento [8].

3.4.3 Azionamenti a velocità variabile con inverter a tensione impressa (VSI) [8]

Gli inverteri a tensione impressa sono basati sull'utilizzo di interruttori elettronici a commutazione forzata. I dispositivi di questa categoria più comunemente usati sono:

- IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)
- GTO (Gate Turn Off Thyristors)
- IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristors)

La conversione di frequenza avviene in due stadi. Il primo stadio (lato linea) è un ponte di Graetz a diodi che opera la conversione AC/DC per alimentare in continua il secondo stadio. La tensione in uscita dal primo stadio è legata al valore della tensione alternata in ingresso. Il collegamento tra i due stadi avviene tramite un bus in continua detto DC-link che comprende un filtro LC atto a smorzare le pulsazioni della tensione e a limitare l'assorbimento di armoniche di corrente dalla rete, associate al funzionamento del secondo stadio.

Il secondo stadio è costituito da un inverter nel quale la generazione dei segnali di comando per gli interruttori elettronici è basata sulla modulazione della larghezza degli impulsi (PWM). Per questo motivo i convertitori di questa classe sono anche denominati PWM inverter. La modulazione PWM può essere realizzata con diverse tecniche. Una tecnica molto usata è quella della modulazione vettoriale (space vector pulse width modulation – SVPWM) la quale è particolarmente adatta ad un'implementazione digitale. La figura seguente riporta il principio di funzionamento della tecnica di modulazione seno-triangolo per un inverter a 2 livelli, ove v_{tri} rappresenta la portante, $v_{control}$ rappresenta la modulante (con la frequenza desiderata per l'uscita) e V_d rappresenta la tensione continua applicata in ingresso all'inverter. In uscita si ottiene la tensione v_o la cui fondamentale v_{o1} riproduce l'andamento della modulante.

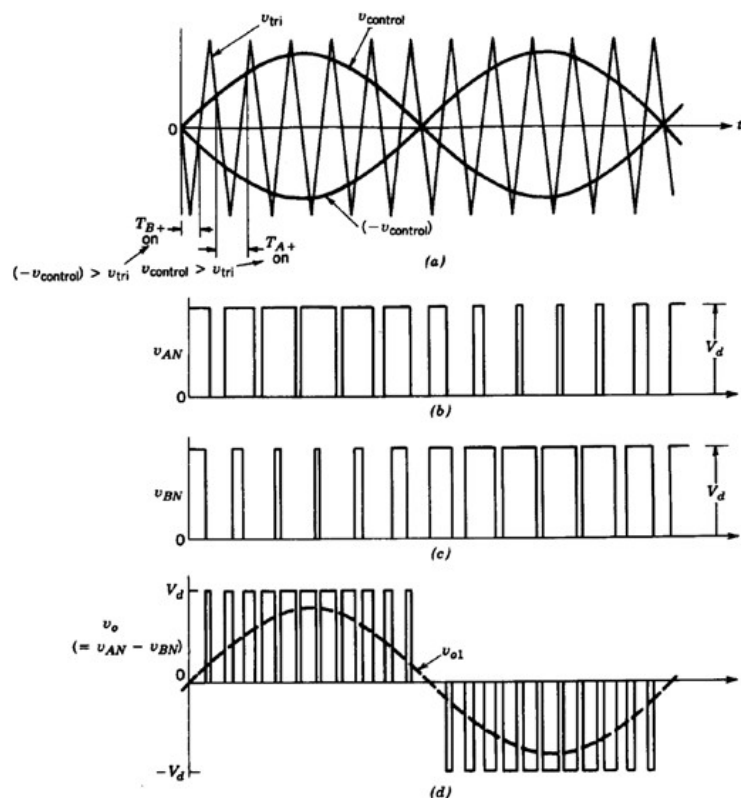


Figura 3.15: principio di funzionamento della tecnica di modulazione seno-triangolo per inverter a 2 livelli

La figura seguente riporta lo schema di un inverter a tensione impressa con raddrizzatore a diodi in ingresso. Il carico è un motore trifase.

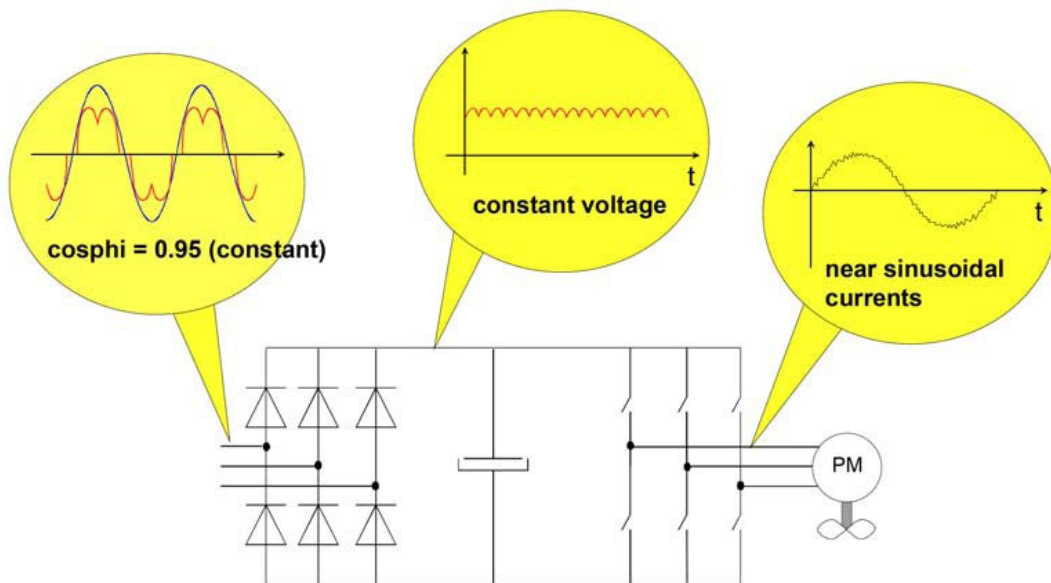


Figura 3.16: motore trifase alimentato con inverter a tensione impressa (VSI)

Direct Development of 2 Level LV Technology and Series Thyristor Technology

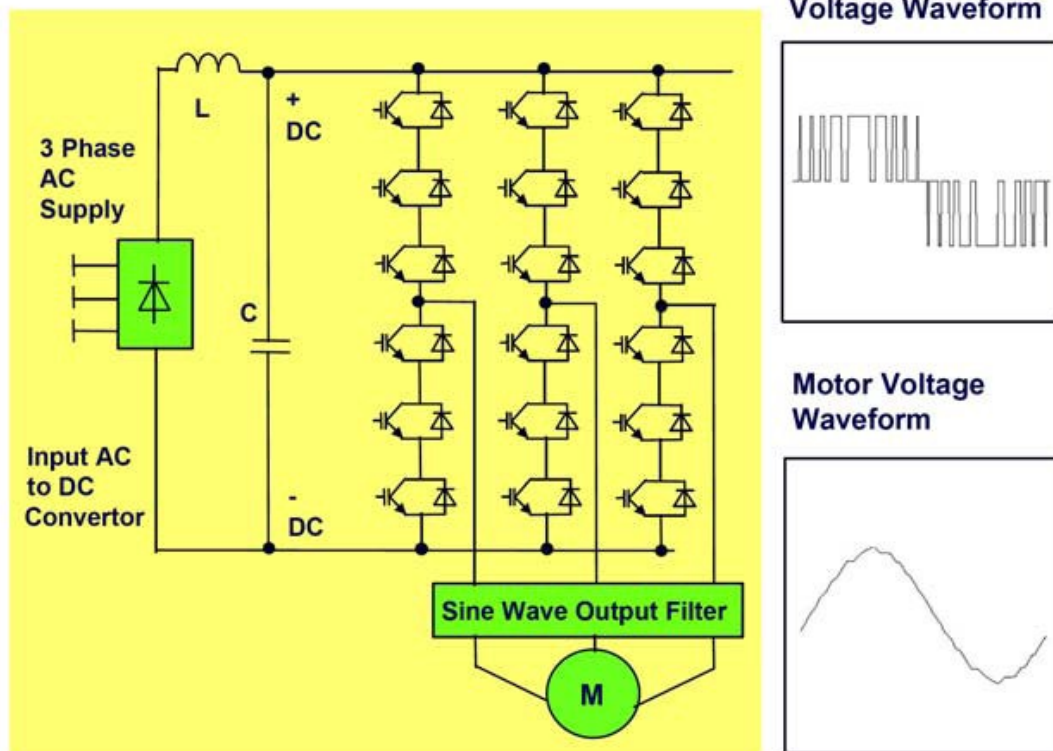


Figura 3.17: inverter a tensione impressa PWM con interruttori elettronici unipolari e diodo in antiparallelo. Filtro del 2° ordine tra il raddrizzatore e l'inverter e filtro passa-basso in ingresso al motore

Il fattore di potenza in ingresso (lato alimentazione) è quasi unitario a qualunque velocità di rotazione del motore ($\cos \Phi = 3/\pi = 0.955$) e ciò è dovuto al fatto che il convertitore in ingresso utilizza un ponte a diodi (non controllabile) anziché un ponte a tiristori.

I vantaggi di questa soluzione sono:

- frequenze di uscita fino a 300 Hz;
- prestazioni costanti a qualunque velocità di funzionamento e in ogni condizione di carico;
- pulsazioni di coppia molto contenute;
- dinamica veloce;
- ridotto impatto sulla rete di alimentazione (ridotta iniezione di armoniche);
- La possibilità di ottenere una migliore forma d'onda in uscita mediante l'utilizzo di inverter multilivello. Naturalmente questa soluzione si presenta più complessa e meno affidabile.

La possibilità di controllare finemente la coppia anche a velocità nulla è una caratteristica molto importante. Inoltre la distorsione introdotta nella rete di alimentazione si mantiene sempre sotto i limiti definiti dalle norme senza la necessità di filtri aggiuntivi.

L'elevato valore della frequenza ottenibile in uscita rende questo tipo di convertitore particolarmente adatto per azionamenti con motori ad alta velocità (900 – 1200 rpm) con riduttore meccanico tra il motore e l'elica (propulsori *azimuth* con trasmissione a Z).

La potenza nominale può arrivare a 20 MW con velocità di 2000 rpm e tensione di 6600 V. Le soluzioni commerciali più diffuse arrivano a 8 MW.

Gli svantaggi di questa soluzione sono principalmente i seguenti:

- la necessità di componenti aggiuntivi per la rigenerazione e la frenatura dinamica (dynamic braking)
- la necessità di filtri aggiuntivi in uscita nel caso vengano impiegati alcuni tipi di motori asincroni standard.

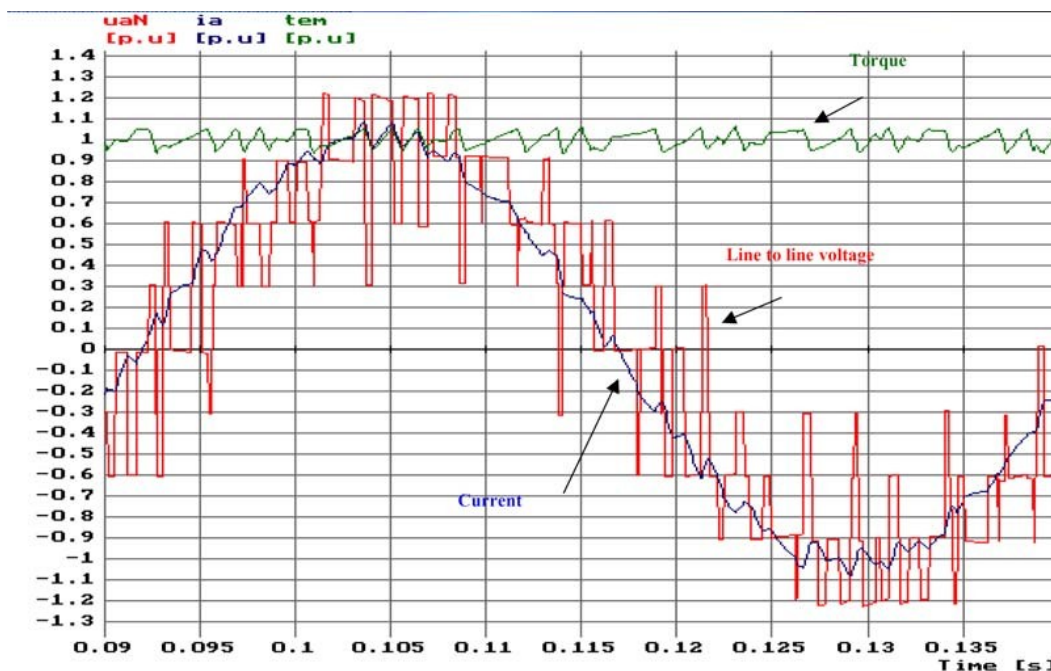


Figura 3.18: andamento della corrente, della tensione, e della coppia per un azionamento ad inverter a tensione impressa (in p.u.)

3.5 Confronto tra le tipologie di convertitori presentate

Tutti i convertitori qui presentati introducono perdite di potenza e distorsione sulla rete di alimentazione.

Per quanto riguarda la distorsione armonica, se non viene opportunamente trattata, essa può provocare malfunzionamenti ad altri dispositivi connessi alla rete.

Il miglior modo per avere una rete con basso contenuto armonico è quello di progettare il sistema di potenza in modo tale che il THD (total harmonic distortion) non superi i livelli prefissati senza dover aggiungere un sistema di filtraggio. Il raggiungimento di questo obiettivo è favorito dall'impiego di inverter a PWM e di configurazioni a 12 impulsi. In questa maniera si ottiene un risparmio in termini di costi e di spazi [8].

Le armoniche di corrente più influenti sono la 5^a, la 7^a, la 11^a e la 13^a. L'utilizzo di configurazioni a 12 impulsi consente l'eliminazione della 5^a e della 7^a armonica.

