

**POLITECNICO DI MILANO**

**Scuola di Ingegneria Industriale dell'Informazione**

**Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica**

**Dipartimento di Energia.**



**POLITECNICO**  
**MILANO 1863**

**Analisi sulle metodologie di connessione alla rete  
degli impianti eolici.**

Relatore: Prof. Foglia Giovanni M.

Tesi di Laurea Magistrale di:

Lico Pasqualino

Matr. 836306

Anno Accademico 2020-2021





<b>Indice...</b>	3
Sommario...	5
Introduzione...	8
<b>Capitolo 1 - Panoramica sugli impianti eolici...</b>	<b>10</b>
1.1 Valutazione delle risorse eoliche...	11
1.2 Aspetto economico....	13
1.3 Considerazioni sull'integrazione alla rete...	15
Bibliografia capitolo 1...	19
<b>Capitolo 2 - Configurazione dei sistemi di conversione dell'energia eolica...</b>	<b>20</b>
2.1 La turbina...	21
2.1.1 Evoluzione e tipologie delle WT...	21
2.1.2 Struttura...	24
2.1.3 Principio di funzionamento...	28
2.2 I generatori...	36
2.2.1 Generatore Asincrono...	37
2.2.2 DFIG...	46
2.2.3 PMSG...	52
2.3 Tipologie di WECS...	54
2.4 I convertitori elettronici di potenza...	57
2.4.1 Inverter a 2-livelli...	60
2.4.1.1 Ramo di Inverter...	60
2.4.1.2 Inverter monofase...	63
2.4.1.3 Inverter trifase...	65
2.4.2 Convertitori multi-livello...	71
2.4.2.1 Diode Clamped...	72
2.4.2.2 Capacitor Clamped...	73
2.4.2.3 Convertitori multilivello a cascata...	74
2.4.2.4 MMC trifase...	77
2.4.2.5 Tecniche di modulazione per gli MMC...	82
Bibliografia capitolo 2...	88
<b>Capitolo 3 - Tecniche di controllo e regolazione dei WECS...</b>	<b>89</b>
3.1 Schema di controllo basilare di una turbina...	90
3.2 Integrazione di un WECS mediante convertitore back-to-back...	91
3.3 Controlli di WECS con PMSG...	96
3.3.1 Controllo MTPA per un PMSM...	103
3.4 Controllo del GSC di una WT con SG...	107
3.5 Controllo del GSC di una WT con DFIG...	112
3.6 Power Quality mediante del GSC di una WT con DFIG...	114
3.7 Effetto dei WECS rete di distribuzione...	119
3.8 Strategie di controllo per fornire supporto alla frequenza di rete...	126
3.9 Sviluppo e controllo di una nuova tipologia di GSC...	131
3.10 Controllo per mitigare la caduta di tensione causata da guasti...	134
3.11 Applicazione di convertitori a controllo flessibile...	136
3.12 Connessione diretta AC/AC di una WT a media tensione...	139
Bibliografia capitolo 3...	147
<b>Capitolo 4 - Conclusioni...</b>	<b>148</b>
Bibliografia capitolo 4...	151
Indice Tabelle...	152
Indice Figure...	152



## **Sommario**

La sempre maggiore diffusione di impianti eolici ha posto degli interrogativi su quali debbano essere le loro caratteristiche e in che modo possano sostenere la rete, non solo per quanto concerne l'erogazione di potenza.

In questo lavoro, vengono introdotte le peculiarità dei sistemi di conversione di energia eolica e successivamente sono presentati alcuni controlli che mostrano come l'utilizzo dei dispositivi di conversione di potenza permettano un migliore e più affidabile utilizzo di tali impianti nella rete.

## **Abstract**

The increasing penetration of wind power plants has raised questions about their characteristics and how they can support the grid, not only for what concerns the power supply.

In this work, the main characteristics of the wind energy conversion systems are introduced and then some controls showing that the use of power conversion devices allows a better and more reliable use of these plants in the network.



## Introduzione

La necessità di trovare nuove affidabili fonti energetiche, nel contesto di crisi ambientale in cui ci troviamo, ha dato una forte spinta allo sviluppo di sistemi ad energia rinnovabile.

Dopo decenni passati nell'ombra, gli impianti eolici hanno finalmente ritrovato mercato grazie ai progressi tecnologici nel campo dell'elettronica di potenza. Questo ha reso possibile la costruzione di turbine a velocità variabili, che possono realizzare e massimizzare la produzione di energia a differenti velocità del vento e al contempo supportare la rete. Questi avanzamenti hanno permesso un rapido sviluppo sull'economia di scala, portando ad una crescita delle dimensioni delle turbine e quindi della loro potenza, determinando così una diminuzione del prezzo dell'energia eolica e rendendola competitiva sul mercato.

Di seguito verranno esposte le caratteristiche di questi sistemi, in particolare:

- nel primo capitolo si effettuano delle valutazioni tecniche ed economiche per la costruzione di un impianto eolico. Infine si discute delle caratteristiche e requisiti richiesti dai codici di rete, affinché l'impianto sia compatibile e possa connettersi alla rete;
- nel secondo capitolo si analizzano i vari componenti di un sistema di conversione; mostrando le diverse tipologie che si possono ottenere combinando questi elementi;
- nel terzo capitolo vengono presentati alcuni dei controlli analizzati, che verificano l'effettiva capacità dai parte di questi impianti di rispondere alle esigenze della rete;
- nel quarto e ultimo capitolo vengono fatte alcune osservazioni su quanto debba essere ancora fatto, in particolare sull'esigenza di modernizzare la rete di distribuzione e trasmissione.

-

# Capitolo 1

---

## Panoramica sugli impianti eolici.

---

La crescente necessità di diminuire la dipendenza dalle fonti non-rinnovabili, sta spingendo sempre di più la ricerca di fonti energetiche alternative. Gli investimenti sull'energia eolica sono aumentati esponenzialmente negli ultimi anni, data le intrinseche caratteristiche dei suoi impianti: sostenibili, privi di emissioni, alimentati da un vettore energetico inesauribile.

L'umanità sfrutta l'energia del vento da millenni. I primi usi consistevano nell'utilizzo del vento come forza motrice per le navi lungo il Nilo, 5000 a.c., successivamente nel 200 a.c si registrano in Persia i primi espedienti nella lavorazione del grano. Solo nel 1800 fu impiegato per generare elettricità: una turbina da 12 kW DC fu costruita da Brush negli Stati Uniti [1]. Nei decenni successivi piccoli impianti eolici vennero utilizzati al solo scopo di alimentare centro isolati; ma una volta che la rete elettrica si espanse persero anche quello scopo. Unica nota di interesse fu la turbina da 1250 kW, costruita sempre negli Stati Uniti nel 1941, ma che andò distrutta a causa di un guasto ad una lama. Fu poi l'aumento del prezzo del greggio nel 1973 a spingere nuovamente la ricerca su nuove fonti energetiche, tra cui l'eolico. Negli anni 80' furono realizzate turbine con potenze di 20-50 kW capaci di fornire energia a 14 abitazioni. Ora le turbine hanno mediamente potenze di 1.67 MW (alimentano 460 abitazioni); ma grazie al crescente interesse negli impianti offshore, si è arrivati a turbine 5-6 MW fino ad arrivare a 14 MW.

Per questo è importante valutare le risorse eoliche, ovvero studiare come varia nel tempo e nello spazio il vento così da determinare la produzione annua di energia prodotta da una turbina. Ne segue il rilievo dell'aspetto economico dietro un impianto eolico, che deve considerare tutte le spese del suo ciclo vitale: dalla costruzione, alla manutenzione allo smaltimento. Infine è vitale capire come integrare la potenza generata dalle turbine nella rete, senza che la sua caratteristica aleatoria interferisca con la stabilità del sistema. Nei paragrafi successivi verranno esaminati più nello specifico questi ultimi punti.



## 1.1 Valutazione delle risorse eoliche.

Il motivo principale per cui bisogna spingersi sempre di più verso soluzioni ecosostenibili è dovuto all'aumento costante di CO<sub>2</sub> e della temperatura negli ultimi decenni. È di primaria importanza abbandonare la generazione di energia elettrica basata sui combustibili fossili. Tra le varie alternative, l'energia eolica rappresenta una svolta per quanto riguarda la sicurezza e la stabilità di approvvigionamento energetico. I costi sono compatibili con i metodi di generazione standard, col vantaggio di avere tempi di costruzione più rapidi rispetto alle centrali elettriche convenzionali, favorendo anche l'occupazione e sviluppo economico locale. In fig.1.1 è mostrato l'andamento dell'energia generata negli ultimi vent'anni da impianti eolici [2].

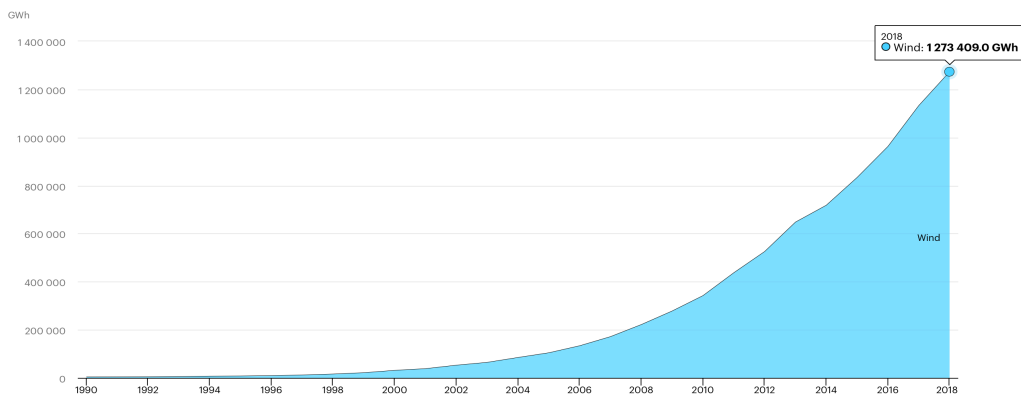


Figura 1.1 - Andamento della capacità installata dal 1990 al 2018.

Per valutare l'energia ottenibile da un impianto è necessario partire da uno studio sulle caratteristiche della fonte energetica: il vento. Il profilo della velocità del vento è influenzato da diversi parametri[3]: altezza  $z$ , rugosità superficiale  $r$ , condizioni atmosferiche  $\psi$ :  $v_{wind}(z, r, \psi)$ . Durante la notte c'è un minore flusso energetico proveniente dal suolo, per questo la velocità in prossimità della superficie terrestre nelle ore notturne è minore (linea verde fig.1.2); all'aumentare della distanza dalla terra, circa 100m, la velocità del vento aumenta fino ad arrivare a velocità prossime a quelle della condizione neutra (linea nera fig.1.2). Durante il giorno invece c'è una maggiore connessione dei venti geostrofici, che comporta un vento più forte durante le ore diurne (linea rossa fig.1.2). Inoltre la miglior efficienza di miscelazione dei vortici d'aria fa sì che non ci sia una profonda variazione del profilo di velocità col variare dell'altezza dal suolo. Un altro parametro importante è la rugosità superficiale: caratteristica dell'ambiente che tiene conto di quelli che possono essere gli impedimenti che incidono sulla velocità del vento. È un parametro difficile da valutare, per questo si adopera una tabella. (es. sul mare si ha il valore più basso, in prossimità di zona boschive o abitative più alto).

Anche la posizione influisce sul profilo fig.1.3:

- sulla terra la velocità è più alta nelle ore diurne (8-16) alle basse altezze; tra i 100-200m di altezza il profilo è uniforme; ad altezze superiori si ha un'inversione di tendenza con profili di velocità maggiore nelle ore notturne. Di notte varia con maggior frequenza la direzione del vento;
- sul mare il discorso è diverso non essendoci il ciclo riscaldamento/raffreddamento giornaliero come sul suolo.

Prima della costruzione di un impianto eolico è fondamentale quindi valutare la velocità del vento. Sono molti gli studi rivolti a valutare le risorse eoliche caratteristiche di una zona, in modo da predire se convenga o meno costruire un impianto. Si invita a consultare i diversi testi in letteratura a riguardo per approfondire il tema.

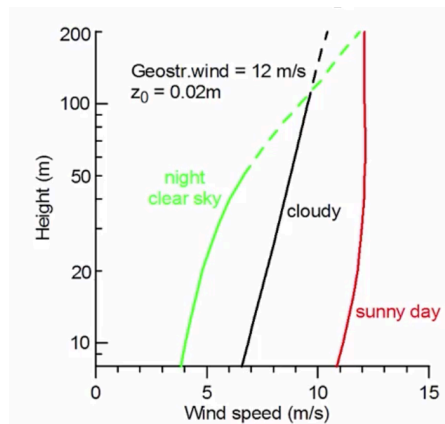


Figura 1.2 - Velocità del vento in funzione dell'altezza e dell'orario.

La realizzazione di un impianto dipende inoltre da molti altri fattori. Per la costruzione di una un turbina on-shore si devono considerare:

- distanza dalle case e dalle strade (problemi acustici);
- l'impatto ambientale;

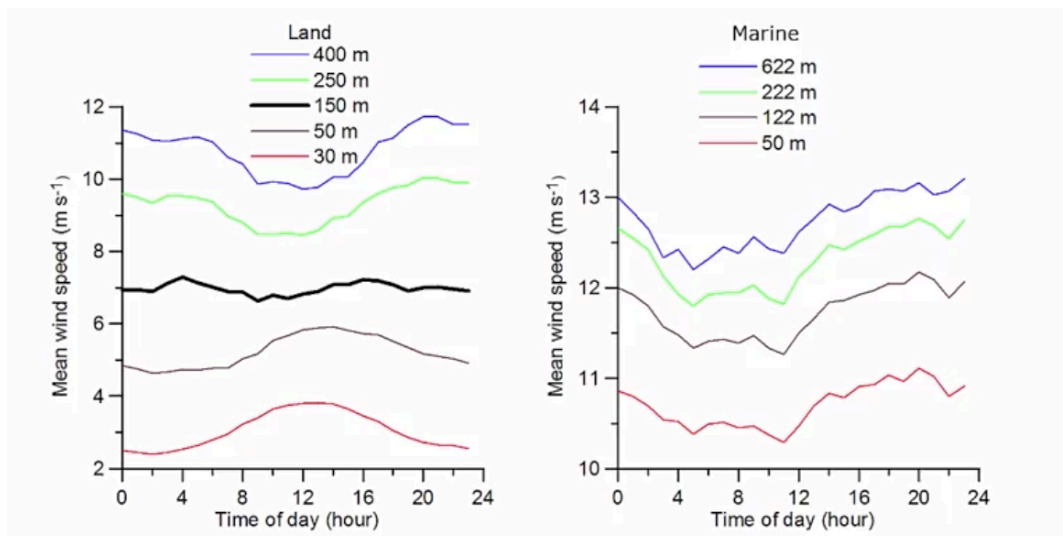


Figura 1.3 - Variabilità della velocità del vento durante il giorno a diverse altitudini, sulla terra ferma (sx) e sul mare (dx).

- la distanza al più vicino punto di connessione con la rete;
- consenso della comunità locale.

Quando invece si costruiscono turbine off-shore si deve valutare:

- la distanza dalla terra ferma e dai porti. Incide sui tempi e costi dei trasporti durante al fase di costruzione, ma anche durante quelle di funzionamento e manutenzione;
- la profondità del mare e le proprietà del fondale. Si deve valutare la fattibilità di posa per il cavo sottomarino che costituirà la connessione con la rete, e bisogna tener conto dell'impatto con la fauna;
- bisogna anche considerare le rotte di navigazione.

## 1.2 Aspetto economico.

Per stabilire il costo di costruzione e gestione di un parco eolico, bisogna innanzitutto identificare la linea temporale che caratterizza un'opera del genere fig.1.4:

- sviluppo: intervallo durante il quale si individua la sede opportuna, valutandone le caratteristiche, e si sviluppa il progetto della turbina (processo iterativo con la fase successiva). Ha una durata variabile, soprattutto dovuta alla richiesta dei permessi e delle licenze che costituiscono la parte più incerta del progetto e dei finanziamenti effettuati (in questa fase ci sono solo spese);
- Implementazione: periodo durante il quale viene utilizzato effettivamente il capitale raccolto: avviene l'acquisto dei materiali e la costruzione. La durata dipende dal progetto;
- Funzionamento: si spera sia l'intervallo più lungo (si stimano 20-25anni), durante il quale si ha la generazione di potenza e si svolge l'attività di manutenzione;
- Smantellamento: periodo nel quale si possono optare per due vie. La prima consiste nella rimozione completa della turbina e di tutti i componenti; la seconda invece consiste in un rinnovamento del sito, quindi si sostituisce la turbina con una più moderna ed efficiente.

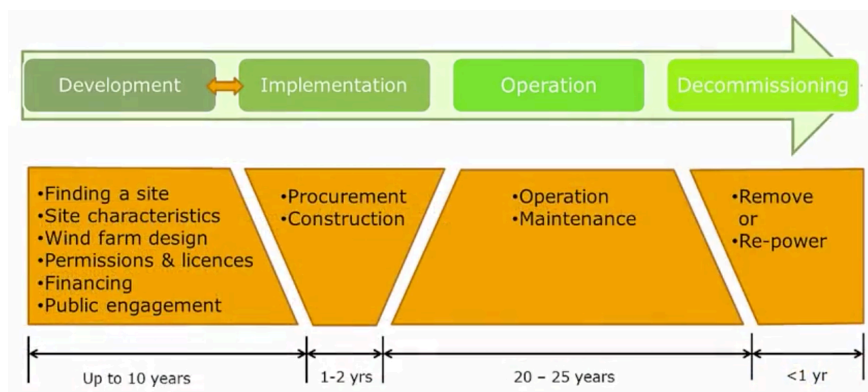


Figura 1.4 - Linea temporale del ciclo vitale di un impianto eolico.

I costi principali delle diverse fasi sono schematizzati in fig.1.5

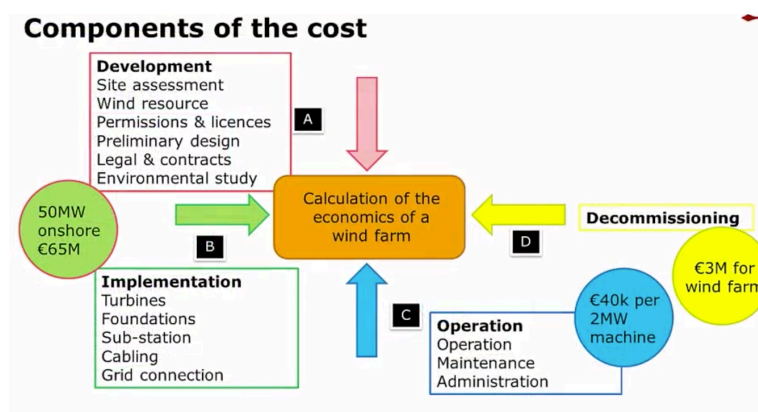


Figura 1.5 - Costi di un impianto eolico.

Per valutare il ritorno economico di una turbina bisogna considerare due componenti:

- l'energia prodotta (MWh);
- il costo a cui è venduta l'energia (€/MWh).

Si parla quindi di “produzione di energia annua” (AEP): è un parametro per valutare i ricavi. Quando viene progettato un parco eolico questo valore può essere solo stimato. Deve essere valutato come media, data la caratteristica della fonte (aleatorietà del vento). Ad esempio, considerando un impianto da 50MW, con fattore di capacità 0,25 (ovvero si considera che il parco funzioni a massima potenza per 1/4 del tempo) e scegliendo un anno come intervallo, AEP corrispondente si ottiene moltiplicando questi parametri. Come ogni merce il prezzo è influenzato dal costo di produzione e dalla domanda. Per favorire la produzione di energia eolica, sono diversi i tipo di sovvenzioni che permettono di contenerne il prezzo e renderla appetibile al mercato. Le differenti tariffe applicabili al prezzo dell’elettricità per sostenere gli investimenti sono:

- Feed-in: viene dato un supporto garantito per ogni kWh immesso in rete, indipendentemente dalla fascia temporale. La convenienza dipende dal valore di tale supporto;
- Price Premium: è possibile vendere sul mercato ad un prezzo variabile, dipendente dalla fascia oraria, ma si ottiene un supporto garantito;
- Tendering (gara d’appalto): un singolo ente richiede la necessità di un quantitativo di MWh. Verrà quindi istituita una gara e il vincitore avrà la garanzia che il parco eolico venderà una parte di quello che produce.

Come regola generale il costo di dell’energia eolica si aggira ai 5-10 €/kWh

Ulteriori parametri per valutare la convenienza economica sono:

- SPT (Simple Payback Time): quanti anni di produzione devono passare per coprire le spese di costruzione. Per valutarlo si calcolata “il capitale iniziale / (ricavo annuo - spese annue)”. Il primo membro al denominatore è l’AEP e il secondo invece dipende dai costi di funzionamento e manutenzione.
- NPV (Net Present Value): indica se procedere o meno col progetto. Si ottiene sommando i ricavi presunti di tutti gli anni di funzionamento, ridotti per riportarli all’anno attuale, si sottraggono le spese di funzionamento e l’investimento iniziale. Se il risultato è maggiore di zero allora il progetto è economicamente valido e vantaggioso.
- LCoE (Levelised Cost of Energy): permette di confrontare un progetto con altri simili. L’obiettivo è trovare il costo per MWh. di energia prodotta dall’impianto. È un calcolo solo sui costi, non sui possibili ricavi.

Una volta valutati i costi di costruzione, di funzionamento e i guadagni dovuti alla vendita si può valutare se effettivamente l’impianto recherà profitto o meno.

### 1.3 Considerazioni sull'integrazione alla rete.

La rete elettrica deve mantenere l'alimentazione e il consumo in equilibrio tra loro. Nei sistemi tradizionali questo è facilmente realizzabile per il fatto che i carichi variano con schemi prevedibili. Le variazioni sono compensate in tempo reale attraverso impianti di generazione tenuti come riserva. L'introduzione della generazione eolica comporta un aumento della complessità della gestione, data la sua natura intermittente. La complessità dipende dal livello di diffusione, dalle dimensioni della rete a cui è collegata, dalle variazioni del carico e dalla bontà delle interconnessioni con le reti limitrofe. Quindi grossi impianti portano gli operatori di rete a prestare particolare attenzione al bilancio energetico e agli scambi tra le linee di collegamento.

Per smussare gli effetti negativi sulla stabilità del sistema e sulla qualità della potenza per via di una maggiore diffusione dei WECS (Wind Energy Conversion System), è necessario adottare nuovi parametri di interconnessione. Detti codici di rete (GC - Grid Code), sono sviluppati dagli operatori del sistema di trasmissione (TSO - Transmission System Operators) dei vari paesi e sono fondamentali perché:

- permettono di mantenere la distribuzione di potenza indipendentemente dalla tecnologia di generazione;
- consentono ai produttori di progettare gli impianti avendo chiaro quali siano i requisiti e consapevoli che non cambieranno nel breve periodo.

I problemi sono legati alla differenza di proprietà tra i sistemi di generazione rinnovabile e gli impianti tradizionali, dotati di grossi generatori sincroni. Fino a quanto la percentuale dei RES (Renewable Energy Sources) era irrisoria, queste difficoltà erano marginali; ma ora che la produzione globale di energia da fonti rinnovabili si sta espandendo, è necessario attuare dei cambiamenti sulla gestione e struttura della rete. L'obiettivo generale dei GC è quello di far sì che gli impianti di potenza eolica assumano un comportamento simile a quello degli impianti tradizionali, sia durante il normale funzionamento che durante i guasti. Questo perché la tecnologia dietro la generazione sincrona è ormai ben nota ed è in grado di supportare la rete in differenti modi: stabilità durante i transitori, coppia ri-sincronizzante, smorzamento delle oscillazioni, generazione di potenza reattiva, affidabilità durante corto-circuiti, ecc.

Molti passi avanti sono stati fatti nella struttura dei WECS per poter venir incontro ai requisiti dei GC. Negli anni Ottanta si utilizzavano turbine eoliche connesse direttamente alla rete a velocità fissa: generatori SCIG si accompagnavano a banchi di condensatori per compensare la potenza reattiva necessaria a mantenere il fattore di potenza unitario. Negli anni Novanta invece è stato introdotto il DFIG, allacciato col rotore alla rete mediante un convertitore 'back-to-back' a potenza ridotta. Questo dava un margine di controllo sulla potenza attiva e sul flusso di potenza reattiva; inoltre l'aggiunta di un chopper sul collegamento in continua rendeva l'impianto capace di supportare la rete in caso di guasti [4]. Successivamente negli anni Duemila è stato introdotto l'utilizzo di convertitori a piena potenza collegati sia a generatori asincroni che sincroni. In tal modo si è ottenuto un controllo della potenza reattiva in una banda più ampia e si è garantito un supporto migliore alla rete durante i guasti. Un altro elemento da considerare è l'aumento delle taglie degli impianti delle turbine eoliche (WT - Wind Turbine), in particolare i parchi eolici off-shore hanno raggiunto potenze di centinaia di MW e alcune compagnie stanno pianificando impianti di GW. È necessario dunque applicare nuovi approcci e nuove soluzioni.

Si devono considerare tre aspetti sull'integrazione:

1. Le WPP (Wind Power Plant) sono posizionate nelle regioni in cui la risorsa eolica è maggiormente disponibile; questa difficilmente coincide con la presenza di punti di consumo o di reti elettriche. Sarà quindi necessario costruire linee di trasmissione tali da ridurre le perdite.

2. L'energia eolica è altamente variabile; devono esser disponibili generazioni alternative sufficienti. Sono necessari investimenti in alimentazioni di riserva nel lungo termine e nel medio termine deve essere possibile speculare sul possibile andamento dell'energia prodotta con almeno un giorno d'anticipo, implementando tecniche di previsione.
3. Minimizzare gli errori dovuti alle fluttuazioni di potenza generata. La rete deve essere in grado di rispondere in maniera rapida per mantenere in equilibrio generazione e consumo ai fini della stabilità della rete.

Perciò i requisiti richiesti ai WECS sono di molteplice natura: possibilità di erogare potenza attiva e reattiva in condizioni stazionarie o dinamiche; controllo continuo sulla frequenza e tensione; affidabilità durante i guasti (FRT - Fault Ride Through). Di seguito vengono esposti con maggior attenzione i comportamenti richiesti agli impianti eolici.

### Scostamento della tensione e della frequenza durante il normale funzionamento.

E' richiesto che gli impianti eolici operino entro un determinato intervallo di tensione e di frequenza al PCC (Point of Common Coupling) per evitare di essere disconnessi dalla rete a causa di disturbi transitori. Si definiscono tre zone:

- funzionamento continuo, delimitato in un intervallo al di sotto e al di sopra del valore nominale di tensione e frequenza;
- funzionamento limitato, l'uscita è ridotta in un intervallo più esteso del precedente;
- disconnessione immediata.

I limiti dipendono dalla struttura delle rete a cui le WPP sono connesse (quindi dal paese). Se il sistema è isolato e ha poche interconnessioni allora saranno permessi maggiori margini in frequenza. In fig.1.6 sono mostrati i differenti limiti della rete danese (ENDK ) ed irlandese (EirGrid).

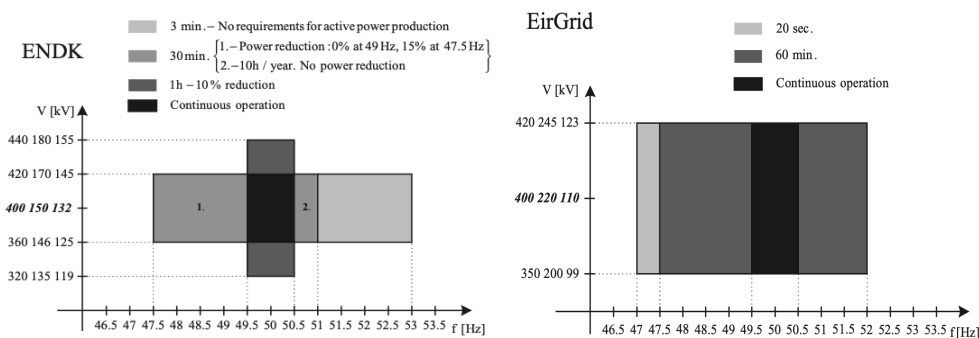


Figura 1.6 - Limiti di frequenza e tensione per le reti danesi(sx) e irlandesi(dx)

### Controllo della potenza attiva nel normale funzionamento.

È un tipico parametro degli impianti convenzionali, a cui è richiesto di variare la potenza erogata per supportare il bilancio del carico con due differenti obiettivi:

- limitazione della potenza (partecipazione nel controllo secondario);
- controllo di frequenza (partecipazione nel controllo primario).

La potenza attiva in uscita deve essere modificata durante la variazione di frequenza per assicurare un coinvolgimento del WECS al controllo primario. È importante che la velocità di variazione del WPP sia uguale a quella degli altri impianti che partecipano al bilancio al fine di evitare problemi di stabilità [4]. Il gradiente è espresso in MW/Hz per indicare la variazioni di potenza richiesta come risposta alla variazione di frequenza. Quando la frequenza va oltre il valore nominale, punto C in fig.1.7, tutte le unità di generazione devono ridurre la loro potenza.

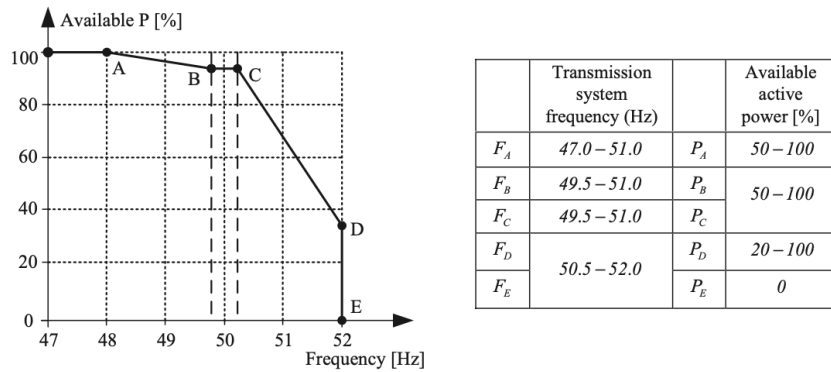


Figura 1.7 - Regolazione della potenza degli impianti in funzione del valore della frequenza per il sistema danese.

La frequenza di rete è un indicatore dello squilibrio tra l'energia prodotta e quella consumata: per un corretto funzionamento la frequenza dovrebbe essere prossima al valore nominale. In caso di squilibri tra la produzione e la domanda devono intervenire i controlli primari e secondari. Le unità di generazione convenzionali sono equipaggiate con un controllore, che funge da controllo primario della frequenza con un tempo di esecuzione di 1-30 sec. Il controllo secondario è impiegato in un arco di tempo dell'ordine delle decine di minuti; attua un lento aumento o diminuzione della generazione. Alcune regolazione richiedono alle WPP di partecipare al controllo secondario in frequenza: nei casi di sovra-frequenza questo viene fatto spegnendo alcune turbine o riducendo la potenza in uscita con un controllo del passo. Dato che il vento non è controllabile, la generazione eolica è intenzionalmente mantenuta più bassa in condizioni di frequenza nominali affinché gli impianti abbiano un margine per fornire un contributo in caso di sotto-frequenza. Questo però è economicamente remunerativo solo nei casi in cui il prezzo dell'energia è nullo o negativo.

#### Comportamento durante i disturbi di rete.

I guasti di rete che si traducono in aumenti o diminuzione di tensione possono provocare la disconnessione delle WPP, provocando uno sbilanciamento ulteriore della rete.

Per questo i GC richiedono tre requisiti [4]:

- la disconnessione dalla rete non deve avvenire anche se la tensione raggiunge lo zero per un massimo di 150 ms;
- supportare il recupero di tensione iniettando corrente reattiva;
- incremento della potenza attiva a seguito dell'eliminazione del guasto, con una rampa limitata al fine di adattarsi ai tempi di recupero naturale della rete.

Si definiscono:

- VRT (voltage-ride-through):  
indica i termini di minima (LVRT) o massima (HVRT) ampiezza di tensione e velocità di recupero, sia per guasti simmetrici che asimmetrici, che la WPP deve essere capace di sostenere senza disconnettersi dalla rete. Definisce anche le relative tempistiche e le condizioni sotto le quali la WPP può disconnettersi;
- Potenza di corto-circuito:  
è necessaria per mantenere in tensione il sistema durante momentanei corti-circuiti e permettere ai sistemi di protezione di isolare il guasto. Nel lungo termine questo sarà affidato sempre di più ai nuovi metodi di protezioni, che permetteranno di diminuire l'esigenza di una potenza di cortocircuito.  
Non sempre è considerata come un servizio ausiliare, in quanto è una caratteristica intrinseca dei generatori sincroni che sono capaci di immettere correnti di corto molto

elevate. Per quanto riguarda i convertitori di potenza che connettono le turbine alla rete, si occupano di gestire i flussi di corrente. Anche se sono capaci di iniettare corrente durante i cali di tensione, si tratta di valori notevolmente inferiori rispetto alla capacità dei sincroni. Si potrebbe pensare di aumentare la taglia del convertitore lato-rete, ma non è economicamente conveniente. Solo in casi di estrema necessità si potrebbe giustificare tale spesa. La soluzione più economica è quella di installare condensatori sincroni capaci di controllare la potenza reattiva e fornire la necessaria potenza di corto.

#### Controllo della tensione durante i guasti.

Per prevenire la caduta di tensione al di sotto di valori critici durante un guasto, sono necessarie unità di generazione che iniettino corrente reattiva nel guasto. È simile alla necessità di avere un'elevata potenza di cortocircuito e allo stesso modo può essere fornita da generatori sincroni e in parte minore dai convertitori delle WT. I primi codici di rete richiedevano alle WPP solamente la capacità di FRT, ovvero di rimanere connessi alla rete durante un guasto. I codici attuali richiedono requisiti più stringenti, ovvero la capacità di iniettare corrente reattiva durante e dopo una caduta di tensione. Alcuni GC preferiscono dar la priorità alla stabilità di frequenza e quindi all'iniezioni di corrente attiva piuttosto che alla stabilità di tensione. Nel caso delle turbine, che non possiedono sufficiente capacità di potenza reattiva, i normali servizi ausiliari come i SVCs, non sarebbero sufficienti (le loro capacità sono proporzionali al quadrato della tensione). Per questo si preferisce utilizzare compensatori sincroni STATCOMs (hanno un rapporto proporzionale con la tensione).

#### Rapida risposta in frequenza e supporto inerziale.

Come la diffusione di impianti eolici aumenta, diminuisce anche l'inerzia del sistema fornita intrinsecamente dagli impianti convenzionali, funzionanti con generatori sincroni. Una minore inerzia del sistema implica che in caso di improvviso aumento di carico, la frequenza può diminuire drasticamente e causare l'innescamento di eventuali protezioni di unità di generazione e quindi provocare danni ulteriori.

Nel lungo termine si può agire sostituendo le protezioni RoCoF (Rate of Change of Frequency) con nuovi metodi. Nel frattempo sono richiesti nuovi sistemi ausiliari che rispondano alla diminuzione di inerzia del sistema. I WPP sono caratterizzati da risposte veloci dei propri controllori e grazie all'energia immagazzinata nei rotori delle turbine possono fornire rapidamente potenza per limitare gli errori di frequenza. È necessario sottolineare che tale iniezione di potenza può avvenire solo temporaneamente, altrimenti la turbina perderebbe troppa velocità di trazione e quindi la coppia aerodinamica.

#### Potenza di sincronizzazione

È un'altra caratteristica intrinseca dei generatori sincroni e agisce in modo tale da diminuire l'angolo di carico tra due gruppi nella rete. Quando tale angolo diventa troppo grande, il generatore sincrono tende a perdere coppia e il sistema perdere stabilità. L'incremento del numero di convertitori che connettono generatori di carattere rinnovabile ha diminuito il potere sincronizzante disponibile nel sistema, che richiede quindi servizi ausiliari appositi. Tali controllori nei WPP rispondono sia a variazioni dell'angolo del rotore, sia a quello della tensione nel punto di connessione PoC.

#### Smorzamento oscillazione della potenza

È una caratteristica integrata nei stabilizzatori di rete (PSS) dei generatori sincroni, tale smorzamento può essere effettuato anche con i WPP modulando la potenza attiva o quella reattiva.



## **Bibliografia capitolo 1**

[1] Burton T. et al. "Wind Energy, Handbook" JOHN WILEY & SONS, LTD, 2021

[2][www.iea.org/data](http://www.iea.org/data)

[3]D Milborrow, Lewes "Wind Energy Economics " Reference Module 2.15 in Earth Systems and Environmental Sciences, 2016, "Web"

[4] Teodorescu R. Liserre M. Rodrigez P. "GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND WIND POWER SYSTEMS " John Wiley and Sons, Ltd, 2011

# Capitolo 2

---

## Configurazione dei sistemi di conversione dell'energia eolica

---

In questo capitolo vengono presentati gli elementi fondamentali che costituiscono un WECS. Per prima cosa viene esposta una panoramica della struttura fisica della turbina e dei suoi principi di funzionamento. Successivamente si introducono i modelli dei generatori maggiormente utilizzati. Con questi due elementi è possibile elencare le tipologie di sistemi di connessione alla rete, passati e presenti, evidenziando come l'avvento dell'elettronica di potenza abbia permesso all'energia eolica di prendere il largo tra le proposte energetiche del futuro. Verranno quindi mostrati i differenti convertitori e alcune metodologie di controllo.

Il sistema si può dividere in due parti: una meccanica e l'altra elettrica[1].

La prima si occupa di estrarre l'energia cinetica dal vento rendendola disponibile all'albero rotante sotto forma di coppia motrice; la seconda invece gestisce la conversione dell'energia meccanica trasmessa dall'albero in energia elettrica e la trasferisce opportunamente alla rete. Le due parti sono connesse tra loro tramite il generatore elettrico, come in fig.2.1.

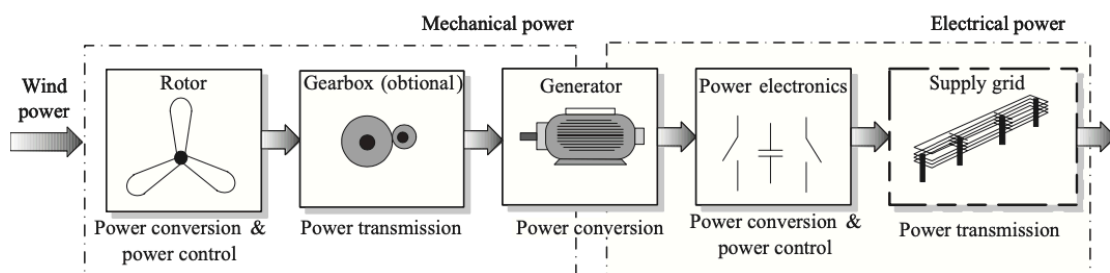


Figura 2.1 - struttura di un WECS.

Ci sono quindi tre fasi da analizzare al fine di ottimizzare la generazione di energia eolica: una meccanica, una elettromeccanica e una elettrica. I convertitori di potenza sono presenti nelle ultime due. La prima fase di ottimizzazione avviene con la regolazione del passo delle pale, l'imbardata dell'albero della turbina e la velocità del motore primo. La seconda e la terza dipendono dalla tipologia di macchina utilizzata e dal suo collegamento alla rete.

## 2.1 La turbina.

### 2.1.1 Evoluzione e tipologie delle WT.

La prima turbina eolica destinata alla generazione di energia elettrica risale al 1891, costruita a Dane da Paul la Cous. In America le prime turbine furono costruite durante gli anni '30, utilizzate per alimentare piccole aree rurali non servite dal sistema elettrico. Successivamente si è perso interesse man mano che la rete si espandeva e il costo dell'elettricità diminuiva. I problemi legati alle risorse energetiche degli anni '70 hanno aumentato la consapevolezza della necessità di ricercare risorse alternative, insieme agli incentivi emessi, l'energia eolica ha preso nuovamente piede. Negli ultimi decenni si è avuto un notevole aumento della potenza installata globalmente. In fig. 2.1.1 è mostrato l'andamento della capacità mondiale installata, redatto da [2]. Si noti come l'aumento vada di pari passo col lo sviluppo dell'elettronica di potenza nel medesimo intervallo temporale [3], il cui impiego ha portato miglioramenti in termini di controllo e gestione della risorsa eolica.



Figura 2.1.1 - Potenza installata globalmente dal 2001 al 2019

Le tipologie di turbine si possono separare in 4 categorie principali, fig.2.1.2 [4]:

- Macchine rotanti basate sul sollevamento (rotating lift-based machine): si basano sulle forze applicate dal vento sulle pale della turbina. In base alla posizione dell'albero rispetto a quella del vento si hanno turbine ad asse orizzontale (parallelo al vento) o asse verticale;
- macchine rotanti basate sul trascinamento (rotating drag-based m.): sono particolari turbine verticali nelle quali la forma delle lame comporta una differenza di resistenza al vento che crea un momento che fa ruotare l'albero;
- macchina basata sul sollevamento 'volante' (flying lift based m.): all'albero è collegato un aquilone che viene tirato dal vento e che di conseguenza 'tira' il generatore montato a terra. È difficile valutare l'area e il relativo coefficiente di potenza;
- macchine che utilizzano vibrazioni indotte dal flusso (flow induced m.): utilizza materiali piezoelettrici.

Le turbine eoliche più diffuse sono quelle del primo tipo [5]. Si distinguono:

- le VAWT, fig.2.1.3(c). Le lame ruotano attorno all'albero, posto verticalmente rispetto al terreno. In questo modo il vento è sempre perpendicolare alle lame, non necessita quindi di un controllo

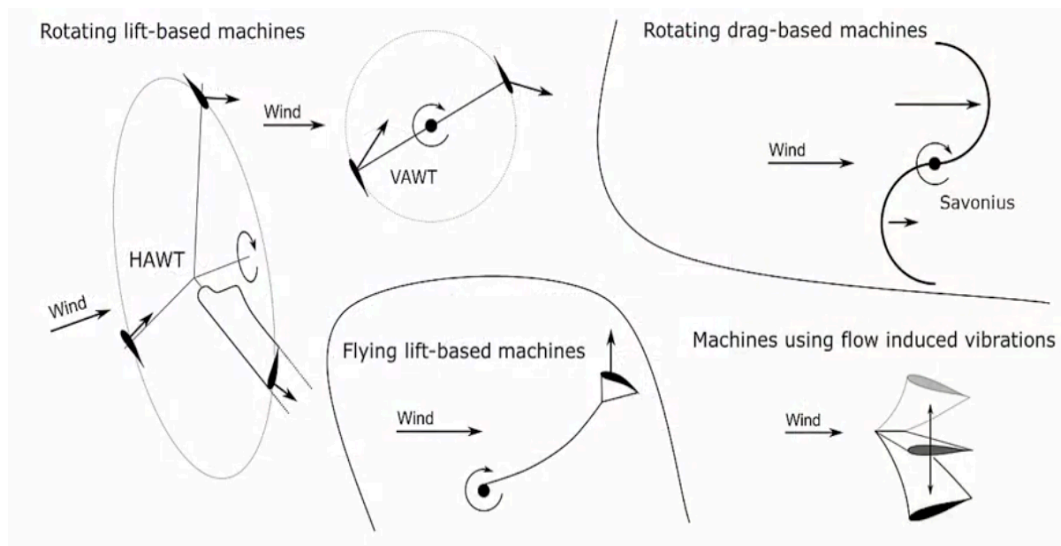


Figura 2.1.2 - Tipologie di turbine.

aggiuntivo per regolare l'imbardata. La manutenzione è semplice: la trasmissione e il generatore sono posizionati a terra, dunque la torre non ha bisogno di particolari accortezze costruttive. Data la minor velocità di rotazione sono poco rumorose, ma di contro hanno una minor efficienza e minor produzione di energia. Ne esistono di differenti tipologie [6-7];

- le HAWT hanno l'asse di rotazione delle lame in posizione orizzontale rispetto al suolo; sono quelle maggiormente usate per gli impianti offshore. Sono caratterizzate da configurazioni più semplici, con efficienze maggiori e minor costi [8]. La migliore efficienza è dovuta principalmente all'altezza, quindi alla miglior qualità di risorsa eolica disponibile. Difatti si è osservato che per ogni 10 metri di altezza la velocità del vento aumenta del 20%, che comporta quindi un aumento della potenza generata del 34%. La possibilità di regolare l'inclinazione delle lame è un altro fattore determinante per estrarre la massima energia disponibile. Il generatore elettrico si trova in cima alla torre, nella navicella. I punti deboli di questa struttura sono gli elevati costi per la costruzione della torre e la necessita di controlli meccanici addizionali per regolare l'imbardata. Per un periodo si utilizzavano due tipologie di HAWT: controvento, fig.2.1.3(a), e sottovento, fig.2.1.3(b). La turbina del secondo tipo ha il vantaggio che il vento stesso controlla la posizione dell'imbardata. Tuttavia questa configurazione comporta degli inconvenienti come il 'tower shadow': la torre funge da ostacolo tra il vento e le lame, in particolare quando quest'ultima si trova allineata con la torre durante la rotazione, per un breve istante non 'vedrà' vento per cui si ha una riduzione della potenza. Questo può anche provocare sforzi meccanici alla lama. Le turbine del primo tipo invece soffrono in maniera minore di questa interferenza, ma richiedono un sistema di controllo dell'imbardata, quindi una maggior complessità del controllo e maggior costi. Forniscono però una potenza maggiore ed efficienze più elevate, per questo motivo sono le più utilizzate. Nella tab.2.1 sono elencati i valori dei parametri caratteristici delle turbine.

Un altro aspetto fondamentale di queste turbine è il numero delle lame rotanti. Esaminando il pompaggio dell'acqua, serve che il mulino a vento sviluppi un'elevata coppia iniziale e sia capace di lavorare anche alle basse velocità. Il loro design richiede numerose pale rivolte verso il vento. Facendo le medesime considerazioni per le turbine eoliche, si avrebbero sistemi che operano sì a velocità di rotazione molto bassa, ma le interferenze tra una pala e l'altra, all'aumentare della velocità, sarebbero tali da provocare un rapido calo dell'efficienza. Per questo le turbine atte alla generazione elettrica presentano un numero limitato di lame.

Un confronto è stato effettuato in [9] tra una turbina classica a 3 lame con quelle aventi una struttura prossima:

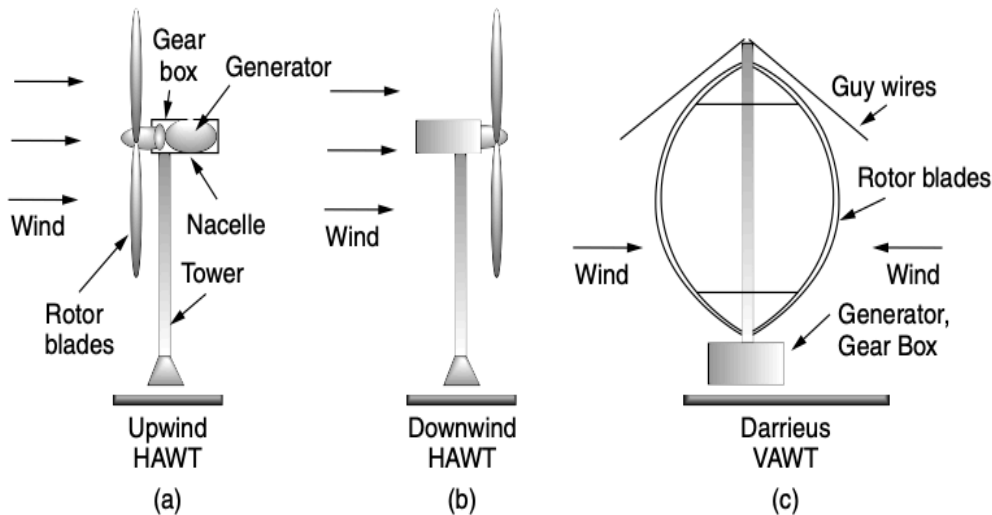


Figura 2.1.3 - (a) turbina ad asse orizzontale controvento, (b) turbina ad asse orizzontale sottovento, (c) turbina ad asse verticale

- una con 4 lame non è economicamente conveniente, in quanto l'elevato costo aggiuntivo non verrebbe compensato dal relativo aumento di efficienza e quindi di energia prodotta;
- una con 2 lame può uguagliare le prestazioni di una a 3 in differenti modi. Un primo approccio è quello di aumentare la lunghezza della corda (distanza tra il bordo d'attacco e il bordo d'uscita di un profilo alare) del 50%. Così facendo però si perde il vantaggio economico di avere una lama in meno. Un secondo modo è quello di aumentare la velocità di rotazione del 22,5%. Ma una velocità più elevata comporta degli svantaggi: si ha un incremento del rumore prodotto dalla turbina (che è un parametro che si cerca di minimizzare) e un aumento delle forze centrifughe (aumento del peso apparente), che per essere contrastate esigono che il mozzo e le pale siano più resistenti e quindi richiedono costi aggiuntivi.

In definitiva una turbina con 3 lame, disposte a 120° l'una rispetto all'altra, risulta la soluzione più efficiente, capace di generare la massima potenza con il minor costo e la minor velocità di rotazione; mostrano un funzionamento più regolare poiché gli impatti dell'interferenza della torre e la variazione della velocità del vento sono trasferiti più uniformemente. Data la minore velocità sono anche più silenziose. Tutte le grandi turbine moderne possiedono tre lame.

Tabella 2.1 - Confronto tra turbine HAWT e VAWT

Feature	HAWTs	VAWTs
$C_p$ at 12 m/s	0.08	0.05
Efficiency	High (around 70%)	Low (below 60%)
Initial wind speed	High (2.5:5 m/s)	Low (1.5:3 m/s)
Rotation speed	High (5:12 m/s)	Low (3:7 m/s)
Height	Large (around 100 m)	Small (around 10 m)
Rotation area for blades	Large	Small
Direction of wind	Dependant	Independent
Maintenance	Complex	Simple
Noise	5-60 dB	0-10 dB
Effect on birds	Great	Low
Generator location	Top of the tower	The ground
Application	Off shore & On shore	On shore

## 2.1.2 Struttura

La turbina è quindi il componente distintivo della generazione eolica.

I due elementi che la compongono determinano anche i due parametri fisici più importanti per valutare l'estrazione dell'energia del vento:

- la torre, la cui altezza determina la gamma di velocità del vento possibili;
- il rotore, la cui area spazzata è direttamente collegata alla potenza generata.

Nel corso degli ultimi decenni gli sviluppi tecnologici e gli studi rivolti alle risorse eoliche hanno spinto sempre di più ad incrementare le dimensioni della turbina. Questo in quanto ad altitudini sopra i 200m le fluttuazioni del vento sono minori e la velocità del vento è più elevata [4]. Le dimensioni della torre per impianti onshore attualmente sono limitate solo per motivi di trasporto e installazione. Diverso è il discorso per gli impianti offshore, che nonostante una maggiore complessità di costruzione, permettono di adoperare turbine sempre più grandi in quanto i trasporti via nave non sono limitati come quelli su strada ed è possibile edificare stazioni di montaggio nei pressi dell'impianto stesso.

In fig.2.1.4 viene mostrato come le dimensioni e la potenza delle turbine siano aumentate e in maniera parallela come sia diminuito il costo dell'energia eolica nel corso degli anni.

Il motivo si riscontra dalla semplice relazione tra la potenza generata e l'area spazzata dal rotore della turbina ( $P \propto A = \pi r^2 W$ ), per cui ad un raddoppio della lunghezza delle lame corrisponde un aumento della potenza generata di 4 volte.

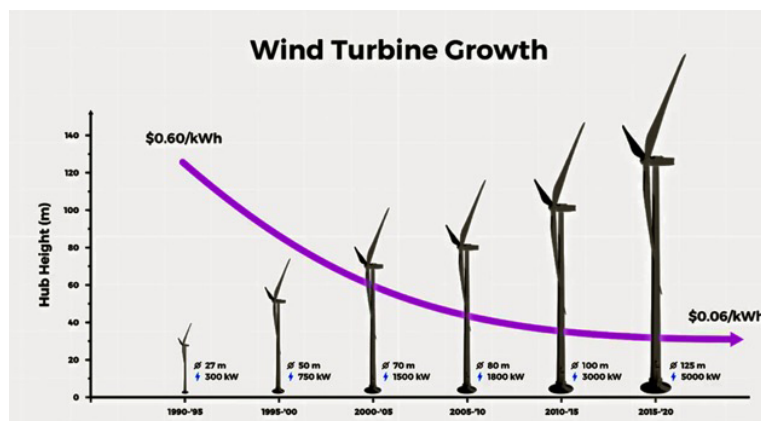


Figura 2.1.4 - Crescita delle turbine dal 1990 al 2020.

Per dare un'idea delle dimensioni che si stanno raggiungendo, basti pensare al prototipo del 2019 denominato Haliade-X [10]. In fig.2.1.5 sono elencate le sue caratteristiche: possiede un'altezza di 248 metri, un rotore con diametro di 220 metri e una potenza di 14 MW.

Progressi tecnologici sono stati fatti anche sul rotore, soprattutto riguardo ai materiali, cercando di ottenere un compromesso tra lunghezza delle lame e il loro peso. Questo perché tuttora non esiste una soluzione tecnologica che permette di ottenere lame performanti che siano componibili e quindi di più facile installazione. Un'altra limitazione per le dimensioni delle lame è costituita dalla loro velocità della punta, in quanto essendo proporzionale al raggio ( $v = \omega R$ ), a parità di velocità angolare turbine con lame più lunghe possiedono velocità di punta maggiori e quindi risultano più rumorose.

In [11] viene effettuato un confronto del costo dell'energia (COE) valutando gli effetti dovuti alla velocità di rotazione della turbina e l'impatto che ha sulla sua progettazione. I risultati mostrano che



Figura 2.1.5 - Caratteristiche HALIADÉ-X 14MW

un aumento della velocità di rotazione porta dei benefici economici (riduzione dei costi del 5,4% per impianti onshore, fig.2.1.6, e 2,1% per quelli offshore) principalmente dovuti alla riduzione delle dimensioni e del peso della trasmissione, data la conseguente diminuzione delle coppie.

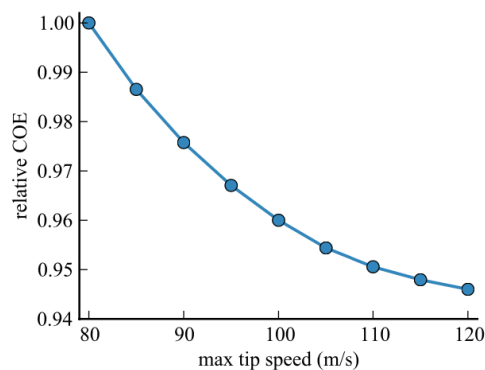


Figura 2.1.6 - Variazione del COE di un impianto onshore al variare della velocità

Come accennato le lunghezze delle lame sono limitate dal peso, dalle forze di spinta del vento e dal rumore dovuto alle maggiori velocità di punta. Un modo per sopperire agli ultimi due punti è quello di realizzare turbine più lente con una coppia maggiore. In questo caso sarà richiesto un albero più grande e più pesante, capace di trasferire opportunamente la coppia a bassa velocità al generatore con una coppia ad elevata velocità. Inoltre le più ingenti forze di spinta del vento, proporzionali all'area del rotore, richiederanno una struttura più rigida e resistente e lame capaci di non piegarsi. Questo è una criticità molto importante in condizioni atmosferiche gravi (quali tempeste), motivo per cui sono state proposte delle soluzioni che permettono alle lame di piegarsi su se stesse in condizioni di forte vento [12]. Sono ovviamente soluzioni drastiche, che potrebbero portare più svantaggi che vantaggi, ma mostra quanto siano ancora molti i passi che si possono fare per migliorare dal punto di vista ingegneristico ed economico. È necessario quindi investire su ulteriori studi aerodinamici, nuove sviluppi dei materiali, di processi di produzione, di trasporto ed installazione più economici. Tutto al fine di ridurre i costi dell'energia eolica.

Considerando una turbina commerciale ad asse orizzontale, fig.2.1.7, si distinguono:

- **fondamenta (footing):** dipendono dal tipo di tipo di impianto, onshore o offshore, e dalle dimensioni della turbina. Giocano un ruolo fondamentale contro forze di spinta del vento;

- torre (tower): sostiene gli elementi principali e fornisce accesso alla navicella (navicelle). È di solito una struttura tubolare in acciaio, realizzata con elementi componibili di forma tronco-conica, collegati con flange o ad incastro;
- rotore: costituito dall'insieme del mozzo (hub) e delle lame (blade), fig.2.1.8. Genererà la coppia aerodinamica estraendo energia dal vento. All'interno del mozzo si trova il sistema di controllo del passo (pitch system) e il cuscinetto di passo (pitch bearing) che permettono di regolare l'inclinazione delle lame;

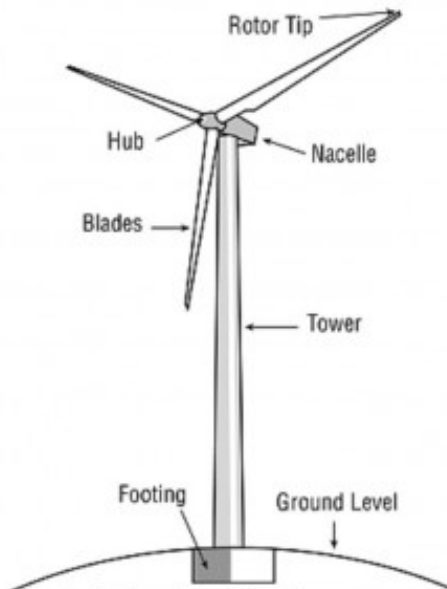


Figura 2.1.7 - Scheletro di una turbina ad asse orizzontale (HAWT)

- navicella: al suo interno sono contenuti tutti i componenti che si occupano di convertire la coppia meccanica in energia elettrica e i relativi sistemi di controllo, vedi fig.2.1.6. Un riduttore (gearbox) collega l'albero del rotore, detto 'albero a bassa velocità', con quello del generatore, detto 'albero ad alta velocità'. In tal modo viene trasmessa la coppia meccanica e viene effettuata una moltiplicazione della velocità per adattarla a velocità compatibili con

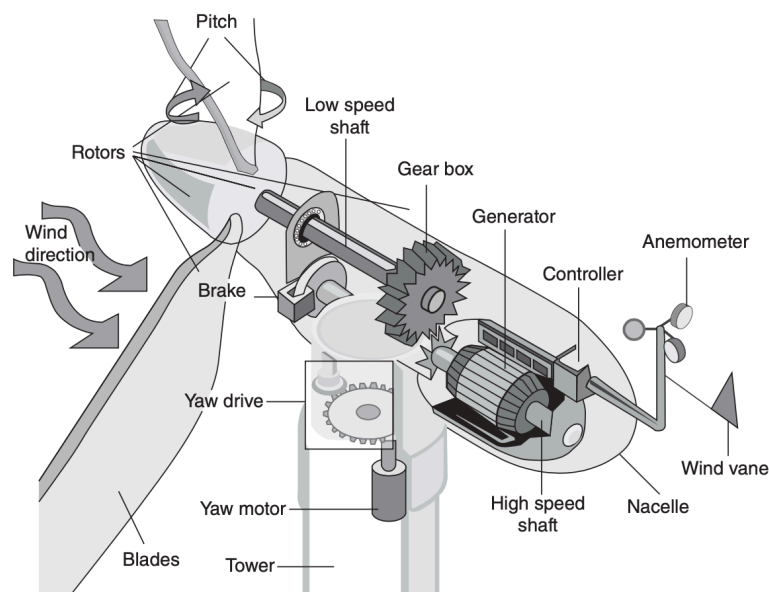


Figura 2.1.8 - Scheletro del rotore e della navicella di una HAWT



quelle di funzionamento della macchina rotante. È montato anche un sistema di freni che si attiva in caso la velocità di rotazione superi quella nominale, per evitare la rottura della turbina o durante le operazioni di manutenzione. Il tutto è montato su una piastra che forma l'intera gondola, la quale mediante un motore è capace di ruotare intorno al suo asse: controllo dell'imbardata (yaw controll). Quest'ultimo è necessario dato che una delle condizioni per massimizzare la potenza estraibile è che la turbina sia rivolta in direzione normale al vento. Essendo la direzione del vento variabile, la turbina è dotata di un sensore di velocità (ad esempio un anemometro) collegato ad un attuatore che regola l'imbardata. Infine il cuore della navicella è costituito dal generatore. L'intera navicella presenta una gabbia di Faraday per proteggere l'intera struttura dai fulmini, rischio reale per strutture così elevate. Lo stesso vale per le lame che possiedono un condotto metallico che consente il passaggio del fulmine fino al terreno, evitando danni alla struttura.

I gradi di libertà di una turbina sono mostrati in fig.2.1.9:

- beccheggio (roll): la rotazione del rispetto al proprio asse trasversale;
- imbardata (yaw): indica la rotazione rispetto ad un asse verticale, utilizzato per posizionare il rotore nella direzione del vento;
- rollio (pitch): l'angolo determinato dall'inclinazione lungo il proprio asse longitudinale.

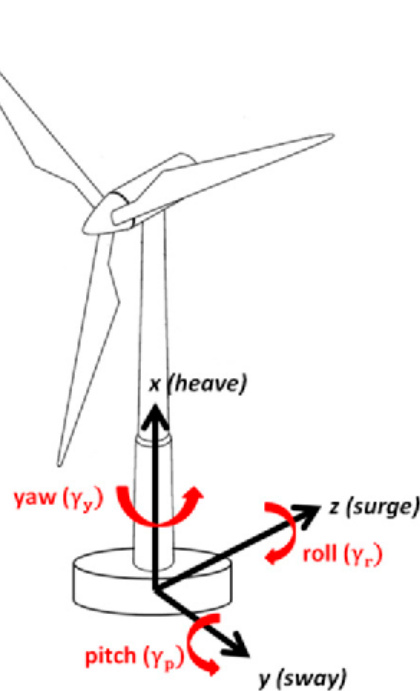


Figura 2.1.9 - Gradi di libertà di una HAWT

### 2.1.3 Principi di funzionamento

L'energia cinetica del vento è pari a :

$$E_k = \frac{1}{2}mv^2 \text{ (J)} \quad (2.1.1)$$

considerando la massa d'aria fluente attraverso una superficie nell'unità di tempo, fig.2.1.10, con  $v$  (m/s) velocità dell'aria perpendicolare alla superficie,  $\rho$  ( $kg/m^3$ ) densità dell'aria (pari a  $1.225 kg/m^3$  in condizioni standard) e  $A$  ( $m^2$ ) superficie considerata:

$$\dot{m} = \frac{dm}{dt} \equiv \rho v A \text{ (kg/s)} \quad (2.1.2)$$

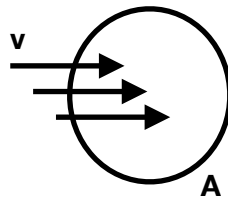


Figura 2.1.10 - Flusso d'aria attraverso la sezione A con velocità  $v$

La potenza estratta da una turbina si può evincere dalla eq.(2.1.1) derivando rispetto al tempo:

$$P = \frac{1}{2}\rho v^3 A \text{ (W)} \quad (2.1.3)$$

In fig.2.1.11 è mostrata come varia la potenza superficiale ( $W/m^2$ ) al variare della velocità. Si noti il rapporto quadratico tra le due grandezze e come alle basse velocità non vi sia alcuna generazione di potenza (  $1 \text{ m/s} = 2.237 \text{ mph}$ ).

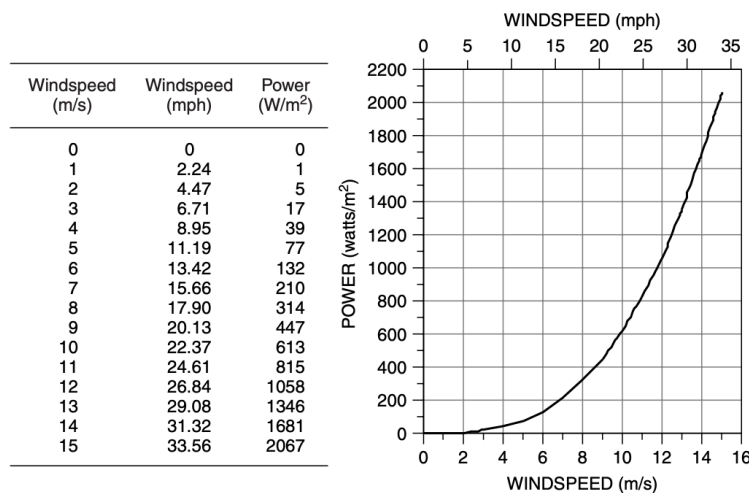


Figura 2.1.11 - Potenza del vento, in una sezione di  $1 m^2$ , a  $15^\circ C$  e 1 atm.

