

**POLITECNICO DI MILANO**

**Facoltà di Ingegneria Industriale e dell'Informazione**

**Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica**

**Dipartimento di Elettrotecnica**



**STATO DELL'ARTE E PROSPETTIVE DI SVILUPPO DEI SISTEMI  
SOLID STATE TRANSFORMER NELLE RETI ELETTRICHE**

Relatore: Prof. Tironi Enrico  
Correlatore: Ing. Motta Pasquale

Tesi di Laurea Specialistica di:  
Ferrari Michele  
Matr. 781577

Anno Accademico 2014-2015



# ABSTRACT

---

Il consistente sviluppo della generazione distribuita (GD), in particolare da fonte rinnovabile, e le conseguenti criticità in termini di quantità e qualità dell'energia elettrica distribuita stanno determinando sostanziali modifiche nell'architettura delle reti elettriche per consentirne una più efficace gestione e regolazione.

I trasformatori convenzionali, che rivestono un ruolo fondamentale all'interno delle reti elettriche consentendo in modo efficiente ed affidabile la connessione tra sistemi elettrici operanti a diversi livelli di tensione, presentano però limitazioni funzionali in una prospettiva di operabilità delle reti ispirate ai criteri delle Smart Grid.

La presente tesi prende in considerazione un sistema innovativo il *Solid State Transformer (SST)* che rispetto ai trasformatori convenzionali offre notevoli possibilità di controllo del flusso e della qualità dell'energia elettrica, e come tali suscettibili di sostituire i trasformatori convenzionali quando viene richiesta una più efficace gestione e regolazione del sistema elettrico.

Dopo aver effettuato una panoramica generale sullo stato dell'arte dei sistemi SST e delle relative architetture, il presente lavoro prende in considerazione gli aspetti funzionali degli elementi costitutivi del sistema SST: il trasformatore ad alta frequenza e l'elettronica di potenza utilizzata negli stadi di ingresso ed uscita.

Con riferimento alle diverse modalità di utilizzo dei sistemi SST vengono individuate le architetture di potenziale maggiore interesse e le relative prestazioni conseguibili tenendo conto della prevista evoluzione tecnologica dei materiali per trasformatori ad alta frequenza e dei semiconduttori per applicazione di elevata potenza e tensione.

Vengono quindi analizzati gli aspetti funzionali del controllo dei sistemi SST in relazione alle prestazioni ottenibili ai fini di un controllo ottimizzato delle reti di distribuzione relativamente ai principali parametri caratterizzanti la gestione ottimizzata delle reti di distribuzione (regolazione di tensione e frequenza, controllo del fattore di potenza, gestione ottimizzata dei flussi di energia tra le reti, connessione asincrona delle reti).

Il presente lavoro si conclude con una rassegna delle applicazioni e delle prospettive di sviluppo dei sistemi SST e una comparazione con i trasformatori convenzionali in termini di costo e prestazioni nelle applicazioni a maggior valore aggiunto per le reti di distribuzione.

# INDICE

---

<b>Abstract .....</b>	<b>1</b>
<b>Indice.....</b>	<b>2</b>
<b>Elenco degli acronimi .....</b>	<b>4</b>
<b>1. Introduzione.....</b>	<b>6</b>
1.1. L'evoluzione della generazione distribuita nell'ultimo decennio.....	6
1.2. L'impatto della generazione distribuita da fonte rinnovabile sulle reti elettriche di trasmissione e distribuzione.....	9
1.3. Requisiti d'accesso alle reti per gli impianti di generazione distribuita nell'attuale quadro normativo .....	15
1.3.1. Insensibilità alle variazioni di tensione .....	15
1.3.2. Immissione di potenza reattiva.....	16
1.3.3. Riduzione della generazione distribuita in condizioni di emergenza del Sistema Elettrico Nazionale.....	17
1.4. L'evoluzione delle reti elettriche verso le Smart Grid .....	19
<b>2. Solid State Transformer .....</b>	<b>21</b>
2.1. Line Frequency Transformer: concetti basilari.....	22
2.2. Il concetto di Solid State Transformer .....	26
2.3. Evoluzione del Solid State Transformer .....	28
2.3.1. L'origine e le differenti tipologie di strutture sviluppate nel tempo .....	28
2.3.2. Lo stato attuale di sviluppo.....	32
2.4. Architettura di un Solid State Transformer.....	43
2.4.1. Stadio di conversione AC-DC.....	44
2.4.2. Stadio di conversione DC-DC.....	56
2.4.3. Stadio di conversione DC-AC.....	62
<b>3. Trasformatori ad alta frequenza: materiali e tecniche costruttive .....</b>	<b>67</b>
3.1. Le perdite nel trasformatore reale .....	67
3.1.1. Perdite negli avvolgimenti.....	69
3.1.2. Perdite nel nucleo .....	71
3.1.3. La reattanza di dispersione.....	73
3.2. Caratteristiche dei materiali magnetici per trasformatori ad alta frequenza....	74

3.3.	Criteri progettuali per trasformatori ad alta frequenza destinati ai sistemi SST .....	81
<b>4.</b>	<b>Electronica di potenza per sistemi SST .....</b>	<b>84</b>
4.1.	Dispositivi elettronici al Silicio .....	85
4.2.	Dispositivi elettronici basati su semiconduttori Wide BandGap .....	89
4.3.	Convertitori di potenza e convertitori multilivello .....	91
4.4.	Applicazioni di dispositivi multilivello a sistemi SST .....	93
<b>5.</b>	<b>Comportamento dinamico dei sistemi SST nelle reti di distribuzione .....</b>	<b>96</b>
5.1.	Modellizzazione di un tipico sistema SST .....	96
5.2.	Controllo del sistema SST .....	103
5.2.1.	Controllo vettoriale d-q common-duty-ratio del raddrizzatore .....	103
5.2.2.	Controllo del convertitore DC-DC DAB isolato .....	107
5.2.3.	Controllo del convertitore DC-AC (inverter) .....	108
5.3.	Effetti sulla stabilit� della rete elettrica derivanti dall'introduzione di sistemi SST .....	109
5.4.	Positivi apporti dei sistemi SST alla gestione delle reti elettriche .....	117
<b>6.</b>	<b>Applicazioni e prospettive di sviluppo dei sistemi SST .....</b>	<b>121</b>
6.1.	Applicazioni SST nelle reti di distribuzione .....	122
6.1.1.	Applicazione dei sistemi SST come interfaccia per la generazione distribuita .....	124
6.1.2.	Applicazione dei sistemi sst nelle Smart grid e Micro Grid .....	127
6.1.3.	Le applicazioni SST nella trazione elettrica ferroviaria .....	129
6.2.	Peso, ingombro, efficienza e costo dei sistemi SST .....	135
6.2.1.	Trasformatore LFT .....	135
6.2.2.	Sistema SST .....	136
6.2.3.	Confronto tra sistema SST e trasformatore LFT. ....	139
6.3.	Prospettive di sviluppo .....	143
<b>7.</b>	<b>Conclusioni .....</b>	<b>144</b>
<b>8.</b>	<b>Bibliografia .....</b>	<b>145</b>
<b>9.</b>	<b>Ringraziamenti .....</b>	<b>151</b>

# ELENCO DEGLI ACRONIMI

---

AC	Alternating Current
AFE	Active Front End
AT	Alta Tensione
BJT	Bipolar Junction Transistor
BT	Bassa tensione
CHB	Cascaded H-Bridge
DAB	Dual Active Bridge
DC	Direct Current
DGI	Distributed Grid Intelligence
DSO	Distribution System Operator
EMC	ElectroMagnetic Compatibility
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission System
FC	Flying Capacitor
FREEDM	Future Renewable Electric Energy Delivery and Management
GD	Generazione Distribuita
GDR	Generazione Distribuita Riducibile
GTO	Gate Turn Off
HIUT	Hybrid Intelligent Universal Transformer
HV	High Voltage
IEGT	Injection Enhanced Gate Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
IUT	Intelligent Universal Transformer
LFT	Line Frequency Transformer
LV	Low Voltage
MFT	Medium Frequency Transformer
MFT	Medium Frequency Transformer
MOSFET	Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor
MT	Media tensione
MV	Medium Voltage
NPC	Neutral Point Clamped
PCC	Point of Common Coupling
PET	Power Electronic Transformer
PETT	Power Elettctronic Traction Transformer

PI	Proporzionale Integrale
PWM	Pulse Width Modulation
SCIG	Squirrel-Cage Induction Generator
SCR	Silicon Controlled Rectifier
S-GTO	Super-Gate Turn Off
SiC	Carburo di Silicio
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SST	Solid State Transformer
STATCOM	Static Synchronous Compensator
SVC	Static Var Compensator
THD	Total Harmonic Distortion
TSO	Transmission System Operator
VSI	Voltage Source Inverter
ZVS	Zero Voltage Switching

# 1. INTRODUZIONE

---

La notevole evoluzione della generazione distribuita da fonte rinnovabile (eolica, fotovoltaica, biomasse) stante le sue peculiarità di imprevedibilità e fluttuazione nel tempo dell'energia generata, ha determinato non pochi problemi per le reti elettriche la cui architettura prevedeva la presenza di grandi nodi concentrati di produzione e flussi di energia da tali nodi verso i punti di consumo.

## 1.1. L'EVOLUZIONE DELLA GENERAZIONE DISTRIBUITA NELL'ULTIMO DECENNIO

L'entrata in vigore del protocollo di Kyoto a partire dal 2005 e le conseguenti scelte strategiche adottate dai paesi firmatari ha determinato un notevole incremento della generazione distribuita.

In particolare l'Unione Europea ha sviluppato e delineato un quadro per orientare le politiche in materia di energia e clima, sintetizzabili nell'obiettivo 20-20-20 che prevedono entro l'anno 2020:

- una riduzione delle emissioni dei gas serra del 20% rispetto alle emissioni del 1990;
- il raggiungimento dell'aliquota del 20% della energia generata da fonti rinnovabili;

In particolare l'Unione Europea attraverso la direttiva 2003/87/CE e il provvedimento EU-ETS (EU-Emission Trading System) (direttiva ETS) [1] che ha introdotto il meccanismo di “*cap and trade*” applicato agli impianti industriali ha determinato una significativa riduzione delle emissioni di gas serra. Il meccanismo prevede un tetto massimo (*cap*) al livello totale delle emissioni consentite, ma consente a tutti i soggetti vincolati (per un totale di 10.000 impianti responsabili del 50% circa delle emissioni di gas serra in ambito UE) di acquistare e vendere sul mercato (*trade*) diritti di emissioni di CO<sub>2</sub> (*quote*), all'interno del limite stabilito.

Grazie a tali misure tra il 1990 e il 2012 le emissioni dei gas serra considerate nel pacchetto “clima ed energia” sono state, secondo le stime, inferiori del 19,2% ai livelli del 1990 [2]. (Figura 1.1)



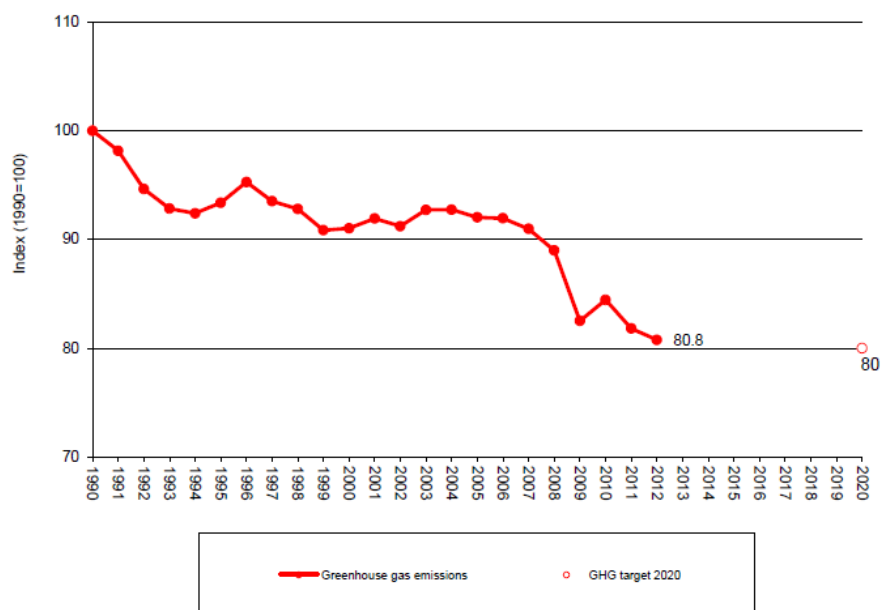


Figura 1.1 – Emissioni di gas ad effetto serra per la EU-28 dal 1990 al 2012 [2]

Relativamente alle energie rinnovabili il cui tasso di incremento era pari all'1% annuo fino al 1995, nel periodo 1995-2000 per effetto di politiche di incentivazione adottate dalla totalità degli stati membri è salito al 4,5% annuo.

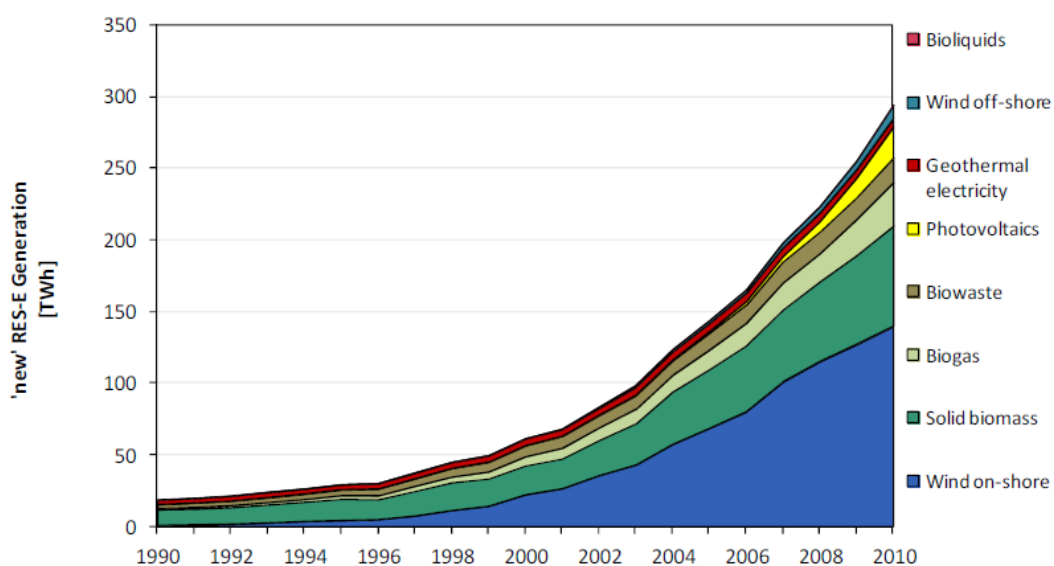


Figura 1.2 – Energia da fonti rinnovabili in Europa (esclusi impianti idroelettrici) [3]

In Italia l'incremento di potenza efficiente da impianti a fonte rinnovabile, in particolare da impianti fotovoltaici ed eolici con conseguente rallentamento della potenza degli impianti termoelettrici tradizionali [4], è stato addirittura superiore ai valori medi in ambito UE.

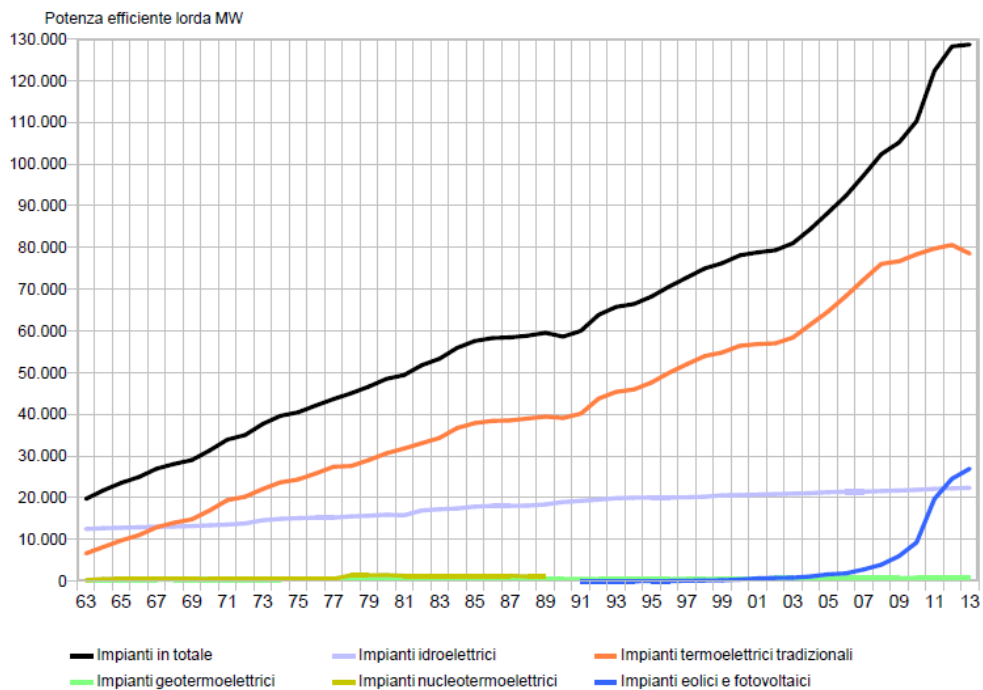


Figura 1.3- Potenza efficiente degli impianti elettrici di generazione in Italia al 31 dicembre 2013 [4]

Alla fine del 2012 la potenza efficiente degli impianti da fonte rinnovabile risultava 47,3 GW (con un aumento di 29 GW rispetto al 2000), pari al 37% della potenza complessiva installata in Italia e la corrispondente generazione di energia elettrica è risultata pari al 31% della produzione lorda totale in ambito nazionale. [5]

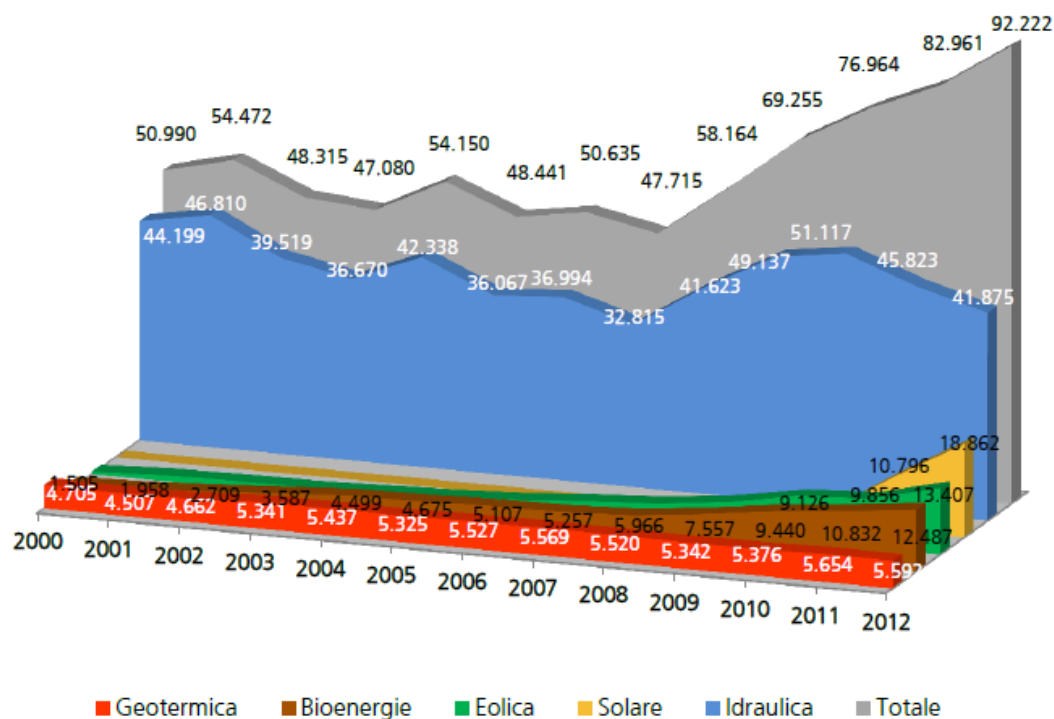


Figura 1.4 – Evoluzione della produzione da fonti rinnovabili Italia [5]

## **1.2. L'IMPATTO DELLA GENERAZIONE DISTRIBUITA DA FONTE RINNOVABILE SULLE RETI ELETTRICHE DI TRASMISSIONE E DISTRIBUZIONE**

Anche se le previsioni metereologiche hanno raggiunto una buona attendibilità, il sistema elettrico deve comunque far fronte all'inevitabile fluttuazione temporale di energia generata da fonti rinnovabili che pone la necessità di prevedere nel sistema elettrico generatori alimentati da combustibile o idroelettrici, in grado di iniettare energia attiva e reattiva nella rete in modo da assicurare il bilancio di potenza e il controllo di tensione sull'intero sistema. In altri termini occorre rendere disponibile gruppi termoelettrici e idroelettrici con potenza pari alle massime prevedibili variazioni della generazione distribuita. In sistemi elettrici particolarmente deboli si può arrivare a dover disporre di una "potenza di riserva" pari a quella degli impianti da fonte rinnovabile.

Analoga esigenza sussiste anche per i cosiddetti servizi ancillari di rete:

- regolazione di frequenza: regolazione ottenuta attraverso i gruppi rotanti turbina alternatori;
- riserva rotante di potenza, detta anche "riserva calda": erogabile in un tempo variabile da qualche secondo a pochi minuti, da gruppi idroelettrici e turbogas in esercizio con una potenza erogata inferiore alla loro potenza massima erogabile;
- riserva fredda: riserva di potenza erogabile da gruppi di qualsiasi tipo con tempi di avviamento e quindi di erogazione variabile tra una decina di minuti ad un'ora;
- regolazione di tensione: capacità del regolatore automatico di tensione del generatore di modulare la produzione di energia reattiva con l'obiettivo di mantenere costante la tensione ai morsetti del generatore o nel nodo AAT della centrale;
- Black-start capacity: generatori disponibili per riavviare il sistema elettrico in caso di black-out.

Pertanto la presenza di quantitativi significativi di generazione da fonte rinnovabile richiede un rafforzamento di tali servizi ancillari con conseguente incremento dei costi di gestione del sistema elettrico.

Quanto sopra non riguarda solo l'esercizio del sistema elettrico ma anche la pianificazione effettuata dal gestore della rete per definire in anticipo il mix produttivo da ripartire tra le diverse unità di generazione.

Pertanto i gestori della rete oltre ad assicurare la disponibilità di riserve rotanti pronte a bilanciare il sistema in caso di emergenza devono assicurare anche le riserve per rispondere ai cambiamenti non previsti della generazione eolica e fotovoltaica.

Oltre all'impatto sul sistema elettrico nella sua totalità, la massiccia introduzione delle energie rinnovabili ha modificato lo scenario di sviluppo delle reti elettriche sia di media che di bassa tensione. Tale scenario, basato su una trasmissione dell'energia elettrica a distanze rilevanti dalle centrali di generazione, ha necessariamente subito variazioni per tener conto di flussi di energia bidirezionale verificantesi là dove la generazione da fonte rinnovabile è consistente cioè tale da influire sulle modalità di gestione della rete.

Con riferimento alla Figura 1.5 nella quale è schematizzata una tipica rete di distribuzione ad alimentazione radiale, progettata in modo tale che all'aumentare del carico elettrico afferente alla cabina di trasformazione 12 kV – 0.4 kV, il trasformatore 36 kV – 12 kV si autoregola in modo da compensare la caduta di tensione che si verificherebbe a valle (tipica regolazione di rete passiva).

In presenza di una generazione distribuita in prossimità del carico, all'aumentare dell'energia generata il flusso dell'energia dalla cabina di distribuzione si riduce fino al limite di determinare un flusso inverso rispetto a quello previsto per la rete passiva. [6]

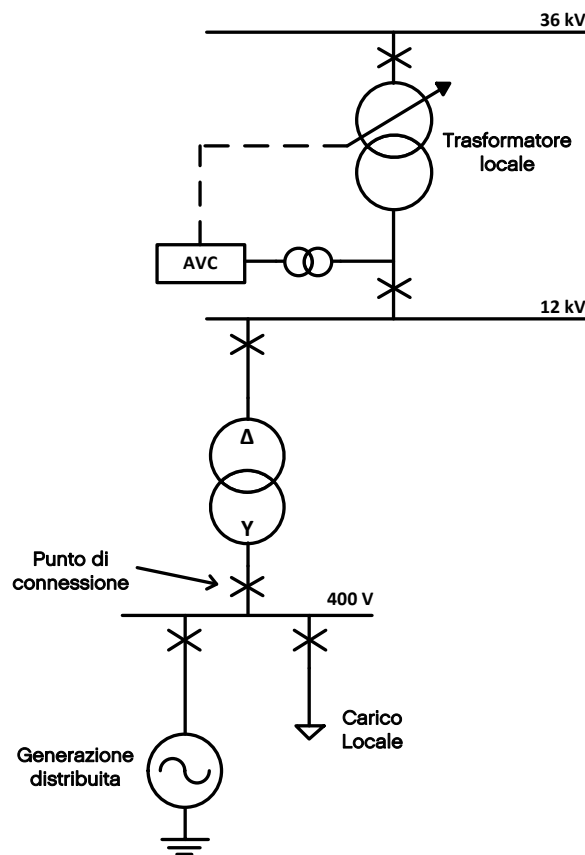


Figura 1.5 – Connessione tipica di generazione distribuita

Oltre alle conseguenti evidenti criticità per la rete (criticità per i sistemi di protezione, per il controllo della tensione, ecc.) la generazione distribuita da fonte rinnovabile determina ulteriori criticità correlate alla forte aleatorietà dipendendo da variabili quali la velocità del vento e l'insolazione.

A fronte di queste criticità agli operatori della rete elettrica (TSO – Transmission System Operator, DSO – Distribution System Operator) viene comunque richiesto una elevata qualità della fornitura elettrica, in termini di affidabilità, sicurezza e qualità del servizio.