Un ulteriore miglioramento si ottiene usando configurazioni a 24 impulsi. La tabella che segue riassume quanto appena esposto [8].

Numero dell'armonica	6 impulsi	12 impulsi	18 impulsi	24 impulsi
5	20.0%	-	-	-
7	14.3%	-	-	-
11	9.1%	9.1%	-	-
13	7.5%	7.5%	-	-
17	5.8%	-	5.8%	-
19	5.2%	-	5.2%	-
23	4.3%	4.3%	-	4.3%
25	4.0%	4.0%	-	4.0%
Valore efficace totale	29%	13.2%	11.0%	5.9%

Tabella 8: contenuto armonico per configurazioni a diverso numero di impulsi

La tabella qui sotto riporta le caratteristiche salienti degli azionamenti basati sulle quattro tipologie di convertitore descritte in questo capitolo

	SCR DC motor drive	Cyclo- ¹ converter	CSI (LCI) ²	VSI PWM ³
Amps at low speed	F(torque)	F(torque)	F(torque)	≈ 0
Cosφ	0 .. 0.9 (≡ prop. speed)	0 .. 0.76 (≡ prop. speed)	0 .. 0.9 (≡ prop. speed)	> 0.95 (≡ constant)
Dynamic response (power, torque)	< 100 ms	< 100 ms	Slower	< 50 ms
Torque ripple	Smooth	Smooth	Pulsating	Smooth
Zero-speed crossing	Discontinuous	Smooth	Pulsating	Smooth
Efficiency at full load	Lower	High	High	High
Harmonic distortion: - at low speed - at full speed	F(torque) F(torque)	F(torque) F(torque)	F(torque) F(torque)	≈ 0 F(torque)
Short circuit contribution	No	No	No	No
Motor matching required	Some	Some	Yes	No
Commutator	Yes	No (slipping)	No (slipping)	No

¹ With brushed synchronous motor

² With brushed synchronous motor

³ With cage induction motor

Tabella 9: caratteristiche principali delle quattro tipologie di azionamenti presentati

3.6 Convertitori multilivello a cascata (CMLC)

La necessità di un'alimentazione a basso contenuto armonico è strettamente legata a esigenze di comfort nel caso di applicazioni civili e ad esigenze operative nel caso di applicazioni militari. Per queste ultime, la tensione applicata ai motori di propulsione deve essere quasi perfettamente sinusoidale, poiché come già detto, devono essere ridotte al minimo le pulsazioni di coppia e il rumore originato dal sistema elettrico, in quanto questi fattori possono compromettere l'esito di una missione. Per soddisfare ai requisiti appena elencati, è attualmente in fase di sviluppo una tipologia di convertitori che vale la pena di citare per gli ottimi risultati che promette. Si tratta della configurazione *multi-livello a cascata* (*cascaded multi-level converter, CMLC*), la quale è costituita da due inverter a tensione impressa (VSI) che alimentano un motore posto fra di essi come mostrato in figura 3.19 [11]. Il carico alimentato da questa struttura deve essere nella configurazione a estremità aperte (open end), ovvero carico trifase a sei fili [12]. Il numero di livelli ottenibili con questa soluzione è pari al prodotto tra il numero di livelli di ciascuno dei due inverter. Nel caso illustrato, essendo ciascun inverter del tipo *neutral point clamped* (NPC) a 3 livelli, il numero di livelli di tensione applicati al carico è pari a 9 e la struttura è classificata come 3x3.

Ciascun inverter produce una specifica tensione e la differenza tra queste due viene applicata al carico. È da notare che i due inverter necessitano di alimentazioni in continua a diverso livello di tensione e quindi separate (V_{dc} la principale, V_{dcx} la secondaria). Sono state anche introdotte tecniche per l'eliminazione della seconda alimentazione [11] [12] [13]. In luogo di quest'ultima l'unità di condizionamento è alimentata da un banco di condensatori (figura 3.19) [14].

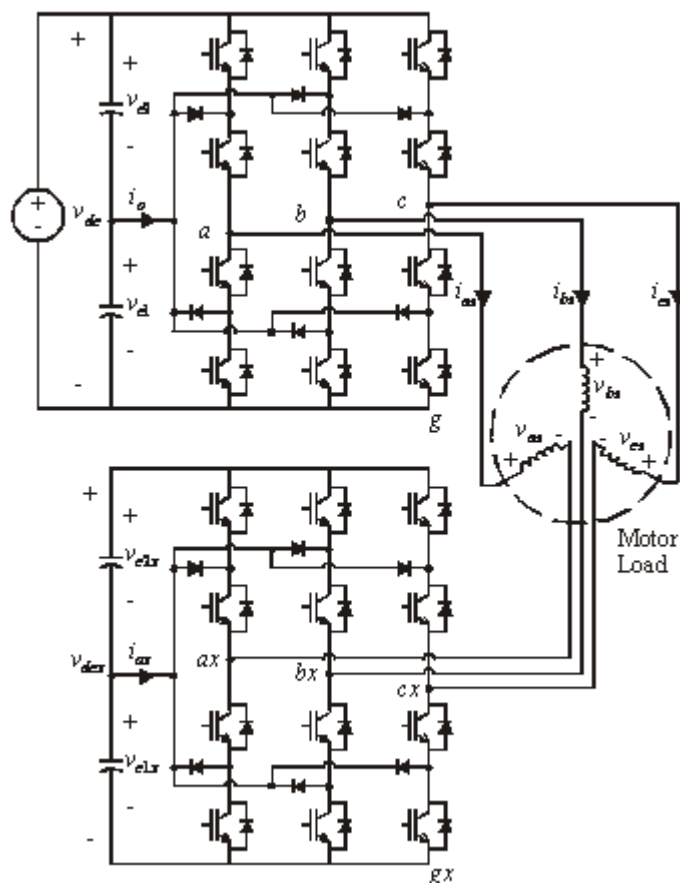


Figura 3.19: convertitore multilivello a cascata (CMCL) 3x3

Esistono principalmente due tecniche di controllo per un CMCL. La prima tecnica tratta i due inverter come un'unità singola e controlla l'uno e l'altro unitamente. Questa tecnica si può basare su diverse strategie, tra le quali la modulazione dei vettori spaziali (SVM), la modulazione seno-triangolo e il controllo della frequenza fondamentale [11].

La seconda tecnica tratta separatamente i due inverter. Quello superiore (*bulk inverter*) viene controllato come unità di potenza per produrre una forma d'onda a gradini a tre livelli, come mostrato in figura 3.20.

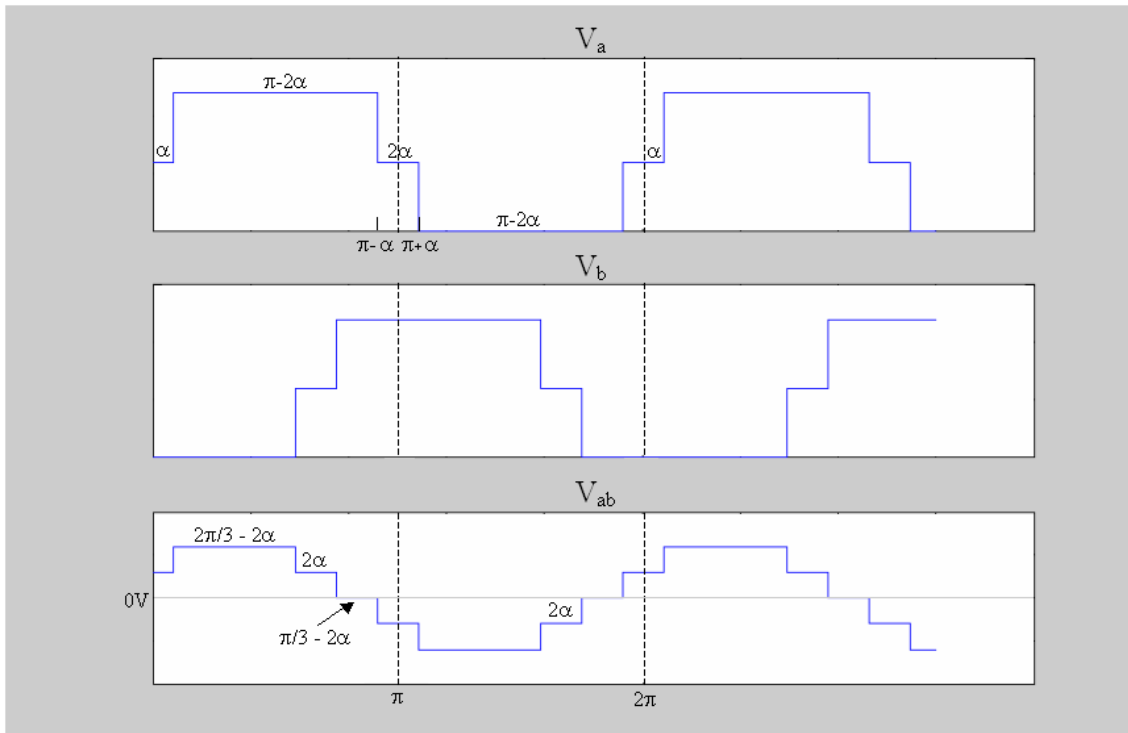


Figura 3.20: forme d'onda di tensione (V_a e V_b di fase, V_{ab} concatenata) a 3 livelli prodotte dall'unità di potenza (bulk inverter)

Questo inverter (*bulk*) fornisce l'elevata densità di potenza ma genera una forma d'onda di tensione ad alto contenuto armonico. Per eliminare le armoniche dalla tensione, l'inverter di condizionamento (inferiore, *conditioning inverter*) viene usato come filtro attivo; esso sottrae le armoniche alla forma d'onda generata dall'inverter di potenza. In questa maniera è possibile ottenere un'onda di tensione sinusoidale molto pulita, come mostrano le figure 3.21 e 3.22 [11].

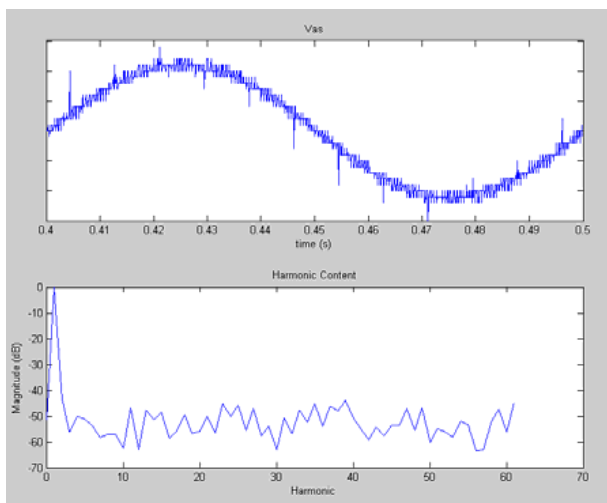


Figura 3.21: forma d'onda di tensione e distorsione (in dB)

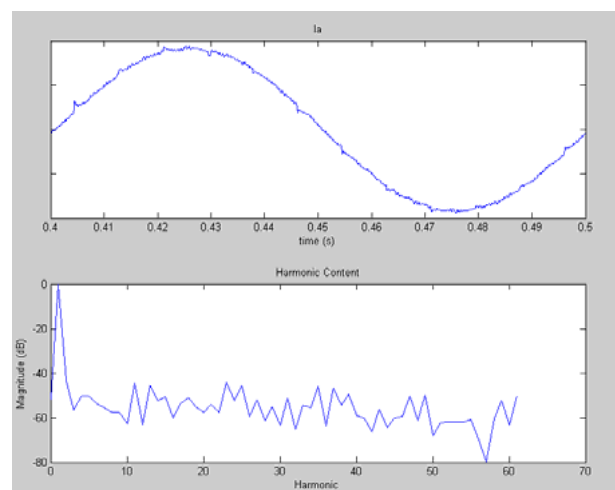


Figura 3.22: forma d'onda di corrente e distorsione (in dB)

picchi visibili nella forma d'onda di tensione sono conseguenza del controllo separato dei due inverter e possono essere ridotti nella durata facendo uso di un hardware più veloce nell'implementazione del sistema di controllo [11].

L'inverter di potenza (*bulk*) può utilizzare una configurazione qualsiasi a n livelli, pilotata da un controllore della commutazione alla frequenza della fondamentale. L'algoritmo di controllo è estremamente importante poiché deve essere in grado di sfruttare la massima densità di potenza ammissibile in un ciclo. Esso può essere basato su una PWM a bassa frequenza.

L'inverter di condizionamento (*conditioning*) può utilizzare anch'esso una struttura qualsiasi a n livelli; la frequenza di commutazione è molto maggiore rispetto a quella dell'unità di potenza, ma la tensione sugli switch è ridotta a circa un terzo [11].

Il controllo può essere basato sull'impiego dei vettori spaziali per ottenere una modulazione PWM. La banda passante dell'anello di controllo deve essere sufficientemente grande da permettere all'inverter di condizionamento di agire da filtro attivo riducendo la forma d'onda in uscita a una sinusoide quasi pura, con la frequenza desiderata. La potenza che attraversa l'unità di condizionamento (nel caso sia disponibile l'alimentazione a tensione ridotta, V_{dcx}) è circa dieci volte inferiore rispetto a quella che attraversa l'unità di potenza (connessa al bus con tensione V_{dc}) [11].

Per filtrare attivamente l'onda di tensione fornita dall'unità di potenza è necessario generare, per ciascuna fase, un segnale di errore (per controllare l'unità di condizionamento) che contenga la sola informazione relativa alle armoniche di tale onda. Ciò è ottenuto generando, per ciascuna fase (a,b,c), un segnale sinusoidale in fase con la fondamentale in uscita dall'unità di potenza, come appare in figura 3.23, per mezzo di un filtro passa-basso o di un circuito PLL [14].