Questo dimostra quando sia cruciale avere velocità di vento elevate e stabili, motivo per cui l'altezza delle torri è in costante aumento. Infatti nelle prime centinaia di metri dal suolo, la velocità del vento è fortemente influenzata dall'attrito che l'aria sperimenta mentre si muove lungo la superficie terrestre. Le superfici lisce, come un mare calmo, offrono al contrario pochissima

resistenza e il gradiente di velocità rispetto all'altezza è modesto. Salendo di quota in entrambi i casi si hanno velocità del vento più stabili ed elevate.

Si definisce la potenza disponibile media per unità di superficie:

$$\left(\frac{P}{A}\right)_{av} = \frac{1}{2} \frac{\rho}{T} \int_0^T v^3(t) dt = \frac{1}{2} \rho (v^3)_{av} \quad (W/m^2) \quad (2.1.4)$$

che risulta essere proporzionale al valor medio del cubo della velocità del vento.

(Nota  $v_{av}^3 \neq (v^3)_{av} \rightarrow \frac{(v^3)_{av}}{v_{av}^3} \simeq 2$ )

Dall'eq.(2.1.4) si deriva l'energia annua media disponibile

$$E_{av} = \left(\frac{P}{A}\right)_{av} \frac{8700 \text{ h}}{1 \text{ anno}} = 4,83 \rho (v^3)_{av} \left(\frac{kWh}{m^2 \text{ anno}}\right) \quad (2.1.5)$$

Introducendo il rendimento, si ottiene la potenza meccanica utile:

$$\left(\frac{P}{A}\right)_{utile} = \frac{1}{2} \rho \eta (v_{avg})^3 \left(\frac{W}{m^2}\right) \quad (2.1.6)$$

Per determinare l'efficienza della turbina si parte osservando che differenti tecnologie energetiche possiedono differenti vincoli fondamentali che limitano la massima efficienza di conversione possibile da una forma di energia ad un'altra. Per i motori termici, è l'efficienza di Carnot che limita il lavoro massimo che può essere ottenuto da un motore che lavora tra un serbatoio caldo e uno freddo. Per il fotovoltaico, è il band-gap del materiale che limita l'efficienza di conversione della luce solare in energia elettrica. Per le celle a combustibile, è l'energia libera di Gibbs che limita la conversione dell'energia dalla forma chimica a quella elettrica.

La derivazione originale per la potenza massima che una turbina può estrarre dal vento è accreditata a un fisico tedesco, Albert Betz, che per primo formulò la relazione nel 1919. Si inizi immaginando cosa debba accadere al vento mentre attraversa una turbina eolica. Il vento che si avvicina alle lame viene rallentato, poiché una parte della sua energia cinetica viene estratta dalla turbina. Il perché la turbina non debba estrarre tutta l'energia cinetica dal vento risiede nel fatto che se la velocità a valle giungesse a zero, non ci sarebbe ulteriore flusso di vento attraverso il rotore. Questo suggerisce che debba esserci una velocità ottimale del vento a valle per cui si ottiene la massima potenza estraibile. Betz dimostrò che tale velocità è circa un terzo di quella in ingresso.

La fig.2.1.12 mostra il flusso d'aria attraverso il rotore di una turbina. Si noti che la massa in ingresso (upwind) è dotata di certa velocità  $v$  (m/s) e che diminuisce durante il tragitto. Per il principio di Bernoulli questo comporta un aumento della pressione  $p \rightarrow p_b$  (atm.). Al di fuori del rotore la pressione precipita ( $\Delta p$ ) fino a quando non torna alla pressione atmosferica  $p$  (atm.). Supponendo l'aria un fluido incomprimibile, il flusso della massa rimanere costante  $\dot{m} = \text{cost}$ : la vena fluida in ingresso  $A$  ( $m^2$ ) sarà minore di quella in uscita  $A_d$  ( $m^2$ ).

L'equazione di Bernoulli dalla sezione a monte (upwind) fino al rotore (b-blade) è:

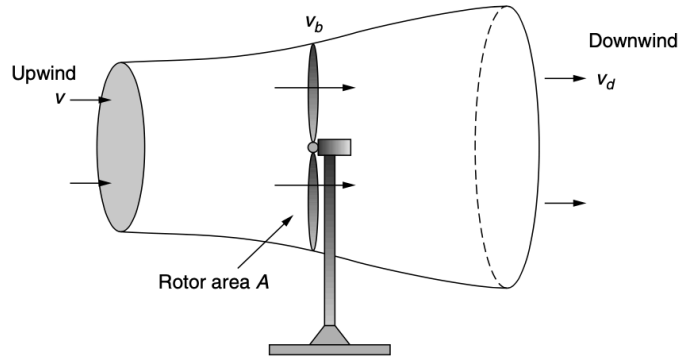


Figura 2.1.12 - Flusso d'aria attraverso una turbina

$$p + \frac{1}{2}\rho v^2 = p_b + \frac{1}{2}\rho v_b^2 \quad (2.1.7)$$

mentre dal rotore alla sezione a valle (d-downwind) è:

$$p_b - \Delta p + \frac{1}{2}\rho v_b^2 = p + \frac{1}{2}\rho v_d^2 \quad (2.1.8)$$

per cui la variazione di pressione a seguito del passaggio dal rotore sarà pari a:

$$\Delta p = \frac{1}{2}\rho(v^2 - v_d^2) \quad (2.1.9)$$

Considerando la conservazione della quantità di moto mono-dimensionale:

$$\rho A v^2 = \rho A_d v_d^2 + \Delta p A_b = \rho A_d v_d^2 + \frac{1}{2}\rho(v^2 - v_d^2) \quad (2.1.10)$$

dividendo per il flusso

$$\dot{m} = \rho A v = \rho A_b v_b = \rho A_d v_d \quad (\text{kg/s}) \quad (2.1.11)$$

$$v = v_d + \frac{1}{2} \frac{v^2 - v_d^2}{v_b} \quad (\text{m/s}) \quad (2.1.12)$$

si ottiene il legame tra la velocità nella sezione della girante e quelle a monte e a valle della turbina, che risulta essere pari alla media delle due:

$$v_b = \frac{(v + v_d)}{2} \quad (2.1.13)$$

Da [4,13,14] si introduce il fattore di induzione assiale  $a$ , per cui:

$$v_b = (1 - a)v \quad v_d = (1 - 2a)v \quad (2.1.14)$$

si determina la forza di spinta:

$$T = \Delta p A_b = \frac{1}{2} \rho A_b v^2 (4a(1-a)) \quad (\text{N}) \quad (2.1.15)$$

da cui si ottiene la potenza del vento (forza x velocità):

$$P_b = T v_b = \frac{1}{2} \rho A_b v^3 (4a(1-a)^2) \quad (\text{W}) \quad (2.1.16)$$

Il termine nelle parentesi può essere visto come la frazione che viene estratta dalla totale potenza alle pale, ovvero è l'efficienza del rotore. Prende il nome di coefficiente di potenza:

$$c_p = 4a(1-a)^2 \quad (2.1.17)$$

per cui la potenza estratta si può riscrivere:

$$P = \frac{1}{2} A \rho v^3 c_p \quad (\text{W}) \quad (2.1.18)$$

il massimo valore del coefficiente di potenza rispetto ad  $a$  è pari a [4,14]:

$$c_{p_{max}} = c_p(a = 1/3) = \frac{16}{27} \approx 59,3\% \quad (2.1.19)$$

La massima efficienza teorica del rotore, detta efficienza di Betz, è pari al 59.3% e corrisponde ad una velocità in uscita dalla turbina pari ad un terzo di quella in ingresso.

Nella realtà le turbine posso raggiungere solo una parte di questo limite, per cui hanno efficienze reali tra il 45-50%.

Per una data velocità del vento, l'efficienza del rotore è anche funzione della velocità di rotazione della turbina. Se il rotore gira troppo lentamente, l'efficienza diminuisce perché le pale lasciano passare troppo vento senza essere estrarre energia; al contrario se il rotore gira troppo velocemente, l'efficienza si riduce perché la turbolenza causata da una pala influenza sempre più la pala che segue. Viene quindi introdotto un altro parametro per valutare il rendimento della turbina: il rapporto della velocità di punta (TSR - tip speed ratio) [15], ovvero la velocità di rotazione della punta della lama rispetto a quella del vento in ingresso.:

$$\lambda = \frac{\omega R}{v} \quad (2.1.20)$$

La fig.2.1.13 mostra la variazione del coefficiente di potenza in funzione del TSR per differenti tipologie di turbine. Dimostra come sia cruciale il controllo della velocità di rotazione della turbina al fine di ottenere la massima potenza dal vento.

È possibile tracciare la curva ideale di potenza di una turbina eolica, fig.2.1.14, in funzione della velocità del vento. Si evidenzia che al di sotto di una determinata velocità, detta 'velocità di taglio inferiore' (cut-in wind speed,  $v_c \simeq 3 \div 5 \text{ (m/s)}$ ) non si genera alcuna potenza; oltre tale valore la potenza aumenta con legge cubica ( $P \propto v^3$ ) fino al raggiungimento della velocità nominale (rated wind speed  $v_R$ ) alla quale il generatore produce la potenza di progetto. A velocità maggiori è

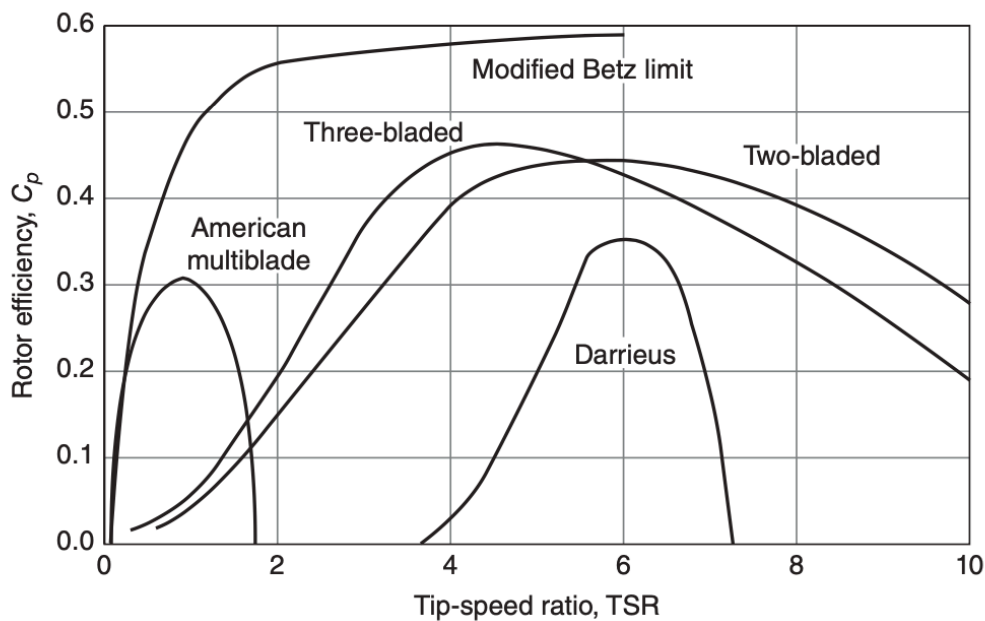


Figura 2.1.13 - Diagramma del  $c_p$  in funzione di  $\lambda$  per diverse turbine.

necessario disperdere una parte dell'energia del vento per non danneggiare la macchina. Questo può essere ottenuto diminuendo l'efficienza mediante uno dei controlli possibili (ad esempio mediante un controllo dell'inclinazione della lame (pitch controll)). In questo modo si mantiene la potenza costante :  $v > v_R \Rightarrow c_p \downarrow \wedge P = P_n = cost$ .

Esiste poi un limite superiore di velocità, detta 'velocità di taglio superiore' (cut-off/furling wind speed  $v_F$ ), oltre il quale l'impianto deve essere fermato per evitare che si danneggi il sistema. Dei freni meccanici bloccano la rotazione del rotore.

L'intervallo di valori delle velocità del vento per cui le turbine generano potenza è circa intorno a 3-25 m/s [16].

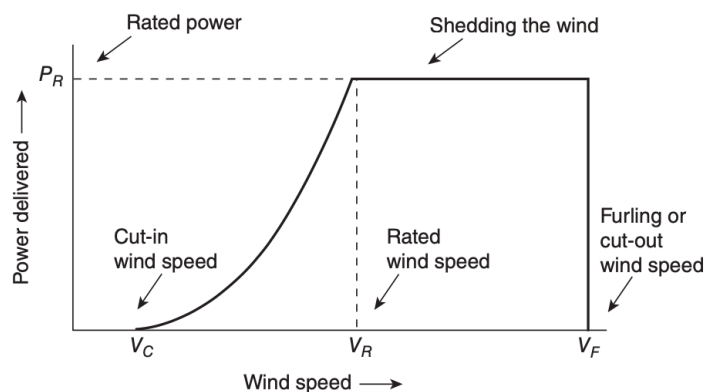


Figura 2.1.14 - Curva ideale della potenza di una turbina

La curva di potenza permette anche di valutare come influiscono le dimensioni del rotore e la taglia del generatore. In fig.2.1.15(a) si vedono gli effetti dovuti ad un aumento del diametro del rotore mantenendo lo stesso generatore. Si ha una traslazione del tratto parabolico della potenza verso sinistra, ad indicare che si genera maggior potenza a velocità più basse. Diminuisce anche il valore della velocità nominale. Questa scelta è conveniente in situazioni in cui la velocità del vento è mediamente bassa. Invece in fig.2.1.15(b) le dimensioni del rotore sono mantenute uguali ed è aumentata la taglia del generatore. Come risultato si ha una traslazione verso l'alto della parte a potenza costante, che indica un maggior sfruttamento della risorsa eolica. Questa strategia è da adottare in quelle aree in cui la velocità del vento è più elevata.

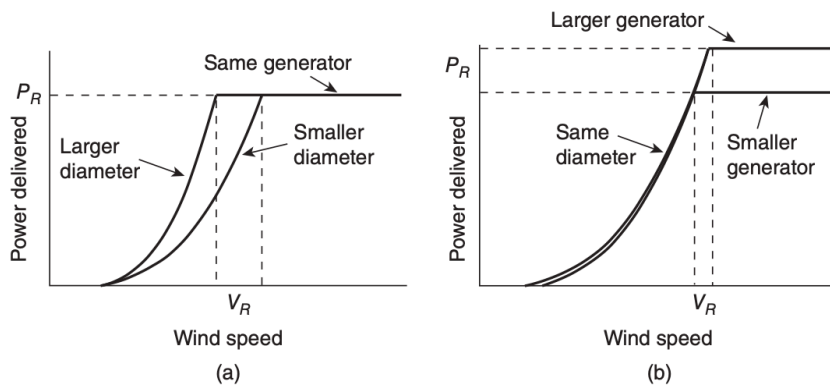


Figura 2.1.15 - Curva ideale della potenza con differenti diametri di rotore (a) e con differenti generatori (b).

È importante capire come le lame estraggono energia dal vento.

Considerando la sezione trasversale di un profilo alare, fig.2.1.16(a), [15] mostra come si genera le forze che fanno ruotare le lame partendo dal principio di Bernoulli. L'aria che attraversa un profilo alare si divide in due percorsi: quello superiore e quello inferiore. Per come è progettato il profilo, l'aria che attraversa la parte superiore avrà una lunghezza maggiore da attraversare rispetto alla parte sottostante. Questo implica che l'aria nella parte in alto si muove più velocemente avendo una pressione minore. La differenza di pressione tra i due flussi d'aria genera dunque una forza di spinta verso l'alto: la stessa che permette agli aerei di spiccare il volo e alle lame di una turbina di ruotare. In quest'ultimo caso le forze in gioco sono un più complesse.

Quando il fluido d'aria incontra una pala, forzerà quest'ultima a ruotare e di conseguenza la lama rotante indurrà una velocità di rotazione al vento, in direzione opposta. La risultante di queste velocità, fig.2.1.16(b), dà origine alle forze agenti sulla turbina.

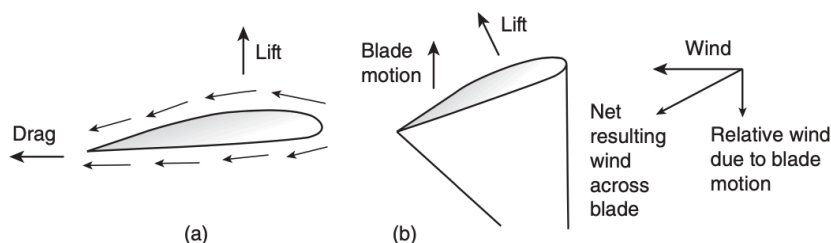


Figura 2.1.16 - Profilo alare (a) e velocità e forze agenti su di esso (b).

È possibile tracciare il triangolo delle velocità, fig.2.1.17, per studiare il fenomeno. Si suppone che la direzione della velocità del vento  $v_0$  sia perpendicolare al piano del rotore, a questa si vengono a sommare due componenti: la prima, stessa direzione e verso opposta, indica la diminuzione della velocità dovuta alla presenza della turbina (proporzionale al fattore di induzione ( $av_0$ )); l'altra è la

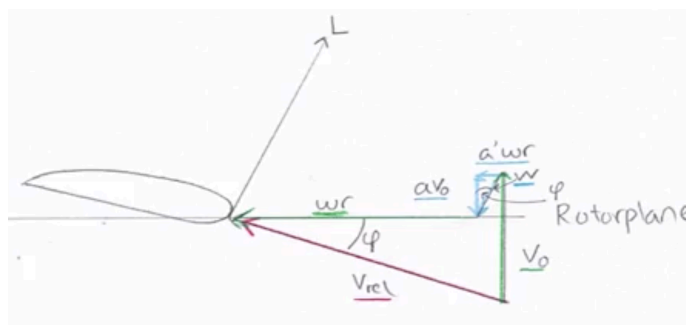


Figura 2.1.17 - Triangolo delle velocità.

velocità di rotazione indotta (proporzionale al fattore di induzione di rotazione  $a' (\omega R a')$ ). Per cui la velocità netta è quella responsabile delle forze agenti sulla turbina, da [17] si determinano la natura di tali forze: L (lift) è perpendicolare alla direzione del flusso mentre D (drag) è parallela ad essa e giace sulla 'linea di corda' (linea che attraversa il bordo anteriore e posteriore della lama). Tali forze, fig.2.1.18, si possono scomporre nella direzione tangente e normale al piano rotorico, danno luogo ad una componente  $P_t$ , che è responsabile della rotazione della turbina, e ad una componente  $P_n$ , da cui dipende la spinta che subisce la turbina. Per calcolare le forze si utilizzano dei dati tabulari del profilo aereo che mettono in relazione la forza con l'angolo di attacco  $\phi$ , ovvero l'angolo tra il piano rotorico e la velocità relativa del vento. Modificando questo parametro si potrà agire sulle forze della turbina.

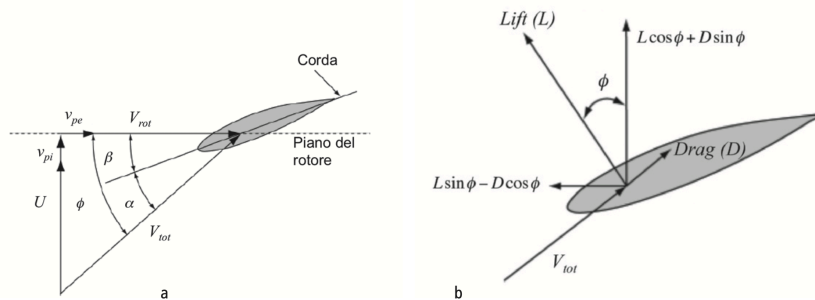


Figura 2.1.18 - Forze agenti sulla lama

Quindi aumentare l'angolo di attacco aumenta la forza sia di sollevamento (lift) che di trascinamento (drag). Aumentare troppo l'angolo può provocare un fenomeno noto come 'stallo', fig.2.1.19. Quando un'ala stalla il flusso d'aria sopra la parte superiore non aderisce più alla superficie e la turbolenza risultante distrugge la portanza. In una turbina eolica questo può essere utilizzato per ottenere una forma di controllo.

Come precedentemente detto, la potenza di una turbina eolica aumenta rapidamente con l'aumentare della velocità del vento. Alla velocità nominale il generatore raggiunge la sua capacità massima, a quel punto è necessario che parte dell'energia del vento si disperda affinché il generatore non si danneggi.

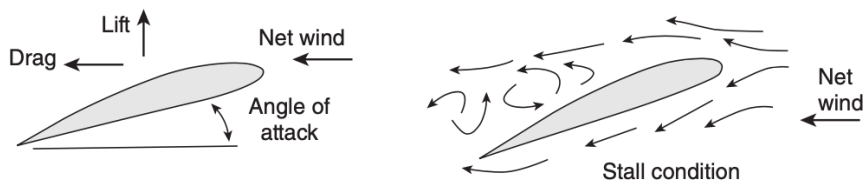


Figura 2.1.19 - Fenomeno di 'stallo'.

Tre sono gli approcci maggiormente utilizzati sulle grandi macchine:

- controllo passivo di stallo. Le pale sono accuratamente progettate per ridurre automaticamente l'efficienza quando i venti sono eccessivi. Non ci sono parti in movimento. Il design aerodinamico delle pale, specialmente la loro torsione in funzione della distanza dal mozzo, deve essere effettuato in modo tale che la riduzione della portanza si verifichi in maniera graduale quando le pale ruotano più velocemente. Questo approccio è semplice e affidabile, ma sacrifica un parte della potenza alle basse velocità;
- controllo di passo. Un sistema elettronico controlla la potenza di uscita del generatore e se supera le specifiche, un sistema idraulico ruota lentamente le pale intorno ai loro assi, ruotandole di pochi gradi alla volta, per ridurre o aumentare la loro efficienza a seconda delle condizioni. La



strategia è quella di ridurre l'angolo di attacco delle pale quando il vento è forte. La maggior parte delle grandi turbine si basa su questo approccio per il controllo della potenza di uscita;

- controllo attivo dello stallo: in cui le pale ruotano proprio come fanno nell'approccio di controllo del passo. La differenza è che quando i venti superano la velocità nominale del vento per il generatore, invece di ridurre l'angolo di attacco delle pale, viene aumentato per indurre lo stallo.

In definitiva la velocità di rotazione è fortemente dipendente dall'inclinazione della lama rispetto alla direzione del vento, per questo per migliorarne l'efficienza è opportuno poter variare le posizioni delle pale e la loro inclinazione, affinché siano in linea con la velocità relativa. Dato che la velocità relativa aumenta in modulo ed inclinazione dalla radice alla punta della lama, quest'ultima presenta una torsione strutturale, fig.2.1.20.

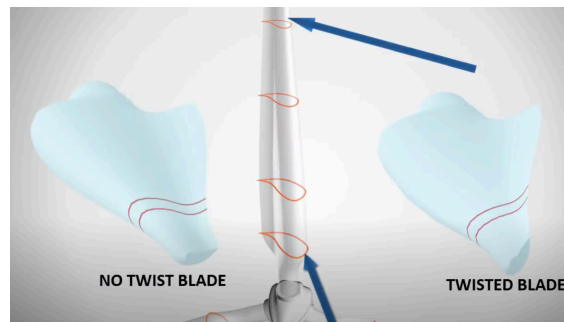


Figura 2.1.20 - Contorsione strutturale della lame per ottimizzare l'efficienza

Le osservazioni fatte finora pongono le basi per il tracciamento della massima potenza ottenibile, fig.2.1.21.

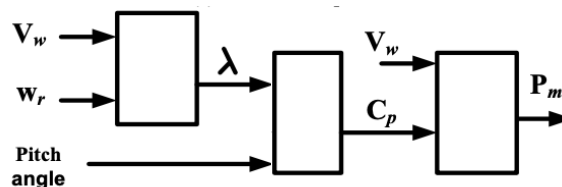


Figura 2.1.21 - Blocchi di un controllo di potenza in funzione della velocità del vento  $v_w$ , dell'inclinazione delle lame e del TSR.

## 2.2 I Generatori

Uno dei modi per caratterizzare un WECS è in base al funzionamento del suo generatore, che può essere a velocità-fissa o velocità variabile.

La prima tipologia offre soluzioni semplici ed economiche, ma è altamente inefficiente. Ne hanno fatto parte i primi modelli di turbine utilizzate. Quelle del secondo tipo, anche se più costose e complesse, permettono di massimizzare l'efficienza della generazione in un'ampia gamma di velocità del vento.

In fig.2.2.1 è mostrata la moltitudine di configurazioni utilizzabili. I primi due rami sono quelli descritti precedentemente; le turbine a velocità variabile si dividono ulteriormente in:

- 'indirect-drive', presentano un riduttore di velocità (gearbox) tra l'albero del rotore e quello del generatore, in quanto ruotano a velocità differenti;
- 'direct-drive', non è presente alcun elemento meccanico aggiuntivo tra turbina e generatore, dato che ruotano alla medesima velocità.

Nei paragrafi successivi vengono descritti i modelli e i principi di funzionamento delle macchine maggiormente utilizzate.

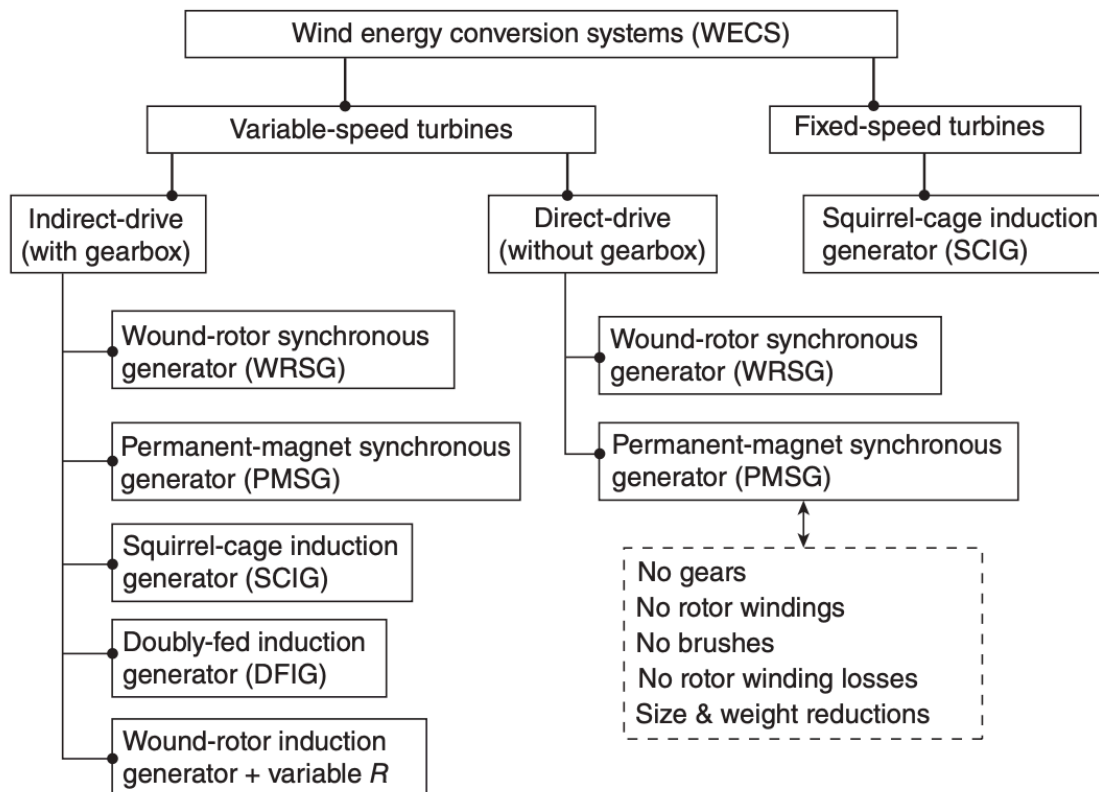


Figura 2.2.1 - Diagramma dei possibili generatori di un WECS

## 2.2.1 Generatore Asincrono

Le turbine a velocità fissa fanno uso preferibilmente di generatori asincroni, che si dividono in due categorie in base alla struttura del rotore:

- avvolto (WRIG - wound rotor induction generator), dotato di un avvolgimento trifase cortocircuitato;
- a gabbia (SCIG - squirrel-cage induction generator), formato da un numero di sbarre di rame o alluminio cortocircuitate. La gabbia è poi incorporata in un nucleo di ferro costituito da sottili lamine d'acciaio isolate.

Il SCIG è stato maggiormente utilizzato per via di una maggior compattezza e per il fatto che non necessita di spazzole e anelli di scorrimento.

Di seguito è riportato il modello della macchina descritto in [18]. Si considera una macchina a rotore avvolto con avvolgimenti di statore e rotore collegati a stella senza neutro, aventi lo stesso numero di coppie polari; l'avvolgimento di statore collegato alla rete avrà una terna simmetrica di tensioni ai suoi capi. Si definiscono i valori:

$$n = \frac{p}{2} \quad (2.2.1)$$

$$\omega_e = \omega \text{ (rad/s)} \quad (2.2.2)$$

$$\Omega_o = \frac{\omega}{n} = \frac{4\pi f}{p} \text{ (rad/s)} \quad (2.2.3)$$

$$N_o = \frac{120f}{p} \left( \frac{\text{giri}}{\text{min}} \right) \quad (2.2.4)$$

in cui  $n$  è il numero di coppie polari;  $\omega_e$  è la velocità di rotazione elettrica del campo magnetico ed è pari alla pulsazione di alimentazione;  $\Omega_o$  è la velocità di rotazione meccanica ed è esprimibile anche come numero di giri al minuto  $N_o$ . Il rapporto di equivalenza è  $1 \frac{\text{rad}}{\text{s}} = \frac{60}{2\pi} \frac{\text{giri}}{\text{min}}$ .

Per comprendere il funzionamento della macchina asincrona si analizzano tutte le possibili configurazioni:

### 1. Rotore fermo e avvolgimento secondario aperto, fig.2.2.2.

Le correnti di fase statorica hanno carattere magnetizzante, quindi sono in ritardo di  $90^\circ$  rispetto alle tensioni di fase; danno luogo ad un campo di f.m.m. rotante  $\bar{m}_m$ , costante nel tempo e mobile nello spazio. Tale campo è dovuto a tutte le correnti, ma è in fase col vettore della corrente di fase statorica  $\bar{I}_{as}$ .

Il  $\bar{m}_m$  dà luogo ad un campo di induzione magnetica al traferro in fase con esso, rappresentato dal vettore flusso  $\bar{\Phi}$ . In queste condizioni la f.e.m. indotte in ogni conduttore (pedice 'c') è pari a:

$$\bar{E}_c = j \frac{\omega \bar{\Phi}}{2\sqrt{2}} \text{ (V)} \quad (2.2.5)$$

e quindi le f.e.m di fase di statore (pedice '1') e di rotore (pedice '2') risultano:

$$\bar{E}_1 = U_{e1} \cdot \bar{E}_c \quad \bar{E}_2 = U_{e2} \cdot \bar{E}_c \quad (\text{V}) \quad (2.2.6)$$

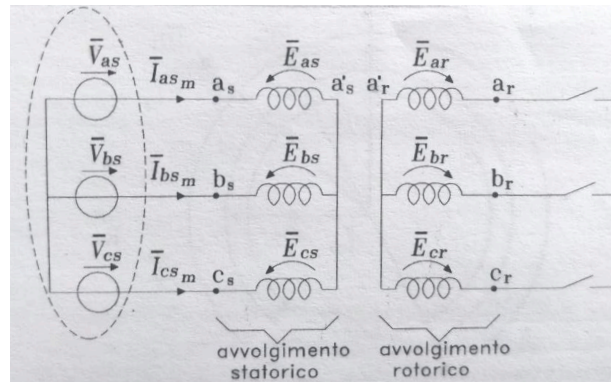


Figura 2.2.2 - Circuito WRIG con rotore bloccato e avvolgimenti rotorici aperti.

$U_{e1}$  e  $U_{e2}$  sono il numero di conduttori di un avvolgimento di fase. In sostanza si comporta come un trasformatore:

$$\frac{\bar{E}_1}{\bar{E}_2} = \frac{U_{e1}}{U_{e2}} \cdot \frac{\bar{E}_c}{\bar{E}_c} = k \quad (2.2.7)$$

La tensione di fase sul primo avvolgimento statorico è prossima a quella di alimentazione

$$\bar{E}_1 \simeq \bar{V}_{f1} = \frac{\bar{V}_1}{\sqrt{3}} \quad (\text{V}) \quad (2.2.8)$$

2. Rotore fermo e avvolgimento secondario chiuso in corto circuito, fig.2.2.3.

Sul secondario circola una terna di corrente equilibrata, le cui ampiezze dipendono dalla tensione di fase rotorica  $\bar{E}_2$  e dall'impedenza complessiva vista da ciascuna f.e.m.; sono isofrequenziali e in ritardo con le tensioni che le sostengono. Tali correnti danno luogo ad un campo magnetico rotante  $\bar{m}_2$ , fig.2.2.4, che ha la medesima velocità di rotazione di  $\bar{m}_m$ . In particolare le correnti statoriche, entranti negli avvolgimenti statorici, danno luogo a  $\bar{m}_m$  diretto come la corrente  $\bar{I}_{as} = \bar{I}_m$ ; le correnti rotoriche, uscenti dagli avvolgimenti, danno luogo a  $\bar{m}_2$  in direzione opposta a  $\bar{I}_{ar}$ .

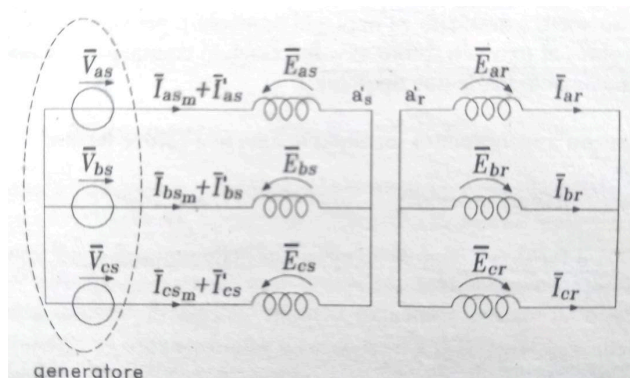


Figura 2.2.3 - Circuito WRIG con rotore bloccato e avvolgimenti rotorici cortocircuitati.

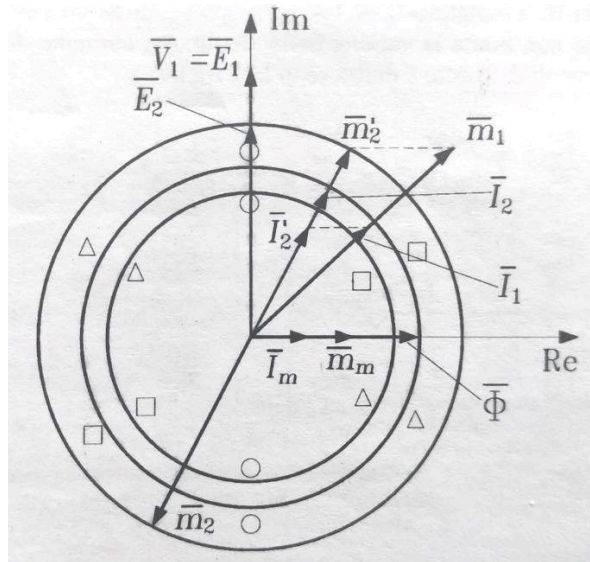


Figura 2.2.4 - Diagramma vettoriale WRIG con rotore fermo e avvolgimenti cortocircuitati

Il nuovo contributo di f.m.m. modifica il flusso  $\bar{\Phi}$  al traferro: per mantenere le tensioni statoriche pari a quelle di alimentazione (legge alla maglia), lo statore assorbirà una corrente ulteriore  $\bar{I}'_s$  tale da generare una f.m.m.  $\bar{m}'_2$  che si opponga a quella generata dalle correnti rotoriche.

In definitiva sul lato statore si ha:

$$\bar{m}_1 = \bar{m}_m + \bar{m}'_2 \quad (\text{Ampere-spire}) \quad (2.2.9)$$

$$\bar{I}_s = \bar{I}_m + \bar{I}'_s \quad (\text{A}) \quad (2.2.10)$$

Le correnti  $\bar{I}_{ar}$  e  $\bar{I}'_{as}$  sono in fase tra di loro e vale la relazione:

$$\frac{\bar{I}'_s}{\bar{I}_r} = \frac{1}{k} \quad (2.2.11)$$

Si definiscono:

$\Phi$ : flusso comune a tutti gli avvolgimenti, concatena ugualmente statore e rotore; è sostenuto dalla corrente di magnetizzazione  $\bar{I}_m$  alla quale si associa la reattanza di magnetizzazione  $X_m = \omega L_m$ ;

$\Phi_{1d}$ : flusso sostenuto dalle correnti statoriche e che concatena solo gli avvolgimenti statorici;

$\Phi_{2d}$ : flusso sostenuto dalle correnti rotoriche e che concatena solo gli avvolgimenti rotorici;

Ai flussi di dispersione si associa la reattanza di dispersione

$$X_{1d} = \omega L_{1d} \quad X_{2d} = \omega L_{2d} \quad (2.2.12)$$

Si può costruire il circuito equivalente monofase, fig.2.2.5:

L'effetto delle forze agenti sui conduttori rotorici, dovute al campo di induzione magnetico, è quello di generare una coppia meccanica  $C$  che agisce sull'albero motore nella medesima direzione del campo  $\bar{m}_m$ .

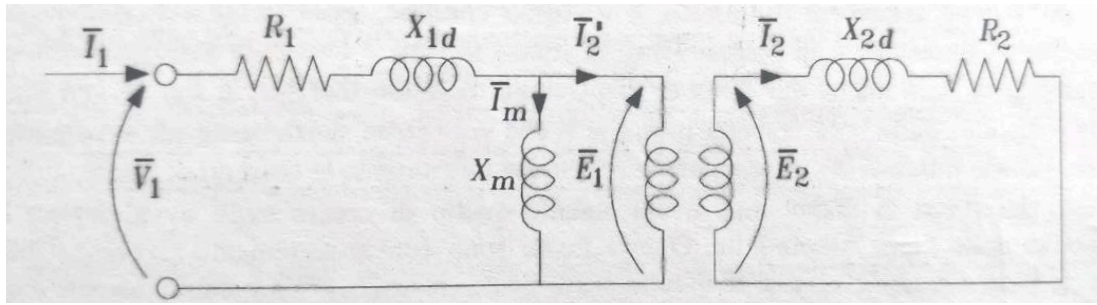


Figura 2.2.5 - Circuito equivalente di una fase del WRIG con rotore fermo

3. Rotore in movimento e avvolgimento secondario aperto.

Si considera un campo magnetico rotante al traferro  $\bar{m}_m$  con velocità meccanica pari a eq. (2.2.3). Si suppone che il rotore sia mantenuto in rotazione con una velocità  $\Omega$  nel medesimo senso di rotazione del campo. Nel conduttore statorico, fisso nel spazio, si induce una f.e.m. con la medesima frequenza; mentre il conduttore rotorico, che ruota, vedrà il campo magnetico ad una velocità differente pari a:

$$\Omega_r = \Omega_o - \Omega \quad (2.2.13)$$

i termini al secondo membro indicano la velocità del campo magnetico indotto dalla corrente di magnetizzazione a frequenza di rete e la velocità meccanica del rotore. Si definisce quindi lo *scorrimento* :

$$s = \frac{\Omega_o - \Omega}{\Omega_o} \quad (2.2.14)$$

Per cui la velocità del campo rotante rispetto al conduttore di rotore è:

$$\Omega_r = s \cdot \Omega_o \quad (2.2.15)$$

Dal medesimo fattore risulta dipendente la frequenza e l'ampiezza delle f.e.m. rotoriche indotte rispetto a quelle di alimentazione. Mentre il legame tra la f.e.m. complessiva di fase rotorica quando il rotore ruota a velocità  $\Omega$  e quella con rotore fermo è:

$$E_{2\Omega} = s \cdot E_2 \quad (2.2.16)$$

4. Rotore in movimento e avvolgimento secondario chiuso.

Il rotore ruota a velocità  $\Omega$  e gli avvolgimenti rotorici sono collegati ad un sistema di spazzole, a resistenze uguali tra loro e collegate a stella. Per effetto di  $\bar{m}_m$  circola negli avvolgimenti rotorici una terna di correnti equilibrate: le cui ampiezze dipendono dalle  $E_{2\Omega}$  e dall'impedenza di fase complessiva; sono isofrequenziali con le tensioni  $f_2 = s \cdot f$ ; la fase dipende dall'impedenza rotorica complessiva di ciascuna fase ( $R_2 + j \cdot s \cdot X_{2d}$ ). Tali correnti danno vita ad un campo  $\bar{m}_2$ , la cui velocità meccanica rispetto al rotore è :

$$\Omega_{\bar{m}_2} = \frac{2\pi f_2}{n} = s \cdot \Omega_o \quad (2.2.17)$$

la velocità del rotore rispetto alla velocità meccanica del campo magnetico di statore è:

$$\Omega = (1 - s)\Omega_o \quad (2.2.18)$$

i due campi per lo statore ruotano in sincronismo:

$$\Omega_{\bar{m}_2} + \Omega = s \cdot \Omega_o + (1 - s)\Omega_o = \Omega_o \quad (2.2.19)$$

Questo permette di costruire il circuito equivalente della macchina. Tutte le grandezze descritte sono sinusoidali, ma:

- le grandezze statoriche sono legate alla frequenza di alimentazione:

$$f_1 = f_{statoro} = f \quad (2.2.20)$$

- quelle rotoriche invece dipendono dallo scorrimento:

$$f_2 = f_{rotore} = s \cdot f \quad (2.2.21)$$

Quindi le equazioni sinusoidali che descrivono i funzionamenti analizzati non sono iso-frequenziali. È possibile ottenere un unico circuito equivalente, fig.2.2.6.

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = \bar{E}_1 + R_1 \bar{I}_1 + jX_{1d} \bar{I}_1 \\ \bar{E}_{2\Omega} = (R_2 + jsX_{2d}) \bar{I}_2 \end{cases} \quad (2.2.22)$$

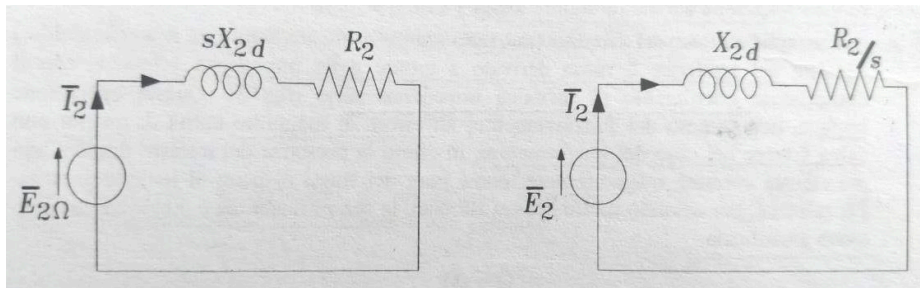


Figura 2.2.6 - Circuiti non isofrequenziali di un WRIG.

È possibile attuare una trasformazione di frequenza dividendo per lo scorrimento la seconda equazione della (2.2.22), si nota che:

- il vettore  $\bar{I}_2$  non varia e la reattanza è portata alla frequenza di rete  $X_{2d} = \omega L_{2d}$ ;

- l'angolo caratteristico dell'impedenza non varia:  $tg(\Phi_2) = \frac{sX_{2d}}{R_2} \Big|_{E_{2\Omega}} = \frac{X_{2d}}{R_2/s} \Big|_{E_2}$

- l'eq.(2.2.16) diventa:

$$\frac{\bar{E}_{2\Omega}}{s} = \bar{E}_2 = \left( \frac{R_2}{s} + jX_{2d} \right) \bar{I}_2 \quad (2.2.23)$$

In questo modo tutte le grandezze sono alla frequenza di rete ed è possibile costruire un circuito equivalente unico, fig.2.2.7, in cui  $X_m$  è la reattanza di magnetizzazione ed è posta in parallelo una resistenza  $R_p$  che tiene conto delle perdite nel circuito magnetico.



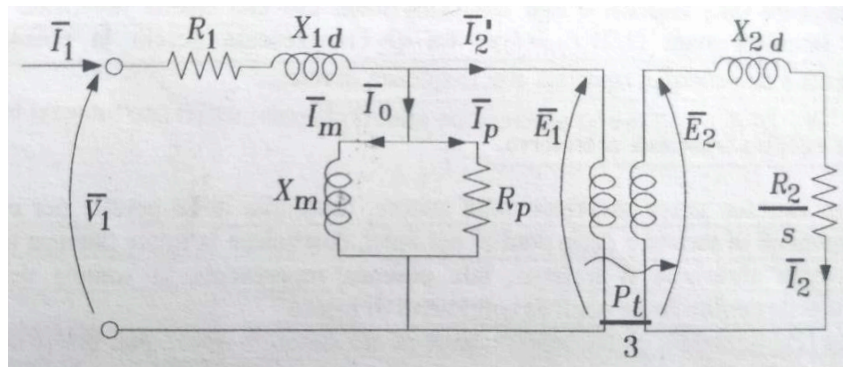


Figura 2.2.7 - Circuiti equivalente di un WRIG con le grandezze rotoriche riportate alla frequenza di rete.

La potenza elettrica assorbita allo statore ( $P_s$ ), diminuita della perdite per effetto Joule ( $R_1 I_1^2$ ) e di magnetizzazione ( $R_p I_m^2$ ), è pari a quella trasmessa al rotore ( $P_t$ ) che si suddivide in potenza meccanica utile ( $P_m$ ) e perdite Joule ( $P_{J2} = R_2 I_2^2$ ). Per cui la potenza trasmessa elettromagneticamente nella macchina trifase è:

$$P_t = 3 \frac{R_2}{s} I_2^2 = P_m + P_{J2} = C_t \cdot \Omega + 3R_2 I_2^2 \quad (2.2.24)$$

La coppia trasmessa elettromagneticamente ( $C_t$ ) differisce da quella trasmessa all'albero a meno delle perdite meccaniche, e risulta pari alla potenza trasmessa divisa per la velocità del campo magnetico rotante:

$$C_t = 3 \frac{R_2}{s} I_2^2 \frac{1}{\Omega_o} = \frac{P_t}{\Omega_o} \quad (2.2.25)$$

È spesso conveniente semplificare il circuito riportando i parametri serie del secondario sul primario, fig.2.2.8, considerando il quadrato di eq.(2.2.7):

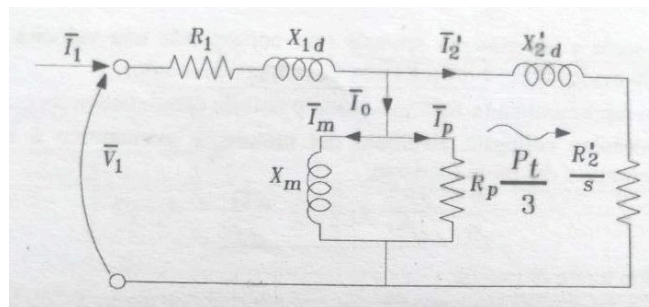


Figura 2.2.8 - Circuiti equivalente di una fase di un WRIG con le grandezze rotoriche riportate sul lato dello statore

$$\begin{cases} X'_{2d} = k^2 X_{2d} \\ R'_2 = k^2 R_2 \end{cases} \quad (2.2.26)$$

Con questo modello si può notare che la resistenza  $R'_2/s$  è sede di tutta la potenza trasmessa: perdite Joule, proporzionali a  $R'_2$ ; potenza meccanica, proporzionali a  $R'_2(s^{-1} - 1)$ . Dunque lo scorrimento corrisponde al rapporto tra le perdite Joule, negli avvolgimenti rotorici, e la potenza trasmessa tra statore e rotore.



$$P_t = 3 \frac{R'_2}{s} I_2^2 = \frac{1}{s} P_{J2} \longrightarrow s = \frac{P_{J2}}{P_t} \quad (2.2.27)$$

Scrivendo l'eq.(2.2.25) in funzione dello scorrimento si ottiene, come mostrano in [18], l'equazione della caratteristica meccanica della macchina:

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_o} = \frac{3 \cdot R'_2 / s \cdot I_2^2}{\Omega_o} = \frac{3V_1^2}{\Omega_o Z \left[ \frac{R'_2}{sZ} + \frac{2R_1}{Z} + \frac{sZ}{R'_2} \right]} \quad (2.2.28)$$

Nella curva così ottenuta, fig.2.2.9, si possono individuare le diverse tipologie di funzionamento della macchina:

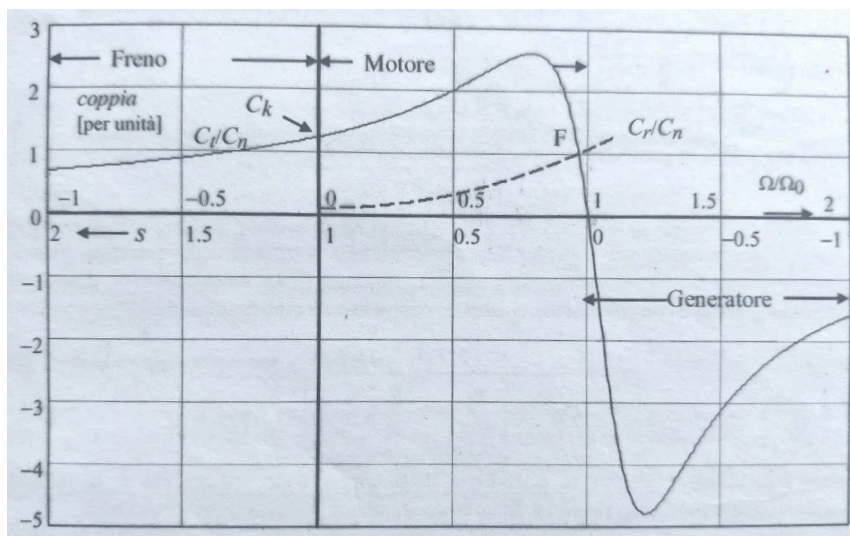


Figura 2.2.9 - Caratteristica meccanica di un WRIG

I. funzionamento da motore per  $0 \leq s \leq 1 \equiv 0 \leq \Omega \leq \Omega_o$ :

- $P_t = C_t \Omega_o > 0$  trasmessa dallo statore al rotore (uscende)
- $P_m = C_t \Omega = C_t (1 - s) \Omega_o > 0$  trasmesso dal rotore all'albero (uscende)

Si distinguono due condizioni limite :

- $s = 1 \equiv \Omega = 0 \rightarrow$  rotore fermo  $\rightarrow$  avviamento ( $C_k$  coppia di spunto)
- $s = 0 \equiv \Omega = \Omega_o \rightarrow$  funzionamento a vuoto  $\rightarrow \bar{E}_2 = 0$

L'avviamento è governato dall'equazione meccanica

$$C_t - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.2.29)$$

Osservando l'eq.(2.2.28) si nota che:

- la coppia è proporzionale al quadrato della tensione di alimentazione;
- La coppia alla spunto è proporzionale al quadrato della resistenza rotorica;
- La curva caratteristica ha un massimo per  $s_{max} = \pm R'_2 / Z$ . Il segno dipende dal funzionamento;
- il valore della coppia massima  $C_{t,max}$  è indipendente da  $R'_2$ ;
- per valori bassi dello scorrimento (velocità prossime al sincronismo) la coppia risulta:

$$C_t \approx 3 \frac{V_1^2 s}{\Omega_o R_2'} \Big|_{|s| \ll 1} \quad (2.2.30)$$

II. funzionamento da freno per  $s > 1 \equiv \Omega < 0$ :

- $P_t = C_t \Omega_o > 0$
- $P_m = C_t \Omega = C_t(1 - s)\Omega_o < 0$

Il rotore ruota in verso opposto a quello del campo rotante. La potenza trasmessa dallo statore al rotore è positiva, quindi è assorbita dalla macchina; la potenza meccanica è invece negativa, quindi trasferita dall'albero alla macchina. In definitiva il rotore dissipa tutta l'energia.

III. funzionamento da generatore per  $s < 0 \equiv \Omega > \Omega_o$ :

- $P_t = C_t \Omega_o < 0$
- $P_m = C_t \Omega = C_t(1 - s)\Omega_o < 0$

Entrambe le quantità sono negative: la potenza meccanica scorre dall'albero alla macchina che a sua volta la trasmette, a meno delle perdite, alla rete in forma elettrica.

Per visualizzare le caratteristiche della macchina si può tracciare un diagramma (a tensione di alimentazione costante), descritto in [19,20], mostrato in fig.2.2.10 in cui:

- il segmento  $\overline{OM}$  che rappresenta la corrente  $I = I_1$  assorbita dalla macchina;
- il segmento  $\overline{MH} = I \cdot \cos(\varphi)$  è proporzionale alla potenza attiva assorbita dal motore;
- il segmento  $\overline{OH} = I \cdot \sin(\varphi)$  è proporzionale alla potenza reattiva assorbita:  
→ per questo l'asse delle ascisse è detto 'asse delle potenze assorbite';
- il segmento  $\overline{OM}_o$  rappresenta la corrente assorbita a vuoto  $I_o$  per cui la potenza attiva assorbita (segmento  $\overline{CH}$ ) comprende le sole perdite nel ferro e meccaniche;
- il punto  $M_{cc}$  indica il funzionamento a rotore fermo, nel qual caso la potenza resa è nulla. Tutta la potenza attiva assorbita (segmento  $\overline{M_{cc}H'}$ ) è dissipata nelle perdite del ferro ( $\overline{C'H'}$ ) e prevalentemente nelle perdite per effetto Joule dello statore e del rotore  $\overline{M_{cc}C'}$ . Per questo nella condizione generica in cui viene assorbita la corrente  $I$ , il segmento  $\overline{MA}$  rappresenta la potenza meccanica netta disponibile all'albero:

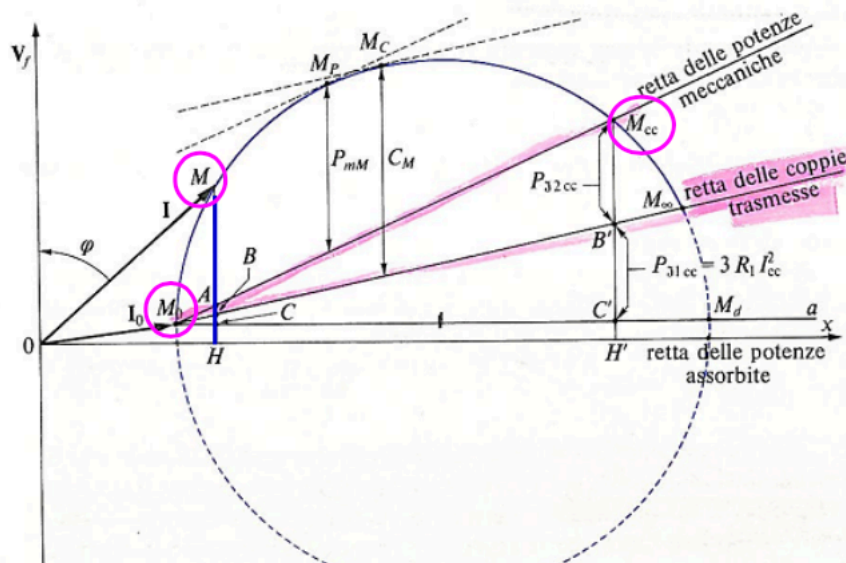


Figura 2.2.10 - Diagramma vettoriale di un WRIG.

- si identifica la retta  $\overline{M_oM_{cc}}$  come la ‘retta delle potenze meccanica’ che separa il segmento della potenza attiva assorbita: al di sopra di esso giace il segmento rappresentate la potenza resa albero, depurata dalle perdite che sono rappresentate dal segmento sottostante.
- È possibile separare i contributi della potenza persa per effetto Joule. Considerando il punto a scorrimento infinito  $M_\infty$  (nel quale le potenze dissipate nel rotore sono nulle ( $R_2/s \rightarrow 0$ )):
    - la retta  $\overline{M_oM_\infty}$  è detta ‘retta delle coppie trasmesse’ al di sotto delle quali si trovano le perdite per effetto Joule nel rotore e al di sopra quello dello statore. Considerando quindi il generico punto di funzionamento  $M$ , il segmento  $\overline{BC}$  rappresenta le perdite Joule nel rotore, mentre  $\overline{AB}$  quelle nello statore. Il segmento  $\overline{MB}$  rappresenta dunque la potenza elettromagnetica trasmessa dallo statore al rotore ( $P_{em} = C_{em} \cdot \omega_o$ ).

Riprendendo il funzionamento da generatore, questo può avvenire in due modi:

- alimentazione carico isolato: la potenza reattiva viene fornita da un banco di condensatori trifase collegati allo statore, che si traduce in un controllo di tensione. Se la velocità di rotazione del rotore è mantenuta costante allora la frequenza di alimentazione diminuisce mano a mano che il carico cresce, con esso diminuisce la velocità del campo magnetico rotante.
- in parallelo alla rete: la frequenza è fissata dalla rete quindi anche la velocità del campo magnetico rotante  $\bar{m}_m$  è fissa e costante. Per funzionare da generatore il rotore deve ruotare con una velocità maggiore di quella di sincronismo. Maggiore sarà la velocità, maggiore sarà la potenza attiva erogata. La potenza reattiva continua ad essere assorbita dalla rete. Come mostrato in [19] il diagramma fasoriale diventa quello in fig.2.2.11. Si nota che cambia solo il verso della componente attiva delle correnti di statore e rotore; quello che non cambia è il verso della corrente di magnetizzazione che deve sempre essere assorbita dalla rete per potere generare il flusso.

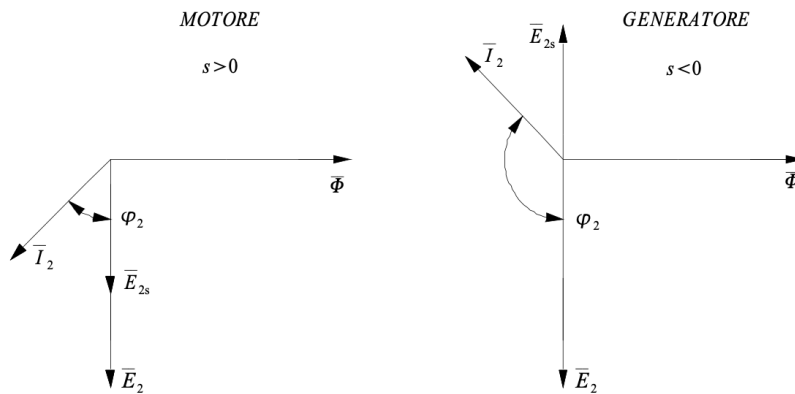


Figura 2.2.11 - Diagramma fasoriale di un WRIG come motore e generatore.

## 2.2.2. Generatore asincrono a doppia alimentazione

Il DFIG (doubly fed inductin generator) è un'evoluzione del generatore asincrono; il termine 'doubly fed' riflette il fatto che la macchina è alimentata dallo statore attraverso la rete e dal rotore tramite un apposito convertitore statico. Richiede un rotore con avvolgimenti trifase connessi a stella collegati ad anelli conduttori alle estremità, calettati sull'albero, ma isolati da quest'ultimo, sui quali poggiano delle spazzole. In fig.2.2.12 viene rappresentato un tipico sistema di turbina eolica equipaggiata con un DFIG.

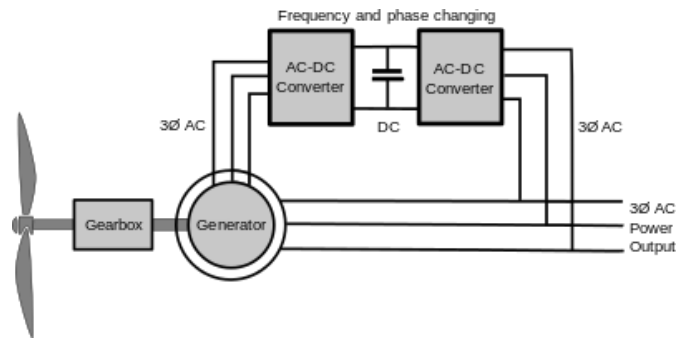


Figura 2.2.12 - Schema di un WECS dotato di DFIG

I vantaggi consistono nella possibilità di funzionare come generatore sia in condizioni sub-sincrone ( $s > 0$ ) e sia iper-sincrone ( $s < 0$ ). Questa più ampia gamma di velocità di funzionamento è ottimale per la generazione efficiente dell'energia eolica.

Quindi il DFIG è una macchina asincrona a rotore avvolto, in cui è possibile iniettare tensioni di ampiezza e frequenza opportune.

Il principio su cui si basa è che per ottenere una frequenza in uscita allo statore costante, pari a quella della rete  $f_1 = f_{rete}$ , è necessario modificare la frequenza del rotore  $f_2 = s \cdot f_{rete}$  in modo tale da adattarla all'effettiva velocità di rotazione  $\omega$ . I convertitori hanno il compito di dirigere i flussi di potenza in maniera opportuna, sono in grado quindi di regolare la frequenza e la fase della corrente di rotore. In questo modo possono variare il fattore di potenza  $\cos(\varphi)$  e controllare la potenza reattiva  $Q$ , assorbendola o erogandola.

Le convenzioni delle potenze del motore utilizzate sono:

- $P_m > 0 \rightarrow$  uscente: la macchina genera potenza meccanica e la trasmette all'albero;
- $P_{el} > 0 \rightarrow$  entrante: la macchina assorbe energia elettrica dalla rete.

Di seguito si analizzano le varie condizioni di funzionamento.

- funzionamento sub-sincrono

$$s = \frac{\Omega_o - \Omega}{\Omega_o} > 0 \rightarrow \Omega < \Omega_o \quad (2.2.31)$$

Il rotore ruota più lentamente del campo magnetico rotante. Normalmente si avrebbe un comportamento da motore (potenza elettrica entrante e potenza meccanica uscente), ma in questo caso il DFIG assorbe potenza meccanica tramite l'albero e contemporaneamente potenza elettrica dal rotore per compensare, in termini di frequenza, la differenza tra le velocità  $\omega_r$  e  $\omega_o$ . In questo modo il flusso della potenza elettrica è diretto dalla macchina alla rete tramite lo statore, fig.2.2.13. Il campo magnetico rotorico ruota nello stesso verso di quello statorico, ma è

cambiato il verso delle correnti rotoriche dato che la potenza  $P_r$  è entrante. La potenza reattiva rotorica è capacitiva.

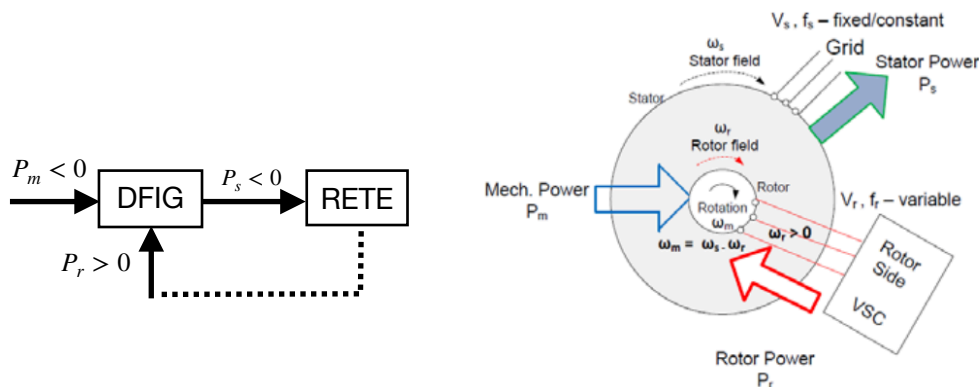


Figura 2.2.13 - Schema flussi potenze di un DFIG in condizioni sub-sincrone

- funzionamento iper-sincrono

$$s = \frac{\Omega_o - \Omega}{\Omega_o} < 0 \rightarrow \Omega > \Omega_o \quad (2.2.32)$$

il rotore ruota più velocemente del campo magnetico di statore (il suo campo ruota in senso opposto). Questo comporta già un funzionamento da generatore, ma al flussopotenza statorico verso al rete si aggiunge quello rotorico, fig.2.2.14. Questo perché si deve considerare che nel circuito equivalente della macchina gli avvolgimenti rotorici non sono più chiusi in circuito, ma sono alimentati e quindi la corrente di magnetizzazione può avere sia un contributo statorico che rotorico. La potenza reattiva del rotore è induttiva.