Da qui un nuovo scenario di sviluppo del sistema elettrico verso soluzioni comprendenti reti elettriche di tipo attivo. [6]

Vengono di seguito analizzate le problematiche più comuni determinate sulle reti elettriche dalla presenza di una notevole quantità di generazione distribuita da fonte rinnovabile. [6] [7]

### **Riduzione della capacità di regolazione della tensione per effetto di flussi di carico bidirezionale**

La regolazione sotto carico della tensione, volta a contenere le variazioni di tensione in tutti i punti della rete all'interno di un intervallo prestabilito al variare della potenza attiva e reattiva e dell'assetto di rete, viene effettuato nelle reti MT secondo due possibili modalità:

- a) Mantenendo costante la tensione sulla sbarra MT al variare del carico; tale valore di tensione viene determinato sulla base delle curve di carico storiche;
- b) A compensazione di corrente: la tensione sulla sbarra MT è determinata in questo caso dal trasformatore AT/MT il cui rapporto di trasformazione varia al variare della corrente (Load Tap Changer a variazione a gradino o continua).

Nella modalità a) la presenza significativa di GD, in linea di principio, non ha pertanto influenza sul valore di tensione imposto alla sbarra MT in quanto il controllo di tensione prescinde dal carico, ma il valore di tensione da adottare deve essere valutato tenendo conto della quantità di energia proveniente da GD presente in rete. Nel caso di generazione da fonte rinnovabile tale quantità di energia è variabile nel tempo con conseguente impatto sul profilo di tensione lungo la linea. Quindi la GD rende critica la scelta del valore di set-point di tensione da adottare.

Nel caso di regolazione mediante compensazione di corrente (caso b), la presenza significativa di GD determina i nuovi valori di potenza attiva e reattiva visti dal trasformatore e che risultano inferiori a quelli determinati dai soli carichi passivi. Il trasformatore AT/MT cercherà allora di impostare una tensione sulla sbarra MT inferiore a quella corrispondente ai soli carichi passivi. Una penetrazione di GD con

potenza complessiva paragonabile alla taglia del trasformatore determina un errore sul valore della tensione di riferimento di qualche per cento della tensione nominale, con effetti più accentuati sui tratti di linea più distanti dalla cabina primaria. Qualora GD è preponderante rispetto al carico si possono verificare fenomeni di sovratensioni permanenti, potenzialmente molto critici.

Nelle reti BT nelle quali il rapporto di trasformazione del trasformatore MT/BT è prefissato a vuoto la presenza consistente di GD, la cui potenza erogata non è sotto il controllo del distributore, possono determinarsi profili di tensione non accettabili passando dalla situazione con soli carichi passivi (assenza di GD da fonte rinnovabile) a quella con massima potenza erogata da GD.

### **Modifica del grado di sfruttamento di linee e trasformatori**

Lo sfruttamento delle linee e dei trasformatori viene assunto in fase di progetto a livello tale da garantire anche in condizioni di emergenza l'alimentazione dei carichi e di poter prevedere un eventuale aumento del carico. Tipicamente viene assunto uno sfruttamento del 65% dei trasformatori AT/MT e MT/BT e valori tra il 50% e il 60% delle linee. La presenza significativa di GD può determinare un aumento dell'effettivo sfruttamento di tali componenti con conseguenti minori margini di manovra in situazioni di emergenza o sovraccarico delle reti.

### **Aumento della potenza di corto circuito**

L'allacciamento alla rete di distribuzione di GD provoca un innalzamento del livello della corrente di corto circuito della rete e quindi sollecitazioni termiche ed elettrodinamiche sugli organi di manovra (interruttori, sezionatori), trasformatori, quadri di potenza e linee con conseguenti possibili danneggiamenti inficianti la funzionalità e in taluni casi la necessità di sostituzione (in particolare degli organi di manovra).

A parità di potenza della GD allacciata alla rete l'incremento di potenza di corto circuito è maggiore (fino a 5/6 volte il valore in assenza di GD) quando l'interfaccia verso la rete è di tipo rotante, mentre è più contenuta (circa 2 volte) qualora l'interfaccia sia di tipo elettronico (convertitore statico).

Provvedimenti atti a ridurre i livelli delle correnti di corto circuito comprendono l'impiego di trasformatori con maggiore impedenza di corto circuito o di reattori.

## **Aumentata criticità nella gestione della rete in condizioni di emergenza.**

Nella rete MT, in concomitanza di un guasto su una linea afferente alla sbarra MT di cabina primaria, il sistema di protezione attiva specifiche sequenze di manovra volte ad escludere/sezionare il tronco di linea affetto da un guasto permanente o a favorire l'estinzione del guasto di tipo transitorio togliendo tensione alla linea interessata per un tempo variabile tra alcuni decimi di secondo e alcuni secondi al fine di consentire al guasto di estinguersi.

In entrambi i casi sia di guasto permanente sia di guasto transitorio, viene fatto ricorso a: Interruttori di Manovra e Sezionamento (localizzati nelle cosiddette cabine principali di sezionamento) che provvedono al sezionamento dei tronchi di linea funzionanti da quella interessata al guasto. La procedura automatizzata di ricerca e quindi di sezionamento del tronco di linea con guasto inizia a seguito del fallimento della richiusura “rapida” attuata in ogni caso al manifestarsi del guasto. La GD non ha alcun impatto su tale procedura a condizione che si distacchino gli impianti di generazione dalla rete in concomitanza del guasto. In caso contrario sarebbe la generazione distribuita ad “alimentare” il guasto, mantenendo in tensione anche tratti di linea che dovrebbero essere disattivati dalla procedura di sezionamento e in taluni casi compromettendo la sequenza stessa di individuazione del guasto fino a portare all'esclusione dal servizio di tronchi di linea “sani”.

## **Impatto sulla qualità dell'alimentazione elettrica**

Sistemi GD la cui interfaccia verso rete è costituita da sistemi di conversione possono iniettare in rete un contenuto armonico che in assenza di opportuni filtri può risultare inaccettabile per la qualità richiesta all'alimentazione elettrica.

La GD da fonte rinnovabile (fotovoltaica ed eolica) può anche dar luogo a fenomeni di *flicker* in relazione alla variazione dei fattori meteorologici (insolazione, velocità del vento). Nel caso di generatori eolici la differente velocità del vento tra la parte superiore e la parte inferiore dell'aereogeneratore o la non uniforme velocità del vento nell'area dove è localizzata la Wind Farm, può determinare variazioni cicliche di potenza a frequenza di pochi Hertz e come tali di interesse per i fenomeni di *flicker*.

Manovre brusche di attacco e distacco della GD nelle reti di distribuzione MT/BT determina variazioni di tensione nella rete, in particolare nella vicinanza dei punti di connessione del generatore, la cui ampiezza è determinata dalla variazione di potenza attiva e reattiva che viene a mancare o viene immessa in rete.

## **Minor efficacia del sistema di coordinamento delle protezioni**

L'attuale sistema di protezione della rete di distribuzione è stato progettato per una struttura di tipo radiale passiva, i cui flussi di potenza avvengono sempre dal sistema a livello di tensione superiore a quella di livello inferiore. In presenza di elevate penetrazioni di GD nelle reti MT e BT si potrebbero riscontrare criticità nella selettività di intervento delle protezioni poste a protezione della linea e anche sulle protezioni di massima corrente del trasformatore. Infatti relè di sovratensione potrebbero scattare a seguito dell'introduzione a piena produzione della GD, mentre relè di minima tensione potrebbero segnalare guasti quando le GD non generano. Le protezioni potrebbero essere regolate per rimanere efficaci quando i generatori sono in servizio, ma risulterebbero essere meno efficaci quando la GD è trascurabile.



### 1.3. REQUISITI D'ACCESSO ALLE RETI PER GLI IMPIANTI DI GENERAZIONE DISTRIBUITA NELL'ATTUALE QUADRO NORMATIVO

In relazione alle criticità indotte sulle reti elettriche in presenza di una significativa GD, i gestori delle reti hanno imposto precise regole per l'accesso alle reti che sono divenute operative attraverso le norme CEI 0-16 [8] e CEI 0-21 [9] rispettivamente per impianti connessi a reti di media/alta tensione e di bassa tensione. Nel seguito ci si limiterà a considerare tre aspetti relativi al funzionamento continuativo degli impianti in parallelo alla rete di distribuzione:

- insensibilità alle variazioni di tensione;
- immissione di potenza reattiva;
- riduzione della generazione distribuita in condizioni di emergenza del Sistema Elettrico Nazionale.

#### 1.3.1. INSENSIBILITÀ ALLE VARIAZIONI DI TENSIONE

Con riferimento alla Norma CEI 0-21 gli impianti di generazione devono essere in grado di rimanere permanentemente connessi alle reti MT e BT per valori di tensione nel punto di consegna compresi nel seguente intervallo (fascia azzurra di Figura 1.6):

$$85\% V_n \leq V \leq 110\% V_n \quad (1.1)$$

e di frequenza nell'intervallo:

$$47,5 \text{ Hz} \leq f \leq 51,5 \text{ Hz} \quad (1.2)$$

Per evitare che si verifichi l'indebita separazione dalla rete in occasione di buchi di tensione sulla rete, gli impianti di generazione di potenza superiore a 6 kW devono soddisfare i seguenti requisiti funzionali:

- nella zona tratteggiata di Figura 1.6 il generatore non deve disconnettersi dalla rete per qualsiasi variazione di tensione con durata fino a 200 ms; per tempi superiori a 200 ms e fino a 400 ms il generatore deve poter operare in presenza di variazioni di tensione nell'intervallo tra 85% e 40% della tensione nominale;
- al di fuori della zona tratteggiata, con tensioni inferiori all'85% del valore nominale e per tempi superiori a 400 ms il generatore può disconnettersi dalla rete;

- entro 200 ms dal ripristino di un livello di tensione di rete compreso tra 85% e il 110% della tensione nominale il generatore deve riprendere l'erogazione della potenza attiva entro  $\pm 10\%$  dei valori immessi in rete prima dell'insorgenza del guasto.

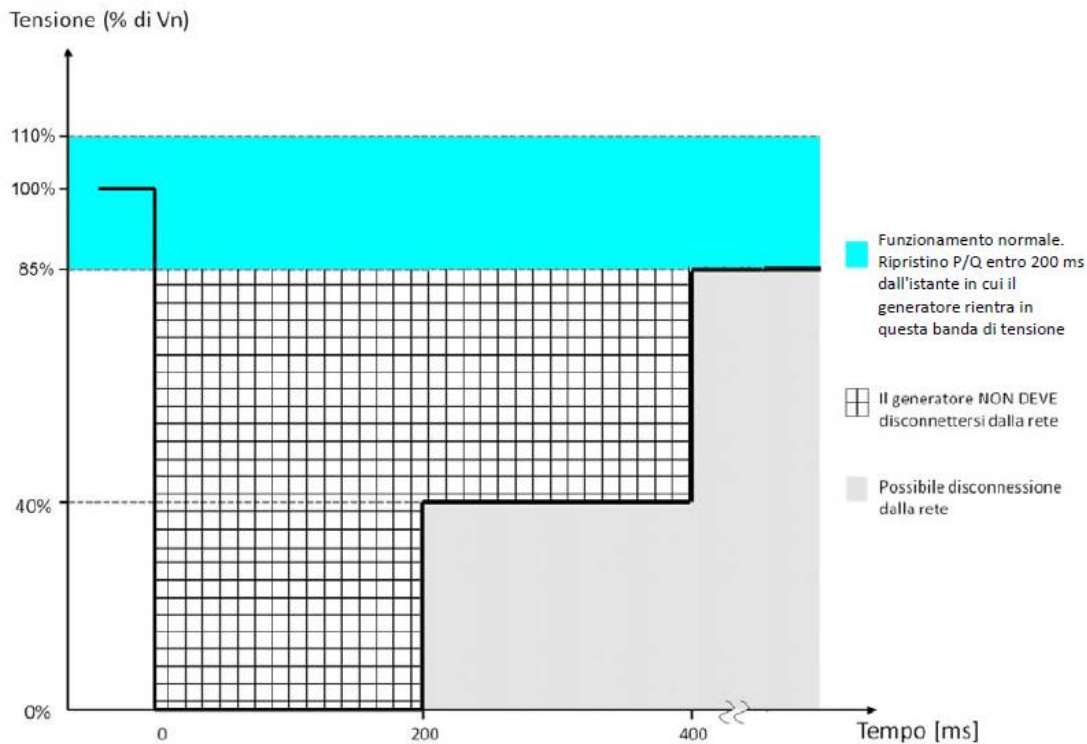


Figura 1.6 – Requisiti funzionali a fronte di variazioni di tensione [9]

### 1.3.2. IMMISSIONE DI POTENZA REATTIVA

Sempre con riferimento alla Norma CEI 0-21 la normale condizione di funzionamento dell'impianto prevede la sola iniezione di potenza attiva ( $\cos\varphi=1$ ). Il funzionamento con un fattore di potenza diverso da 1 può dipendere dalla necessità da parte dell'impianto di limitare le sovratensioni/sottotensioni causate dalla propria immissione di potenza attiva oppure può essere richiesto dal distributore per esigenze di servizio della rete di distribuzione.

Per impianti di potenza complessiva superiore a 6kW le suddette due condizioni vengono rappresentate in Figura 1.7 che raffigura le cosiddette curve di capability "triangolare" e "rettangolare".

Nei punti di funzionamento compresi entro la capability triangolare (zona tratteggiata di Figura 1.7) si assume convenzionalmente che l'impianto eroghi/assorba potenza reattiva allo scopo di limitare le sovratensioni/sottotensioni causate dalla propria

immissione di potenza attiva. Nei punti di funzionamento compresi tra la capability triangolare e quella rettangolare (zona a sfondo grigio in Figura 1.7) l'impianto eroga e assorbe potenza reattiva con lo scopo di fornire un servizio alla rete.

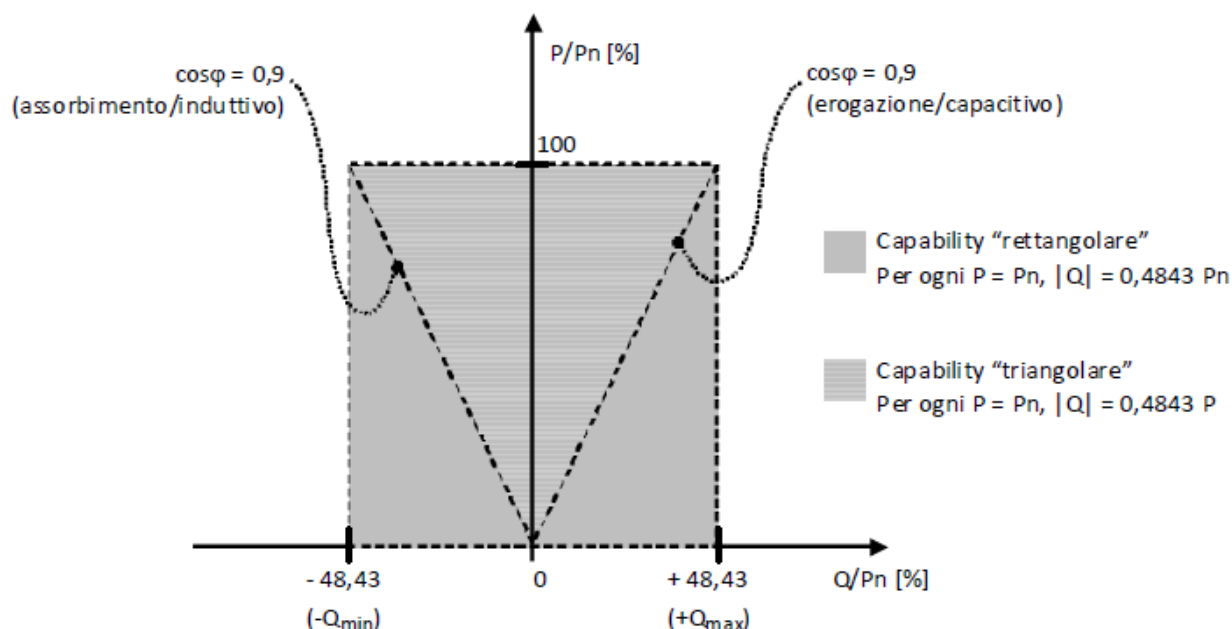


Figura 1.7 – Curve di capability “triangolare” e “rettangolare”, valide per inverter in impianti di potenza complessiva superiore a 6 kW [9]

### 1.3.3. RIDUZIONE DELLA GENERAZIONE DISTRIBUITA IN CONDIZIONI DI EMERGENZA DEL SISTEMA ELETTRICO NAZIONALE

In relazione alle criticità nell'esercizio del sistema elettrico, Terna, il Transmission System Operator nazionale, ha definito procedure di Riduzione (distacco) dei Generatori Distribuiti da fonte rinnovabile (procedura RIGEDI [10]) in particolari condizioni di funzionamento del sistema elettrico.

Situazioni caratterizzate da consumi ridotti o da elevato irraggiamento solare determinano l'esclusione di grossi gruppi termoelettrici con l'effetto di ridurre la riserva a disposizione del sistema elettrico e quindi con minor possibilità di regolazione per assicurare un livello di sicurezza minimo. Il gestore della rete riduce la produzione da fonte rinnovabile allo scopo di mettere in servizio gruppi termici alimentati a combustibile.

Gli impianti di generazione da fonte rinnovabile aventi le seguenti caratteristiche:

- sono connessi alla rete MT di distribuzione;
- sono impianti non programmabili alimentati da fonte rinnovabili fotovoltaica o eolica;
- immettono in rete tutta la produzione;
- presentano potenza nominale dei gruppi di generazione maggiore o uguale a 100 kW;

possono essere distaccati dalla rete cioè riducibili (GDR – Generazione Distribuita Riducibile).

Gli impianti GDR sono classificati in due categorie:

- gli impianti GDPRO (GDR distaccabile con preavviso di 60 minuti) che sono impianti GDR connessi con linee non dedicate sulle quali sono presenti anche impianti di consumo; la riduzione a zero dell'energia immessa in rete da tali impianti di produzione è attuabile dal titolare dell'impianto su richiesta di Terna e con comunicazione al Distributore;
- gli impianti GDTEL (GDR telecontrollata), GDR connessa con linee dedicate il cui distacco è attuabile da remoto dall'impresa distributrice, su richiesta di Terna;

ogni Distributore deve predisporre un piano delle GDTEL e GDPRO riducibili che deve continuamente tenere aggiornato e comunicato a terna.

Questa procedura è in netto contrasto con le politiche energetiche che incentivano e sostengono la diffusione di energia da fonti rinnovabili. Diviene quindi importante l'esigenza di riformare il sistema elettrico con reti e dispositivi tecnologicamente avanzati che permettano la gestione e l'integrazione di tutti gli impianti di produzione in modo tale da non disperdere le risorse mantenendo nel contempo le possibilità di regolazione del sistema stesso.

## 1.4. L'EVOLUZIONE DELLE RETI ELETTRICHE VERSO LE SMART GRID

Da quanto illustrato dai paragrafi precedenti emerge la necessità di far evolvere il sistema elettrico in maniera tale che la generazione distribuita da fonte rinnovabile possa essere promossa, in quanto imprescindibile in una strategia di *Carbon Reduction*, senza costituire criticità per il sistema elettrico.

In questa prospettiva il ricorso a generazioni di piccola/media taglia alimentate da fonti rinnovabili, quali ad esempio Turbo Gas alimentati da bio gas o da bio masse e quindi con operatività scorrelata da fattori atmosferici possono rappresentare una prima soluzione al problema. Analogamente sistemi di accumulo in grado di immagazzinare l'energia quando la generazione è in eccesso rispetto ai carichi, rilasciandola per soddisfare le richieste di picco, possono rappresentare un'altra effettiva soluzione. Compensatori statici (STATCOM) e altri dispositivi elettronici di alta potenza, quali FACTS, possono contribuire a migliorare la stabilità delle reti elettriche.

La soluzione complessivamente in grado di far effettuare una significativa evoluzione del sistema elettrico è la trasformazione delle reti passive in "*Smart Grid*" cioè reti in grado di gestire flussi bidirezionali di energia elettrica e quindi di abilitare nuove funzionalità nelle fasi di generazione, trasmissione, distribuzione e utilizzo. Tali reti sono viste come la soluzione ai problemi sopra delineati e quindi in grado di conseguire i benefici attesi in termini di efficienza ed efficacia del sistema elettrico. Questa visione è ormai comune a tutti i Paesi, europei e non.

In tale sistema elettrico:

- è necessario ottimizzare l'esercizio delle diverse fonti di generazione, sia concentrate che distribuite, in relazione alle condizioni della rete e alle caratteristiche (qualità del servizio, interrompibilità, ecc.) dei consumi (*Smart Generation*);
- per garantire l'affidabilità, la qualità e la sicurezza delle reti di trasmissione e distribuzione occorre adottare meccanismi di azione-reazione che necessariamente devono coinvolgere il versante generazione e quello dei consumi (*Smart Network*);
- il consumatore finale deve assumere un ruolo attivo nell'adeguare il proprio profilo di consumo alle condizioni del mercato dell'energia (*Active Demand*).

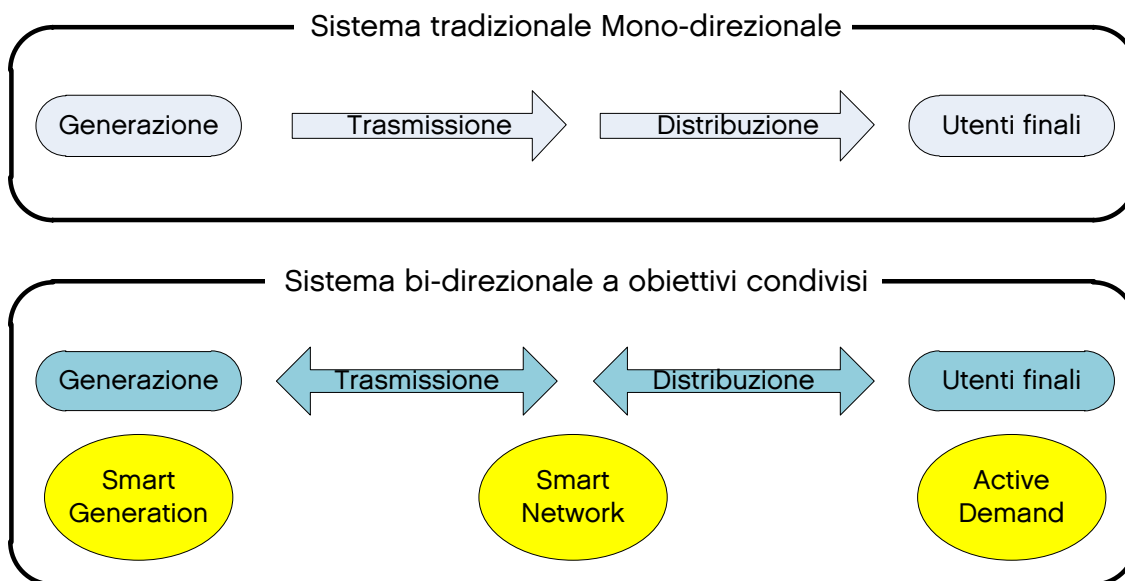


Figura 1.8 – Funzionamento concettuale di reti tradizionali e reti attive

Le reti elettriche di un tale sistema elettrico dovranno essere reti attive e intelligenti, le *Smart Grid*, dotate di smart meters (contatori installati presso ciascuna utenza e capaci di comunicazioni bidirezionali), sensori, attuatori, nodi di concentrazione e smistamento delle informazioni al fine di garantire in maniera efficiente il continuo bilanciamento tra generazione e consumi di elettricità secondo il “punto di ottimo economico”, dinamicamente variabile nel tempo, per tutti gli attori del sistema.

L’Unione Europea attraverso la Direttiva 2009/72/CE “sollecita l’introduzione di smart grid in modo da favorire la generazione decentrata e l’efficienza energetica”.

L’ACER, Agency for the Cooperation of Energy Regulators, che raggruppa dal 2003 i regolatori nazionali (tra cui l’Autorità nazionale per l’Energia Elettrica e il Gas nel seguito AEEG), ha tradotto questa sollecitazione in specifici indirizzi, tra i quali viene sottolineata la necessità di coinvolgimento dei consumatori finali verso una posizione attiva all’interno del settore elettrico.

AEEG nel recepire le Direttive europee in materia e gli indirizzi da parte di ACER, nella Delibera ARG/elt 39/10 ha sottolineato la necessità di evoluzione delle modalità di gestione della rete per renderla adeguata anche alla presenza di utenti attivi (cioè in grado di immettere energia in rete) prevede in un’ottica di sviluppo “l’evoluzione del gestore della rete di distribuzione verso un ruolo che preveda assunzione di funzioni di dispacciamento delle utenze allacciate alle proprie reti”.

## 2. SOLID STATE TRANSFORMER

---

Nell'ultimo secolo l'evoluzione tecnologica relativa ai trasformatori impiegati nelle reti elettriche di trasmissione e distribuzione ha fatto registrare progressi nella lavorazione dei materiali e nell'utilizzo di nuove leghe con elevate densità di saturazione magnetica e basse perdite per isteresi al fine di aumentare l'efficienza del trasformatore. La tecnologia dei trasformatori tradizionali (nel seguito LFT - *Line Frequency Transformer*) è ormai matura da diversi decenni e consente in maniera efficiente, affidabile e relativamente poco costosa di effettuare la duplice funzione di variazione del livello di tensione e di isolamento metallico tra i diversi circuiti connessi agli avvolgimenti primario e secondario del trasformatore.

L'utilizzo dei LFTs nelle moderne reti elettriche determina alcune limitazioni, quali: [11]

- la tensione di uscita è una rappresentazione diretta della tensione di ingresso, per cui tutti gli effetti indesiderati presenti al primario del trasformatore, come ad esempio cali di tensione e variazione di frequenza, si riverberano al secondario;
- la corrente in ingresso all'avvolgimento primario è un riflesso della somma delle correnti di uscita al secondario, per cui la presenza di armoniche sul carico si manifestano nella corrente di ingresso; ad esempio nel caso di un carico elettrico costituito da utenze residenziali monofase con presenza di armoniche dispari di ordine 3°, 5° e 7° sono in grado di determinare al primario del trasformatore un contenuto armonico superiore al 15% della fondamentale;
- gli LFTs operano alla massima efficienza quando funzionano ad un profilo vicino al pieno carico ma con perdite apprezzabili quando il carico si riduce; nella rete di distribuzione pubblica, in condizioni normali di esercizio volte ad assicurare l'affidabilità della rete, i trasformatori operano generalmente al di sotto della condizione di pieno carico;
- gli LFTs sono caratterizzati da una scarsa capacità di regolazione di tensione. rispetto ai valori nominali di progetto e tale capacità è minore al diminuire della potenza del trasformatore:

Nel corso degli ultimi decenni, al fine di migliorare le prestazioni ottenibili dai LFTs, sono state proposte soluzioni spesso costose o in grado di compromettere

l'affidabilità del trasformatore. Ad esempio l'integrazione nel trasformatore di *Tap Changer* automatici, dispositivi in grado di mantenere il valore di tensione vicino al valore nominale agendo sul rapporto spire del trasformatore, oltre a risultare costosa richiede interventi di manutenzione ben più frequenti di quelli richiesti dal tradizionale LFT in relazione alle loro parti meccaniche in movimento.