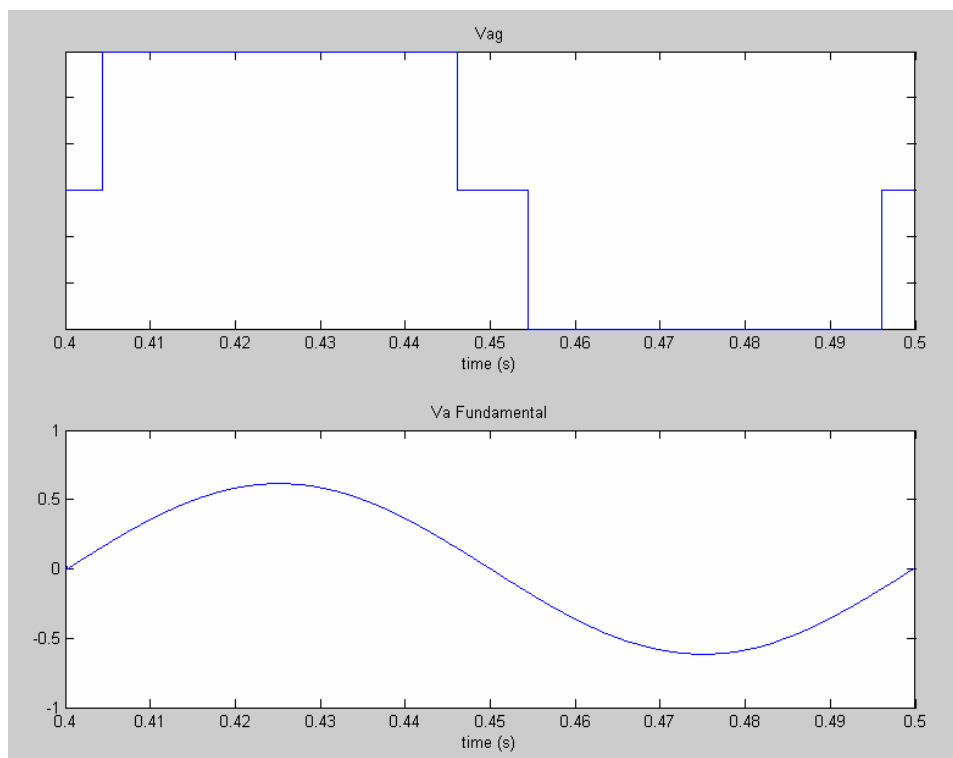


Figura 3.23: in alto: forma d'onda in uscita dall'unità di potenza; in basso: sinusoide agganciata in fase per la costruzione del riferimento per l'unità di condizionamento (per la fase a)

Regolando opportunamente l'ampiezza di tale sinusoide, detta $v_{ag,f}$, il segnale di errore $v_{ag,h}^*$ (contenente l'informazione sulle armoniche) si ottiene per semplice sottrazione:

$$v_{ag,h}^* = v_{ag} - v_{ag,f}$$

essendo v_{ag} la tensione della fase a in uscita dall'inverter di potenza.

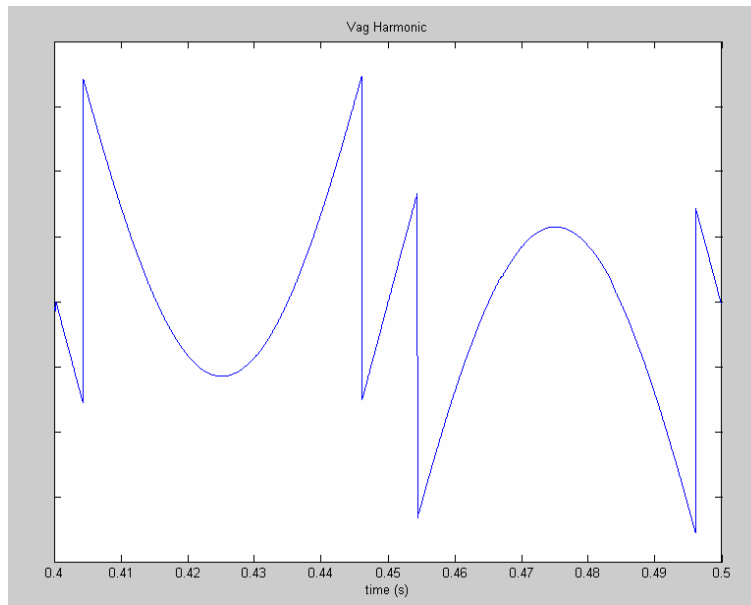


Figura 3.24: segnale di errore $v_{ag,h}^*$ per la fase a

Il segnale di errore $v_{ag,h}^*$ viene utilizzato come riferimento per il controllo dell'unità di condizionamento nel caso si possa disporre delle due alimentazioni separate DC [11]. Se invece si dispone di un'unica alimentazione DC è necessario utilizzare lo schema mostrato in figura 3.25 per il controllo dell'unità di condizionamento, tenendo presente che in questo caso l'unità di condizionamento è alimentata da un banco di condensatori e quindi l'intera potenza necessaria al motore sarà fornita dall'unità di potenza [14].

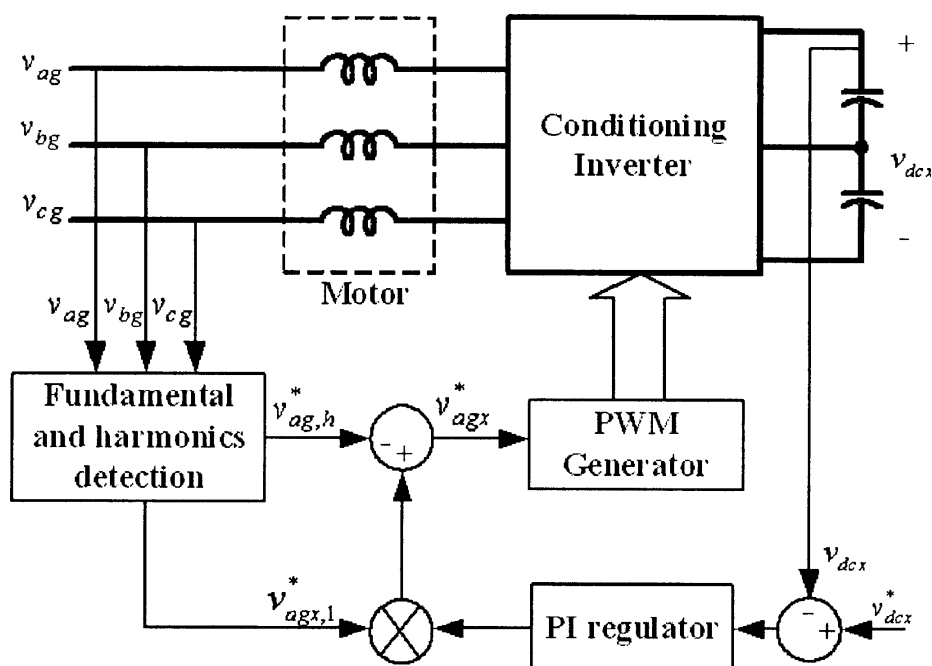


Figura 3.25: schema di controllo dell'inverter di condizionamento

In questo schema, il segnale di errore $v_{ag,h}^*$ viene utilizzato per elaborare il segnale di riferimento v_{agx}^* , come mostra la figura 3.25 [14].

Il sistema di controllo ha come obiettivo quello di far generare all'unità di condizionamento la forma d'onda che, applicata ad un'estremità del carico, consenta l'eliminazione del contenuto armonico prodotto dall'unità di potenza (filtraggio attivo). Inoltre ha il compito di mantenere la tensione V_{dcx} sui condensatori dell'unità di condizionamento a un terzo della tensione V_{dc} (in ingresso all'unità di potenza), per ottenere le migliori condizioni di funzionamento [14]. A questo scopo viene adottato un semplice controllo PI a catena chiusa, atto a regolare il flusso di potenza attiva nell'unità di condizionamento, come mostrato in figura 3.25 per la fase a . V_{dcx}^* è il riferimento di tensione DC che vale $(1/3)V_{dc}$. La tensione $v_{ag,l}^*$ è una sinusoide unitaria in fase con $v_{ag,f}$ e può essere direttamente ottenuta dal circuito PLL per l'estrazione della fondamentale dalla forma d'onda prodotta dall'unità di potenza [14]. Essa, moltiplicata per l'errore processato dal regolatore PI, fornisce un segnale che va a sommarsi alla sinusoide $-v_{ag,h}^*$. Il segnale v_{agx}^* così ottenuto è usato per pilotare l'unità di condizionamento, ad esempio con la tecnica SVPWM.

La figura 3.20 riporta la forma d'onda di tensione fornita dall'unità di potenza (*bulk*) di un convertitore multi-livello; tale stadio è costituito da un invertitore NPC a tre livelli. v_a e v_b sono tensioni stellate mentre v_{ab} è la concatenata. Quest'ultima appare distintamente come una forma d'onda a gradini. L'ampiezza della fondamentale delle tensioni di fase è controllata attraverso l'angolo α di figura 3.20 tramite la relazione:

$$v_{fund} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \cos(\alpha)$$

con $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ [11].

Da quanto esposto poco sopra, tutto il controllo di un CMCL ha come punto di partenza la forma d'onda fornita dall'unità di potenza, la cui unica variabile di controllo è l'angolo α . Per questo, il funzionamento dell'unità di potenza ha un grande impatto sul funzionamento dell'intero sistema. Tale impatto è visibile riguardando il vettore dei possibili stati di uscita nel piano $d-q$ per diversi valori di α , come riportato nella figura 3.26. I punti in blu rappresentano i possibili stati ammissibili per gli switch nel caso di un CMCL 3x3 le cui unità sono controllate unitamente; i cerchi neri rappresentano invece i possibili stati ammissibili per gli switch nel caso di un CMCL 3x3 le cui unità sono controllate separatamente [11].

Si nota anche che impiegando la seconda tecnica di controllo, con i valori di α utilizzati non è possibile riprodurre le tensioni più basse a causa della mancanza di alcuni stati ammissibili per gli switch. Una soluzione a questo inconveniente, nel caso si disponga della seconda alimentazione, consiste nel far funzionare solo l'inverter di condizionamento, riducendo però a tre il numero di livelli disponibili. Un'altra, più efficace, è quella di utilizzare un raddrizzatore d'ingresso di tipo attivo (AFE), la quale permette di sfruttare tutti i gradini disponibili, mantenendo elevata la qualità della forma d'onda in uscita [11].

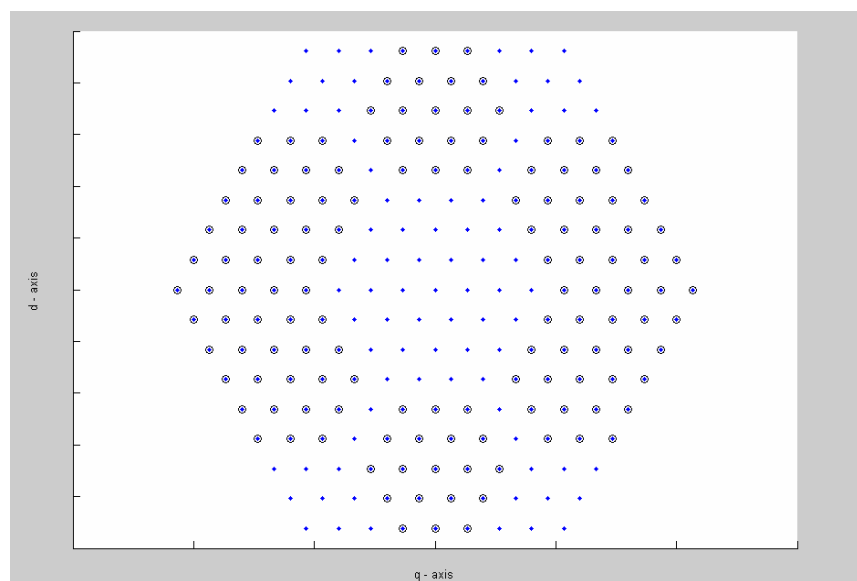
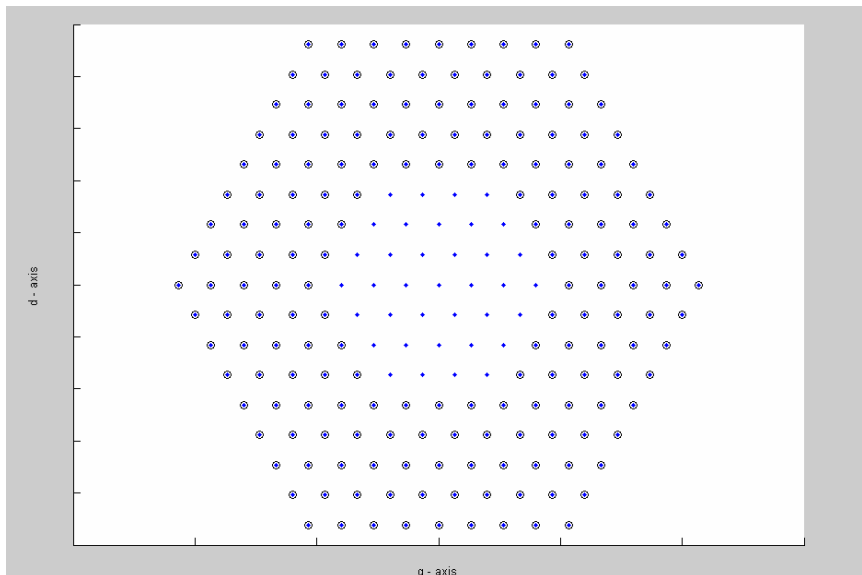
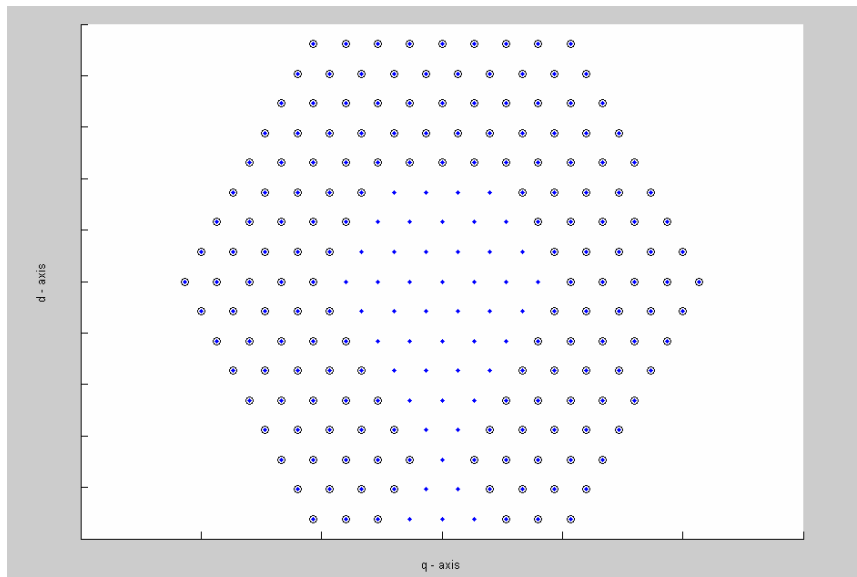


Figura 3.26: vettore dei possibili stati di uscita nel piano d - q per $\alpha=0$, $\alpha=15$, $\alpha=45$

Un altro problema associato al controllo separato delle due unità è quello della presenza di alcuni picchi nell'onda di tensione (figura 3.21). Questa anomalia si presenta quando l'unità di potenza cambia lo stato degli switch nel mezzo di un periodo di commutazione dell'unità di condizionamento. Anche in questo caso esistono varie soluzioni per ridurre la durata dei picchi. Una di queste consiste nell'aggiunta di un reset al ciclo PWM dell'inverter di condizionamento. Una spiegazione più dettagliata è fornita in [11].