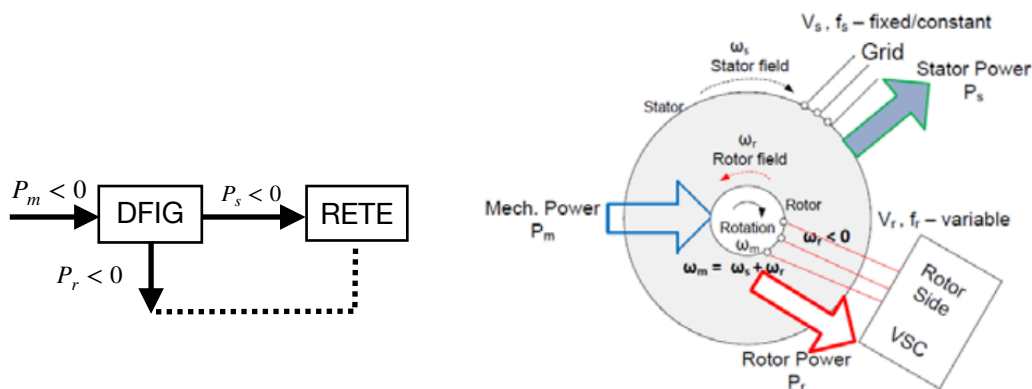


Figura 2.2.14 - Schema flussi potenze di un DFIG in condizioni iper-sincrone

Per studiare il comportante a regime, si supponga che il rotore abbia una velocità meccanica  $\Omega$  da cui si determinano lo scorrimento.

Come per il WRIG, le f.e.m. indotte negli avvolgimenti statorici ('1') e rotorici ('2') sono a frequenze differente, ma legate dallo scorrimento:

$$\bar{E}_1 = 2U_1 \bar{\Phi} f \quad \bar{E}_2 \Big|_{\Omega=0} = 2U_2 \bar{\Phi} f \rightarrow \bar{E}_{2s} \Big|_{\Omega \neq 0} = 2U_2 \bar{\Phi} s f = s \bar{E}_2 \quad (2.2.33)$$

$$\frac{E_{2s}}{E_1} = \frac{s}{k} \quad k = \frac{U_1}{U_2} \quad E_{2s} = E_2 \frac{s}{k} \quad (2.2.34)$$

I circuiti statori e rotorici sono topologicamente identici, per cui la legge alla maglia per il generico avvolgimento  $i$ -esimo risulta:

$$\bar{V}_{i_f} = \frac{\bar{V}_i}{\sqrt{3}} = (R_i + j\omega_i L_{i_d})\bar{I}_i + \bar{E}_i \quad (2.2.35)$$

Si riportano i parametri rotorici allo statore considerando il rapporto di trasformazione e si divide l'equazione del rotore per lo scorrimento [19]. In questo modo le grandezze elettriche rotoriche sono isofrequenziali con quelle statoriche ed è possibile costruire un circuito equivalente unico, fig.2.2.15.

$$\begin{cases} X'_{2d} = k^2 X_{2d} \\ R'_2 = k^2 R_2 \\ \bar{V}'_{2f} = k \bar{V}_{2f} \\ \bar{I}'_2 = k^{-1} \bar{I}_2 \end{cases} \longrightarrow \frac{\bar{V}'_{2f}}{s} = \left( \frac{R'_2}{s} + jX'_2 \right) \bar{I}'_2 + \bar{E}_{2s} \frac{t}{s}; \quad \bar{E}_{2s} \frac{t}{s} = \bar{E}_1 \quad (2.2.36)$$

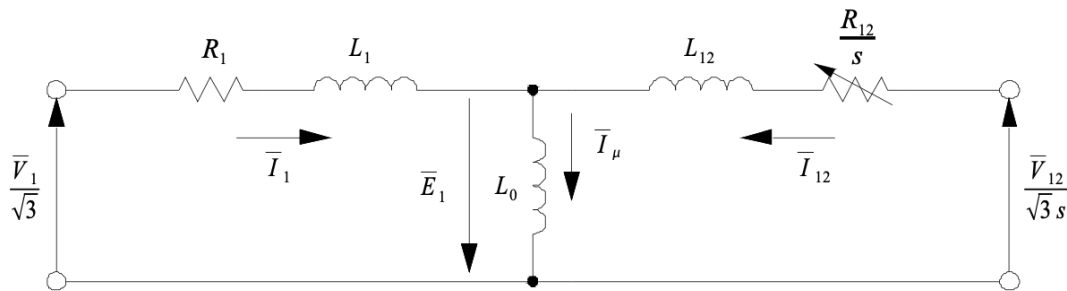


Figura 2.2.15 - Circuito equivalente di un DFIG alla frequenza di rete.

Mostra come in questo caso la corrente di magnetizzazione è somma di due contributi:

$$\bar{E}_1 = j\omega_o L_m \bar{I}_m \rightarrow \bar{I}_m = \bar{I}_1 + \bar{I}'_2 \quad (2.2.37)$$

È possibile scomporre la tensione ai morsetti del rotore in due componenti e per lo stesso principio anche la resistenza rotorica, fig.2.2.16 :

$$\begin{cases} \frac{\bar{V}'_{2f}}{s} = \bar{V}'_{2f} + \bar{V}'_{2f} \left( \frac{1-s}{s} \right) \\ \frac{R'_2}{s} = R'_2 + R'_2 \left( \frac{1-s}{s} \right) \end{cases} \quad (2.2.38)$$

La prima equazione presenta un termine fisso e uno variabile in funzione dello scorrimento; la seconda equazione separa la componente della resistenza legata alle perdite nel rame da quella che dipende dal carico, legata alla potenza meccanica trasmessa.

La potenza meccanica corrisponde alla potenza elettrica associata al dipolo AB, fig.2.2.16, pari a :

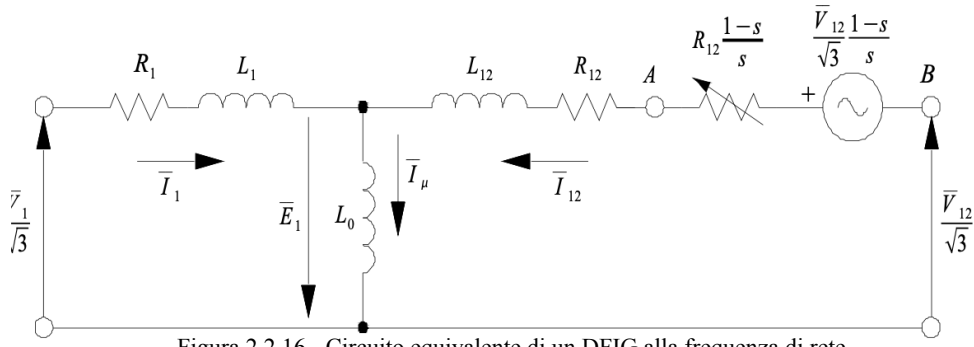


Figura 2.2.16 - Circuito equivalente di un DFIG alla frequenza di rete, in evidenza i diversi contributi della resistenza rotorica.

$$P_{AB} = P_m = \left( 3R_2' I_2'^2 - \sqrt{3} I_2' V_2' \cos(\varphi_2) \right) \frac{1-s}{s} \quad (2.2.39)$$

il segno della potenza non dipende più solo dallo scorrimento come per IG.

In condizioni di sub-sincronismo ( $s > 0$ ) la potenza meccanica risulta negativa e quindi assorbita (comportamento da generatore) solo se:

$$\sqrt{3} I_2' V_2' \cos(\varphi_2) < 3R_2' I_2'^2 \quad (2.2.40)$$

La tensione  $V_2'$  è quella imposta dal convertitore collegato al rotore (RSC - Rotor Side Controller), quindi è controllabile.

Le potenze attive dello statore (pedice 's') e del rotore (pedice 'r', riportata alla frequenza di statore) del DFIG sono:

$$P_s = \sqrt{3} V_1 I_1 \cos(\varphi_1) \quad (2.2.41)$$

$$P_r = \sqrt{3} V_2' I_2' \cos(\varphi_2) \quad (2.2.42)$$

Trascurando le perdine nel rame e la corrente a vuoto si ha:

$$I_1 \approx I_2' \rightarrow P_m \simeq P_s + P_r \simeq P_{el} \quad (2.2.43)$$

Quindi si ottengono le relazioni

$$\begin{cases} P_m \simeq -P_r \frac{1-s}{s} \\ P_s \simeq P_m - P_r \simeq \frac{P_m}{1-s} \end{cases} \longrightarrow P_r \simeq -s P_s \quad (2.2.44)$$

Il definitiva il funzionamento del DFIG dipende dal segno dello scorrimento e dal verso della potenza attiva rotorica.

Dal legame delle potenze attive di statore e rotore si intuisce come il dimensionamento dei convertitori (RSC, GSC - Grid Side Converter) sia legato al valore dello scorrimento, a sua volta legato al campo di velocità che si vuole ottenere.

Valori tipici del valore massimo di sincronismo sono  $s_{max} = \pm 0,2 \div 0,3$  a cui corrisponde una potenza dei convertitori pari al 20-30% della potenza erogata dallo statore, che garantisce una regolazione della velocità del medesimo intervallo rispetto alla nominale.

Per un condizione generica di funzionamento il contributo maggiore della potenza in uscita è dato dallo statore a cui corrisponde anche la potenza nominale della macchina ( $P_s = P_n$ ); fissato lo scorrimento si determina anche il valore della potenza rotorica e quindi dell'intera potenza che interessa la macchina:

$$P_{el} = P_s + P_r = P_s - sP_s = (1 - s)P_n \quad (2.2.45)$$

- per  $s > 0$  (sub-sincronismo): la potenza reale erogata dalla macchina è minore di quella nominale  $\rightarrow P_{el} < P_n$ ;
- Per  $s < 0$  (iper-sincronismo): la potenza fornita è invece maggiore di quella nominale  $\rightarrow P_{el} > P_n$ .

Considerando (2.2.45) in condizione di velocità massima (massimo scorrimento  $-s_{max}$ ), risulta che la potenza massima del DFIG sarà pari a:

$$P_{max} = (1 + s_{max})P_n \quad (2.2.46)$$

Dimostra come tale macchina sia progettata elettricamente (soporta le correnti dal punto di vista termico) per sostenere la potenza nominale  $P_s = P_n$ , ma riesce ad erogare una potenza maggiore, fino al 30%, in determinate condizioni.

Nel DFIG la corrente di magnetizzazione può essere fornita sia dal lato statore che dal lato rotore. Nel caso il contributo sia puramente statorico si dice che la macchina è **sottoeccitata**, in questo caso la corrente e quindi il flusso è costante e imposto dalla tensione e frequenza di rete e si assume che il lato rotore lavori a fattore di potenza unitario. Nel caso in cui invece c'è un contributo rotorico, la macchina è **sovraccitata** e la componente di corrente di magnetizzazione rotorica fornita dal RSC è regolabile. In questo caso è possibile far sì che la potenza reattiva sia in uscita dal lato statore; in tal modo si attua una regolazione della tensione di rete. Ovviamente in questo caso occorre incrementare la potenza di dimensionamento del convertitore, solitamente si sceglie un compromesso economico affinché si possa garantire un fattore di potenza unitario lato statore a pieno carico. È anche possibile fornire elevate potenze reattive per contribuire totalmente alla regolazione della tensione di rete.

Considerando le equazioni di regime permanente [19], il flusso concatenato al traferro, allo statore e al rotore risultano rispettivamente:

$$\bar{\Psi}_m = L_m \bar{I}_m = L_m (\bar{I}_1 + \bar{I}'_2) \quad (2.2.47)$$

$$\bar{\Psi}_s = L_1 \bar{I}_1 + \bar{\Psi}_m = L_s \bar{I}_1 + L_m \bar{I}'_2 \quad (2.2.48)$$

$$\bar{\Psi}_r = L_2' \bar{I}'_2 + \bar{\Psi}_m = L_m \bar{I}_1 + L_r \bar{I}'_2 \quad (2.2.49)$$

Le induttanze  $L_s$  e  $L_r$  tengono conto dei flussi dispersi e di quello comune.  $L_m$  è la mutua induttanza. Dalle equazioni alla maglia del circuito equivalente si ottiene che:



$$R_1 \bar{I}_1 - \bar{V}_{1f} = -j\omega_o \bar{\Psi}_s = \bar{E}_s \quad (2.2.50)$$

$$R_2' \bar{I}_2' - \bar{V}_{2f}' = -js\omega_o \bar{\Psi}_r = \bar{E}_r' \quad (2.2.51)$$

Supponendo di conoscere

- modulo e segno dello scorrimento
- modulo delle grandezze rotoriche ( $V_2', I_2', \cos(\varphi_2')$ )
- parametri della macchina
- angolo di carico  $\delta$  pari allo sfasamento tra le tensioni dei morsetti statorici e rotorici.

Si possono studiare i quattro tipi di funzionamento come generatore del DFIG:

1. funzionamento sub-sincrono sottoeccitata: lo scorrimento è positivo e (supponendo che il rotore lavori con fattore di potenza unitario) la corrente di magnetizzazione viene fornita solo dallo statore. Quindi la macchina eroga potenza attiva e assorbe potenza reattiva lato statore e assorbe potenza attiva dal rotore.
2. funzionamento sub-sincrono sovraccitata: lo scorrimento è positivo, ma la corrente di magnetizzazione è sostenuta anche dal rotore. Quindi viene assorbita potenza reattiva da entrambi i lati. L'ideale sarebbe quello di lavorare con fattore di potenza statorico unitario in modo da minimizzare la potenza di dimensionamento del RSC.
3. funzionamento iper-sincrono sottoeccitata: lo scorrimento è negativo, ergo il rotore ruota più velocemente del campo rotante, e (supponendo che il rotore lavori con fattore di potenza unitario) la magnetizzazione è retta dal solo lato statore.
4. funzionamento iper-sincrono sovraccitata: scorrimento negativo e contributo rotorico alla magnetizzazione.

Il controllo si sviluppa analizzando le potenze:

- lo statore è connesso direttamente alla rete con cui scambia potenza attiva e reattiva;
- agendo sulla corrente rotorica è possibile agire sulle potenze iniettate dallo statore .

Scrivendo le equazioni della macchina secondo gli assi  $dq$  orientati con flusso statorico:

$$\begin{cases} P_s = -a(v_s \cdot i_{rq}) \\ Q_s = v_s \left( \frac{v_s^2}{b} - v_s i_{rd} \right) \end{cases} \quad (2.2.52)$$

$v_s$  è la tensione sullo statore, quella imposta dalla rete;  $a$   $b$  sono i coefficienti dipendenti dai parametri di macchina. Quindi per controllare la potenza attiva iniettata in rete si utilizza  $i_{rq}$  , mentre con  $i_{rd}$  si controlla la potenza reattiva complessiva.

### 2.2.3 Generatore Sincrono a magneti permanenti

L'utilizzo di queste macchine ha preso piede soprattutto nelle applicazioni di turbine 'direct-drive', ovvero senza la presenza del riduttore di velocità.

Questo è reso possibile dal fatto di poter ridurre la la velocità di funzionamento aumentando i poli della macchina (nella macchina asincrona un aumento del numero dei poli è limitato per difficoltà costruttive). Di seguito viene presentato il modello del motore sincrono a magneti permanenti (motore brushless), fig.2.2.17.

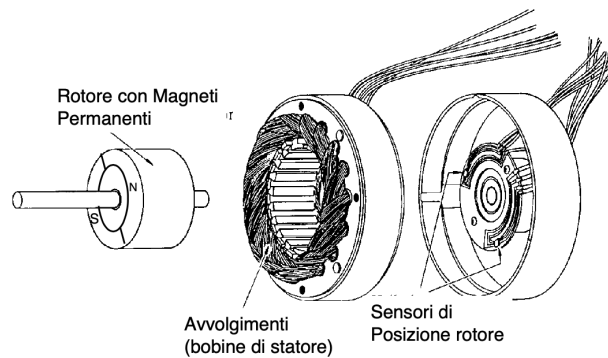


Figura 2.2.17 - Struttura di una macchina a magneti permanenti.

Lo statore ed il rotore sono entrambi a forma di corona cilindrica di materiale ferromagnetico laminato e separati da un traferro in aria. Sul rotore trovano posto i magneti permanenti. A seconda della loro disposizione e della forma del rotore si possono ottenere strutture di rotore isotrope o anisotrope dal punto di vista magnetico, rispettivamente motori brushless SPM (surface permanent magnet) e IPM (interior permanent magnet).

Il modello matematico descritto da [21] fa riferimento ad un motore a flusso radiale isotropo in cui gli avvolgimenti di statore sono considerati a distribuzione sinusoidale.

Si assume che:

- le fasi degli avvolgimenti di statore sono simmetriche, con asse magnetico spostato l'uno rispetto all'altro di  $2\pi/3$  radianti elettrici. Ciascuna fa capo ad una coppia di morsetti;
- vengono trascurate le perdite per isteresi e parassite;
- si opera in condizioni di linearità magnetica (valore infinito della permeabilità magnetica del ferro  $\mu_{Fe} = \infty$ );
- la f.m.m. di cava è assunta concentrata in una punto;
- il numero dei poli del rotore è uguale a quello dello statore;
- i magente permanenti (PM) del rotore sono disposti simmetricamente rispetto ai rispettivi assi magnetici.

Con le ipotesi assunte la permeata di traferro è costante, per cui le induttanza d'armatura di asse diretto e in quadratura sono uguali:

$$L_d = L_q = L_s \quad (\text{H}) \quad (2.2.53)$$

L'equazione di statore nel riferimento statorico (riferimento solidale coincidente con l'asse magnetico della prima fase), in forma vettoriale:

$$v_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + e_r \quad (\text{V}) \quad (2.2.54)$$

$v_s, i_s$  sono i componenti simmetrici ai valori istantanei della tensione e corrente di armatura;  $R_s$  resistenza di fase d'armatura;  $L_s = L_d + L_m$  è l'induttanza sincrona, somma dell'induttanza di dispersione di armatura con l'induttanza di traferro;  $e_r = jp\omega_r\phi_r$  è la tensione indotta nell'armatura per effetto del flusso di rotore  $\phi_r$ ;  $\omega_r = d\theta/dt$  rappresenta la velocità istantanea del rotore;  $\theta$  indica l'angolo istantaneo tra i riferimenti solidali allo statore (0xy) e al rotore (0dq).  
L'espressione della coppia elettromagnetica nel riferimento di armatura è:

$$C_m = \frac{3}{2} p \phi_r \Im(i_s e^{-jp\theta}) \quad (2.2.55)$$

$p$  numero di coppie polari.

Per semplificare il controllo, si attua una trasformazione di coordinate, passando da un riferimento solidale allo statore ad uno solidale col rotore. Quest'ultimo sistema è sincrono con la velocità del rotore e ha l'asse reale coincidente col flusso di rotorico. Matematicamente un vettore avente fase  $p\varphi$  nel riferimento fisso, avrà fase  $p(\varphi - \theta)$  in quello rotante:

$$\begin{cases} v_s^r = v_s e^{-jp\theta} \\ i_s^r = i_s e^{-jp\theta} \\ \phi_r^r = \phi_r e^{-jp\theta} = \phi_r \end{cases} \quad (2.2.56)$$

il flusso rotorico ha quindi solo componente reale.

Si possono ottenere le componenti sull'asse diretto e quello in quadratura del modello dinamico, ideali per il controllo della macchina:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - p\omega_r L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + p\omega_r L_s i_{sd} + p\omega_r \phi_r \\ C_m = \frac{3}{2} p \phi_r i_{sq} \\ C_m - C_r = J \frac{d\omega_r}{dt} \end{cases} \quad (2.2.57)$$

La macchina si presenta come un circuito equivalente a due macchine a corrente continua, fig.2.2.18, a meno di due termini di accoppiamento. Quest'ultimo può essere eliminato imponendo la componente diretta della corrente nulla, dato che non contribuisce nemmeno alla coppia.

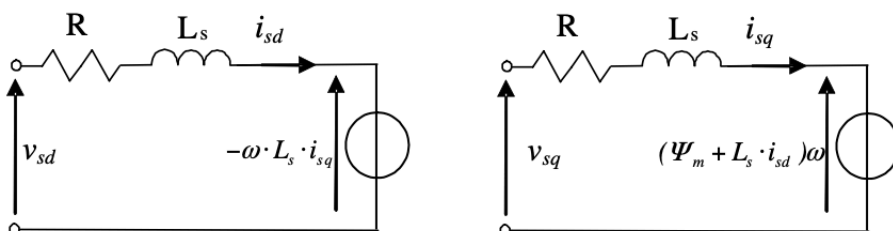


Figura 2.2.18 - Circuito equivalente PMSG su riferimenti rotanti con il flusso rotorico.

## 2.3 Tipologie di WECS.

Avendo introdotto il funzionamento base delle turbine e le varie tipologie di generatori, (nella tab.2.3.1 sono riportate le principali caratteristiche), si procede di seguito a mostrare i differenti collegamenti dei WECS alla rete. In tab.2.3.2 sono classificati in base alla potenza e alle possibili applicazioni e in fig.2.3.1 sono mostrati i possibili schemi.

Tabella 2.3.1 - Caratteristiche principali dei diversi generatori.

Feature	Induction Generator	Synchronous Generator	DFIG
Speed Range	Full	Full	Limited ( $\pm 30\%$ around $N_s$ )
Energy production	Low	High	Medium - High
Active and Reactive power control	Complete	Complete	Complete
Brushes	No	Yes	Yes
Reliability	High	High	Medium
Cost	Low	Medium - High	Medium
Gear Box	Required	Not Required	Required
Maintenance	Low	High	High

Tabella 2.3.2 - WT divise per taglia di potenza e applicazione.

WT power range	Size	Applications
Micro wind turbines	3 kw	Stand alone
Small wind turbines	10 to 100 kw	Hybrid system
large wind turbines	500 to 1500 kw	Grid connected
Offshore wind turbines	Greater than 2000 kw	Wind power stations

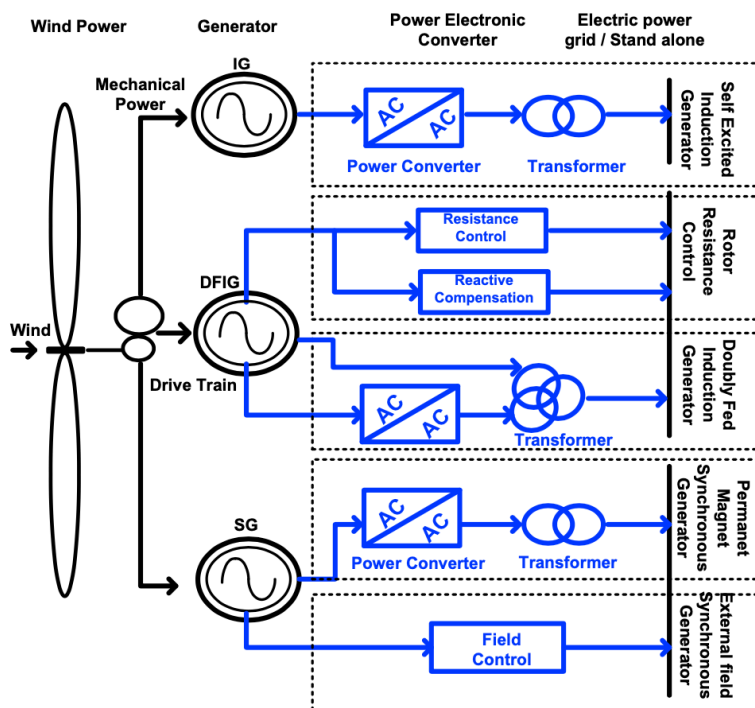


Figura 2.3.1 - Possibile schemi per i WECS.

Ci sono quattro tipologie di WECS[4,22], fig.2.4.2:

- A. La prima configurazione, molto popolare negli anni 80, si basa su una macchina a velocità fissa che utilizza un generatore asincrono a gabbia di scoiattolo (SCIG) connesso direttamente alla rete mediante un trasformatore. La potenza reattiva necessaria viene fornita da un banco di condensatori, in modo da ridurre o eliminare quella richiesta alla rete per il funzionamento. Per favorire una connessione più agevolata si utilizza un soft-starter nella connessione con la rete. I lati negativi di questa semplice struttura sono legati al controllo limitato, al fatto che richiede una rete robusta per via delle fluttuazioni di tensione sul punto di collegamento provocate dalle fluttuazioni della coppia meccanica a seguito della variazione della velocità del vento (la velocità di rotazione non può variare). Quindi anche gli stress meccanici sono un punto a sfavore.
- B. Il secondo tipo ha un generatore ad induzione avvolto (WRIG) che permette un controllo in un range limitato delle velocità. Tale controllo si ottiene collegando il rotore ad una resistenza variabile, la cui taglia determinata la gamma di variazioni in velocità possibili, tendenzialmente 1-10% della velocità di sincronismo. L'energia proveniente dall'unità di conversione esterna viene scaricata sotto forma di perdita di calore. Anche in questo caso il generatore è connesso direttamente alla rete (presente un soft-starter) ed è necessaria la presenza di un banco di condensatori per effettuare la compensazione.
- C. Il terzo tipo invece presenta un DFIG, in cui lo statore è collegato direttamente alla rete e il rotore è collegato alla rete mediante un convertitore 'back-to-back'. La magnetizzazione del circuito magnetico quindi avviene sia lato statore che lato rotore. In questo modo si riesce ad utilizzare la potenza che nello schema precedente si perdeva sulla resistenza variabile e si ottiene un controllo di velocità in un range più ampio. È inoltre possibile controllare il flusso di potenza attiva e reattiva della turbina, motivo per cui non necessita di un banco di condensatori. Il convertitore non è a piena potenza, ma è dimensionato per circa il 30% di quella della macchina. Tale configurazione inoltre contribuisce ad un eventuale correnti di guasto di corto circuito, essendo lo statore accoppiato direttamente alla rete. Questo rende facile la coordinazione della protezioni, ma d'altro canto limita la capacità di rimanere connesso alla rete e non rende quindi possibile la partecipazione al ripristino della stabilità del sistema. Difatti in quel caso le protezioni di sovracorrente attuerebbero un distacco della macchina, che causerebbe un ulteriore aggravarsi delle condizioni della rete. Per il DFIG la velocità del rotore può essere regolata in due modi: agendo sulla coppia aerodinamica della turbina o sulla coppia elettromagnetica del generatore. Queste due coppie sono normalizzate dal riduttore: se sono uguali lasciano la velocità del rotore inalterata; se la coppia elettromagnetica è maggiore di quella aerodinamica allora il rotore rallenta perché la coppia in uscita è maggiore di quella in ingresso; viceversa se la coppia motrice è maggiore allora il rotore accelera. Quindi in caso di velocità del vento basse, si modifica la coppia elettromagnetica per ottenere la velocità rotorica desiderata; in caso di vento forte invece la coppia elettromagnetica presenta dei limiti, quindi è necessario utilizzare un controllo, ad esempio il 'pitch control', per diminuire la coppia aerodinamica. La presenza degli anelli degli avvolgimenti costruisce uno dei punti deboli di questa configurazione.
- D. Il quarto tipo presenta lo stesso convertitore, 'back-to-back', ma a piena potenza. Costituisce l'unico collegamento della macchina verso la rete. Si può utilizzare sia un generatore asincrono che sincrono. In quest'ultimo caso è lecito adoperare un generatore multi-polo di grandi

dimensioni, che permette di avere velocità di rotazioni compatibili con quelle della turbina in modo da eliminare la presenza del ‘gearbox’. Costituisce una soluzione ideale in quei casi la turbina eolica vada posizionata in condizioni ambientali estreme (dove la manutenzione è difficoltosa). Con un asincrono questo è meno fattibile a causa del maggior peso e maggior costo che richiederebbe confrontato con un sincro a parità di coppie polari. L’utilizzo di un convertitore a piena potenza comporta un completo disaccoppiamento dalla rete, quindi può partecipare a limitare gli effetti dei guasti sulla rete stessa e a ripristinarne il corretto funzionamento. D’altro canto non contribuisce alla potenza di cortocircuito in quando le correnti vengono limitate dal convertitore, è necessario quindi prevedere delle protezioni differenti. La criticità di questa soluzione è relativo ai costi, in quanto il dimensionamento del dispositivo di potenza dipende dalla totale potenza che interessa la macchina.

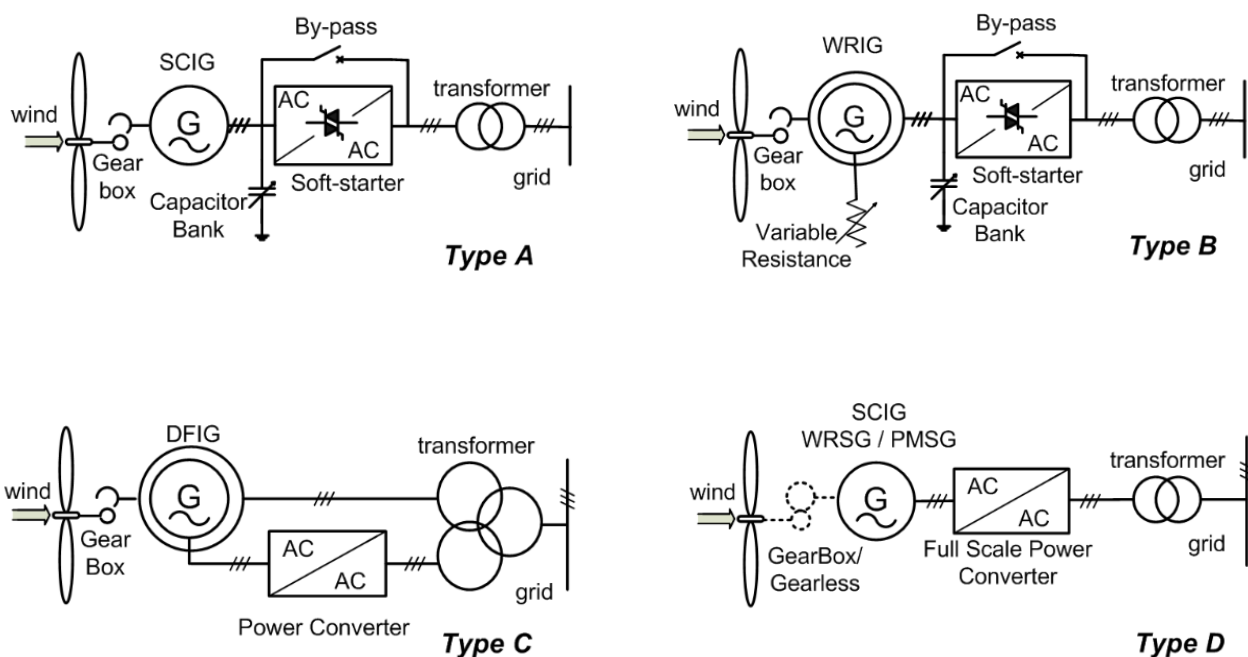


Figura 2.3.2 - Tipologie di WECS.

## 2.4. I convertitori elettronici di potenza.

Nel paragrafo precedente si sono presentati gli schemi principali dei WECS. Si è visto come l'utilizzo dell'elettronica di potenza ha permesso di ottenere strutture che consentono di sfruttare al meglio la risorsa eolica. Nel capitolo successivo si analizzeranno i diversi tipi di controllo. Di seguito invece vengono presentati i diversi tipi di convertitori AC-AC; si è fatto riferimento alle nozioni in [1,5,23].

Fino al 1970 la conversione tra la corrente alternata e quella continua avveniva mediante l'utilizzo di CSC (Current Source Converter), funzionanti a commutazione naturale, in cui la maggiore applicazione era rivolta al raddrizzamento della tensione per alimentare motori in continua utilizzati nei processi industriali.

L'avvento dei semiconduttori di potenza e quindi della possibilità di comandare l'apertura e la chiusura (commutazione comandata) ha aperto la strada all'utilizzo del VSC (Voltage Source Converter), che può operare indipendente dalla rete, migliorando quindi il controllo e le prestazioni armoniche.

Nuove sfide continuano a proporsi, in particolare legate all'utilizzo delle energie rinnovabili (RES), in quanto, non utilizzando macchine sincronie di grossa taglia a velocità costante (come negli impianti tradizionali), richiedono un'interfaccia di potenza per il collegamento con la rete.

Il VSC risponde perfettamente alle necessità delle macchine sincrone e ad induzione, permettendo di controllare la coppia e la velocità. Si presta anche nel campo della trasmissione.

Fin da subito ha prevalso la struttura del VSC a 2-livelli, ancora oggi è preferita nel caso di applicazioni in bassa tensione. Per quanto riguarda situazioni in media o alta tensione, il modello a 2-livelli non risulta più adatto in quanto non sono disponibili semiconduttori capaci di resistere a tensioni inverse di quella entità. Una prima opzione potrebbe essere quella di connettere in serie più dispositivi di potenza affinché si ottengano valvole capaci di resistere a valori di tensione elevati; ma si raggiunge presto un limite legato alla complessità che viene a crearsi per garantirne il funzionamento, oltre a risultare costosa.

Una diversa soluzione è quella di passare a convertitori multilivello (MC), che non necessitano di connessioni serie dirette per aumentare la tensione di funzionamento. Inoltre apportano notevoli migliorie dal punto di vista armonico, diminuendo la distorsione della tensione e delle correnti senza gravare troppo sulle perdite per commutazione (perché la commutazione delle singole valvole è minore di quanto effettivamente cambi il segnale). Invece per applicazioni in alta tensione hanno preso piede topologie a cascata basate sulla connessione serie di convertitori modulari (MMC).

I convertitori AC-AC possono dividersi in due gruppi, fig.2.4.1:

- regolatori di tensione;
- convertitori di frequenza.

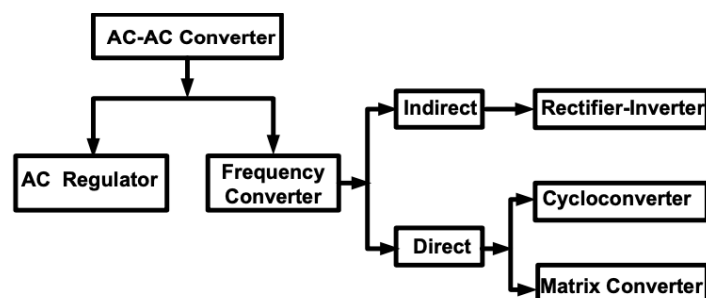


Figura 2.4.1 - Convertitori AC/AC

I primi controllano il valore efficace della tensione in alternata senza modificarne la frequenza; la conversione può essere effettuata sia con controlli di fase a commutazione naturale sia con un ciclo integrato a commutazione forzata [5]. Sono utilizzati come stabilizzatori di tensione solo quei casi in cui è necessario regolare la sola ampiezza, non possono quindi essere utilizzati nei WECS. In tali sistemi, dove è richiesto un funzionamento a velocità variabile, è necessario poter regolare la tensione in ampiezza e in frequenza. Perciò sono necessari convertitori di frequenza, fig.2.4.2.

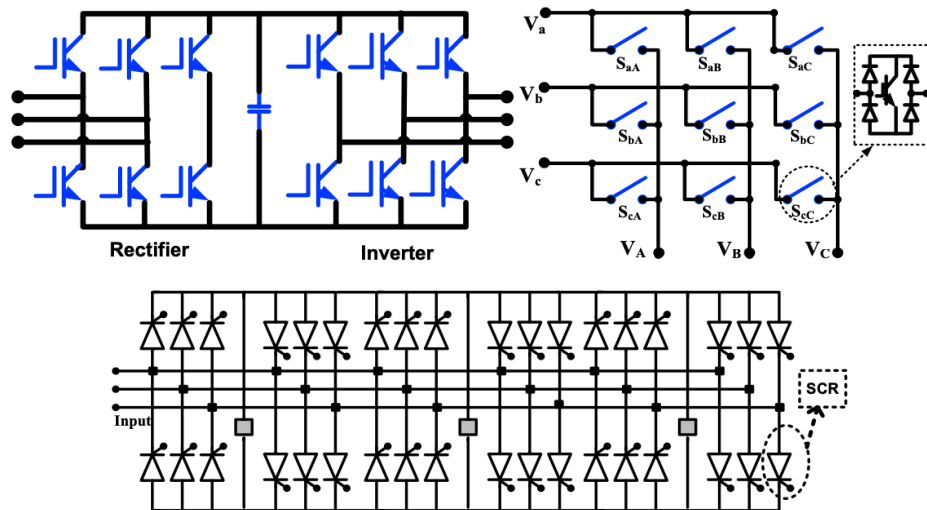


Figura 2.4.2 - Convertitori di frequenza.

La conversione tra due sistemi trifase può essere sia di tipo indiretta o diretta:

- conversione indiretta: il convertitore AC/DC/AC, che elettricamente disaccoppia due frequenze, è realizzato da due ponti trifase, tra i quali è interposto un induttore e/o una capacità (DC-link). Durante un normale funzionamento il lato che funge da raddrizzatore ha il compito di fornire un determinato livello di tensione sul DC-link (ad esempio caricando il condensatore). La scelta dell'induttore e della capacità deve essere quindi quella ottimale per il funzionamento del raddrizzatore;
- conversione diretta: non è presente un collegamento in continua (DC-link), quindi presentano strutture più semplice. Può ottenersi mediante l'utilizzo di:
  - Cicloconvertitori: la frequenza viene modificata mediante commutazioni naturale, che può controllare il valore efficace della tensione del carico senza limitazioni sulla taglia. I limiti di questo convertitore sono la limitata gamma di frequenze per un funzionamento efficiente senza la comparsa di sub-armoniche; uno scarso fattore di potenza in ingresso (in particolare a basse tensioni di uscita); la frequenza in uscita è minore di quella in ingresso ;
  - Convertitori a matrice (MC): può controllare il valore della tensione di carico; la frequenza in uscita può essere maggiore, uguale o minore di quella in ingresso. Permette un controllo bi-direzionale del flusso di potenze e di controllare l'angolo di fase tra le tensioni e la corrente in ingresso, permettendo di ottenere un fattore di potenza in ingresso unitario; presentano una struttura semplice e compatta. Per questo sono i convertitori consigliati nell'applicazione dei WECS [5].



Le caratteristiche dei differenti convertitori sono riassunte in fig.2.4.3.

	AC Voltage Regulator	Frequency Converter		
		Indirect [Rectifier-Inverter]	Direct	
			Cycloconverter	Matrix Converter
Size	Simple	Massive	Simple	Simple
No. of Switches	6	12	9	9
Reactive Capacitor	Non	Exist	Non	Non
Output Frequency	Uncontrolled	Wide range	Less than input	Wide range
Power Flow	Bi-directional	Bi-directional	Uni-directional	Bi-directional
Input Displacement	Uncontrolled	Controlled	Un-controlled	Controlled
Factor Control				
Commutation	Natural & forced	Forced	Natural	Forced
Reliability	High	Medium	Low	High
Cost	Low	High	Low	Medium
Application	Voltage stabilizer	WECS and Marine	Low speed drive	WECS and Marine

Tabella 2.4.3 - Caratteristiche principali dei convertitori AC/AC.

I requisiti di un convertitore affinché sia idoneo per gli impianti eolici sono:

- affidabilità;
- manutenzione ridotta;
- peso e taglia limitate;
- perdite contenute.

Di seguito vengono richiamate le strutture dell'inverter a 2-livelli e le principali tecniche di modulazione. Successivamente si introducono le diverse tipologie di inverter multilivello.

## 2.4.1 Inverter a 2-livelli.

I convertitore a singola cella si possono classificare :

- VSC, la tensione lato DC mantiene la stessa polarità e la direzione del flusso di potenza media del convertitore è determinata dalla polarità della corrente lato DC. La tensione di ingresso per il convertitore è mantenuta costante e la tensione di uscita è indipendente dal carico.
- CSC, la corrente lato DC mantiene la stessa polarità, quindi la direzione del flusso di potenza media attraverso il convertitore è determinata dalla polarità della tensione lato DC. La corrente d'ingresso per il convertitore è mantenuta costante e la corrente d'uscita è indipendente dal carico.;
- Raddrizzatori, inverter o bidirezionali, in base alla direzione del flusso di potenza;
- Controllo di fase o PWM, a seconda che si usino dispositivi a commutazione naturale o forzata.

Il VSC a 2-livelli è quello maggiormente usato per applicazioni con tensioni intorno ai 1800V. Sono dotati di un elemento conservativo a breve termine, costituito da un condensatore DC che mantiene la tensione costante per frazioni del ciclo fondamentale, indipendentemente dalla corrente lato AC. Ai terminali del DC-Bus sono connesse tante gambe in parallelo pari al numero delle fasi. Ogni gamba possiede due valvole a semi conduttore connesse in serie, capaci di condurre la corrente in entrambe le direzioni e di bloccare la tensione in maniera unidirezionale. Sono spesso costituiti da un interruttore comandato e un diodo in anti-parallelo. Il principio di funzionamento di ogni ramo è quello di commutare in differenti stadi all'interno di un ciclo. Utilizzando un controllo appropriato si otterrà una forma d'onda la cui fondamentale coincida con l'onda di riferimento. Dato che la tensione assume solo valori discreti, la tensione in uscita avrà un elevato contenuto armonico. Mediante le diverse tecniche di modulazione sarà possibile eliminarlo mediante appositi filtri.

### 2.4.1.1 Ramo di inverter.

È l'elemento base per la conversione AC/DC. La struttura è detta 'mezzo ponte H', fig.2.4.4, possiede due valvole (T) in serie composte da un interruttore statico (S) accoppiato ad un diodo in anti-parallelo (D).

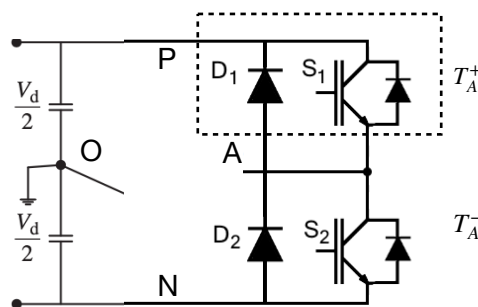


Figura 2.4.4 - Ramo inverter a 2-livelli.

Si suppone di alimentarlo con una tensione costante (per maggior stabilità si considerare il punto medio dell'alimentazione (O) e del ramo (A)). Il controllo viene effettuato mediante 'modulazione a larghezza di impulso sinusoidale -SPWM' fig.2.4.5, dove l'onda di modulazione sinusoidale (pedice 'c') è confrontata con l'onda portante triangolare (pedice 't'):

$$v_c(t) = \hat{V}_c \sin(\omega_c t) \quad \text{e} \quad v_t(\hat{V}_t, f_t) \quad (2.4.1)$$

dal confronto delle due si ottiene il comando del ramo. La commutazione delle due valvole è complementare, per cui la tensione tra il punto medio (A) e il polo inferiore (N) è:

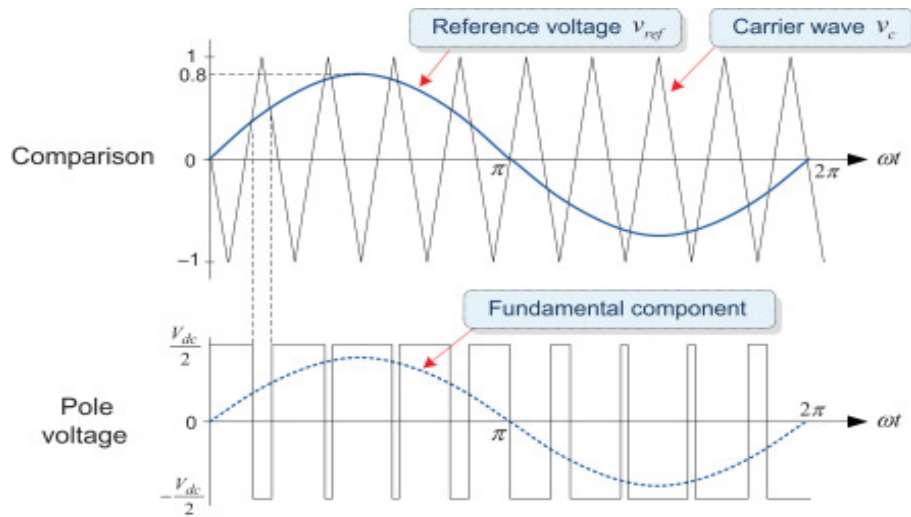


Figura 2.4.5 - Modulazione SPWM di un ramo di inverter.

$$V_{AN} = \begin{cases} V_{DC} , v_c > v_t (T_A^+ on) \\ 0 , v_c < v_t (T_A^- on) \end{cases} \quad (2.4.2)$$

Il verso della corrente determina se all'interno della valvola T conduca l'interruttore S o il diodo D. Deve esistere un intervallo  $\Delta t_{dead}$  tra le commutazioni dei due interruttori statici per evitare che la sorgente sia corto circuitata.

Si osserva che la frequenza di commutazione è pari a quella della portante:

$$f_{switching} = f_s = f_t \quad (2.4.3)$$

Vale la relazione:

$$v_{AN} = v_{AO} + V_{DC}/2 \quad (2.4.4)$$

$$v_{AO} = \begin{cases} +V_{DC}/2 , v_c > v_t (T_A^+) \\ -V_{DC}/2 , v_c < v_t (T_A^-) \end{cases} \quad (2.4.5)$$

quindi la prima armonica della tensione tra i punti medi della sorgete e del ramo ( $v_{AO1}$ ) risulta isofrequenziale e in fase con la modulante:  $f_c = f_{v_{AO1}} = f_1$ .

Si definiscono:

$$m_a = \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_t} = \begin{cases} \leq 1 \\ > 1 \end{cases} \quad (2.4.6)$$

rapporto di modulazione di ampiezza. Nel primo caso si parla di 'zona lineare' e nel secondo caso di 'sovramodulazione';

$$m_f = \frac{T_c}{T_t} = \frac{f_t}{f_c} = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.4.7)$$

rapporto di modulazione di frequenza.

L'ampiezza della prima armonica della tensione  $v_{AO_1}$  risulta legata a  $m_a$ . C'è un legame con l'armonica fondamentale della tensione [24]:

$$V_{AO}(t) = v_{AO_1}(t) = \frac{V_d}{2} \frac{v_c(t)}{\hat{V}_t} \quad (2.4.8)$$

La fondamentale del punto medio e il segnale di controllo sono iso-frequenziali e in fase, per cui con una modulazione lineare si ha che:

$$v_{AO_1}(t) = \hat{V}_{AO_1} \sin(\omega t + \varphi) = \frac{V_d}{2} \frac{\hat{V}_c}{\hat{V}_t} \sin(\omega t + \varphi) \Rightarrow \hat{V}_{AO_1} = \frac{V_d}{2} m_a \quad (2.4.9)$$

Il vantaggio del PWM è quello di traslare le armoniche ad alta frequenza, in particolare nella bande laterali di multipli  $m_f$ . La frequenza delle armoniche risulta quindi:

$$f_h = j f_s \pm k f_1 = (j m_f \pm k) f_1 = h f_1 \quad (2.4.10)$$

in cui  $j, k \in N, f_1$  è la frequenza fondamentale, pari a quella del segnale di modulazione.

È importante sottolineare che se  $m_f \geq 9 \wedge m_a < 1$  le ampiezze delle armoniche  $\hat{V}_h$  non dipendono da  $m_f$ . Il valore del rapporto di modulazione di frequenza deve essere scelto considerando diversi fattori:

- deve essere il più alto possibile per facilitare il filtraggio delle armoniche. I limiti sono dovuti all'aumento delle perdite per commutazione della valvole;
- al di sotto o al di sopra della gamma di frequenze udibili  $<6\text{kHz}$  o  $>20\text{kHz}$ ;
- sincrono o asincrono: nel primo caso sarà un numero intero ( $m_f \in I$ ) e quindi non saranno presenti sub-armoniche ( $h < 1$ ). Questo si vuole evitare soprattutto negli azionamenti elettrici, in quanto per la natura circuitale della macchina (RL) a basse pulsazioni corrispondono elevate correnti. È limitato dalla difficoltà di ottenere un rapporto intero. Quando  $m_f > 21$  si accetta la presenza di sub-armoniche ( $m_f \notin I$ ), la cui ampiezza è inversamente proporzionale al valore del rapporto di modulazione. Quindi si adotta un controllo con  $f_s$  costante e si varia la frequenza della modulante (sempre da evitare con le macchine in quanto anche con  $\hat{V}_{h < 1}$  di bassa entità danno luogo a correnti dannose).
- deve essere dispari così da garantire alla forma d'onda della tensione  $v_{AO}(t)$  la simmetria dispari  $f(-t) = -f(t)$  e la simmetrica di 1/4 d'onda  $f(t) = -f(t + T/4)$ , in questo modo lo sviluppo di Fourier presenterà solo termini in seno e solo armoniche di ordine dispari:

$$h = j m_f \pm k \rightarrow \text{dispari} \begin{cases} j \rightarrow \text{dispari} \Rightarrow k \rightarrow \text{pari} \\ j \rightarrow \text{pari} \Rightarrow k \rightarrow \text{dispari} \end{cases} \quad (2.4.11)$$

Nella modulazione PWM lineare si ha un limite nell'ampiezza delle fondamentali:

$$V_{max} = \hat{V}_{AO} |_{m_a=1} = V_d/2 \quad (2.4.12)$$

Per poter superare questo limite si deve modificare la modulante. Si hanno due condizioni separate dal valore  $m_a^*$ , valore per cui i due segnali si intersecano solo in due punti, allora si parla di:

- sovramodulazione con  $1 < m_a < m_a^*$
- funzionamento ad onda quadra  $m_a > m_a^*$  a cui corrisponde il valore massimo:

$$\hat{V}_{AO_{max}} = V_{AO}|_{m_a^*} = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \quad (2.4.13)$$

Ha il vantaggio che si hanno solo due commutazioni per ciclo, quindi adatta nei sistemi di elevata potenza. Aumentare il rapporto di modulazione dell'ampiezza ha degli svantaggi :

- maggior numero di armoniche, in particolare quelle di basso ordine le cui ampiezze sono  $V_{AO_h} = V_{AO_1}/h$ ;
- l'ampiezza della fondamentale non varia linearmente con  $m_a$ ;
- anche scegliendo valori di  $m_f$  elevati, l'ampiezza delle armoniche non perde la dipendenza da esso;
- è necessario utilizzare modulazioni sincrone.

Quindi le differenze tra modulazione lineare e in 'onda quadra' sono: nel primo caso le armoniche di ordine basso vengono traslate e si può regolare l'ampiezza in una gamma limitata di valori; nel secondo caso si ha l'ampiezza massima possibile con la minor frequenza di commutazione possibile e quindi minori perdite.

#### 2.4.1.2 Inverter monofase.

Dento anche a 'ponte H intero', possiede due rami e il carico è posto tra i due punti medi, fig.2.4.6. I rami possono esser controllati mediante:

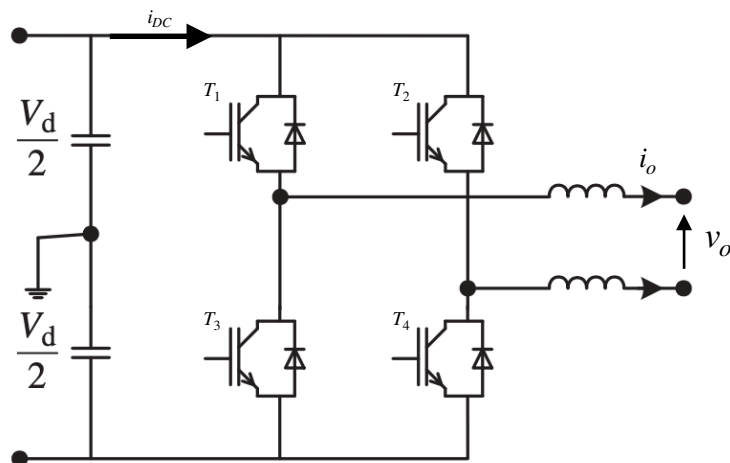


Figura 2.4.6 - Inverter monofase.

- modulazione bipolare, fig.2.4.7: la tensione in uscita varia tra solo due valori ( $\pm V_{DC}$ ). C'è una sola modulante per entrambi i rami, quindi i comandi delle valvole sono complementari e incrociati ( $T_1$  e  $T_4$  commutano nello stesso modo e in maniera opposta a  $T_2$  e  $T_3$ ). Le tensioni dei punti medi dei rami potranno aver valore nulli o pari alla sorgente, quindi la tensione sul carico sarà:

$$v_{AB}(t) = v_{AN}(t) - v_{BN}(t) = 2v_{AN}(t) - V_{DC} = \pm V_{DC} \quad (2.4.14)$$

Considerando la prima armonica e il legame col singolo ramo di inverter:

$$v_{AB_1}(t) = 2v_{AN_1}(t) = 2v_{AO_1}(t) \quad (2.4.15)$$

quindi è immediato valutare il legame dell'ampiezza della tensione sul carico con il rapporto di modulazione. In zona lineare e in zona quadra vale rispettivamente:

$$\hat{V}_{AB_1} = m_a V_{DC} \quad (2.4.16)$$

$$\hat{V}_{AB_1} = \frac{4}{\pi} V_{DC} \quad (2.4.17)$$

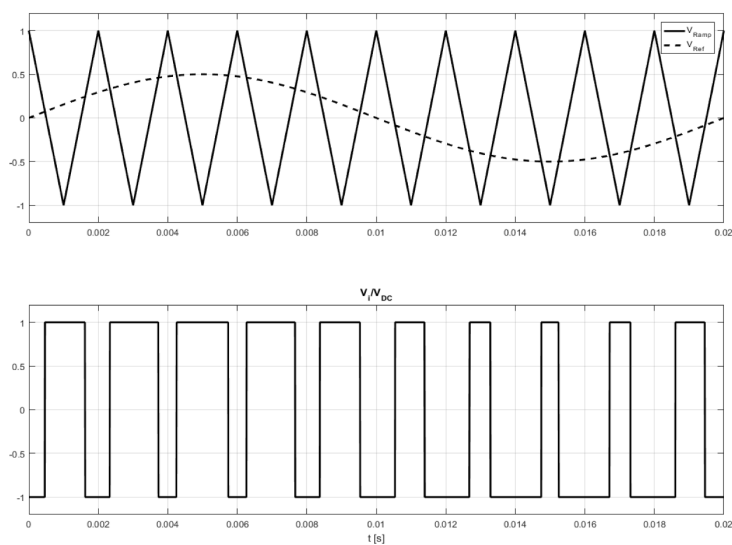


Figura 2.4.7 - Modulazione bipolare di un inverter monofase.

- modulazione unipolare, fig.2.4.8. La tensione di uscita varia tra tre valori ( $0, \pm V_{DC}$ ). Ogni ramo è controllato da una modulante; le due onde sono una l'opposta dell'altra. In questo modo le forme d'onda delle tensioni nei punti medi  $v_{AN}$  e  $v_{BN}$  risultano sfasate. La tensione del carico vale:

$$v_{AB}(t) = v_{AN}(t) - v_{BN}(t). \quad (2.4.18)$$

[NB: questo è l'unico caso in cui  $m_f$  si sceglie pari, in modo che le armoniche si eliminino]. La prima armonica delle due onde sono in fase e isofrequenziali con le rispettive modulante e sono in opposizione di fase tra di loro, per cui, come nel caso bipolare:

$$v_{BN_1} = -v_{AN_1} \rightarrow v_{AB_1} = 2v_{AN_1} \quad (2.4.19)$$

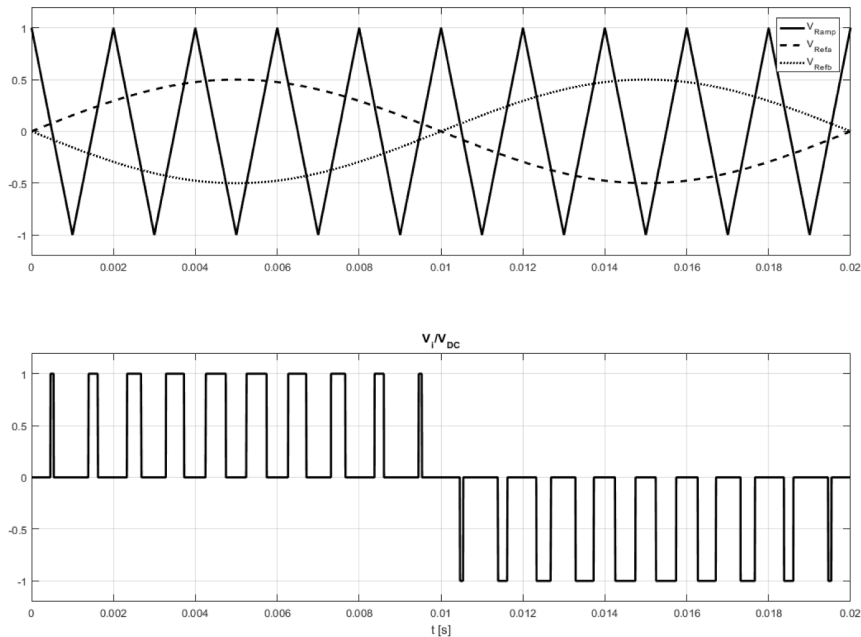


Figura 2.4.8 - Modulazione Unipolare inverter monofase.

### 2.4.1.3 Inverter trifase.

Composto a tre rami, il carico è connesso ai loro punti medi (A,B,C) fig.2.4.9. Obiettivo dell'inverter è quello di fornire al carico una terna di tensioni alternate sinusoidali sfasate tra di loro di  $120^\circ$ .

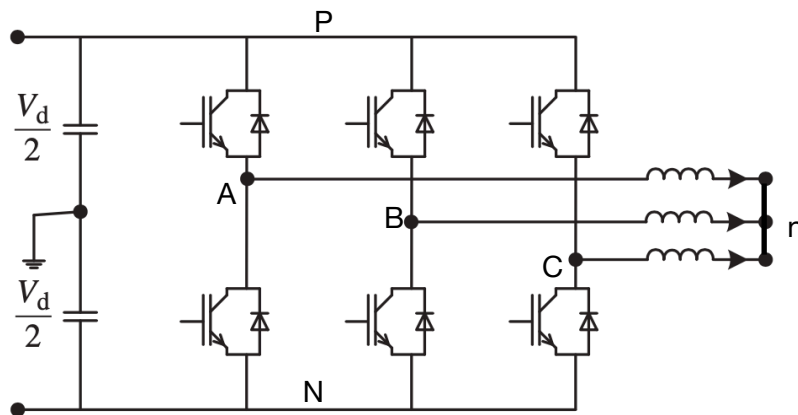


Figura 2.4.9 - Inverter trifase a 2-livelli.

Esistono diverse tecniche di modulazione.

La modulazione a larghezza di impulsi sinusoidale - SPWM richiede:

- un'onda portante triangolare comune  $v_t(\hat{V}_t, f_t = f_s)$ ;
- ogni ramo è controllato da una modulante sinusoidale

$$v_{ck}(t) = \hat{V}_c \sin\left(\omega_c t + \frac{2\pi}{3}(k-1)\right), k=1,2,3 \quad (2.4.20)$$

le onde sono sfasate di  $120^\circ$  tra loro. Gli interruttori su uno stesso ramo hanno commutazioni complementari, per cui:  $v_{ck}(t) > v_t \Rightarrow T_i^+ \text{ on} \wedge T_i^- \text{ off}$ . In fig.2.4.10 sono riportati i possibili stati delle valvole. In questo modo la tensione di polo  $i$ -esimo  $v_{iN}$  può assumere due valori

Stato	S1	S2	S3	S4	S5	S6	V <sub>AB</sub>	V <sub>BC</sub>	V <sub>CA</sub>
1	On	On				On	V <sub>dc</sub>	0	-V <sub>dc</sub>
2	On	On	On				0	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
3		On	On	On			-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	0
4			On	On	On		-V <sub>dc</sub>	0	V <sub>dc</sub>
5				On	On	On	0	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>
6	On				On	On	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	0
7	On		On		On		0	0	0
8		On		On		On	0	0	0

Figura 2.4.10 - Stati valvole e tensioni di linea di un inverter trifase.

(0, +V<sub>DC</sub>) e la sua fondamentale  $v_{iN_1}$  è isofrequenziale e in fase con la rispettiva onda di controllo; le tensioni concatenate  $v_{ij}$  possono assumere (+V<sub>DC</sub>, 0, -V<sub>DC</sub>), fig.2.4.11. Sia la 1° armonica tensione di polo che quelle concatenate costituiscono terne simmetriche e dirette.

La scelta di  $m_f$  è effettuata per migliorare e semplificare il contenuto armonico:

- deve essere dispari. In questo modo la tensione di polo  $v_{iN}$  è una funzione dispari (sviluppo di Fourier con soli seni) e possiede simmetria di 1/4 d'onda (sono presenti solo armoniche dispari);
- deve essere multiplo di 3. Tutte le armoniche multiple di 3 presentano carattere omopolare quindi si annullano nelle tensioni concatenate  $v_{ij}$ .

La tensione della fase i-esima sul carico generico risulta per la legge di Kirchoff:

$$v_{in} = v_{iN} + v_{Nn} = Ri_i + L \frac{di_i}{dt} + e_i \quad (2.4.21)$$

sommando le LKT per tutte le fasi (i,j,k) e considerando un centro stella isolato  $\sum i_i = 0$  e carichi equilibrati  $\sum e_i = 0$  si ottiene:

$$\sum v_{in} = 0 = \sum v_{iN} + 3v_{Nn} \Rightarrow v_{Nn} = -\frac{1}{3} \sum v_{iN} \quad (2.4.22)$$

quindi la tensione di fase in funzione di quella di polo:

$$v_{in} = v_{iN} - \frac{1}{3} \sum_{i,j,k} v_{in} = \frac{2}{3}v_{iN} - \frac{1}{3}(v_{jN} + v_{kN}) \quad (2.4.23)$$

Per valutare le ampiezze della fondamentale sul carico si parte dal legame tra la tensione di polo i-esimo  $v_{iN}$  e quella di fase i-esima  $v_{in}$ . La prima è legata alla tensione tra il punto medio della sorgente (O) e quella del ramo i-esimo:

$$v_{iN}(t) = v_{iO}(t) + V_{DC}/2 \rightarrow v_{iN_1}(t) = v_{iO_1}(t) \quad (2.4.24)$$

Dato che le armoniche fondamentali delle tensioni di polo costituiscono una terna simmetrica diretta  $\sum v_{iN_1} = 0$ , risulta che:



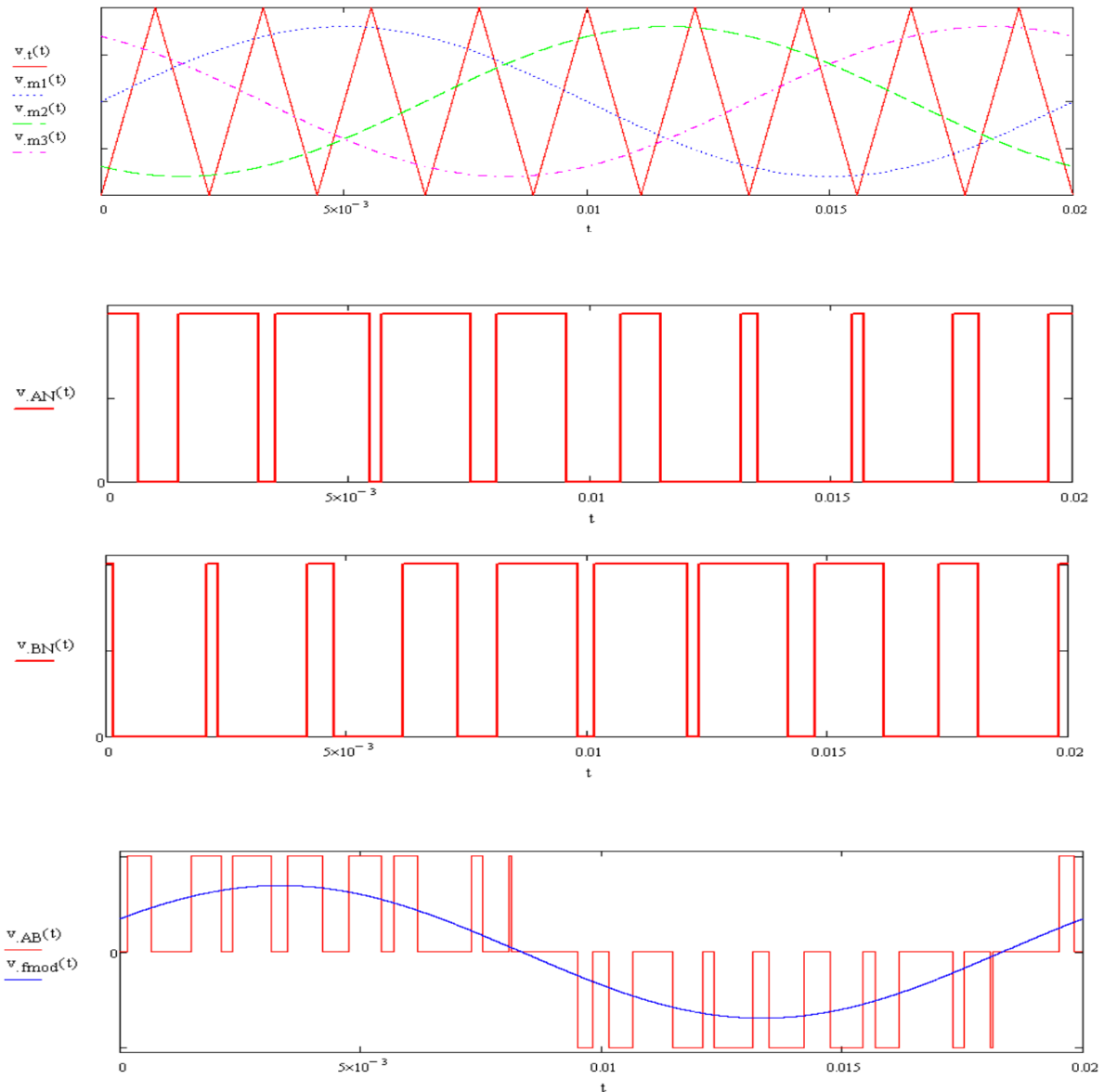


Figura 2.4.11 - SPWM di un inverter trifase a 2-livelli.

$$v_{in1} = \frac{2}{3}v_{iN_1} - \frac{1}{3}(v_{jN_1} + v_{kN_1}) = \frac{2}{3}v_{iN_1} - \frac{1}{3}(-v_{iN_1}) = v_{iN_1} = v_{iO_1} \quad (2.4.25)$$

quindi la prima armonica della tensione di fase e di polo sono uguali tra loro e uguali alla tensione del singolo ramo di inverter. Valgono quindi le medesime relazioni che legano l'ampiezza della tensione  $\hat{V}_1$  con il rapporto di modulazione  $m_a$ , fig.2.4.12.