Nell'ultimo decennio una soluzione innovativa rispetto ai LFT è costituita da convertitori elettronici di potenza, denominata *Solid State Transformer (SST)* (noto anche con le terminologie di PET - Power Electronic Transformer e IUT - Intelligent Universal Transformer) che sono stati oggetto di molteplici studi e sperimentazione con particolare riferimento alla evoluzione della modalità di gestione delle reti elettriche.

Preliminarmente ad una trattazione estesa di tale soluzione innovativa, che costituisce l'oggetto della presente tesi al fine di definirne il grado di applicabilità in ambito industriale, vengono sinteticamente richiamati alcuni concetti di base dei trasformatori LFT utili per illustrare i vantaggi conseguibili con le soluzioni del tipo SST.

## **2.1. LINE FREQUENCY TRANSFORMER: CONCETTI BASILARI**

Il trasformatore è una macchina elettrica statica che consente di trasferire, per mutua induzione, energia elettrica in corrente alternata da una rete ad un'altra, variando i valori di tensione e corrente in uscita rispetto a quelli in ingresso. Il trasformatore ha un'importanza fondamentale nella gestione delle reti elettriche in corrente alternata, consentendo di effettuare, con costi e perdite accettabili, il trasporto a lunghe distanze di enormi quantità di energia elettrica e di realizzare vari livelli di tensione compatibili con le diverse esigenze del carico elettrico (industriali, civile, ecc.).

Il trasformatore è costituito essenzialmente da due o più avvolgimenti (monofasi o trifasi), denominati primario (quello connesso alla rete che fornisce energia) e secondario (quello connesso alla rete a cui si fornisce energia), avvolti su di un nucleo composto da materiale ferromagnetico. Il principio di funzionamento è basato sulla legge di Faraday-Neumann secondo la quale quando un flusso di un campo magnetico variabile nel tempo attraversa la superficie delimitata da un circuito elettrico, in quest'ultimo si genera una forza elettromotrice indotta.

Con riferimento alla struttura di un trasformatore ideale monofase LFT, schematizzata in Figura 2.1 alimentando uno dei due avvolgimenti (primario) con una tensione alternata, nel nucleo nasce un flusso magnetico alternato la cui ampiezza



dipende dalla tensione di alimentazione, dalla frequenza e dal numero di spire dell'avvolgimento. Attraverso il nucleo questo flusso si concatena con il secondo avvolgimento (secondario) e induce in esso una forza elettromotrice (f.e.m.) la cui ampiezza dipende dal numero di spire secondarie e dalla frequenza. Scegliendo opportunamente i numeri di spire primarie e secondarie è possibile variare il valore del rapporto tra la tensione di alimentazione primaria e la tensione indotta secondaria.

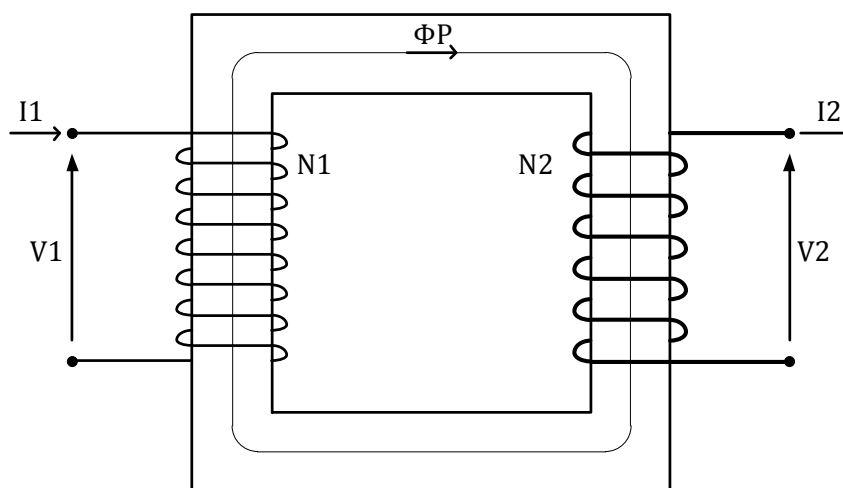


Figura 2.1 – Struttura del trasformatore monofase ideale

Applicando una tensione alternata  $v_1$  al primario, questo assorbirà una corrente  $I$  alternata e sfasata di  $90^\circ$  in ritardo rispetto alla tensione. Tale corrente produrrà nel nucleo magnetico un flusso principale  $\Phi_p$  alternato che varia al variare di  $I$ . Nell'avvolgimento primario si genera perciò una forza elettromotrice indotta che controbilancia esattamente la tensione imposta. Analogamente sul secondario la tensione ai morsetti  $v_2$  sarà pari alla f.e.m.  $e_2$ . È possibile quindi scrivere le seguenti relazioni:

$$v_1 = e_1 = -\frac{d\psi}{dt} = -N_1 \cdot \frac{d\Phi_p}{dt} \quad (2.1)$$

$$v_2 = e_2 = -\frac{d\psi}{dt} = -N_2 \cdot \frac{d\Phi_p}{dt} \quad (2.2)$$

Riferendosi ad una alimentazione sinusoidale a frequenza  $f$  è possibile scrivere:

$$\Phi_p = \bar{\Phi}_0 \sin(\omega t) \quad (2.3)$$

Ne consegue che le tensioni efficaci indotte sulle bobine diventano:

$$V_1 = -j\omega N_1 \frac{(\bar{\Phi}_0)}{\sqrt{2}} = -j4,44f \cdot N_1 \cdot \bar{\Phi}_0 \quad (2.4)$$

$$V_2 = -j\omega N_2 \frac{(\bar{\Phi}_0)}{\sqrt{2}} = -j4,44f \cdot N_2 \cdot \bar{\Phi}_0 \quad (2.5)$$

Risulta quindi evidente che:

$$k_0 = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.6)$$

Il rapporto  $k_0$  è detto rapporto di trasformazione.

Si consideri ora il legame tra i parametri costruttivi (dimensioni, materiali, e coefficienti di utilizzo) e la potenza del trasformatore.

Si faccia riferimento ad un trasformatore monofase a due avvolgimenti e si consideri la potenza  $A$  erogata al secondario, descritta dalla relazione:

$$A = V \cdot I \quad (2.7)$$

Generalizzando l'equazione (2.4) per un generico avvolgimento, e sostituendo l'espressione del flusso come prodotto dell'induzione  $B_M$  per la sezione trasversale del nucleo  $A_{fe}$  e per il coefficiente di stipamento dei lamierini  $k_s$  è possibile scrivere:

$$V = 4,44 \cdot B_M \cdot A_{fe} \cdot k_s \cdot N \cdot f \quad (2.8)$$

È possibile esprimere la corrente come il prodotto della densità di corrente  $\delta$  per la sezione  $s$  del conduttore:

$$I = \delta \cdot s \quad (2.9)$$

Per calcolare lo spazio richiesto dall'avvolgimento, che in seguito si indicherà con  $A_{cu}$ , verrà moltiplicata la sezione del filo per il numero di spire  $N$  e diviso per un fattore di riempimento  $k_f$ . Tenendo conto della presenza di 2 avvolgimenti il termine  $A_{cu}$  è esprimibile come:

$$A_{cu} = 2 \cdot \frac{I}{k_f \cdot \delta} \cdot N \quad (2.10)$$

da cui si ottiene la relazione tra la corrente  $I$  e l'ingombro dell'avvolgimento, il numero di spire e la densità di corrente:

$$I = \frac{A_{cu} \cdot k_f \cdot \delta}{2 \cdot N} \quad (2.11)$$

Moltiplicando tra loro tensione e corrente si ottiene:

$$A = V \cdot I = 4,44 \cdot B_M \cdot A_{fe} \cdot k_s \cdot N \cdot f \cdot \frac{A_{cu} \cdot k_f \cdot \delta}{2 \cdot N} \quad (2.12)$$

$$A = 2,22 \cdot B_M \cdot A_{fe} \cdot k_s \cdot f \cdot A_{cu} \cdot k_f \cdot \delta$$

È possibile quindi esprimere la potenza  $A$  in funzione dei parametri costruttivi:

$$A = 2,22 \cdot B_M \cdot \delta \cdot A_{fe} \cdot A_{cu} \cdot k_f \cdot k_s \cdot f \quad (2.13)$$

Entro i limiti delle semplificazioni implicite del semplice modello considerato, dalla relazione precedente si evince che la *potenza è direttamente proporzionale alla frequenza: a parità di altre condizioni all'aumentare della frequenza, aumenta anche la potenza trasmissibile dal trasformatore*. Ciò sarebbe completamente vero se il comportamento dei materiali restasse costante con la frequenza: in realtà le perdite nel ferro crescono notevolmente e, come vedremo nei capitoli successivi, per alte frequenze è opportuno ricorrere a materiali differenti da quelli impiegati nei trasformatori operanti a 50 Hz.

Sempre dalla relazione (2.13) risulta che il parametro geometrico del nucleo che determina la potenza è il prodotto ( $A_{fe} \cdot A_{cu}$ ) e quindi *a parità di peso saranno convenienti nuclei aventi forme che massimizzano il prodotto ( $A_{fe} \cdot A_{cu}$ )*.

La potenza trasmissibile è anche dipendente dall'induzione, ma questa è limitata dalla saturazione e dalle perdite nel ferro, e dalla densità di corrente che a sua volta è limitata dalle perdite nel rame e dal conseguente riscaldamento. [12]

## 2.2. IL CONCETTO DI SOLID STATE TRANSFORMER

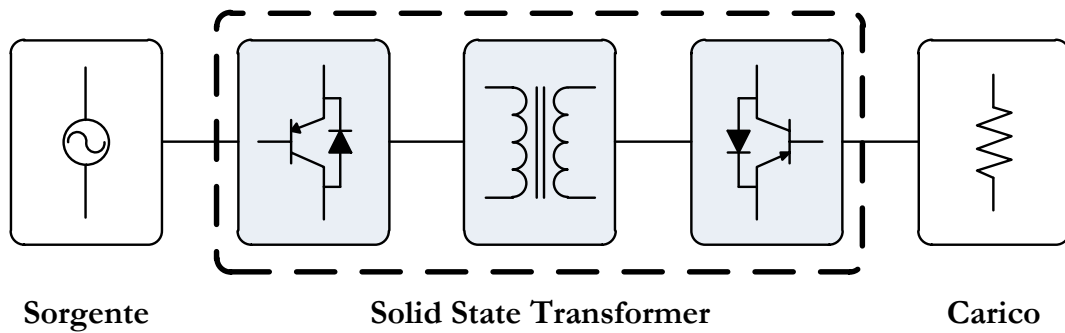
Il primo concetto di Solid State Transformer (SST) nasce nel 1970 quando William McMurray in una pubblicazione tecnica [13] definisce “*Trasformatore Elettronico*” come un apparato che si comporta in modo analogo a un trasformatore convenzionale, in quanto in grado di adattare il livello di tensione provvedendo all’opportuno isolamento metallico tra i circuiti, ma, grazie alla presenza di dispositivi elettronici ad alta frequenza, ha dimensioni ridotte rispetto al trasformatore LFT ed incorpora alcune caratteristiche aggiuntive, quali la regolazione di tensione e la limitazione di corrente.

Successivamente sono state sviluppate nuove strutture di SST capaci di interagire attivamente con le reti elettriche attraverso controlli e regolazioni. È proprio in questo che risiede il carattere innovativo degli SST: essi non costituiscono un’alternativa agli LFT, macchine che allo stato attuale sono molto efficienti ed affidabili, ma come sistemi in grado di gestire le grandezze elettriche e come tali possono trovare efficace applicazione in alcuni nodi delle future reti elettriche “intelligenti”.

Allo stato attuale dell’arte la massima potenza trasferibile dagli SST è principalmente limitata dai rating massimi dei dispositivi elettronici di potenza (sia in termini di tensione che di potenza) e dalle tipologie circuitali disponibili [14], limiti presumibilmente superati nel prossimo futuro con l’evoluzione di tali dispositivi elettronici. In ogni caso esistono tuttora, come vedremo nel seguito, applicazioni di SST nella trazione elettrica ferroviaria e nelle reti elettriche per l’efficace integrazione della generazione distribuita.

La struttura concettuale di un SST (vedi Figura 2.2) è basata su tre sezioni principali:

- attraverso un convertitore elettronico di potenza la tensione alternata (50/60 Hz) viene trasformata in una tensione ad alta frequenza (normalmente nell’intervallo da qualche kilohertz a decine di kilohertz);
- attraverso un trasformatore ad alta frequenza è ottenibile una trasformazione di tensione ed un isolamento metallico;
- attraverso un convertitore la forma d’onda ad alta frequenza viene riportata alla frequenza di linea (50/60 Hz) per alimentare i carichi.



*Figura 2.2 – Struttura concettuale SST*

La presenza di dispositivi semiconduttori a stato solido di potenza rende possibile la regolazione delle principali grandezze elettriche (tensione e corrente) con evidenti vantaggi rispetto agli LFT in termini di controllo del flusso di potenza, di compensazione degli abbassamenti di tensione (buchi di tensione) e di limitazione delle correnti di guasto. Sono proprio queste caratteristiche che rendono il concetto di SST particolarmente interessante, ponendolo come soluzione versatile e dinamica in un contesto dove gli attuali sviluppi delle reti e la modifica dei consumi e del mix di generazione elettrica richiedono la necessità di poter controllare le grandezze elettriche per assicurare elevata qualità del servizio e stabilità del sistema.

Il sistema SST è sicuramente più complesso del trasformatore tradizionale, in termini di progettazione, realizzazione ed esercizio (manutenzione inclusa), stanti le differenti componenti presenti:

- circuiti elettronici ad alta tensione ed alta potenza,
- trasformatore ad alta frequenza,
- sistema di controllo,
- dissipatori per il sistema elettronico,
- sistema di raffreddamento,
- alimentazione ausiliaria,
- circuiti ausiliari.

Le applicazioni di interesse degli SST sono pertanto quelle per cui i vantaggi conseguibili in termini di operatività e prestazioni aggiuntive degli SST compensano la sicura maggior complessità di sistema e i relativi maggior costi.

## 2.3. EVOLUZIONE DEL SOLID STATE TRANSFORMER

### 2.3.1. L'ORIGINE E LE DIFFERENTI TIPOLOGIE DI STRUTTURE SVILUPPATE NEL TEMPO

A partire dalla pubblicazione di William McMurray [13] nel 1970 riguardante un trasformatore a stato solido basato su una conversione AC-AC diretta, hanno fatto seguito diversi studi con l'introduzione di varianti evolutive del sistema.

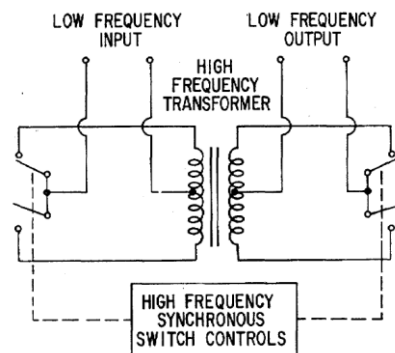


Figura 2.3 – Schema di principio del trasformatore elettronico

La Figura 2.3 mostra lo schema di principio del “Trasformatore Elettronico” proposto da William McMurray: un'onda alternata ad alta frequenza viene generata attraverso la commutazione di interruttori elettronici, i quali, per ogni commutazione, alternano la polarità della tensione in ingresso al trasformatore. Attraverso il comando sincrono degli interruttori elettronici lato primario e secondario è possibile ricostruire in uscita la forma d'onda a frequenza di linea. Operando il trasformatore ad alta frequenza, le relative dimensioni risultano contenute.

Nel 1980 i ricercatori della Navy Researcher's americana hanno proposto un trasformatore elettronico consistente in un convertitore AC-AC Buck [15]. Il circuito equivalente monofase (Figura 2.4) presenta una struttura analoga ad un convertitore DC-DC Buck composto da interruttori bidirezionali ( $S_1$ ,  $S_2$ ) in grado di funzionare in entrambi i versi della corrente.

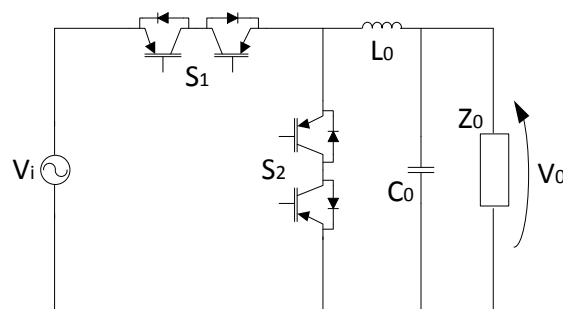


Figura 2.4 – Convertitore AC-AC Buck

Per la conversione di potenza non viene fatto ricorso a un trasformatore ad alta frequenza ma viene utilizzata la commutazione alternata ad alta frequenza degli interruttori bidirezionali  $S_1$  e  $S_2$ . Il rapporto tra la tensione di uscita ( $V_o$ ) e la tensione di ingresso ( $V_i$ ) è pari al *duty cycle* degli interruttori (rapporto tra il tempo di conduzione dell'interruttore superiore e il periodo di commutazione). Variando il *duty cycle* è così possibile regolare il livello della tensione in uscita. Questa conversione AC-AC molto semplice è tuttavia problematica sotto diversi aspetti, in particolare di richiedere a ciascun interruttore di bloccare la piena tensione fornita dalla sorgente e di condurre la piena corrente assorbita dal carico.

Anche EPRI a partire dal 1995 ha sviluppato ulteriori soluzioni innovative rispetto a quello di William McMurray [16]. I risultati di questi studi si tradussero in prototipi che operavano a livelli di tensione e potenza molto inferiori rispetto ai livelli di interesse per la distribuzione elettrica e con diversi inconvenienti, tra i quali la mancanza di isolamento metallico, l'impossibilità di correggere il fattore di potenza del carico e l'incapacità di impedire la generazione e la propagazione di armoniche.

Nel 1996 Koosuke Harada [17] propose uno schema realizzativo (Figura 2.5) che prevede l'uso di convertitori elettronici costituiti da interruttori bidirezionali e da trasformatore ad alta frequenza, conseguendo così il vantaggio di dimensioni ridotte (grazie all'alta frequenza) e di ottenere valori costanti della tensione e della potenza in uscita attraverso il controllo di fase. I valori di tensione, potenza ed efficienza restano comunque decisamente inferiori a quelli di un trasformatore tradizione.

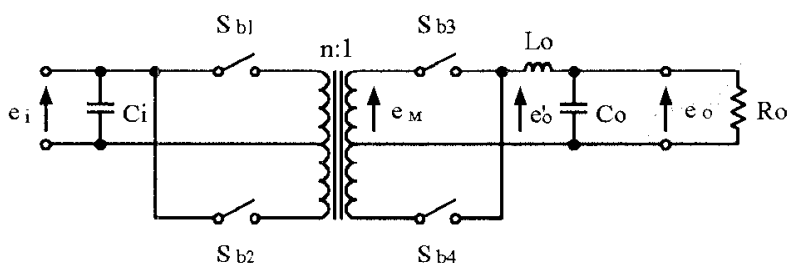


Figura 2.5 – Schema circuitale del “Intelligent Transformer”

Una conversione AC-AC ad alta potenza è stata proposta nel 1997 da Moonshik Kang e Enjeti della Texas A & M University [18]: la forma d'onda AC in ingresso è modulata da un convertitore di potenza elettronico in un'onda quadra ad alta frequenza con il conseguente vantaggio di ridurre dimensioni e peso del trasformatore (Figura 2.6). Questa struttura verrà analizzata in dettaglio al successivo paragrafo 2.3.2.2.

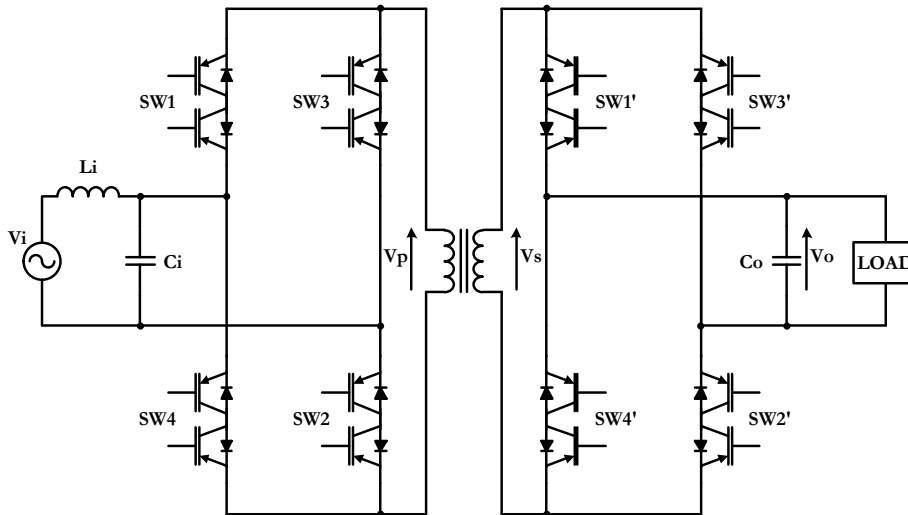


Figura 2.6 – Conversione di potenza AC-AC ad alta frequenza

Nel 1999, è stata introdotta da Sudhoff una nuova struttura di SST [19] il cui schema a blocchi è riportato in Figura 2.7. L'apparato è costituito da tre unità: una di ingresso, una costituita da un convertitore DC-DC isolato e una di uscita. Le unità di ingresso e il convertitore DC-DC sono a loro volta suddivise in più moduli per consentirne l'applicazione in media tensione. La tensione primaria AC in ingresso è suddivisa equamente tra i moduli che, tramite convertitori elettronici, riportano in DC la corrente mantenendo un fattore di potenza unitario. Ogni modulo DC-DC genera un'onda ad alta frequenza inviata al trasformatore e quindi riportata in DC. Le uscite DC sono collegate in parallelo per alimentare l'unità di uscita costituita da un inverter.

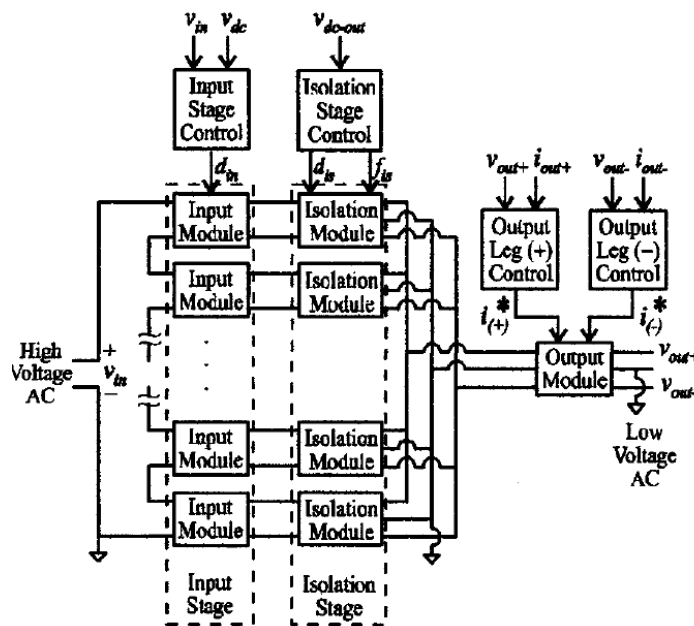


Figura 2.7 – Schema a blocchi del Solid State Transformer di Sudhoff



Dal 2002 l'EPRI, nell'ambito delle ricerche relative ai sistemi "Intelligent Universal Transformer (IUT)", ha sviluppato una nuova struttura di SST [20] che prevede il ricorso a sistemi multilivello (Figura 2.8) e quindi potenzialmente in grado di operare a livelli di tensione e potenza paragonabili a quelli dei trasformatori convenzionali di distribuzione. La soluzione SST-IUT è in grado di fornire molteplici funzioni, quali:

- la trasformazione della tensione/corrente a pari potenza trasmessa (eccezione fatta per le perdite),
- la regolazione della tensione,
- l'alimentazione al secondario a frequenze diverse da quelle del primario, e quindi con possibilità di erogare:
  - ✓ Corrente continua
  - ✓ Corrente Alternata a 60 Hz (quando il primario è alimentato a 50Hz o viceversa) e a 400 Hz per utilizzo in ambito aeronautico
- correzione dell'abbassamento di tensione,
- controllo del fattore di potenza,
- servizi di diagnostica on line del sistema SST
- servizi di monitoraggio dello stato del sistema di distribuzione elettrica.