Questo tipo di convertitore non è ancora disponibile per le potenze elevate tipiche delle applicazioni navali. La possibilità di ottenere una forma d'onda molto pulita, utilizzando un controllo separato è un argomento molto interessante come è anche confermato dall'abbondanza di pubblicazioni sull'argomento presenti in letteratura. Altri vantaggi di questa soluzione sono:

- l'elevata densità di potenza;
- il basso costo dovuto alla possibilità di utilizzare per l'unità di potenza un inverter di tipo commerciale senza ulteriori modifiche;
- l'affidabilità derivante dalla ridondanza introdotta dalla presenza di due inverter. La possibilità di usare il solo inverter di condizionamento per un'andatura a velocità ridotta è però realmente sfruttabile solo nel caso si usino le due alimentazioni separate.

La possibilità di avere a disposizione due alimentazioni DC e due inverter comporta una migliore capacità di far fronte a malfunzionamenti nel sistema di conversione statica dell'energia elettrica. Ciò naturalmente comporta anche un aumento dei costi, sebbene la potenza sia suddivisa tra l'unità di potenza ($\approx 90\%$) e l'unità di condizionamento ($\approx 10\%$) e questo permetta di impiegare due inverter aventi potenza nominale inferiore a quella dell'intero sistema.

Se si dispone di una sola alimentazione DC è necessario utilizzare per l'unità di condizionamento lo schema di controllo presentato in figura 3.25. In questo caso, come già accennato, l'unità di condizionamento è alimentata dal solo banco di condensatori e l'intera potenza dovrà essere fornita da una sola unità (*bulk inverter*), rendendo più alto il costo di quest'ultima. Questa soluzione è più fruibile poiché consente l'utilizzo di un sistema di alimentazione DC più semplice ma non porta con sé l'alto grado di affidabilità legato alla possibilità di usare uno solo dei due inverter nelle condizioni di guasto.

CAPITOLO 4

CONFRONTO TRA VSI e CSI IN UN AZIONAMENTO ELETTRICO DI ELEVATA POTENZA CON MOTORE SINCRONO MULTIFASE [15]

Negli azionamenti elettrici di elevata potenza a velocità variabile, l'uso di motori sincroni con eccitazione sul rotore è spesso la miglior scelta per i vantaggi che essa comporta in termini di efficienza, fattore di potenza, coppia di picco e tolleranza al sovraccarico.

Mentre i sistemi di alimentazione a frequenza variabile per motori asincroni sfruttano principalmente inverter a tensione impressa (VSI), per i motori sincroni è possibile utilizzare convertitori sia a tensione impressa (VSI) che a corrente impressa (CSI). A quest'ultima tipologia appartiene il già citato sincroconvertitore o Load Commuted Inverter (LCI), basato sull'uso di SCR, in grado di offrire una soluzione robusta e relativamente economica, sebbene presenti alcuni svantaggi quali l'elevato ripple di coppia e il basso fattore di potenza. Per quanto riguarda le alternative a tensione impressa (VSI), quelle basate sulla modulazione PWM sono sicuramente le più attraenti per un campo di velocità relativamente alte, ove non è ammissibile l'uso di cicloconvertitori. Gli inverter PWM che utilizzano IGBT e IGCT come interruttori elettronici, possono risultare vantaggiosi in termini di qualità di coppia, efficienza del motore e dinamica di controllo, ma rappresentano una soluzione ancora innovativa e costosa se applicata ad una macchina sincrona da svariati megawatt.

Inoltre, quando vengono adottate configurazioni ad elevato numero di fasi, al fine di aumentare la potenza dell'azionamento e la tolleranza ai guasti, un confronto tra le soluzioni a VSI e CSI diviene meno semplice poiché devono essere considerate diverse configurazioni, e le migliori prestazioni spesso accreditate ai convertitori PWM non possono essere date per scontate.

Nel seguito verranno considerate diverse configurazioni di azionamenti con motore sincrono multifase alimentato da VSI e da CSI. Dall'analisi e dai risultati di simulazioni numeriche si otterrà un confronto sulle diverse prestazioni offerte da queste due tipologie di alimentazione.

4.1 Descrizione del sistema in esame

Tutte le configurazioni di azionamenti oggetto di questo studio impiegano la stessa tipologia di motore sincrono a rotore saliente in media tensione, caratterizzato da un avvolgimento di statore suddiviso in due o più (N) sezioni trifase e alimentate in maniera indipendente, ciascuna dal proprio convertitore.

Le principali differenze possono essere nel numero, nella tipologia e nella strategia di controllo dei convertitori di alimentazione, come sarà brevemente spiegato nel seguito.

4.1.1 Configurazioni di azionamenti a LCI multipli

Alcune possibili architetture di azionamenti a sincroconvertitore sono mostrate nella figura 4.1. Ciascun sincroconvertitore è composto da un ponte invertitore (LCI) lato motore, da una induttanza nel DC-link e da un raddrizzatore controllato a SCR lato rete. Entrambi i ponti hanno la topologia mostrata nella figura 4.2, nella quale sono anche riportati i circuiti RC di snubber in parallelo agli SCR.

Se N_m è il numero di ponti lato motore e N_g è il numero di ponti lato rete, il sistema sarà classificato come azionamento a $6N_m$ impulsi lato motore e $6N_g$ impulsi lato rete. Per gli alimentatori a LCI sono possibili varie configurazioni basate sull'utilizzo di uno o più trasformatori multipresa

finalizzate a migliorare la qualità della corrente assorbita attraverso la cancellazione di alcune armoniche.

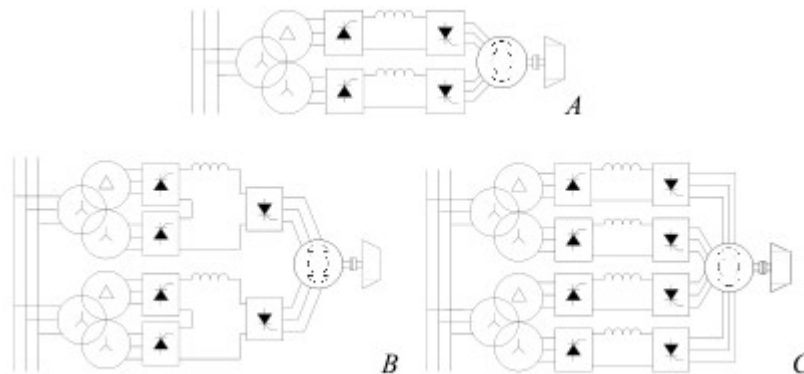


Figura 4.1: alimentatore LCI a 12 impulsi lato rete per motore a doppia terna (A); alimentatore LCI a 24 impulsi lato rete per motore a doppia terna (B); alimentatore LCI a 24 impulsi lato rete per motore a terna quadrupla (C).

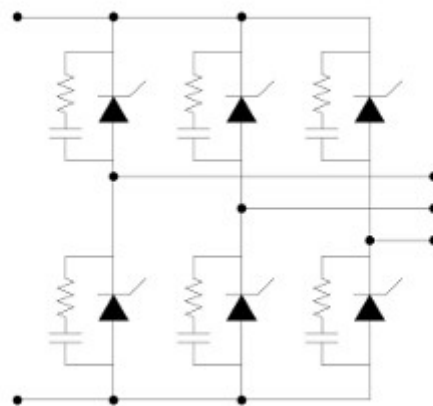


Figura 4.2: struttura di un ponte trifase a SCR con snubber RC in parallelo

Il sistema di controllo di ciascun sincroconvertitore è illustrato nella figura seguente. L'intervallo di conduzione degli SCR nei ponti sul lato motore è sincronizzato con le tensioni ai morsetti di motore per mezzo di un angolo β di ritardo di accensione fissato. Un anello di controllo regola il flusso allo statore del motore regolando l'eccitazione sul rotore. Un altro anello di controllo regola la velocità pilotando il regolatore della corrente del DC-link. Quest'ultimo regolatore agisce variando l'angolo α di ritardo di accensione nel ponte sul lato rete.

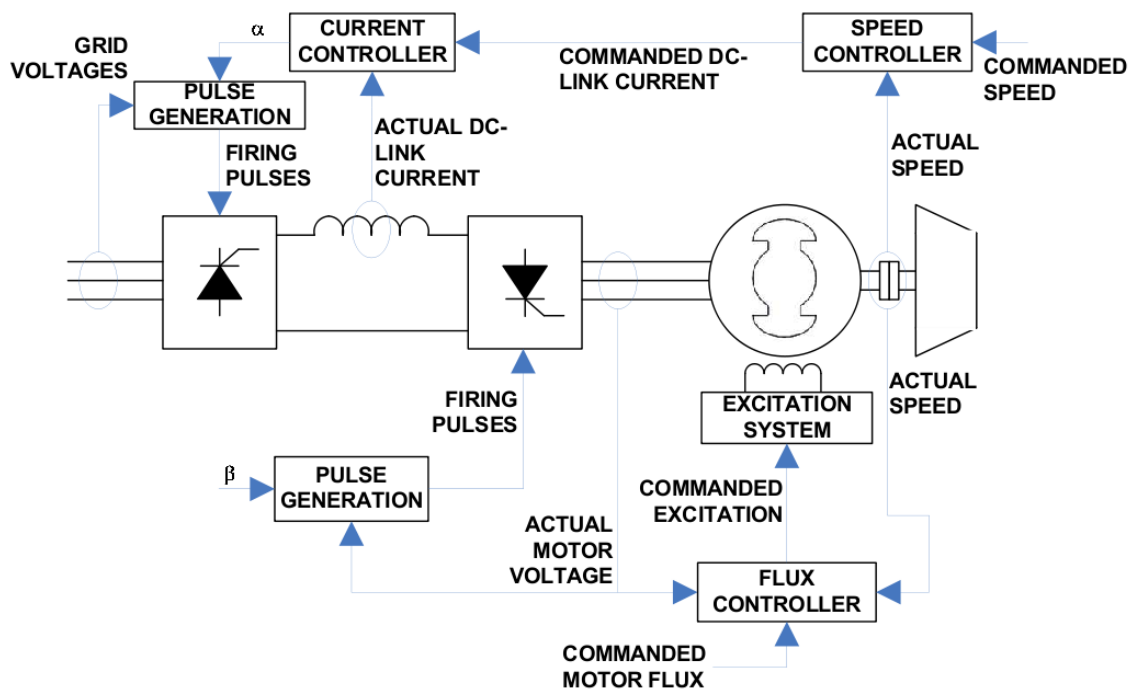


Figura 4.3: schema di controllo per singola unità di sincroconvertitore (trifase)

4.1.2 Configurazioni di azionamenti a VSI multipli

Nella figura seguente è mostrata una possibile architettura di un VSI multilivello, in configurazione a cascata (*cascaded*), per alimentare un motore sincrono a doppia terna. Ciascuna fase del convertitore è costituita da una sequenza di N_c celle (*power cell*) connesse in serie.

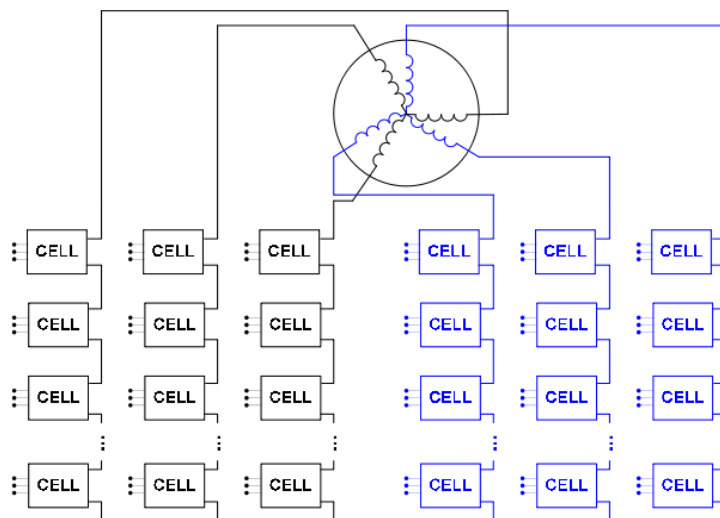


Figura 4.4: inverter multilivello in configurazione a cascata

La topologia a *ponte H* di ciascuna cella è riportata nella figura successiva. La sorgente DC può essere costituita da un ponte trifase a diodi (*Diode Front End - DFE*) o da un ponte trifase con interruttori elettronici a commutazione forzata (*Active Front End - AFE*). I morsetti per il collegamento in serie delle celle sono identificati dai pallini sul lato destro.