Anche in questo caso deve considerarsi la presenza del tempo morto, che influisce sulla tensione. Tale intervallo, per garantire che due interruttori sullo stesso ramo non conducano contemporaneamente, comporta una differenza tra il comando di accensione di un interruttore e l'avvenuta accensione, che si traduce in un legame non-lineare tra la modulante e la tensione in uscita, fig.2.4.13. Con un comando ideale, quindi  $\Delta t_{dead} = 0$ , si ha una corrispondenza perfetta tra comando, effettiva commutazione e variazione della tensione di polo. Nel caso reale viene posto un  $\Delta t_{dead}$  per ritardare l'impulso di accensione. Non è necessario ritardare anche lo spegnimento. Durante questo intervallo entrambi gli interruttori statici sono spenti, quindi non conducono. Il potenziale del polo quindi dipende solo dal segno della corrente sul carico; ne segue una variazione della tensione media.

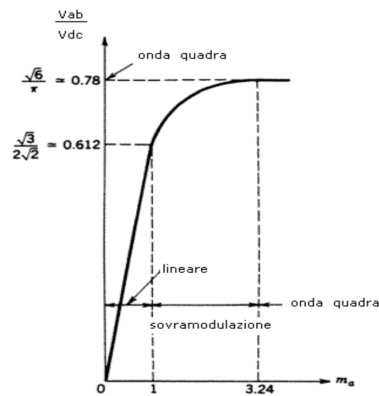


Figura 2.4.12 - Rapporto della tensione in uscita rispetto a quella in ingresso.

In particolare durante  $\Delta t_{dead}$  se:

-  $i_o < 0 \rightarrow \Delta V_{dead} = V_{DC} \frac{\Delta t_{dead}}{T_S} > 0$  si ha un guadagno rispetto al caso ideale;

-  $i_o > 0 \rightarrow \Delta V_{dead} = V_{DC} \frac{\Delta t_{dead}}{T_S} < 0$  si ha una perdita .

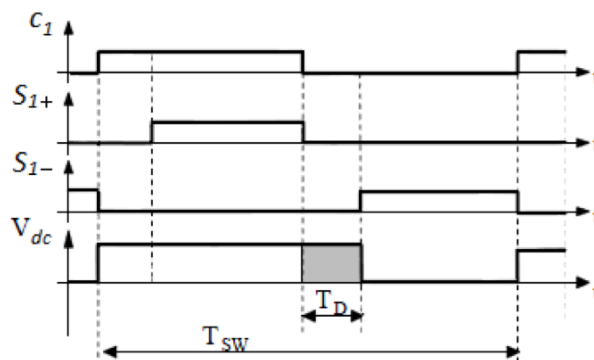


Figura 2.4.13 - Effetto del tempo morto.

Un altro metodo consiste nella modulazione con regolazione della corrente (Banda di isteresi). Il controllo in questo caso viene effettuato definendo un limite superiore e uno inferiore (banda di tolleranza) intorno al valore di riferimento della corrente, fig.2.4.14. Ogni volta che la corrente attuale assume valori al di fuori di tale banda avviene la commutazione:

$$i_i > i_{max}^* \rightarrow T_i^- \text{ on } \wedge T_i^+ \text{ off} \quad \text{e} \quad i_i < i_{min}^* \rightarrow T_i^+ \text{ on } \wedge T_i^- \text{ off}$$

La frequenza di commutazione non è costante, dipende dalla velocità di variazione della corrente. Infine si parla di controllo vettoriale (SVM - Space Vector Modulation). Questa tecnica, come la PWM sinusoidale, crea tensioni in uscita dell'inverter formate da impulsi a larghezza variabile. Si differenzia perché gestisce il sistema trifase globalmente e non fase per fase. Permette di incrementare il campo di linearità fra i valori desiderati e quelli effettivi della tensione d'uscita. Esistono 8 stati possibili per le valvole, in cui con '1' si intende che la valvola superiore conduce e con '0' la valvola superiore non conduce (le valvole di un ramo hanno commutazioni complementari). Quindi le combinazioni sono : 000 - 001 - 010 - 100 - 011 - 101 - 110 - 111, in cui il

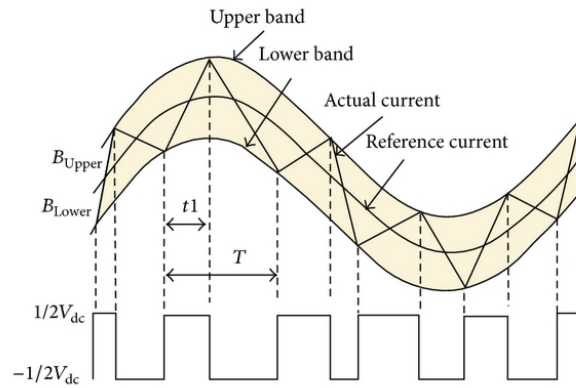


Figura 2.4.14 - Banda isteresi per un controllo di corrente di un ramo di inverter.

primo e l'ultimo corrispondono a tensione sul carico nulla. In fig.2.4.15 vengono riportati gli stati e i corrispondenti valori di tensione di polo e di linea.

Il sistema trifase è considerato globalmente perché viene applicata la trasformata di Park su assi fissi alle tre tensioni d'uscita dell'inverter; si ottengono quindi otto vettori rappresentabili sul piano complesso ( $\alpha$ - $\beta$ ), uno per ogni stato dell'inverter.

La trasformazione di Park si può applicare ad una terna di grandezze trifase consentendo di ottenere una terna costituita da una coppia di grandezze bifasi giacenti su due piani ortogonali tra loro e una terna omopolare, nulla nel caso di sistemi trifase a neutro isolato. Le tensioni di fase danno origine a un vettore di Park avente modulo costante e ruotante con velocità angolare uniforme pari alla pulsazione  $\omega$  delle tensioni:

$$\bar{v}_p = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{in} + \alpha v_{jn} + \alpha^2 v_{kn})e^{j\theta} \quad (2.4.26)$$

$$\alpha = e^{+j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + \frac{j\sqrt{3}}{2} \quad (2.4.27)$$

Stato	bit	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$v_{CN}$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$	Vettore
0	000	0	0	0	0	0	0	$V_0$
1	001	0	0	Vdc	0	-Vdc	Vdc	$V_1$
2	010	0	Vdc	0	-Vdc	Vdc	0	$V_2$
3	011	0	Vdc	Vdc	-Vdc	0	Vdc	$V_3$
4	100	Vdc	0	0	Vdc	0	-Vdc	$V_4$
5	101	Vdc	0	Vdc	Vdc	-Vdc	0	$V_5$
6	110	Vdc	Vdc	0	0	Vdc	-Vdc	$V_6$
7	111	Vdc	Vdc	Vdc	0	0	0	$V_7$

Figura 2.4.15 - Stati possibili e corrispondenti valori possibili delle grandezze di un inverter.

Se si calcola il vettore di Park di queste tensioni di fase associato ai 6 stati possibili, si scopre che essi rappresentano i raggi di un esagono, fig.2.4.16. Data la tensione sul DC-bus la lunghezza del raggio è  $V_r = \sqrt{2/3}V_{DC}$ . Questo perché il vettore di Park delle tensioni di fase coincide con quello delle tensioni di polo.

Quindi date tre tensioni sinusoidali simmetriche, esse danno origine a un vettore di Park  $V_{ref}$  avente modulo costante e ruotante con velocità angolare uniforme, pari alla pulsazione  $\omega$  delle tensioni. Obiettivo del controllo vettoriale è quello di approssimare il valore di riferimento, attraverso gli otto

stati possibili dell'inverter. Durante il periodo di campionamento il vettore  $V_{ref}$  è considerato fisso in una determinata posizione. È possibile applicare una successione di vettori (presi tra  $V_1, \dots, V_7$ ) in modo che il loro valore medio nel periodo di campionamento ( $T_c$ ) dia come risultato  $V_{ref}$ . Se il vettore di riferimento si trova tra il vettore  $V_n$  e  $V_{n+1}$ , si useranno nella successione gli stati corrispondenti a questi due vettori più uno stato inattivo [23]. Studi e prove effettuate hanno mostrato come la distribuzione del tempo e la scelta dello stato inattivo ( $V_0$  o  $V_7$ ) influenzino la presenza di armoniche nella tensione. Inoltre la scelta di una frequenza di campionamento pari a un multiplo intero di sei della frequenza fondamentale delle tensioni d'uscita permette di ridurre il contenuto armonico, poiché si suddividono in modo uguale i sei settori che compongono l'esagono. In generale si cerca la sequenza che minimizzi la presenza di armoniche nelle tensioni e minimizzi il numero di commutazioni degli interruttori per passare da uno stato al successivo.

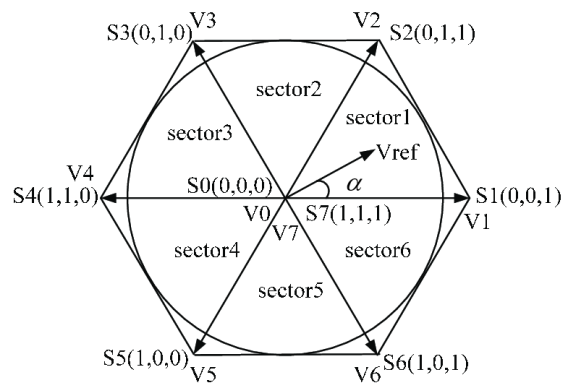


Figura 2.4.16 - Diagramma dei vettori rappresentanti gli stati possibili di un inverter trifase a 2-livelli.

## 2.4.2 Convertitori multi-livello.

I VSC a 2-livelli costituiscono le soluzioni migliori e più economiche per applicazioni con basse potenze nominali al di sotto di 1MVA. Per medie o alte tensioni subentrano numerosi problemi:

- la tensione in alternata conterrà armoniche significative attorno alla frequenza di commutazione. Nella bassa potenza si possono usare interruttori semiconduttore ad elevata frequenza di commutazione per mitigare il problema (le armoniche vengono spostate a frequenza elevate). Ogni commutazione di questi dispositivi produce elevate perdite, quindi la frequenza di commutazione deve essere limitata (circa 1 kHz). Così facendo saranno richiesti filtri maggiori per gestire il contenuto armonico in uscita;
- la massima tensione inversa degli attuali semiconduttori rientra in un range di decine di kV. Quindi per realizzare convertitori con tensioni più alte è necessario connettere in serie più dispositivi, ma questo comporta numerose difficoltà tecniche;
- la tensione di fase commuta tra due valori, la rapidità con cui avviene è legata alla frequenza di commutazione. Con basse tensioni di lavoro, questa variazione non crea problemi al sistema. Diverso è l'effetto che si avrebbe a causa di un'alternanza tra valori di tensione DC elevati, che provocherebbe uno stress significativo all'isolamento.

Una soluzione consiste nell'utilizzo di convertitori multilivello modulari (MMC):

- Convertitori perché sono usati per la conversione e regolazione dell'energia elettrica;
- Modulari perché formati da celle elementari identiche replicate n-volte e interconnesse con altri componenti passivi, solitamente diodi e condensatori;
- Multilivello perché sono capaci di fornire all'uscita forme d'onda a gradini su più livelli di tensione, con conseguente miglioramento dello spettro armonico. Possono inoltre operare a tensioni e potenze più elevate, mantenendo limitata la frequenza di lavoro degli interruttori.

I MMC si qualificano spesso come convertitori a tensione impressa [25], utilizzando come sorgenti di tensione una serie di condensatori, il cui numero dipende dal numero di livelli dell'inverter. In un inverter monofase ad n livelli il DC-bus di ingresso necessita di (n-1) capacità, in cui le differenti combinazioni degli interruttori permettono di sommare in uscita le varie tensioni dei condensatori. Le tecniche di modulazione dipendono dal valore della frequenza di commutazione richiesta: per potenze elevate è preferibile lavorare con basse frequenze di commutazione; se si lavora con forme d'onda sinusoidali si può utilizzare la tecnica ad 'eliminazione selettiva delle armoniche' (SHEPWM). In situazioni in cui è ammessa una frequenza di commutazione più alta invece si utilizzano altre tecniche, come la "SPWM multilivello" oppure sulla "Space Vector Modulation" (SVM). Quest'ultima viene utilizzata esclusivamente per inverter trifase senza neutro.

### 2.4.2.1 Diode Clamped.

È la configurazione principale per gli inverter multilivello. Il DC-bus è suddiviso tra condensatori connessi in serie che creano livelli aggiuntivi. Sono presenti dei diodi, detti di aggancio, che forniscono percorsi aggiuntivi alla corrente in modo tale che la tensione ai terminale AC possa essere connessa ai diversi livelli di tensione. La variante a tre livelli è detta ‘Neutral Point Clamped’ (NPC), in quanto i diodi di aggancio connettono il terminale AC al punto medio del DC-bus. È il modello che maggiormente viene utilizzato, in particolare in media tensione, nei sistemi di trazione ferroviaria e nell’integrazione delle turbine eoliche.

La soluzione a 3-livelli, fig.2.4.17, permette alle tensioni di fase  $v_{in}$  (nella figura  $v_{AO}$ ) di commutare tra tre valori di tensione ( $0, \pm V_{DC}/2$ ). In caso di inverter trifase la tensione di linea  $v_{ij}$  potrà variare tra cinque valori ( $\pm V_{DC}, \pm V_{DC}/2, 0$ ).

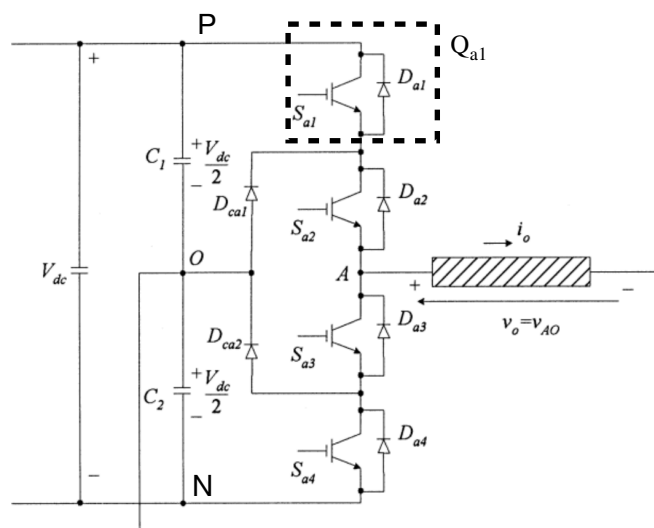


Figura 2.4.17 - Inverter Multilivello NPC.

Ogni ramo possiede 4 interruttori IGBT in serie: i 2 centrali, che sono i principali, commutano il loro stato ad alta frequenza; i 2 esterni agganciano l’uscita al punto neutro, resa possibile dalla presenza di 2 diodi di clamping. Ogni IGBT è collegato con un diodo in anti-parallelo. Gli interruttori sono controllati in modo tale per ogni ramo ve ne siano in conduzione solo due: il controllo non permette la chiusura contemporanea dei 4 interruttori al fine di evitare un corto circuito sulla tensione continua; al tempo stesso non permette un’apertura contemporanea per evitare di avere una tensione di fase indefinita. Gli interruttori sulle due braccia che occupano posizione reciproche hanno un controllo complementare ( $Q_{a1} on \iff Q_{a3} off$ ). Questo tipo di convertitore non presenta mai stati ridondanti, ma solamente un numero di stati utili coincidente col numero di livelli, fig.2.4.18, qualunque essi siano; la restante parte sono stati proibiti non utilizzabili in alcun modo.

Questa struttura richiede per ogni ramo un numero doppio di valvole rispetto al normale inverter a 2-livelli, ma ognuno di essi dovrà bloccare solo metà della tensione DC-bus di ingresso. Diverso è il discorso per i diodi del punto neutro che devono riuscire a sopportare l’intera tensione del bus.

Nel caso di inverter ad n livelli, il bus di ingresso è realizzato con  $(n - 1)$  condensatori connessi in serie e la tensione che ognuno delle  $2(n - 1)$  valvole di un ramo deve sopportare è pari a

$S_{a1}$	$S_{a2}$	$S_{a3}$	$S_{a4}$	$V_{AO}$	Componenti in conduzione
On	On			$V_{dc}/2$	se $i_o > 0$ $S_{a1}, S_{a2}$ se $i_o < 0$ $D_{a1}, D_{a2}$
	On	On		0	se $i_o > 0$ $D_{ca1}, S_{a2}$ se $i_o < 0$ $D_{ca2}, S_{a3}$
		On	On	$-V_{dc}/2$	se $i_o > 0$ $D_{a3}, D_{a4}$ se $i_o < 0$ $S_{a3}, S_{a4}$

Figura 2.4.18 - Stati utili di un NPC.

$V_{DC}/(n - 1)$ . Ogni ramo necessita di  $2(n - 2)$  diodi di clamping. Una criticità di questa configurazione è la necessità di assicurare che la tensione tra i condensatori in serie del bus di ingresso siano uguali. Tale problema si può risolvere connettendo ad ognuno dei condensatori una sorgente isolata oppure attuando un controllo in retroazione.

### 2.4.2.2 Capacitor Clamped.

Questa è un'altra possibile configurazione per la realizzazione di inverter multi-livello detta anche "flying capacitor", fig.2.4.19

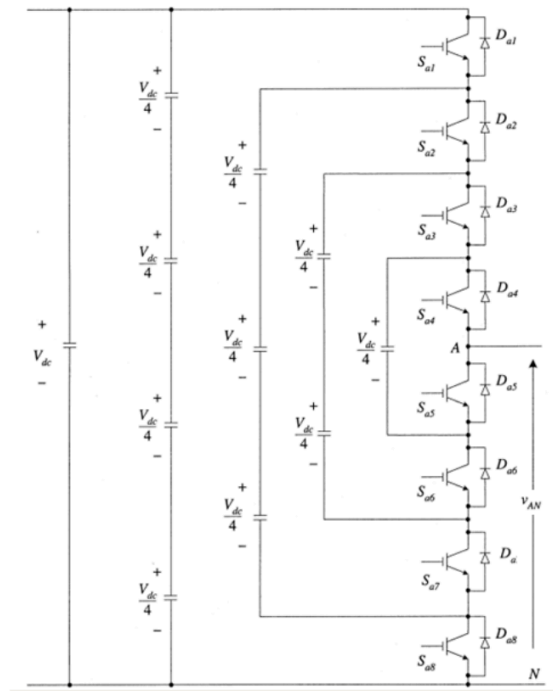


Figura 2.4.19 - Ramo di un inverter CC a 5-livelli.

Rispetto alla topologia precedente cambia solo il fatto che al posto dei diodi di clamping sono presenti dei condensatori di clamping (non sono connessi al punto neutro della sorgente per questo è definito 'volante').

Si basa sull'utilizzare condensatori addizionali per controllare la tensione continua e fornire differenti livelli di tensione. I condensatori ausiliari sono caricati ad una determinata tensione e vengono inserite in base all'accensione o allo spegnimento di determinati interruttori. Le capacità che si affacciano direttamente sul DC-bus sono gli elementi che immagazzinano l'energia prelevata

dalla sorgente primaria, ma solo quelle più interne che fissano i gradini della tensione di uscita.

Considerando un inverter trifase a 5-livelli, le possibili uscite della tensione del ramo sono mostrate in fig.2.4.20. Esiste una proprietà di ridondanza poiché esistono più combinazioni per creare uno stesso livello di tensione  $v_{AN}$ .

$V_{AN}$	$V_{dc}$	$\frac{3}{4} V_{dc}$	$\frac{1}{2} V_{dc}$	$\frac{1}{4} V_{dc}$	0
Sa1	On	On	On	On	
Sa2	On	On	On		
Sa3	On	On			
Sa4	On				
Sa5		On	On	On	On
Sa6			On	On	On
Sa7				On	On
Sa8					On

Figura 2.4.20 - Stati utili di un Capacitor Clamped a 5-livelli.

Per mantenere fissa la tensione ai capi dei condensatori si impiegano gli stati ridondanti che, utilizzati tutti e in alternanza l'uno all'altro, conseguono il bilanciamento della carica sul condensatore. Anche in questo caso sono necessari più componenti rispetto al normale convertitore a due livelli: un inverter a  $n$  livelli richiede  $\frac{1}{2}(n - 1)(n - 2)$  condensatori di clamping per fase e di  $(n - 1)$  condensatori per il bus DC di ingresso.

Gli svantaggi sono legati all'inizializzazione del convertitore: i condensatori devono essere caricati ai valori di tensione richiesti prima di comandare le valvole; il dimensionamento dei condensatori, che compongono la rete di clamping, deve essere fatto tenendo conto che devono poter sopportare grosse frazioni della tensione del bus, risultano quindi costosi ed ingombranti. Questi problemi hanno frenato lo sviluppo di tale soluzione.

### 2.4.2.3 Convertitori multilivello a cascata.

Si basano su connessione in serie di convertitori elementari, detti sotto-moduli ognuno dei quali contiene i componenti fondamentali di un VSC [23,27,28]. Il sotto-modulo (SM) è costituito dal un ramo a 2-livelli. Le alternative principali sono, fig.2.4.21:

- mezzo ponte (HBSM);
- ponte completo (FBSM).

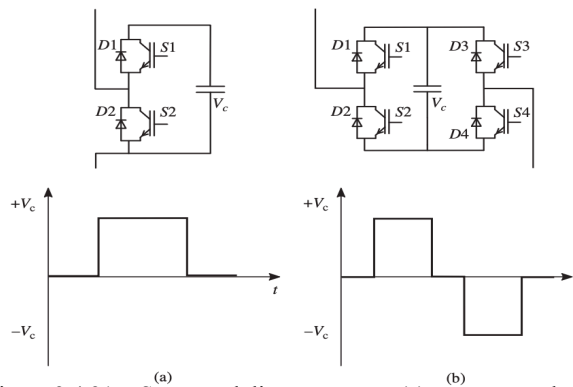


Figura 2.4.21 - Sotto moduli: mezzo ponte(a), ponte completo (b)



Il primo è costituito da un singolo ramo in cui un condensatore DC mantiene la tensione; i terminali sono costituiti dal punto medio del ramo valvola e dal terminare inferiore del lato DC. Sono possibili i seguenti stati:

- bypass, nel quale conduce la valvola in parallelo ai terminali esterni e quindi la tensione in uscita è nulla;
- inserzione, nel quale conduce invece la valvola in serie al condensatore per cui la tensione in uscita è pari a quella continua;
- blocco, entrambi gli interruttori non conducono. La tensione quindi dipenderà del verso della corrente in quanto solo i diodi possono condurre.

La tensione in uscita del sotto-modulo dunque si può esprimere in funzione della commutazione:

$$v_{out} = sV_C \quad (2.4.28)$$

con  $s = 0$  nello stato di bypass e  $s = 1$  nello stato di inserzione. Da luogo ad una tensione unipolare. Sono vulnerabili ai guasti in corrente continua.

Il secondo sotto-modulo è costituito da un ponte intero con due rami di fase connessi in parallelo alla stessa capacità. I terminali in questo caso sono ottenuti dai punti medi dei due rami ed è possibile ottenere 4 differenti stati di commutazione per l'intero sotto-modulo. L'uscita sarà funzione delle commutazioni dei singoli rami:

$$v_{out} = (s_1 - s_2)V_C = \begin{cases} +V_C, s_1 = 1 \wedge s_2 = 0 \\ -V_C, s_1 = 0 \wedge s_2 = 1 \end{cases} \quad (2.4.29)$$

sono presenti due stati riferiti al bypass ( $s_1 = s_2 = 1 \vee s_1 = s_2 = 0 \Rightarrow v_{out} = 0$ ), in cui la conduzione è determinata dal verso della corrente. Nel funzionamento pratico questi stati devono essere usati in maniera alternata per mantenere carichi uguali sulle valvole e una distribuzione simmetrica delle perdite. In un caso il condensatore verrà caricato e nell'altro scaricato.

In definitiva si può vedere come i sotto-moduli possano comportarsi come un sorgente di tensione controllata fino a quando la tensione sul DC-bus è mantenuta costante: il sotto-modulo a mezzo ponte può fornire solo una tensione unipolare ed è quindi adatto solo a produrre una tensione con una componente continua; quello a ponte completo invece è bipolare e può fornire una tensione alternata pura o una combinazione di componenti AC e DC. In entrambi i casi il condensatore deve essere opportunamente dimensionato in quanto sarà interessato da armoniche di correnti a bassa frequenza (dalla fondamentale e dalla seconda)

Connettendo in serie i sotto-moduli si ottengono delle 'stringhe' che permettono di gestire livelli di tensione elevata: maggiore è il numero di sotto-moduli in serie, maggiore sarà il valore che la tensione può assumere. Una stringa con  $n$  sotto-moduli di mezzi-ponti può assumere un totale di  $(n+1)$  livelli con valori discreti compresi tra  $[0, +nV_C]$ , fig.2.4.22(a). Una stringa con lo stesso numero di sotto-moduli, ma a ponte-intero può erogare tensioni con valori discreti compresi tra  $[-nV_C, +nV_C]$  per un totale di  $(2n+1)$  livelli, fig.2.4.22(b). Aumentare il numero di sotto-moduli non solo permettere di gestire tensioni più elevate, ma anche di ridurre il contenuto armonico, in quanto i 'salti' della tensione saranno di minore entità. È importante per ogni submodulo e stringa che il flusso di potenza sia bilanciato nel tempo, quindi non ci siano termini costanti nella potenza trasferita, altrimenti si avrebbe una variazione dell'energia nei condensatori. Sono quindi necessari dei controlli ad anello chiuso per mantenere l'equilibrio.

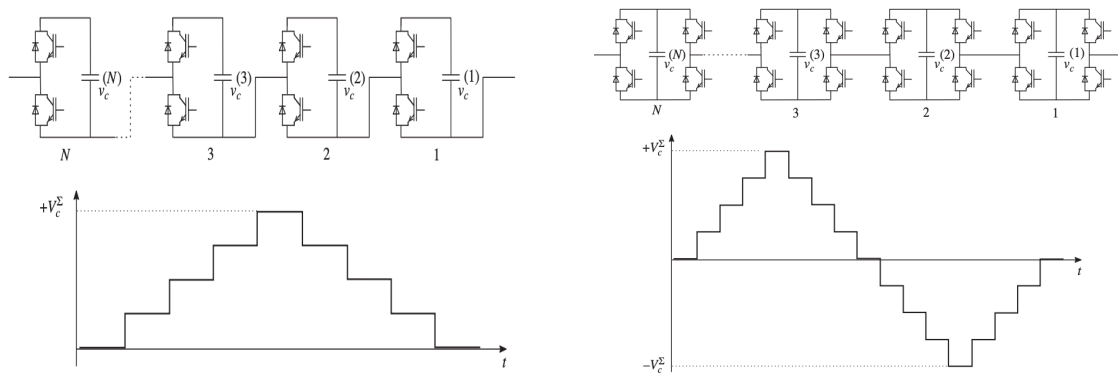


Figura 2.4.22 - Uscita tensione di un MMC con HBSM (a) e con FBSM (b)

In base a come sono connesse le braccia di un MMC la configurazione possono dividersi in (fig.2.4.23): singola stella (a), utilizzata per le applicazioni di compensazione della potenza come STATCOM o sistemi di immagazzinamento dell'energia; triangolo singolo (b); doppia stella (c), usato nella trasmissione HVDC); doppio triangolo; tripla stella (d-e), composto da tre stelle connesse (9 rami), nota anche come convertitore multi livello modulare a matrice (M3C) capace di effettuare una conversione AC/AC direttamente tra due sistemi trifase. Da quest'ultima deriva una nuova tipologia, detta H-MMC (f-g), costituita da 6 rami connessi in un circuito esagonale, ogni braccio è connesso alternativamente con una fase dei due sistemi trifase AC che collega. Effettua una conversione diretta con un numero minore di rami rispetto al M3C. Vantaggioso soprattutto in applicazione a bassa frequenza come i WECS.

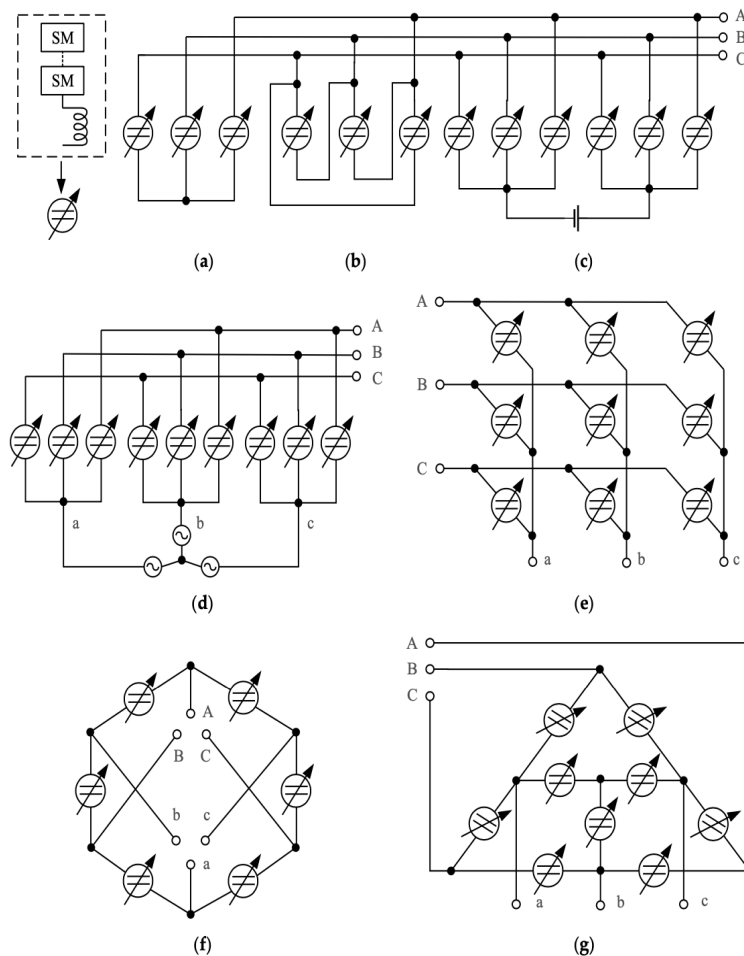


Figura 2.4.23 - Configurazione degli MMC in base alla connessione delle braccia.

### 2.4.2.4 MMC trifase.

Considerando un MMC trifase, fig.2.4.24 si può vedere la somiglianza topologica con un inverter trifase a 2-livelli. I punti medi delle gambe (phase leg) formano i terminali AC del convertitore, ma invece di avere delle valvole nelle braccia (phase arm) possiede stringhe di sotto-moduli in serie con una induttanza. Questa è una importante differenza, in quanto nei convertitori tradizionali le induttanze dei rami devono essere mantenute piccole per permettere rapide variazioni della corrente dovute alla commutazione della gamba; nei MMC questo non è necessario in quanto la commutazione avviene all'interno dei sotto-moduli e quindi non c'è una rapida variazione delle corrente nel braccio. Le reattanze in serie servono per evitare la diretta connessione in parallelo delle sorgenti di tensione generate della stringe, che possono causare correnti transitorie elevate. Dato che le tensioni delle stringhe possono essere controllata con grande precisione, ancora di più con un elevato numero di sotto-moduli, il dimensionato di tali induttori è contenuto.

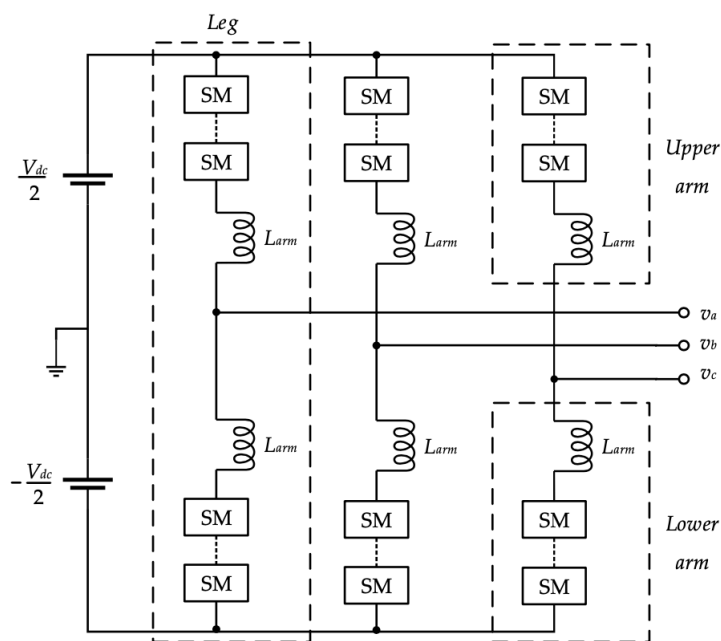


Figura 2.4.24 - Configurazione di un MMC trifase.

Con questa logica si possono collegare più rami di fase, rendendo possibile la connessione alla rete anche di elementi multi-fase. Per convertitori connessi a reti monofasi sarà invece sufficiente solo due rami.

Il funzionamento del MMC trifase è basato sul controllo delle 6 stringhe, ognuna delle quali può essere vista come una sorgente di tensione controllata, in modo tale che la combinazione di tensioni sia pari al valore di tensione desiderato sul lato DC e AC.

La fig.2.4.25 mostra come la tensione della stringa superiore e inferiore di un ramo di fase cambino durante un ciclo fondamentale: la somma delle tensioni deve essere mantenuta pari a quella desiderata sul lato DC, mentre la loro differenza varia. In tal modo la tensione in uscita può assumere un qualsiasi valore compreso tra  $\pm V_d$ , trascurando le cadute di tensione sui piccoli induttori dei bracci.

Quindi un simile convertitore si può comportare come una sorgente di tensione non solo rispetto al lato AC, ma anche per il lato DC. Questo differisce notevolmente dal convertitore a 2-livelli e dagli altri convertitori multilivello descritti finora, che funzionano come sorgenti di corrente dietro un

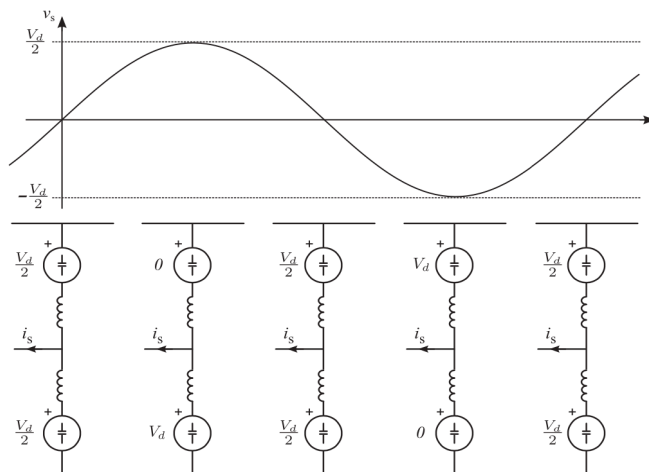


Figura 2.4.25 - Tensioni su una gamba di fase di un MMC

condensatore visti dal terminale DC. Dato che si può usare qualsiasi numero di sotto-moduli, sia le tensioni lato AC che quelle lato DC del MMC possono essere controllate con grande precisione.

Dato che il convertitore impone la tensione da entrambi i lati, le corrispondenti correnti dipenderanno da queste tensioni: sul lato DC sarà plausibile aspettarsi una corrente continua costante; al tempo stesso, se il convertitore è connesso ad una rete simmetrica, ci si aspetta correnti simmetrica dal lato AC.

In fig.2.2.26 sono mostrati i percorsi di tali correnti:

- la corrente continua (linea tratteggiata) si distribuisce in maniera uguale lungo i rami di fase. La stessa corrente passa attraverso le braccia superiori e inferiori;
- la corrente alternata (linea continua) si divide tra i rami e ulteriormente tra le braccia di un stesso ramo. Essendo simmetriche la loro somma è zero e quindi si richiudono senza passare dal lato DC.

Assumendo che le braccia e le gambe di un MCC trifase, fig.2.2.27, siano perfettamente

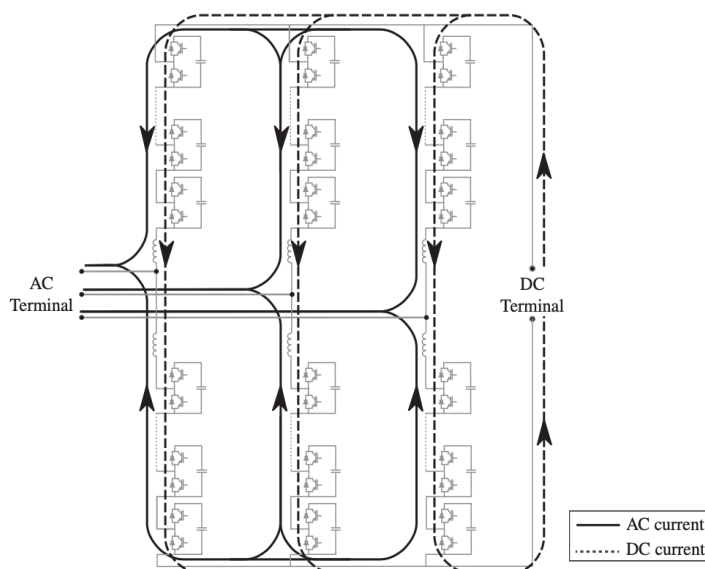


Figura 2.4.26 - Percorso delle correnti all'interno di un MMC.

simmetriche, la forza elettromotrice di ogni braccio è equivalente ad una sorgente ideale di tensione. Le correnti dei braccio superiore (pedice 'u') ed inferiore (pedice 'l') si esprimono per ogni fase  $i$ -esima ( $i = 1,2,3$ ):

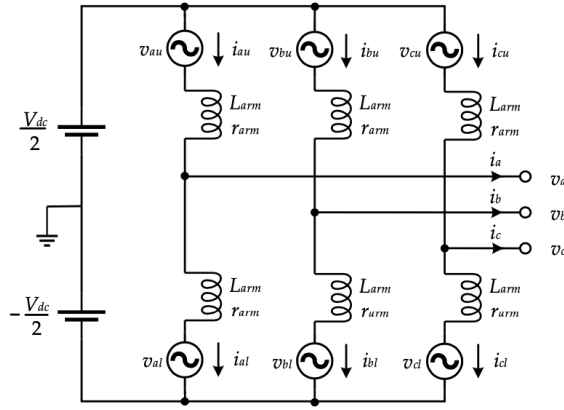


Figura 2.4.27 - Circuito equivalente di un MCC trifase.

$$i_{ui} = \frac{i_i}{2} + i_{circ} \quad i_{li} = -\frac{i_i}{2} + i_{circ} \quad (2.4.30)$$

dove  $i_{circ}$  è la corrente circolare in ogni fase e  $i_i$  è la corrente di fase  $i$ -esima in uscita ai terminali AC:

$$i_i = i_{ui} - i_{li} \quad i_{circ_i} = \frac{i_{ui} + i_{li}}{2} \quad (2.4.31)$$

La corrente circolare contiene componenti continue e armoniche. Dato che il sistema trifase è simmetrico, le tensioni che sostengono la componente continua sono uguali in ogni gamba, quindi la componente continua della corrente circolare è equamente divisa tra le gambe

$$I_{circ_i} = I_{circ_{li}} = i_{circ_{ui}} = I_{dc}/3 \quad (2.4.32)$$

In accordo alla legge delle maglie le tensioni delle braccia risultano:

$$v_{ui} = \frac{V_{dc}}{2} - R i_{ui} - L \frac{d i_{ui}}{dt} - v_i \quad (2.4.33)$$

$$v_{li} = \frac{V_{dc}}{2} - R i_{li} - L \frac{d i_{li}}{dt} + v_i \quad (2.4.34)$$

con  $R$  e  $L$  la resistenza e l'induttanza della reattanza delle braccia;  $V_{DC}$  è la tensione del DC-bus;  $v_{ui}$ ,  $v_{li}$ ,  $v_i$  sono le tensioni del braccio superiore ed inferiore del ramo  $i$ -esimo e la tensione in uscita AC della fase  $i$ -esima.

Sommando e sottraendo queste equazioni e considerando le correnti delle gambe, si ottengono le equazione delle dinamica interna ed esterna del MMC:

$$\frac{1}{2} L \frac{d i_i}{dt} = -\frac{1}{2} R i_i + \frac{v_{li} - v_{ui}}{2} \quad (3.4.35)$$

$$\frac{L}{2} \frac{d i_{circ_i}}{dt} = -R i_{circ_i} - \frac{R}{3} I_{dc} + \frac{V_{dc}}{2} - \frac{v_{ui} + v_{li}}{2} \quad (3.4.36)$$

quindi la corrente di fase in uscita può essere regolata agendo sulla differenza tra la tensione di braccio superiore e inferiore:

$$v_i = \frac{v_{li} - v_{ui}}{2} \quad (3.4.37)$$

la corrente circolare si può regolare agendo sulla somma delle tensioni delle braccia di un gamba:

$$v_c = \frac{v_u + v_l}{2} \quad (3.4.38)$$

Si deve tenere conto anche delle equazioni della dinamica delle capacità dei SM:

$$C_{SM} \frac{dv_{SMuk}}{dt} = i_{ui} S_{SMuk} \quad C_{SM} \frac{dv_{SMlk}}{dt} = i_{li} S_{SMlk} \quad (3.4.39)$$

$C_{SM}$  è il valore della capacità dei condensatori dei SM;  $v_{SM_k}$  rappresenta le tensioni del k-esimo sotto-modulo;  $S_{SM_k}$  rappresenta il segnale del gate del k-esimo SM: con  $S=1$  è inserito, il verso della corrente determina se la capacità si sta caricando o scaricando; con  $S=0$  è bypassato e la capacità mantiene la propria tensione.

Supponendo trascurabili le perdite di commutazione, la potenza di ogni SM si conserva [27]: si arriva a mostrare che il bilanciamento dello stato di carica di una gamba si può realizzare controllando la componente diretta della corrente circolare  $I_{circ}$ ; mentre il bilancio di un braccio si effettua regolando la componente fondamentale della stessa  $I_{circ1}$ .

Il controllo di questo tipo di convertitore richiede diverse regolazioni.

- Controllo della corrente e tensioni in uscita.

Supponendo un MCC collegato alla rete, fig.2.4.28, le grandezze in uscita vengono regolate con dei controlli interni. Considerando un riferimento rotante 'dq' orientato con la tensione della sorgente (pedice 's'), le potenze risultano:

$$P = \frac{3}{2} v_{sd} i_d \quad Q = -\frac{3}{2} v_{sq} i_q \quad (3.4.40)$$

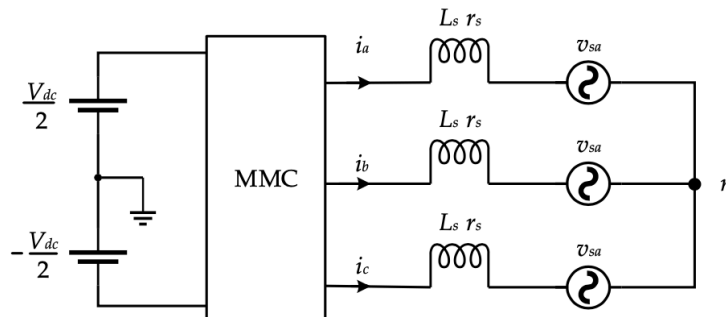


Figura 2.4.28 - MMC connesso alla rete.

La tensione in uscita lato AC del convertitore risultano:

$$v_d = v_{sd} + R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega L_s i_q \quad v_q = v_{sq} + R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega L_s i_d \quad (3.4.41)$$

con  $R_s$ ,  $L_s$  i parametri serie della rete;  $\omega$  è la frequenza angolare fondamentale.

Per mantenere la tensione sul DC-bus costante si può tenere conto del bilancio di potenza, quindi si agisce sulla componente diretta della corrente:

$$P = \frac{3}{2} v_{sd} i_d = V_{dc} i_{dc} \quad (3.4.42)$$

Il diagramma a blocchi di questo controllo è riportato in fig.2.4.29.

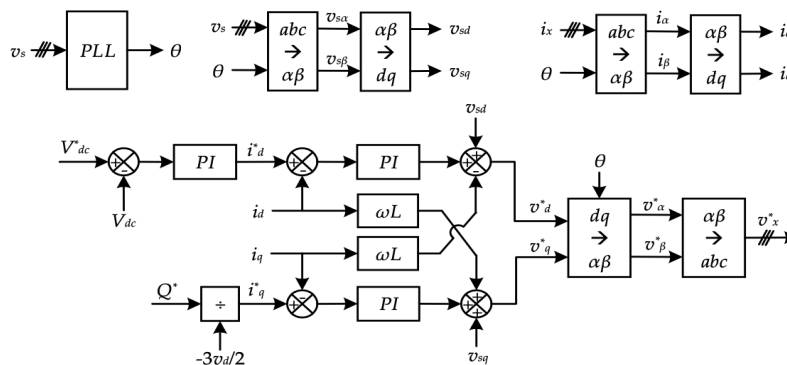


Figura 2.4.29 - Controllo della tensione e corrente in uscita di un MCC.

#### - Controllo bilanciamento dei SM.

Riguarda la regolazione della tensione delle gambe, della braccia e dei singoli SM.

Lo squilibrio di tensione sui SM provoca una tensione differente sulle braccia e rami, che provoca un aumento della corrente circolare e quindi della potenza persa. Il bilanciamento di un ramo x-esimo si può ottenere utilizzando un PI, in cui la tensione media dei SM del ramo x-esimo  $\bar{v}_{SMx}$  viene confrontata con quella di riferimento  $v_{SMx}^*$ , l'uscita fornisce la componente continua della corrente circolare di riferimento del ramo  $I_{circx}^*$  che è confronta con quella reale  $I_{circx}$ , ottenuta mediante un filtro passa basso o come media delle correnti del braccio superiore e inferiore del ramo x-esimo. L'uscita del secondo PI è tensione continua di riferimento che sostiene la corrente circolare nel ramo x-esimo  $v_{circx-dc}^*$ , fig.2.4.30(a). Il bilanciamento della tensione del singolo SM utilizza un PI, confrontando la tensione sul SM ( $v_{SM}$ ) con quella di riferimento.

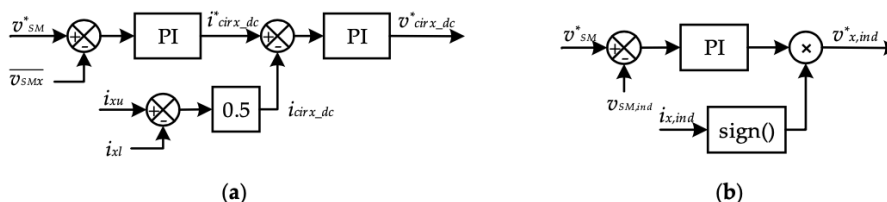


Figura 2.4.30 - Regulatori di tensione di un ramo (a) e dei singoli SM (b).

#### - Controllo della corrente circolare

La differenza tra la tensione del braccio superiore e quello inferiore di un ramo sostiene la corrente circolare. Questa corrente ha poca influenza sulle grandezze dell'uscita lato AC; ma comunque distorce la corrente di braccio provocando perdite aggiuntive e ondulazioni sulla tensione dei SM. Per questo si cerca di ridurla. In parte viene fatto dagli induttori delle braccia, ma è necessario

applicare un controllo specifico, fig.2.4.31. Dato che la corrente circolare è composta in maniera prevalente da armoniche pari, si punta ad eliminare l'armonica di secondo ordine. Un approccio è basato sul disaccoppiamento nel dominio dq, in cui la corrente circolare di secondo ordina è trasformata in componenti continue lungo i due assi rotanti e viene controllata mediante dei regolatori PI, imponendo valori di riferimento delle componenti armoniche del 2° ordine nulli.

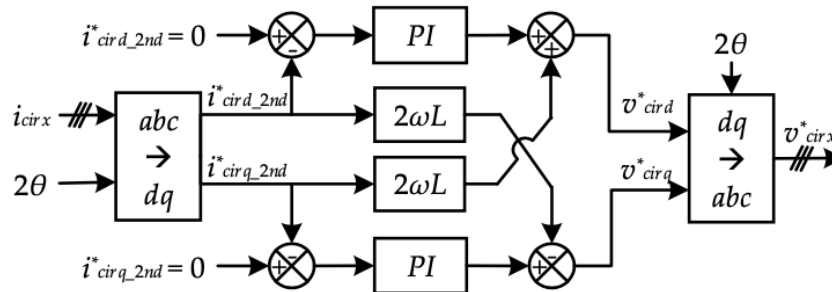


Figura 2.4.31 - Controllo della corrente circolare.

### 2.4.2.5 Tecniche di modulazione per gli MMC.

I componenti di potenza che svolgono il ruolo di interruttori sono in numero maggiore rispetto ai due soli componenti per ramo che si presentavano negli inverter a 2-livelli. Difatti ad un inverter ad  $n$ -livelli corrispondono  $2(n - 1)$  componenti da comandare. È quindi chiaro che il sistema di modulazione deve realizzare un controllo più articolato, pilotando tutti i gate dei dispositivi di potenza, in modo da creare il collegamento tra l'uscita del ramo e il livello di tensione del DC-bus più vicino al valore di riferimento. Una strategia che viene largamente impiegata in ambito industriale è la SPWM, che riduce il contenuto armonico nella tensione di carico, o lo SVM. Quando invece sono richieste basse frequenze di commutazione, la tecnica principalmente utilizzata è la 'eliminazione programmata dell'armoniche' (SHEPWM - Selective Harmonic Elimination), in cui avvengono solo una o due commutazioni durante un ciclo del segnale di uscita, generando quindi dei segnali a gradini.

- SHEPWM

Per applicazioni di potenze elevate la frequenza di commutazione è limitata, quindi nel caso di SPWM non si avrebbe un rapporto di modulazione della frequenza sufficientemente elevato. Avendo a disposizione poche commutazioni nel periodo, si può cercare di ottimizzare la durata dei vari impulsi. Si risolve analiticamente impostando il valore della fondamentale desiderato e annullando un determinato numero di armoniche[26]. In pratica si possono calcolare delle funzioni del tipo:

$$h_1 = f_1(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k) \quad (3.4.43)$$

$$h_n = f_n(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k) \text{ per } n=3,5,7\dots \quad (3.4.44)$$

che danno il valore della fondamentale  $h_1$  e delle armoniche dispari  $h_n$  in funzione degli istanti di commutazione ( $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_k$ ) riferiti, ad esempio, su un quarto di periodo. La forma d'onda si ripete con l'usuale simmetria sui restanti 3/4 di periodo.

I  $k$  istanti di commutazione vengono determinati imponendo il valore della fondamentale e in modo tale da cancellare  $k-1$  armoniche. Il problema viene impostato analiticamente e poi risolto per via



numerica, memorizzando i risultati su una tabella che viene utilizzata per il controllo in tempo reale del convertitore.

Considerando una generica forma d'onda a gradini, simmetrica sul quarto di periodo, prodotta da un inverter a  $(2m+1)$ -livelli, dove  $m$  è il numero istanti di commutazione in un quarto di periodo. Applicando la serie di Fourier a questo segnale, troviamo che l'ampiezza della  $n$ -esima armonica può essere espressa come:

$$h_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^m [V_k \cos(n\alpha_k)] \quad (3.4.45)$$

dove  $V_k$  è il  $k$ -esimo livello di tensione del bus DC;  $n$  indica l'ordine dell'armonica;  $\alpha_k$  è il  $k$ -esimo angolo di commutazione. Le ampiezze delle armoniche di ordine pari sono nulle a causa della simmetria del segnale. In accordo con la fig.2.4.32 deve essere verificata la condizione  $\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_k < \pi/2$ .

Agendo direttamente sugli angoli di commutazione si provvede ad eliminare dalla forma d'onda  $m-1$  armoniche, minimizzando così la distorsione armonica. La scelta delle armoniche da eliminare ricade su quelle di ordine minore più significative, mentre le armoniche a frequenza più alte verranno eliminate dal filtro di uscita.

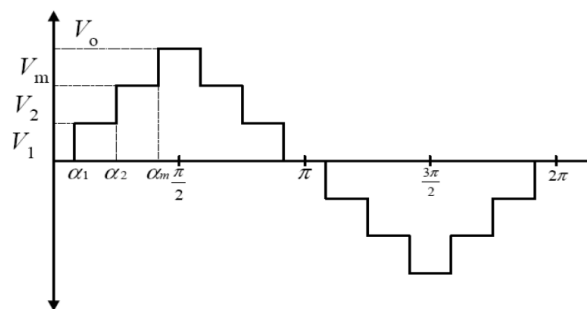


Figura 2.4.32 - Forma d'onda della tensione in uscita con SHEPWM.

- SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation).

La tecnica SPWM per gli inverter multilivello è basata sulla classico confronto tra una portante triangolare e una modulante sinusoidale. Quello che cambia è il numero di portanti triangolari necessarie. Per un inverter ad  $n$ -livelli sono utilizzate  $(n-1)$  portanti.

Il comando scaturito dai due segnali viene usato per pilotare coppie di interruttori complementari negli inverter diode-clamped e capacitor-clamped o una particolare cella nella configurazione in cascata.

Tutte le tecniche SPWM utilizzano quindi un approccio multilivello, ma si differenziano in tre tipologie in base a come sono disposte le portanti:

1. Portanti traslate verticalmente (PD,POD,APOD), fig.2.4.33.
2. Portanti traslate orizzontalmente (PS).
3. Disposizione ibrida delle portanti (H).

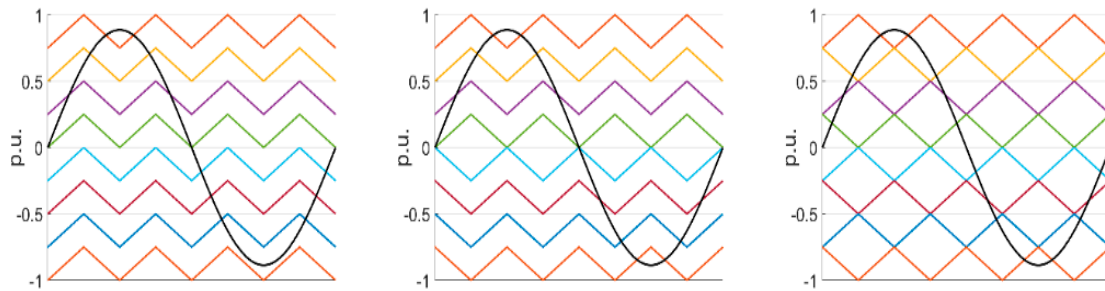


Figura 2.4.33 - SPWM con portanti traslate verticalmente (PD,POD,APOD)

1. La strategia a traslazione verticale delle portanti è la più semplice da implementare. Ne esistono tre varianti, ognuna con differenti relazioni tra le fasi delle portanti e tutte possono essere usate per la modulazione dell'inverter multilivello:

- Phase disposition (PD)
- Alternative phase opposition disposition (APOD)
- Phase-opposition disposition (POD)

#### PD (Phase Disposition)

Le portanti sono disposte in fase l'una con l'altra e sovrapposte in ampiezza. Una significativa quantità di energia si dispone nello spettro alla frequenza della portante. La componente alla frequenza di modulazione però, essendo presente in ogni fase, non si presenterà nelle tensioni di linea (concatenata).

#### POD (Phase Opposition Disposition)

Le portanti sopra lo zero sono in fase e le portanti poste sotto lo zero sono in fase tra di loro, ma sfasate di  $180^\circ$  rispetto alle precedenti. Le armoniche significative sono localizzate nell'intorno della frequenza della portante.

#### APOD (Alternative Phase Opposition Disposition)

Ogni portante è sfasata di  $180^\circ$  rispetto alla precedente. Le armoniche saranno nulle alla frequenza della portante, ma di valore significativo attorno al suo valore

È riportato un circuito, fig.2.4.34, che realizza la modulazione PD su un ramo di un NPC a 3-livelli. Sono presenti quindi 2 portanti in fase, ma a livelli differenti. Viene preferita questa modulazione perché produce una minore distorsione armonica nella tensione di linea.

La portante triangolare positiva e la modulante sinusoidale di riferimento sono comparati in modo da produrre il segnale di comando per Q1. In maniera complementare è controllato anche Q3. La portante negativa viene comparata con il riferimento sinusoidale per controllare le commutazioni di Q2 e, a seguito di una negazione logica, Q4. Nello schema viene aggiunto un 'tempo morto', per introdurre un ritardo necessario per evitare la rottura dei dispositivi. Infatti se tutti i 4 interruttori si trovassero in conduzione nello stesso istante, ci sarebbe un collegamento a bassa impedenza tra le sorgenti che porterebbe alla rottura degli IGBT a causa della sovracorrente.

Si analizzano i due semi periodi dell'a modulante:

- Semiperiodo positivo: Q2 è sempre ON mentre Q4 rimane OFF. Lo switch ausiliario Q3 è controllato in modo complementare rispetto a Q1. Sono ammessi quindi sono due stati:
  - il primo con Q1 in conduzione e l'uscita risulta  $v_o = V_s/2$ ;

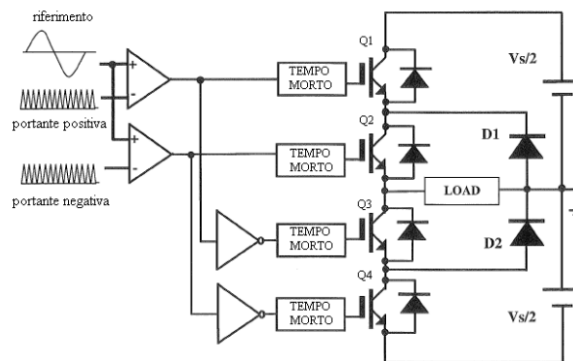


Figura 2.4.34 - Circuito analogico che realizza la SPWM-PD.

- il secondo con Q3 in conduzione e  $v_o = 0$ .
  - Semiperiodo negativo: L'IGBT Q3 è sempre ON mentre Q1 rimane OFF. Lo switch ausiliario Q2 è controllato in modo complementare rispetto a Q4. I possibili stati sono:
    - con Q4 in conduzione e  $v_o = -V_s/2$
    - con Q2 in conduzione e  $v_o = 0$ .
2. Le portanti (triangolari o a dente di sega) sono sfasate di  $2\pi/n$  l'una dall'altra e le proprie ampiezze variano nello stesso intervallo di tensioni, fig.2.4.35. Questa tecnica si presta bene ad essere usata per inverter in cascata, in quanto ogni cella darà il suo contributo indipendentemente dalle altre. Le armoniche risultano posizionate attorno alla frequenza multipla della portante:  $(n - 1)f_t$ . Quindi con l'aumentare del numero di livelli  $n$  cresce la distanza tra la componente fondamentale e le armoniche: in quanto la frequenza della portante viene moltiplicata per il numero di portanti. Il vantaggio che ne deriva è che ogni cella di un inverter a cascata, con  $n$  celle, ha una frequenza di commutazione  $n$  volte inferiore alla frequenza di commutazione effettivamente vista in uscita. Ciò permette di ridurre la frequenza

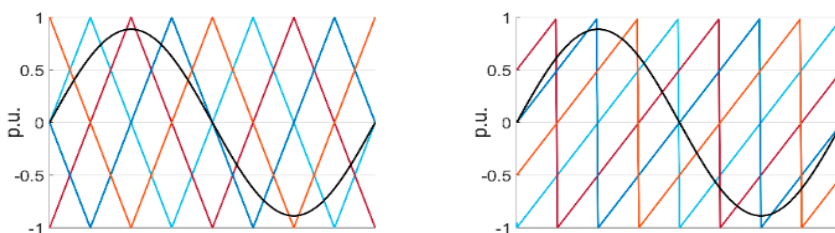


Figura 2.4.35 - SPWM con portanti traslate orizzontalmente.

di commutazione delle celle diminuendo di conseguenza le perdite.

3. La strategia a traslazione ibrida nasce dalla combinazione delle tecniche appena trattate. Le portanti utilizzate per questa modulazione vengono disposte in due sole bande, una sopra e una sotto lo zero. A differenza delle tecniche viste precedentemente però, ogni banda può accogliere più portanti traslate in fase, cioè disposte come nella tecnica PS sfasate di  $360/[(n-1)/2]$ .

Per esempio nel caso di un inverter 5-livelli, 2 delle 4 portanti vengono disposte sopra lo zero e 2 sotto lo zero, fig.2.4.36. Le 2 portanti nelle bande sono sfasate di  $180^\circ$  tra di loro. Nel caso di un 7-livelli invece, 3 saranno poste sfasate di  $120^\circ$  tra loro sopra lo zero, e le altre 3 sfasate

nello stesso modo ma sotto lo zero. Guardando lo spettro del segnale di uscita si nota che il contenuto armonico significativo del segnale si concentra attorno alla frequenza  $\frac{(n-1)f_t}{2}$ . La distanza tra la fondamentale e la prima armonica significativa aumenta di pari passo al numero di livelli  $n$  dell'inverter.

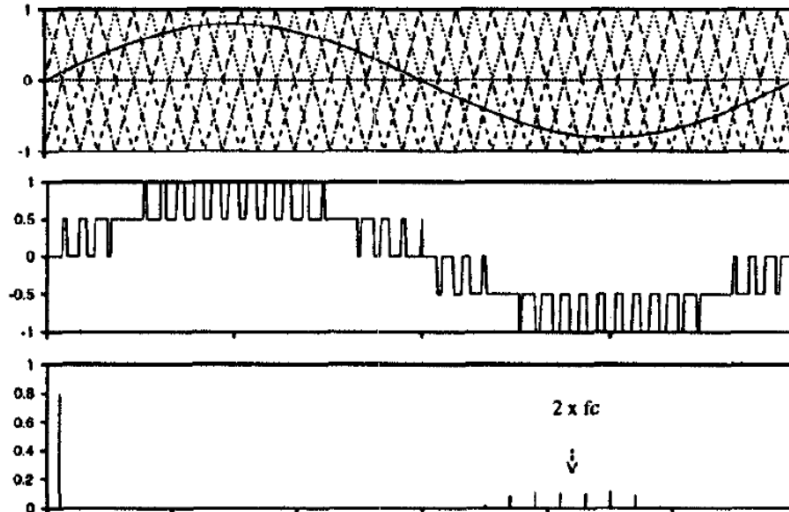


Figura 2.4.36 - SPWM con traslazione ibrida per un inverter a 5-livelli

- SVM

In maniera simile al controllo per un inverter trifase a 2-livelli, viene applicata una trasformazione alle tensioni di fase. La trasformata di Park riduce i vettori ternari di tensione (o di corrente) in vettori bidimensionali rappresentabili su un piano, usando i vincoli del sistema trifase simmetrico ed equilibrato per cui la terna vettoriale delle tensioni (o delle correnti) è nulla in ogni istante. Da tre quantità tempo-varianti, la trasformata estrapola due quantità tempo invarianti con cui è più semplice eseguire i calcoli

Considerando un inverter trifase a 3-livelli, le combinazioni possibili degli interruttori sono  $n^{fasi} = 3^3 = 27$  ad ognuno è associato un vettore (alcuni sono ridondanti).