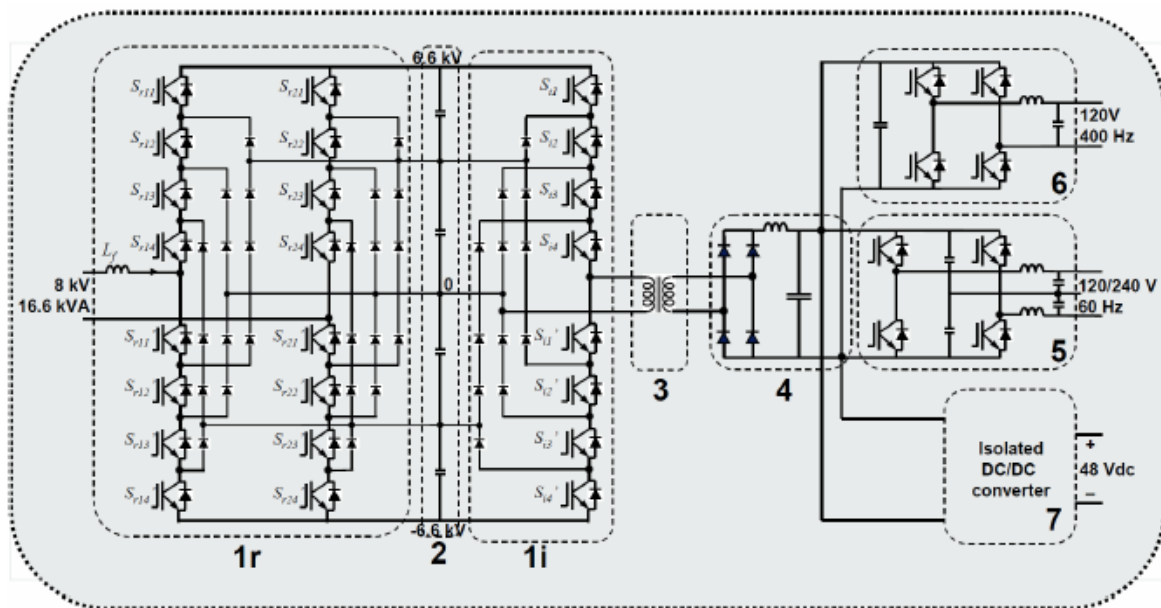


Figura 2.8 – EPRI Intelligent Universal Transformer

### 2.3.2. LO STATO ATTUALE DI SVILUPPO

Allo stato attuale, potendo beneficiare della disponibilità di dispositivi a semiconduttore con valori crescenti di tensione e potenza (peraltro a costi decrescenti) le possibili configurazioni di un sistema SST suscettibile di applicazione sulle reti elettriche di distribuzione sono:

- a) *soluzione ibrida*, ispirata ai concetti dei sistemi “Intelligent Universal Transformer” e basata sull'utilizzo di un trasformatore convenzionale (LFT) integrato da sistemi elettronici di potenza sul lato secondario del trasformatore,
- b) *soluzione totalmente a stato solido (SST)*, caratterizzati da un progetto “ad hoc” del trasformatore e da dispositivi elettronici di potenza, sia sul primario sia sul secondario del trasformatore, che costituiscono le interfacce con il sistema elettrico. Rientra in questa configurazione la soluzione IUT evoluta che utilizza tiristori S-GTO (*Super-Gate Turn Off*) che consentono di aumentare sensibilmente la corrente nominale ammissibile e l'efficienza di commutazione.

#### 2.3.2.1. SOLUZIONE HYBRID INTELLIGENT UNIVERSAL TRANSFORMER (HIUT)

I sistemi del tipo HIUT utilizzano un trasformatore avente in ingresso un avvolgimento primario e in uscita più avvolgimenti secondari collegati a degli inverter in serie o in parallelo (Figura 2.9). Questa struttura abbina alle funzioni tipiche di un trasformatore di distribuzione convenzionale (trasformazione della tensione e corrente ad alta efficienza ed affidabilità) con quelle dei dispositivi di potenza che consentono di rendere le grandezze in uscita in un certo qual modo slegate dalle grandezze in ingresso, con l'evidente vantaggio che i disturbi transitori che si verificano nella rete a monte non si propagano nella rete a valle. [21]

Questa struttura consente di disporre di “DC bus” in grado di integrare sistemi di accumulo (batterie, super condensatori, ecc.), carichi DC e impianti di generazione in DC.

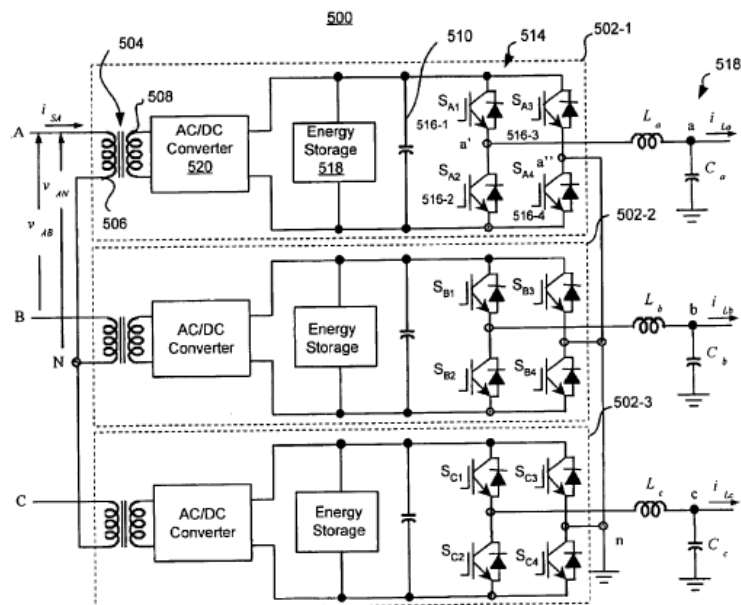


Figura 2.9 – Struttura di un sistema HIUT

Le funzionalità dei sistemi HIUT includono:

- la compensazione dei buchi di tensione,
- la regolazione istantanea della tensione,
- la compensazione armonica,

oltre a disporre di “DC bus” che rende possibile alimentazioni in DC, o in AC a frequenze differenti da quella del primario.

Questa soluzione, stante la sua architettura, può essere implementata sui sistemi esistenti, mantenendo i vecchi trasformatori e aggiungendo solo i dispositivi di elettronica di potenza. Questo non trascurabile punto di forza richiede però che il trasformatore riutilizzato deve possedere più avvolgimenti per consentire di ripartire la potenza su più dispositivi elettronici.

Ulteriore aspetto critico del sistema HIUT è la scarsa flessibilità nell'ottimizzare alcuni indici di prestazione quali l'efficienza e la densità di potenza richieste da alcune applicazioni.

### 2.3.2.2. SOLUZIONI TOTALMENTE A STATO SOLIDO (SST)

Esistono diverse configurazioni per questa soluzione ma solo quattro di queste risultano interessanti per l'applicazione in reti di distribuzione attive con flussi di potenza bidirezionali: [22]

- a) Struttura a singolo stadio senza DC link (Figura 2.10.a);
- b) Struttura a due stadi con DC link sul lato secondario (LVDC) (Figura 2.10.b);
- c) Struttura a due stadi con DC link sul lato primario (HVDC) (Figura 2.10.c);
- d) Struttura a tre stadi con doppio DC link, sia sul lato primario che secondario (Figura 2.10.d).

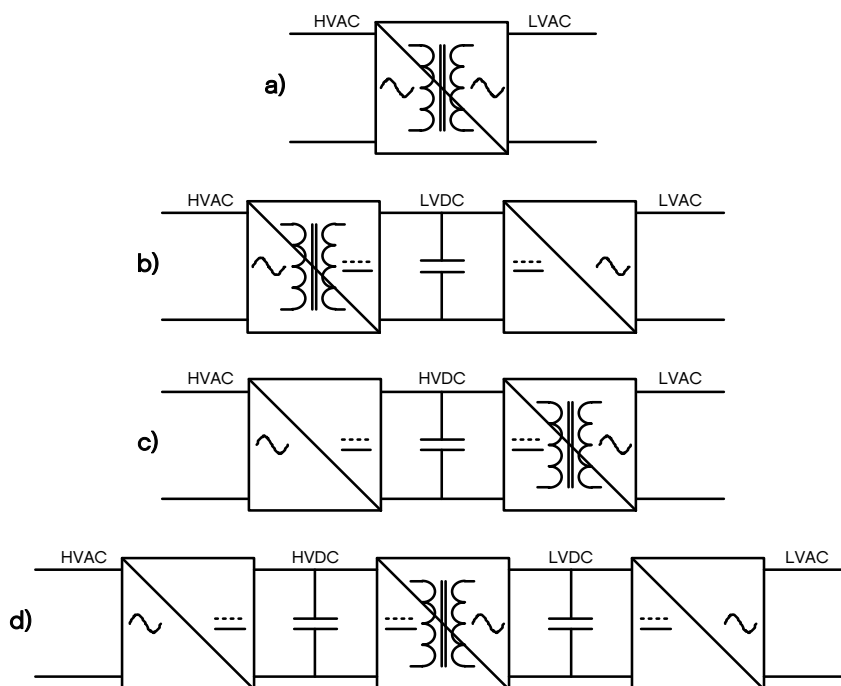


Figura 2.10 – Possibili configurazioni del SST: a) Singolo stadio, b) Due stadi con LVDC link, c) Due stadi con HVDC, d) Tre stadi con LVDC e HVDC link.

Vengono di seguito analizzate le quattro strutture elencate in termini di configurazione e di prestazioni ottenibili.

La **struttura a singolo stadio**, schematizzata nella Figura 2.11 per un sistema monofase [18], è costituita da due convertitori AC-AC in ingresso e in uscita e da un trasformatore ad alta frequenza. La forma d'onda di ingresso a bassa frequenza (50/60 Hz) è convertita in alta frequenza (tipicamente in un intervallo tra 600 Hz e 1,2 kHz) tramite un convertitore AC-AC. Attraverso un trasformatore ad alta frequenza viene adeguato il livello di tensione che viene poi riportato da un convertitore AC-AC di uscita alla frequenza di linea (50/60 Hz). Queste operazioni richiedono che entrambi i convertitori in ingresso ed in uscita siano in grado di operare in modo sincrono poiché non esistono elementi di accumulo nella struttura e quindi un perfetto bilancio di potenza istantaneo tra ingresso e uscita.

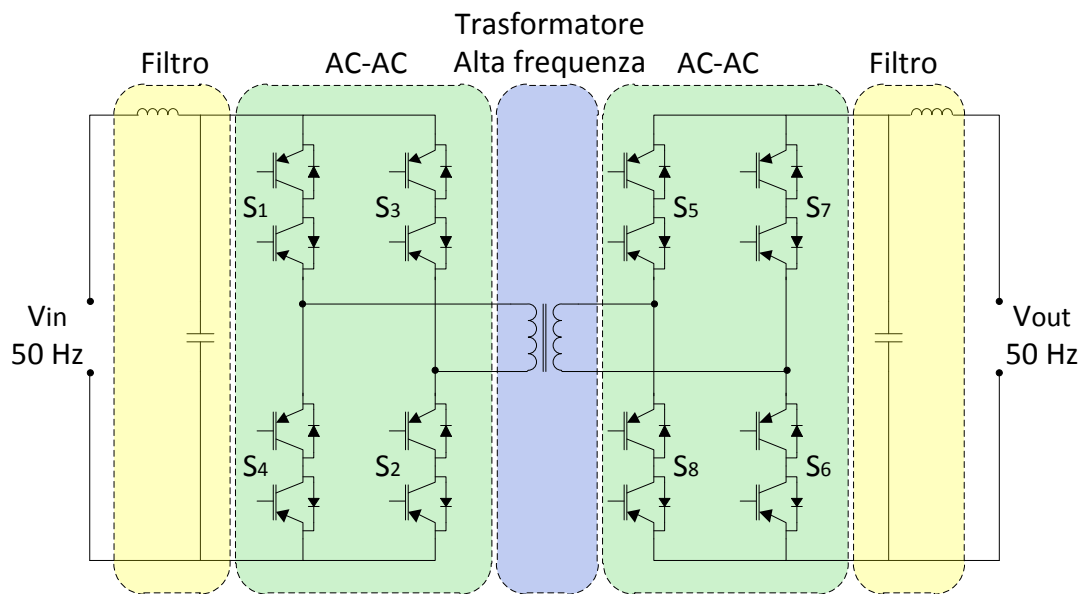


Figura 2.11 – Struttura a singolo stadio

Ogni interruttore bidirezionali ( $S_x$ ) è composto da due singoli interruttori collegati in antiserie e costituiti da un interruttore elettronico con un diodo in antiparallelo (Figura 2.12.a).

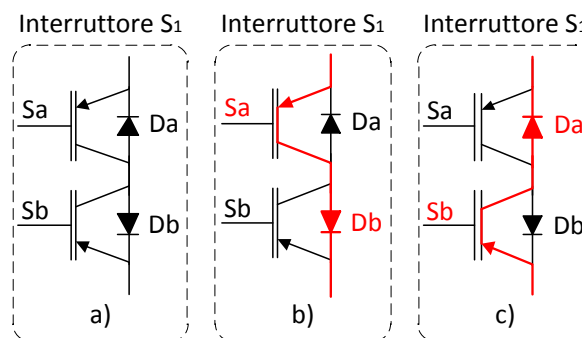


Figura 2.12 – Interruttore bidirezionale

Per gli interruttori unidirezionali  $S_a$  e  $S_b$  il segnale di comando è il medesimo: all'istante in cui la tensione alternata compie una semionda positiva  $S_a$  e  $D_b$  vanno in conduzione (Figura 2.12.b), mentre quando la tensione compie una semionda negativa a condurre saranno  $S_b$  e  $D_a$  (Figura 2.12.c). Pertanto il complessivo interruttore bidirezionale  $S_1$  riceve un unico comando di accensione e in funzione del verso della corrente sarà la coppia ( $S_a, D_b$ ) o la coppia ( $S_b, D_a$ ) a condurre. La Figura 2.13 mostra, per una tensione sinusoidale in ingresso, la forma d'onda di un singolo interruttore bidirezionale.

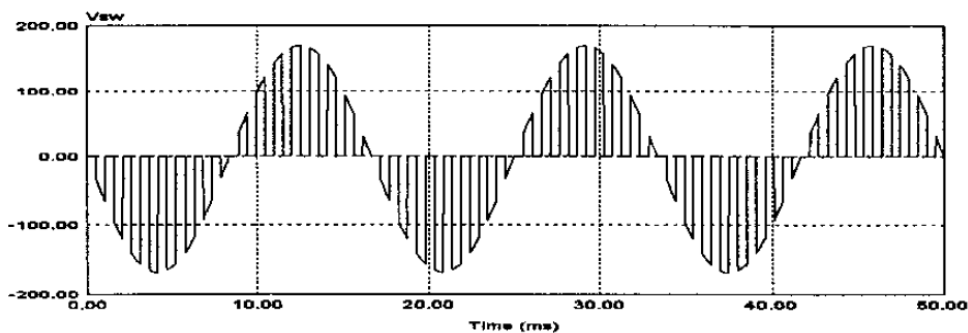


Figura 2.13 – Tensione di un interruttore bidirezionale

Comandando in accensione la coppia di interruttori bidirezionali ( $S_1, S_2$ ) per un periodo corrispondente a  $dT_s$  e per un periodo corrispondente a  $(1-d)T_s$  la coppia ( $S_3, S_4$ ), si ottiene ai capi dell'avvolgimento primario del trasformatore un segnale caratterizzato da una forma d'onda a frequenza di commutazione (Figura 2.14), essendo  $d$  il *duty cycle* degli interruttori, con valori nell'intervallo  $(0 \div 1)$  e tipicamente pari a 0,5.

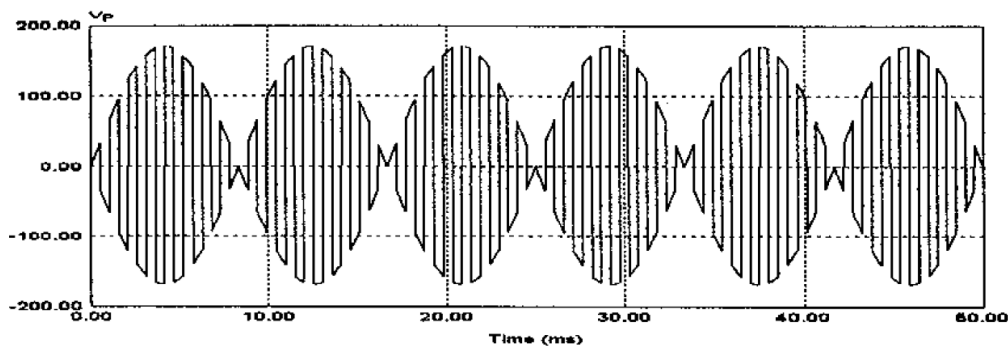


Figura 2.14 – Tensione ad alta frequenza in ingresso al trasformatore

La variazione dell'ampiezza dell'onda non impatta sul funzionamento del trasformatore che riporta la stessa forma d'onda con ampiezza proporzionalmente ridotta.

Il comando del convertitore AC-AC collegato al secondario del trasformatore è analogo al convertitore in ingresso in modo da generare in uscita un segnale a frequenza di linea. Nella struttura non sono presenti elementi di accumulo, pertanto è richiesto che i convertitori in ingresso ed in uscita operino in modo sincrono a garantire un perfetto bilancio di potenza. In questo modo la tensione di uscita modulata in ampiezza, riprodurrà la stessa forma d'onda della tensione in ingresso (Figura 2.15.b).

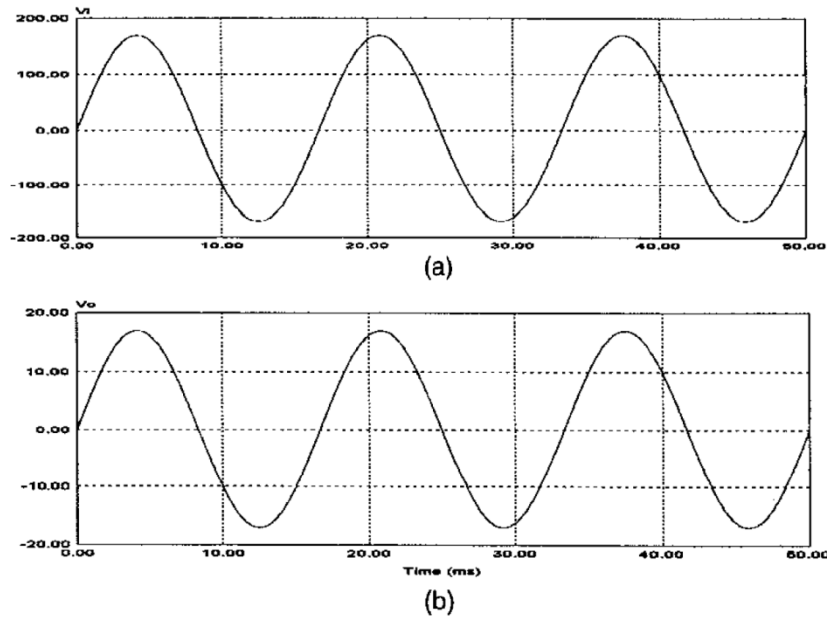


Figura 2.15 – a) Tensione di ingresso, b) Tensione di uscita

I segnali di controllo per i convertitori elettronici di ingresso ed uscita formano coppie complementari e l'angolo  $\vartheta$  rappresenta lo sfasamento tra le due coppie (Figura 2.16).

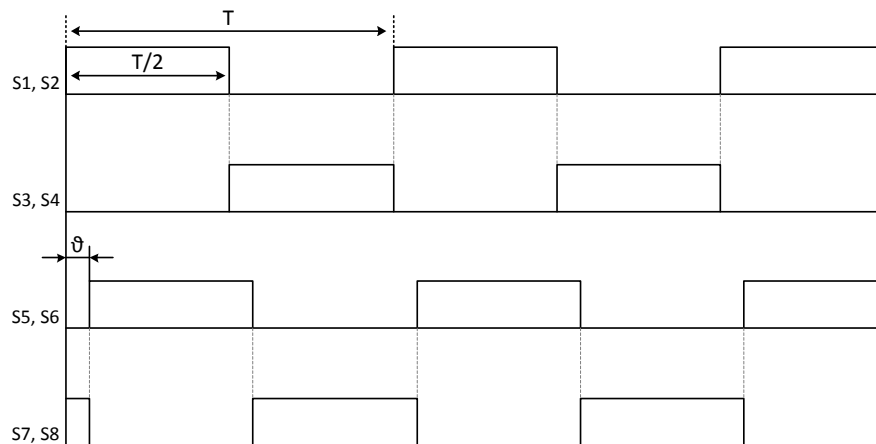


Figura 2.16 – Segnali di controllo dei convertitori AC-AC

L'ampiezza della tensione in uscita può essere ulteriormente regolata attraverso l'angolo  $\vartheta$ . Questa operazione porta però alla generazione di armoniche la cui soppressione richiede l'aggiunta di un filtro.

Gli aspetti positivi di questa struttura si sintetizzano in:

- riduzione rispetto ad un LFT delle dimensioni e del peso,
- adozione di un controllo relativamente semplice,

mentre gli aspetti negativi risiedono:

- nella formazione di armoniche con la conseguente necessità di filtri sia in ingresso sia in uscita, con conseguente aumento delle perdite, del peso complessivo e del costo,
- nella mancanza di un circuito intermedio in corrente continua che consenta di disaccoppiare la rete a monte da quella a valle.

Complessivamente questa struttura non risulta particolarmente vantaggiosa per l'integrazione nelle reti di distribuzione.

La **struttura a due stadi** (Figura 2.17) utilizza in ingresso un convertitore AC-AC il cui funzionamento è analogo ai convertitori della struttura a singolo stadio, mentre sul lato secondario del trasformatore viene utilizzato un convertitore AC-DC ed un inverter alimentante il carico e controllato con modulazione PWM (*Pulse-Width Modulation*). Il principio di funzionamento è simile a quello della struttura a singolo stadio, con la differenza che la tensione una volta uscita dal trasformatore non viene subito riportata a frequenza di linea ma viene convertita in una tensione continua, attraverso un ponte raddrizzatore bidirezionale, e successivamente convertita a frequenza di linea tramite inverter. Questo passaggio aggiunge tutti i vantaggi che possiede un'alimentazione ad inverter per quanto riguarda l'uscita (quali: regolazione di tensione, controllo potenza reattiva, ecc.).



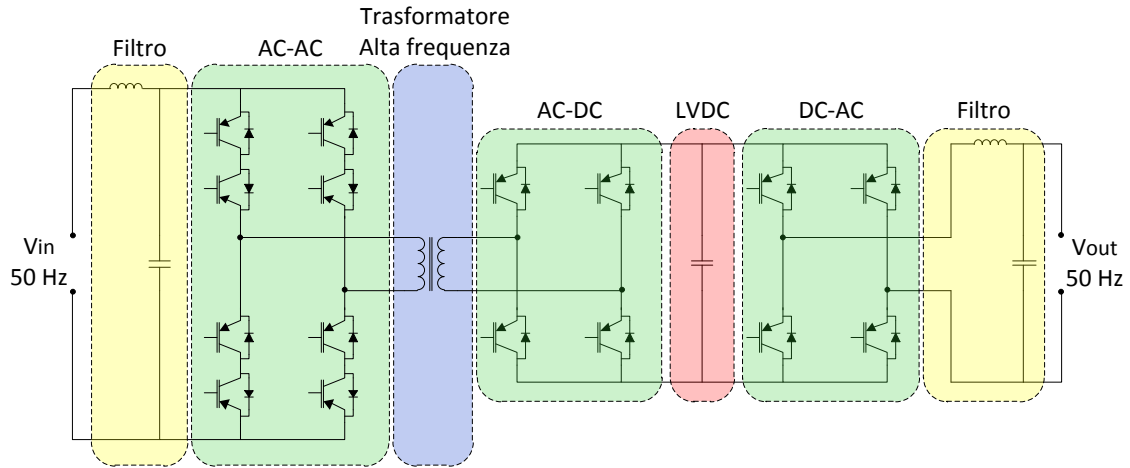


Figura 2.17 – Struttura a due stadi con LVDC link

Gli aspetti critici di questa configurazione riguardano il lato ingresso:

- necessità di filtri all'ingresso per elevati ripple di corrente,
- controllo complicato nel caso di flussi bidirezionali,
- difficoltà di compensazione della potenza reattiva in ingresso.

Nella **struttura a tre stadi** (Figura 2.18) la tensione alternata in ingresso viene convertita in tensione continua (convertitore AC-DC), rendendo così disponibile un DC bus in media tensione. Successivamente la tensione continua in media tensione viene convertita in una tensione alternata ad alta frequenza e trasferita al trasformatore, dove il livello di tensione è ridotto e di nuovo raddrizzato mediante un convertitore AC-DC. In questo modo si rende disponibile anche un DC bus in bassa tensione. Infine la bassa tensione continua è convertita nuovamente a frequenza di linea tramite un inverter.

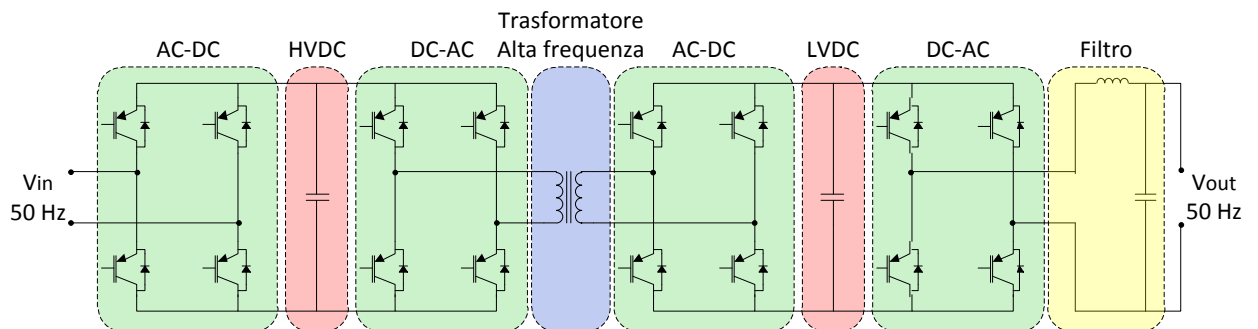


Figura 2.18 – Struttura a tre stadi con MVDC link e LVDC link

La presenza di un DC bus in media tensione con i vantaggi rispetto alle due precedenti strutture in termini di funzionalità aggiuntive, in particolare il controllo delle grandezze in ingresso e il possibile collegamento a generazione da fonte rinnovabile DC in media tensione, determina per contro un numero maggiore di componenti a scapito della efficienza e della affidabilità.

Complessivamente questa struttura presenta le maggiori prospettive di sviluppo e applicazione alle reti di distribuzione e nel seguito ne verrà considerata in dettaglio l'architettura, così come nella restante parte della tesi verranno considerate le sole soluzioni SST per le maggiori prestazioni ottenibili e per la loro utilizzabilità in reti con flussi bidirezionali.

I sistemi a tre stadi includono i sistemi IUT evoluti [23] che si differenziano dalle iniziali soluzioni per:

- il raffreddamento ad aria naturale con conseguente eliminazione dei costi e dei problemi connessi ad un raffreddamento a liquido;
- l'utilizzo di dispositivi S-GTO che migliorano la densità di potenza consentendo:
  - ✓ di raggiungere frequenze di commutazione dell'ordine dei 50 kHz contro i 20 kHz raggiungibili dai dispositivi IGBT, e quindi una conseguente maggiore frequenza di commutazione a pari potenza,
  - ✓ una riduzione del 50% delle perdite di conduzione e commutazione rispetto a quelle delle IGBT,
  - ✓ una migliore dissipazione termica a vantaggio di un minor peso e volume del sistema.