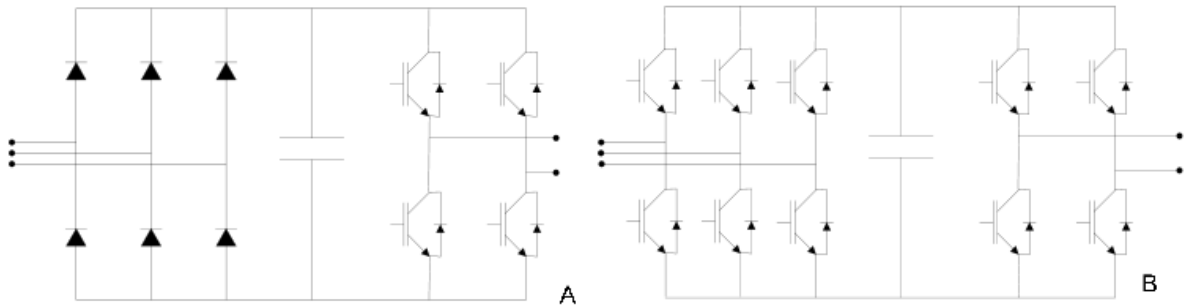


Figura 4.5: topologia a ponte H di ciascuna cella; A: sorgente DC costituita da un ponte trifase a diodi (*Diode Front End - DFE*) ; B: sorgente DC costituita da un ponte trifase con interruttori elettronici a commutazione forzata (*Active Front End - AFE*)

La configurazione in cascata consente di ottenere una tensione di uscita composta da $2N_c+1$ gradini (contando sia i positivi che i negativi), il che si traduce in un miglioramento del contenuto armonico all'aumentare di N_c . Parallelamente, un numero di celle elevato comporta un aumento di complessità del dispositivo e del suo costo.

Una possibile topologia alternativa di VSI per l'alimentazione di una macchina trifase a doppia terna è data dall'architettura *Neutral Point Clamped (NPC)*, rappresentata nella figura seguente con raddrizzatori di tipo AFE .

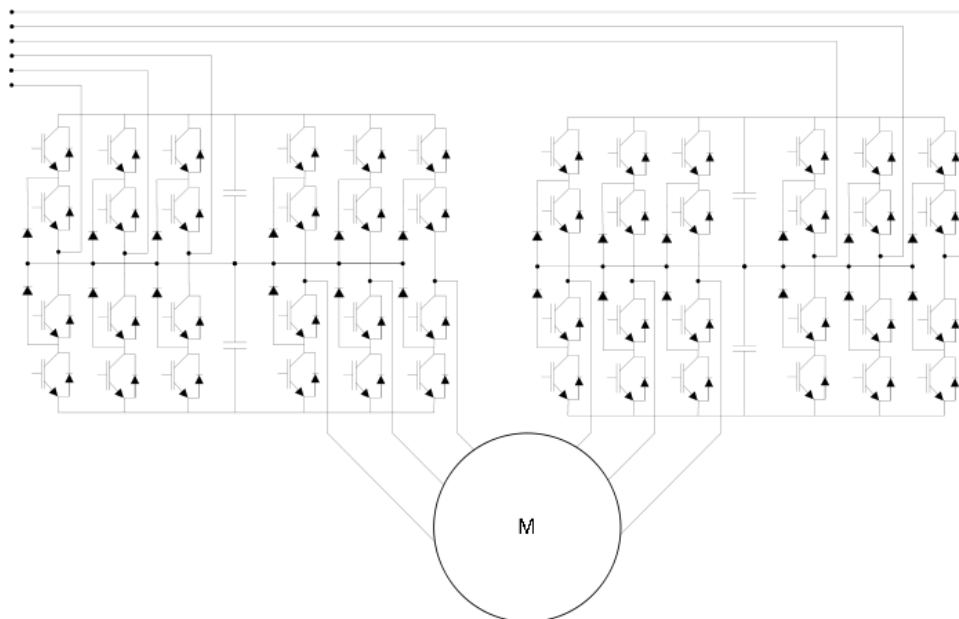


Figura 4.6: inverter NPC per l'alimentazione di un motore trifase a doppia terna con raddrizzatori di tipo AFE

La forma d'onda della tensione in uscita è equivalente a quella che si ottiene dalla configurazione a cascata con $N_c=1$.

Dal punto di vista del controllo, vi sono varie strategie che possono essere utilizzate per i convertitori VSI multifase. La figura che segue riporta un sistema di controllo *FOC* (*Field Oriented Control*) per un'unità VSI trifase. Tale metodo necessita di essere replicato tante volte quante sono le terne del sistema multifase da controllare. Un anello di controllo della tensione che agisce sul circuito di eccitazione (sul rotore) regola il flusso, analogamente a quanto detto per il caso del CSI. Per la regolazione della velocità (o della coppia) viene impiegato un controllo vettoriale basato sulla decomposizione della corrente di statore in due componenti rotanti ortogonali xy . L'asse x viene mantenuto istantaneamente allineato al vettore λ che rappresenta la ricostruzione del flusso concatenato con lo statore.

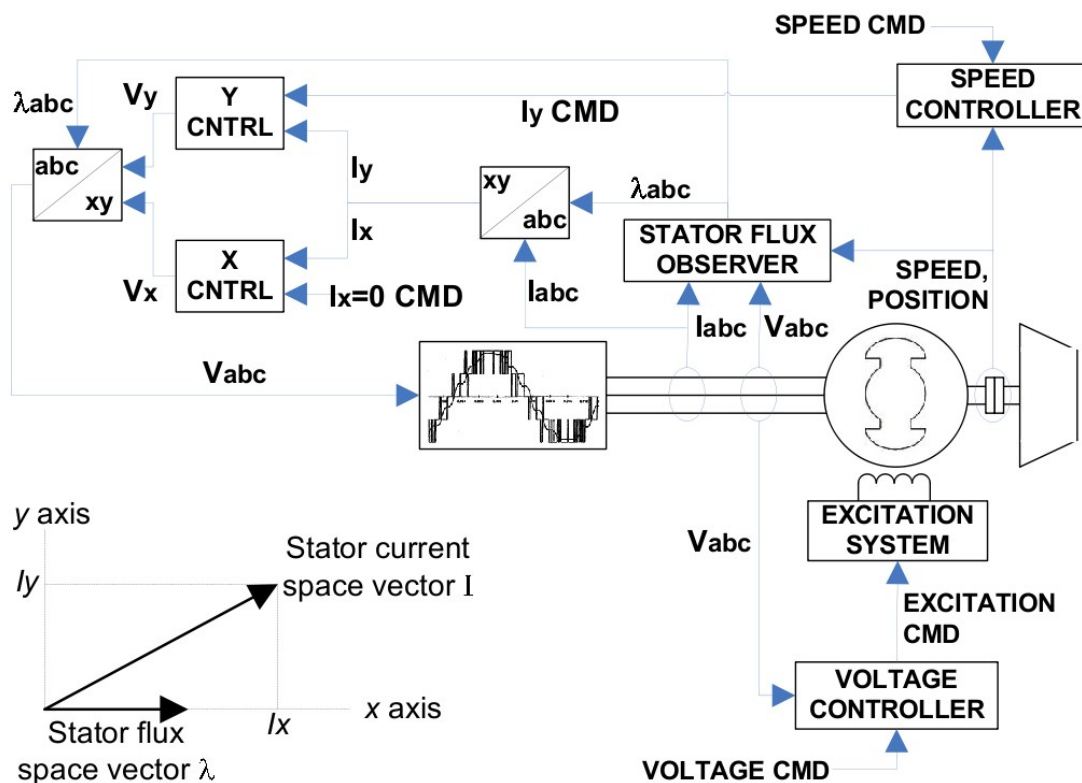


Figura 4.7: schema di un sistema di controllo FOC per una singola unità VSI

Fornendo un riferimento di valore nullo al regolatore della componente I_x della corrente di statore, è possibile far operare il motore con fattore di potenza unitario. Il regolatore della componente I_y della corrente di statore invece agisce come anello interno all'anello di controllo della velocità (o della coppia). Le tensioni che devono essere fisicamente applicate al motore possono venire costruite sia con la tecnica della modulazione seno-triangolo sia con quella della modulazione dei vettori spaziali, nel caso venga utilizzato un invertitore in configurazione NPC. Nel caso in cui si usi invece un invertitore multilivello in configurazione a cascata risulta necessario ricorrere alla modulazione seno-triangolo. Una strategia di controllo come quella mostrata nella figura sopra è adatta per una macchina trifase a terna singola e deve essere replicata nel caso di macchine a terne multiple. Tuttavia le esperienze accumulate nell'alimentazione di motori asincroni trifase a doppia

terna dimostrano che alimentare gli avvolgimenti della macchina in maniera indipendente può dare luogo a correnti armoniche parassite, a causa dell'accoppiamento magnetico tra le fasi. Al fine di superare questo problema, per le macchine asincrone multi-terna sono stati sviluppati sistemi di controllo dedicati, alcuni basati sulla trasformazione in un sistema di riferimento ad assi dq multipli, altri sulla cosiddetta “decomposizione in vettori spaziali”. Non sono invece stati ritrovati riferimenti in letteratura riguardo questo tipo di controlli applicati alle macchine sincrone di elevata potenza. Per questo motivo, nell'analisi qui presentata, si suppone di adottare lo schema di figura 4.7.

4.1.3 Osservazioni generali sul confronto

Basandosi sulla descrizione generale fornita fin qui, è possibile delineare un primo confronto a grandi linee. Sicuramente la soluzione a CSI è più matura, robusta e consolidata da un punto di vista strutturale e funzionale. Gli SCR sono stati usati per decenni come interruttori elettronici per elevata potenza, mentre gli IGCT e gli IGBT sono tradizionalmente impiegati in dispositivi di bassa potenza e solo ultimamente il loro uso è stato esteso ad applicazioni in media tensione. Per queste ragioni il costo della soluzione a VSI risulta più elevato. Inoltre, il controllo di azionamenti con macchine multi-terna è un argomento attualmente in fase di sviluppo e non sono ancora disponibili soluzioni industriali consolidate per superare efficacemente il problema delle armoniche parassite di corrente.

Al contrario, l'uso di azionamenti a VSI garantisce una risposta molto più pronta durante i transitori elettromeccanici, rispetto agli azionamenti a CSI. Inoltre, l'impossibilità in questi ultimi di ottenere l'auto commutazione degli SCR nel funzionamento a bassa velocità è un problema già citato e sottolinea la versatilità degli azionamenti a VSI, nei quali è possibile usare la stessa tecnica di controllo su tutto il range di velocità.

4.2 Analisi e risultati della simulazione

Le architetture di figura 4.1 e di figura 4.4 e sono state scelte, implementate e valutate in ambiente Matlab-Simulink, insieme ai rispettivi sistemi di controllo (figure 4.3 e 4.7). La modularità del modello del convertitore CSI rende relativamente semplice l'operazione di implementazione delle diverse strutture (con diverso numero di impulsi), grazie alla ricombinazione degli stessi componenti elementari. Similmente, nel convertitore VSI multilivello, diversi gradi di qualità della tensione di uscita possono essere ottenuti cambiando il numero di celle collegate in serie per ciascuna fase, senza dover modificare la modulazione e la tecnica di controllo.

Per quanto riguarda la macchina trifase a terna multipla, è stato utilizzato un modello matematico basato sulla trasformazione dq ad assi multipli. L'identificazione dei parametri è stata eseguita con il metodo degli elementi finiti calibrato su macchine simili aventi caratteristiche già note.

Per dare senso al confronto, le simulazioni del VSI e del CSI sono state eseguite nelle medesime condizioni; in particolare sono state scelte la stessa velocità a regime e la stessa coppia di carico.

Come primo caso è stata considerata per l'azionamento a VSI la configurazione a cascata (figura 4.4) con 7 celle in serie per ciascuna fase ($N_c=7$), mentre per l'azionamento a CSI è stata considerata la configurazione di figura 4.1A. In entrambi i casi il motore sincrono è a doppia terna. Alcuni risultati significativi sono stati riportati nei diagrammi che seguono.