Ogni vettore è a sua volta associato ad un codice a tre cifre, ognuno dei quali rappresenta lo stato a cui si trova la fase corrispondente:

$$(0 \rightarrow 0 ; 1 \rightarrow V_{DC} ; 2 \rightarrow 2V_{DC}).$$

Combinando in maniera opportuna i vettori (generati istantaneamente) è possibile generare un vettore che giace all'interno dell'esagono, fig.2.4.37, e quindi riprodurre le tensioni di fase corrispondenti. Questo verrà ottenuto agendo sulle combinazioni di vettori che costituiscono il settore triangolare in cui giace il vettore desiderato:

$$V^* = (V_j T_j + V_{j+1} T_{j+1} + V_{j+2} T_{j+2}) / T \quad \text{con} \quad T = \sum T_j.$$

Di seguito sono elencate alcune osservazioni sulla modulazione SVM:

- Per passare da un vettore dell'esagono ad uno adiacente è necessaria una sola commutazione. Per questo motivo nella generazione del vettore  $V^*$  si utilizzano vettori adiacenti;
- Le massime tensioni sinusoidali e simmetriche sono rappresentate dal cerchio inscritto nell'esagono. Tale valore è circa pari a  $1.15V_{DC}$ , con  $V_{DC}$  tensione del bus di ingresso;
- La frequenza delle commutazioni dipende linearmente da  $1/T$ . Maggiore è questa frequenza e migliore sarà l'approssimazione delle sinusoidi in uscita;

- Il controllo che genera i segnali di pilotaggio degli inverter deve calcolare tramite specifici algoritmi sia quali sono i vettori adiacenti al  $V^*$  (considerando anche quali combinazioni di interruttori permettano il minor numero di commutazioni) sia i tempi  $T_j, T_{j+1}$  e  $T_{j+2}$ .

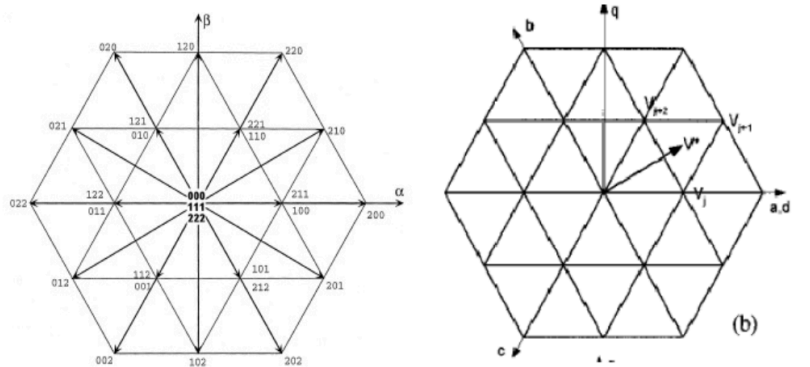


Figura 2.4.37 - Diagramma vettoriale per un inverter trifase a 3-livelli

Gli ultimi due punti meritano un approfondimento in quanto aumentando il numero di livelli il numero di stati e la loro ridondanza aumenta enormemente. In fig.2.4.38(sx) si vede il diagramma generato da un inverter a 5 livelli che possiede 125 vettori (molti ridondanti). La complessità del sistema di controllo aumenta notevolmente, così come i tempi necessari per il calcolo dei segnali di pilotaggio degli interruttori. Questo pone un limite inferiore al tempo  $T$ ; limite che aumenta coi livelli.

Una soluzione che viene adottata per inverter con un numero alto di livelli è lo Space Vector Control (SVC). Lo schema base è lo stesso, ma con una semplificazione: vista l'alta densità dei vettori generati, l'errore tra il vettore di riferimento  $V^*$  e quello adiacente più vicino è molto piccolo, quindi i due si possono approssimare. Non viene più usato il metodo dei tre vettori applicati per tempi diversi al fine di calcolare le tensioni medie su ciascun periodo  $T$ , ma viene direttamente generata una tensione a scala. La maggior quantità di scalini disponibili permette di ottenere un'approssimazione accettabile della forma d'onda, con il vantaggio addizionale di poter diminuire la frequenza di commutazione dei dispositivi rispetto al SVM e quindi le perdite. Il SVC dunque può essere catalogato come tecnica a bassa frequenza. In fig. 2.4.28(dx) si può vedere una rappresentazione con diagramma vettoriale del discorso appena fatto. Il cerchio tracciato è identificato dalla rotazione del vettore che nel tempo dovrebbe essere generato dall'inverter in questione per avere le tensioni sinusoidali delle fasi tra loro uguali e sfasate di  $120^\circ$ . I punti in rilievo sono invece quei vettori che vengono effettivamente generati per approssimare le sinusoidi.

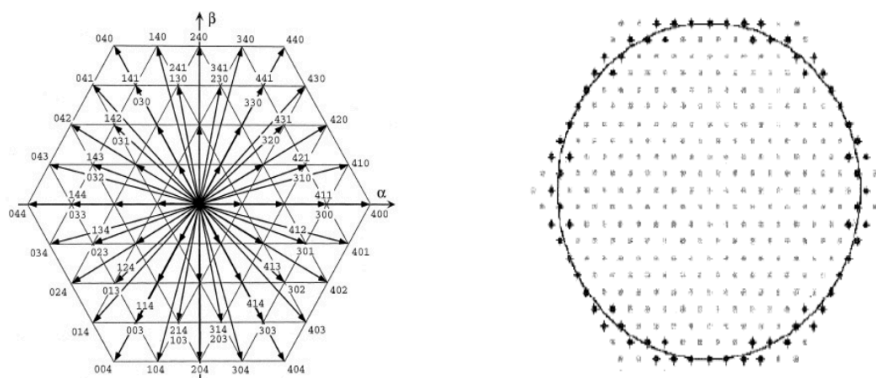


Figura 2.4.38 - Diagramma vettoriale generato con SVM con  $n=5$  (sx) e diagramma generato con SVC (dx).

## Bibliografia Capitolo 2.

- [1] Teodorescu R. Liserre M. Rodriguez P. "GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND WIND POWER SYSTEMS" John Wiley and Sons, Ltd, 2011
- [2] Sonnihsen N. "Installed wind power capacity - worldwide 2001-2019" statista, 28 Aprile 2020, "Web"
- [3] H Amano et al "The 2018 GaN power electronics roadmap" IOP Publishing Ltd , 2018
- [4] <https://www.coursera.org/learn/wind-energy/home>
- [5] Kotb B. Tawfiq et. al "Wind Energy Conversion System Topologies and Converters: Comparative Review" ScienceDirect, Aprile 2019, p.38-47
- [6] Das A. et al. "Vertical Axis and Horizontal Axis Wind Turbine- A Comprehensive Review" IEEE, 2017
- [7] Hand B. Cashman A. "A review on the historical development of the lift-type vertical axis wind turbine: From onshore to offshore floating application" Elsevier Ltd, 2020
- [8] Tawfiq K.B. et al. "Wind Energy Conversion System Topologies and Converters: Comparative Review" Elsevier Ltd, 2019
- [9] Burton T. "Wind Energy, Handbook" John Wiley and Sons, Ltd, 2001, p.340-346
- [10] <https://www.ge.com/renewableenergy/wind-energy/offshore-wind/haliade-x-offshore-turbine#:~:text=The%20Haliade%2DX%20offshore%20turbine,seven%20points%20above%20industry%20standard> "Web"
- [11] Ning A. Dykes K. "Understanding the Benefits and Limitations of Increasing Maximum Rotor Tip Speed for Utility-Scale Wind Turbines" IOP Publishing, 2014
- [12] Holinka S. "Enormous blades could lead to more offshore energy in U.S." Sandia Labs, 28 Gennaio 2016, "Web"
- [13] E. Tironi, Appunti alle lezioni di impianti elettrici, Edizione 2011, CUSL.
- [14] Burton T. "Wind Energy, Handbook" John Wiley and Sons, Ltd, 2001, p.47.67
- [15] Masters G.M. "Renewable and Efficient Electric Power Systems" John Wiley & Sons, Inc., 2013
- [16] Padmanathan. K. et al. "Conceptual Framework of Antecedents to Trends on Permanent Magnet Synchronous Generators for Wind Energy Conversion System" ResearchGate, Novembre 2017, "Web"
- [17] Martin O. L. Hansen "Aerodynamics of Wind Turbines.". Earthscan. 2008 181pp.
- [18] Di Gerlando D. Perini R. "Dispensa di Macchine Elettrica" Beep Polimi.
- [19] Pradella T. "Generatore Asincrono a Doppia Alimentazione." Tesi di Laurea 2009-2010
- [20] Frosini L. "Motore Asincrono(4° parte): funzionamento da generatore".
- [21] Brando G. Dannier A. Del Pizzo A. "Azionamenti con motori DC e AC Brushless a Magneti Permanenti" Praise Worthy Prize S.r.l. 2013, p.91-107
- [22] Iov F. et al. "Power Electronics and Control of Renewable Energy Systems" PEDS, 2007
- [23] Sharifabadi. K et al. "DESIGN, CONTROL, AND APPLICATION OF MODULAR MULTILEVEL CONVERTERS FOR HVDC TRANSMISSION SYSTEMS" Wiley, 2016
- [24] Foglia G.M. "Appunti corso Elettronica di Potenza", Beep Polimi.
- [25] Zavaglia G. "INVERTERS MULTILIVELLO PER IL PILOTAGGIO DI MOTORI ASINCRONI TRIFASE" Tesi di Laurea, 2015
- [26] Garbujo A. "Inverter Multilivello: Topologie circuitali e tecniche di controllo" Tesi di Laurea, 2010
- [27] Wang Y. et al. "A Review of Modular Multilevel Converters for Stationary Applications" Applied Sciences, 31 Ottobre 2020.
- [28] Kurtuglu M. et al. "Recent contributions and future prospects of the modular multilevel converters: A comprehensive review" Wiley, 11 Ottobre 2018.

# Capitolo 3

## Tecniche di controllo e regolazione dei WECS.

Nei precedenti capitoli sono state discusse le funzioni richieste agli impianti eolici dai TSO al fine di supportare la rete; sono stati presentati i diversi elementi che compongono l'impianto, mettendo in evidenza che la regolazione si divide in due aspetti: uno meccanico e uno elettrico. Di seguito verranno riportate alcune studi che dimostrano l'idoneità dei WECS nell'estrarre la massima potenza e al contempo la capacità poter aderire ai requisiti imposti dai GC.

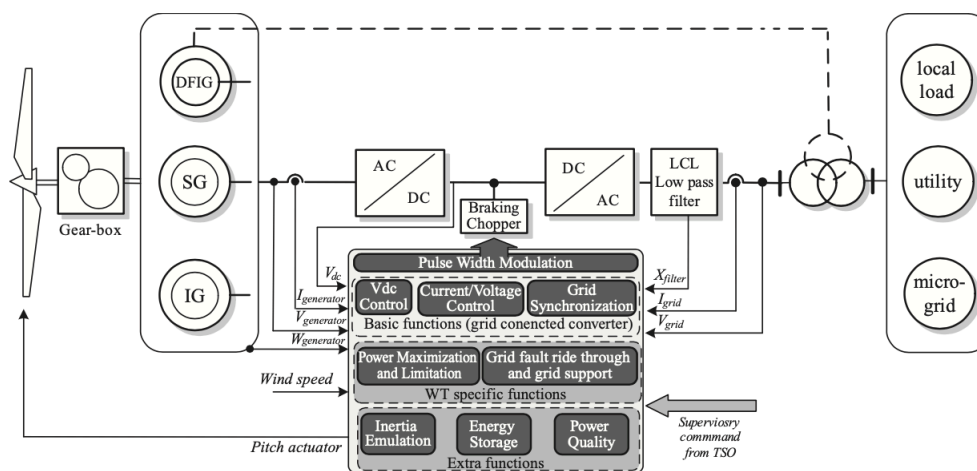


Figura 3.1 - Schema di controllo di un WECS

### 3.1 Schema di controllo basilare di una turbina.

Le turbine a velocità variabile sono progettate per estrarre la massima potenza in un'ampia gamma di velocità del vento. La velocità di rotazione viene adattata continuamente, in tal modo la velocità di punta  $\lambda$  è tenuta costante per massimizzare il coefficiente di potenza  $c_p$ . La presenza di convertitori di potenza permettono di soddisfare i requisiti tecnici richiesti dai TSO: controllo dei flussi di potenza; rapidità di risposta ai transitori; partecipazione alla stabilità e miglioramento della qualità della potenza di rete. Il controllo di una turbina eolica richiede dinamiche sia lente che veloci. La potenza deve essere controllata dal sistema aerodinamico, deve rispondere alle richieste del centro di distribuzione o localmente deve massimizzare la potenza generata in base alle risorse eoliche disponibili. Tale controllo deve agire nei casi in cui sia necessario limitare la generazione.

Come esempio di schema di controllo, si considera quello di una turbina del tipo-C con un DFIG, fig.3.1.1(sx). Al di sotto della massima potenza, la turbina varierà la propria velocità in maniera proporzionale a quella del vento, mantenendo l'angolo di inclinazione delle pale fisso. A velocità di vento molto basse, la turbina verrà regolata in modo da avere il massimo valore di scorrimento possibile per evitare sovratensioni [1]. Quando viene raggiunta la potenza nominale, il controllo di passo agirà per limitarne la potenza. La generazione viene regolata mediante il RSC (Rotor-Side Converter), mentre il GSC (Grid-Side Converter) si occupa di mantenere la tensione nel collegamento DC-bus al valore prefissato. Gli anelli di controllo di corrente interni dei convertitori sono tipicamente dei PI (Proporzionale-Integrale) e i convertitori utilizzati sono dei VSC.

Un altro esempio è quello con un PMSG multi-polo, in cui si evidenzia l'assenza della trasmissione, fig.3.1.1(dx). Un raddrizzatore passivo e un convertitore sono impiegati per elevare la tensione generata a bassa velocità, mentre un inverter interfaccia il collegamento con la rete. In entrambe le soluzioni un controllo dei flussi di potenza è ottenibile con dinamiche veloci.

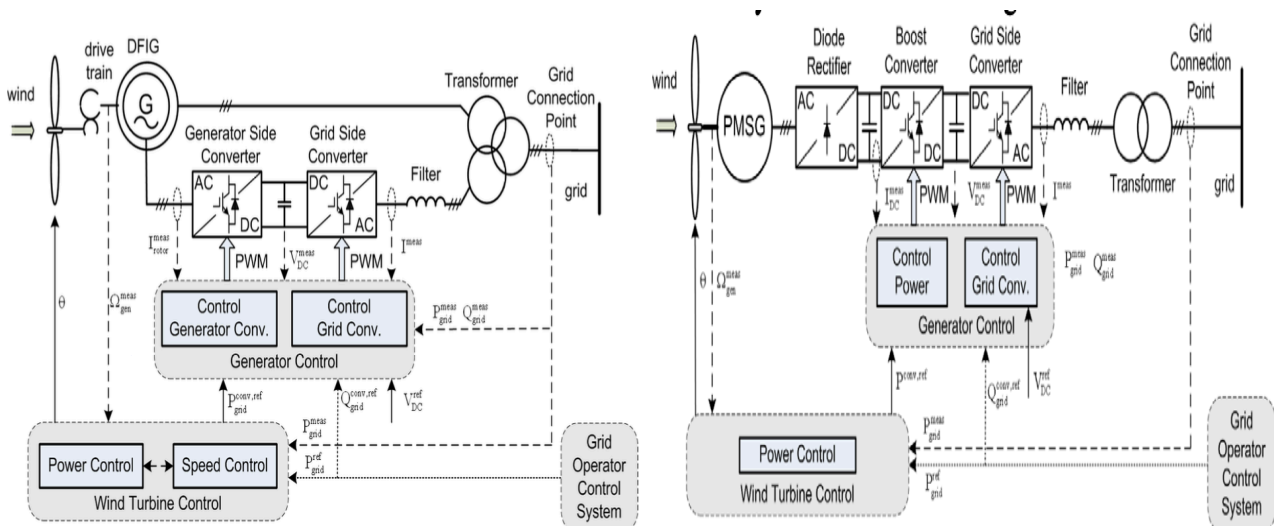


Figura 3.1.1 Schema di controllo di un WECS con DFIG (sx) e con PMSG (dx).



### 3.2 Integrazione di un WECS mediante convertitore back-to-back.

Lo studio [2] ha analizzato l'integrazione nella rete di un impianto eolico da circa 60 MW, composto da 37 turbine da 1.67 MW l'una. Ogni turbina è connessa al busbar a 30 kV mediante un trasformatore elevatore e un convertitore back-to-back (B2B). Tali convertitori sono comunemente utilizzati per interconnettere due o più reti a frequenze diverse, dunque si prestano perfettamente al collegamento di sorgenti rinnovabili.

La struttura è costituita da due VSC trifase a 2-livelli, fig.3.2.1, quello lato macchina (MSG - Machine Side Converter) è utilizzato per regolare la conversione della tensione AC/DC; quello lato rete (GSC - Grid Side Converter) è usato per controllare i flussi di potenza attiva e reattiva iniettati. Può anche fungere da raddrizzatore per regolare la tensione continua sulla capacità che costituisce il DC-bus.

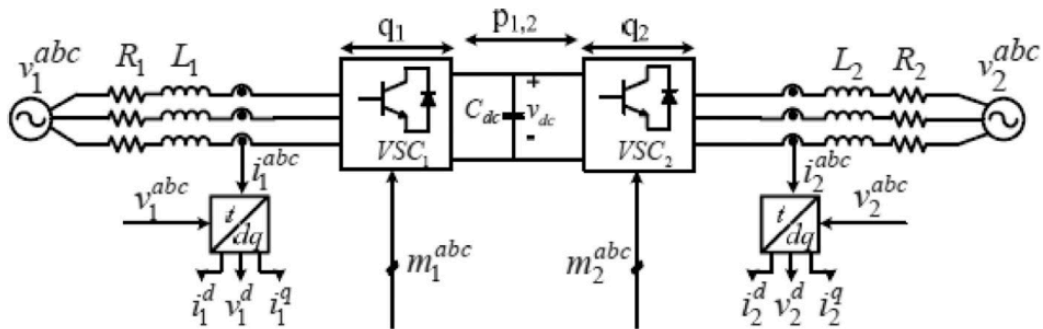


Figura 3.2.1 - Convertitore back-to-back.

Per ottenere un semplice controllo delle potenze si esegue un disaccoppiamento. Alle grandezze elettriche della macchina viene applicata la trasformata di Park con riferimento rotorico (apice 'r'), in modo da ottenere variabili di tensione e corrente costanti a regime, quindi più semplici da trattare. La trasformata di Park espressa in forma matriciale è:

$$\mathbf{f}_{dq0}^T = \mathbf{K}_s^T \mathbf{f}_{abc} \quad (3.2.1)$$

la matrice  $\mathbf{K}_s^T$  è in funzione della posizione angolare  $\theta_r$  del rotore, legata alla velocità di rotazione  $\omega_r$ . L'angolo  $\theta_r(0)$  è l'angolo di riferimento del piano 'dq0'. Tale trasformata è applicabile alla terna di tensione e di corrente del dominio di fase 'abc'. Le potenze espresse nei due domini sono pari a:

$$P_{abc} = \sum_{i=a,b,c} v_{is} i_{is} \quad (3.2.2)$$

$$P_{dq0} = \frac{3}{2} (v_{qs}^r i_{qs}^r + v_{ds}^r i_{ds}^r) \quad (3.2.3)$$

$$Q_{dq0} = \frac{3}{2} (v_{qs}^r i_{ds}^r - v_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (3.2.4)$$

In un sistema trifase bilanciato le componenti della sequenza zero sono nulle. Si noti che le potenze dipendono da entrambe le componenti della tensione: per assicurarsi un corretto disaccoppiamento la componente diretta della tensione deve risultare nulla e la componente della tensione in quadratura deve coincidere col valore di picco. In questo modo una variazione della corrente in

quadratura influenzerà solo la potenza attiva e una variazione della corrente diretta agirà solo sulla potenza reattiva.

Per ottenere tale disaccoppiamento è necessario trovare una relazione tra l'angolo di riferimento rotorico e la fase della tensione  $\theta_v$  (legato alla velocità di sincronismo  $\omega_e$ );  $\theta_v(0)$  è la posizione di riferimento per il piano 'abc':

$$\theta_r(0) = \theta_{ev}(0) \rightarrow v_{ds}^r = 0 \wedge v_s^r = v_q^r s \quad (3.2.5)$$

Si applica quindi una trasformata su assi fissi ' $\alpha\beta 0$ ' alle grandezze sinusoidali:

$$\mathbf{f}_{dq0}^T = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{f}_{abc} \quad (3.2.6)$$

questo permette di determinare l'angolo di fase della tensione

$$\theta_{ev} = \tan^{-1} \left( \frac{v_\beta}{v_\alpha} \right) \quad (3.2.7)$$

ed imponendo la condizione eq(3.2.5) si ottiene:

$$P_{dgo} = \frac{3}{2} v_{qs}^r i_{qs}^r \quad (3.2.8)$$

$$Q_{dgo} = \frac{3}{2} v_{qs}^r i_{ds}^r \quad (3.2.9)$$

In fig.3.2.2 è mostrato il modello a blocchi utilizzato nella simulazione effettuata tramite Matlab/Simulink. Ogni turbina è equipaggiata con un PMSG. Per modellare il generatore si considera che il flusso concatenato di una macchina a magneti permanenti è costante, quindi la tensione indotta è proporzionale solamente alla velocità del rotore:

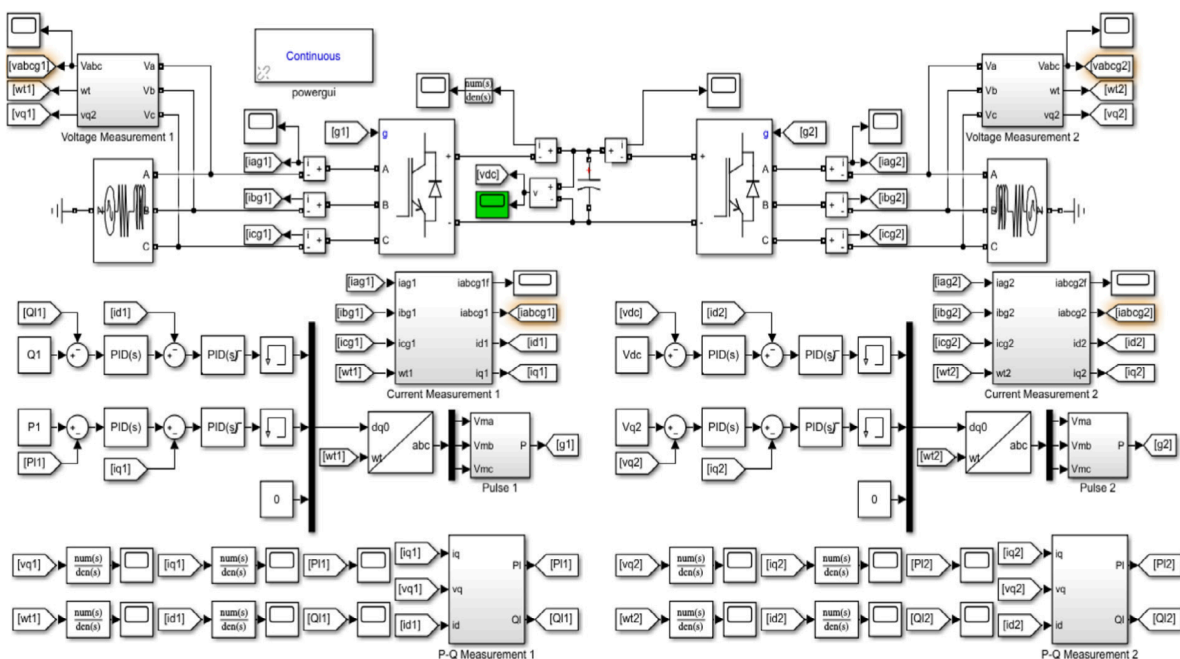


Figura 3.2.2 - Modello Simulink del controllo di un WECS con B2B.

$$\phi_{pm} \simeq \text{cost.} \rightarrow v_s \propto \omega_r \quad (3.2.10)$$

Di conseguenza la tensione generata sarà costante se il generatore lavora a velocità costante. Al variare della velocità del vento, la coppia varierà per mantenere invariata la velocità di rotazione e generare più potenza:

$$\omega_r = \text{cost.} \wedge \dot{v}_{\text{wind}} > 0 \Rightarrow \dot{C}_m > 0 \wedge P_m = C_m \omega_r \uparrow \quad (3.2.11)$$

Assumendo la velocità di rotazione costante, il PMSG viene schematizzato come un sorgente costante di tensione con in serie una reattanza. La fig.3.2.3 mostra che con tale semplificazione la potenza generata sarà prossima a quella massima ottenibile alle diverse velocità del vento. Quindi accettando una diminuzione sulla massima potenza estraibile, non sarà necessario applicare un algoritmo per il MPPT.

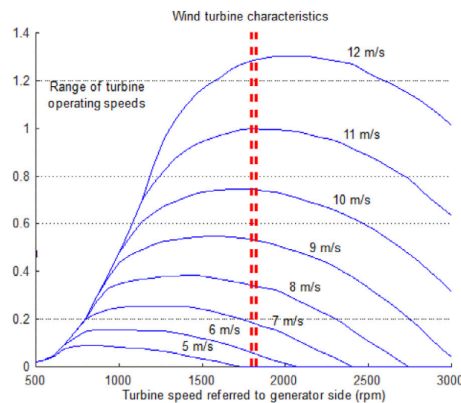


Figura 3.2.3 - Caratteristica di una WT.

Le uscite dei regolatori PI costituiscono i riferimenti per le commutazione delle valvole.

Possono essere applicate differenti tecniche di modulazione:

- SVM garantisce ridondanza di commutazione e la cancellazione delle armoniche a bassa frequenza. Per contro è di difficile implementazione;
- La modulazione per isteresi permette il controllo diretto della corrente senza dover passare dalle componenti di Park della tensione, ma la frequenza di commutazione sarà casuale ed essendo la macchina equivalente ad una sorgente di tensione potrebbe non essere abbastanza veloce da seguire i riferimenti di corrente;
- SPWM è facile da implementare e controlla il valore efficace della fondamentale della tensione eliminando le armoniche in bassa frequenza.

Quest'ultima tecnica è quella utilizzata di seguito.

Il GSC è utilizzato per regolare le potenze, fissate pari a 1 kW e 300 var. Dalla fig.3.2.4 si osserva che il regime è raggiunto velocemente(a,b). Una tale rapida risposta del sistema alla domanda del carico può contribuire a rafforzare la stabilità della rete. Il MSC è utilizzato per mantenere la tensione sul DC-bus a 1 kV (c) e la tensione lato-macchina (e) al suo valore di picco nominale ( $400\sqrt{2}/\sqrt{3}$ ) mediante la sola componente in quadratura della tensione  $v_{qs}^r$  (d). La tensione lato macchina (f) presenta una componente armonica ad elevata frequenza dovuta alla frequenza di commutazione, che può essere ridotta con un filtro RLC.

Le componenti armoniche della corrente sono filtrate dall'induttanza della macchina; presentano però una forte distorsione dovuta al comportamento non-lineare del regolatore a cascata e al limitatore di corrente, fig.3.2.5.

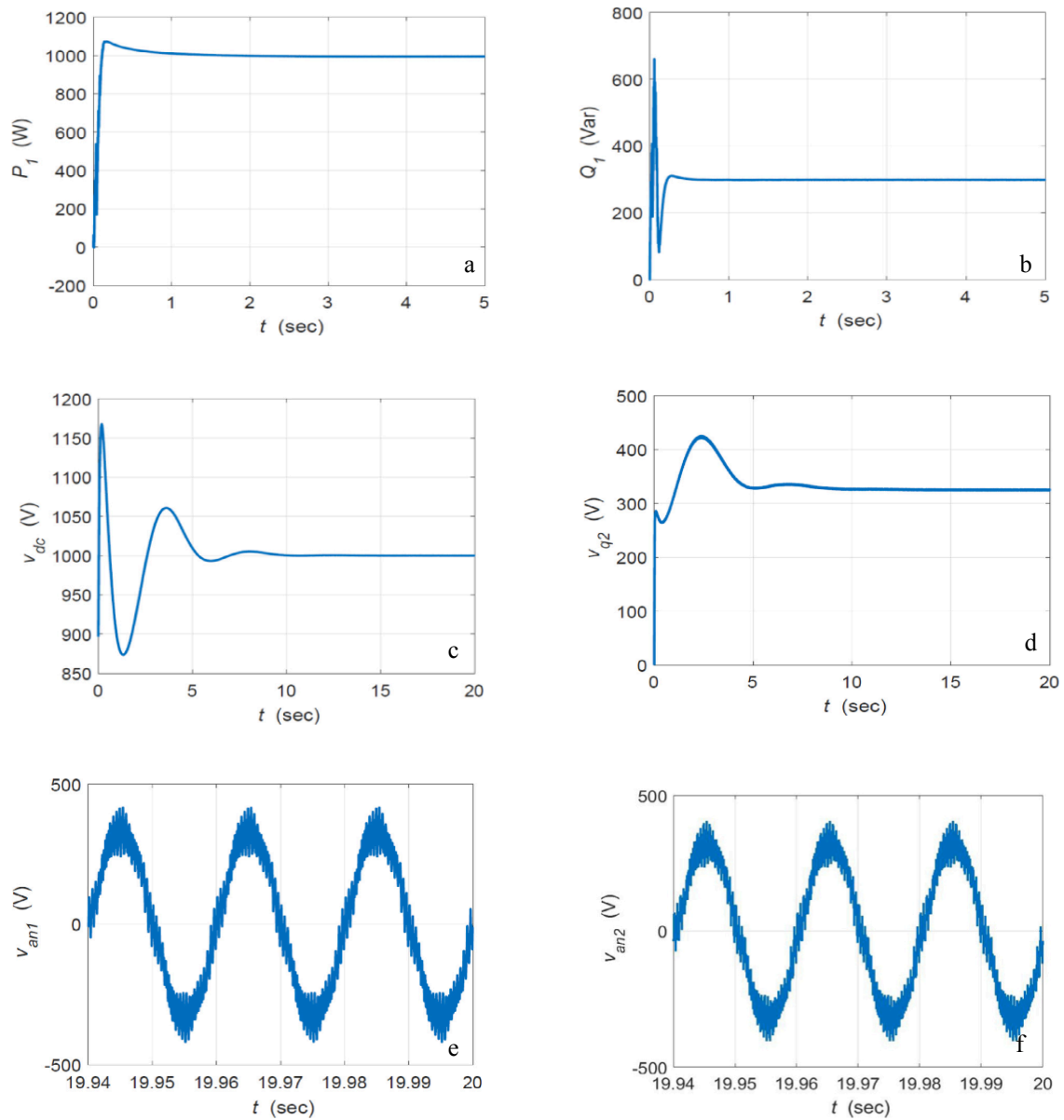


Figura 3.2.4 - Risultati simulazione condizione a regime.

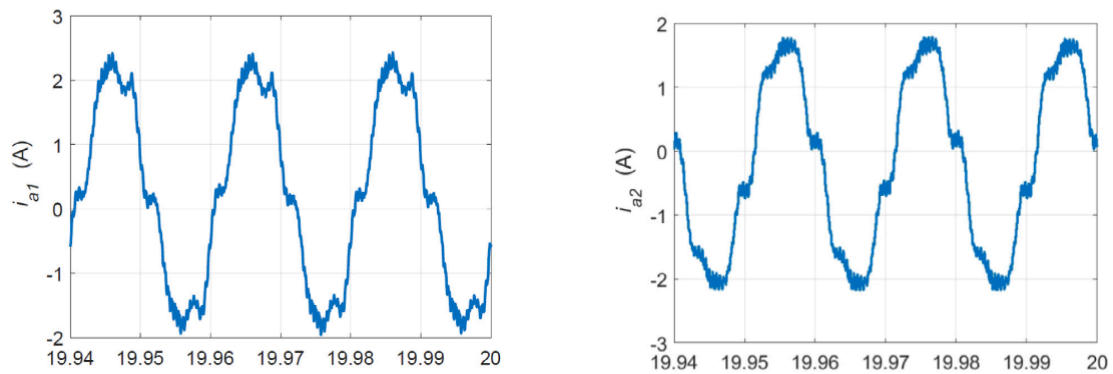


Figura 3.2.5 - Correnti nella condizione a regime.

Per studiare la robustezza del sistema, sono variati i comandi delle potenze:

- $P(t = 0) = 1000\text{W} \rightarrow P(t = 15\text{s}) = 500\text{W} \rightarrow P(t = 30\text{s}) = 700\text{W}$ ;
- $Q(t = 0) = 300\text{var} \rightarrow Q(t = 15\text{s}) = 100\text{var} \rightarrow Q(t = 30\text{s}) = -100\text{var}$ .

In fig.3.2.6 sono riportate le risposte del sistema a tali variazioni. Al fine di mantenere la tensione sul DC-bus costante, la componente in quadratura della tensione lato macchina reagisce alle variazioni di potenza tramite il relativo PI.

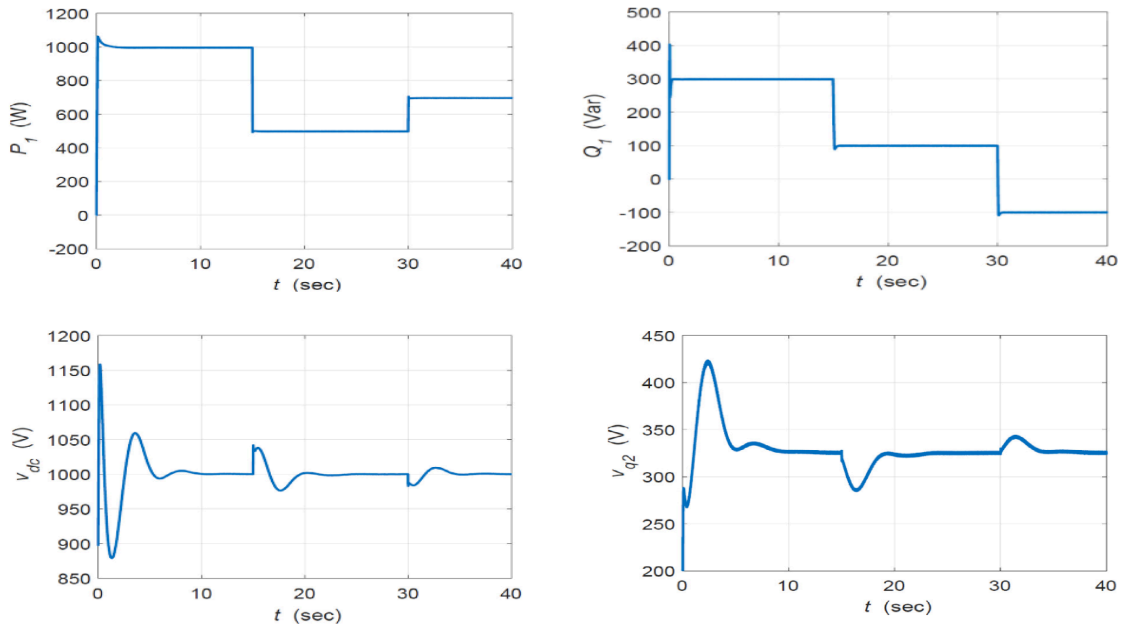


Figura 3.2.6 - Risultati simulazione a seguito di una variazione delle potenze.

### 3.3 Controlli di WECS con PMSG.

Le macchine a magneti permanenti sono caratterizzate dall'aver ampî trasferri, con un elevata densità di potenza. Di conseguenza è possibile costruire generatori a bassa velocità di rotazione, con dimensioni relativamente piccole rispetto alla loro potenza nominale. Riducendo la velocità è anche possibile omettere il riduttore, con conseguente abbattimento dei costi e della necessita di manutenzione. I PMSG son caratterizzati da elevata densità di coppia e assenza di perdite per eccitazione, che rendono ancora più attraente l'utilizzo di sistemi a trazione diretta per le turbine. Ancora di più il design semplice del rotore, privo di avvolgimenti, comporta una maggiore efficienza dato l'assenza delle perdete joule.

In [3] viene considerata una normale turbina ad asse orizzontale a tre lame, la cui potenza meccanica è data dalla eq.(2.1.3). Il coefficiente di potenza è una funzione non-lineare del rapporto della velocità di punta e dell'inclinazione di pala. Il modello del PMSG anisotropo con riferimento rotante orientato lungo il flusso rotorico è:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + p\omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + p\omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_f \end{bmatrix} \quad (3.3.1)$$

$$T_m = \frac{3}{2} p (\psi_f i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}) \quad (3.3.2)$$

con  $R_s$  resistenza degli avvolgimenti statorici;  $\omega_r$  velocità angolare del generatore;  $p$  numero di coppie polari;  $L_d = L_{ls} + L_{dm}$ ,  $L_q = L_{ls} + L_{qm}$  induttanza d'armatura di asse diretto e in quadratura ( $L_{ls}$ ,  $L_{dm}$ ,  $L_{qm}$  sono rispettivamente l'induttanza di dispersione statorica, la componete diretta e in quadratura della mutua induttanza). Il corretto sfasamento tra i due sistemi di riferimento è ottenuto mediante un controllo PLL.

Il MSC è controllato per cattura la massima potenza ottenibile, fig.3.3.1. Per controllare la coppia elettromagnetica si attua un controllo sulla componente in quadratura della corrente statorica  $i_{sq}$ , assumendo la componente diretta nulla  $i_{sd} = 0$  (si disaccoppia il controllo). Il riferimento di

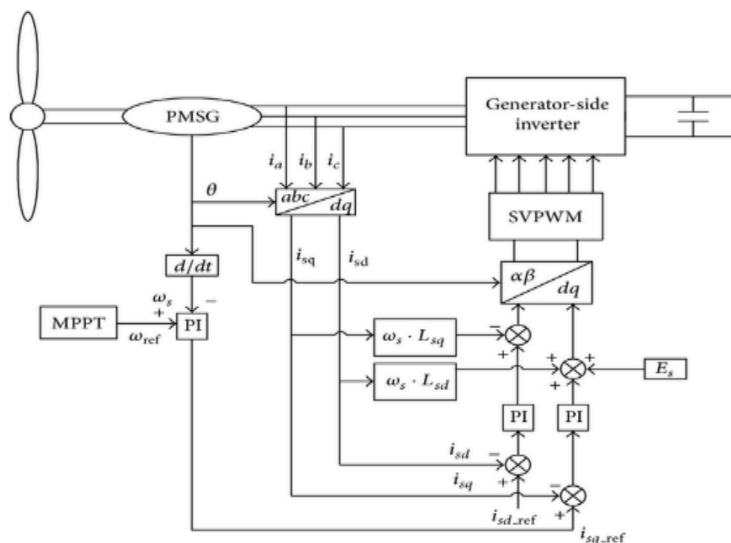


Figura 3.3.1 - Controllo MSC.

corrente  $i_{sqrif}$  di ottiene come uscita del PI che ha come ingresso l'errore della velocità ( $\epsilon_\omega = \omega_{rif} - \omega_s$ ), dal quale poi si ottiene il segnale di controllo del SVM.

Per il GSC le componenti del riferimento rotante sono usate per controllare la potenza attiva e reattiva, fig.3.3.2. L'anello interno di corrente, regolato con un PI, agisce in maniera simile a quello del MSC per ottenere il segnale di controllo del SVM. L'anello esterno di tensione del DC-bus fornisce la corrente diretta di riferimento  $i_{d,rif}$ . In questo caso la corrente in quadratura  $i_{q,rif}$  è posta nulla per disaccoppiare il controllo delle potenze.

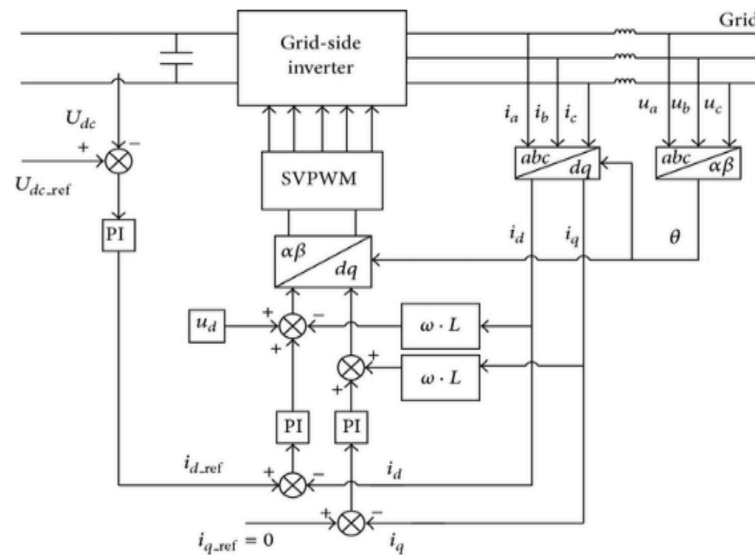


Figura 3.3.2 - Controllo GSC.

Il MPPT (Maximum Power Pointing Tracking) consiste nella combinazione del controllo dell'inclinazione delle lame e della velocità del rotore. L'angolo ottimale di inclinazione delle lame per velocità del vento minori di quella nominali è prossimo allo zero e aumenta con all'aumentare della velocità del vento. Per modificare la velocità del rotore si agisce sulla la coppia del generatore. In fig.3.3.3 sono riportati i risultati della simulazione effettuata. Mostrano che il sistema riesce a seguire i riferimenti imposti, confermando la bontà del controllo.

Un altro tipo di regolazione è analizzato in [4] in cui il controllo del MSC è ottenuto con un controllo ad orientamento di campo (FOC), che separa i controlli della coppia elettromagnetica e del flusso. Il controllo del GSC si ottiene con il controllo ad orientamento di tensione (VOC), che separa il controllo della potenza attiva da quello reattiva iniettata in rete. L'anello esterno, con una dinamica più lenta, assicura che sia mantenuta la tensione sul collegamento DC al suo valore nominale affinché la totale potenza attiva sia trasmessa alla rete; l'anello interno invece, con una dinamica più veloce, controlla le componenti diretta e in quadratura della corrente. Tipicamente un filtro LCL è utilizzato per eliminare le armoniche causate dal PWM del GSC.

Il modello del generatore è ancora espresso da eq.(3.3.1-3.3.2)

Il controllo ad orientamento di campo (FOC) del MSC considera che: data una coppia elettromagnetica di riferimento  $T_{e,rif}^*$ , la corrente di riferimento statorica ottimale viene calcolata mediante l'algoritmo di massima coppia per ampere (MTPA, che minimizza le componenti diretta e in quadratura)[5]. Esprimendo le componenti 'dq' della corrente mediante l'angolo di corrente

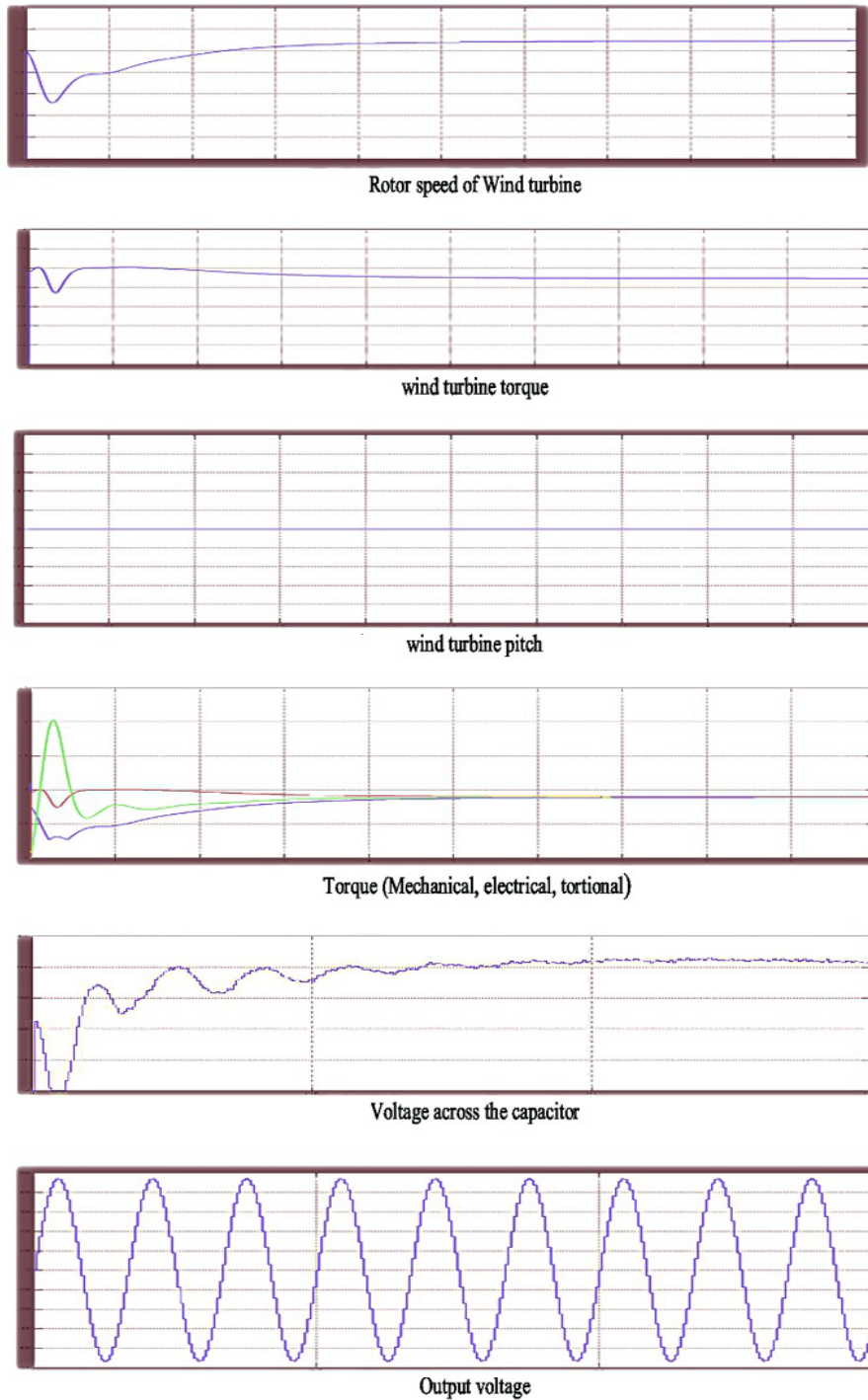


Figura 3.3.3 - Risultati simulazione di un WECS equipaggiato con PMSG.

statorica  $\gamma$ , fig.3.3.4, si ottiene un'espressione della coppia dipendente da tale angolo e dall'ampiezza della corrente  $I_s$ :

$$i_{sd} = -I_s \sin(\gamma) \wedge i_{sq} = -I_s \cos(\gamma) \rightarrow T_e(p, \psi_f, I_s, \gamma) \quad (3.3.3)$$

L'algoritmo utilizzato agisce in modo tale che le componenti 'dq' della corrente risultino tali da minimizzare l'ampiezza della corrente statorica per una data coppia di riferimento. Quindi l'angolo di corrente ottimale si ottiene considerando

$$\frac{\partial T_e}{\partial \gamma} = 0 \rightarrow \gamma_{opt} \quad (3.3.4)$$



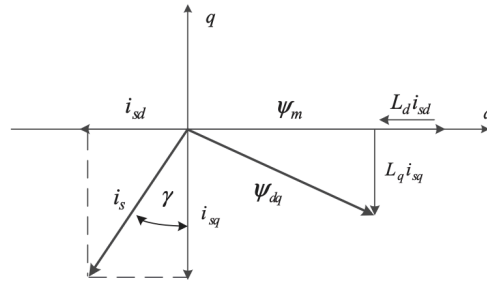


Figura 3.3.4 - Diagramma vettoriale per un PMSG.

da cui si ottiene il valore dell'angolo. Questo permette di ottenere la componente diretta della corrente in funzione di quella in quadratura  $i_{sd}(\gamma, i_{sq})$ . Sostituendo questo valore nell'equazione della coppia, permette di ricavare il valore della componente in quadratura ottimale  $i_{sq}^*(i_{sd}, T_e^*)$  che a sua volta permette di ottenere il valore della componente diretta ottimale  $i_{sd}^*$ . Questi valori questi vengono immessi in un regolare PI, la cui uscita viene sommata a due segnati di disaccoppiamento:

$$\Delta u_{sd} = -\omega_e L_q i_{sq} \quad (3.3.5)$$

$$\Delta u_{sq} = \omega_e L_d i_{sd} + \psi_m \omega_e \quad (3.3.6)$$

In tal modo si ottengono le componenti nel sistema 'dq0' della tensione, vengono anti-trasformate nel dominio di fase 'abc' e inviate come segnali di comando per il PWM, fig.3.3.5.

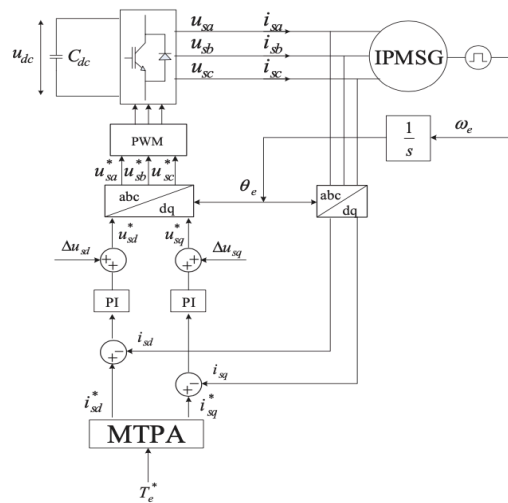


Figura 3.3.5 - FOC per il MSC di un PMSG.

Per la progettazione del PI si deve considerare il modello della macchina senza accoppiamento tra gli assi, che costituisce l'uscita del regolatore:

$$u_{sd} - \Delta u_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} \quad (3.3.7)$$

$$u_{sq} - \Delta u_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} \quad (3.3.8)$$

il guadagno e la costante di tempo della macchina sono:

$$k_{d,q} = \frac{1}{R_s} \quad \text{e} \quad \tau_{d,q} = \frac{L_{d,q}}{R_s} \quad (3.3.9)$$

Tutti i valori misurati sono ottenuti con il tempo di campionamento  $T_s$ . Il campionamento e il PWM sono modellati come elementi del primo ordine con costanti di tempo  $T_s/2$  e  $T_{PWM}$  rispettivamente. Dato che la costante di tempo della macchina  $\tau_{d,q}$  è molto più grande della somma delle altre due, si può cancellare il polo dominante della funzione di trasferimento dell'anello aperto ponendo la costante di tempo integrale del PI pari a quella del PMSG ( $T_{i_{d,q}} = \tau_{d,q}$ ), fig.3.3.6. Il guadagno risulta:

$$K_{i_{d,q}} = \frac{1}{2} \frac{1}{k_{d,q}} \frac{\tau_{d,q}}{T_{TPW} + T_s/2} \quad (3.3.10)$$

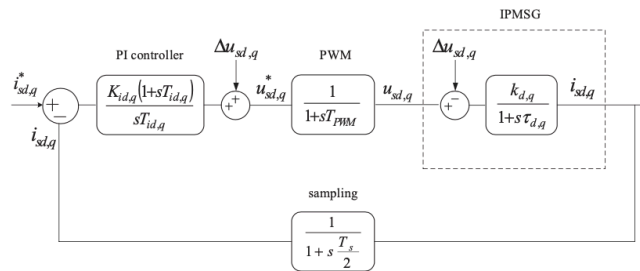


Figura 3.3.6 - Diagramma a blocchi dell'anello di controllo della corrente statorica.

Considerando che a frequenze minore di metà della frequenza di risonanza, il filtro LCL può essere modellato come un filtro più semplice  $L(R_f, L_f)$ ; nel riferimento rotante 'dq0' con velocità pari alla frequenza di rete  $\omega$  le equazioni della maglia tra il convertitore e la rete si scrivono:

$$L_f \frac{di_{gd}}{dt} = u_d - u_{gd} - R_f i_{gd} + \omega L_f i_{gq} \quad (3.3.11.)$$

$$L_f \frac{di_{gq}}{dt} = u_q - u_{gq} - R_f i_{gq} - \omega L_f i_{gd} \quad (3.3.12.)$$

dove le grandezze col pedice 'g' si riferiscono a quelle di rete e quelle senza pedice sono quelle in uscita dal GSC.

Il controllo ad orientamento di tensione del GSC, fig.3.3.7, è ottenuto applicando la trasformazione di Park orientato con tensione di rete. Per ottenere l'angolo per la trasformata, si ricorre ad un PLL. Il riferimento avviene in modo tale da allineare il vettore della tensione di rete con l'asse diretto quindi  $u_{gd} = u_g \wedge u_{gq} = 0$ .

L'anello di controllo esterno si occupa di mantenere la tensione DC al valore nominale, in tal modo la potenza attiva generata viene correttamente trasferita. L'uscita di questo regolatore costituisce il riferimento della componente diretta della corrente  $i_{gd}^*$ , mentre il riferimento in quadratura si calcola dal riferimento della potenza reattiva  $Q_s^*$ .

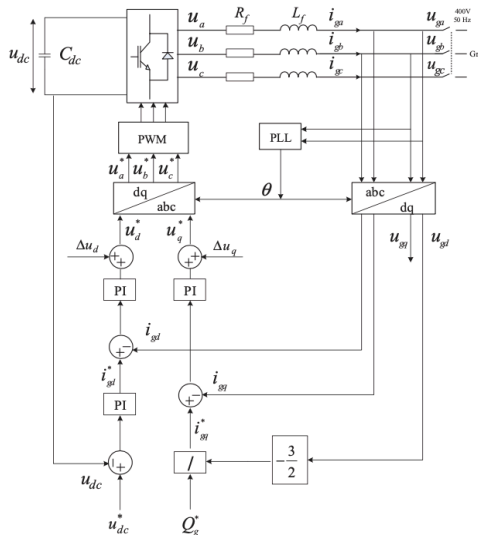


Figura 3.3.7 - Controllo del GSC.

Gli anelli interni invece controllano le componenti 'dq' della corrente di rete. Per ottenere il disaccoppiamento del controllo, all'uscite dei regolatori di corrente sono fatte delle compensazioni come per il MSC:

$$\Delta u_d = u_{gd} - \omega L i_{gq} \quad (3.3.13.)$$

$$\Delta u_q = u_{gq} + \omega L i_{gd} \quad (3.3.14)$$

Applicando le trasformate inverse si ottengono i segnali di riferimento per il PWM. Come visto precedentemente si considerano le equazioni alla maglia disaccoppiate, per tarare i PI, fig.3.3.8:

$$u_d - \Delta u_d = R_f i_{fd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} \quad (3.3.15.)$$

$$u_q - \Delta u_q = R_f i_{fq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} \quad (3.3.16)$$

Le induttanze diretta e in quadratura sono uguali, il guadagno e la costante di tempo della FdT del

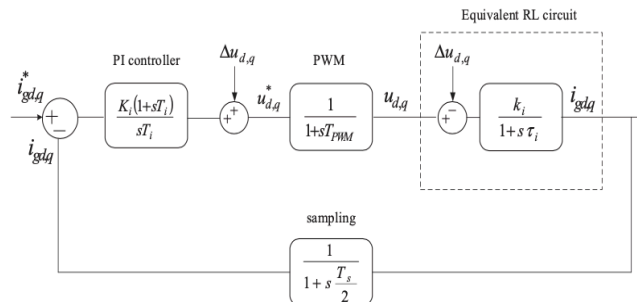


Figura 3.3.8 - Diagramma a blocchi dell'anello interno della corrente di rete.

circuito della rete sarà uguale per entrambi gli assi:

$$k_i = 1/R ; \tau_i = L/R \quad (3.3.17)$$

La costante di tempo del circuito equivalente RL tra il GSC e la rete è molto più grande della somma delle costanti di tempo del campionamento e del PWM, quindi si possono utilizzare tecniche di ottimizzazione. In particolare la costante di tempo integrale del PI cancella il polo dominante dell'anello aperto se posto uguale a quella della macchina ( $T_i = \tau_i$ ) e il guadagno pari a:

$$K_i = \frac{1}{2} \frac{1}{k_i} \frac{\tau_i}{T_{TPW} + T_s/2} \quad (3.3.18)$$

Nella simulazione in [11] viene studiato l'effetto di una variazione della coppia, fig.3.3.9(a) e della potenza reattiva:

$$T_e(t = 0) = 0 \rightarrow T_e(t = 0.02) = -2389\text{Nm} \rightarrow T_e(t = 0.1) = 0$$

Ne consegue un aumento della potenza generata e trasferita al circuito DC, la cui tensione aumenta(b). Il regolatore PI della tensione DC agisce aumentando la corrente diretta(c) per riportare la tensione sul DC-bus al suo valore nominale. In questo modo la potenza è trasferita(d), a meno delle perdite ( $P_m > P_e$ ). Il riferimento della componente in quadratura si ottiene dal riferimento della potenza reattiva della rete, per la quale è stata importata una variazione(e):

$$Q(t = 0) = 0 \rightarrow Q(t = 0.02) = 100\text{kvar} \rightarrow Q(t = 0.1) = 0$$

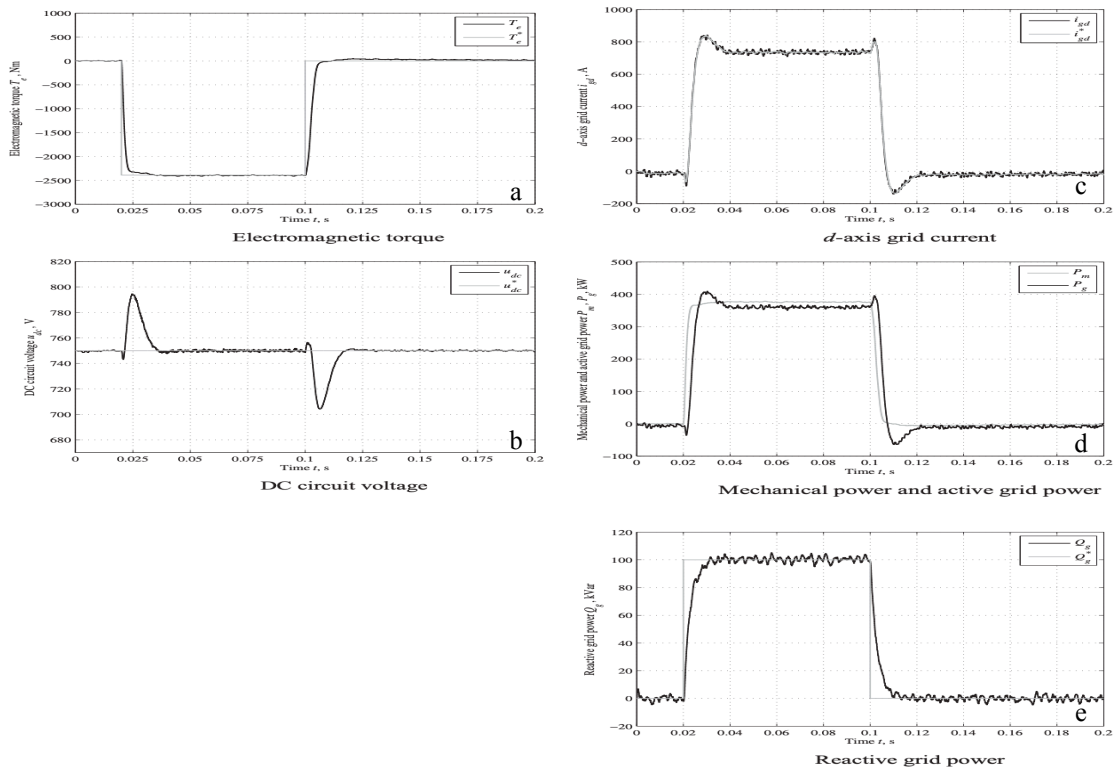


Figura 3.3.9 - Risultati simulazione.

### 3.3.1 Controllo MTPA per un PMSM.

La strategia di controllo dei PMSG è spesso il MTPA (massima coppia per ampere). Questo perché il legame tra la coppia elettromagnetica e la componenti della corrente nel riferimento rotante è non-lineare e quindi di difficile elaborazione. L'approccio standard richiede l'utilizzo di tabelle costruite partendo dal valore di coppia per ottenere le corrispondenti correnti. Tale metodo può aumentare di molto le tempistiche di computazione del sistema, riducendo le prestazioni in tempo reale e l'affidabilità. Viene proposto un metodo in [5] a raccordo della curva bidimensionale che raggruppa i dati in equazioni lineari, che a meno dell'introduzione di errore, forniscono le correnti dirette e in quadratura, aiutando il sistema a mantenere le sue prestazioni. Il controllo MTPA si basa imponendo  $i_d=0$ . Durante il controllo stazionario la coppia elettromagnetica vale:

$$T_{em} = 1.5n(\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (3.3.19)$$

Considerando le grandezze base:

$$i_b = \frac{\psi_f}{L_q - l_d} \quad T_b = n\psi_f i_b \quad (3.3.20)$$

Si può esprimere la coppia nella forma per unità:

$$T_{em}^* = 1.5i_q^*(1 - i_d^*) \quad (3.3.21)$$

Usando la strategia di controllo MTPA i vettori di corrente devono soddisfare:

$$\begin{cases} \frac{\partial(T_{em} i_s)}{\partial i_d} = 0 \\ \frac{\partial(T_{em} i_s)}{\partial i_q} = 0 \end{cases} \quad \text{in cui la corrente di statore è } i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.3.22)$$

Per cui si ottiene la corrente diretta (la seconda in p.u):

$$i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad ; \quad i_d^* = \frac{1 - \sqrt{1 + 4i_q^{*2}}}{2} \quad (3.3.23)$$

In questo modo si ottengono due equazioni non-lineari della coppia elettromagnetica dipendenti una dalla componente diretta e una da quella in quadratura. Invertendo tale relazioni si possono costruire delle tabelle che forniscono i valori delle correnti minime in funzione della coppia per ottenere il controllo MTPA:

$$\begin{cases} i_d^* = f_1(T_{em}^*) \\ i_q^* = f_2(T_{em}^*) \end{cases} \quad (3.3.24)$$

In [5] viene utilizzato un metodo dicotomico per approssimarle ad equazioni lineari di secondo grado:

$$\begin{cases} i_d^* = 0.01T_{em}^{*2} - 0.298T_{em}^* + 0.0481 \\ i_q^* = -\frac{2}{3} \frac{T_{em}^*}{0.01T_{em}^{*2} - 0.298T_{em}^* + 0.09519} \end{cases} \quad (3.3.25)$$

Facendo un'analisi degli errori introdotti, ci si accorge che la curve dei valori reali e la curva di adattamento sono quasi sovrapposte tranne nella condizione a vuoto (errore massimo del 3,5%) e a pieno carico ( $T_{em} \simeq 0,67$ , errore pari al 1%).

In accordo con quanto stabilito precedentemente, il sistema a blocchi del controllo per una data velocità di riferimento  $\omega^*$ , che viene confrontata con quella attuale  $\omega_r$ , si effettua una regolazione PI che fornisce il valore di riferimento della coppia dalla quale si ottengono i riferimenti di corrente nel sistema rotante ( $i_d^*, i_q^*$ ) che confrontati con quelli misurati costituiscono gli ingressi dell'anello di corrente le cui uscite sono i riferimenti di tensione nel riferimento rotante  $dq$  che vengono poi anti-trasformati nel riferimento stazionario  $\alpha\beta$  per fungere da segnali di controllo per il SVM, fig.3.3.10.