I dispositivi IUT evoluti sono assimilabili a tutti gli effetti ad una struttura SST a tre stadi. Il circuito è costituito da quattro blocchi in cascata realizzati dalla serie di convertitori interconnessi (AC-DC e DC-DC), da un trasformatore ad alta frequenza, e da un inverter DC-AC (Figura 2.19).

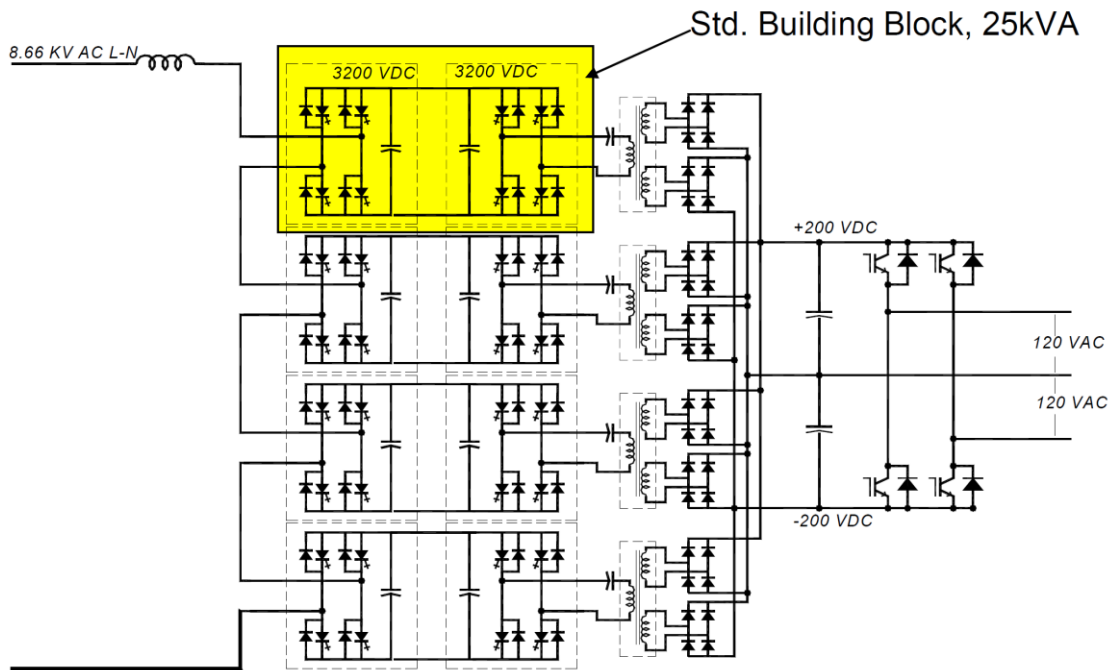


Figura 2.19 – Circuito di base del IUT

Il circuito si avvale del concetto di convertitore multilivello per lo stadio di media tensione, dove la cascata di quattro modulati H-bridge raddrizzano la tensione alternata di 13,8 kV a 60 Hz in una tensione continua di 3,5 kV. Ogni DC bus viene poi riportato ad una tensione alternata di 20 kHz attraverso una serie di convertitori risonanti basati su interruttori allo stato solido S-GTO e diodi Si-C. Per ogni blocco la trasformazione del livello di tensione si ottiene attraverso un trasformatore ad alta frequenza costituito da due avvolgimenti secondari, le cui uscite vengono riportate ad una tensione di 400 V DC attraverso due ponti raddrizzatore a diodi. Per ottenere un livello di potenza elevato le uscite dei raddrizzatori sono collegate in parallelo ad un inverter a ponte, il quale riporta la tensione di 400 V DC in una tensione di 120/240V monofase a 60 Hz. In Figura 2.20 è mostrato il singolo blocco da 25 kVA che complessivamente costituiscono un IUT monofase da 100 kVA.

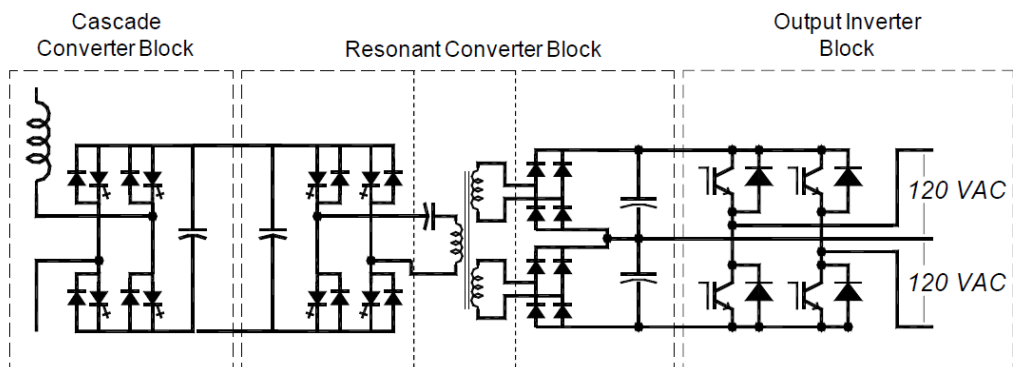


Figura 2.20 – Circuito di base di un singolo blocco costituente IUT

Il convertitore DC-DC utilizza l'induttanza di dispersione del trasformatore ad alta frequenza come circuito risonante conseguendo una riduzione delle perdite in commutazione e la possibilità di utilizzare strati di isolante più spesso che assicura l'isolamento metallico tra i circuiti in ingresso e in uscita.

La Figura 2.21 mostra un modulo monofase di un sistema IUT evoluto le cui prestazioni sono sintetizzate nella Tabella 1.

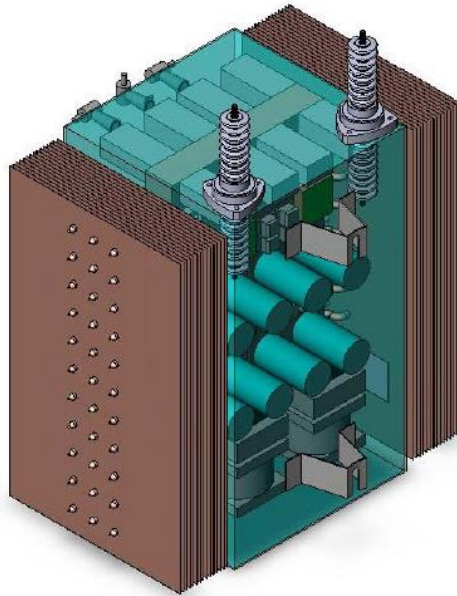


Figura 2.21 – Struttura del IUT 100 kVA

Parametri	Valore
Tensione di ingresso (rms)	15 kV
Tensione transitoria in ingresso (per 1 ciclo)	130%
Frequenza di alimentazione	60 Hz
Controllo del fattore di potenza (ingresso)	>0.98
Distorsione armonica (THD ingresso)	< 5%
Tensione di uscita	120V/240V
Regolazione della tensione di uscita	± 2%
Distorsione armonica (THD uscita)	< 5%
Corrente di uscita (rms)	417 A
Corrente di guasto (rms) (per 1 ciclo)	2000 A
Tensione di tenuta:	
a frequenza di linea 1 min (rms)	34 kV
impulso a piena onda (picco)	95 kV
impulso semionda (picco)	110 kV
Temperatura massima ambiente	40 °C
Rendimento	94 %
Dimensioni	35”H - 35” W - 20”D
Peso	1050 lb. (476 kg)

Tabella 1 – Specifiche della prestazioni di IUT

## 2.4. ARCHITETTURA DI UN SOLID STATE TRANSFORMER

Delle quattro possibili tipologie analizzate nel paragrafo 2.3.2.2, quella a tre stadi risulta particolarmente interessante per le sue prestazioni e le prospettive di impiego nelle reti di distribuzione. Tale struttura rende infatti il SST un *apparato multi porta*: oltre alle due classiche connessioni di alta e bassa tensione a frequenza industriale presenti anche sul LFT, esistono due DC bus rispettivamente di alta e bassa tensione. Ciò consente in primo luogo l'integrazione di sistemi in corrente continua a due diversi livelli di tensione e in secondo luogo un'elevata flessibilità nel controllo delle grandezze elettriche. Infatti i DC bus sia lato MV sia LV consentono di disaccoppiare ingresso ed uscita e quindi il controllo indipendente della potenza reattiva o di impedire il propagarsi di perturbazioni quali i buchi di tensione o le distorsioni armoniche.

L'architettura di base di un SST è costituita essenzialmente da tre elementi (Figura 2.22):

- un convertitore AC-DC,
- un convertitore DC-DC isolato, quindi con trasformatore ad alta frequenza,
- un convertitore DC-AC.

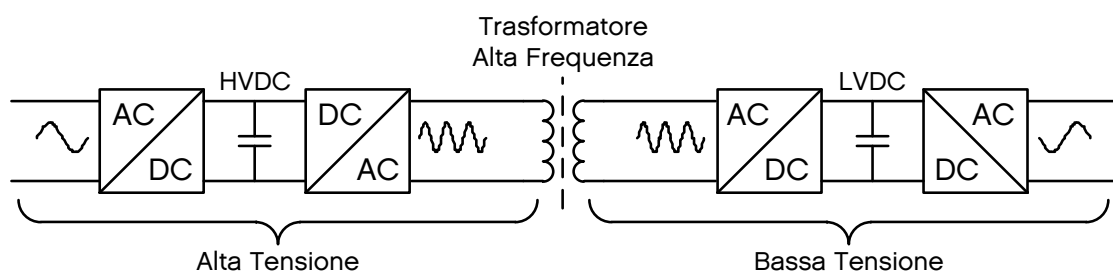


Figura 2.22 – Struttura di principio del trasformatore a stato solido

L'isolamento metallico tra gli avvolgimenti del trasformatore ad alta frequenza consente di dividere concettualmente il SST, un lato ad alta tensione ed un lato a bassa tensione.

Nei prossimi paragrafi verranno presi in considerazione i tre singoli elementi sopra elencati.

### 2.4.1. STADIO DI CONVERSIONE AC-DC

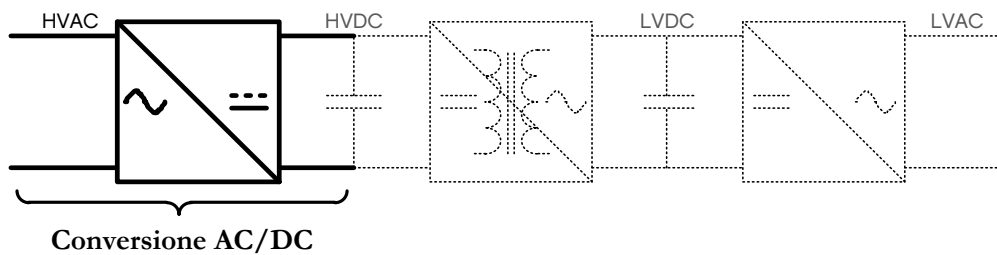


Figura 2.23 – Stadio di conversione AC-DC

Lo stadio di conversione AC-DC rappresenta l'area più problematica del processo di conversione in quanto il convertitore viene interessato da alti valori di tensione.

Tale stadio di media tensione può essere implementato attraverso due possibili configurazioni [24]:

- attraverso i classici convertitori di potenza a due livelli;
- attraverso l'uso di convertitori multilivello.

L'uso di classici convertitori a due livelli ha il vantaggio di utilizzare strutture circuitali e metodi di controllo ormai noti, ma necessitano di dispositivi semiconduttori di elevate prestazioni che, oltre a risultare molto costosi, richiedono elevati requisiti di controllo. Inoltre per una struttura a due livelli esiste la necessità di prevedere filtri ad alta tensione con conseguente ulteriore aggravio dei costi correlati.

Benché negli ultimi anni la tecnologia a semiconduttori ha fatto notevoli progressi, la tensione massima applicabile sui componenti elettronici che compongono tale convertitori, risulta molto inferiore ai livelli standard dell'alta tensione.

Si può far fronte a questa limitazione attraverso l'uso di nuove tipologie di convertitori, noti anche come "convertitori multilivello", che utilizzano dispositivi semiconduttori a medie prestazioni con tecnologie ormai mature e a basso costo.

Rispetto ai classici convertitori, i vantaggi sono fondamentalmente concentrati nel miglioramento della qualità del segnale di uscita e nell'aumento della potenza nominale del convertitore. Teoricamente, infatti, è sufficiente aumentare il numero di livelli per aumentare la tensione di lavoro e la potenza massima, a svantaggio però di una struttura circuitali ed un controllo molto più complessi. Questa complessità permette anche più gradi di libertà nel controllo che possono essere utilizzati per migliorare la qualità e l'efficienza della conversione.

In Figura 2.24 vengono comparate le uscite di un convertitore a due livelli, un convertitore a tre livelli ed uno a nove livelli: la qualità dell'uscita va via via aumentando all'aumentare del numero di livelli (diminuisce la totale distorsione armonica THD).

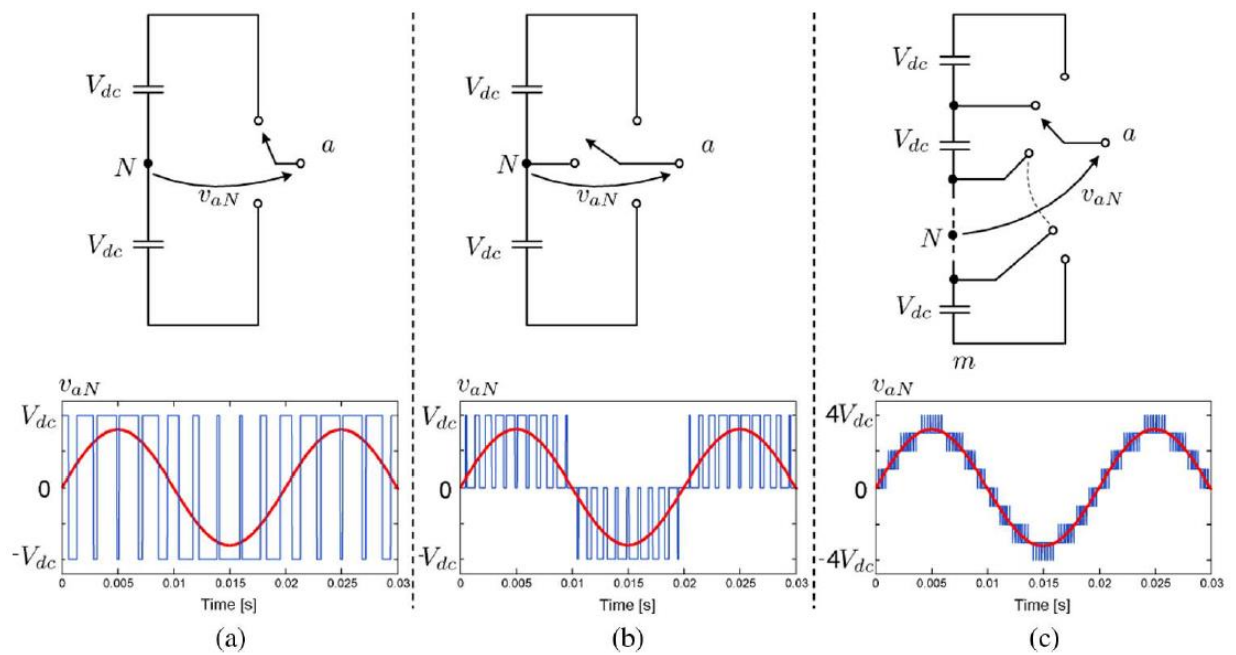


Figura 2.24 – Forma d'onda dell'uscita del convertitore: a) due livelli, b) tre livelli, c) nove livelli. [25]

I principali convertitori multilivello utilizzati in ambito industriale sono i seguenti:

- Cascaded H-Bridge (CHB)
- Flying Capacitor Converter (FC)
- Neutral-Point-Clamped (NPC)

È importante osservare come in letteratura il termine “convertitore multilivello” è utilizzato, sia in riferimento al circuito elettronico di potenza sia relativamente alla funzione del controllo, come inverter o come raddrizzatore. In conseguenza al fatto che SST deve poter operare in presenza di flussi bidirezionali, i convertitori in seguito verranno analizzati come dispositivi inverter.

#### 2.4.1.1. CASCADED H-BRIDGE CONVERTER

Il convertitore *Cascaded H-Bridge* (CHB) è formato dal collegamento in serie di due o più inverter monofase a H-Bridge, da cui appunto il nome. Per comprendere il comportamento del convertitore è bene analizzare ciò che accade ad ogni modulo H-Bridge.

Ad ogni H-Bridge corrispondono due uscite di tensione, dunque ogni singolo convertitore è in grado di generare tre livelli differenti di tensione. Per il singolo H-Bridge sono possibili quattro differenti stadi di commutazione, ma a livello pratico se

ne utilizzano solo tre in quanto uno genera una combinazione ridondante (livello di tensione nullo). Inoltre ogni uscita ha due soli possibili stadi di commutazione per evitare corto circuiti sul DC BUS.

La Figura 2.25 mostra come, attraverso la commutazione degli interruttori elettronici, sia possibile generare i diversi livelli di tensione d'uscita. In rosso sono indicate le parti attive del circuito equivalente, nonché gli interruttori commutati in chiusura.

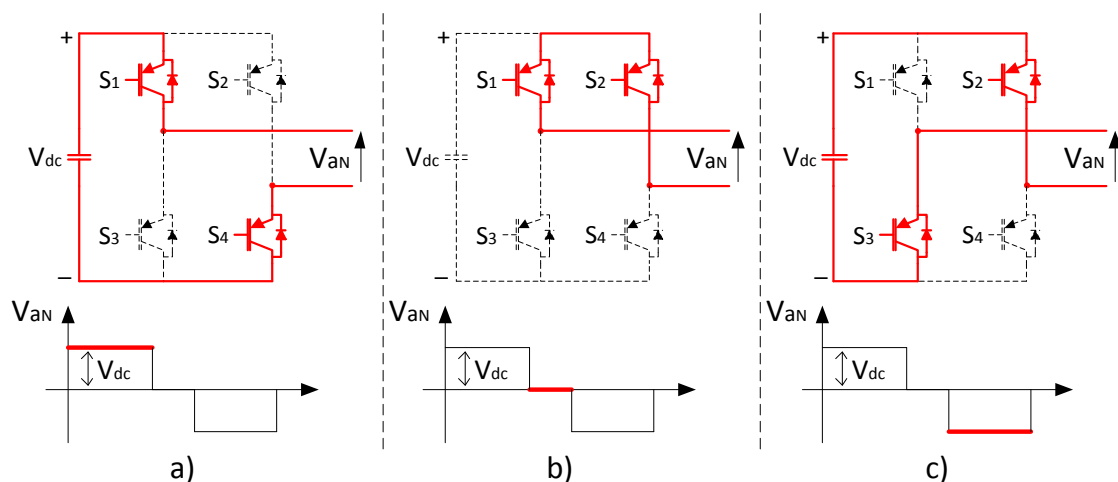


Figura 2.25 – Livelli di uscita del H-bridge

Per generare il livello zero è sufficiente collegare entrambe le uscite ad un riferimento positivo o negativo del DC bus (Figura 2.25.b).

Di conseguenza, quando due o più H-Bridge sono collegati in serie, è possibile combinare le tensioni di uscita per ottenere diversi livelli di tensione, aumentando così la potenza complessiva del convertitore.

In Figura 2.26.a vengono mostrati quattro H-Bridge collegati in serie, mentre in Figura 2.26.b sono rappresentati un esempio qualitativo delle loro possibili tensioni di uscita individuali a tre livelli e la complessiva tensione di uscita del convertitore.

In generale quando si collegano  $k$  H-Bridge in serie, si ottengono  $(2k + 1)$  livelli di tensione (due per ogni H-Bridge più uno nullo) ed è possibile ottenere una massima tensione di uscita pari a  $(k \cdot V_{dc})$ , dove  $V_{dc}$  rappresenta la tensione del DC bus.



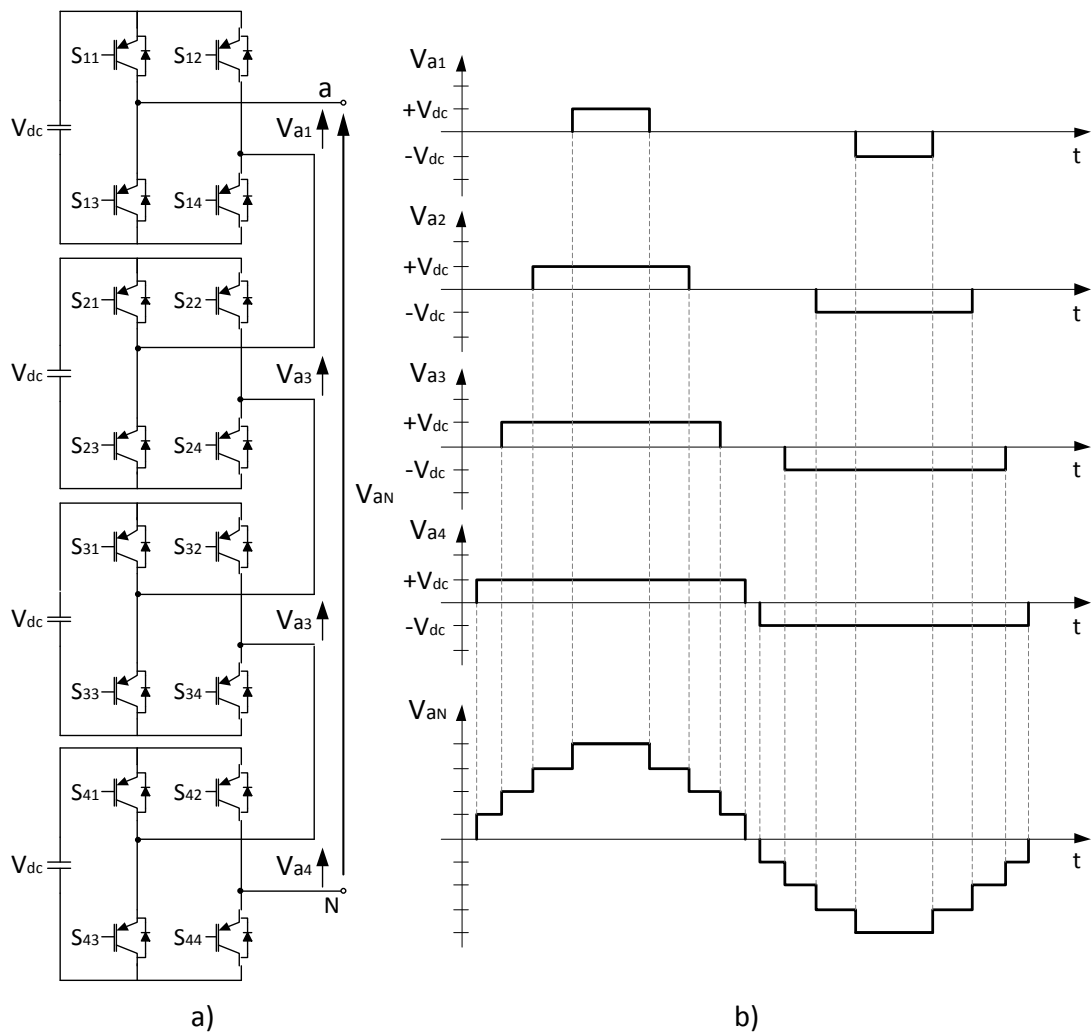


Figura 2.26 – Convertitore CHB a nove livelli e relative uscite

Nella Tabella 2 sono riportate le possibili combinazioni per un Cascade H-Bridge a cinque livelli, costituito perciò dalla serie di due moduli H-Bridge. È immediato osservare che molte delle combinazioni sono ridondanti e più H-Bridge vengono messi in serie, più combinazioni ridondanti si ottengono.

A partire dal fatto che i singoli moduli H-Bridge collegati in serie non devono necessariamente avere la stessa tensione sul DC bus, è possibile ottenere una diversa combinazione dei livelli di tensione grazie ad una corretta scelta dell'alimentazione del DC bus. Inoltre tale accorgimento consente di eliminare le combinazioni ridondanti.

Come è mostrato in Figura 2.27 un rapporto di tensioni del DC bus di 1:3 per un CHB a due moduli, porta alla stessa uscita caratterizzata da nove livelli di tensione che si otterrebbe attraverso un CHB a quattro moduli. In questo modo si ha un notevole risparmio sul numero di componenti elettronici.