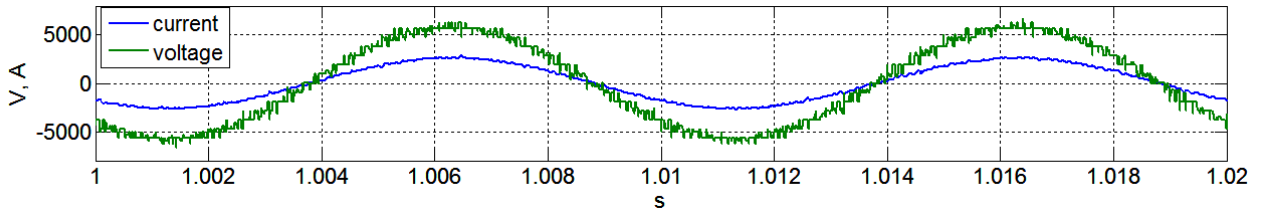


Figura 4.8: correnti e tensioni di fase in un azionamento con VSI in configurazione a cascata a 7 celle per fase ($N_c=7$) e motore a doppia terna

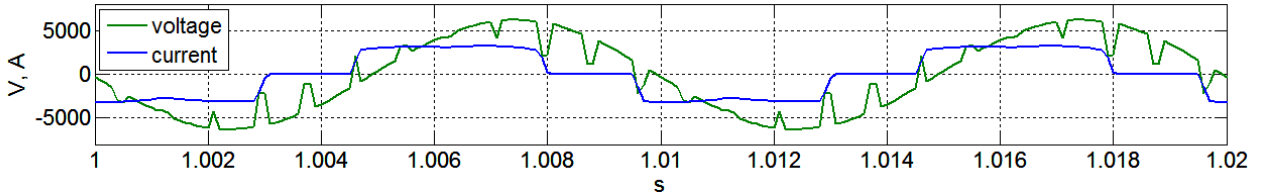


Figura 4.9: correnti e tensioni di fase in un azionamento con CSI e motore a doppia terna

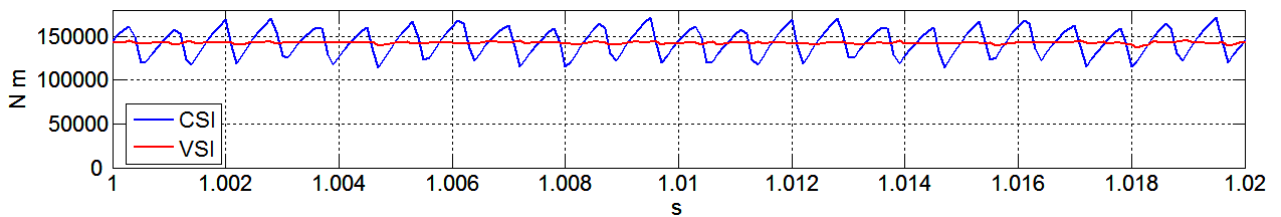


Figura 4.10: coppia elettromagnetica

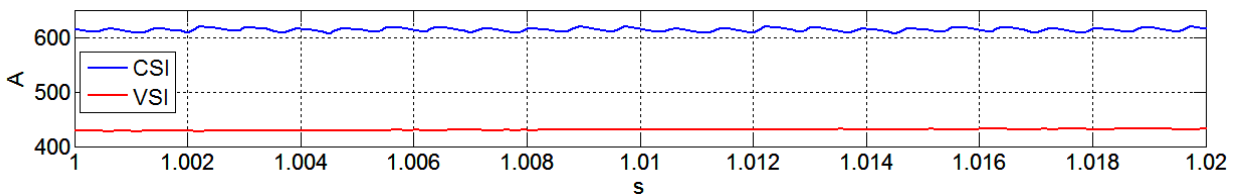


Figura 4.11: corrente di campo

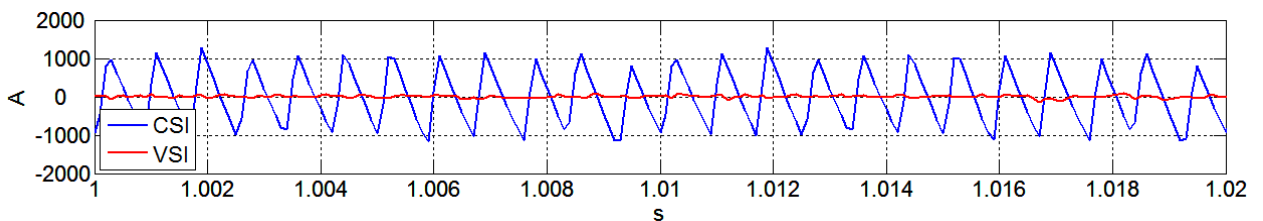


Figura 4.12: corrente nell'avvolgimento smorzatore riferita allo statore

4.2.1 Superiorità del VSI per l'elevato numero di gradini della tensione in uscita

La superiorità nelle prestazioni dell'azionamento a VSI con struttura a 7 celle per fase (in totale 15 gradini di tensione) risulta evidente sotto diversi punti di vista: grazie all'elevato numero di celle per fase la tensione in uscita del VSI mostra una forma quasi sinusoidale, distorta soltanto da armoniche di frequenza molto alta e di piccola ampiezza; di conseguenza la forma d'onda di corrente può essere considerata praticamente sinusoidale, dal momento che tutte le armoniche di tensione sono filtrate dalle induttanze del motore (figura 4.8). In più la coppia risulta quasi completamente privata del ripple, soprattutto se confrontata con quella dell'azionamento a CSI (figura 4.10). In condizioni di funzionamento a regime, nel motore alimentato a VSI gli avvolgimenti smorzatori di rotore sono sede di correnti quasi nulle, mentre significative correnti parassite vengono indotte nel motore alimentato a CSI (figura 4.12), causando riscaldamento e perdite aggiuntive. Infine il controllo FOC del VSI (figura 37) consente, nel funzionamento a regime, di mantenere un fattore di potenza (lato motore) unitario; questa caratteristica è confermata dalla simulazione (figura 4.8), nella quale le fondamentali di tensione e corrente sono esattamente in fase; nell'azionamento a CSI invece il fattore di potenza è minore di uno e vi è assorbimento di potenza reattiva capacitiva (la fondamentale di corrente è in anticipo su quella di tensione, figura 4.9). Grazie all'elevato fattore di potenza, la reazione di indotto del motore alimentato a VSI è molto contenuta, e questo comporta un valore ridotto della corrente di campo necessaria, con conseguente riduzione delle perdite per effetto Joule nel rotore.

Per quanto riguarda l'uscita del CSI, si trova la forma d'onda di corrente rettangolare dovuta al fatto che ciascuna fase di motore conduce per 120 gradi elettrici per ogni semiperiodo (figura 4.9). La forma d'onda della tensione è caratterizzata da alcune flessioni che si manifestano negli istanti in cui avviene la commutazione tra una fase e la successiva (figura 4.9). Quindi il numero di flessioni dipende dal numero di fasi, mentre la forma di queste dipende dalle caratteristiche elettriche dello snubber RC associato a ciascun SCR (figura 4.2). Lo spettro della tensione in uscita è mostrato in figura 4.13; la distorsione tende a migliorare per valori elevati dell'angolo di ritardo di accensione β (del ponte lato motore), a causa di una variazione della forma delle flessioni della tensione (figure 4.14 e 4.15).

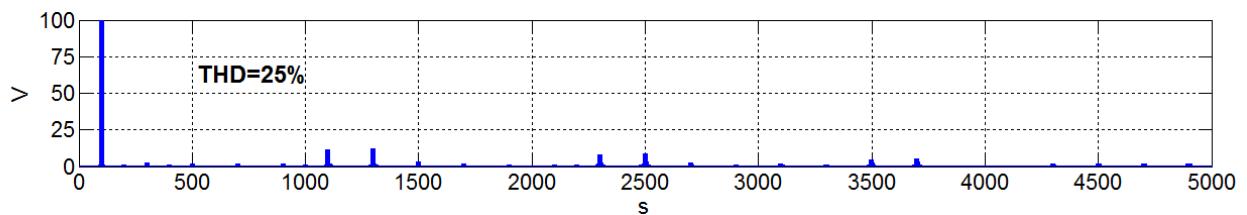


Figura 4.13: spettro della tensione in uscita dal CSI

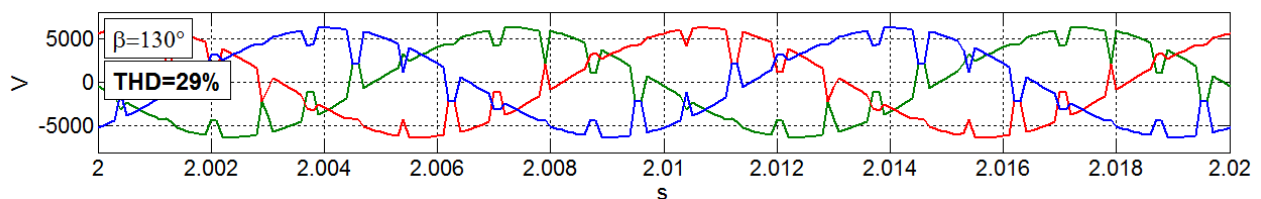


Figura 4.14: forma d'onda della tensione in uscita dal CSI per $\beta=130^\circ$

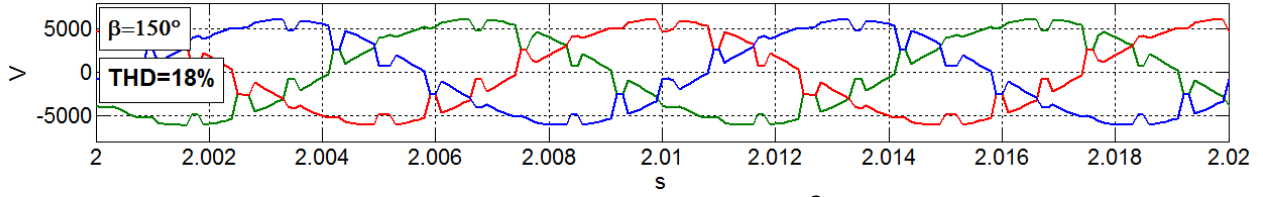


Figura 4.15: forma d'onda della tensione in uscita dal CSI per $\beta=150^\circ$

Diversamente dalla distorsione della tensione, la distorsione della corrente nell'azionamento a CSI è quasi indipendente dal punto di lavoro e dai parametri funzionali. Approssimando la forma d'onda di corrente con un'onda rettangolare, ciascuna corrente di fase $i(t)$ può essere sviluppata in serie di Fourier come segue:

$$i(t) = \frac{4}{\pi} I_{dc} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \sin[\pi(2n+1)/3]}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega t] \quad (1)$$

dove I_{dc} indica la corrente nel DC-link, supposta costante. Dalla (1) possono essere ricavati il valore efficace I_1 della fondamentale e il valore efficace totale I della corrente in uscita dal CSI:

$$I_1 = \frac{4}{\pi} I_{dc} \sin(\pi/3) \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dc} \quad (2)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_{dc}^2 dx} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{dc} \quad (3)$$

e quindi la distorsione armonica totale THD_I :

$$THD_I = \sqrt{\frac{I^2 - I_1^2}{I_1^2}} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{3}\right)^2 - 1} \approx 0.311 \quad (4)$$

Usando quindi le equazioni (2) e (4) le perdite totali per effetto Joule nello statore di una macchina con N avvolgimenti trifase, alimentata a CSI, sono ben approssimate dalla:

$$P_{joule,s} = 3NR_s I^2 = 3NR_s (THD_I^2 + 1) I_1^2 = 3NR_s \frac{\pi^2}{9} I_1^2 = 3NR_s \frac{\pi^2}{9} \left(\frac{\sqrt{6}}{\pi}\right)^2 I_{dc}^2 = 2NR_s I_{dc}^2 \quad (5)$$

Essendo $\pi^2/9 \cong 1.097$, dall'equazione (5) si ricava che le perdite aggiuntive dovute alle armoniche sono uguali al 9.7% delle perdite associate alla fondamentale.

Per quanto riguarda le perdite di rotore, guardando la figura 4.11, è possibile dire se la macchina alimentata a CSI e quella alimentata a VSI fossero equipaggiate con lo stesso circuito di campo, il valore più basso del fattore di potenza nella prima comporterebbe delle perdite di campo pressochè doppie rispetto alla seconda. Per evitare il surriscaldamento è naturale che il circuito di eccitazione della macchina alimentata a CSI debba essere sovradimensionato rispetto a quella a VSI. Le stesse

considerazioni possono essere fatte per gli avvolgimenti smorzatori, i quali sono sede di considerevoli intensità di corrente anche durante il funzionamento a regime (figura 4.12).

4.2.2 Possibili aspetti critici degli azionamenti a VSI

Nel confronto sopra riportato, si è ipotizzato un elevato numero di gradini nelle tensioni d'uscita del VSI multilivello. Nella pratica, considerazioni di natura tecnica ed economica, limitano il numero di celle per fase realizzabili nella configurazione multilivello a cascata (figura 4.4). Similmente, il ricorso a topologie NPC con elevato numero di gradini (derivate da quella riportata in figura 4.6) complica decisamente la struttura del convertitore e il relativo sistema di controllo.

Il degradarsi della forma d'onda di tensione associato alla riduzione del numero di livelli della tensione stessa appare evidente dalla figura seguente, nella quale la frequenza della portante è la stessa usata nella precedente simulazione.

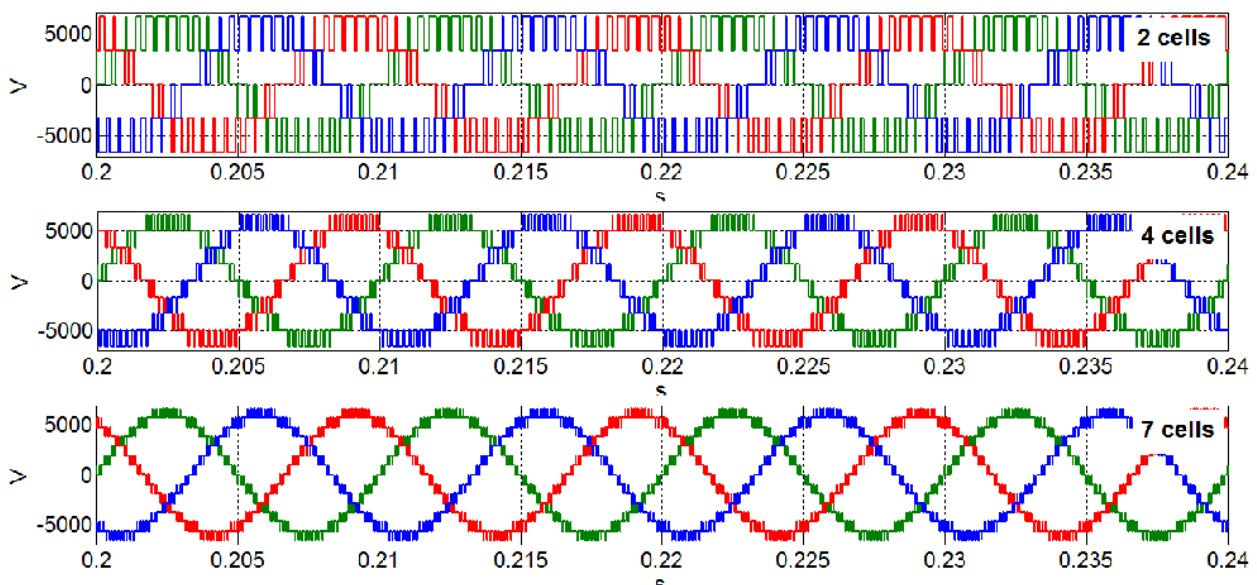


Figura 4.16: forme d'onda della tensione d'uscita di un VSI per diversi numeri di celle per fase

La distorsione armonica totale (THD) calcolata cambia con il numero di celle N_c nel modo illustrato nel seguito:

Numero celle (N_c)	7	4	2
Distorsione armonica totale (THD)	9%	16%	33%

Il problema della degradazione della forma d'onda del VSI può essere sintetizzato come segue. Innanzitutto alcune perdite aggiuntive hanno origine nel nucleo dello statore della macchina a causa delle pulsazioni ad alta frequenza del flusso. Una quantificazione di questo fenomeno risulta piuttosto complessa. In particolare i risultati di alcune sperimentazioni condotte su una macchina asincrona da 5 MW alimentata da un inverter NPC a media tensione, mostrano che le perdite

aggiuntive dovute alle armoniche iniettate dall'inverter ammontano a circa il 20% delle perdite del circuito magnetico e al 5% delle perdite totali della macchina.