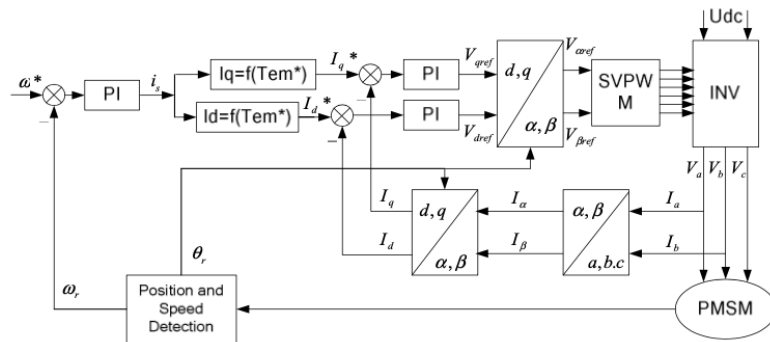


Figura 3.3.10 - Diagramma di controllo MTPA per un PMSG.

L'equazione della tensione per una PMSG si può esprimere come

$$u = \omega \sqrt{(\rho L_d i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2} \quad (3.3.26)$$

con  $\omega$  la velocità angolare elettrica,  $\rho$  il rapporto poli-salienti.

Quindi la velocità del motore sarà proporzionale alla tensione ai terminali della macchina, quindi una volta raggiunta la velocità nominale per poter aumentarla e al tempo stesso mantenere la tensione costante, si può solo agire regolando le componenti rotanti della corrente. Ciò avviene aumentando la corrente di de-magnetizzazione di asse diretto. Si consideri in fig.3.3.11 la traiettoria del vettore di corrente statorica: supponendo che la velocità del PMSG aumenta, con controllo MTPA,  $\vec{i}_s$  passerà dal punto O al punto A in cui si è raggiunto il limite di tensione e di corrente, quindi la massima coppia ammessa in quelle condizioni. Se si vuole aumentare la velocità si deve

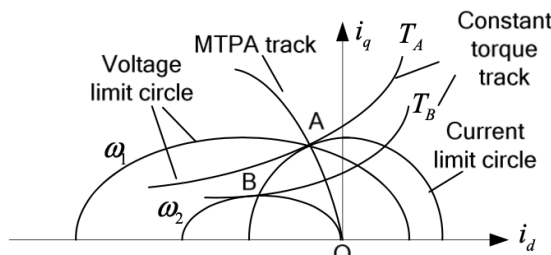


Figura 3.3.11 - Tracciamento vettoriale della corrente statorica.

regolare il vettore della corrente affinché corra lungo la circonferenza limite. Si muoverà dunque in direzione antiorario da A a B. Facendo ciò: la componente diretta di de-magnetizzazione aumenta ( $i_d(A) < i_d(B)$ ), fig.3.3.12; diminuisce la coppia ( $T(B) < T(A)$ ); aumenta la velocità ( $\omega(B) > \omega(A)$ ). Si ha un funzionamento a potenza costante.

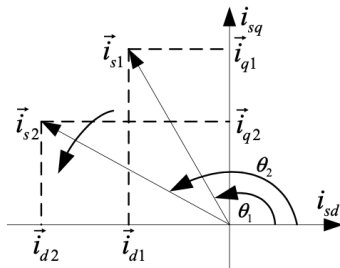


Figura 3.3.12 - Grafico vettoriale dello sfasamento della corrente con FW.

È necessario però trovare un coefficiente di regolazione per effettuare il controllo di traslazione di fase per l'indebolimento del flusso, può essere calcolato considerando:

$$M = \frac{\sqrt{3} \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2}}{U_{dc}} \quad (3.3.27)$$

con  $u_{sd}$ ,  $u_{sq}$  componenti della tensione e  $U_{dc}$  tensione del DC-bus.

L'errore ottenuto confrontando il coefficiente calcolato con quello di riferimento costituisce l'ingresso per l'anello di regolazione (che è un puro integratore) dell'indebolimento del flusso la cui uscita è pari allo sfasamento  $\theta$  da applicare:

- se la differenza  $\Delta M$  è minore di 0 allora l'angolo in uscita non varia;
- Se la differenza è maggiore di 0 allora l'angolo in uscita aumenta.

Per ottenere un controllo completo, fig.3.3.13, si devono applicare le due strategie di controllo in base alle condizioni:

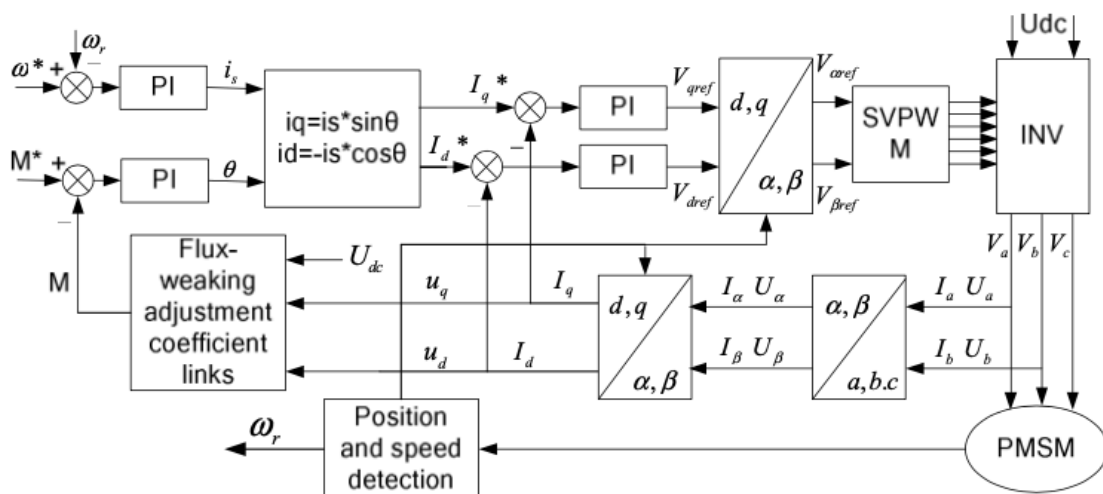


Figura 3.3.13 - Schema a blocchi del controllo a indebolimento di flusso.

- MTPA fino a quando la velocità raggiunge il suo valore nominale: in questo controllo le componenti della corrente assumono il minimo valore ottimale per massimizzare la coppia (valore nominale);
- FW (flux-weaking) per velocità superiori di quella nominale :una volta raggiunta la potenza nominale, per potere aumentare la velocità si passa ad un controllo ad indebolimento di campo in cui la componente diretta della corrente ha un valore predominante e carattere de-magnetizzante. Il tutto rimanendo all'interno dell'anello limite di corrente. La coppia diminuisce per mantenere la potenza costante.

In [5] una simulazione di tale controllo è stata effettuata mediante MATLAB. Vengono poste a confronto una situazione in assenza di carico (a) e una a pieno carico (b). Prima viene applicato solo il MTPA e successivamente si effettua il FW, fig.3.3.14.

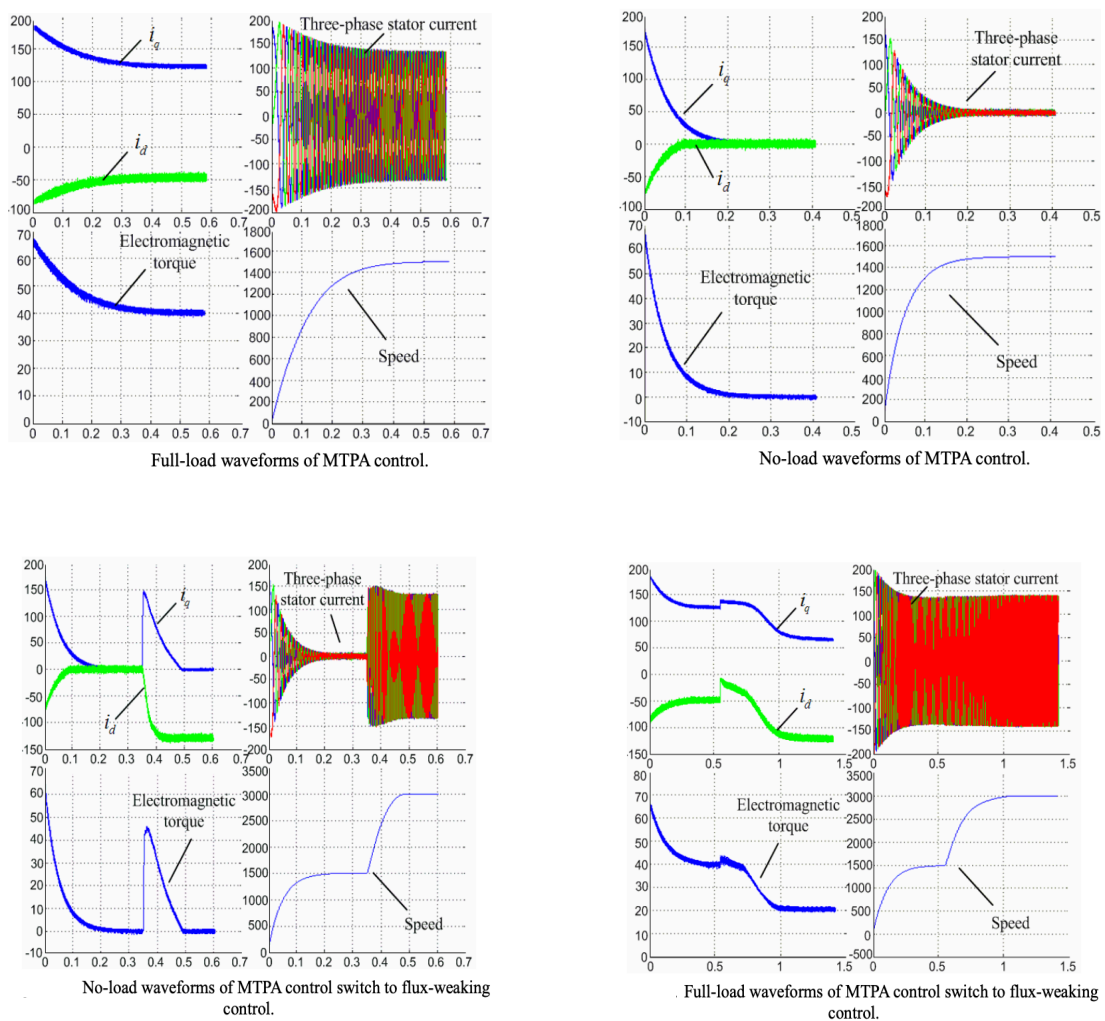


Figura 3.3.14 - Risultati simulazione.



### 3.4 Controllo del GSC di una WT.

Dato l'aumento della diffusione di impianti eolici, sono stati sviluppati specifici requisiti che devono soddisfare. I convertitori di potenza sono il fulcro di questa interconnessione, permettendo alle WPP di avere un comportamento prossimo a quello degli impianti di potenza tradizionali. Una delle configurazioni più promettente è quella costituita da una turbina a velocità variabile, con un generatore sincrono, accoppiata ad un convertitore back-to-back a piena potenza, fig.3.4.1. Questa tipologia è dotata di un'elevata flessibilità in quanto permette un controllo completo delle potenze e garantisce il FRT durante i cali di tensione e permette RCI (iniezione di corrente reattiva) durante i guasti. Il convertitore impiegato consiste in due VSC trifase connessi mediante un DC-bus capacitivo, che disaccoppia il generatore dalla rete. È compito quindi del GSC gestire i problemi legati alla connessione con la rete.

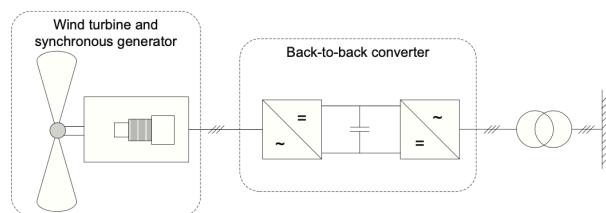


Figura 3.4.1 - WECS con collegamento alla rete mediante convertitore B2B.

Col modello di turbina preso in considerazione, il controllo della potenza attiva si ottiene direttamente dal controllo di coppia e del passo e indirettamente dal controllo della tensione sul DC-bus. Mantenendo la tensione costante si assicura che l'intera potenza attiva disponibile venga trasferita. Inoltre il DC-bus disaccoppia la potenza reattiva del generatore da quella della rete: la potenza reattiva iniettata potrà essere controllata dal GSC. I parametri da tenere in considerazione durante il controllo sono:

- la qualità della potenza, espressa dal livello di distorsione armonica della corrente di rete. In particolare la corrente iniettata non deve possedere una distorsione armonica totale maggiore del

$$5\%. \quad THD = \sqrt{\sum_{h=3}^{50} I_h^2} / I_1 < 5\%$$

- la turbina deve anche rispondere alle richieste per il FRT, soprattutto per quanto riguarda le cadute di tensione (LVRT);
- la possibilità di iniezione di corrente reattiva durante i guasti di rete.

Il controllo del GSC proposto in [6] vuole rispondere a queste richieste. Questo convertitore ha il compito di convertire la tensione del DC-bus in modo da iniettare corrente AC nella rete. È costituito tipicamente da un VSC trifase a 2-livelli, controllato con una SPWM, che realizza il flusso bidirezionale della potenza con una bassa distorsione armonica. Un filtro LCL viene utilizzato per le armoniche superiori.

Il controllo del GSC tendenzialmente si basa su un controllo a cascata: l'anello esterno, con una dinamica più lenta, controlla la potenza reattiva immessa in rete  $Q_{ref}$  e la tensione DC-bus  $U_{dc,ref}$  fornendo i valori di riferimento utilizzati nell'anello interno per regolare la corrente iniettata nella rete  $i_{g,ref}$

Tale anello di corrente è una parte critica del controllo in quanto è sensibile alle variazioni della tensione di rete  $u_g$ . Uno degli obiettivi principali di questo controllo è la qualità della potenza. La distorsione armonica di corrente è dovuta a due distinte cause:

- quella a bassa frequenza è dovuta alla distorsione della tensione di rete, quindi dipende dalla robustezza del controllo;
- quella ad alta frequenza è legata alla frequenza del PWM, mitigate dall'uso di un filtro LCL. Tali filtri sono ideali per filtrare armoniche al di sopra della propria frequenza di risonanza.

Assumendo che le impedenze del sistema trifase siano equilibrate, le leggi di Kirchhoff per ogni fase del modello considerato in fig.3.4.2 sono:

$$L_f \frac{di_i}{dt} = u_i - R_f i_f - u_{Ci} \quad (3.4.1)$$

$$i_{Ci} = C_f \frac{du_{Ci}}{dt} = i_i - i_{gi} \quad (3.4.2)$$

$$L_g \frac{di_{gi}}{dt} = u_{Ci} - R_g i_{gi} - u_{gi} \quad (3.4.3)$$

$$u_i = s_i U_{dc} \quad (3.4.4)$$

dove il pedice 'i' rappresenta le grandezze in uscita dal convertitore nel dominio di fase 'abc'; il pedice 'Ci' indica le grandezze della capacità del filtro; il pedice 'gi' quelle del generatore;  $s_i \in \{0,1\}$  indica lo stato della gamba monofase del convertitore.

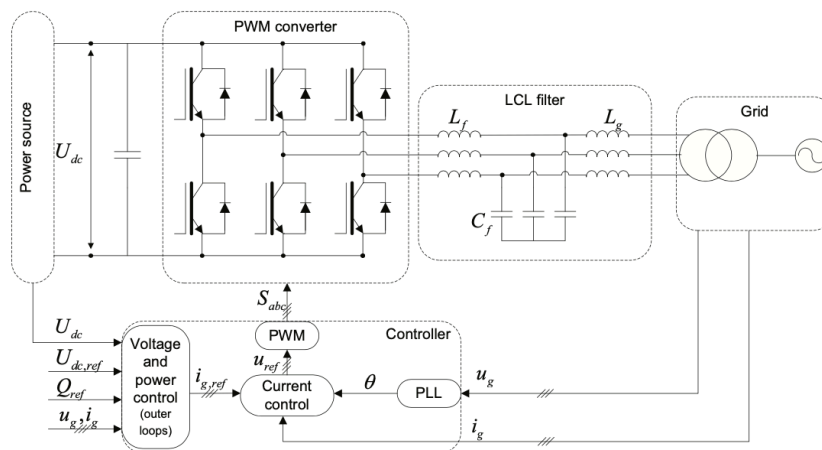


Figura 3.4.2 - Schema controllo GSC.

Considerando le frequenze alle quali avviene il controllo, l'influenza della capacità può essere trascurata (in quanto ha a che fare solo con le frequenze di commutazione del PWM) e il filtro può essere semplificato con un modello in fig.3.4.3 che tiene conto solo delle induttanze serie  $R = R_f + R_g \wedge L = L_f + L_g$ .

Vengono proposti due tipi di controllo in [6]:

- I. le variabili di fase 'abc' vengono trasformate nel dominio 'dq0' orientato secondo la tensione di rete. Le variabili di controllo diventano segnali continui, permettendo l'utilizzo di regolatori PI, fig.3.4.4. Le equazioni di controllo sono:

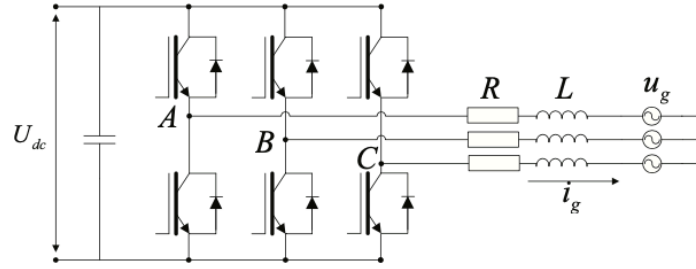


Figura 3.4.3 - Circuito lato rete.

$$L \frac{di_{gd}}{dt} = u_d - u_{gd} - Ri_{gd} + \omega Li_{gq} \quad (3.4.5)$$

$$L \frac{di_{gq}}{dt} = u_q - u_{gq} - Ri_{gq} - \omega Li_{gd} \quad (3.4.6)$$

È necessario conoscere l'angolo di fase della tensione di rete  $\theta$  per effettuare la trasformazione,

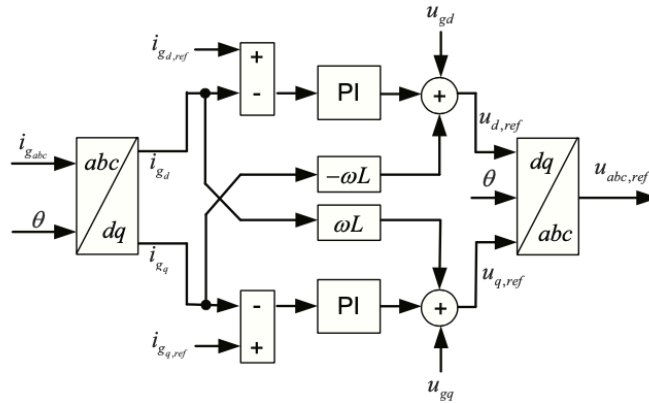


Figura 3.4.4 - Controllo corrente riferimento dq.

ottenibile mediante un PLL.

- II. Un secondo metodo di controllo analizzato in [6] e ottenuto mediante la trasformazione delle grandezze di fase 'abc' in un riferimento stazionario ' $\alpha\beta 0$ '. Le equazioni che descrivono il modello, fig.3.4.5, diventano:

$$L \frac{di_{g\alpha}}{dt} = u_\alpha - u_{g\alpha} - Ri_{g\alpha} \quad (3.4.7)$$

$$L \frac{di_{g\beta}}{dt} = u_\beta - u_{g\beta} - Ri_{g\beta} \quad (3.4.8)$$

Le variabili in questo caso sono tempo-varianti, quindi non si possono utilizzare i controlli PI per tracciarne i riferimenti. Devono essere impiegati controlli PR (proporzionale-risonante), capaci di tracciare riferimenti sinusoidali. La loro funzione di trasferimento è:

$$G_{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (3.4.9)$$

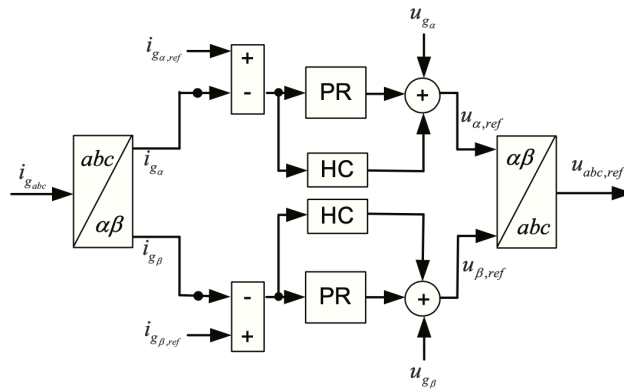


Figura 3.4.5 - Controllo corrente riferimento  $\alpha\beta$ .

agiscono come una banda-stretta attorno alla frequenza di risonanza, per questo l'implementazione di una compensazione armonica di basso ordine è possibile senza influenzare la dinamica del controllo di corrente. La funzione di trasferimento del compensatore armonico è:

$$G_{HC}(s) = \sum_{h=3,5,7} K_{ih} \frac{s}{s^2 + (\omega h)^2} \quad (3.4.10)$$

I vantaggi del controllo sul riferimento fisso rispetto a quello rotante sono: un più facile compensazione armonica; non serve la sincronizzazione con la rete (riferimento fisso); non c'è un accoppiamento tra gli assi. D'altro canto è un controllo sensibile alle variazioni di frequenza della rete e la taratura del controllo PR è molto più difficile di quella del PI.

L'algoritmo di controllo è stato implementato su MATLAB/SIMULINK, fig.3.4.6. Il DC-bus è modellato come una sorgente ideale di tensione. Il controllo è effettuato mediante due PR che attuano una compensazione della 5° e 7° armonica, in entrambi gli assi di riferimento. La simulazione avviene per un intervallo di 7s, durante il quale viene impartita una variazione del riferimento della corrente diretta in  $t=0.2s$  (quella in quadratura è posta nulla). Si nota che i regolatori PR riescono a mantenere il valore del THD al di sotto del 5%. Quindi durante il normale funzionamento questo tipo di controllo può essere utilizzato per regolare la WT. Successivamente viene analizzato il comportamento in presenza di due gusti di rete in  $t=0.3s$  e  $t=0.5s$ , entrambi della durata di 0.1s. In questo caso il sistema non riesce a contenere le armoniche, quindi in tali condizioni si avrebbe il distacco della WT dalla rete.

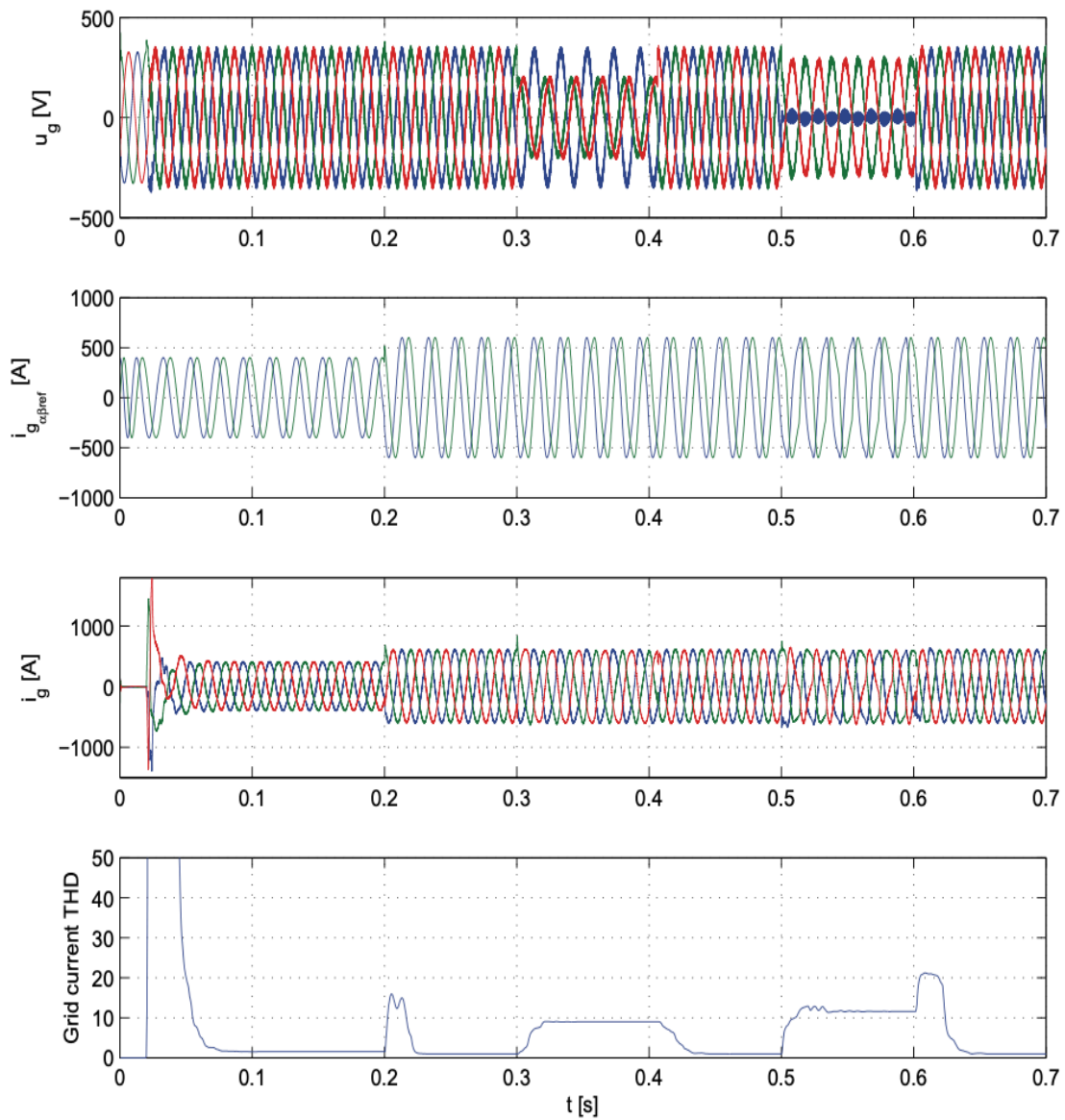
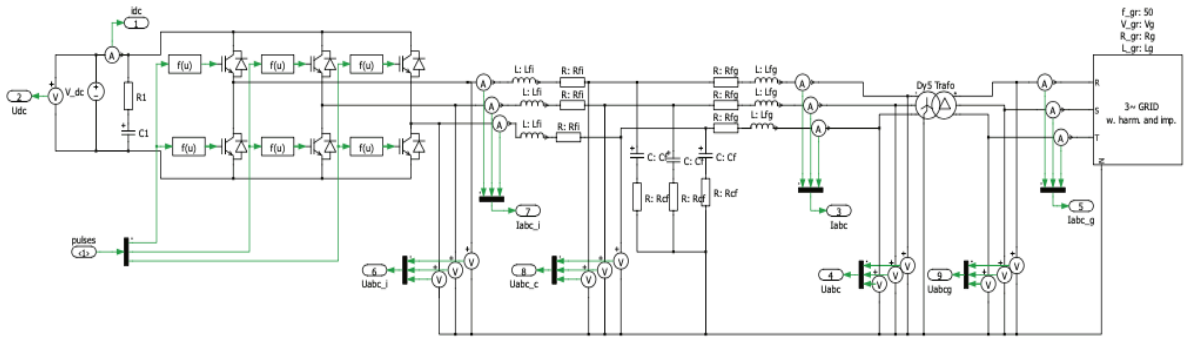


Figura 3.4.6 - Risultati simulazione con un controllo mediante PR.

### 3.5 Controllo del GSC di una WT con DFIG

Il controllo proposto in [7] mostra come si possa utilizzare il GSC non solo per mantenere la tensione sul DC-bus, ma anche per regolare la tensione sul nodo di rete. La configurazione adottata è quella con un DFIG, fig.3.5.1. La variazione della tensione in uscita è dovuta alla variazione della velocità del vento e a disturbi meccanici ('wind shear', 'tower shadow').

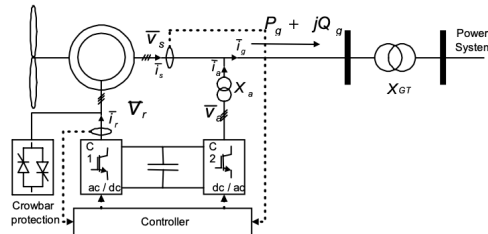


Figura 3.5.1 - WECS con DFIG.

La velocità del rotore è controllata mediante il RSC, che inietta una tensione variabile alla frequenza di scorrimento per massimizzare l'estrazione di potenza alle differenti condizioni del vento. Il convertitore lato rete invece si occupa di mantenere la tensione sul DC-bus per assicurarsi che tale potenza sia completamente scambiata con la rete. Si vuole inoltre un controllo sul fattore di potenza in uscita agendo sulla potenza reattiva scambiata con le rete. Questo permetterebbe di eliminare la presenza di uno STATCOM, altrimenti necessario per soddisfare le richieste dei GC. La progettazione di un simile controllo del GSC si basa sulla teoria della potenza attiva e reattiva istantanea di Akagi (quindi mediante la trasformata di Park con un piano reale e un asse reattivo ortogonale), fig.3.5.2.

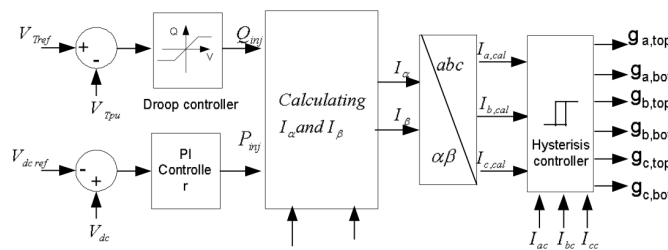


Figura 3.5.2 - Controllo GSC mediante 'controllo di caduta.'

Si misurano le tensioni ai capi del generatore, la tensione DC-bus e le correnti in uscita al convertitore. Queste vengono trasformate mediante un sistema di coordinate  $\alpha\beta 0$ . L'errore della tensione al terminale  $\Delta V_T$  è ottenuto confrontando la tensione misurata con quella di riferimento. Mediante un caratteristica di caduta del controllore (droop controller) si ottiene la relativa potenza reattiva da iniettare  $Q_{inj}$ . Questo permette di eliminare la circolazione di potenza reattiva indesiderata nell'impianto, a meno di mantenere i valori di  $Q$  entro i limiti. fig.3.5.3.

In maniera simile viene determinato l'errore sulla tensione del DC-bus  $\Delta V_{dc}$  che funge da ingresso per un controllore PI, atto a determinare la potenza attiva che il convertitore deve iniettare  $P_{inj}$ . È

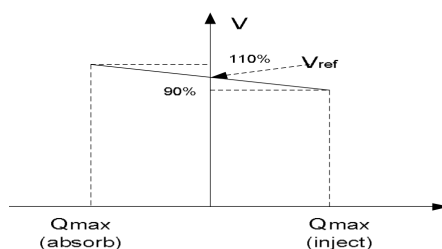


Figura 3.5.3 - Caratteristiche del controllo di caduta.

possibile poi determinare le componenti delle correnti che vengono trasformate nelle relative componenti di fase:  $(I_\alpha, I_\beta) \rightarrow (I_a, I_b, I_c)_{calc}$ .

Questi valori calcolati sono comparati con quelle istantanei misurati in uscita al convertire mediante un comparatore per isteresi che fornisce gli impulsi di comando per gli interruttori IGBT del GSC. La simulazione di questo controllo è effettuata su un parco eolico offshore da 60 MW distante 20 km dalla costa, composto da 30 generatori da 2 MW l'uno, fig.3.5.4.

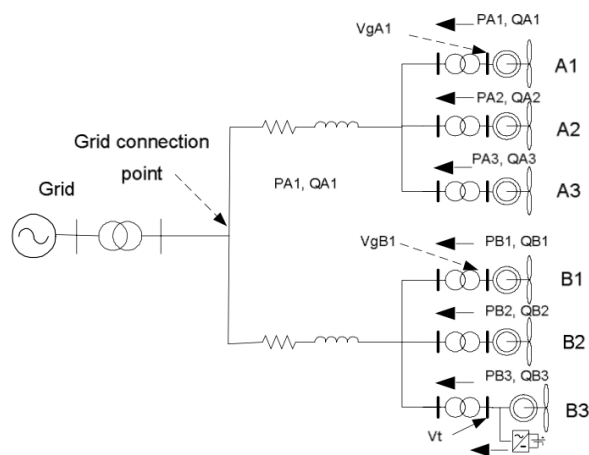


Figura 3.5.4 - Schema impianto simulazione [7].

I generatori sono mostrati a gruppi di 5. La tensione è regolata mediante il controllo del flusso di potenza reattiva descritto precedentemente. I limiti del controllo di caduta (droop) sono scelti affinché la tensione ai terminali dei generatori sia tale da avere un fattore di potenza entro 0.95i o 0.95c. La potenza attiva è regolata affinché inizialmente soddisfi le richieste del carico, pari a 10 MW, poi viene diminuita a 6 MW nell'istante  $t = 2$ .

I risultati della simulazione mostrano che controllando la potenza reattiva, mediante il GSC, la tensione sul DC-bus è mantenuta al suo valore di riferimento, 2.4 kV e che la tensione ai terminali dei generatori si mantiene nei limiti, fig.3.5.5

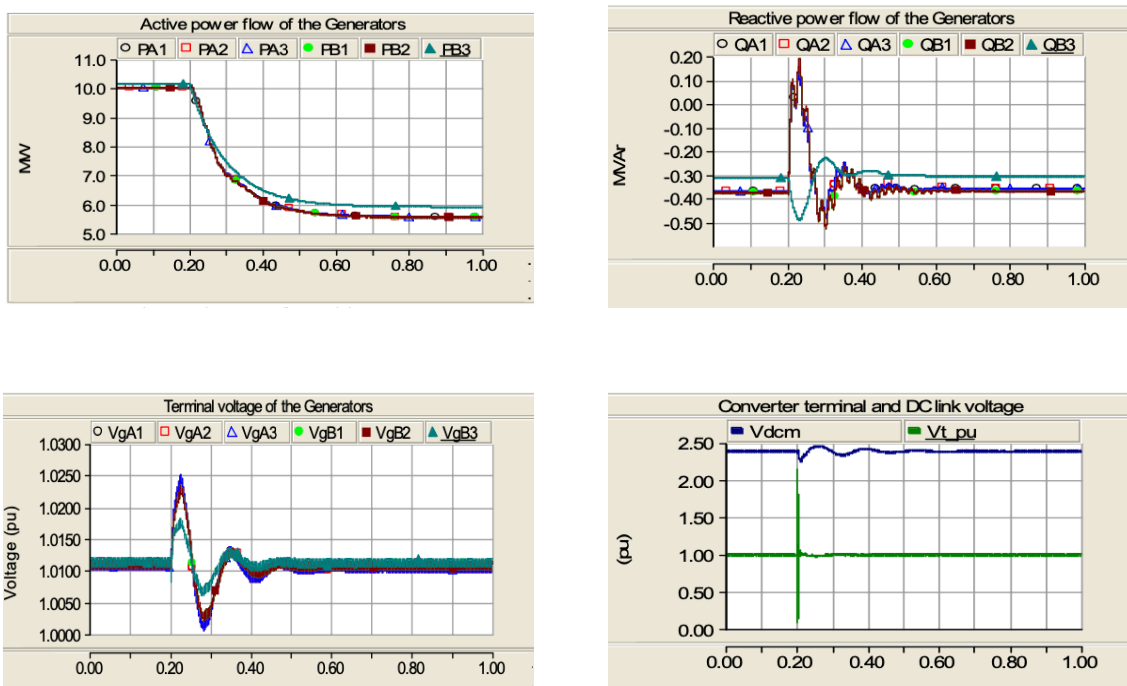


Figura 3.5.5 - Risultati simulazione.

### 3.6 Power Quality mediante del GSC di una WT con DFIG.

In [8] viene presentato il controllo di un WECS che utilizza un DFIG accoppiato ad un convertitore back-to-back a potenza ridotta, fig.3.6.1. L'obiettivo del RSC è quello di massimizzare la potenza (MPPT) e assicurare che lo statore lavori con fattore di potenza unitario; il GSC deve occuparsi simultaneamente di mantenere la tensione del DC-bus tra i due convertitori e compensare la potenza reattiva di un carico lineare ohminico-induttivo connesso al punto di comune accoppiamento (PCC) e garantire un fattore di potenza unitario. I primi tre punti vengono implementati mediante un 'Speed Fuzzy Logic Controller' (FLC); infine un controllo in anello aperto gestisce la potenza reattiva in uscita dal GSC per compensare il carico e assicurare un fattore di potenza unitario alla rete.

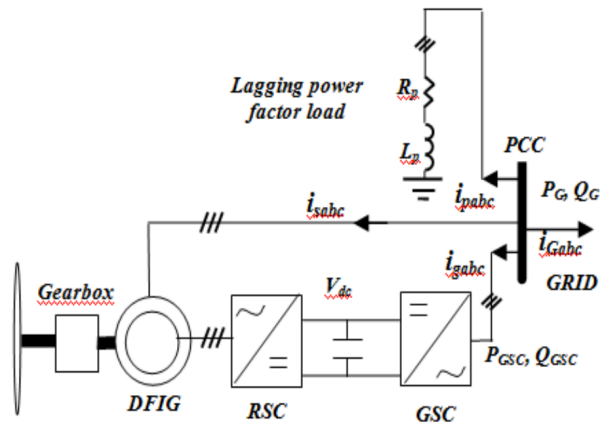


Figura 3.6.1 - Schema impianto.

Il MPPT è realizzato considerando la potenza meccanica estratta dal vento:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A v^3 c_p(\beta, \lambda) \quad (3.6.1)$$

$c_p$  è il coefficiente di potenza che dipende dall'inclinazione delle lame  $\beta$  e dal rapporto della velocità di punta  $\lambda = \omega_r R / v$ . La velocità di rotazione della turbina viene regolata in funzione della velocità del vento, al fine di mantenere il TRS al suo valore ottimale a cui corrisponde il massimo valore di  $C_p$ .

Le equazioni degli avvolgimenti statorici (pedice 's') e rotor (pedice 'r') e i relativi flussi nel riferimento rotante dq0:

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} & \psi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} & \psi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{qr} & \psi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{dr} & \psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (3.6.2)$$



l'equazione della coppia elettromagnetica del DFIG e quella meccanica del WECS:

$$T_{em} = \frac{3}{2} n \frac{L_m}{L_s} (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (3.6.3)$$

$$T_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + B\Omega + T_r$$

in cui  $J$  è la totale inerzia del sistema;  $\Omega$  è la velocità meccanica del generatore;  $B$  è il coefficiente di smorzamento meccanico;  $n$  è il numero di paia poli della macchina;  $\omega_s, \omega_r = n\Omega$  sono le velocità angolare di sincronismo del generatore e del rotore;  $T_r$  è la coppia sviluppata dalla turbina. Per ottenere il controllo del RSC desiderato, si orienta il sistema di riferimento rotante lungo il flusso statorico, che diventa un valore costante. Le precedenti equazioni si semplificano:

$$\psi_{ds} = \psi_s \wedge \psi_{qs} = 0 \quad u_{ds} \approx 0 \wedge u_{qs} = u_s \approx \omega_s \psi_s \quad (3.6.4)$$

$$\psi_s = \psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad 0 = \psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}$$

$$T_{em} = -\frac{3}{2} n \frac{L_m}{L_s} \psi_s i_{qr}$$

La coppia elettromagnetica sarà controllata dalla sola componente in quadratura della corrente rotorica:

$$i_{qrif} = -\frac{2L_s \omega_s}{3n L_m u_s} T_{emrif} \quad (3.6.5)$$

mentre considerando la potenza reattiva dello statore diventa

$$Q_s = \frac{3}{2} (u_{qs} i_{ds} - u_{ds} i_{qs}) \longrightarrow Q_s = \frac{3}{2} \frac{u_s}{\omega_s L_s} (u_s - \omega_s L_m i_{dr}) \quad (3.6.6)$$

dipende dalla sola componente diretta della corrente rotorica.

In [8] viene proposto un primo FLC, fig.3.6.2, al fine di ottenere la massima potenza estraibile. Gli ingressi sono costituiti dall'errore della velocità e dalla sua variazione:

$$\varepsilon_\Omega = \Omega_{rif} - \Omega, \quad \Delta\varepsilon_\Omega = (1 - z^{-1})\varepsilon_\Omega \quad (3.6.7)$$

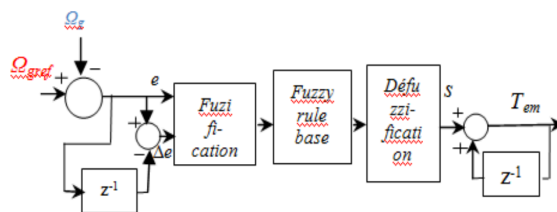


Figura 3.6.2 - Controllo Speed fuzzy logic.

l'uscita è il riferimento della coppia elettromagnetica  $T_{em,rif}$ .

Per ottenere invece un fattore di potenza unitario lato statore, si impone come condizione di riferimento per la potenza reattiva un valore nullo. Il secondo FLC, che ha una struttura simile a quello precedente, ha come ingressi:

$$\varepsilon_{Q_s} = Q_{s,rif} - Q_s, \quad \Delta\varepsilon_{Q_s} = (1 - z^{-1})\varepsilon_{Q_s} \quad (3.6.8)$$

Quindi la regolazione della velocità del generatore  $\Omega_g$  è ottenuta regolando la corrente rotorica in quadratura, mentre il fattore di potenza unitario viene ottenuto regolando la componente diretta. Anti-trasformando nel dominio delle fasi 'abc', si ottengono gli ingressi del controllore ad isteresi che comanda gli stati di commutazione del RSC, fig.3.6.3.

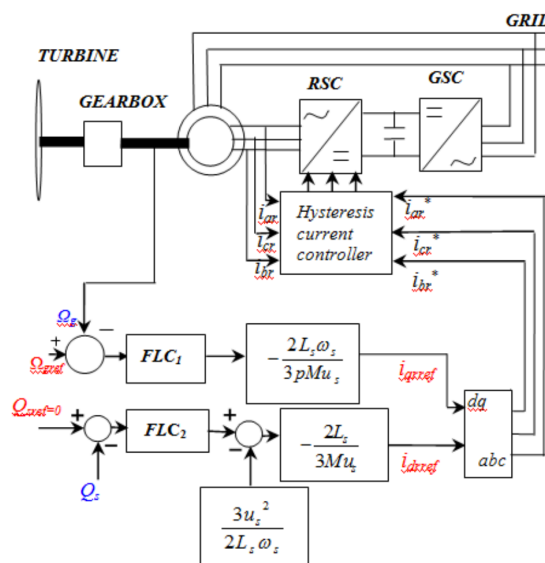


Figura 3.6.3 - Diagramma a blocco del controllo del RSC.

Invece la strategia di controllo sul GSC tenta di mantenere la tensione DC tra i due convertitori costante e di migliorare la qualità della potenza mediante una compensazione reattiva, fig.3.6.4. Un terzo FLC è utilizzato per il primo obiettivo; la matrice di interferenza è simile a quelle precedenti, cambio solo gli input:

$$\varepsilon_{V_{dc}} = V_{dc,rif} - V_{dc} \quad \Delta\varepsilon_{V_{dc}} = (1 - z^{-1})\varepsilon_{V_{dc}} \quad (3.6.9)$$

La tensione della i-esima fase della rete (pedice 'G') è esprimibile in funzione della maglia di collegamento col GSC (pedice 'g'):

$$v_{G_i} = R_g i_{g_i} + L_g \frac{di_{g_i}}{dt} + v_{g_i} \quad (3.6.10)$$

applicando la trasformate di Park si ottiene:

$$v_{G_d} = R_g i_{g_d} + L_g \frac{di_{g_d}}{dt} - \omega_s L_g i_{g_q} + v_{g_d} \quad (3.6.11)$$

$$v_{Gq} = R_g i_{gq} + L_g \frac{di_{gq}}{dt} + \omega_s L_g i_{gd} + v_{gq} \quad (3.6.12)$$

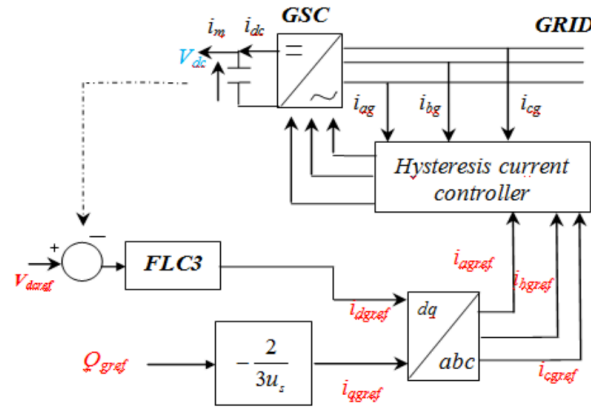


Figura 3.6.4 - Diagramma a blocchi GSC.

Quindi le potenze che fluiscono lungo la linea tra la rete e il GSC sono:

$$P_g = \frac{3}{2}(v_{Gd}i_{gd} + v_{Gq}i_{gq}) \quad Q_g = \frac{3}{2}(v_{Gq}i_{gd} - v_{Gd}i_{gq}) \quad (3.6.13)$$

per ottenere un controllo disaccoppiato, il sistema di riferimento viene orientato lungo la tensione di rete:  $v_{Gd} = u_s \wedge v_{Gq} = 0$ . Per cui le potenze risultano semplificate:

$$P_g = \frac{3}{2}u_s i_{gd} \quad Q_g = -\frac{3}{2}u_s i_{gq} \quad (3.6.14)$$

trascurando le perdite nel GSC, la potenza DC sarà uguale a quella trasferita, quindi

$$P_{DC} = V_{DC}i_{DC} \approx P_g = \frac{3}{2}u_s i_{gd} \quad \text{con} \quad i_C = C \frac{dV_{DC}}{dt} = i_{DC} - i_m \quad (3.6.15)$$

Questa equazione mostra come la tensione sul collegamento DC possa essere controllata agendo sulla componente diretta della corrente  $i_{gd_{rif}}$ , il cui riferimento si ottiene con il terzo FLC. Inoltre la potenza reattiva è regolata agendo sulla componente in quadratura che deve seguire un riferimento  $i_{gq_{rif}}$  ottenuto invertendo la eq(3.6.14).

I riferimenti di corrente sono riportati nel dominio delle fasi e inseriti in un controllo ad isteresi che fornisce i segnali di commutazione per il GSC.

Di seguito sono mostrati i risultati della simulazione effettuata; si noti che sono stati adottati i versi da generatore.

La fig.3.6.5 rappresenta l'andamento della strategia MPPT: il profilo del vento è una rampa (a,sx), la velocità del generatore  $\Omega$  riesce a seguire perfettamente il riferimento (b,sx), difatti il  $c_p$  oscilla attorno al suo valore ottimale (c,sx). L'andamento della potenza attiva in uscita dallo statore  $P_s$  segue il MPPT; la potenza reattiva  $Q_s$  è nulla, confermando che lo statore lavora con un fattore di potenza unitario (a,dx). A conferma di ciò si noti che la tensione e la corrente sono in perfetta opposizione di fase(b-c,dx).

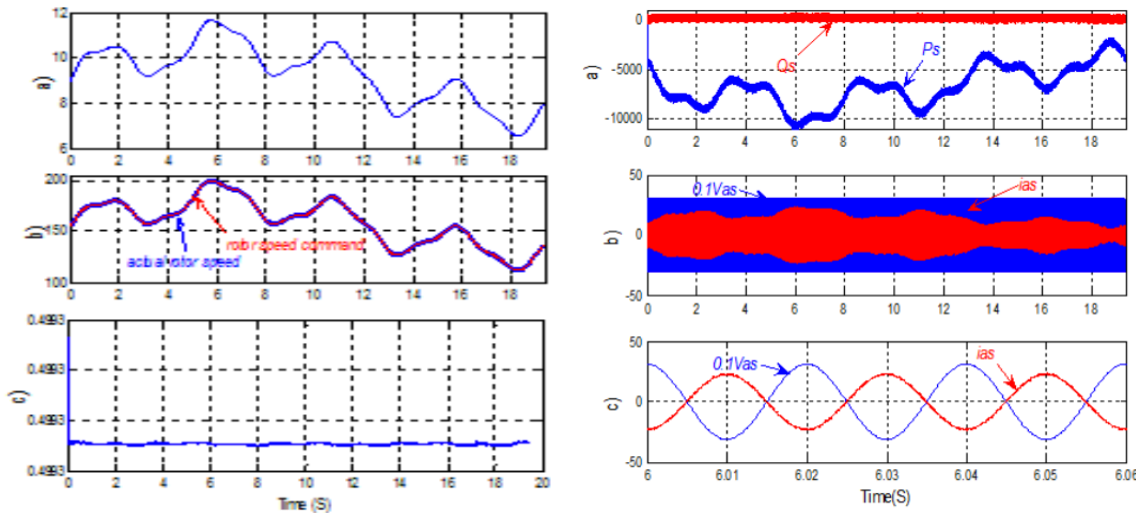


Figura 3.6.5 - Risposta al controllo MPPT.

In fig.3.6.6 è mostrata la compensazione reattiva ottenuta col controllo del GSC. Il WECS viene sollecitato a migliorare la qualità della potenza per compensare un carico induttivo (4.5 kvar) collegato al PCC, mantenendo costante la potenza attiva erogata ( $P_{sn} = 7.5kW$  con  $v_{wind} = 10m/s$ ): inizialmente la potenza reattiva è fornita dalla rete ( $Q_G \neq 0 \wedge Q_{GSC} = 0$ ), dunque la corrente della rete  $i_G$  è sfasata rispetto alla tensione al PCC ( $\cos \phi = 0.85$ )(a,sx).

In  $t = 0.2s$  avviene la compensazione da parte del GSC: si ha una leggera perturbazione della tensione DC (b,dx); la corrente di fase lato macchina  $i_{ga}$  non risulta più in opposizione di fase con tensione(b,sx).

L'aumento del valore della corrente è tale da compensare completamente il fabbisogno del carico e mantenere costante la potenza attiva immessa in rete:

$$Q_{GSC} \neq 0 \wedge Q_G = 0 \Rightarrow \cos \phi = 1 \quad P_G = P_{nominale}$$

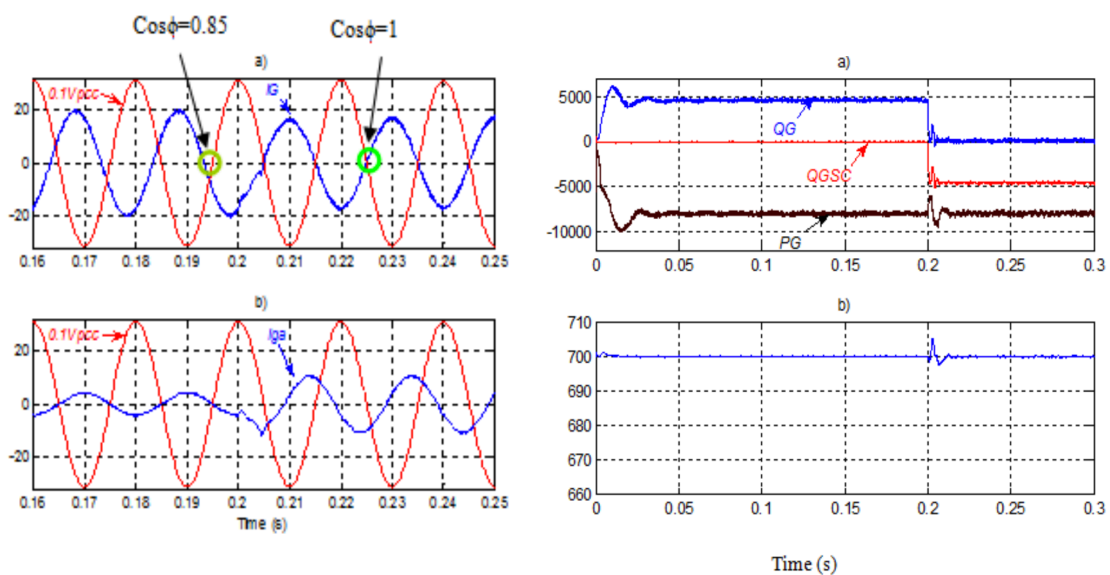


Figura 3.6.6 - Controllo per migliorare la qualità della potenza.

### 3.7 Effetto dei WECS sulla rete di distribuzione.

Inizialmente le reti di distribuzioni non presentavano punti di generazione distribuita, quindi i problemi che si riscontravano erano dovuti a cali di tensioni. Con l'avvento di unità eoliche, possono verificarsi fenomeni di sovratensione.

Si consideri lo schema in fig.37.1 ai cui capi è presente un carico e un parco eolico; costituito da turbine a velocità fissa con macchine asincrone. Sono connessi alla rete mediante l'impedenza di linea .

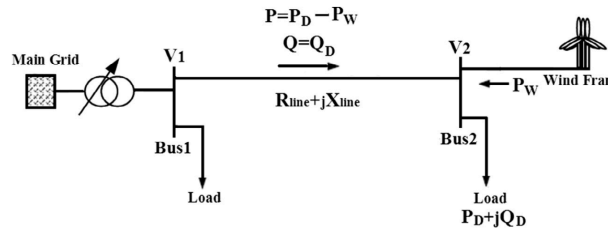


Figura 3.7.1 - Schema rete

Assumendo la presenza di banchi di condensatori ai terminali della WPP, tali da fornire la totale potenza reattiva di magnetizzazione, non c'è alcun flusso di potenza reattiva dalla rete al parco eolico ( $Q_{wind} = 0$ ): quindi lavorerà con fattore di potenza unitario ( $\cos \varphi = 1$ ). Al tempo stesso l'impianto inietta potenza attiva e il carico assorbe potenza. La caduta di tensione sulla linea si può pertanto valutare come:

$$\Delta V = |V_1| - |V_2| \simeq R_{line}(P_{load} - P_{wind}) + X_{line}Q_{load} \quad (3.7.1)$$

i valori sono in p.u. e le due tensioni considerate sono quelle al bus di connessione della rete principale (1) e del parco eolico (2). Entrambe le potenze influiscono sulla caduta di tensione, perché nelle reti di distribuzioni la resistenza di linea non si può trascurare rispetto alla reattanza di linea. Quindi la  $R_{line}$  assume un importante ruolo per la valutazione delle sovratensioni nelle reti di distribuzioni con un'elevata presenza di generazione eolica: ad un aumento della potenza prodotta dall'impianto corrisponde un aumento della tensione ai suoi terminali. Questo può provocare fenomeni di sovratensioni in determinate condizioni, dipendenti dall'impedenza di collegamento e dalla robustezza della rete.

È importante valutare la risposta dinamica delle WT durante fluttuazioni della coppia aerodinamica, dovute alla variazione della velocità del vento. La coppia aerodinamica si può esprimere come la somma di un valore medio e di un valore fluttuante. Quest'ultimo provoca fluttuazioni nella velocità del generatore. Dato che la potenza in uscita di un generatore a velocità fissa è strettamente legata allo scorrimento, fluttuazioni di quest'ultimo si traducono in fluttuazioni della potenza:

$$P_W = \bar{P}_W + \tilde{P}_W \quad (3.7.2)$$

Tale fluttuazione è trasferita alla rete di distribuzione causando variazioni dinamiche della tensione nel punto di connessione:

$$\Delta V = \Delta \bar{V} + \Delta \tilde{V} \simeq R_{line}(P_{load} - (\bar{P}_w + \tilde{P}_w)) + X_{line}Q_{load} \quad (3.7.3)$$

per cui  $\Delta \bar{V}$  è la variazione media e  $\Delta \tilde{V} \cong -R_{line} \tilde{P}_W$  è la variazione dinamica della tensione dovuta alla presenza dell'unità di generazione eolica. Nei casi in cui si abbiano bassi carichi e generazioni distribuite elevate,  $\Delta \bar{V}$  può diventare negativa e quindi si hanno sovratensione; al contempo  $\Delta \tilde{V}$  può provocare il fenomeno dello sfarfallio.

Sono molti gli elementi da considerare che possono impedire o limitare il collegamento di una turbina all rete di distribuzione:

- sovratensione: è il motivo principale per cui la generazione distribuita nelle rete radiali deve essere limitata. Il rischio aumenta quanto più l'impianto eolico si trova distante elettricamente dalla sottostazione e nei casi in cui si ha un basso consumo ed una elevata generazione;
- sovraccarico degli elementi della rete: dipende dai valori termici nominali degli elementi della rete, trasformatori e/o cavi, alla quale si vuol collegare l'impianto;
- emissione armonica: riguarda le turbine a velocità variabili collegate alla rete mediante convertitori di potenza;
- fluttuazioni della potenza: dovuti alle variazioni della coppia aerodinamica. In particolare nelle reti deboli. Può essere mitigata equipaggiando il sistema con un STATCOM capace anche di fungere da riserva energetica in modo da mitigare le fluttuazioni di potenza in uscita e migliorare la qualità;
- Contributo alla corrente di guasto: in base alla tipologia di turbina utilizzata, l'impianto può sostenere o meno la rete durante i guasti.

In [9] è presentato l'utilizzo di uno STATCOM per supportare la tensione di rete: nel funzionamento a regime migliora il profilo delle tensioni; nel funzionamento dinamico scambia potenza reattiva riducendo le fluttuazioni di tensioni e di potenza.

Una possibile topologia fig.3.7.2 è composta da un inverter trifase VSC con un condensatore DC-bus. È connesso alla rete attraverso un filtro e un trasformatore, equivalenti ad una reattanza serie ( $R_f, L_f$ ). Il VSC produce un set di tensioni in uscita controllabili alla frequenza di rete. Può generare o assorbire potenza reattiva variando l'ampiezza della tensioni in uscita dal convertitore rispetto a quella del bus di collegamento alla rete. In tal modo fluisce una corrente controllata.

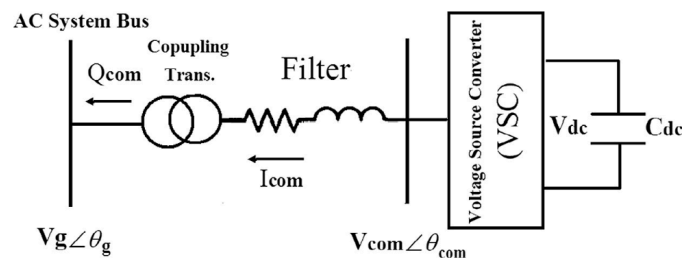


Figura 3.7.2 - Schema con STATCOM.

Il controllo viene effettuato con una trasformata di Park nel riferimento della tensione di rete, quindi la componente diretta è pari alla totale ampiezza della tensione di rete.

$$v_{gd} = |V_g| \wedge v_{qg} = 0 \quad (3.7.4)$$

Considerando lo schema base, le potenze iniettata dallo STATCOM sono pari a:

$$P_{com} = |V_g| i_{com-d} \quad (3.7.5)$$

$$Q_{com} = -|V_g| i_{com-q} \quad (3.7.6)$$

La componente diretta della corrente dello STATCOM mantiene la tensione sulla capacità del DC-bus costante; la componente reattiva regola il fattore di potenza, quindi la tensione, nel punto di connessione con la rete. Questi corrispondono a due controlli interni fig.3.7.3, relativi alle componenti 'dq' della corrente, e due esterni fig.3.7.4

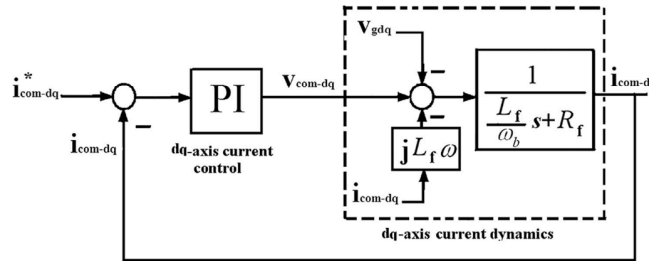


Figura 3.7.3 - Anello interno di corrente dello STATCOM.

Considerando la dinamica del circuito che interfaccia lo STATCOM (pedice 'com') alla rete (pedice 'g') nel dominio di Park (riferimento sincrono alla tensione di rete):

$$\frac{L_f}{\omega_b} \frac{di_{com-dq}}{dt} = -R_f i_{com-dq} - j\omega L_f i_{com-dq} - v_{g-dq} + v_{com-dq} \quad (3.7.8)$$

dove  $\omega_b$  è la frequenza angolare di rete espressa in (rad/s);  $\omega$  è la frequenza di rete espressa in p.u.. Compensando i termini di accoppiamento incrociato ( $\omega L_g i_{com-q}$ ,  $-\omega L_g i_{com-d}$ ), i controlli delle due componenti di correnti si possono disaccoppiare. Il valore di riferimento della componente attiva  $i_{com-d}^*$  è ottenuto dal controllo esterno sulla tensione del DC-bus ( $V_{dc}$ ), che si intende mantenere costante. Il riferimento della corrente in quadratura  $i_{com-q}^*$  invece si ottiene dal controllo della potenza reattiva  $Q_{com}^*$ , che a sua volta si determina in base alla tensione sul bus di rete. Le

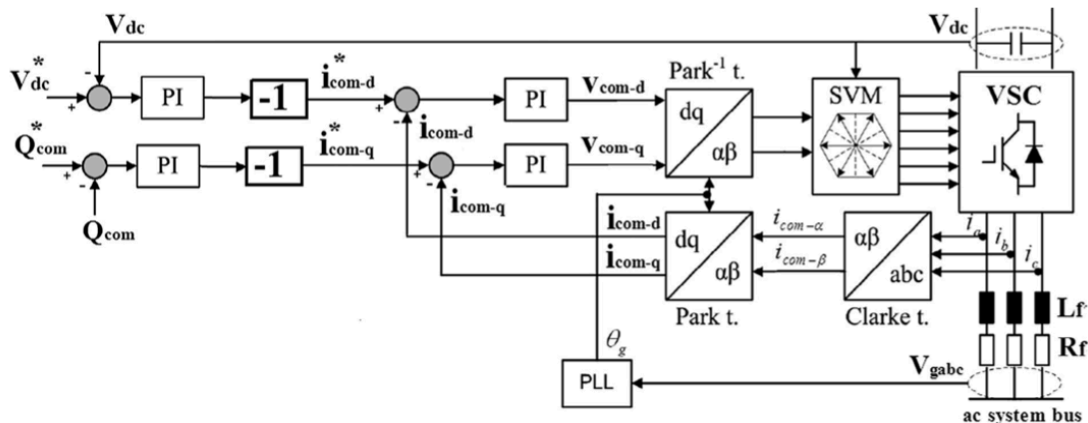


Figura 3.7.4 - Struttura principale del controllo dello STATCOM.

tensioni e le correnti vengono poi usate per determinare i segnali del controllo SVM per comandare gli IGBT. Il blocco PLL (Phase Locked Loop) estrae la fase e la frequenza della tensione di rete e sincronizza la tensione dell'inverter con quella della rete. I blocchi "abc/ $\alpha\beta 0$ " e " $\alpha\beta 0$ /dq0" rappresentano rispettivamente il passaggio ad un riferimento fisso e rotante delle correnti di fase. Per valutare il supporto alla tensione di rete in condizioni di regime e dinamiche di uno STATCOM, si suppone di connetterlo al medesimo bus dell'impianto eolico, fig.3.7.5.

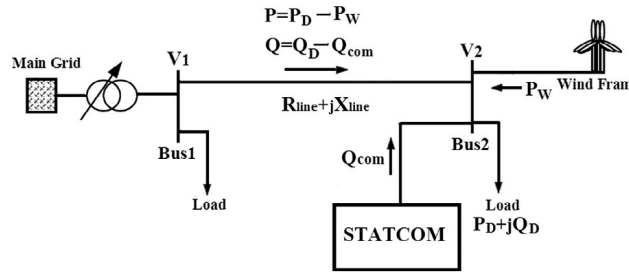


Figura 3.7.5 - Schema con WT, carico e STATCOM.

Durante il funzionamento stazionario scambia potenza reattiva media  $\bar{Q}_{com}$  con la rete migliorando il profilo della tensione sul Bus2; nel caso dinamico invece scambia potenza reattiva  $\tilde{Q}_{com}$  al fine di diminuire le fluttuazioni di tensioni.