Tensione di uscita	Stato degli interruttori di commutazione				Tensione del singolo modulo	
$V_{aN}$	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$	$V_{a1}$	$V_{a2}$
$2V_{dc}$	1	0	1	0	$V_{dc}$	$V_{dc}$
$V_{dc}$	1	0	1	1	$V_{dc}$	0
	1	1	1	0	0	$V_{dc}$
	0	0	1	0	0	$V_{dc}$
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1		
	1	1	0	0		
	1	1	1	1		
	1	0	0	1	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
	0	1	1	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$
$-V_{dc}$	0	1	0	0	$-V_{dc}$	0
	0	0	1	1		
	1	1	0	1	0	$-V_{dc}$
$-2V_{dc}$	0	1	0	1	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$

Tabella 2 – Stato degli interruttori elettronici di un CHB 5 livelli

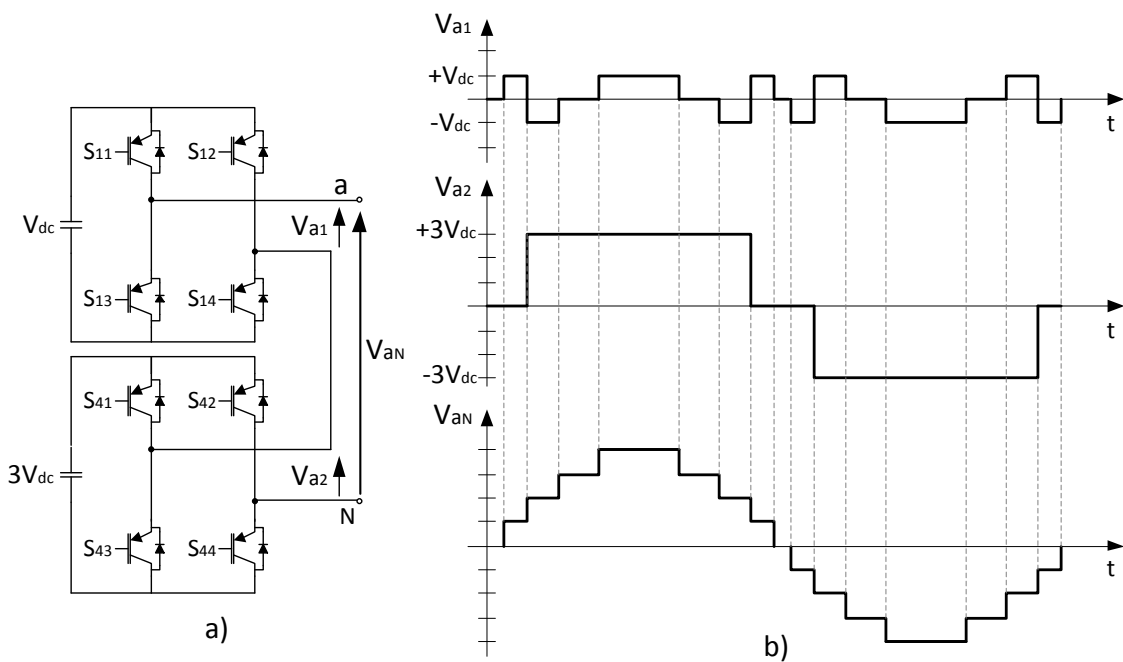


Figura 2.27 – Convertitore CHB a due moduli con nove livelli

I principali vantaggi del convertitore CHB sono: [26] [27]

- possibilità di generare più livelli di tensione rispetto ad un analogo NPC o FC; ciò permette di avere un numero di dispositivi elettronici di commutazione inferiori per ottenere la medesima forma d'onda della tensione di uscita; si può affermare che CHB rappresenta il convertitore che richiede il minor numero di componenti per ottenere lo stesso numero di livelli di tensione;
- ogni modulo H-Bridge possiede la medesima struttura e tra i moduli non esistono elementi supplementari come diodi di bloccaggio o condensatori; in questo modo la struttura risulta perfettamente modulare, con vantaggi anche in termini di costo industriale in quanto il processo di produzione risulta più rapido;
- possibilità di applicare il soft-switching, pertanto è possibile evitare l'inclusione di circuiti "Snubber" evitando le relative perdite;
- possibilità di ridurre il contenuto armonico della corrente in ingresso adottando trasformatori di alimentazione con opportuni sfasamenti tra gli avvolgimenti.

I principali svantaggi del convertitore CHB sono: [26] [27]

- ogni modulo H-Bridge ha bisogno di una alimentazione DC dedicata, generalmente fornita da un raddrizzatore;
- La massima tensione del DC bus di ciascun H-bridge è limitata dalla tensione nominale dei suoi componenti; ciò rende CHB non adatto a generare DC bus ad alta tensione.

### 2.4.1.2. NEUTRAL-POINT-CLAMPED CONVERTER (NPC)

Il convertitore *Neutral-Point-Clamped* (NPC) o *Diode-Clamped Converter* (DCC), proposto da Nabae, Takahashi e Akagi nel 1981 [28], è sostanzialmente composto da due tradizionali Voltage Source Converter (VSC) a due livelli (Figura 2.28), uno sopra l'altro, con alcune piccole modifiche [25].

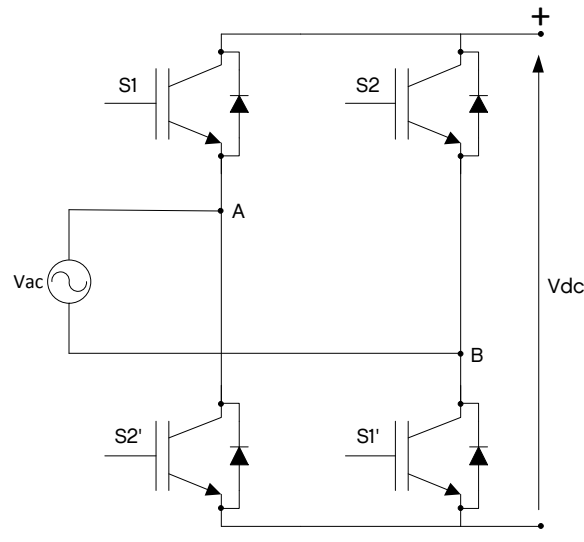


Figura 2.28 – Voltage Source Converter (VSC) a due livelli

Con riferimento al convertitore VSC qui sopra rappresentato, il comando è costituito da un insieme di segnali utilizzati per controllare ogni interruttore elettronico di commutazione del circuito di potenza. Questi segnali di controllo possono modificare lo stato di commutazione (on, off) degli interruttori e di conseguenza modificare il percorso con cui l'alimentazione è collegata ai terminali del DC bus. Per evitare cortocircuiti sul DC bus è necessario che gli interruttori elettronici siano comandati a coppie, pertanto è possibile generare quattro differenti livelli di tensione,  $+V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$  e due nulli.

Una fase del convertitore NPC è ottenuta collegando opportunamente due rami del convertitori VSC. Come mostrato in Figura 2.29, per ogni fase, il terminale negativo di un ramo del convertitore VSC e il terminale positivo del ramo successivo sono connessi a formare l'ingresso lato AC, mentre gli ingressi di fase (A, B) vengono collegati attraverso due diodi di bloccaggio a formare il punto neutro (N). Il DC bus risulta così suddiviso in due tensioni cosicché ogni dispositivo semiconduttore di potenza deve sostenere solamente metà della tensione totale del convertitore. Pertanto a parità di tecnologia dei dispositivi semiconduttori, la potenza nominale del convertitore risulta raddoppiata.

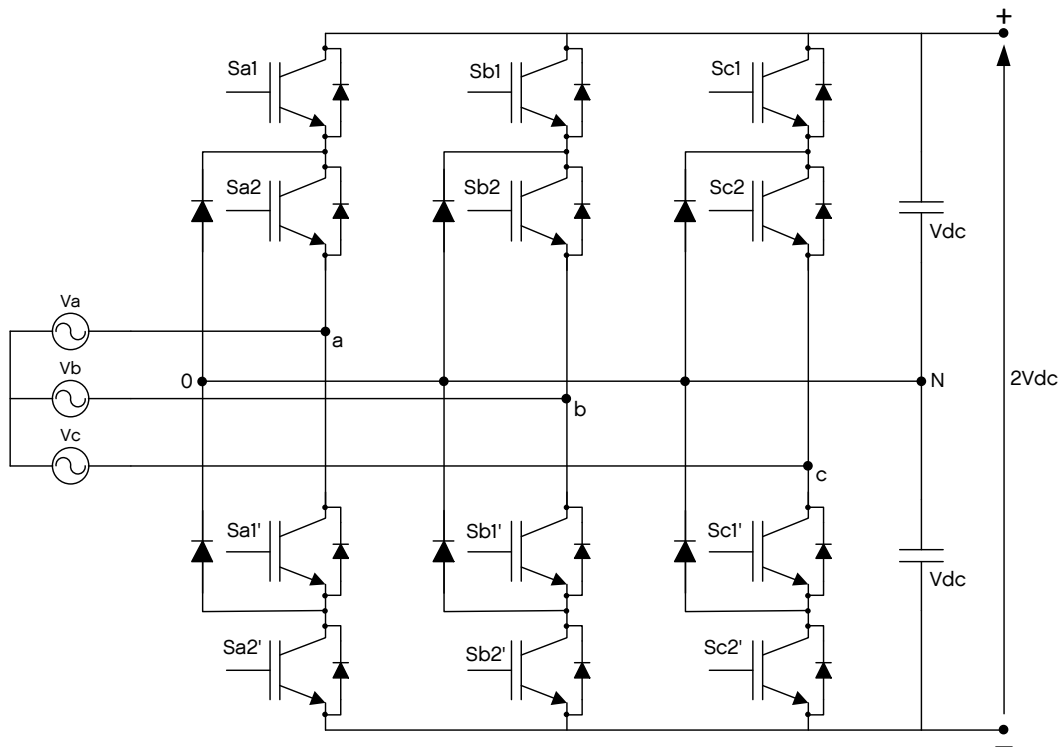


Figura 2.29 - Convertitore Neutral-Point-Clamped (NPC)

Nel convertitore NPC di Figura 2.29 vengono indicati con  $S_{ij}$  i segnali di commutazione, dove “i” rappresenta la fase corrispondente (a, b, c) e “j” rappresenta il numero del dispositivo di commutazione (1 o 2). Tali segnali di commutazione sono di natura binaria, 0 rappresenta lo stato di blocco e 1 rappresenta lo stato di conduzione. Come per il VSC anche in questo caso esistono solo due segnali di controllo per fase, gli altri due interruttori elettronici di commutazione ricevono lo stesso segnale ma invertito in modo da evitare cortocircuiti sul DC bus.

In Figura 2.30 vengono mostrati, per una fase del NPC, tre diversi stadi di commutazione e il rispettivo livello di tensione di uscita. Per ogni stadio viene evidenziato (in colore rosso) il percorso interessato dal passaggio di corrente. È da notare che una delle quattro combinazioni binarie non è rappresentata in quanto non fornisce un percorso di flusso di corrente al carico. Analogamente avviene per le altre fasi.

I principali vantaggi del convertitore NPC sono: [26] [27]

- a fronte di un elevato numero di livelli il contenuto armonico dell'uscita è relativamente basso da non necessitare l'uso di appositi filtri;
- le fasi condividono lo stesso DC bus, per cui si riduce il numero complessivo dei condensatori;
- i condensatori possono essere precaricati come gruppo;

- se fatto funzionare alla frequenza fondamentale si ha un'alta efficienza;
- è possibile controllare il flusso di potenza;
- semplice controllo per la configurazione back-to-back.

I principali svantaggi del convertitore NPC sono: [26] [27]

- il numero dei diodi di bloccaggio aumentano con il quadrato del numero di livelli di tensione;
- difficoltà di controllo del flusso di potenza per il singolo convertitore in quanto i livelli DC intermedi possono portare ad un sovraccarico dei condensatori senza la possibilità di monitoraggio e controllo.

È inoltre importante notare che la corrente passante attraverso gli interruttori elettronici di commutazione può essere differente poiché, data la naturale diversità dei dispositivi, alcuni conducono per tempi più lunghi, altri per tempi più corti. Inoltre, questo flusso di corrente irregolare, determina una distribuzione asimmetrica della temperatura che limita quindi la potenza massima, la corrente di uscita e la frequenza di commutazione del convertitore.

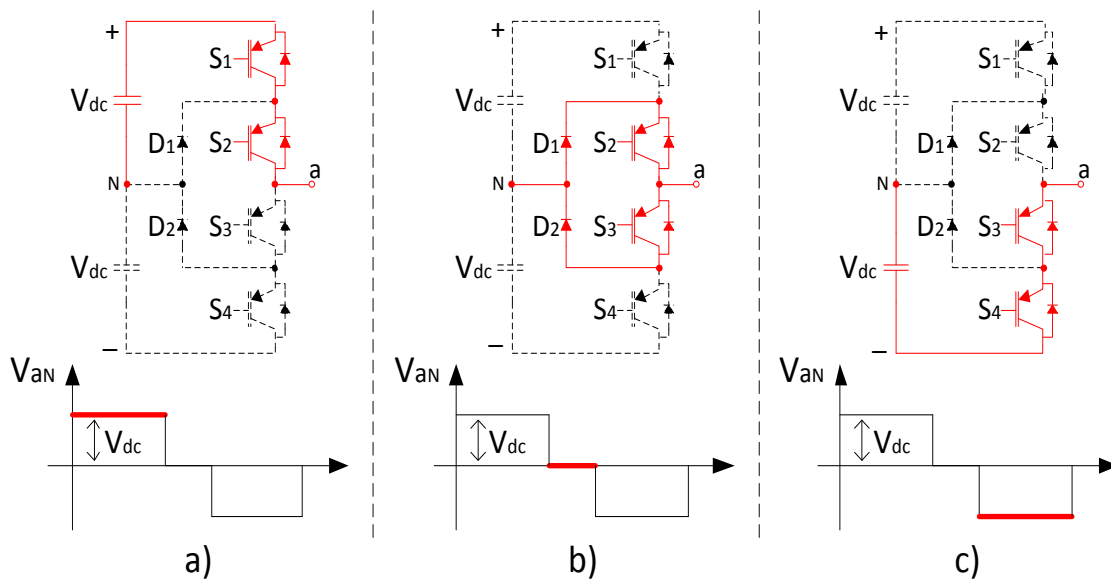


Figura 2.30 – Stadi di commutazione di un convertitore NPC a tre livelli e corrispondenti livelli di tensione di uscita.

### 2.4.1.3. FLYING CAPACITOR CONVERTER (FC)

La struttura di un convertitore FC (Figura 2.31) è simile a quella del convertitore NPC con la differenza sostanziale che i diodi di bloccaggio sono sostituiti da condensatori detti appunto: Flying Capacitor.

Come per il convertitore NPC anche in questo caso esistono solo due segnali di controllo per fase, gli altri due interruttori elettronici di commutazione ricevono lo stesso segnale ma invertito in modo da evitare cortocircuiti sul DC bus. In questo caso per generare il livello nullo di tensione il carico non può essere collegato direttamente al terminale neutro (N), ma tale livello nullo si ottiene collegando il carico al terminale positivo o negativo del DC bus attraverso il condensatore (Flying Capacitor -  $C_{FC}$ ) il cui valore di tensione ha polarità opposta rispetto al DC bus.

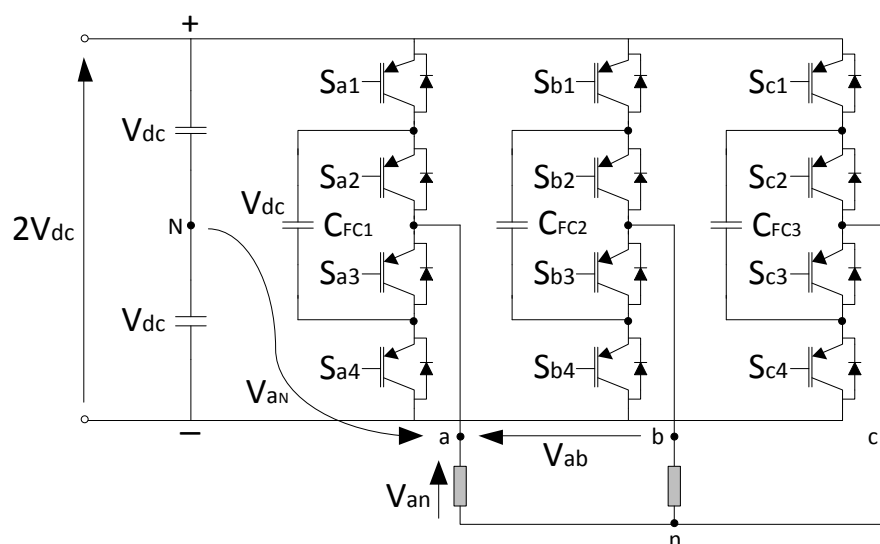


Figura 2.31 – Struttura del convertitore Flying Capacitor a tre livelli.

In Figura 2.32 vengono mostrati, per una fase del FC, tre diversi stadi di commutazione e il rispettivo livello di tensione di uscita. Per ogni stadio viene evidenziato il percorso interessato dal passaggio di corrente. È da notare che una delle quattro combinazioni binarie non è rappresentata in quanto non fornisce un percorso di flusso di corrente al carico. Analogamente avviene per le altre fasi.

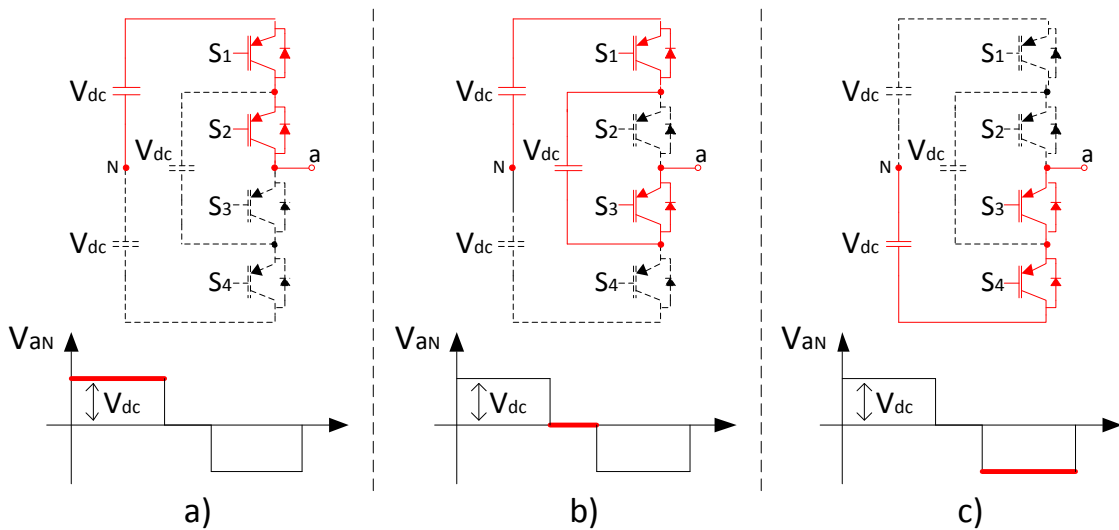


Figura 2.32 - Stadi di commutazione di un convertitore FC a tre livelli e corrispondenti livelli di tensione di uscita

Differentemente da NPC nel convertitore FC sono ammesse le quattro combinazioni binarie. Nella Figura 2.32 sono mostrate solo tre combinazioni poiché quella centrale (Figura 2.32.b), che genera il livello zero, è analoga alla mancante che attraverso la commutazione di  $S_2$  e  $S_4$  genera di nuovo il livello zero. Questa proprietà è nota come ridondanza del livello di tensione e può essere utilizzata per scopi di controllo e ottimizzazione.

La principale differenza rispetto alla tipologia NPC è rappresentata dal fatto che il convertitore FC ha una struttura modulare e può essere facilmente estesa per raggiungere maggiori livelli di tensione e potenza. Ciò è facile da osservare in Figura 2.33 dove la struttura di un FC monofase a tre livelli è stata ridisegnata e in cui una successiva coppia di dispositivi di commutazione e il relativo condensatore, rendono il convertitore a 4 livelli.

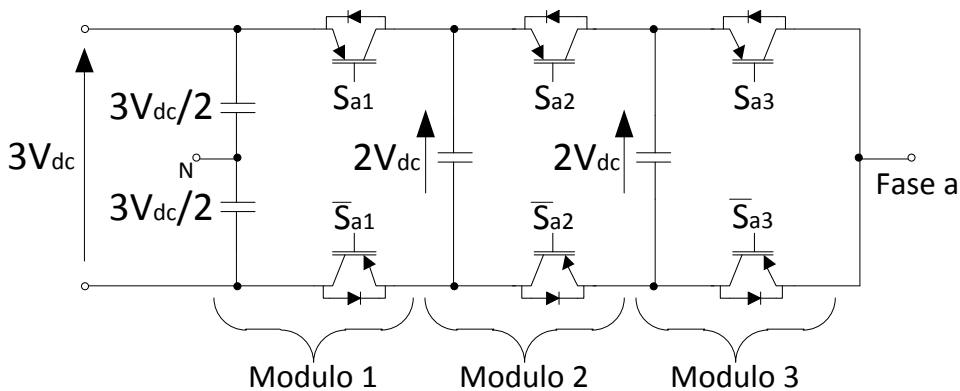


Figura 2.33 – Singola fase di un convertitore FC a quattro livelli modulare.



La coppia di dispositivi di commutazione ed il condensatore costituiscono il cosiddetto modulo (o cella) di alimentazione. L'aggiunta di moduli può aumentare il livello di tensione applicabile in ingresso in quanto la tensione totale si divide su più dispositivi.

I principali vantaggi del convertitore FC sono: [26] [27]

- il grande numero di condensatori permette al convertitore di fronteggiare brevi interruzioni e cali di tensione;
- esiste la possibilità di controllare la potenza attiva e reattiva;
- quando il numero di livelli è abbastanza alto, il contenuto armonico dell'uscita è abbastanza basso da non prevedere l'uso di appositi filtri;
- esiste la possibilità di bilanciare i diversi livelli di tensione grazie alla ridondanza di combinazioni di commutazioni.

I principali svantaggi del convertitore FC sono: [26] [27]

- i convertitori con alto numero di livelli richiedono una grande quantità di condensatori, sono ingombranti, costosi e di difficile gestione;
- il controllo per mantenere equilibrata la tensione sui condensatori è complicato e sono necessarie elevate frequenze di commutazione spesso non adottabili per applicazioni ad alta potenza;
- complessa precarica dei condensatori al livello di tensione d'avvio

## 2.4.2. STADIO DI CONVERSIONE DC-DC

Il secondo stadio del SST è rappresentato dalla conversione DC-DC: la tensione viene portata al livello desiderato, da media a bassa tensione o viceversa.

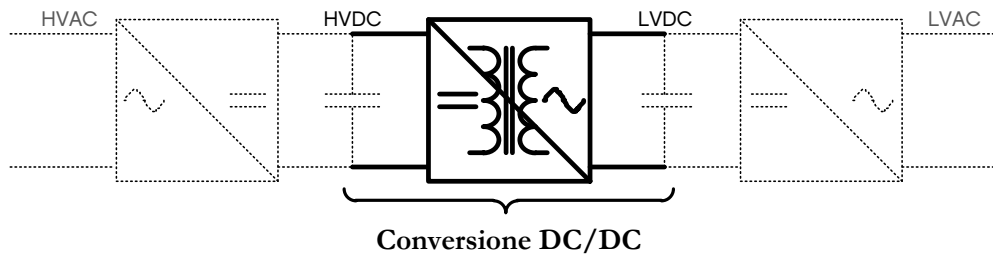


Figura 2.34 – Stadio di conversione DC-DC

Tale conversione viene effettuata in tre fasi successive (Figura 2.35):

- Conversione DC-AC in alta frequenza;
- Adattamento del livello di tensione tramite un trasformatore ad alta frequenza;
- Conversione AC-DC.

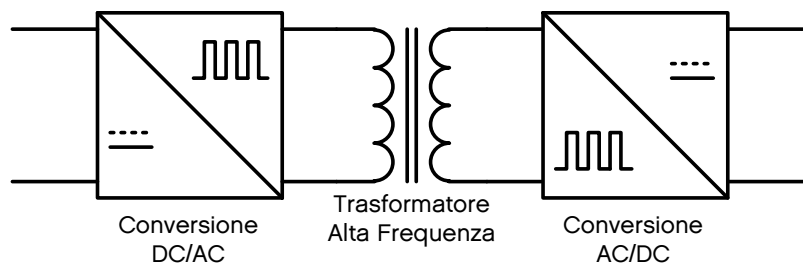


Figura 2.35 – Struttura concettuale del convertitore DC-DC

Il trasformatore, attraverso il suo accoppiamento magnetico tra i circuiti, assicura l'isolamento metallico tra i circuiti in ingresso ed in uscita. La conversione DC-AC ad alta frequenza consente l'utilizzo di un trasformatore di dimensioni contenute.

Il convertitore DC-DC nel suo complesso dovrà essere bidirezionale, ossia dovrà consentire al flusso di potenza di fluire in un senso o nell'altro senza impedirne il passaggio o privilegiando una delle due direzioni del flusso di energia

Con riferimento alla Figura 2.36 le differenti parti che compongono un convertitore bidirezionale DC-DC con isolamento metallico sono: [29]

- I *filtri di rete all'ingresso ed uscita del convertitore*, che consentono di filtrare la tensione e corrente sia in ingresso sia in uscita dal convertitore; nel caso di un SST che presenta in ingresso e uscita altri convertitori AC/DC e DC/AC, si considera il profilo di tensione e corrente già filtrato;

- Il *convertitore DC-AC* che fornisce l'alimentazione AC ad alta frequenza al trasformatore e il *convertitore AC-DC* che fornisce un profilo di tensione continua all'uscita; generalmente vengono utilizzati convertitori a ponte completo o a mezzo ponte in grado di assicurare una funzionalità bidirezionale;

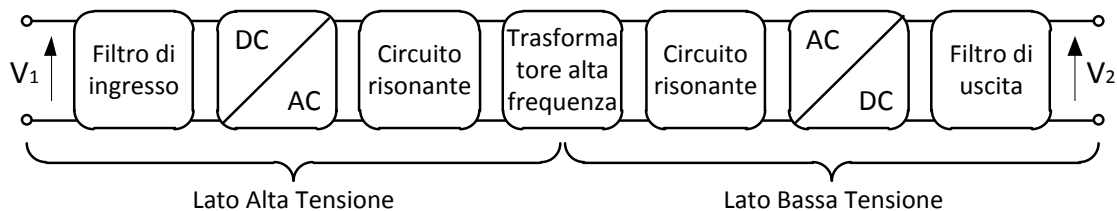


Figura 2.36 – *Differenti componenti richiesti da un convertitore DC-DC isolato e bidirezionale.*

- I *Circuiti risonanti* posti tra i convertitori e il trasformatore ad alta frequenza, sono costituiti da capacità o induttanze di accumulo di energia; tali componenti vengono attivati in corrispondenza di ogni commutazione e provvedono, con le loro oscillazioni, a portare a zero la tensione o la corrente del dispositivo prima che questo venga comandato in chiusura o in apertura. Sostanzialmente i circuiti risonanti modificano le forme d'onda della corrente di commutazione, in modo da ridurre le perdite di commutazione.
- Il *trasformatore ad alta frequenza (High Frequency Transformer)* ha la fondamentale duplice funzione di fornire l'isolamento metallico tra ingresso e uscita e di produrre un elevato rapporto tra i valori di tensione e corrente in ingresso e uscita.

La Figura 2.36 rappresenta una struttura di convertitore bidirezionale DC-DC definita "a singolo stadio", in quanto contengono il minimo numero di stadi di conversione. Di seguito verranno analizzate diverse strutture di "convertitori a singolo stadio".