Inoltre deve essere tenuto in considerazione lo stress imposto all'isolamento degli avvolgimenti. Questo dipende dai transitori che avvengono in corrispondenza di ciascun passaggio tra due livelli successivi di tensione (figura 4.17). Maggiore è l'ampiezza di ciascun gradino (ΔV_{step}), più forti sono gli stress che si originano nella transizione (dipendenti da dv/dt). Inoltre, a seconda delle caratteristiche dei cavi che collegano il motore all'inverter, si manifesta una sovraelevazione di ampiezza ΔV_{os} . Poiché nel caso peggiore si ha che $\Delta V_{step} = \Delta V_{os}$, risulta evidente che in presenza di una forma d'onda di tensione formata da pochi gradini di elevata ampiezza, l'isolamento degli avvolgimenti necessita di essere adeguatamente rinforzato rispetto al caso di alimentazione a LCI, nel quale invece non è prevista alcuna sovratensione (figura 4.9).

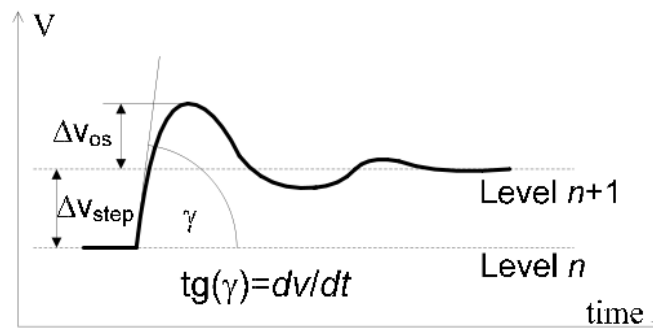


Figura 4.17: transizione tra livelli di tensione in un VSI multilivello

Infine, un argomento importante da tenere in considerazione è la comparsa di correnti extra armoniche di elevata ampiezza negli avvolgimenti di macchine multiterna. Il fenomeno è ampiamente riportato in letteratura e può effettivamente essere determinato per mezzo di simulazioni numeriche (figura 4.18). E' evidente che le correnti in questione possono essere dannose, sia per il motore che per l'inverter, come possibili fonti di perdite aggiuntive e surriscaldamento.

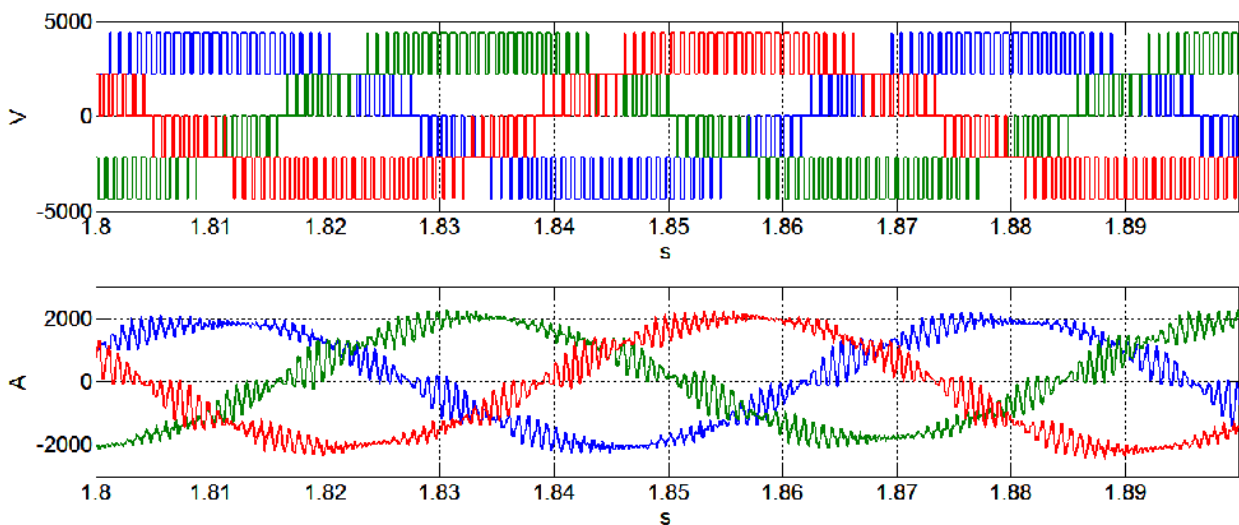


Figura 4.18: tensioni (in alto) e correnti (in basso) di fase in un azionamento a VSI a 2 celle per fase e con avvolgimenti di motore a passo raccorciato

Per affrontare questo problema sono state proposte in letteratura numerose strategie, alcune improntate su modifiche alla struttura degli avvolgimenti, altre su tecniche di modulazione e algoritmi di controllo modificati, altre ancora sulle caratteristiche elettromagnetiche della macchina, come, ad esempio, la messa a punto di un passo appropriato per le bobine. Come esempio dell'ultima strategia, nella figura 4.19 è mostrato l'effetto benefico dell'impiego di una struttura a passo intero per gli avvolgimenti di statore; in particolare si nota la riduzione delle correnti armoniche parassite in presenza della tensione di alimentazione mostrata nella figura precedente.

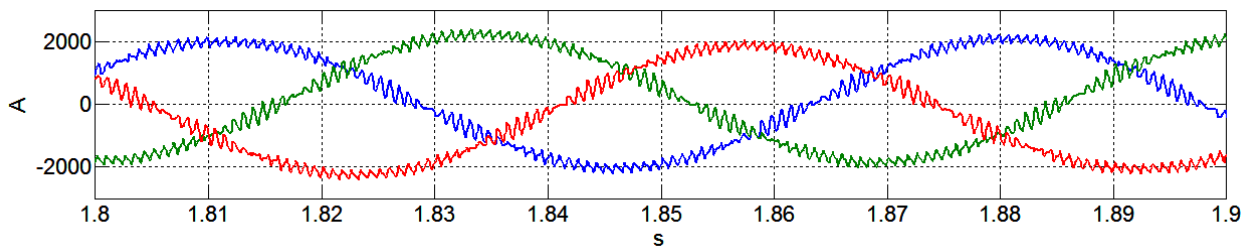


Figura 4.19: correnti di fase in uscita da un VSI a 2 celle in presenza della tensione di alimentazione mostrata nella figura precedente e con bobine di statore a passo intero

4.2.3 Caratteristiche elettriche lato rete

Negli azionamenti a VSI, l'uso di un ponte trifase con interruttori elettronici a commutazione forzata (*Active Front End – AFE*) come stadio di ingresso, rende possibile controllare effettivamente il contenuto armonico delle correnti assorbite, mantenere il fattore di potenza a valori vicini all'unità e permette di invertire il verso del flusso di potenza. Questa versatilità non trova una equivalente controparte negli azionamenti a CSI. In particolare, non vi è modo di correggere il fattore di potenza sul lato rete di azionamenti a CSI, dal momento che questo dipende dall'angolo α di ritardo di accensione, usato come variabile per controllare la corrente nel DC-link e il carico dell'azionamento. In particolare, durante il funzionamento a carico ridotto, il valore di α deve essere elevato e un basso fattore di potenza diviene inevitabile.

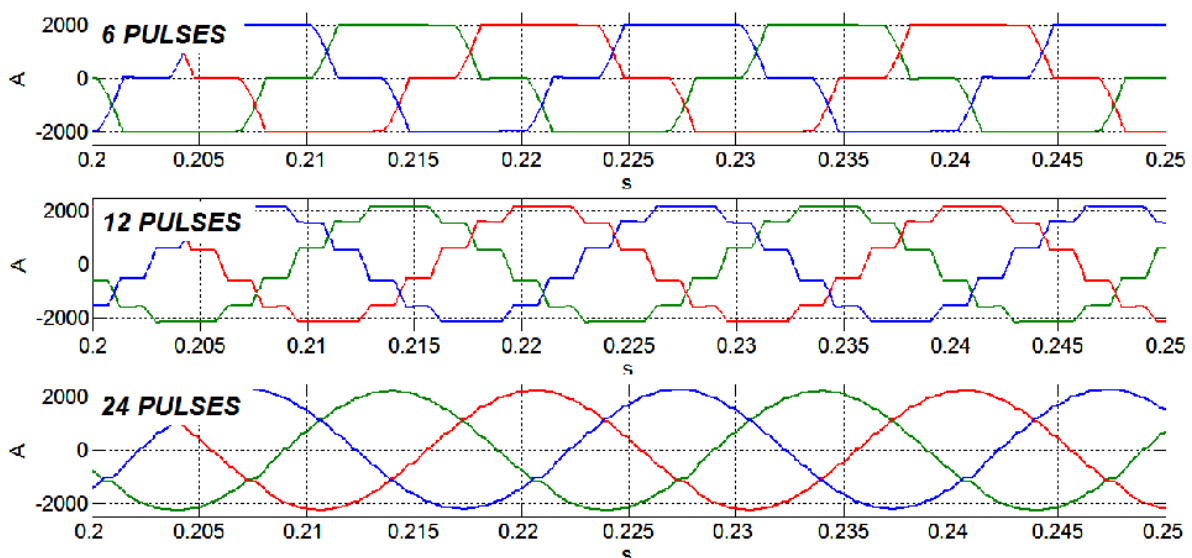


Figura 4.20: forme d'onda della corrente assorbita da un CSI per diversi numeri di impulsi lato rete (N_g)

Al contrario, riguardo il contenuto armonico delle correnti assorbite dai CSI, notevoli benefici possono essere ottenuti aumentando il numero di ponti lato rete e quindi il numero di impulsi, utilizzando cioè strutture analoghe a quelle presentate nelle figure 4.1B e 4.1C.

Affinchè la cancellazione delle armoniche avvenga con successo, nelle configurazioni con due o più trasformatori trifase, è necessario introdurre un opportuno sfasamento tra l'avvolgimento primario e il secondario (per esempio $\mp 7.5^\circ$ nel caso di figura 4.1B e 4.1C). Il miglioramento del contenuto armonico conseguente all'aumento del numero di impulsi lato rete è evidente nel risultato della simulazione mostrato in figura 4.20.

4.2.4 Tecniche per il miglioramento delle prestazioni dei CSI

I risultati delle simulazioni eseguite con l'azionamento a CSI illustrati sopra, sono stati ottenuti con un valore fissato dell'angolo β di ritardo di accensione (figura 4.3), che generalmente varia tra 130° e 160° .

Le prestazioni di un azionamento a CSI sono estremamente sensibili alla scelta di β nel senso che valori elevati di β possono comportare notevoli benefici sotto diversi aspetti. Questa affermazione è in parte confermata dalla formula che segue, la quale mette in relazione il $\cos\varphi$ del motore con l'angolo di ritardo di accensione β e con l'angolo di commutazione μ :

$$\cos(\varphi) \approx -\cos(\beta + \mu/2)$$

Da tale equazione si deduce che il fattore di potenza lato motore aumenta al crescere di β ($\beta > \pi/2$) e questo comporta una riduzione delle correnti di fase, della corrente di campo e delle associate perdite di statore e rotore rispettivamente. Ciò è ampiamente confermato dai risultati delle simulazioni, come mostrato nella figura seguente.

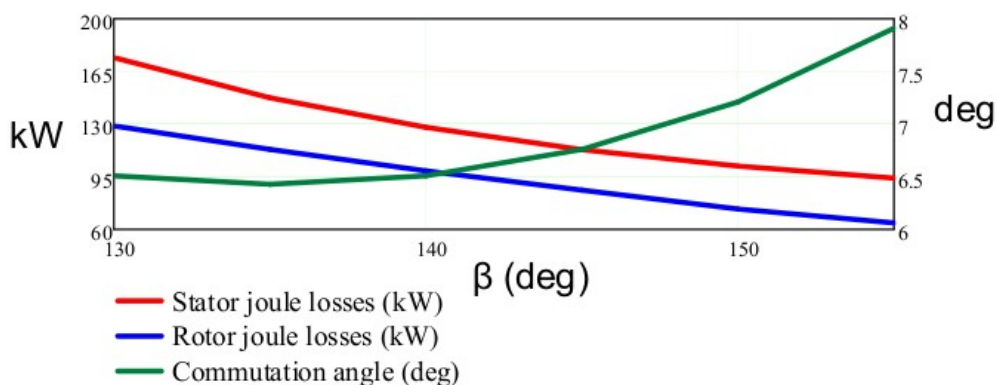


Figura 4.21: perdite per effetto Joule nello statore (rosso) e nel rotore (blu); andamento dell'angolo di commutazione μ in funzione dell'angolo di ritardo di accensione β lato motore (verde)

Le simulazioni confermano inoltre che un aumento di β è vantaggioso anche in termini di ampiezza del ripple di coppia come mostrato in figura 4.22, nella quale la forma d'onda della coppia di un

azionamento a CSI per diversi valori dell'angolo β è confrontata con quella di un azionamento a VSI.