Infatti le equazioni sulla caduta di tensione lungo la linea di distribuzione risultano:

$$\Delta \bar{V} \simeq R_{line}(P_{load} - \bar{P}_w) + X_{line}(Q_{load} - \bar{Q}_{com}) \quad (3.7.9)$$

la potenza reattiva da iniettare deve essere tale da mantenere la tensione entro valori ( $|\Delta \bar{V}| \leq 0.05$ ):

$$\Delta \tilde{V} \simeq -R_{line}\tilde{P}_w - X_{line}\tilde{Q}_{com} \quad (3.7.10)$$

Per ridurre le fluttuazioni, la potenza reattiva iniettata deve essere:

$$\tilde{Q}_{com} \simeq -\frac{R_{line}}{X_{line}}\tilde{P}_w \quad (3.7.11)$$

quindi la potenza reattiva è dipendente dal rapporto dei parametri di linea che collegano l'impianto con la sottostazione. Tale controllo fornisce quindi il riferimento di potenza reattiva da iniettare  $Q_{com}^*$ . In fig.3.7.6 sono evidenziati i due blocchi che la compongono: il primo mitiga le variazioni di tensioni della rete; il secondo si occupa delle fluttuazioni.

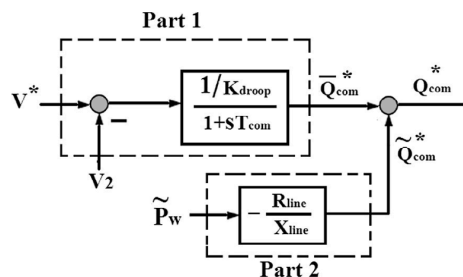


Figura 3.7.6 - Struttura controllo dello STATCOM per supportare la tensione della rete.

Per attenuare anche le fluttuazioni della potenza, è necessario che lo STATCOM possa iniettare potenza attiva nella rete, fig.3.7.7. Un dispositivo convenzionale non può fornire un ammontare di potenza sufficiente, data la limitata capacità di accumulo del condensatore del DC-bus. Quindi è necessario dotare lo STATCOM di un dispositivo di conservazione. In questo caso il dispositivo viene dotato di un supercondensatore. La compensazione dinamica della potenza attiva avviene mediante il controllo della corrente diretta dello STATCOM.

Considerando le fluttuazioni di potenze immesse dall'impianto eolico e dallo STATCOM nella rete, affinché quest'ultimo effettui un bilancio deve risultare:



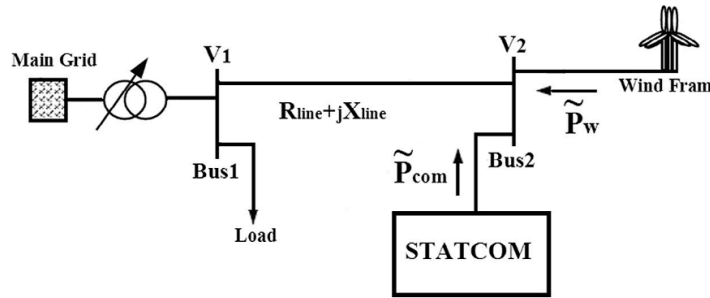


Figura 3.7.7 - Schema rete con STATCOM per la compensazione di una WPP.

$$\tilde{P}_{com} = |V_2| \tilde{i}_{com-d} = -\tilde{P}_W \quad (3.7.12)$$

Il controllo dello STATCOM equipaggiato con un supercondensatore presenta due sezioni:

- la prima mantiene la tensione sul DC-bus costante mediante  $\tilde{i}_{com-d}$  e sopprime le fluttuazioni di potenza attiva dell'impianto mediante  $\tilde{i}_{com-d}$ ;
- la seconda realizza il controllo della tensione della rete sul bus mediante  $i_{com-q}$ .

Le uscite di questi anelli esterni forniscono i riferimenti delle correnti 'dq' dello STATCOM, che quindi è capace di erogare o assorbire potenza reattiva per mantenere la qualità della tensione e della potenza. In fig.3.7.8 è mostrato lo schema di controllo completo.

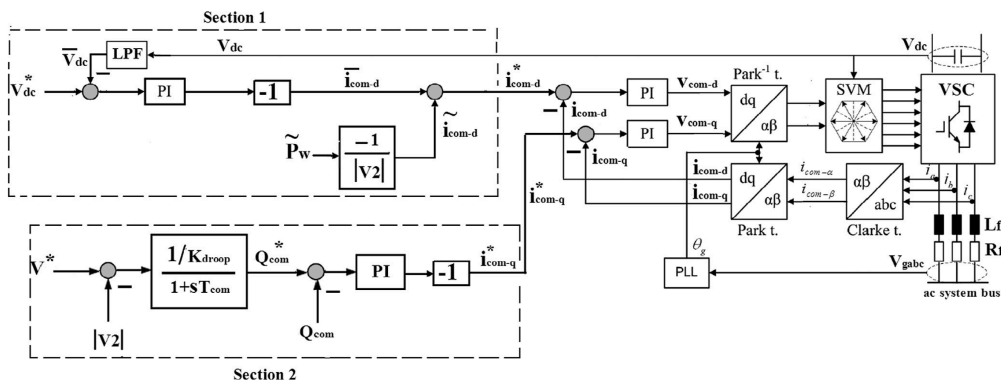


Figura 3.7.8 - Diagramma a blocchi del controllo di uno STATCOM equipaggiato con un supercondensatore.

La simulazione di questo controllo in [9], effettuata in MATLAB/SIMULINK, valuta il profilo delle tensioni del sistema. È richiesto che le tensioni rimangano in un range del 5% attorno al valore nominale, al variare della generazione e della potenza consumata dal carico. La rete presa in esame in fig.3.7.9 è composta da due trasformatori (T1, T2) con potenza nominale di 15 MVA e rapporto di trasformazione 130kV/20kV. Dalla sbarra secondaria si allacciano un carico, con valore massimo di 29.2MW e  $\cos \varphi = 0.9i$ , e un parco eolico, con capacità di 7.9 MW formato da 12 turbine a velocità fissa da 660kW 690 V dotate di un proprio trasformatore. La compensazione reattiva è fornita da 10 banchi di condensatori da 25 kvar. In condizioni di bassa richiesta, il carico è imposto al 10% del suo valore massimo.

Per prima cosa viene valutato il contenimento della potenza attiva per limitare l'innalzamento della tensione nella rete di distribuzione dotata di GD (generazione distribuita). La riduzione della potenza si ottiene attuando una compensazione al normale controllo di passo. Normalmente questo controllo si utilizza per limitare la velocità del generatore in condizioni di forte vento. Aggiungendo

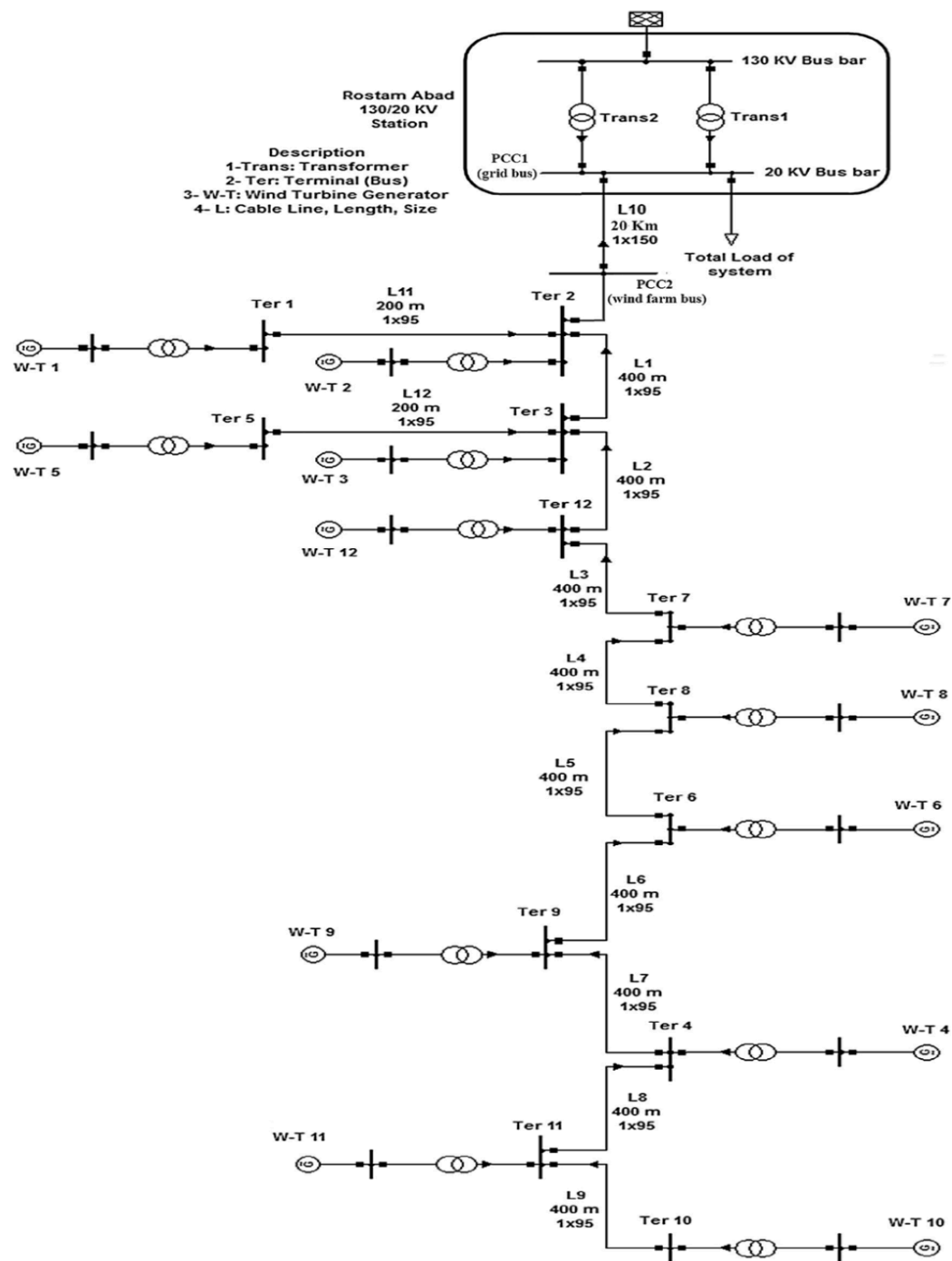


Figura 3.7.9 - Schema della rete considerata nella simulazione.

una compensazione, si attiva anche in questi casi in cui ci sia un'elevata generazione di potenza a fronte di un basso consumo.

In tab.3.7.1 sono riportati i valori delle tensioni nei vari punti della rete, a differenti velocità del vento (8m/s e 13m/s), in presenza o meno del controllo ausiliario descritto. Si vede come mediante questo controllo la tensione è tenuta all'interno dei parametri desiderati, ma si ha una notevole perdita di energia generata in caso di forte vento.

Tabella 3.7.1 - Tensioni ai terminali dell'impianto in funzione della velocità del vento e del controllo di passo.

Wind speed	8 m/s		13 m/s	
	Without pitch compensation	With pitch compensation	Without pitch compensation	With pitch compensation
Wind farm bus voltage (VPPC2)	1.042	1.042	1.07	1.041
Grid bus voltage (VPPC1)	1.006	1.006	1.001	1.001
Wind farm active power (kW)	12 × 228	12 × 228	12 × 649	12 × 268

Viene poi esaminata la capacità dello STATCOM di agire sui profili di tensione e mitigare le fluttuazioni di tensione e potenza. È stato simulato l'effetto della presenza o meno dello STATCOM in diverse condizioni, fig.3.7.10:

- carico al 100%, differenti velocità del vento e OLTC disattivato;
- carico al 100%, differenti velocità del vento e OLTC attivato;
- carico al 10%, differenti velocità del vento.

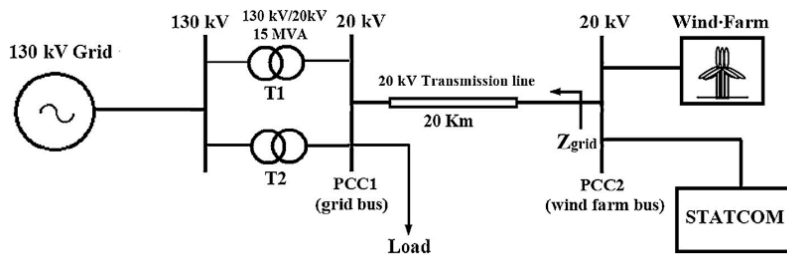


Figura3.7.10 - Schema semplificato della rete presa in esame.

I risultati hanno mostrato che la presenza dello STATCOM comporta dei benefici lungo tutta la linea del sistema di generazione; nel caso di carico massimo è necessaria la presenza del OLTC (On-Load tap Charger) per mantenere la tensione sul bus di rete entro i valori consentiti ( $\pm 5\%$ ). Nei casi di vento elevato o carico minimo, lo STATCOM assorbe potenza reattiva al fine di ridurre il flusso di potenza attraverso la linea di trasmissione che altrimenti causerebbe sovratensioni. Il dispositivo mitiga anche gli effetti di 'tower shadow' e 'wind shear' che causano fluttuazioni della tensione. Affiancandolo con un supercondensatore, riesce anche ad avere un impatto positivo sulla fluttuazione della potenza. Gli effetti sulla tensione e sulla potenza sono riportati in fig.3.7.11.

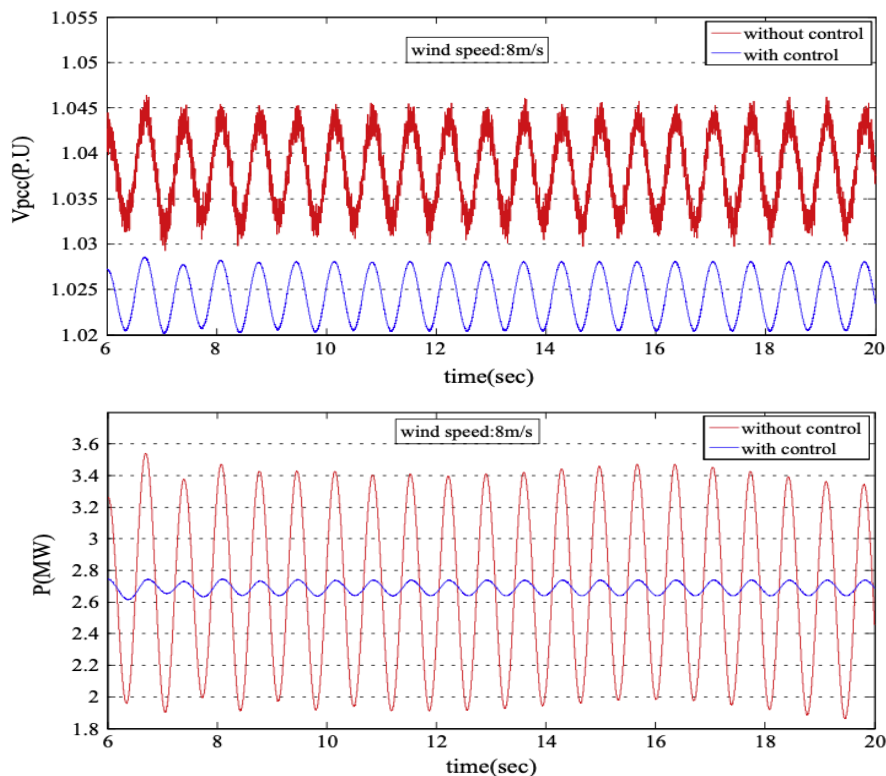


Figura 3.7.11 - Risultati simulazione: fluttuazione della tensione al PCC e della potenza con o senza controllo.

### 3.8 Strategie di controllo per fornire supporto alla frequenza di rete.

L'integrazione delle fonti eoliche comporta fluttuazioni che affliggono il controllo di frequenza. Si sommano anche le difficoltà legate al consumo immediato della potenza generata. Il sistema elettrico dunque impone dei limiti. In [10] è proposta una strategia di controllo di diminuzione del carico (de-loading), che unisce il contenimento della potenza per soddisfare i vincoli della rete con la possibilità di contribuire al controllo primario di frequenza. Si basa sul fatto che le turbine di un impianto sono soggette a differenti velocità del vento, dovuto alle differenti altitudini. La strategia propone di utilizzare le turbine che lavorano in condizioni di vento più forte come controllo primario di frequenza attuando una logica 'di scarico': una parte della potenza generata viene utilizzata solo per il controllo di frequenza.

Il controllo tiene conto dei requisiti di rete per la frequenza e il livellamento del picco di potenza, per cui il sistema proposto è costituito da tre livelli, fig.3.8.1: gestione dell'energia, controllo dell'impianto, controllo della turbina.

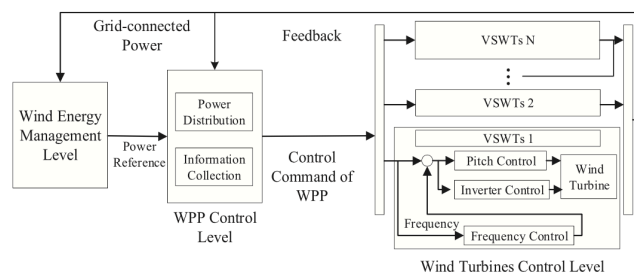


Figura 3.8.1 - Diagramma del controllo della potenza attiva di una WPP.

Si considera una turbina a velocità variabile dotata di DFIG. La potenza netta risulta:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 c_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (3.8.1)$$

in cui si esplicita la dipendenza del coefficiente di potenza dalla velocità di punta e dall'inclinazione delle lame. Per una data velocità, la potenza assorbita dal rotore può essere controllata variando  $c_p$  (che è una funzione non-lineare [10]). Sfruttando il fatto che questa tipologia di turbina può funzionare a frequenza costante in condizioni di vento variabile, si disaccoppia la velocità di rotazione dalla frequenza di rete.

Dunque il modello semplificato della turbina, fig.3.8.2 si descrive con le equazioni della coppia meccanica  $T_m = P_m / \omega_g$  (con  $\omega_g$  velocità di rotazione del generatore) e della potenza elettromagnetica del generatore  $T_e$ . Quindi il controllo necessita dei relativi riferimenti (pedice '\*'). La potenza generata dalla turbina tiene conto della massima potenza estraibile in base alle condizioni del vento  $P_v$  e dalle richieste del sistema  $P_c$ , dunque la potenza di riferimento  $P^*$  sarà pari al minore di questi valori. Il riferimento della velocità di rotazione del generatore invece si valuta considerando:

$$\omega^* = \begin{cases} \frac{n \lambda_{opt}}{R}, & v_{in} \leq v \leq v_n \\ \omega_{gmax}, & v_n \leq v \leq v_{out} \end{cases} \quad (3.8.2)$$

con  $n$  pari al rapporto di trasformazione del riduttore (gearbox);  $v_{in}, v_n, v_{out}$  rispettivamente la velocità di cut-in, nome e di cut-out.

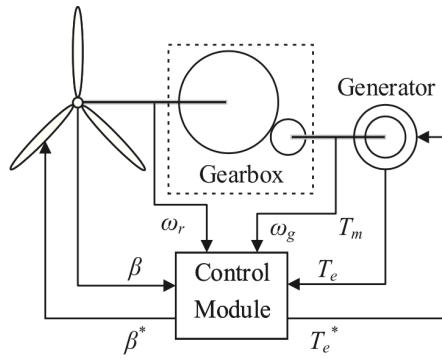


Figura 3.8.2 - Schema semplificato di un WT a velocità variabile.

Il riferimento di coppia dovrebbe essere pari al rapporto dei precedenti riferimenti, ma tenendo conto dell'inerzia, la velocità di rotazione non può variare istantaneamente: per cui la coppia viene posta:

$$T_e^* = P^*(\omega_g^*\omega_g)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.8.3)$$

Inoltre il controllo del passo proposto non si basa solo sul mantenere la velocità di rotazione della turbina  $\omega_r$ , entro i suoi limiti, ma tiene conto di ulteriori elementi per la regolazione della frequenza, fig.3.8.3. Il riferimento del passo  $\beta_{ref}$  viene calcolato con un blocco specifico.

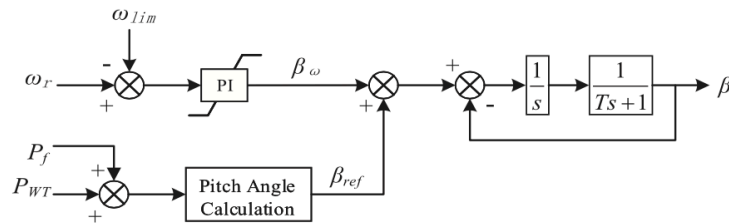


Figura 3.8.3 - Sistema di controllo di passo migliorato.

Il WPP utilizza sia il controllo di frequenza che di 'scarico' quando la rete impone delle limitazioni. In fig.3.8.4 è mostrato controllo della turbina. Il 'Decision Module' richiede in ingresso diversi parametri, tra cui: il coefficiente di scarico  $d$  (tiene conto della riduzione di potenza,  $0 \leq d \leq 1$ ), la potenza di riferimento della turbina  $P_{WT}$  e la deviazione della frequenza  $\Delta f$ . In uscita vengono fornite i riferimenti del passo e della potenza per garantire la partecipazione dell'impianto al controllo primario di frequenza.

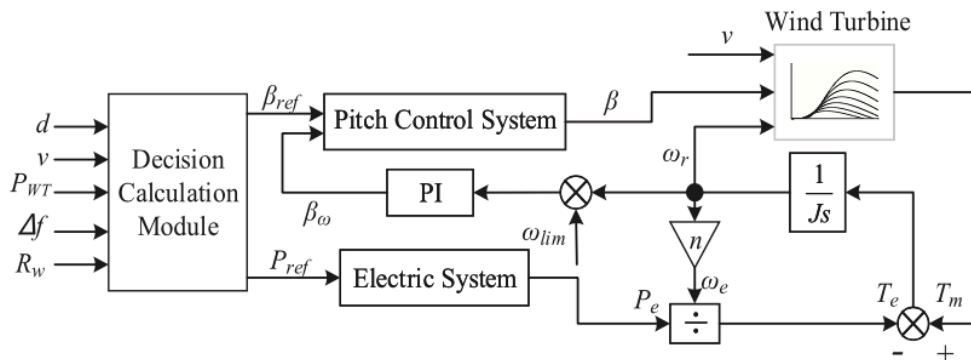


Figura 3.8.4 - Schema controllo della potenza attiva con limitazione dalla rete.

Per il controllo di ‘scarico’ nominato precedentemente, si deve considerare che per una turbina il riferimento della potenza si valuta sia in condizioni di massima potenza estraibile (MPPT) e sia in caso di potenza contenuta (de-loading):

$$P_{max} = P_m(c_{p_{max}}) \quad (3.8.4)$$

$$P_{de} = (1 - d)P_{max}, \quad c_{p_{de}} = (1 - d)c_{p_{max}} \quad (3.8.5)$$

Quindi il coefficiente diminuisce all’aumentare di  $d$ . Per una data velocità di vento  $v_o$ , si può valutare che la diminuzione della potenza (de-loading) si può ottenere variando l’angolo di inclinazione  $\beta_o \rightarrow \beta_1$  o variando la velocità di rotazione (decelerando o accelerando; quest’ultimo caso è preferito perché permette di immagazzinare energia cinetica nel rotore), fig.3.8.5.

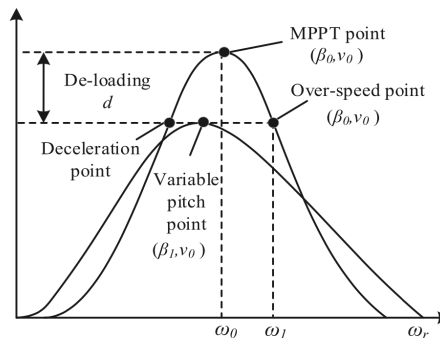


Figura 3.8.5 - Controllo di de-loading di una WT.

Data l’aleatorietà del vento, turbine di uno stesso impianto possono essere soggette a venti di velocità differenti. È possibile utilizzare il controllo in accelerazione e di passo per differenti strategie di de-loading. Considerando turbine che funzionano a differenti velocità del vento, si può tracciare la curva fig.3.8.6 della potenza di de-loading. Si distinguono tre gruppi di turbine ognuna con un proprio range di velocità:

- Tipo A, che lavora con  $v_{in} < v < v_d$ , in cui  $v_d$  è il limite superiore di velocità del vento per cui le turbine possono effettuare un controllo in sovra-velocità per un dato coefficiente  $d$ . Per queste turbine quindi si attua solo un controllo di sovra-velocità;
- Tipo B, che lavora  $v_d < v < v_n$ , per cui si integra un controllo in sovra-velocità con un controllo di passo;
- Tipo C, che lavora  $v > v_d$ , per cui si effettua un controllo di passo.

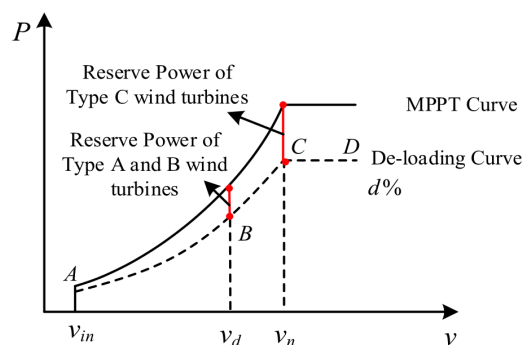


Figura 3.8.6 - Curva di de-loading di WT soggette a diverse velocità del vento.

Con questo tipo di strategia si rende più uniforme la potenza generata dalle turbine e si attua uno stoccaggio di energia cinetica (rappresentato dalle linee rosse verticali) nei rotori al fine di poterla utilizzare per assistere la rete in caso di instabilità.

Dal grafico si può notare come turbine a velocità differente, avranno differenti valori di potenza di riserva. L'obiettivo è quello di avere il minor numero possibile di turbine in condizioni di carico limitato e al contempo di aumentare la riserva di regolazione di frequenza. Data l'indipendenza tra la velocità di rotazione del generatore e la frequenza della rete, è necessaria la presenza di un regolatore addizionale, senza il quale la turbina non parteciperebbe al controllo primario di frequenza. Il regolatore di frequenza per la potenza attiva deve tener conto anche dei vincoli di funzionamento. La potenza attiva addizionale richiesta a seguito di una variazione di frequenza è:

$$P_f = -\frac{1}{R_W} \Delta f \quad (3.8.6)$$

che sommata alla potenza di riferimento  $P_{WT}$ , determinano il reale coefficiente di de-loading  $d'$  necessario per il controllo di passo e di frequenza come mostrato in fig.3.8.7:

$$d' = \begin{cases} 1 - \frac{P_{WT} + P_f}{P_{opt}}; v \leq v_n \\ 1 - \frac{P_{WT} + P_f}{P_n}; v > v_n \end{cases} \quad (3.8.7)$$

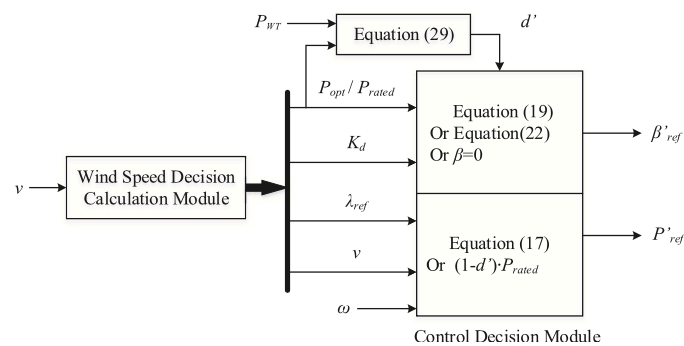


Figura 3.8.7 - Calcolo dei parametri di controllo di un WT.

Tale controllo è stato simulato mediante MATLAB/SIMULINK ed è stato confronto col caso in cui il WPP non partecipi alla regolazione di frequenza.

Il modello include: un impianto eolico, da 150 MW composta da 100 WT da 1.5 MW; un impianto termale, da 600 MW; un carico, di 650 MW.

Le turbine sono state separate in due gruppi:

- a basse velocità (8 m/s);
- ad alta velocità (14 m/s).

Le condizioni iniziali imposte sono: frequenza di rete a 50 Hz, coefficiente di de-loading  $d=0.2$ , limite della potenza dell'impianto 90 MW. All'istante  $t=60s$  è stato assunto un rapido aumento di 20 MW del carico.

È stato valutato il caso in cui il maggior numero di turbine lavora a bassa velocità (fig.3.8.8) o ad alta velocità (fig.3.8.9). I risultati mostrano che quando la WPP partecipa alla regolazione, c'è una variazione della potenza erogata da parte di entrambi gli impianti. Ma nel caso (B) l'impianto termico mostra un'aumento più graduale della potenza, dato il rapido e più significativo contributo di potenza fornito dal WPP.

È evidente come il controllo fornisca un valido supporto alla variazione di frequenza. In entrambi i casi studiati, la frequenza necessita di un controllo secondario per tornare al valore nominale a seguito della variazione del carico.

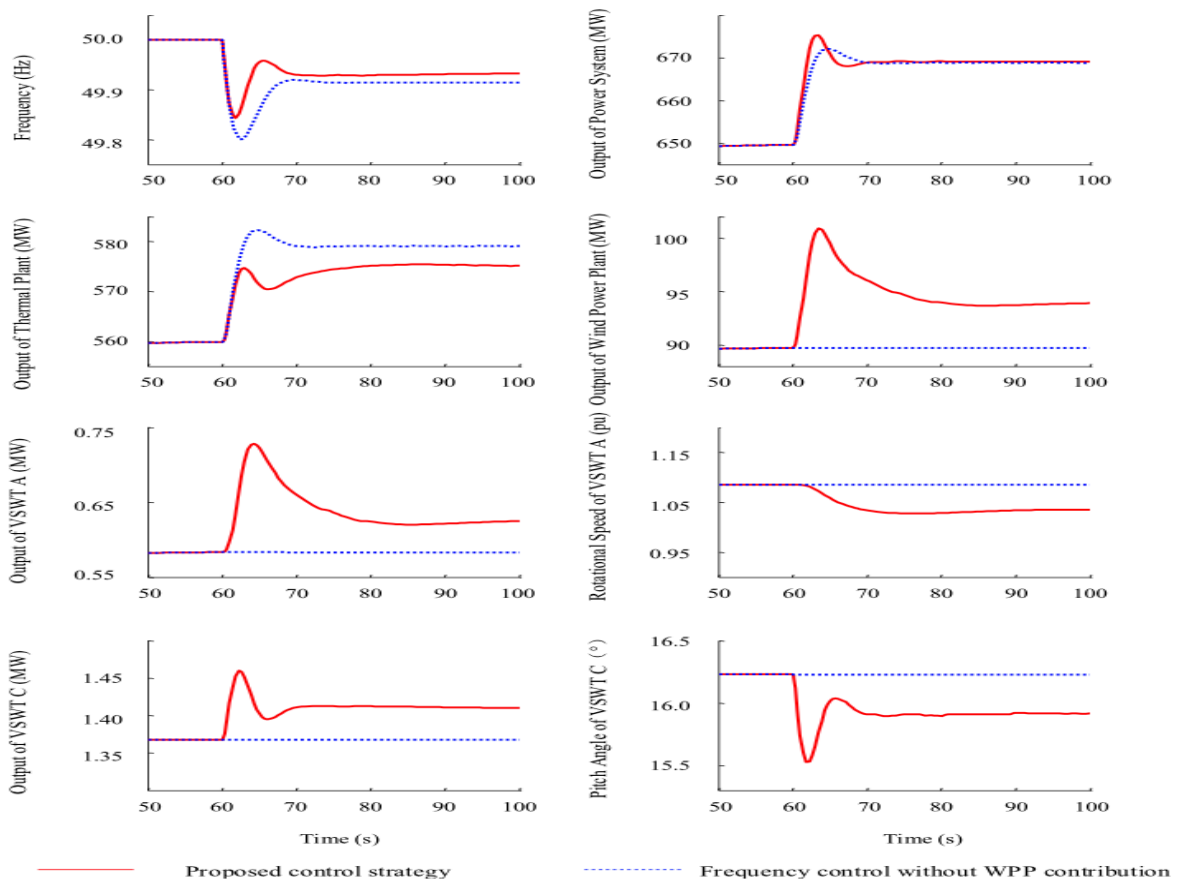


Figura 3.8.8 - Risposta caso A.

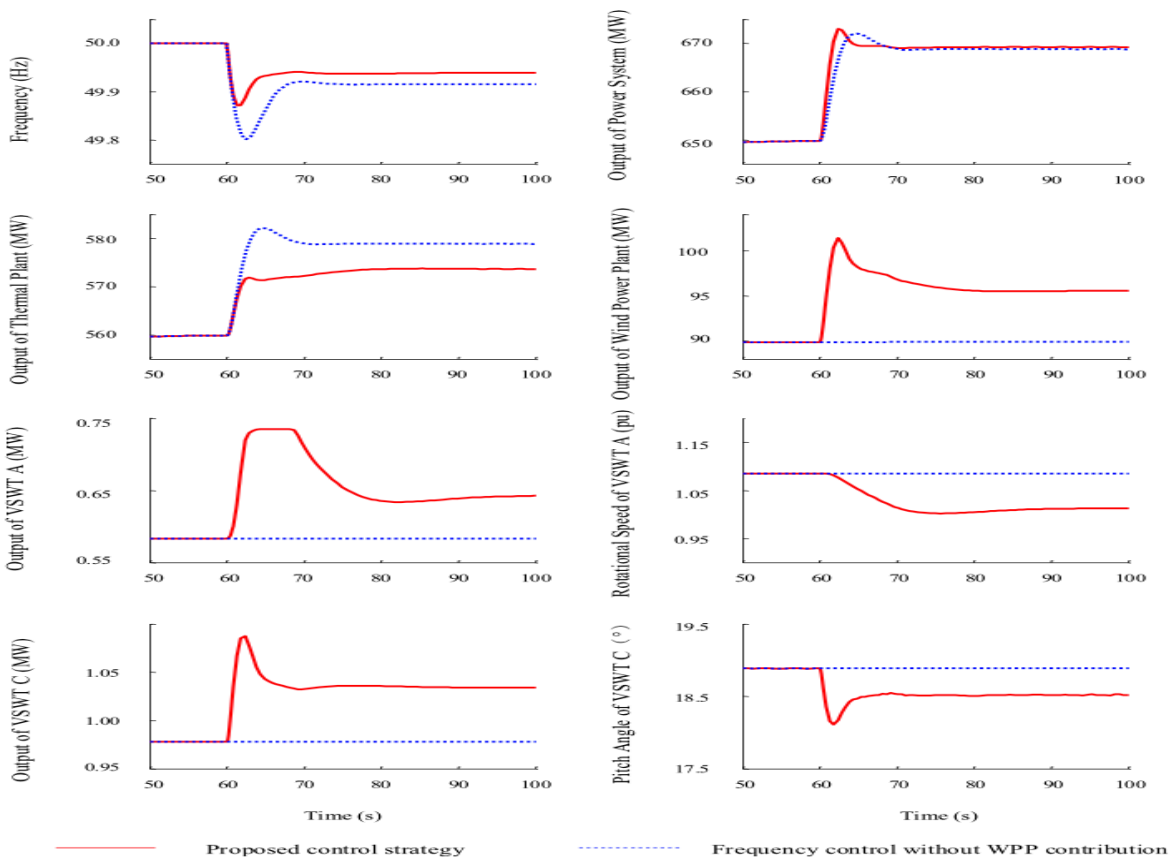


Figura 3.8.9 - Risposta caso B.



### 3.9 Sviluppo e controllo di una nuova tipologia di GSC.

I classici sistemi ad azionamento diretto (DDWT - Direct Drive Wind turbine) fanno uso di PMSG connessi alla turbina senza la presenza di un riduttore (gearbox). È importante considerare che il gearbox è responsabile del 10% dei guasti della turbina, che risultato costituisce il 20% del totale tempo di inattività del WECS [11]. Inoltre si è verificato che per quanto la vita stimata del riduttore sia di 20 anni, tenda a guastarsi tra il 7° e 10° anno.

L'interfaccia di potenza, che connette la macchina alla rete, consiste in un convertitore a piena potenza composto da due VSC tra i quali è interposto un condensatore che forma il DC-bus, fig.3.9.1. Quest'ultimo è causa del maggior numero di guasti che interessano il convertitore. Un'altra problematica relativa ai DDWT è legata alle dimensioni del PMSG, che per potere avere velocità di funzionamento del rotore confrontabili con la velocità di rotazione della turbina, deve possedere un elevato numero di poli quindi avrà dimensioni notevoli e costi maggiori.

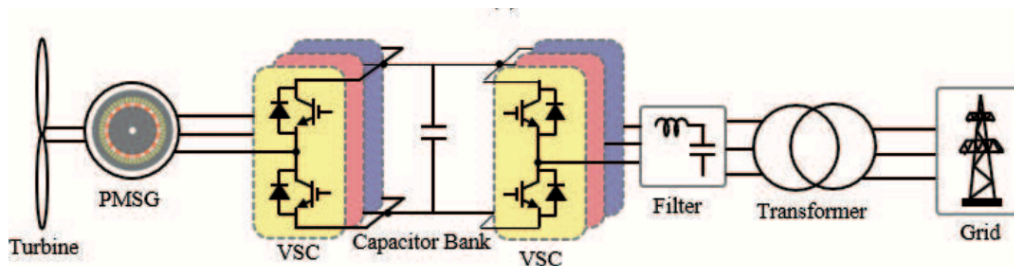


Figura 3.9.1 - WECS con B2B composto da 2 VSC.

In [11] viene presentata una nuova tipologia di DDWT realizzato con un generatore a bassa tensione al fine di eliminare il collegando DC presente nelle configurazioni tradizionali. In questa struttura il VSC lato rete è sostituito da un boost CSI (inverter innalzatore alimentato a corrente), fig.3.9.2, che non necessita di un condensatore DC-bus, la cui rimozione comporta un aumento della vita utile del sistema. Per il corretto funzionamento del CSI sarebbe necessaria un'induttanza lato DC, ma quest'ultima viene 'sostituita' dall'induttanza sincrona del generatore  $L_s$ . Anche il peso e le dimensioni complessive del sistema risultano diminuite.

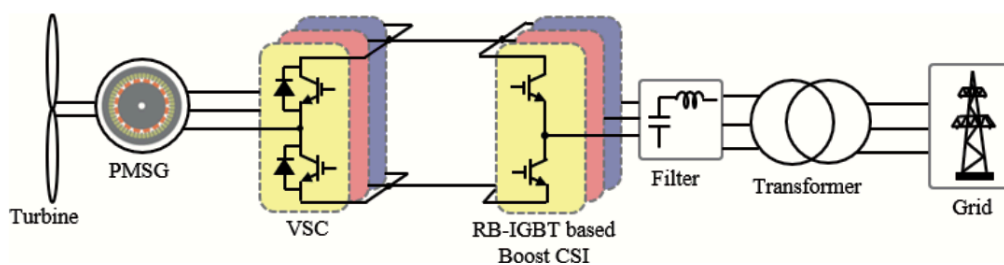


Figura 3.9.2 - WECS con B2B composto da un VSC e un CSI.

Il CSI è equipaggiato con Reverse Blocking IGBTs (RB-IGBT) e non è presente alcun elemento di connessione tra i due convertitori, aumentando così i tempi tra un guasto e un altro del sistema rispetto alla topologia tradizionale.

Per poter ottenere una distorsione armonica totale (THD) dell'onda di corrente all'uscita dell'inverter conforme alla IEEE 1547-2018, il CSI deve sempre funzionare in modalità di conduzione continua (CCM). Inoltre mentre un normale CSI è controllato mediante SVM che comporta un rapporto tra la tensione in uscita ( $V_{LLrms}$ ) e quella in ingresso ( $V_{dc}$ ) intorno a 1.2; il CSI innalzatore viene modulato con una modulazione a larghezza di impulsi fasoriale (PPWM) che fornisce un rapporto maggiore di 3: questo permette di utilizzare un PMSG a bassa tensione.

Quindi è possibile ottenere una tensione concatenata in uscita al convertitore di 480 V anche se il generatore genera una tensione concatenata di 120V. Questo comporta, come mostrato in [11] che una minore tensione generata richiede dimensioni minori

( $E \propto N_f D l$  con  $N_f$  è il numero di avvolgimenti per fase;  $D$  diametro;  $l$  è la lunghezza). Al tempo stesso è necessario avere un valore minimo di  $L_s$  affinché il CSI innalzatore funzioni in CCM, quindi bisogna porre una restrizione sul numero massimo di poli  $L_s \propto (N_f/p)^2$ . Il valore desiderato di tensione in uscita del generatore  $E \simeq (E^2 - (\omega_s L_s I)^2)^{\frac{1}{2}}$  e dell'induttanza di sincronismo  $L_s$  devono essere utilizzati come parametri per la progettazione del PMSG.

Nello studio trattato vengono confrontati due DDWT con PMSG di 1.5 MW: uno con la struttura proposta (VSC+CSI,  $V_{PMSG} = 450V$ ,  $p = 32$ ) e l'altro con quella tradizionale (VSC+Dc-bus+VSC,  $V_{PMSG} = 770V$ ,  $p = 78$ ). Si riscontra che:

- il minor numero di poli della soluzione con PMSG a bassa tensione riduce di molto la quantità di materiale magnetico necessario, diminuendo quindi la dipendenza dal mercato instabile del NdFeB (terre rare).
- le perdite nel rame sono maggiori per via del più alto livello di corrente data la bassa tensione del generatore (nonostante la resistenza statorica sia minore per via di un numero di avvolgimenti per fase minore);
- le perdite del ferro diminuiscono dato la riduzione del numero di poli;
- l'efficienza è invariata;
- c'è una netta diminuzione delle dimensioni dello statore e del rotore. Considerando anche l'assenza del condensatore DC-bus e dell'utilizzo dell'induttanza del generatore per il funzionamento del CSI, rende questa soluzione notevolmente più economica.

Il sistema è controllato in modo tale che il VSC lato generatore regoli la potenza trasferita alla rete e il CSI stabilizzi la tensione continua in ingresso.

Il riferimento della componente in quadratura della tensione si ottiene da un PI di corrente; mentre il riferimento della componente diretta si misura applicando la trasformata nel dominio 'dq0' alle tensioni di fase del generatore, fig.3.9.3. Le due componenti ( $V_{qvsc}^*$ ,  $V_{dvsc}$ ) costituiscono gli ingressi per il SPWM che controlla il VSC secondo una logica di MPPT.

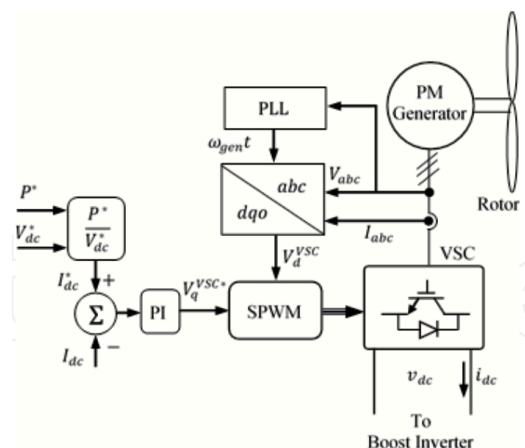


Figura 3.9.3 - Diagramma controllo VSC.

Per quanto riguarda il controllo del CSI, possiede come ingressi le tensioni e corrente lato rete e la tensione lato continua. Le grandezze di fase vengono trasformate nel dominio di riferimento 'dq0'. Viene computata la potenza reattiva iniettata nella rete  $Q_{ac}$  e la si confronta con quella di riferimento  $Q^*$ . L'errore è mitigato da un PI e fornisce l'angolo  $\theta$  che insieme all'indice di

modulazione D, ottenuto con un controllo sulla tensione continua, permettono di implementare il PPWM del CSI, fig.3.9.4.

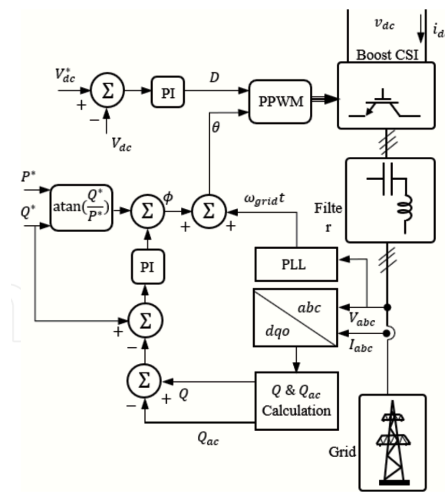


Figura 3.9.4 - Diagramma controllo CSC.

I risultati ottenuti mediante MATLAB/Simulink, fig.3.9.5, mostrano che :

- il sistema possiede un'elevata robustezza e capacità di seguire rapide variazioni di velocità. È mostrato l'andamento a seguito di una variazione della velocità del generatore in  $t = 1s$  ( $\omega_g : 7.5\text{rpm} \rightarrow 19.65\text{rpm}$ ) ;
- è capace di seguire il punto per la massima estrazione di potenza disponibile dal vento
- viene confermata la capacità di continuare ad erogare potenza nonostante la rete sia interessata da un guasto: in  $t = 2s$  si ha una riduzione della tensione di rete del 35% (LVRT) e il guasto è eliminato dopo 0.5s.
- è possibile utilizzare l'induttanza sincrona del generatore per il funzionamento del CSI innalzatore e mantenere una buona qualità della potenza in uscita.

In definitiva questa nuova tipologia di DDWT aumenta l'affidabilità del sistema e diminuisce i costi di manutenzione. Ulteriori vantaggi sono dovuti alla riduzione del peso, delle dimensioni e del materiale magnetico impiegato.

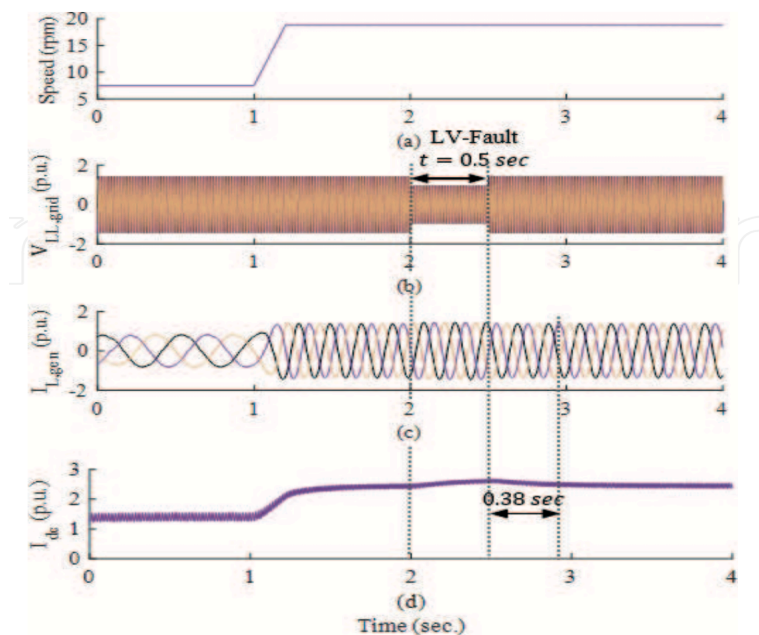


Figura 3.9.5 - Risposta a seguito di una variazione della velocità e in presenza di un guasto.

### 3.10 Controllo per mitigare la caduta di tensione causata da guasti.

L'aumento della diffusione dei RES, lungo il sistema di distribuzione, richiede restrizioni sulla qualità di potenza sempre più stringenti. Motivo per il quale nasce l'esigenza che i WECS si comportino come sorgenti attive, capaci di supportare la rete: oltre all'iniezione locale di potenza attiva è richiesta la possibilità di iniettare potenza reattiva nel punto di comune accoppiamento (PCC). La scelta delle tipologie con convertitore back-to-back a piena potenza, che disaccoppia il generatore dalla rete, è dettata dal fatto che permette di rispettare in maniera ottimale i GC durante le condizioni di guasti. I generatori maggiormente utilizzati sono il WRIG e il PMSG. Benché il primo presenti un'efficienza di funzionamento elevata, il suo controllo risulta complesso; per cui il secondo è preferito, soprattutto nella configurazione 'gearboxless' in quei casi in cui sia richiesta una minore manutenzione (impianti offshore).

In [12] viene analizzato le prestazioni di quest'ultimo tipo di convertitore durante un guasto della rete: il MSC è controllato al fine di massimizzare la potenza iniettata; il GSC deve regolare la potenza reattiva, per compensare la tensione di rete al PCC, e mantenere la tensione del DC-bus al valore desiderato. Entrambi sono controllati mediante PWM. Si considerano le equazione della potenza estratta dalla turbina eq(2.); per il modello dinamico di un PMSG anisotropo nel dominio  $'dq0'$ , orientato secondo il flusso  $\psi_f$  notorio generato dai PM.

La simulazione è effettuata con MATLAB, il cui schema è riportato in fig.3.10.1 in cui il generatore è connesso alla rete mediante il convertitore back-to-back, dotato di VSC trifase a 3-livelli, un trasformatore elevatore e un filtro passa basso.

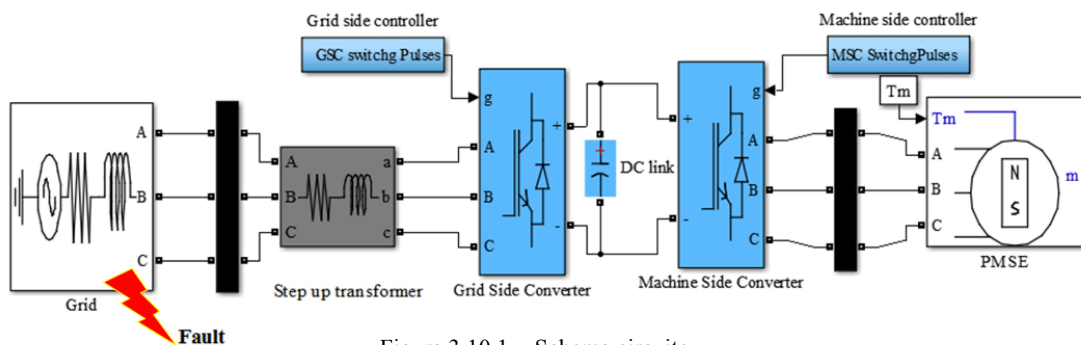


Figura 3.10.1 - Schema circuito.

In particolare il MSC funge da raddrizzatore, regola la potenza attiva mediante una logica MPPT. In fig.3.10.2 sono mostrati gli anelli per ottenere i relativi valori di riferimento della tensione per il controllo della PWM. Il riferimento di corrente in quadratura  $i_{sq}^*$  è ottenuto da un PI con ingresso l'errore della velocità di rotazione della turbina  $\omega_m$ ; viene confrontato con il valore misurato e mediante un ulteriore regolatore PI fornisce il riferimento disaccoppiato della corrispondente tensione  $v'_{sq}$  alla quale si sommano i termini di compensazione per ottenere il riferimento completo  $v_{sq}^*$ . In maniera simile si ottiene il riferimento della componente diretta. La compensazione avviene considerando che:

$$\begin{cases} v_{sd}^* = v'_{sd} - \omega_r L_q i_{sq} \\ v_{sq}^* = v'_{sq} - \omega_r L_d i_{sd} + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (3.10.1)$$

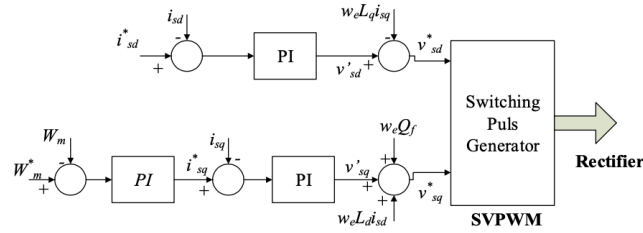


Figura 3.10.2 - Controllo MSC.

Il GSC invece funge da inverter e si occupa di regolare la tensione  $V_{dc}$  e la potenza reattiva inietta nella rete. Il primo obiettivo è controllato con un anello di corrente diretta; il secondo mediante un anello di corrente in quadratura che agisce in seguito a variazioni della tensione sul PCC. Anche in questo caso è presente una retro compensazione dei valori di riferimento, fig.3.10.3.

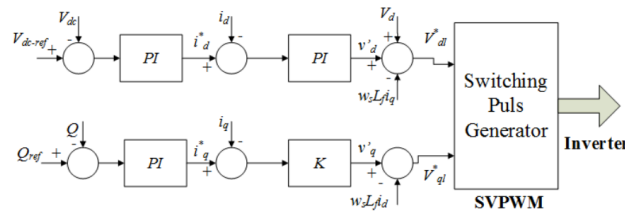


Figura 3.10.3 - Controllo GSC.

La rete è soggetta ad un guasto in  $t = 0.5s$  che si estingue in  $t = 1.2s$

In fig.3.10.4 sono confrontate le tensione al PCC in assenza o presenza del supporto della turbina. Si verifica che durante il guasto viene mantenuto il profilo di potenza attiva erogata (le variazioni sono dovute all'inizio e al termine del guasto); mentre la potenza reattiva erogata aumenta, comportando una riduzione del 70% della caduta di tensione.

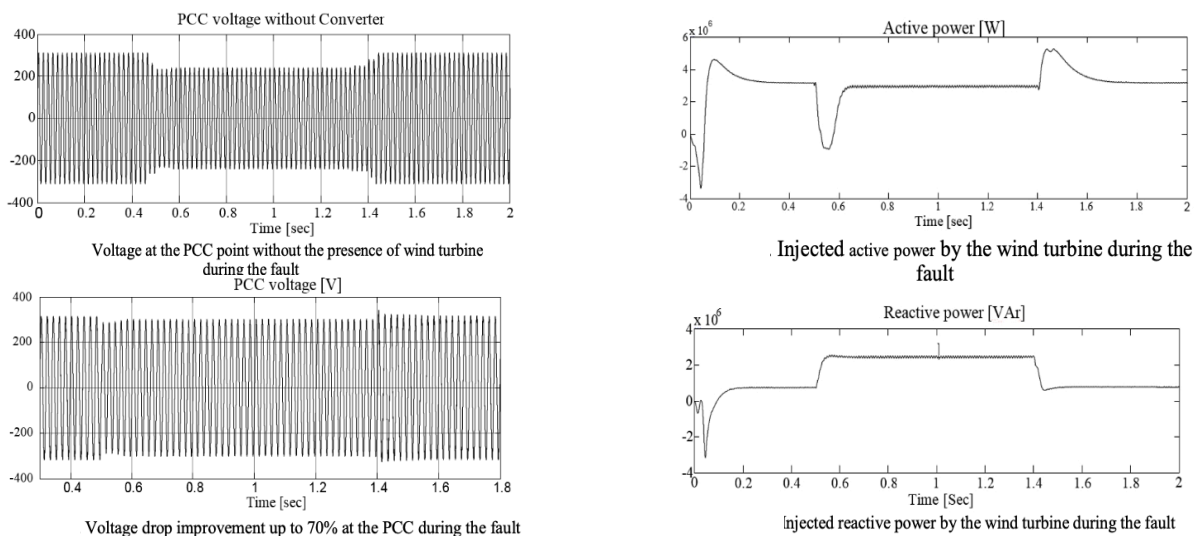


Figura 3.10.4 - Risultati simulazione.

### 3.11 Applicazione di convertitori a controllo flessibile.

Tra le sfide tecniche dovute al cambiamento della topografia della rete elettrica c'è la questione dell'inerzia. Dato che sempre più sistemi rinnovabili stanno sostituendo i generatori sincroni e una delle principali differenze tra i due sistemi è appunto l'assenza di un'inerzia fisica da parte dei RES. La diminuzione di quest'ultima porta ad un aumento del RoCoF (rate of change of frequency) della rete. È necessario quindi sviluppare sistemi ausiliari per migliorare la dinamica e la stabilità. È stato ideato il concetto di macchina sincrona virtuale (VSM), ovvero un sistema capace di imitare le caratteristiche intrinseche di una generatore sincro. Consiste nell'utilizzare un accumulatore di energia a breve-termine atto ad emulare l'energia cinetica di una massa contate. Questo può essere effettuato mediante schemi di controllo appositi impiegando un particolare convertitore: CPC (Controlled Power Converter), capace di fornire supporto di inerzia alla rete per diminuirne la fluttuazione di frequenza [13].

Il convertitore dovrà essere controllato in maniera specifica al fine di modificare la potenza attiva e reattiva. Per esempio, l'emulazione di una inerzia virtuale richiede all'inverter di essere capace di immagazzinare o rilasciare una certa quantità di energia in base alla variazione della frequenza di rete rispetto al suo valore nominale.

Un CPC sarà quindi costituito da un dispositivo di stoccaggio a breve-termine accoppiato ad un convertitore di potenza con un appropriato meccanismo di controllo.

La struttura principale è composta da una fonte primaria di potenza (esempio DG) connessa alla rete mediante un inverter, fig.3.11.1. Ci si aspetta che il CPC funzioni come un generatore sincro tradizionale capace di fornire inerzia e smorzamento 'virtuale' e che mostri la stessa reazione alle rapide variazioni di carico o disturbi del sistema. Quindi il blocco di controllo, fig.3.11.2 che regola l'uscita dell'inverter è funzione della velocità di variazione della frequenza e dall'errore di frequenza, nello stesso modo in cui i SG convenzionali sono governati dall'equazione di oscillazione:

$$\Delta P_{VSG} = P_m - P_e = J\Delta\dot{\omega} + D\Delta\omega = J \frac{d^2}{dt} \delta(t) + D \frac{d}{dt} \delta(t) \quad (3.11.1)$$

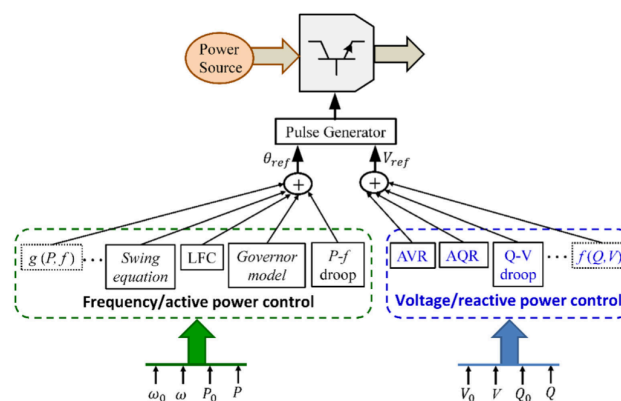


Figura 3.11.1 - Struttura del controllo di un CPC.

dove  $D$  è il coefficiente di smorzamento,  $J$  è il momento di inerzia e  $\delta$  è la posizione angolare rispetto ad un sistema di riferimento orientato come il flusso di statore. L'equazione descrive come il generatore reagisce ai disturbi mediante l'inerzia.



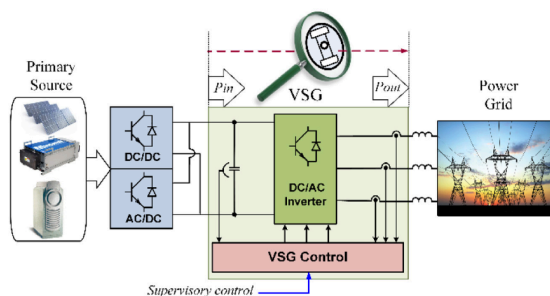


Figura 3.11.2 - Struttura concettuale di un VSG.

Uno schema di controllo tipico del CPC è mostrato in fig.3.11.3:

- il blocco “Virtual Governor and Inertia” è il cuore del controllo. Esistono diversi approcci in letteratura per realizzarlo; una basilare consiste nell’emulazione della funzione dell’oscillazione e dell’effetto di smorzamento espressa da:

$$P_0 - P_{out} = J\omega_0 \frac{d\omega_m}{dt} + k_p(\omega_m - \omega_0) \quad (3.11.2)$$

viene considerata una caduta di tensione virtuale sull’induttanza (virtuale)  $L_{ls}$  per adattare l’impedenza equivalente in uscita dall’inverter:

$$X = \omega_0(L_{ls} + L_f + L_{line}) \quad (3.11.3)$$

- Il blocco “ $V_{bus}$  Estimator” stima la tensione sul Bus partendo dalle misure delle correnti e tensioni in uscita, fornendo un riferimento al blocco “Q droop”, nel quale viene utilizzato la relazione tra la caduta della tensione e quella della potenza reattiva.

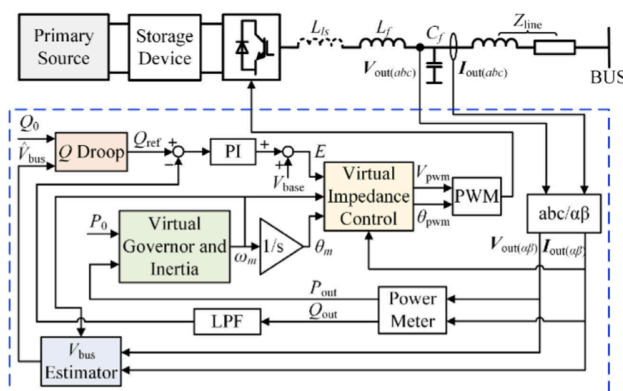


Figura 3.11.3 - Schema di controllo di un VSG.

Nella simulazione trattata in [13] viene preso in esame l’impatto che un simile controllo ha sulla stabilità del sistema. Lo schema utilizzato è quello mostrato in fig.3.11.4 in cui tre generatori hanno potenza :  $G_1 - 512\text{MVA}$ ;  $G_2 - 270\text{MVA}$ ;  $G_3 - 125\text{MVA}$ .

Vengono poi considerate tre diverse condizioni:

- sono tutti generatori sincroni (linea grigia);
- il  $G_3$  è un DG con la medesima potenza (linea rossa);
- viene applicato il controllo descritto sull’inverter che collega il DG (linea blu).

Si considera il due casi:

- un aumento del carico sul Bus 9 di 10 MW;

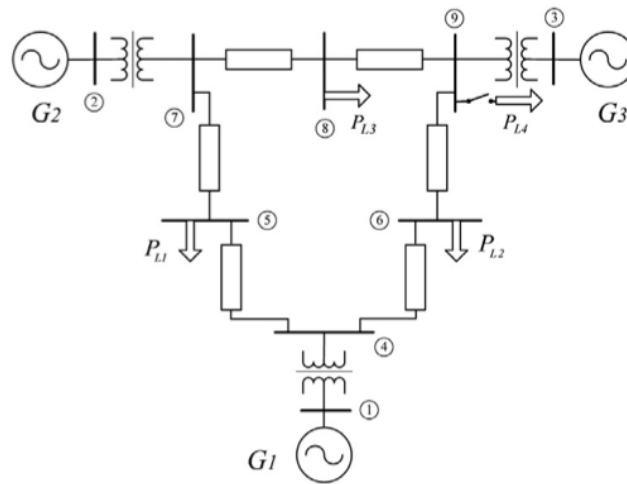


Figura 3.11.4 - Rete simulata

- una diminuzione della potenza generata dal G3 di 20 MW.

In fig.3.11.5 viene visualizzata la risposta in termini di frequenza e potenza attiva in uscita del G1 e G2. I risultati mostrano come la presenza del DG incida negativamente sui picchi di frequenza. Adottando il CPC la risposta del sistema migliora.

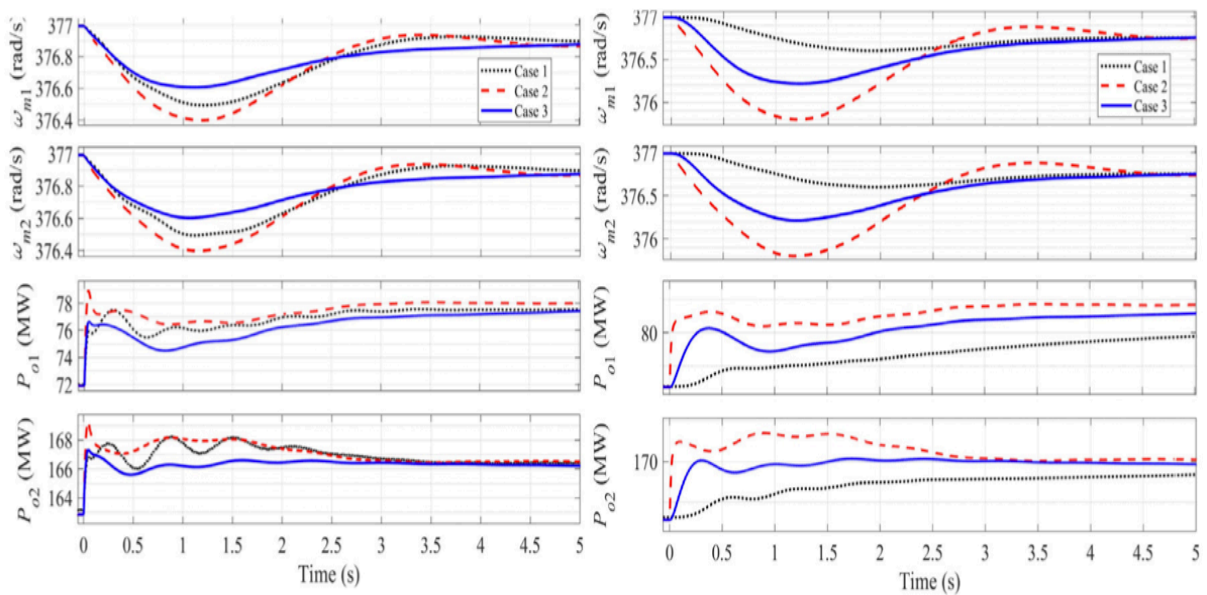


Figura 3.11.5 - Risultati simulazione.