La necessità di dover operare con ampie gamme di tensioni di ingresso e uscita impone l'utilizzo di "convertitori multi stadio" che verranno pure considerati nell'ambito del presente capitolo.

### 2.4.2.1. CONVERTITORI DC-DC SINGOLO STADIO

I convertitori DC-DC a singolo stadio di maggior interesse per l'impiego negli SST sono i seguenti:

- Single-phase Dual Active Bridge (DAB) converter;
- Three-phase Dual Active Bridge DAB converter;
- LLC converter;
- Bidirectional and isolated full bridge converter;
- Bidirectional and isolated current doubler converter;
- Bidirectional and isolated push-pull converter.

ciascuno dei quali viene di seguito preso in considerazione.

#### 2.4.2.1.1. Single-phase Dual Active Bridge (DAB) converter

Il convertitore *Single-phase Dual Active Bridge (DAB)* consiste in due circuiti a ponte completo o a mezzo ponte, uno sul primario e uno sul secondario. Tra questi due convertitori è posto un trasformatore ad alta frequenza con un eventuale induttore in serie al trasformatore qualora non si utilizzi l'induttanza parassita del trasformatore (Figura 2.37). A causa della struttura simmetrica, questo convertitore permette facilmente il trasferimento di potenza in modo bidirezionale.

I maggiori vantaggi del convertitore DAB sono il basso numero di componenti passivi, le correnti uniformemente distribuite tra gli interruttori, e le sue proprietà di soft switching e le elevate densità di potenza raggiungibili.

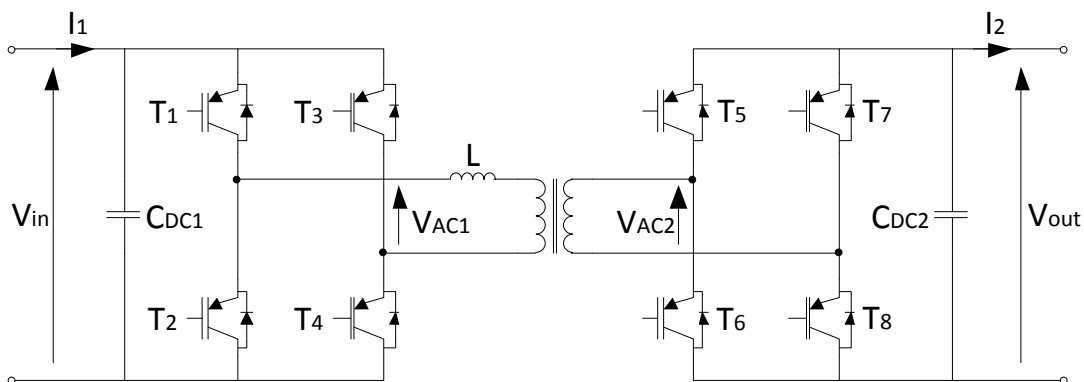


Figura 2.37 – Convertitore Single-phase Dual Active Bridge (DAB)

### 2.4.2.1.2. Three-phase Dual Active Bridge (DAB) converter

Il convertitore *Three-phase Dual Active Bridge (DAB)* è costituito da tre circuiti a mezzo ponte sul lato primario e sul lato secondario (Figura 2.38). Richiede tre induttori per immagazzinare l'energia e tre trasformatori ad alta frequenza sostituibili con un unico trasformatore trifase ad alta frequenza. Questo convertitore possiede una buona efficienza complessiva e richiede un ridotto rating di potenza per il trasformatore e gli interruttori e una bassa capacità di immagazzinamento dell'energia magnetica. Tutto ciò si traduce, rispetto ad un DAB monofase, in valori più piccoli di correnti capacitive e minor prestazioni richieste agli interruttori elettronici di commutazione in termini di corrente.

Il maggior svantaggio del DAB Three-phase converter è il necessario numero elevato di dispositivi attivi: 12 interruttori a semiconduttore e, di conseguenza, 12 comandi di commutazione e quindi un controllo complesso. Altro svantaggio sono le elevate perdite di commutazione quando il convertitore è utilizzato entro ampie gamme di potenza e tensione.

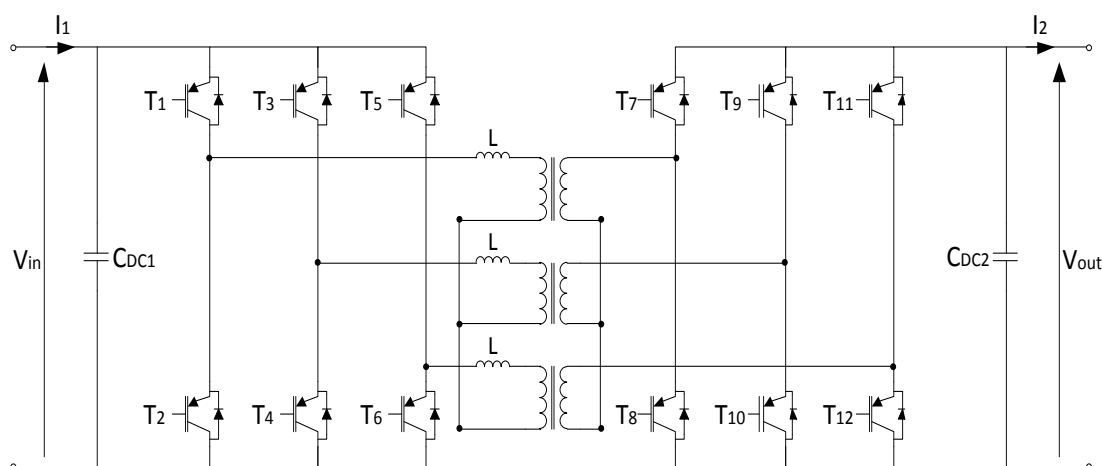


Figura 2.38 – Convertitore Three-phase Dual Active Bridge (DAB)

### 2.4.2.1.3. LLC converter

Il convertitore LLC contiene un circuito risonante ad alta frequenza che genera correnti di trasformazione quasi sinusoidali. Ciò si traduce in basse perdite di commutazione, con possibilità quindi di elevate frequenze di commutazione, e di raggiungere elevate densità di potenza. Il convertitore LLC ha un condensatore in serie all'induttanza di dispersione del trasformatore che blocca le componenti DC e impedisce la saturazione del trasformatore (Figura 2.39). Entrambi i lati primario e secondario del trasformatore sono collegati ad un circuito a ponte completo. Lo

svantaggio principale è che l'effettiva frequenza di commutazione varia fortemente con la tensione e con il tipo di carico alimentato.

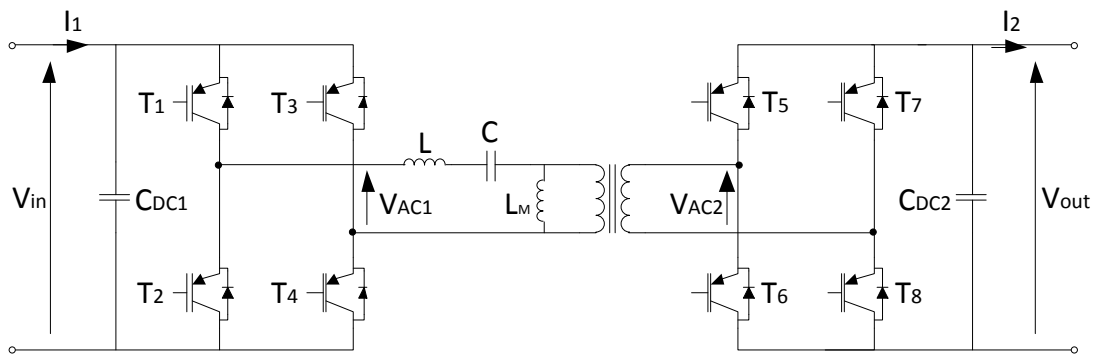


Figura 2.39 – LLC converter con due porte di tensione.

#### 2.4.2.1.4. Bidirectional and isolated full bridge converter

Il *Bidirectional and isolated full bridge converter* è costituito da due convertitori a ponte completo, uno in ingresso a tensione impressa con filtro capacitivo ed uno in uscita a corrente impressa con filtro induttivo (Figura 2.40). Questa tipologia di convertitore operante con un'alta frequenza di commutazione consente di ridurre il volume fisico dei componenti magnetici con conseguente elevata densità di potenza. La presenza dell'induttanza al secondario determina un aumentato dell'ingombro del convertitore. Un altro svantaggio consiste nella necessaria presenza del circuito di "Snubber" per evitare picchi di tensione durante la commutazione che si verificano in quanto gli interruttori sul lato secondario collegano ripetutamente l'induttore sul lato secondario con l'induttanza parassita del trasformatore.

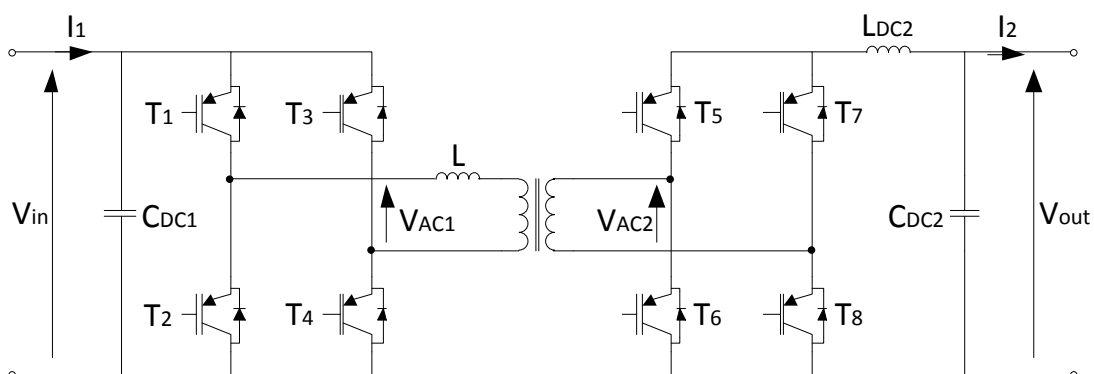


Figura 2.40 – Bidirectional and isolated full bridge converter

### 2.4.2.1.5. Bidirectional and isolated current doubler converter

Una variante al convertitore precedente, è il *Bidirectional and isolated current doubler converter*. Questa tipologia sostituisce i dispositivi di commutazione superiori del ponte completo al lato secondario con due induttori (Figura 2.41) che consentono di gestire alti valori di corrente e di ridurre le perdite di commutazione. L'inconveniente maggiore è rappresentato dal fatto che questo convertitore richiede un trasformatore di grande potenza e due induttori al lato secondario.

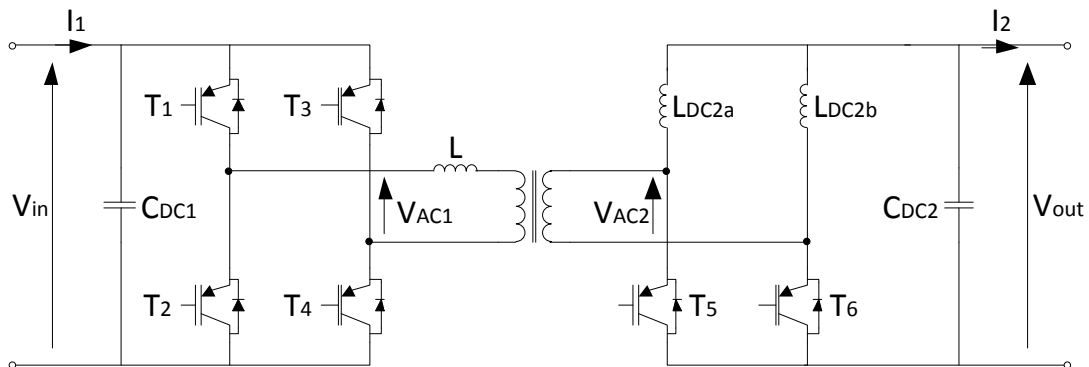


Figura 2.41 - Bidirectional and isolated current doubler converter

### 2.4.2.1.6. Bidirectional and isolated push-pull converter

Il *Bidirectional and isolated push-pull converter* è un'altra variante del convertitore *Bidirectional and isolated full bridge converter*. Tale convertitore ha un trasformatore a presa centrale con due avvolgimenti sul lato secondario e un induttore di uscita (Figura 2.42). L'induttore di uscita funziona al doppio della frequenza di commutazione del dispositivo a semiconduttore, il che si traduce in dimensionamento contenuto. Poiché ogni avvolgimento conduce solo per metà del periodo di commutazione il trasformatore è utilizzato inefficientemente e richiede una potenza superiore.

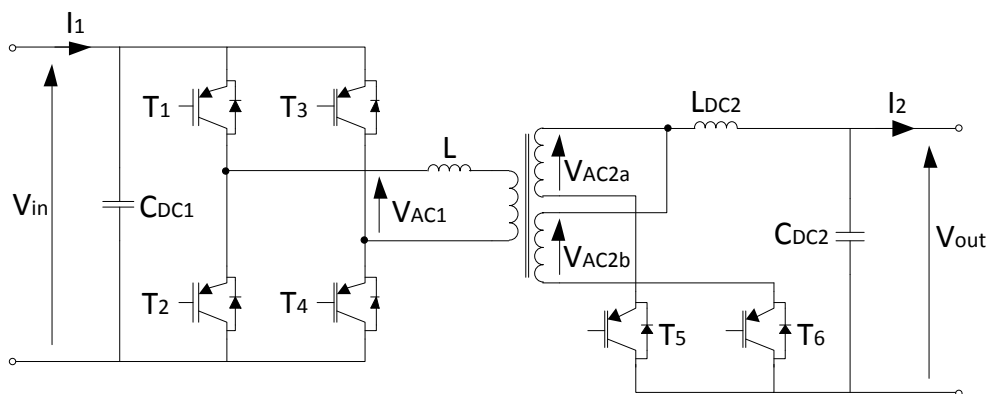


Figura 2.42 - Bidirectional and isolated push-pull converter

### 2.4.2.2. CONVERTITORI DC-DC MULTISTADIO

I convertitori DC-DC discussi nel paragrafo precedente, lavorano efficientemente se il rapporto tra la tensione di ingresso e quella di uscita ( $V_1/V_2$ ) è vicino al rapporto spire del trasformatore. [29]

Quando ciò non accade, si può considerare un convertitore a due stadi che impiega un convertitore DC-DC aggiuntivo in grado di regolare la tensione applicata al convertitore DC-DC principale. Ciò rende questa tipologia di convertitore poco adatta all'impiego in SST, in quanto la tensione del DC link può essere già regolata modulando l'angolo di fase dei convertitori AC-DC e DC-AC posti rispettivamente in ingresso ed in uscita al SST. Un'ulteriore regolazione, oltre che essere ridondante, aggiunge delle perdite e porta ad una complicazione del sistema di controllo.

### 2.4.3. STADIO DI CONVERSIONE DC-AC

Il terzo stadio del SST è rappresentato dallo stadio di conversione DC-AC che converte in una tensione alternata a frequenza di linea l'uscita dal convertitore DC-DC.

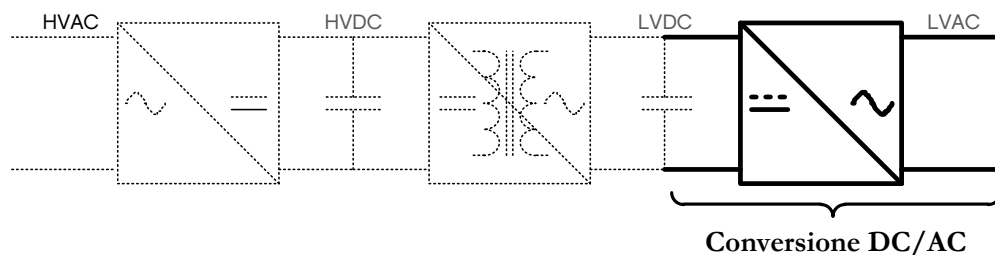


Figura 2.43 – Stadio di conversione DC-AC

Similmente allo stadio iniziale AC-DC è possibile utilizzare i convertitori multilivello descritti nel paragrafo 2.4.1 che hanno la possibilità di funzionare in entrambe le direzioni.

Qualora quest'ultimo stadio sia a bassa tensione, è preferibile utilizzare un inverter a due livelli per motivi di economicità, semplicità della struttura e utilizzo di una tecnologia più matura. Nel seguito considereremo questa soluzione realizzativa che in funzione del parametro elettrico controllato in uscita si classifica in:

- VSI (Voltage-Source Inverters) dove l'uscita controllata è un'onda di tensione,
- CSI (Current-Source Inverters) dove l'uscita controllata è un'onda di corrente,

e in particolare quattro possibili configurazioni VSI, dettagliatamente descritte nel seguito, in quanto più adatte alle applicazioni SST.



### 2.4.3.1. HALF-BRIDGE VSI

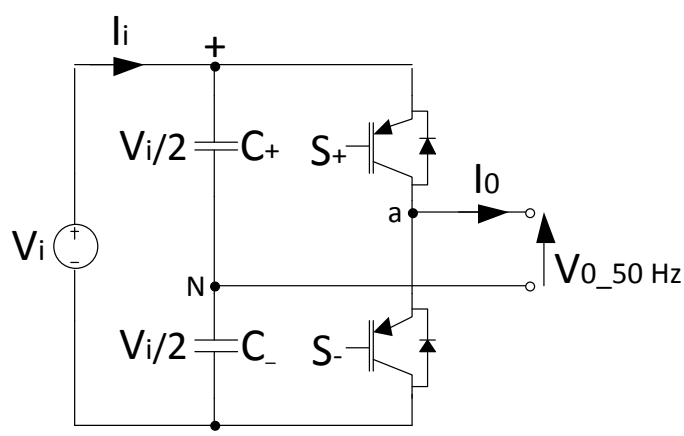


Figura 2.44 – Convertitore Half-Bridge VSI monofase

La Figura 2.44 rappresenta la struttura base di un *Half-Bridge VSI* monofase [30] capace di operare sui quattro quadranti. Due condensatori uguali ( $C_+$  e  $C_-$ ) sono collegati in serie sull'ingresso DC: il loro punto di collegamento è a potenziale intermedio e la tensione ai capi di ogni condensatore è pari a  $V_i/2$ . Con capacità adeguatamente elevate è possibile ritenere costante la tensione nel punto N rispetto al morsetto negativo del DC bus. Gli interruttori elettronici di commutazione sono connessi in serie e ciascuno di essi è munito di un diodo in antiparallelo in modo da rendere l'interruttore bidirezionale in corrente pur essendo unidirezionale in tensione. Il carico è connesso tra il punto intermedio (a) dei due interruttori elettronici e il punto neutro (N) tra le due capacità.

Questa struttura permette di ottenere complessivamente due livelli di tensione d'uscita:

- il primo è ottenibile tramite la commutazione in chiusura di  $S_+$  ed in apertura di  $S_-$  ottenendo una tensione  $V_0$  di uscita pari alla tensione di un condensatore ( $V_i/2$ ),
- il secondo livello è ottenuto tramite la commutazione in chiusura di  $S_-$  ed in apertura di  $S_+$  ottenendo una tensione  $V_0$  di uscita di valore negativo pari a ( $-V_i/2$ ).

Una rilevante attenzione va posta nei confronti del controllo degli interruttori elettronici poiché ritardi e imprecisioni dei segnali di comando possono causare la sovrapposizione della conduzione dei due interruttori determinando un cortocircuito sul DC bus con conseguente possibile danneggiamento dei condensatori.

### 2.4.3.2. FULL-BRIDGE VSI

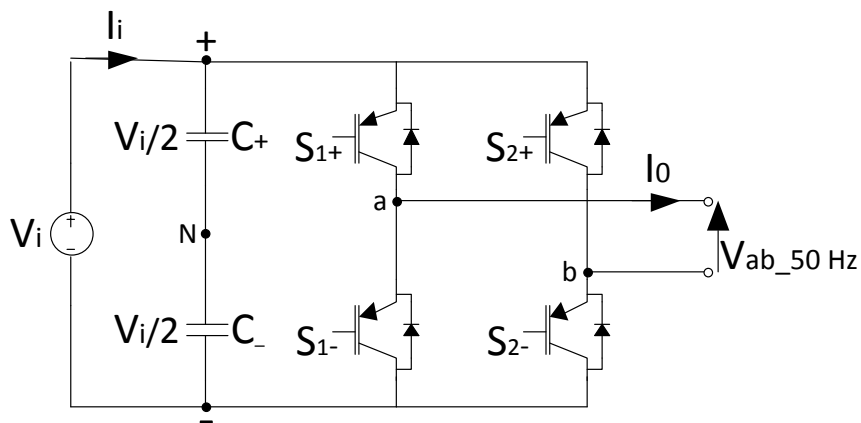


Figura 2.45 – Convertitore Full-Bridge VSI monofase

Il convertitore a ponte completo (*Full-Bridge VSI*) monofase [30], rappresentato in Figura 2.45, è formato dalla connessione di due inverter a mezzo ponte (*Half-Bridge VSI*) di cui al paragrafo precedente. Il secondo ramo (b) fornisce il punto di neutro al carico.

Analogamente al convertitore a mezzo ponte e tramite il comando alternato delle coppie di interruttori elettronici, questa configurazione consente di ottenere tre livelli di tensione:

- $S_{1+}$  e  $S_{2-}$  chiusi e  $S_{1-}$  e  $S_{2+}$  aperti, da cui si ottiene una tensione sul carico ( $V_0$ ) pari a  $V_i$ ;
- $S_{1-}$  e  $S_{2+}$  chiusi e  $S_{1+}$  e  $S_{2-}$  aperti, da cui si ottiene una tensione sul carico ( $V_0$ ) pari a  $-V_i$ ;
- $S_{1+}$  e  $S_{2+}$  chiusi e  $S_{1-}$  e  $S_{2-}$  aperti, da cui si ottiene una tensione sul carico ( $V_0$ ) pari a 0;
- $S_{1-}$  e  $S_{2-}$  chiusi e  $S_{1+}$  e  $S_{2+}$  aperti, da cui si ottiene una tensione sul carico ( $V_0$ ) pari a 0.

Modulando opportunamente i comandi degli interruttori, è possibile ricostruire una tensione sinusoidale. Il sostanziale vantaggio rispetto ad un inverter a mezzo ponte risiede nel fatto che la tensione massima applicabile al carico è pari alla tensione massima del DC bus, mentre nel convertitore a mezzo ponte la tensione massima sul carico è pari a metà di quella del DC bus.

### 2.4.3.3. THREE-PHASE VOLTAGE SOURCE INVERTER

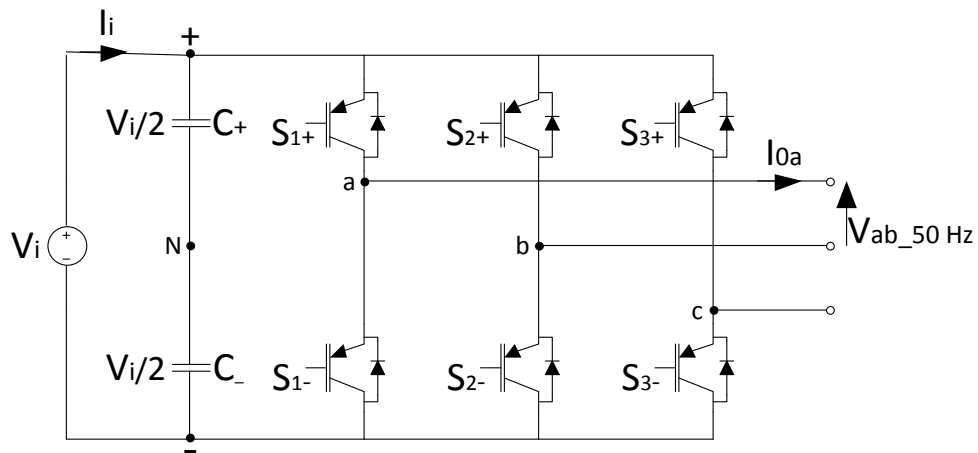


Figura 2.46 – Convertitore Three-Phase Voltage Source Inverter

Questo convertitore fornisce un terna trifase di tensioni le cui ampiezze, fase e frequenza possono essere controllate. Il circuito di potenza del convertitore (Figura 2.46) può essere identificato come la connessione in parallelo sullo stesso DC bus di tre convertitori a mezzo ponte. Modulando opportunamente i tempi di controllo degli interruttori elettronici di commutazione è possibile ottenere tre tensioni di uscita sfasate tra di loro di  $120^\circ$ .

Un inconveniente di questo convertitore risiede nel fatto che l'uscita deve necessariamente alimentare un carico trifase bilanciato, situazione poco probabile in una rete di distribuzione a bassa tensione dove gli assorbimenti sono differenti per le diverse fasi.

### 2.4.3.4. THREE-PHASE FOUR-LEG CONVERTER

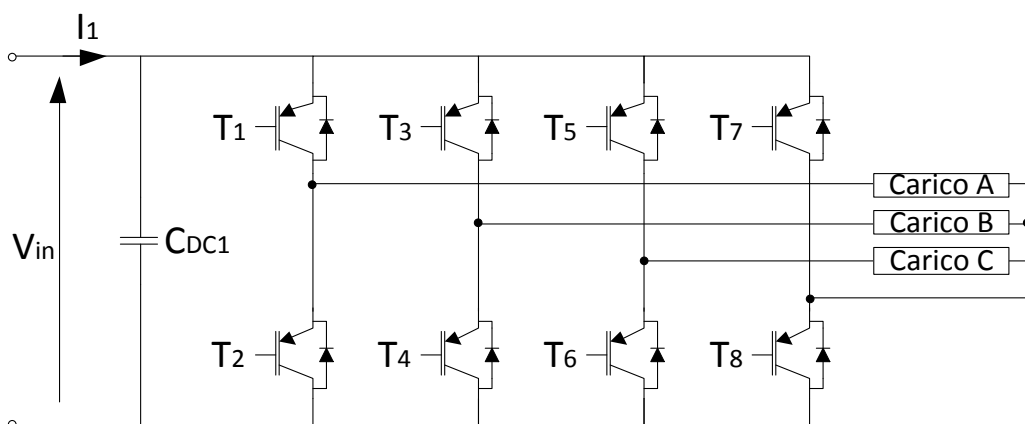


Figura 2.47 – Convertitore Three-Phase Four-Leg

Carichi sbilanciati o i carichi monofase determinano negli inverter trifase correnti di neutro e distorsioni tali da richiedere il sovradimensionamento dei condensatori per garantire il bilanciamento delle tensioni. Utilizzando un convertitore trifase per ogni fase è possibile alimentare carichi sbilanciati o monofasi. Tale soluzione richiede però un elevato numero di interruttori elettronici di commutazione con conseguente aumento delle perdite.