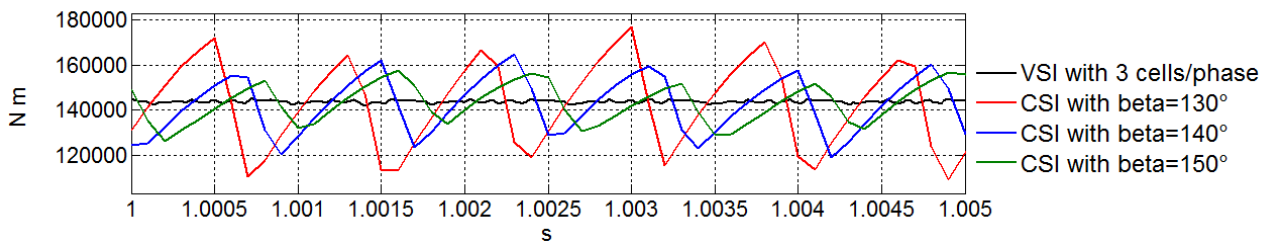


Figura 4.22: andamenti del ripple di coppia in un azionamento a CSI per diversi valori di β

Il miglioramento di prestazioni all'aumentare di β viene pagato con la riduzione del margine di commutazione γ e con l'aumento del rischio di fallimento della commutazione. Infatti, sopra una certa soglia, l'angolo di commutazione μ tende ad aumentare stabilmente con β (figura 4.21). Per questa ragione, valori di β superiori a circa 155° non devono normalmente essere superati per un funzionamento sicuro dell'azionamento. Una strategia comune per massimizzare l'angolo β in condizioni di sicurezza si basa su alcuni espedienti che tendono a mantenere il più possibile bassi i valori delle induttanze sub-transitorie, al fine di minimizzare l'induttanza di commutazione del motore.

Un diverso approccio è basato sull'uso di più di due sezioni trifase nel motore, ciascuna alimentata da un LCI separatamente. Quest'ultima è la soluzione schematizzata in figura 4.1C.

Dai risultati di un'analisi dettagliata sul funzionamento di un motore a terna quadrupla alimentato da LCI, assumendo la tradizionale struttura a sei fasi come riferimento per le prestazioni, si è registrato un notevole miglioramento nella qualità della coppia dovuto alla cancellazione della 12^a armonica di corrente e del ripple di coppia ad essa associato (figura 4.23). La qualità della coppia ottenuta (ampiezza del ripple e frequenza) può ritenersi vicina a quella propria di un azionamento a VSI.

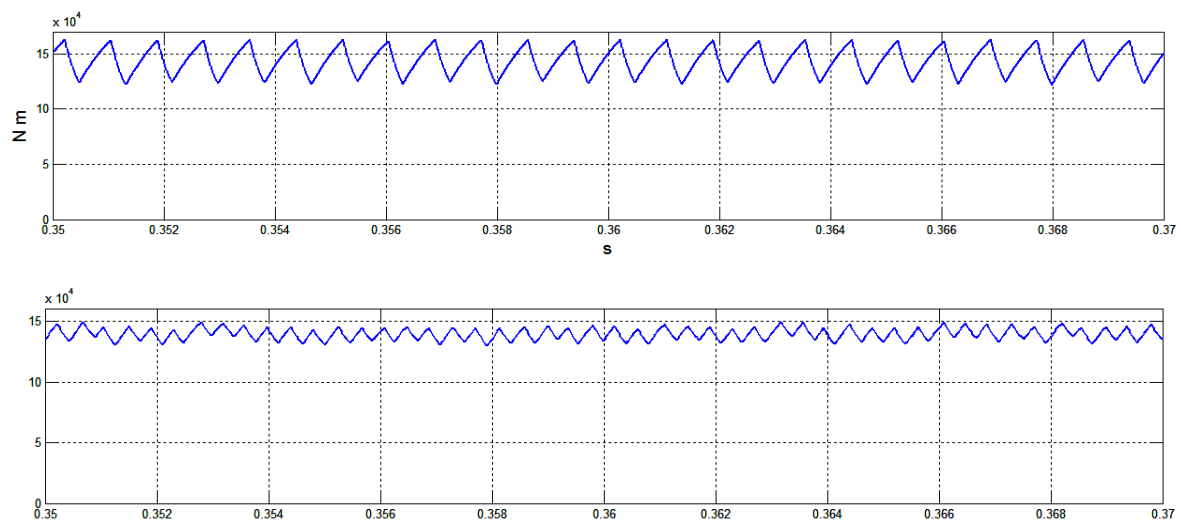


Figura 4.23: andamento della coppia per macchine alimentate a LCI; in alto: macchina a doppia terna; in basso: macchina a terna quadrupla

Inoltre, poiché il carico complessivo dell'azionamento è ripartito su quattro convertitori anziché due, la corrente su ciascun DC-link risulta dimezzata rispetto alla soluzione con motore a doppia

terna. Di conseguenza ciascuna commutazione (negli SCR) avviene in un tempo più breve (μ è più piccolo) permettendo così di adottare in sicurezza valori più alti dell'angolo β con i vantaggi nelle prestazioni menzionati sopra.

4.2.5 Conclusioni sul confronto

Il confronto è stato eseguito per mezzo di simulazioni in ambiente Matlab-Simulink, in condizioni di regime permanente e con diverse configurazioni.

La superiorità della soluzione VSI multi-livello con un buon numero di gradini appare evidente, rispetto alla soluzione a CSI con macchina a doppia terna. Ad ogni modo si è visto come l'azionamento a VSI possa soffrire di notevoli svantaggi qualora il numero di livelli di tensione sia ridotto. In particolare si è accennato alla presenza di armoniche di extra-correnti nell'alimentazione di macchine multi-terna.

Parallelamente si è visto come le prestazioni di un azionamento a CSI possano essere significativamente migliorate grazie ad una scelta accurata dell'angolo di accensione β degli SCR lato motore e incrementando il numero di ponti sia sul lato motore che sul lato rete, in accordo con un aumento del numero di sezioni trifase sullo statore della macchina.

CONCLUSIONE

Il proposito di questa tesi è stato quello di eseguire una valutazione delle varie tipologie di azionamento disponibili per la propulsione navale. Molte delle informazioni riportate sono presenti in letteratura ma sotto forma di documenti e articoli che trattano una specifica problematica. L'obiettivo di questo lavoro è invece quello di fornire un'unica trattazione nella quale siano comprese varie considerazioni riguardanti gli azionamenti di propulsione e i componenti principali che questi contengono. In particolare l'attenzione è stata focalizzata sui motori elettrici di propulsione, sui convertitori elettronici e infine su due tipi di azionamento impieganti lo stesso motore sincrono e diversi convertitori e tecniche di controllo.

Delle quattro tipologie di motori elettrici presentate sono state descritte brevemente le caratteristiche salienti. Inoltre sono stati messi in luce alcuni vantaggi e svantaggi e sono state messe a confronto alcune prestazioni. Le prime due tipologie presentate (il motore asincrono con rotore a gabbia di scoiattolo e il motore sincrono a magneti permanenti) sono soluzioni disponibili e già usate in un numero crescente di applicazioni. Le seconde due tipologie (motore sincrono a superconduttori e motore omopolare in continua a superconduttori) sono soluzioni in via di sviluppo con risultati molto promettenti anche se non disponibili in un immediato futuro.

Un'analisi simile è stata condotta a proposito dei convertitori. L'attenzione è stata focalizzata sul convertitore AC/DC controllato per azionamenti in continua e sui convertitori di frequenza per azionamenti in alternata. Gli azionamenti in continua sono assai poco usati nelle applicazioni marine e il loro utilizzo è confinato ad imbarcazioni destinate a particolari servizi tra i quali pescherecci a strascico, mezzi per ricerca in ambiente marino, perforatrici. Il motivo dello scarso utilizzo risiede nei problemi legati alla presenza delle spazzole nel motore in continua. Gli azionamenti in alternata invece sono utilizzati nelle normali applicazioni marine e stanno progressivamente sostituendo i sistemi di propulsione meccanici. Sono principalmente tre le tipologie di convertitori impiegabili in questo tipo di azionamenti: il cicloconvertitore, il sincroconvertitore (CSI o LCI) e l'invertitore a tensione impressa (VSI) con pilotaggio a PWM.

Di queste tipologie sono state presentate le caratteristiche, i vantaggi e gli svantaggi principali con riferimento alle applicazioni marine. Un'attenzione particolare è stata rivolta al caso degli azionamenti a CSI e VSI. Queste due tipologie sono state utilizzate, con diverse varianti di struttura, per alimentare lo stesso motore sincrono a doppia terna nel corso di una simulazione in Matlab-Simulink. La soluzione a VSI con controllo *FOC* si è rivelata molto performante ma a condizione di utilizzare una struttura che presenti un numero di gradini di tensione sufficientemente elevato. La soluzione a CSI si è dimostrata molto competitiva nel caso venga adottata una struttura con un elevato numero di impulsi (24). Quest'ultima inoltre è caratterizzata da un alto grado di affidabilità, in quanto impiega SCR come interruttori elettronici, i quali sono noti per essere componenti ad elevata robustezza.

Il tema dell'affidabilità è di fondamentale importanza nelle applicazioni marine, in particolare per quelle civili e militari. Queste ultime necessitano di requisiti specifici, tra i quali l'elevata silenziosità di marcia che deve consentire alla nave di procedere nella rotta senza che la sua presenza sia rilevata dai sonar del nemico. A questo scopo sono in fase di sviluppo tecnologie innovative, quali nuovi convertitori del tipo *multilivello a cascata* che si compongono di un'unità VSI (*bulk inverter*) atta a fornire la maggior parte della potenza al motore, e di un'altra unità VSI (*conditioning inverter*) atta a funzionare come filtro attivo per eliminare gran parte del contenuto armonico prodotto dalla prima unità. In questo modo è possibile ottenere un'onda di tensione molto pulita, armoniche di corrente molto ridotte e di conseguenza un basso ripple di coppia a tutto

vantaggio della silenziosità. Data l'importanza della questione anche questo argomento è stato trattato con una descrizione basata sui risultati di simulazioni e altro materiale trovato in letteratura. Ci si augura che questo lavoro possa essere di qualche interesse per chiunque voglia cercare informazioni utili a comprendere quali siano le scelte più competitive ed efficaci nel progetto di un moderno sistema di propulsione navale, tenendo presente che in questo campo, ove sono moltissime le soluzioni disponibili, non è sempre immediato poter operare una scelta a causa della scarsità di documentazioni comparative fra di esse.

BIBLIOGRAFIA

- [1] “Optimal Electric Ship Propulsion Solution”, Marine Reporter, 2002, http://www.amsc.com/products/library/Maritime_Reporter_final3_sk1_73002_final.pdf
- [2] Bobby A. Bassham, “An evaluation of electric motors for ship propulsion” , Naval Postgraduate School, Monterey, California, June 2003.
- [3] Presentazione della *Giornata di Studio* “Propulsione elettrica navale: dalle grandi navi alle navi da diporto”, Trieste 28 maggio 2009.
- [4] http://www.ossapowerlite.com/tech_library/fuel_efficiency/fuel_efficiency.htm
- [5] Brian E. Souhan, “CLOSED LOOP CONTROL OF A CASCADED MULTI-LEVEL CONVERTER TO MINIMIZE HARMONIC DISTORTION”, Naval Postgraduate School Monterey, California, June 2005.
- [6] S. Kalsi, “Development status of superconducting rotating machines”, Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 1, pp. 401-403, IEEE, 2002.
- [7] [http://superconductorweek.com/cms/index.php/Editorials-and-Excerpts/General-Atoms-Awarded-\\$46-Million-for-36.5MW-LTS-Motor.html](http://superconductorweek.com/cms/index.php/Editorials-and-Excerpts/General-Atoms-Awarded-$46-Million-for-36.5MW-LTS-Motor.html)
- [8] Damir Radan, “Power electronic converters for ship propulsion electric motors”, Marine Cybernetics-Energy Management Systems, Part of the NTNU project All Electric Ship, Department of Marine Technology, NTNU
- [9] Wadhwa, C.L. , Books and Reports -- Electrical Power Systems, Power Engineering Review, Vol. 12, Issue 11, Page(s):34 - , IEEE, Nov 1992.
- [10] Werner Leonhard, “Control of Electrical Drives”, 3rd edition, Springer.
- [11] Brian E. Souhan, “CLOSED LOOP CONTROL OF A CASCADED MULTI-LEVEL CONVERTER TO MINIMIZE HARMONIC DISTORTION”, Naval Postgraduate School Monterey, California, June 2005.

[12] Domenico Casadei, Gabriele Grandi, Claudio Rossi, Giovanni Serra, Angelo Tani, Luca Zarri, “DUAL TWO-LEVEL INVERTER PER L’ALIMENTAZIONE DI UN MOTORE TRIFASE MEDIANTE DUE SORGENTI DISTINTE”, <http://www.die.ing.unibo.it/pers/grandi/papers/Bress07.pdf>

[13] <http://www.motorlab.com>

[14] Keith A. Corzine, Mike W. Wielebski, IEEE, Fang Z. Peng, and Jin Wang, “Control of Cascaded Multilevel Inverters”, Vol. 19, Page(s): 732 – 738, IEEE, May 2004.

[15] S. Castellan, G. Sulligoi, A. Tassarolo, “Comparative Performance Analysis of VSI and CSI Supply Solutions for High Power Multi-Phase Synchronous Motor Drives”, SPEEDAM 2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, IEEE, page(s): 854 – 859, 2008.