### 3.12 Connessione diretta AC/AC di una WT a media tensione.

Le dimensioni e le potenze delle turbine stanno aumentando giorno dopo giorno. Per potenze maggiori risultano più efficienti ed economici generatori di media-tensione rispetto a quelli di bassa-tensione utilizzati. Si stanno cercando soluzioni per connettere tali macchine direttamente alla rete a media tensione (MV) in modo tale da rendere più performante ed economica la trasmissione.

In [14] si è valutata la possibilità di connettere una macchina di elevata potenza nominale, un PMSG a 6-fasi, direttamente alla rete AC mediante un E-MMC (convertitore multi livello modulare ennagonale), senza l'utilizzo di un trasformatore elevatore. L'utilizzo di generatori a 6-fasi nella generazione eolica è favorita data la loro elevata tolleranza ai guasti, bassa ondulazione della coppia e bassa corrente statorica. Un generatore di tale tipo è equivalente a due sistemi trifase connessi alla rete mediante due convertitori. Il punto critico di questa topologia è la corrente circolare. Le sei fasi del generatore e le tre fasi della rete sono intrecciate mediante i nove vertici del convertitore, che permette in questo modo una diretta connessione tra i due sistemi AC in MV. Modificando il numero dei sotto-moduli (SM) il generatore a 6-fasi può essere connesso a differenti livelli di tensione.

Rispetto agli altri MMC (M3C,H-MMC), E-MMC necessita di minor capacità dei dispositivi di commutazione e ha minori fluttuazioni di tensione sui condensatori degli SM quando l'uscita della tensione del generatore deve essere innalzata per essere connessa alla rete MV.

In fig.3.12.1 è mostrata la topologia del E-MMC che possiede 9 braccia posizionate come i lati di un ennagono. Ogni braccio (Arm Bx) è formata da una stringa, contenente un determinato numero di SM a ponte intero (FBSM) connessi in serie tra loro, in serie ad un'induttanza  $L_b$ . I vertici U, V e W (in blu) connettono il convertitore alla rete trifase, mentre i restanti vertici R1, S1 e T1 (in rosso) e R2, S2 e T2 (in verde) connettono il generatore a 6 fasi. Essendo il principio di funzionamento di ogni braccio differente, si suddividono in tre gruppi:

- i bracci B1, B4 e B7 raggruppati come X1, ognuno dei quali possiede  $N_1$  FBSM;
- i bracci B2, B5 e B8 raggruppati come X2 e ognuno possiede  $N_2$  FBSM;
- i bracci B3, B6 e B9 raggruppati come X3 e ognuno possiede  $N_3$  FBSM.

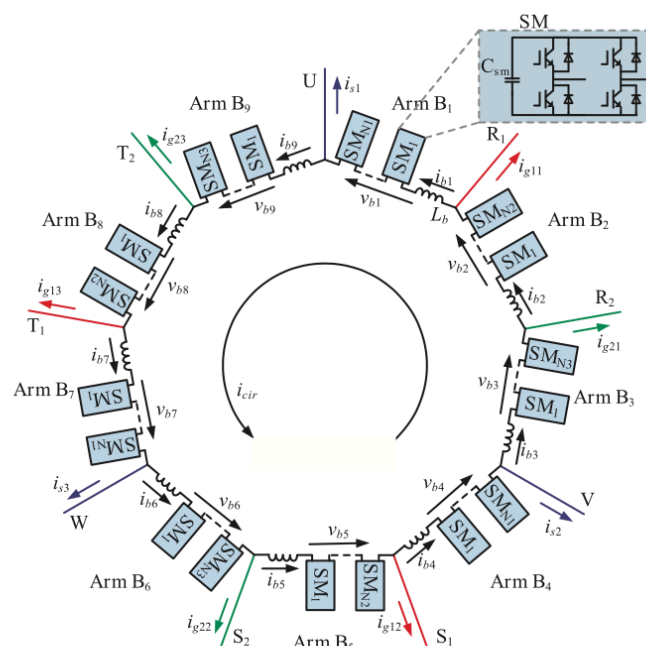


Figura 3.12.1 - Topologia di E-MMC.

Considerando il circuito equivalente in fig.3.12.2, le tensioni e la corrente del generatore e della rete sono:

$$\begin{cases} v_{g1k} = V_g \sin\left(\omega_g t - \frac{2(k-1)\pi}{3}\right) \\ v_{g2k} = V_g \sin\left(\omega_g t - \frac{2(k-1)\pi}{3} - \Delta\theta\right) \end{cases} \quad v_{sk} = V_s \sin\left(\omega_s t + \theta - \frac{2(k-1)\pi}{3}\right)$$

$$\begin{cases} i_{g1k} = I_g \sin\left(\omega_g t - \frac{2(k-1)\pi}{3} - \varphi_g\right) \\ i_{g2k} = I_g \sin\left(\omega_g t - \frac{2(k-1)\pi}{3} - \Delta\theta - \varphi_g\right) \end{cases} \quad i_{sk} = I_s \sin\left(\omega_s t + \theta - \frac{2(k-1)\pi}{3} - \varphi_s\right)$$

(3.12.1)

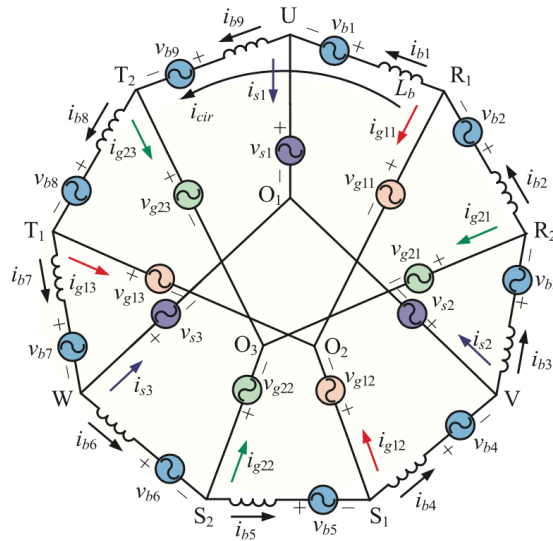


Figura 3.12.2 - Circuito equivalente di un E-MMC per un WECS.

Le grandezze con pedice 'g1' e 'g2' (k=1,2,3) si riferiscono al generatore e quelle col pedice 's' alla rete;  $\Delta\theta$  è lo sfasamento tra i due avvolgimenti del generatore;  $\theta$  è lo sfasamento tra la fase U della tensione della rete e la fase R1 della tensione del generatore.

La corrente di ogni braccio e la somma di tutte tensioni dei SM di ogni braccio possono essere espresse:

$$\begin{cases} v_{b1} = v_{g11} - v_{s1} - L_b \frac{di_{b1}}{dt} - v_{O1O2} \\ v_{b2} = v_{g21} - v_{g11} - L_b \frac{di_{b2}}{dt} - v_{O2O3} \\ v_{b3} = v_{s2} - v_{g21} - L_b \frac{di_{b3}}{dt} - v_{O3O1} \\ v_{b4} = v_{g12} - v_{s2} - L_b \frac{di_{b4}}{dt} - v_{O1O2} \\ v_{b5} = v_{g22} - v_{g12} - L_b \frac{di_{b5}}{dt} - v_{O2O3} \\ v_{b6} = v_{s3} - v_{g22} - L_b \frac{di_{b6}}{dt} - v_{O3O1} \\ v_{b7} = v_{g13} - v_{s3} - L_b \frac{di_{b7}}{dt} - v_{O1O2} \\ v_{b8} = v_{g23} - v_{g13} - L_b \frac{di_{b8}}{dt} - v_{O2O3} \\ v_{b9} = v_{s1} - v_{g23} - L_b \frac{di_{b9}}{dt} - v_{O3O1} \end{cases} \quad \begin{cases} i_{b1} = \frac{1}{3}(i_{g13} - i_{g11} + i_{g23} - i_{g21} + i_{s1} - i_{s2}) + i_{cir} \\ i_{b2} = \frac{1}{3}(i_{g23} - i_{g21} + i_{s1} - i_{s2} + i_{g11} - i_{g12}) + i_{cir} \\ i_{b3} = \frac{1}{3}(i_{s1} - i_{s2} + i_{g11} - i_{g12} + i_{g21} - i_{g22}) + i_{cir} \\ i_{b4} = \frac{1}{3}(i_{g11} - i_{g12} + i_{g21} - i_{g22} + i_{s2} - i_{s3}) + i_{cir} \\ i_{b5} = \frac{1}{3}(i_{g21} - i_{g22} + i_{s2} - i_{s3} + i_{g12} - i_{g13}) + i_{cir} \\ i_{b6} = \frac{1}{3}(i_{s2} - i_{s3} + i_{g12} - i_{g13} + i_{g22} - i_{g23}) + i_{cir} \\ i_{b7} = \frac{1}{3}(i_{g12} - i_{g13} + i_{g22} - i_{g23} + i_{s3} - i_{s1}) + i_{cir} \\ i_{b8} = \frac{1}{3}(i_{g22} - i_{g23} + i_{s3} - i_{s1} + i_{g13} - i_{g11}) + i_{cir} \\ i_{b9} = \frac{1}{3}(i_{s3} - i_{s1} + i_{g13} - i_{g11} + i_{g23} - i_{g21}) + i_{cir} \end{cases}$$

(3.12.2)

In cui  $v_{b_x}$  è la somma delle tensioni di tutti i SM di del braccio x-esimo;  $i_{b_x}$  sono le correnti del braccio x-esimo;  $v_{O_i O_j}$  la tensione tra i centri stella;  $L_b$  induttanza serie del braccio e  $i_{cir}$  la corrente circolare.

Combinando le equazioni si esplicitano le tensione e le correnti delle braccia B1-B2-B3:

$$\begin{cases} v_{b1} = V_g \sin(\omega_g t) - V_s \sin(\omega_s t + \theta) - L_b \frac{di_{b1}}{dt} - v_{O1O2} \\ v_{b2} = 2 \sin\left(-\frac{\Delta\theta}{2}\right) V_g \sin\left(\omega_g t - \frac{\Delta\theta}{2}\right) - L_b \frac{di_{b2}}{dt} - v_{O2O3} \\ v_{b3} = -V_g \sin(\omega_g t - \Delta\theta) + V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} + \theta\right) \\ \quad - L_b \frac{di_{b3}}{dt} - v_{O3O1} \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{b1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(-\frac{\Delta\theta}{2}\right) I_g \sin\left(\omega_g t + \frac{5\pi}{6} - \varphi_g - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \\ \quad + \frac{1}{\sqrt{3}} I_s \sin\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6} + \theta - \varphi_s\right) + i_{cir} \\ i_{b2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \frac{\Delta\theta}{2}\right) I_g \sin\left(\omega_g t + \frac{\pi}{2} - \varphi_g - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \\ \quad + \frac{1}{\sqrt{3}} I_s \sin\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6} + \theta - \varphi_s\right) + i_{cir} \\ i_{b3} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(-\frac{\Delta\theta}{2}\right) I_g \sin\left(\omega_g t + \frac{\pi}{6} - \varphi_g - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \\ \quad + \frac{1}{\sqrt{3}} I_s \sin\left(\omega_s t + \frac{\pi}{6} + \theta - \varphi_s\right) + i_{cir} \end{cases} \quad (3.12.3)$$

Le potenze in uscita del generatore possono essere espresse come:

$$\begin{cases} P_g = -3V_g I_g \cos(\varphi_g) \\ P_g = -3V_g I_g \sin(\varphi_g) \end{cases} \quad (3.12.4)$$

mentre quelle in ingresso alla rete risulta:

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} V_s I_s \cos(\varphi_s) \\ P_g = \frac{3}{2} V_s I_s \sin(\varphi_s) \end{cases} \quad (3.12.5)$$

combinando tutte le equazioni si ottiene la componente costante di potenza assorbita dalle stringe (vengono mostrate le equazioni per le bracci B1-B2-B3):

$$\begin{cases} P_{b1} = -\frac{P_s}{6} - \frac{1}{3\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cos\left(-\frac{5\pi}{6} + \frac{\Delta\theta}{2}\right) P_g \\ \quad - \frac{\sqrt{3}Q_s}{18} + \frac{1}{3\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \sin\left(-\frac{5\pi}{6} + \frac{\Delta\theta}{2}\right) Q_g \\ \quad - v_{O1O2} i_{cir} \\ P_{b2} = \frac{2}{3\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cos\left(-\frac{\pi}{3} + \frac{\Delta\theta}{2}\right) P_g \\ \quad - v_{O2O3} i_{cir} \\ P_{b3} = -\frac{P_s}{6} - \frac{1}{3\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \cos\left(-\frac{5\pi}{6} + \frac{\Delta\theta}{2}\right) P_g \\ \quad + \frac{\sqrt{3}Q_s}{18} - \frac{1}{3\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \sin\left(-\frac{5\pi}{6} + \frac{\Delta\theta}{2}\right) Q_g \\ \quad - v_{O3O1} i_{cir} \end{cases} \quad (3.12.6)$$

Mostra che la tensione del punto neutro  $v_{O_i O_j}$  e la corrente circolare  $i_{circ}$  possono essere utilizzate per controllare la componente costante di potenza assorbita dalle braccia. Tale valore deve essere nullo per garantire la stabilità del sistema.

La tensione e la corrente di ogni braccio dipendono dallo sfasamento tra i due avvolgimenti del generatore.

Considerando un generatore con  $S_n = 5\text{ MW}$  e  $V_n = 3.3\text{ kV}$ , volendo che i fattori di potenza della macchina e della rete ( $\cos(\varphi_s) \wedge \cos(\varphi_g)$ ) siano unitari, la potenza reattiva si può trascurare.

In fig.3.12.3 viene mostrato il valore ottimale dello sfasamento  $\Delta\theta$  che comporta la minima capacità ai dispositivi di potenza in funzione del rapporto di spinta:

- con rapporto minore di 1.5 allora  $\Delta\theta = 0$ ;
- con rapporto tra 1.5 e 7.4 serve  $\Delta\theta = -\pi/3$ ;
- con rapporto superiore a 7.4 sarà  $\Delta\theta = \pi$ .

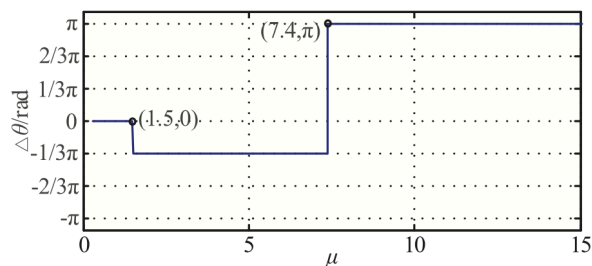


Figura 3.12.3 - Sfasamento ottimale tra gli avvolgimenti del PMSG rispetto al rapporto di spinta

Nello studio condotto la topologia proposta viene confrontata con un H-MMC (convertire multi-livello modulare esagonale). In fig.3.12.4 sono visualizzati gli andamenti delle la capacità dei dispositivi di commutazione richiesti (S/MVA) al variare del rapporto di spinta  $\mu$ :

- se  $\mu < 1.5$  risulta minore la capacità richiesta dalla struttura H-MMC;
- se  $1.5 < \mu < 7.4$  risulta favorevole E-MMC con sfasamento  $\Delta\theta = -\frac{\pi}{3}$  (E-MMC\_1);
- se  $\mu > 7.4$  è adatto E-MMC con  $\Delta\theta = \pi$  (E-MMC\_2). I cui vantaggi aumentano con l'aumentare del rapporto di spinta.

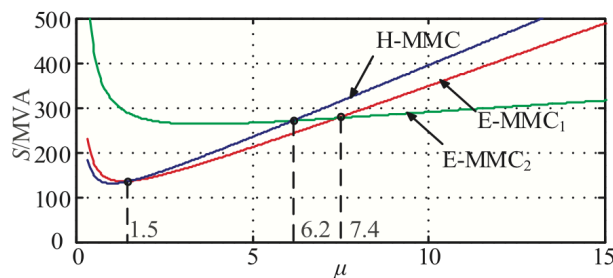


Figura 3.12.4 - Confronto tra le capacità dei dispositivi di commutazione.

Un confronto simile può essere fatto anche sulle fluttuazione di energia dei condensatori dei SM, considerando le tre tipologie precedenti a differenti livelli di frequenza, fig.3.12.5. In particolare le linee continue rappresentano il rapporto E-MMC\_1/H-MMC, delle quali si verifica che quando  $\mu > 2.3$  il rapporto è minore di 1, ovvero che la fluttuazione di energia di E-MMC1 è minore di quella del H-MMC. Le linee tratteggiate indicano invece il rapporto E-MMC2/H-MMC, che diminuisce notevolmente al crescere della frequenza e del rapporto di spina.

Si tenga conto che le fluttuazioni di energia causano le ondulazioni di tensione sui condensatori dei SM e quindi con rapporti di spinta elevati la configurazione E-MMC è preferibile.

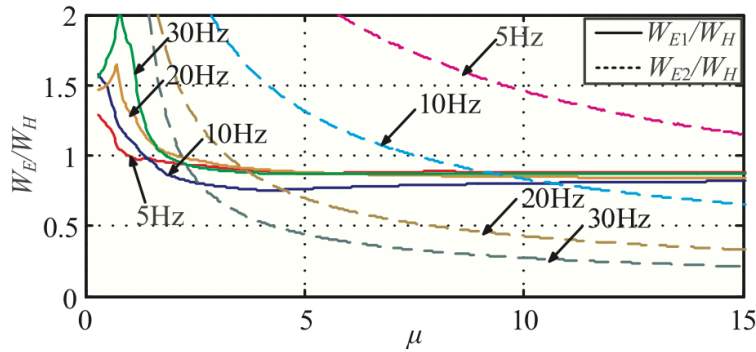


Figura 3.12.5 - Confronto tra le fluttuazione di energia delle capacità dei SM.

La strategia di controllo è riportata in fig. è composta da quattro parti, fig.3.12.6:

- tracciamento del punto di massima potenza MPPT;
- controllo della corrente di rete;
- controllo della stabilità delle tensioni;
- controllo del tracciamento della corrente.

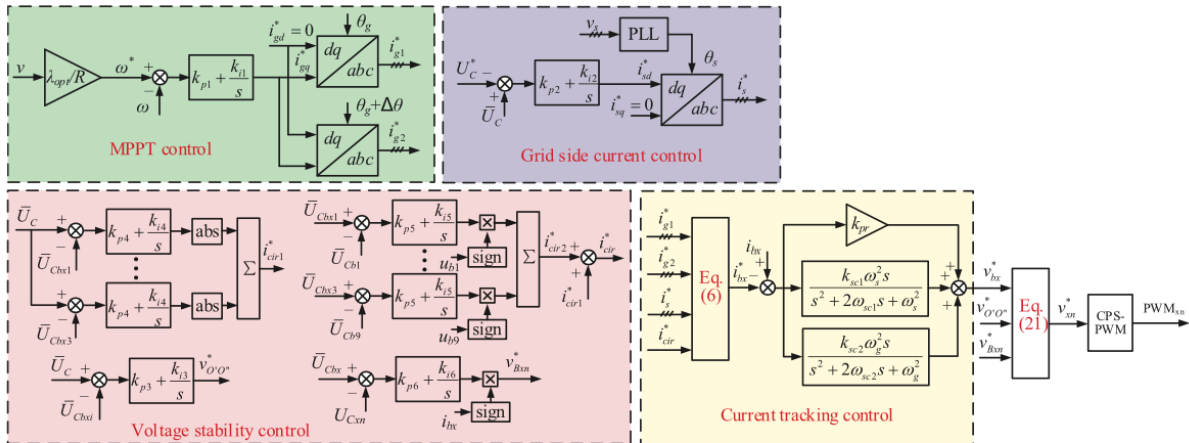


Figura 3.12.6 - Diagramma del controllo di un E-MMC.

Il primo blocco (verde) si basa sul coefficiente di potenza per massimizzare la potenza estratta dal vento. La velocità di riferimento si ottiene come:  $\omega^* = \lambda_{opt} v / R$ .

Il regolatore PI successivo fornisce il valore di riferimento dalle componenti dirette della corrente statorica del generatore  $i_{gq}^*$  mentre la componente diretta è posta nulla  $i_{gd}^* = 0$ . Anti-trasformando, tenendo conto dello sfasamento  $\Delta\theta$ , si ottengono le correnti degli avvolgimenti del generatore nel dominio delle fasi  $i_{g1}^*, i_{g2}^*$ .

Per controllare la corrente di rete (blocco viola) si parte dal bilancio energetico del convertitore. Si utilizza un regolatore PI per ottenere il riferimento della corrente diretta di rete  $i_{sd}^*$ , che ha come ingresso la differenza tra la media delle tensioni sui condensatori dei SM  $\bar{U}_C$  e il loro valore di riferimento  $U_C^*$ . La corrente in quadratura della rete è posta nulla  $i_{sq}^* = 0$  (per lavorare in condizioni di fattore di potenza unitario). Mediante una trasformazione dq/abc si ottiene il riferimento  $i_s^*$ .

La regolazione della stabilità della tensione (blocco rosa) comprende tre parti:

- il controllo della tensione media di tutti i condensatori dei SM di ogni gruppo di braccia (X1, X2, X3);

- il controllo del bilanciamento della tensione delle braccia in ciascun gruppo;
- il controllo del bilancio di tensione delle capacità dei SM in ogni braccia.

Considerando l'equazioni delle potenze assorbite da ogni braccio, regolando la tensione del punto neutro e la corrente circolare si possono bilanciare le potenze di ogni gruppo.

Si ottengono i riferimenti  $v_{O_iO_j}^*$  e  $i_{circ1}^*$  mediante dei PI che hanno come ingresso la differenza tra la media della tensione di tutti i SM  $\bar{U}_C$  e la media della tensione delle capacità dei SM del x-esimo gruppo  $\bar{U}_{Cbxi}$  (media su 3\*N1 per X1 e X3, 3\*N2 per X2). In questo modo si ottiene la prima parte del controllo.

Un secondo riferimento per la corrente circolare  $i_{circ2}^*$  è utilizzato per la seconda parte del controllo.

Un regolatore PI ha in ingresso la differenza tra  $\bar{U}_{Cbxi}$  la tensione media della capacità dei SM di un b-esimo braccio di un x-esimo gruppo (media su N1 per B1 e B3, N2 per B2), e  $\bar{U}_{Cbxi}$ . Il riferimento totale è  $i_{circ}^* = i_{circ1}^* + i_{circ2}^*$ .

La terza parte controlla  $v_{Bxn}^*$  mediante  $\bar{U}_{Cbxi}$  e  $U_{Cxn}$ , ovvero la tensione della capacità del n-esimo SM del b-esimo braccio del x-esimo gruppo.

Per il tracciamento della corrente (blocco giallo) si parte considerando tutti i riferimenti delle corrente ottenuti per ricavare i riferimenti della correnti di braccio del E-MMC  $i_{bx}^*$ . Viene confrontato con quelle attuali e considerando che la corrente del braccio possiedi sia componenti alla frequenza di rete  $\omega_s$  che a quella del generatore  $\omega_g$ , si utilizza un regolatore PR per ottenerne il tracciamento (in cui  $\omega_{sc}$  sono le frequenze di taglio e  $k_{sc}$  i coefficienti di risonanza). Si ottiene così il riferimento di tensione  $v_{bx}^*$  del b-esimo braccio del x-esimo gruppo.

Infine si ottiene la tensione di riferimento per ogni SM:  $v_{xn}^* = v_{bx}^* + v_{Nn}^* + v_{Bxn}^*$

che funge da comando per la modulazione CPS-PWM (Carrier Phase Shift Pulse Modulation)

È stata effettuata con MATLAB/SIMULINK, fig.3.12.7, per verificare le prestazioni a regime e dinamiche del controllo, utilizzando un rapporto  $\mu = 3$  e uno sfasamento  $\Delta\theta = -\pi/3$ . In tab.3.12.1 sono riportati parametri adottati.

Tabella 3.12.1 - Parametri della simulazione.

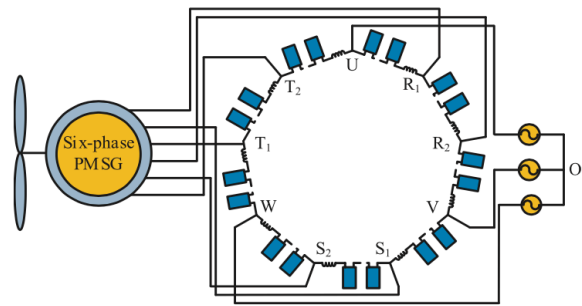
Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
Rated power	5 MW	$k_{p1}$	15	$k_{i1}$	750
Rated wind speed	10 m/s	$k_{p2}$	6	$k_{i2}$	60
Radius of the turbine blade	75 m	$k_{p3}$	20	$k_{i3}$	100
Rated line voltage of generator	3.3 kV	$k_{p4}$	2	$k_{i4}$	10
Number of SMs per arms of group X <sub>1</sub> , X <sub>2</sub> and X <sub>3</sub>	6, 3, 6	$k_{p5}$	0.5	$k_{i5}$	1
SM capacitance	20 mF	$k_{p6}$	20	$k_{i6}$	200
Rated SM capacitor voltage	2000 V	$k_{pr}$	133	$k_{sc1}$	1.67
Bridge arm inductance	10 mH	$k_{sc2}$	1.67	$\omega_{sc1}$	3.14
Nominal line voltage of grid	10 kV	$\omega_{sc2}$	3.14	$U^* C$	2000

L'andamento a regime è mostrato in fig.3.12.8, la velocità de vento è pari a 10 m/s.

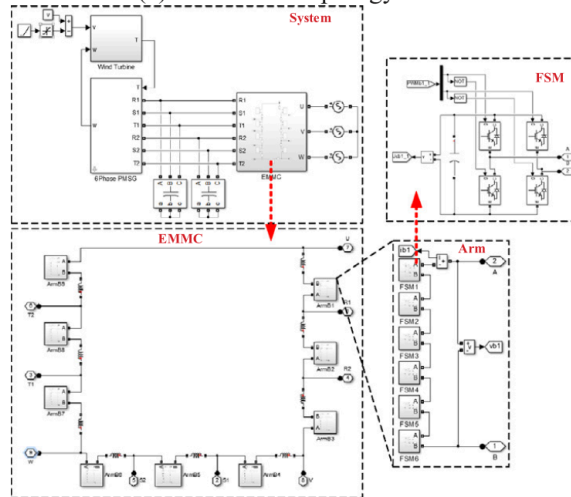
I grafici mostrano la tensione concatenata  $v_{gcon}$  del generatore (4704 V) (a); la corrente di fase del generatore (625.1 A)  $i_{grst}$  (b) e la corrente di fase della rete (408.2 A)  $i_{uvw}$  (c).

Infine sono mostrate le correnti delle braccia B1, B2 e B3 (d): la prima e la terza possiedono sia la corrente del generatore che quella di rete (850 A); la seconda è attraversata solo quella di rete (280 A) dato che il braccio trova tra due morsetti degli avvolgimenti trifase del PMSG.

In (e) si vede come la potenza generata (5.03 MW) sia quasi totalmente trasferita alla rete (4.99 MW), mostrando un'elevatissima efficienza di conversione (99.2%).

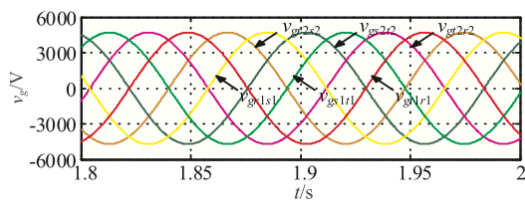


(a) Simulation topology

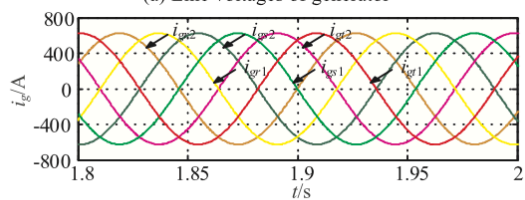


(b) simulation model

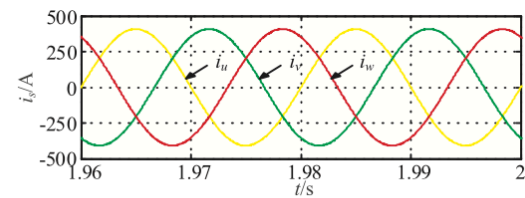
Figura 3.12.7 - Schema a blocchi della simulazione.



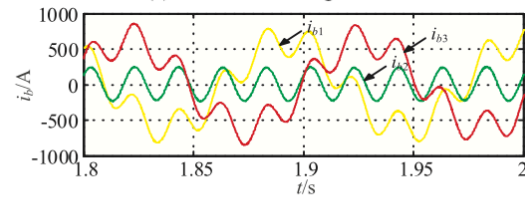
(a) Line voltages of generator



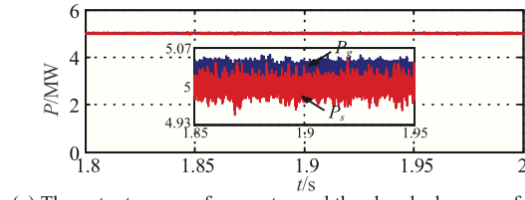
(b) Phase currents of generator



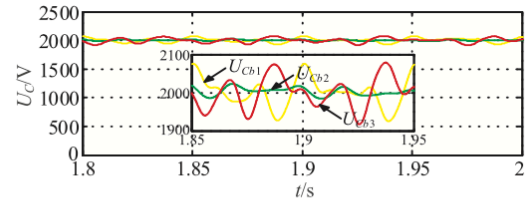
(c) Phase currents of grid side



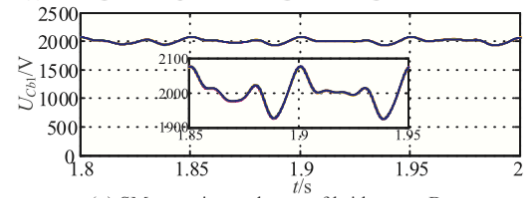
(d) Currents of bridge arm B<sub>1</sub>, B<sub>2</sub>, B<sub>3</sub>



(e) The output power of generator and the absorbed power of grid



(f) Average SM capacitor voltages of bridge arm B<sub>1</sub>, B<sub>2</sub>, B<sub>3</sub>



(g) SM capacitor voltages of bridge arm B<sub>1</sub>

Figura 3.12.8 - Andamento a regime del E-MMC.

In (f) vengono mostrate le tensioni sulle capacità delle braccia dei differenti gruppi (con valore medio pari a 2000 V. Data la diversa ampiezza di corrente sulle braccia dei diversi gruppi, quelle comprese tra i terminali dei due avvolgimenti del generatore avranno fluttuazioni minori (1.2% per B2 contro il 4.8% di B1 e B3). In (g) è rappresentata la somma delle tensioni dei SM di un braccio (B1) e si nota che il controllo effettuato garantisce il bilanciamento voluto.

Per valutare le prestazione dinamica, fig.3.12.9, la velocità del vento viene diminuita linearmente fino a raggiungere un nuovo valore di regime: da 10 m/s si arriva a 7 m/s (a) in un intervallo di tempo pari a  $2s < t < 2.5s$ .

Per ottenere il MPPT la velocità del PMSG deve diminuire e per far ciò diminuisce la tensione concatenata del generatore:

$$- v_{gR1S1} : 4704 V \rightarrow 3302 V \Rightarrow \omega : 1.08 \rightarrow 0.76.$$

A seguito della diminuzione di potenza (d) anche la corrente di fase del generatore (b) e le correnti della braccia (c) diminuiscono:

$$- i_{bx} : 625.1 A \rightarrow 306.3 A$$

Le tensioni medie sui condensatori dei sotto-moduli (e) si mantengono costanti. La corrente circolare  $i_{circ}$  aumenta nell'istante di variazione della velocità (f), per poi diminuire grazie al controllo attuato per contenerne il valore.

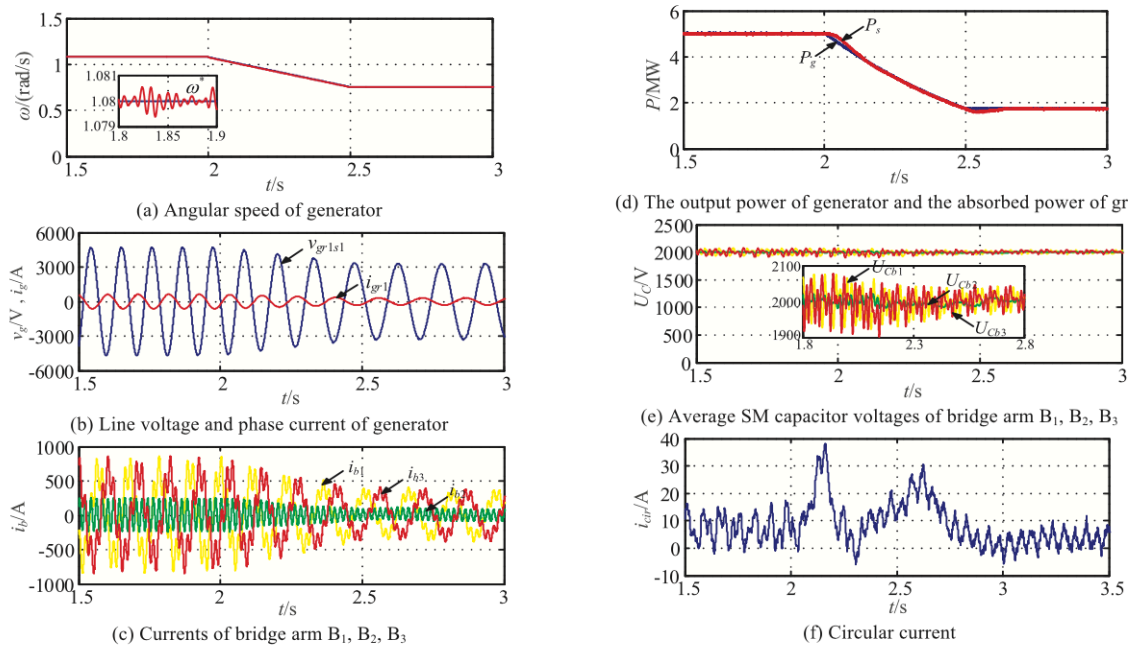


Figura 3.12.9 - Risposta dinamica del E-MMC.



### **Bibliografia Capitolo 3.**

- [1] Iov F. et al. "Power Electronics and Control of Renewable Energy Systems" PEDS, 2007
- [2] Tahir. A et al. "Grid connected wind energy system through a back-to-back converter" Elsevier, 6 Aprile 2019
- [3] Ghosh S. et al. "Wind Energy Conversion System Connected With Grid Using Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG)" ILAREEIE, 1 Gennaio 2015
- [4] Barisa T. Sumina D. Kujita M. "Control of Generator- and Grid-side Converter for the Interior Permanent Magnet Synchronous Generator" ICRERA, 2015
- [5] Huang S. et al. "Maximum Torque Per Ampere and Flux-weakening Control for PMSM Based on Curve Fitting" IEEE, 2010
- [6] Hadjina T. Baotic M. Peric N. "Control of the Grid Side Converter in a Wind Turbine", MIPRO, 2013
- [7] Chandrasena R.P.S. "Grid side converter controller of DFIG for wind power generation", IEEE. 2007
- [8] Boutoubat M. Mokrani L. Zegaoui A. "Power Quality improvement by Controlling the Grid Side Converter of a Wind System Based on a DFIG", IEEE, 2017
- [9] Rahimi M. Assari H. "Addressing and assessing the issues related to connection of the wind turbine generators to the distribution grid" Elsevier, 5 Novembre 2016
- [10] Li P. et al. "Strategy for wind power plant contribution to frequency control under variable wind speed" Elsevier, 14 Dicembre 2017
- [11] Singh A. "Development and Control of Generator-Converter Topology for Direct-Drive Wind Turbines" IntechOpen, 2019
- [12] Hassanzadeh F. "Back-to-back Converter Control of Grid-connected Wind Turbine to Mitigate Voltage Drop Caused by Faults" IEEE, 2017
- [13] Bevrani H. Imanaka M. Dato T. "Grid dynamics shaping using flexible controlled power converters" Elsevier, 2020
- [14] Zhou S. "AC/AC grid connection of six-phase wind power generator based on enneagon MMC converter" Elsevier, 3 Gennaio 2020

# Capitolo 4

---

## Conclusioni.

---

Nel capitolo precedente si è visto come sia possibile attuare differenti controlli sui sistemi di generazione eolica: sia per massimizzare la potenza estratta dall'impianto, quindi valorizzare l'investimento; sia in termini di supporto e assistenza alla rete.

Mediante l'utilizzo di dispositivi di potenza, si riesce a rendere i WECS dei sistemi di generazione attivi, capaci di poter compiere le funzioni prerogative degli impianti tradizionali e rispondere così ai requisiti dei GC.

Ma tutto questo non è sufficiente per poter abbandonare completamente la generazione basata sui combustibili fossili. Per quando si siano fatti passi in avanti nelle tecnologie di generazione, altrettanti ne vanno fatti per migliorare e modernizzare la rete. A prova di ciò basti pensare ad alcuni episodi degli ultimi anni.

Il 28 settembre del 2016 nell'Australia Meridionale si è verificato un black-out a seguito di due tornadi. Il danno alla linea di trasmissione fu tale da attivare le protezioni di nove parchi eolici, che furono disconnessi dalla rete riducendo drasticamente la generazione della potenza dell'intero sistema. Questo ha creato un effetto dominio, sovraccaricando la debole rete di interconnessione con gli stati vicini, che si è ritrovata a dover trasferire una quantità di potenza maggiore della propria capacità. Gli operatori di linea dei paesi limitrofi furono costretti a chiudere i collegamenti e lasciare lo stato senza potenza[1].

Un esempio più recente riguarda il black-out del Febbraio 2021 che ha coinvolto lo stato del Texas, la cui produzione energetica si basa sul gas naturale per il 47% e sull'eolico per il 28%. Il tutto è partito da una violenta tempesta, durante la quale si è registrato un abbassamento record delle temperature. Questo ha provocato una riduzione delle principali fonti energetiche del paese fig.4.1, dato che gli impianti eolici e di gas naturale non erano adeguatamente attrezzati per reggere tali condizioni atmosferiche (-16°C).

Per quanto sia fattibile adeguare gli impianti a lavorare a basse temperature, il problema va ricercato

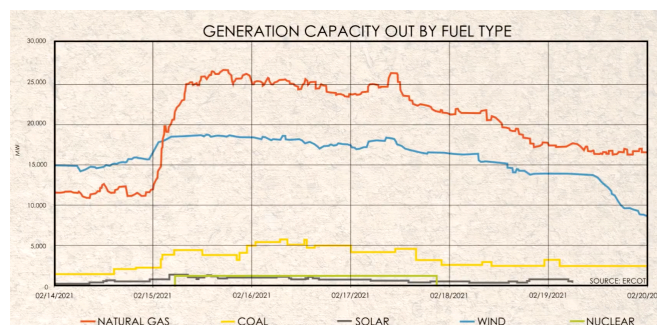


Figura 4.1 - Perdita di generazione degli impianti del Texas dal 02/14/21 al 02/02/21

più a fondo: ovvero nel sistema di interconnessione del paese. Il Texas infatti è servito da un'unica interconnessione: la ERCOT (Electric Reliability Council of Texas). Tale sistema è isolato in quanto non possiede connessioni con le reti elettriche dei paesi vicini, non può quindi importare energia in caso di bisogno. Questo ha reso impossibile rispondere alla richiesta del carico, che in quei giorni era ingente (prevalentemente per il riscaldamento delle abitazioni). Per evitare che la

frequenza scendesse ulteriormente, rischiando di perdere ulteriori punti di generazione, il gestore del sistema si è ritrovato a dover ‘tagliare fuori’ una parte del carico, lasciando più di 2 milioni di persone senza elettricità[2].

Una debole interconnessione non solo è sinonimo di poca affidabilità, ma anche di scarsa efficienza, in quanto non permette di sfruttare i momenti di sovra-produzione.

Un esempio lampante è quello della California, che punta a costituire una rete di generazione al 100% di rinnovabili entro il 2045. Negli ultimi anni ha apportato un profondo cambiamento nella tipologie di generazione, tanto che nel 2018 la produzione fotovoltaica è arrivata a coprire il 19% di quella totale. Per quanto la politica californiana miri a voler basare il sistema elettrico solo su fonti eoliche, bisogna considerare che non è attuabile senza un potenziamento della rete, data l’inaffidabilità dell’energia solare. Si deve considerare che a causa di incompatibilità tra i picchi di generazione (ore diurne) e le richieste del carico, una gran parte dell’energia prodotta va persa. Il problema principale degli sprechi energetici della California è dovuto alla debolezza della sua rete di interconnessione con i paesi vicini [3]. Dato l’eccesso di energia eolica, di cui godono per la posizione geografica, potrebbero optare per diverse opzioni: costruire impianti che possano usare l’energia in eccesso in loco (ad esempio impianti di desalinizzazione dell’acqua o generazione di idrogeno) o utilizzare sistemi di stoccaggio come pompaggio idraulico o batterie; i primi sono limitati per motivi morfologici e i secondi dagli attuali limiti tecnologici, che non rendono soluzioni su larga scala economicamente convenienti. Quindi il sistema più efficace nel breve termine rimane quello di arricchire le connessioni con le reti adiacenti.

Un esempio di eccellenza è invece la Danimarca, la cui espansione di generazione eolica è guidata da una fortissima interconnessione coi paesi circostanti. Difatti grazie ad una fitta rete di linee di trasmissione, un mercato elettrico dinamico e una diversificazione della generazione dei paesi limitrofi (ad esempio impianti idroelettrici della Scandinavia), ha permesso alla Danimarca di basare il suo intero sistema energetico sulla generazione eolica. Tale ambizioso progetto non è lontano dall’avversarsi; basti considerare che nel 2019 il 47% del totale fabbisogno energetico annuale proveniva da fonti eoliche [4] e che in un giorno particolarmente fruttuoso ha generato il 140% del proprio fabbisogno, riuscendo a vendere l’eccedenza ai paesi vicini [5]. Queste percentuali sono destinate ad aumentare in vista del progetto che porterà alla realizzazione di due “energy island” (isole dell’energia), fig.4.2: una nel Mare del Nord, circa 80 km al largo della costa occidentale della Danimarca e una nel Mar Baltico, a una quarantina di chilometri dalle coste svedesi. Entrambe serviranno da centro per la raccolta, lo stoccaggio e la distribuzione dell’energia prodotta da turbine eoliche installate al largo delle isole stesse. Lo snodo nel Mare del Nord sarà un’isola artificiale e avrà inizialmente una capacità di 3 GW, con possibilità di essere ampliata nel tempo fino a 10 GW[6], a seguito della connessione con i paesi circostanti e del conseguente aumento della domanda. La seconda isola corrisponderà invece all’esistente isola di Bornholm e

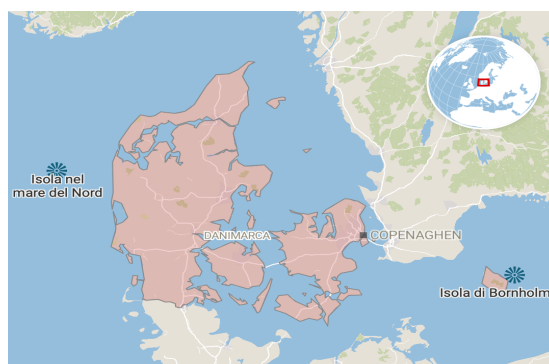


Figura 4.2 - Locazione delle ‘Energy Island’

avrà una capacità di 2 GW. La prospettiva è di utilizzare tali isole anche per produrre idrogeno da utilizzare nell'industria e nei trasporti, dalle navi agli aerei.

La stessa Europa ha mostrato l'interesse e il desiderio di rafforzare ulteriormente la propria struttura, che attualmente costituisce la rete elettrica sincrona più grande del mondo. Tale sistema è rafforzato dalle differenti caratteristiche degli impianti di produzione: idraulico per i paesi Scandinavi; eolico in Inghilterra e Danimarca; solari per la penisola iberica; nucleare per la Francia, geotermica nella penisola italiana. L'Europa ha dichiarato l'obiettivo di divenire una zona a totale energia rinnovabile entro il 2050: 'European Green Deal' [7]. Una strategia che mira ad assistere la transizione verso una maggiore sostenibilità, sicurezza energetica e competitività economica. Questo potrà solo avvenire potenziando la capacità della rete di interconnessione, fig.4.3 Si prevede una capacità di trasmissione complessiva di 262 GW entro il 2050.

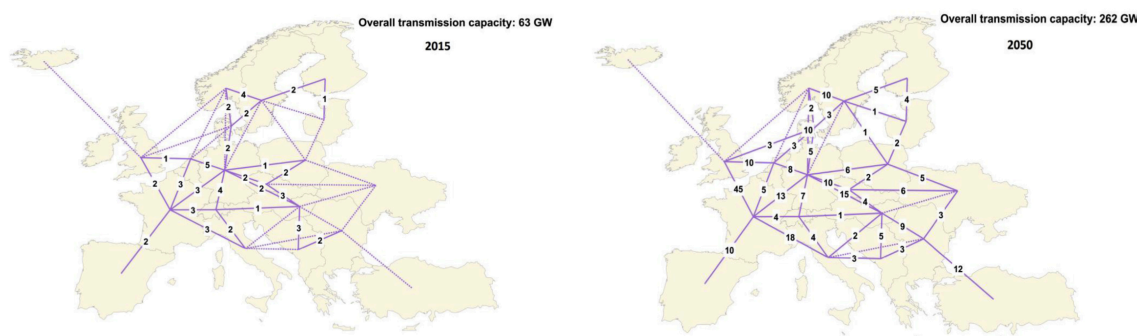


Figura 4.3 - Capacità della trasmissione europea: sulla sinistra quella del 2015 (63 GW), sulla destra quella prevista nel 2050 (262 GW)

Bisogna tener conto che le regolazioni di interconnessione dipendono fortemente dal paese, quindi è difficile trovare una tecnica generale che vada bene a livello mondiale. Questo a causa delle differenti tipologie di produzione di energia e per le diverse metodologie di funzionamento delle reti. Tecniche di regolazione uniformate permetterebbero di massimizzare l'efficienza per tutte le parti in gioco. Per la generazione eolica questo è particolarmente urgente e necessario data la rapida diffusione che sta avendo, soprattutto nel settore off-shore. Inoltre aiuterebbe i produttori ad internazionalizzare i propri servizi e prodotti, gli sviluppatori a ridurre i costi e ai TSO a condividere informazioni ed esperienze. È anche importante che il GC dei singoli paesi puntino a una soluzione per ridurre il costo dell'energia. È vitale dunque che nel prossimo futuro cambino gli standard tra le interconnessioni tra i vari paesi. L'obiettivo di questi requisiti è quello di fornire agli impianti eolici controlli e capacità di regolazioni tipici degli impianti tradizionali, che sono necessari per la sicurezza, affidabilità ed economia del funzionamento del sistema.

In definitiva, a causa della natura aleatoria della generazione delle fonti rinnovabili, in particolare quella eolica, all'aumentare della loro diffusione bisogna focalizzarsi su due aspetti importanti: interconnessione della rete e stabilità del sistema[8]. Devono essere presi in considerazione provvedimenti sia di carattere economico che di natura tecnico:

- per far un uso ottimale dell'energia rinnovabile prodotta deve essere disponibile una sufficiente capacità di esportazione e di trasmissione, diminuendo topologie con strozzature;
- bisogna incentivare gli investimenti per le RES; sviluppare nuovi sistemi di protezione; sostenere studi su sistemi di accumulo economicamente convenienti e di capacità adeguate;
- deve essere favorito il mercato e lo scambio tra le diverse reti; devono essere migliorate le stime di produzione delle fonti rinnovabili.

## **Bibliografia Capitolo 4.**

- [1] Sonali P. “Australian watchdog sues four wind farm operators over 2016 blackout” Reuters, 7 Agosto 2019, “Web” (consultato il 31 Marzo 2021)
- [2] Robinson M. “Texas Failed Because It Did Not Plan What went wrong? The Lone Star State made three fundamental errors.” The Atlantic, 21 Febbraio 2021, “Web” (consultato il 31 Marzo 2021)
- [3] Bentham P. “A REGIONAL POWER MARKET FOR THE WEST. Risks and Benefits” Next 10, Luglio 2018, “Web” (consultato il 30 Marzo 2021)
- [4] Gronholt-Gedersen J. “Denmark sources record 47% of power from wind in 2019” Reuters, 2 Gennaio 2020, “Web” (consultato il 28 Marzo 2021)
- [5] Nelsen A. “Wind power generates 140% of Denmark's electricity demand” The Guardian, 10 Luglio 2015, “Web” (consultato il 28 Marzo 2021)
- [6] <https://ens.dk/en/our-responsibilities/wind-power/energy-islands>
- [7] Child M. et al. “Flexible electricity generation, grid exchange and storage for the transition to a 100% renewable energy system in Europe” ScienceDirect, Aprile 2019, “Web” (consultato il 26 Marzo 2021)
- [8] Karlsson, K. B et al. “Challenges and solutions for energy systems with high shares of wind energy ” DTU, 2014 (consultato il 9 Febbraio 2021)

## Indice Tabelle

Tabella 2.1 - Confronto tra turbine HAWT e VAWT...23
Tabella 2.3.1 - Caratteristiche principali dei diversi generatori...54
Tabella 2.3.2 - WT divise per taglia di potenza e applicazione...54
Tabella 3.7.1 - Tensioni ai terminali dell'impianto in funzione della velocità del vento e del controllo di passo...124
Tabella 3.12.1 - Parametri della simulazione...144

## Indice Figure

Figura 1.1 - Andamento della capacità installata dal 1990 al 2018 ...11
Figura 1.2 - Velocità del vento in funzione dell'altezza e dell'orario...12
Figura 1.3 - Variabilità della velocità del vento durante il giorno a diverse altitudini, sulla terra ferma (sx) e sul mare (dx)...12
Figura 1.4 - Linea temporale del ciclo vitale di un impianto eolico...13
Figura 1.5 - Costi di un impianto eolico...13
Figura 1.6 - Limiti di frequenza e tensione per le reti danesi(sx) e irlandesi(dx)...16
Figura 1.7 - Regolazione della potenza degli impianti in funzione del valore della frequenza per il sistema danese...17
Figura 2.1 - struttura di un WECS...20
Figura 2.1.1 - Potenza istallata globalmente dal 2001 al 2019...21
Figura 2.1.2 - Tipologie di turbine...22
Figura 2.1.3 - (a) turbina ad asse orizzontale controvento, (b) turbina ad asse orizzontale sottovento, (c) turbina ad asse verticale...23
Figura 2.1.4 - Crescita delle turbina dal 1990 al 2020...24
Figura 2.1.5 - Caratteristiche HALIADE-X 14MW...25
Figura 2.1.6 - Variazione del COE di un impianto onshore al variare della velocità...25
Figura 2.1.7 - Scheletro di una turbina ad asse orizzontale (HAWT)...26
Figura 2.1.8 - Scheletro del rotore e della navicella di una HAWT...26
Figura 2.1.9 - Gradi di libertà di una HAWT...27
Figura 2.1.10 - Flusso d'aria attraverso la sezione A con velocità v...28
Figura 2.1.11 - Potenza del vento, in una sezione di 1 , a 15°C e 1 atm...28
Figura 2.1.12 - Flusso d'aria attraverso una turbina...30
Figura 2.1.13 - Diagramma del in funzione di per diverse turbine...32
Figura 2.1.14 - Curva ideale della potenza di una turbina...32
Figura 2.1.15 - Curva ideale della potenza con differenti diametri di rotore (a) e con differenti generatori (b)...33
Figura 2.1.16 - Profilo alare (a) e velocità e forze agenti su di esso (b)...33
Figura 2.1.17 - Triangolo delle velocità...33
Figura 2.1.18 - Forze agenti sulla lama...34
Figura 2.1.19 - Fenomeno di 'stallo'...34
Figura 2.1.20 - Contorsione strutturale della lame per ottimizzare l'efficienza...35
Figura 2.1.21 - Controllo di potenza in funzione della velocità del vento , dell'inclinazione delle lame e del TSR...35
Figura 2.2.1 - Diagramma dei possibili generatori di un WECS...36
Figura 2.2.2 - Circuito WRIG con rotore bloccato e avvolgimenti rotorici aperti...38
Figura 2.2.3 - Circuito WRIG con rotore bloccato e avvolgimenti rotorici cortocircuitati...38
Figura 2.2.4 - Diagramma vettoriale WRIG con rotore fermo e avvolgimenti cortocircuitati...39
Figura 2.2.5 - Circuito equivalente di una fase del WRIG con rotore fermo...40
Figura 2.2.6 - Circuiti non isofrequenziali di un WRIG...41
Figura 2.2.7 - Circuiti equivalente di un WRIG con le grandezze rotoriche riportate alla frequenza di rete...42
Figura 2.2.8 - Circuiti equivalente di una fase di un WRIG con le grandezze rotoriche riportate sul lato dello statore...42
Figura 2.2.9 - Caratteristica meccanica di un WRIG...43
Figura 2.2.10 - Diagramma vettoriale di un WRIG...44
Figura 2.2.11 - Diagramma fasoriale di un WRIG come motore e generatore...45
Figura 2.2.12 - Schema di un WECS dotato di DFIG...46
Figura 2.2.13 - Schema flussi potenze di un DFIG in condizioni sub-sincrone...47
Figura 2.2.14 - Schema flussi potenze di un DFIG in condizioni iper-sincrone...47
Figura 2.2.15 - Circuito equivalente di un DFIG alla frequenza di rete...48
Figura 2.2.16 - Circuito equivalente di un DFIG alla frequenza di rete, in evidenza i diversi contributi della resistenza rotorica...49
Figura 2.2.17 - Struttura di una macchina a magneti permanenti...52
Figura 2.2.18 - Circuito equivalente PMSG su riferimenti rotanti con il flusso rotorico...53
Figura 2.3.1 - Possibile schemi per i WECS...54
Figura 2.3.2 - Tipologie di WECS...56
Figura 2.4.1 - Convertitori AC/AC...57
Figura 2.4.2 - Convertitori di frequenza...58
Figura 2.4.3 - Caratteristiche principali dei convertitori AC/AC...59
Figura 2.4.4 - Ramo inverter a 2-livelli...60
Figura 2.4.5 - Modulazione SPWM di un ramo di inverter...61
Figura 2.4.6 - Inverter monofase...63
Figura 2.4.7 - Modulazione bipolare di un inverter monofase...64

Figura 2.4.8 - Modulazione Unipolare inverter monofase...	65
Figura 2.4.9 - Inverter trifase a 2-livelli...	65
Figura 2.4.10 - Stati valvole e tensioni di linea di un inverter trifase...	66
Figura 2.4.11 - SPWM di un inverter trifase a 2-livelli...	67
Figura 2.4.12 - Rapporto della tensione in uscita rispetto a quella in ingresso...	68
Figura 2.4.13 - Effetto del tempo morto...	68
Figura 2.4.14 - Banda isteresi per un controllo di corrente di un ramo di inverter...	69
Figura 2.4.15 - Stati possibili e corrispondenti valori possibili delle grandezze di un inverter...	69
Figura 2.4.16 - Diagramma dei vettori rappresentanti gli stati possibili di un inverter trifase a 2-livelli...	70
Figura 2.4.17 - Inverter Multilivello NPC...	72
Figura 2.4.18 - Stati utili di un NPC...	73
Figura 2.4.19 - Ramo di un inverter CC a 5-livelli...	73
Figura 2.4.20 - Stati utili di un Capacitor Clamped a 5-livelli...	74
Figura 2.4.21 - Sotto moduli: mezzo ponte(a), ponte completo (b) ...	74
Figura 2.4.22 - Uscita tensione di un MMC con HBSM (a) e con FBSM (b)...	76
Figura 2.4.23 - Configurazione degli MMC in base alla connessione delle braccia...	76
Figura 2.4.24 - Configurazione di un MMC trifase...	77
Figura 2.4.25 - Tensioni su una gamba di fase di un MMC...	78
Figura 2.4.26 - Percorso delle correnti all'interno di un MMC...	78
Figura 2.4.27 - Circuito equivalente di un MCC trifase...	79
Figura 2.4.28 - MMC connesso alla rete...	80
Figura 2.4.29 - Controllo della tensione e corrente in uscita di un MCC...	81
Figura 2.4.30 - Regolatori di tensione di un ramo (a) e dei singoli SM (b) ...	81
Figura 2.4.31 - Controllo della corrente circolare...	82
Figura 2.4.32 - Forma d'onda della tensione in uscita con SHEPWM...	83
Figura 2.4.33 - SPWM con portanti traslate verticalmente (PD,POD,APOD) ...	84
Figura 2.4.34 - Circuito analogico che realizza la SPWM-PD...	85
Figura 2.4.35 - SPWM con portanti traslate orizzontalmente...	85
Figura 2.4.36 - SPWM con traslazione ibrida per un inverter a 5-livelli...	86
Figura 2.4.37 - Diagramma vettoriale per un inverter trifase a 3-livelli...	87
Figura 2.4.38 - Diagramma vettoriale generato con SVM con $n=5$ (sx) e diagramma generato con SVC (dx)...	87
Figura 3.1 - Schema di controllo di un WECS...	89
Figura 3.1.1 Schema di controllo di un WECS con DFIG (sx) e con PMSG (dx)...	90
Figura 3.2.1 - Convertitore back-to-back...	91
Figura 3.2.2 - Modello Simulink del controllo di un WECS con B2B...	92
Figura 3.2.3 - Caratteristica di una WT...	93
Figura 3.2.4 - Risultati simulazione condizione a regime...	94
Figura 3.2.5 - Correnti nella condizione a regime...	94
Figura 3.2.6 - Risultati simulazione a seguito di una variazione delle potenze...	95
Figura 3.3.1 - Controllo MSC...	96
Figura 3.3.2 - Controllo GSC...	97
Figura 3.3.3 - Risultati simulazione di un WECS equipaggiato con PMSG...	98
Figura 3.3.4 - Diagramma vettoriale per un PMSG...	99
Figura 3.3.5 - FOC per il MSC di un PMSG...	99
Figura 3.3.6 - Diagramma a blocchi dell'anello di controllo della corrente statorica...	100
Figura 3.3.7 - Controllo del GSC...	101
Figura 3.3.8 - Diagramma a blocchi dell'anello interno della corrente di rete...	101
Figura 3.3.9 - Risultati simulazione...	102
Figura 3.3.10 - Diagramma di controllo MTPA per un PMSG...	104
Figura 3.3.11 - Tracciamento vettoriale della corrente statorica...	104
Figura 3.3.12 - Grafico vettoriale dello sfasamento della corrente con FW...	105
Figura 3.3.13 - Schema a blocchi del controllo a indebolimento di flusso...	105
Figura 3.3.14 - Risultati simulazione...	106
Figura 3.4.1 - WECS con collegamento alla rete mediante convertitore B2B...	107
Figura 3.4.2 - Schema controllo GSC...	108
Figura 3.4.3 - Circuito lato rete...	109
Figura 3.4.4 - Controllo corrente riferimento dq...	109
Figura 3.4.5 - Controllo corrente riferimento ...	110
Figura 3.4.6 - Risultati simulazione con un controllo mediante PR...	111
Figura 3.5.1 - WECS con DFIG...	112
Figura 3.5.2 - Controllo GSC mediante 'controllo di caduta'...	112
Figura 3.5.3 - Caratteristiche del controllo di caduta...	112
Figura 3.5.4 - Schema impianto simulazione [7] ...	113
Figura 3.5.5 - Risultati simulazione...	113
Figura 3.6.1 - Schema impianto...	114
Figura 3.6.2 - Controllo Speed fuzzy logic...	115

Figura 3.6.3 - Diagramma a blocco del controllo del RSC...	116
Figura 3.6.4 - Diagramma a blocchi GSC...	117
Figura 3.6.5 - Risposta al controllo MPPT...	118
Figura 3.6.6 - Controllo per migliorare la qualità della potenza...	118
Figura 3.7.1 - Schema rete...	119
Figura 3.7.2 - Schema con STATCOM...	120
Figura 3.7.3 - Anello interno di corrente dello STATCOM...	121
Figura 3.7.4 - Struttura principale del controllo dello STATCOM...	121
Figura 3.7.5 - Schema con WT, carico e STATCOM...	122
Figura 3.7.6 - Struttura controllo dello STATCOM per supportare la tensione della rete...	122
Figura 3.7.7 - Schema rete con STATCOM per la compensazione di una WPP...	123
Figura 3.7.8 - Diagramma a blocchi del controllo di uno STATCOM equipaggiato con un supercondensatore...	123
Figura 3.7.9 - Schema della rete considerata nella simulazione...	124
Figura 3.7.10 - Schema semplificato della rete presa in esame...	125
Figura 3.7.11 - Risultati simulazione: fluttuazione della tensione al PCC e della potenza con o senza controllo...	125
Figura 3.8.1 - Diagramma del controllo della potenza attiva di una WPP...	126
Figura 3.8.2 - Schema semplificato di un WT a velocità variabile...	127
Figura 3.8.3 - Sistema di controllo di passo migliorato...	127
Figura 3.8.4 - Schema controllo della potenza attiva con limitazione dalla rete...	127
Figura 3.8.5 - Controllo di de-loading di una WT...	128
Figura 3.8.6 - Curva di de-loading di WT soggette a diverse velocità del vento...	128
Figura 3.8.7 - Calcolo dei parametri di controllo di un WT...	129
Figura 3.8.8 - Risposta caso A...	130
Figura 3.8.9 - Risposta caso B...	130
Figura 3.9.1 - WECS con B2B composto da 2 VSC...	131
Figura 3.9.2 - WECS con B2B composto un VSC e un CSC...	131
Figura 3.9.3 - Diagramma controllo VSC...	132
Figura 3.9.4 - Diagramma controllo CSC...	133
Figura 3.9.5 - Risposta a seguito di una variazione della velocità e in presenza di un guasto...	133
Figura 3.10.1 - Schema circuito...	134
Figura 3.10.2 - Controllo MSC...	135
Figura 3.10.3 - Controllo GSC...	135
Figura 3.10.4 - Risultati simulazione...	135
Figura 3.11.1 - Struttura del controllo di un CPC...	136
Figura 3.11.2 - Struttura concettuale di un VSG...	137
Figura 3.11.3 - Schema di controllo di un VSG...	137
Figura 3.11.4 - Rete simulata...	138
Figura 3.11.5 - Risultati simulazione...	138
Figura 3.12.1 - Topologia di E-MMC...	139
Figura 3.12.2 - Circuito equivalente di un E-MMC per un WECS...	140
Figura 3.12.3 - Sfasamento ottimale tra gli avvolgimenti del PMSG rispetto al rapporto di spinta...	142
Figura 3.12.4 - Confronto tra le capacità dei dispositivi di commutazione...	142
Figura 3.12.5 - Confronto tra le fluttuazione di energia delle capacità dei SM...	143
Figura 3.12.6 - Diagramma del controllo di un E-MMC...	143
Figura 3.12.7 - Schema a blocchi della simulazione...	145
Figura 3.12.8 - Andamento a regime del E-MMC...	145
Figura 3.12.9 - Risposta dinamica del E-MMC...	146
Figura 4.1 - Perdita di generazione degli impianti del Texas dal 02/14/21 al 02/02/21...	148
Figura 4.2 - Localizzazione delle 'Energy Island'...	149
Figura 4.3 - Capacità della trasmissione europea: sulla sinistra quella del 2015 (63 GW), sulla destra quella prevista nel 2050...	150