Il convertitore *Three-Phase Four-Leg* (Figura 2.47) risolve tale problema tramite l'aggiunta di un quarto ramo che consente di controllare la corrente di neutro. Tale provvedimento determina una corrente inferiore, e quindi un ridotto dimensionamento, del condensatore posto sul DC.

I vantaggi di questa soluzione comportano però un sistema di controllo più complesso.

# 3. TRASFORMATORI AD ALTA FREQUENZA: MATERIALI E TECNICHE COSTRUTTIVE

---

Il trasformatore ad alta frequenza è il componente principale dei sistemi SST: abbinati a convertitori elettronici consentono di realizzare modalità di conversione dell'energia elettrica con notevoli vantaggi rispetto alla conversione tradizionale dominata dagli LFT, quali peso ridotto, volume compatto, alta efficienza e tensione di uscita stabile. L'aspetto maggiormente critico per i trasformatori ad alta frequenza è l'incremento delle perdite nei conduttori degli avvolgimenti e nel nucleo all'aumentare della frequenza della corrente in ingresso al trasformatore.

Conseguentemente i trasformatori ad alta frequenza richiedono una progettazione mirata per quanto riguarda gli avvolgimenti e il nucleo, sia in termini di materiali impiegati sia di modalità costruttive.

Nel presente Capitolo, dopo una breve rassegna sulle cause delle perdite di efficienza in un *trasformatore reale*, cioè nelle effettive condizioni di funzionamento che differiscono da quelle ideali considerate al Capitolo 2, vengono presi in considerazione i materiali e i manufatti in grado di ridurre tali perdite con particolare riferimento a trasformatori che operano ad alta frequenza.

## 3.1. LE PERDITE NEL TRASFORMATORE REALE

Nel Capitolo 2 sono stati definiti i parametri elettrici di un trasformatore ideale nel quale l'accoppiamento magnetico è perfetto e il trasferimento di potenza avviene in totale assenza di perdite. Perché si verifichi tale condizione devono essere soddisfatte le seguenti ipotesi: [31]

- la resistenza degli avvolgimenti deve essere nulla e quindi non esistono perdite per effetto Joule;
- il fattore di accoppiamento magnetico tra primario e secondario è unitario, dunque non esiste alcuna reattanza di dispersione;

- la permeabilità e la resistività del nucleo sono infinite, quindi non esistono né perdite per correnti parassite, né perdite per isteresi.

In un trasformatore reale la resistenza degli avvolgimenti non è nulla, ma dipende da molti fattori tra i quali la frequenza e la temperatura. Anche il fattore di accoppiamento non è unitario, in quanto il flusso non segue perfettamente il percorso del nucleo ma parte di esso non concatena l'avvolgimento secondario definendo così una perdita identificata nella reattanza di dispersione. Infine la permeabilità e la resistività del nucleo non sono infinite, rendendo necessaria una quota parte di energia per magnetizzare il nucleo, e delle correnti indotte nel materiale che creano delle perdite per effetto Joule. Queste perdite di energia riducono l'efficienza del trasformatore e richiedono un sistema di raffreddamento del trasformatore.

Un ulteriore causa di inefficienza del trasformatore risiede nella frazione di campo magnetico generato che fuoriesce dal nucleo del trasformatore e quindi non concatena gli avvolgimenti. Tale perdita viene indicata come reattanza di dispersione: essa non è esattamente una perdita di energia attiva, ma determina una tensione secondaria non esattamente proporzionale alla tensione primaria, particolarmente a fronte di elevati carichi.

La Figura 3.1 schematizza il circuito equivalente di un trasformatore reale con evidenza delle perdite di efficienza rispetto al trasformatore ideale.

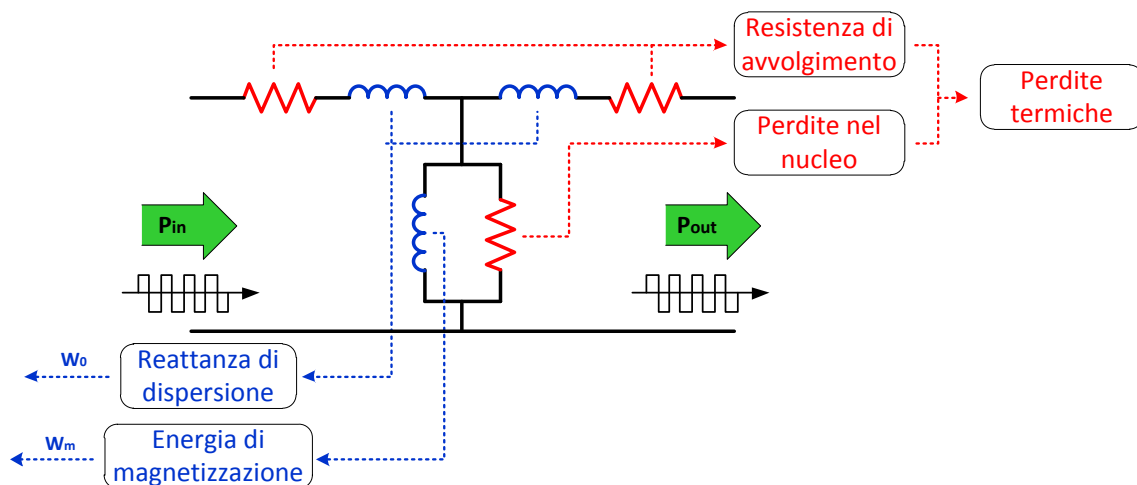


Figura 3.1 – Circuito equivalente di un trasformatore con le corrispondenti perdite ed elementi di immagazzinamento di energia

Di seguito per le cause di perdite evidenziate si descrive sinteticamente la fenomenologia che le determina e la loro dipendenza dai parametri elettrici del trasformatore, con particolare riferimento alla frequenza della corrente in ingresso all'avvolgimento primario.

### 3.1.1. PERDITE NEGLI AVVOLGIMENTI

Le perdite che si verificano negli avvolgimenti del trasformatore ad alta frequenza dipendono significativamente dalla distribuzione della corrente che fluisce nel conduttore (effetto pelle) e dalla corrente che fluisce nei conduttori adiacenti (effetto di prossimità).

#### 3.1.1.1.1. Effetto pelle

In un conduttore di lunghezza infinita percorso da corrente alternata, la densità di corrente  $J$  decresce esponenzialmente man mano che dalla superficie esterna si penetra nel suo interno:

$$J = J_0 \cdot e^{-x/\delta} \quad (3.1)$$

dove:

- $J_0$  è la densità di corrente sulla superficie del conduttore;
- $\delta$  è la costante che indica la profondità di penetrazione, ed è definita come la distanza radiale dalla superficie del conduttore in cui il valore della densità di corrente è pari al 37% del suo valore nella superficie del conduttore.

La profondità di penetrazione  $\delta$  è esprimibile con la seguente relazione:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (3.2)$$

essendo:

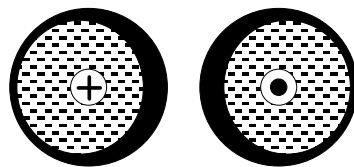
- $\omega = 2\pi f$  rappresenta la pulsazione della forma d'onda di corrente con frequenza  $f$ ;
- $\mu$  è la permeabilità magnetica del materiale che esprime l'attitudine di un materiale a magnetizzarsi ed è definita come rapporto tra l'induzione magnetica  $B$  e l'intensità  $H$  del campo magnetizzante; essa viene espressa come il rapporto tra la permeabilità magnetica del materiale e la permeabilità magnetica del vuoto ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} [H/m]$ ).
- $\rho$  è la resistività del materiale.

Dall'espressione (3.2) si evince che la distribuzione non uniforme della densità di corrente sarà molto più pronunciata a frequenze elevate a causa della relazione tra la frequenza e densità di corrente indotta.

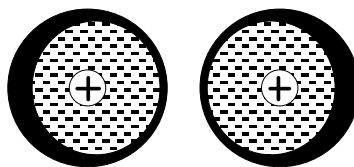
### **3.1.1.1.2. Effetto di prossimità**

Il termine effetto di prossimità si riferisce all'influenza esercitata da un conduttore percorso da corrente alternata sulla distribuzione di corrente nel conduttore adiacente. La corrente alternata circolante in un conduttore genera un campo magnetico che interagisce con i conduttori vicini inducendone una tensione con le conseguenti correnti. La profondità di penetrazione del campo magnetico dipende dalla distanza tra i conduttori e dalla frequenza della forma d'onda.

Se le correnti nei due conduttori fluiscono in direzioni opposte, la corrente in entrambi i conduttori sarà concentrata nelle zone interne (Figura 3.2) mentre se le correnti hanno la stessa direzione, la densità di corrente sarà massima sui lati opposti dei conduttori (Figura 3.3).



*Figura 3.2 – Effetto di prossimità per conduttori con corrente opposta*



*Figura 3.3 – Effetto di prossimità per conduttori con corrente concorde*

### **3.1.1.1.3. Soluzioni costruttive per minimizzare le perdite negli avvolgimenti dei trasformatori**

I conduttori degli avvolgimenti di un trasformatore risentono di entrambi i precedenti effetti in quanto sono percorsi da corrente alternata ed avvolti uno accanto all'altro. Ciò implica, a fronte di un'elevata frequenza, un aumento della resistenza e quindi delle perdite per effetto Joule.

Una soluzione ampiamente utilizzata consiste nell'adottare per la costruzione dell'avvolgimento il cosiddetto "Filo Litz" (dal tedesco Litzendraht, filo intrecciato)



per il quale un conduttore è formato da tanti singoli fili isolati e *twisted*. In questo modo è possibile ottenere l'attenuazione di entrambi gli effetti sopra descritti. Infatti se i fili che compongono il conduttore sono di sezione molto ridotta, paragonabile alla profondità di penetrazione  $\delta$ , la corrente ad alta frequenza interesserà approssimativamente l'intera sezione del singolo filo e quindi quella dell'intero conduttore, riducendo notevolmente l'effetto pelle che si verificherebbe in un conduttore singolo di sezione equivalente.

In aggiunta ogni filo per effetto della attorcigliatura viene ad occupare diverse posizioni nella sezione del conduttore (Figura 3.4) con il risultato di minimizzare l'effetto di prossimità.

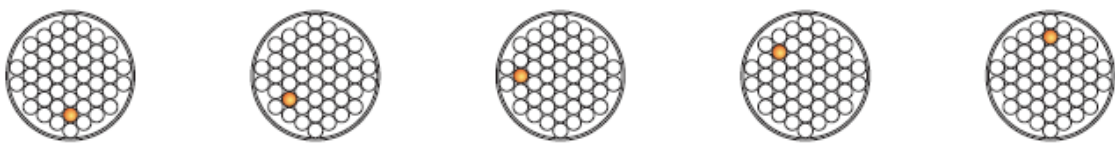


Figura 3.4 – Rappresentazione della posizione variabile di un filo nel conduttore Litz

### 3.1.2. PERDITE NEL NUCLEO

I materiali magnetici soggetti ad un flusso variabile sono sede di perdite magnetiche per due cause:

- Isteresi magnetica
- Correnti parassite nel nucleo.

#### 3.1.2.1. PERDITE PER ISTERESI MAGNETICA

Tali perdite sono associate all'energia necessaria ad orientare i domini magnetici nella direzione del flusso. Come si evince dal ciclo di isteresi di un materiale ferromagnetico (Figura 3.5) l'energia fornita al nucleo durante la fase di magnetizzazione non viene interamente restituita durante quella di smagnetizzazione, ma ad ogni ciclo rimane immagazzinata nel nucleo magnetico una quantità di energia proporzionale all'area compresa tra le due curve e che rappresenta l'energia spesa per magnetizzare il materiale. All'aumentare dei cicli nell'unità di tempo (aumento di frequenza), aumentano proporzionalmente tale energia dissipata nell'unità di tempo. Da qui l'esigenza di ricorrere a materiali con ciclo di isteresi avente la più piccola area possibile.

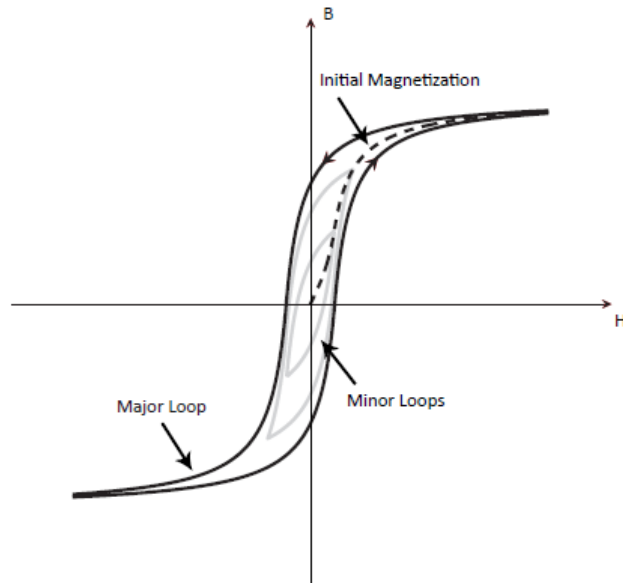


Figura 3.5 – Tipici cicli di isteresi

Le perdite per isteresi sono esprimibili dalla seguente formula:

$$P_i = k_i \cdot f \cdot B_M^\alpha \quad (3.3)$$

dove:

- $B_M$  è l'induzione di saturazione, cioè il massimo valore di induzione raggiungibile dal materiale;
- $\alpha$ , detto esponente di Steinmetz, circa uguale a 1,6 per  $B_M < 1T$  e circa uguale a 2 per  $B_M > 1T$ ;
- $k_i$  costante dipendente dalla natura del materiale ferromagnetico.

Nei trasformatori ad alta frequenza risulta quindi determinante, a parità di altri fattori, ridurre al minimo il termine  $k_i \cdot B_M^\alpha$ , ricorrendo a materiali con il ciclo di isteresi racchiudente la minor area possibile

### 3.1.2.2. PERDITE PER CORRENTI PARASSITE

Un campo magnetico fluttuante in un materiale magnetico conduttore provoca gradienti di tensione transitori che creano correnti elettriche disperse. Queste correnti elettriche indotte nel nucleo sono causa di perdite di energia dovuta alla dissipazione di calore per resistenza elettrica. Tali perdite per correnti parassite o di Foucault sono espresse dalla formula:

$$P_f = k_f \cdot f^2 \cdot B_M^2 \quad (3.4)$$

dove  $k_f$  dipende dal tipo di materiale scelto e comprende anche lo spessore al quadrato dei lamierini.

Le perdite per correnti parassite possono essere ridotte ricorrendo a:

- ✓ una struttura laminare del nucleo magnetico (lamierini affiancati): la struttura magnetica viene ottenuta sovrapponendo un elevato numero di lamierini isolati tra di loro, in modo da ridurre l'effetto del flusso inducente le correnti parassite;
- ✓ lamierini a grani orientati: utilizzando una combinazione di lavorazione a freddo e trattamenti di ricristallizzazione è possibile ottenere lamierini con grani orientati lungo un asse di facile magnetizzazione; in questo modo, una volta applicato un campo in direzione parallela alla direzione di laminazione, i domini magnetici risultano orientati a favore della magnetizzazione ottenendo così una permeabilità maggiore e perdite di isteresi minori rispetto ai lamierini con grani non orientati;
- ✓ materiale magnetico con alta resistività.

### 3.1.3. LA REATTANZA DI DISPERSIONE

La reattanza di dispersione è funzione del campo magnetico generato dall'avvolgimento primario che fuoriesce dal nucleo del trasformatore e quindi non concatena l'avvolgimento secondario. Tale dispersione di flusso sfocia in energia che viene alternativamente immagazzinata e scaricata dai campi magnetici verso il sistema elettrico ad ogni ciclo dell'alimentazione e viene rappresentata circuitalmente tramite un'induttanza in serie all'avvolgimento primario. Questo fenomeno non è esattamente una perdita di energia attiva, ma causa un accoppiamento imperfetto del mutuo induttore portando al risultato che la tensione secondaria non è perfettamente proporzionale alla tensione primaria, particolarmente a fronte di elevati carichi.

L'induttanza di dispersione è di per se stessa non dissipativa, poiché l'energia fornita ai suoi campi magnetici viene restituita all'alimentazione ogni ciascun mezzo ciclo successivo. Tuttavia, qualunque flusso disperso che intercetta dei materiali conduttori nelle vicinanze come le strutture di supporto dei trasformatori potrà dare origine a perdite per effetto Joule attraverso il fenomeno delle correnti parassite. L'effetto è comunque trascurabile rispetto ad altre perdite già considerate, essendo grande l'area

di passaggio del flusso e quindi piccole le correnti generate, pertanto un aumento di frequenza non influisce direttamente sulle perdite.

Inoltre per alcune applicazioni la reattanza di dispersione può essere una caratteristica desiderabile, ad esempio per i sistemi SST dove i trasformatori ad alta frequenza sono utilizzati in convertitori DC-DC switching. Questi convertitori per incrementare la frequenza di commutazione e limitarne le relative perdite utilizzano tecniche di tipo *Soft-Switching* come lo *Zero Voltage Switching (ZVS)* che impone una tensione nulla prima della commutazione. Per ottenere ciò lo sfasamento tra le tensioni dei convertitori in ingresso ed in uscita deve essere superiore ad un certo valore rappresentato dall'induttanza vista dai morsetti di uscita del convertitore DC-AC. Analogo discorso può essere fatto per i convertitori risonanti, dove il valore dell'induttanza di dispersione deve essere accordato per rappresentare uno degli elementi risonanti utilizzati per mantenere la condizione di risonanza tipica del convertitore.

Pertanto nel caso dei sistemi SST la reattanza di dispersione non deve essere necessariamente ridotta al minimo valore al fine di ridurre le perdite sul trasformatore e le cadute di tensione, ma deve essere calcolata in maniera da ottimizzare il progetto complessivo del sistema per l'applicazione a cui il trasformatore è destinato.

## **3.2. CARATTERISTICHE DEI MATERIALI MAGNETICI PER TRASFORMATORI AD ALTA FREQUENZA**

I materiali magnetici si dividono in base al valore del *Campo coercitivo* ( $H_C$ ), definito come l'intensità del campo magnetico inverso che è necessario applicare ad un materiale per annullare la sua magnetizzazione dopo che questa ha raggiunto il suo valore di saturazione. Nel caso di un materiale ferromagnetico si definisce "dolce" quando è facilmente magnetizzabile e smagnetizzabile, mentre è detto "duro" in caso contrario. Nei nuclei dei trasformatori si utilizzano materiali magnetici dolci, quali le leghe di ferro con 3-4% di silicio, che presentano cicli di isteresi ristretti con basse forze coercitive (Figura 3.6.a) mentre i materiali magnetici duri trovano utilizzo nei magneti permanenti e sono caratterizzati da cicli di isteresi ampi con alte forze coercitive (Figura 3.6.b).

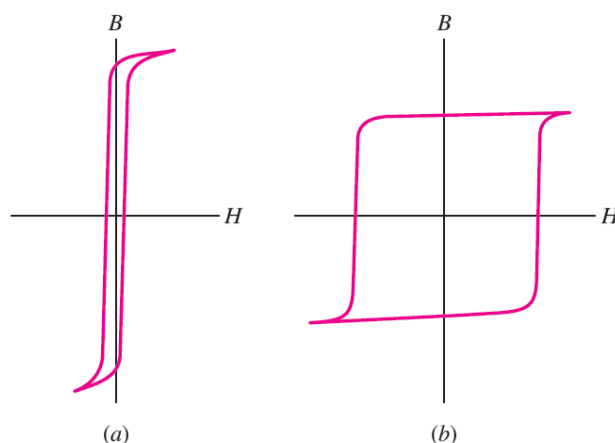


Figura 3.6 – Tipici cicli di isteresi: a) ferromagnetici dolci, b) ferromagnetici duri

Vengono di seguito definite le caratteristiche di differenti materiali ferromagnetici dolci.

Le **Leghe Ferro-Silicio** sono composte da ferro con 3-4% di silicio. Tale aggiunta del 3-4% di silicio riduce le perdite nel nucleo relativamente alte per gli acciai a basso tenore di carbonio. Il silicio diminuisce l'energia di anisotropia magnetica del ferro, aumenta la permeabilità magnetica e quindi diminuisce le perdite al nucleo per isteresi. Inoltre le aggiunte di silicio diminuiscono anche la magnetostrizione, abbassano le perdite di energia da isteresi e il rumore tipico dei trasformatori (tipico “ronzio”). Percentuali maggiori del 4% diminuiscono la duttilità della lega e quindi la sua “lavorabilità”.

Nella tabella seguente (Tabella 3) vengono elencate le prestazioni di alcune leghe Fe-Si in termini di:

- *Induzione di saturazione ( $B_S$ )*: è il massimo valore di induzione raggiungibile dal materiale,
- *Campo coercitivo ( $H_C$ )*: intensità del campo magnetico inverso che è necessario applicare ad un materiale per annullare la sua magnetizzazione dopo che questa ha raggiunto il suo valore di saturazione,
- *Permeabilità Magnetica Relativa ( $\mu_r$ )*. è il rapporto tra la permeabilità magnetica di un mezzo e la permeabilità magnetica del vuoto

Materiale e composizione	$B_S$ [T]	$H_C$ [A/cm]	$\mu_{r_i}$
Ferro magnetico, lamiera da 0.2 cm	2,15	88	250
Lega Si-Fe M36 laminata a caldo (casuale)	2,04	36	500
M6 (110) [001], 3.2% Si-Fe (orientata)	2,03	6	1500

Tabella 3 – Proprietà magnetiche di alcune leghe Fe-Si

Le **Leghe Nichel-Ferro** utilizzate nei nuclei dei trasformatori hanno una composizione che può contenere dal 35% al 80% di Nichel. Le leghe Fe<sub>50</sub>-Ni<sub>50</sub> (*Hiperrik o Orthonol*) sono caratterizzate da un'elevata induzione di saturazione (fino a 1,6 T). I valori più elevati di permeabilità e quelli più bassi di campo coercitivo si ottengono per concentrazioni di Ni pari al 75-80% (*Permalloy*) ma con valori minori della induzione di saturazione (tipicamente 0,75 T).

Esiste anche la possibilità di aggiungere degli additivi a queste leghe con l'aumento sostanziale della resistività a scapito però di una riduzione dell'induzione massima di saturazione.

Le **Leghe Ferro-Cobalto** al contrario, non mostrano eccezionali proprietà magnetiche dolci, ma rappresentano una soluzione unica nel suo genere in termini di *Temperatura di Curie (T<sub>C</sub>)* (valore di temperatura al di sopra del quale un materiale ferromagnetico perde alcune delle sue proprietà e si comporta similmente ad un paramagnetico) e induzione di saturazione, entrambe molto superiori rispetto al ferro puro. Queste proprietà diventano utili per applicazioni in cui sono richieste allo stesso tempo ridotte dimensioni ed elevate temperature di funzionamento.

Aggiungendo del Vanadio in quantità del 2% alle leghe Fe-Co è possibile ottenere le **Leghe Ferro-Cobalto-Vanadio** (*Permendur*) con l'ulteriore vantaggio di un notevole aumento di resistività rispetto alle leghe Fe-Co. Tuttavia queste leghe presentano delle caratteristiche magnetiche che non sono vicine al tipico comportamento magnetico dolce presentando campi coercitivi intorno a  $H_c \approx 100$  A/m e permeabilità relativa dell'ordine di  $\mu_r \approx 2 \cdot 10^3$ . Attraverso un controllo molto accurato della purezza del materiale e del trattamento di ricottura (leghe *Supermendur*) è possibile ottenere un sostanziale miglioramento delle proprietà, con valori di  $H_c \approx 10$  A/m e  $\mu_r \approx 8 \cdot 10^4$ . [32]

Legha [%]	B <sub>s</sub> [T]	T <sub>C</sub> [°C]	$\rho$ [ $10^{-8}$ $\Omega$ m]	H <sub>C</sub> [A/m]	$\mu_{r,i}$ [ $10^3$ ]
Fe <sub>64</sub> Ni <sub>36</sub>	1,30	230	75	40	2
Fe <sub>50</sub> Ni <sub>50</sub>	1,60	490	45	7	15
Fe <sub>15</sub> Ni <sub>80</sub> Mo <sub>5</sub>	0,80	400	60	0,4	150
Fe <sub>14</sub> Ni <sub>77</sub> Mo <sub>4</sub> Cu <sub>5</sub>	0,78	400	60	1,5	40
Fe <sub>64</sub> Co <sub>49</sub> V <sub>2</sub> (Permendur)	2,35	930	27	100	2

Tabella 4 – Proprietà magnetiche di alcune leghe Fe-Ni e Fe-Co.

Le **Leghe Amorfe** sono materiali di tipo metallico che, a differenza delle usuali leghe metalliche, hanno una struttura non cristallina. La tipica composizione di tali leghe amorfe è T<sub>70-80</sub> M<sub>30-20</sub>, dove T rappresenta uno o più metalli di transizione quali Fe, Co e Ni, ed M è una combinazione di metalloidi (per esempio B, Si, P, C).

La Tabella 5 elenca le composizioni di alcune leghe amorfe metalliche di importanza tecnologica nella costruzione di trasformatori. Questi materiali hanno importanti proprietà magnetiche con cicli di isteresi molto stretti e conseguenti perdite di energia di isteresi molto basse potendo essere magnetizzati e smagnetizzati molto facilmente. Inoltre hanno alcune proprietà notevoli quali: resistenza, durezza, con una certa flessibilità e molto resistenti alla corrosione. Tali proprietà hanno permesso lo sviluppo di nuclei di trasformatori di potenza con leghe amorfe metalliche che hanno il 70% in meno di perdite nel nucleo rispetto ai convenzionali nuclei di Fe-Si.

Legha [%]	B <sub>s</sub> [T]	T <sub>c</sub> [°C]	ρ [10 <sup>-8</sup> Ωm]	λ <sub>s</sub> [10 <sup>-6</sup> ]	H <sub>c</sub> [A/m]
Fe <sub>80</sub> B <sub>20</sub>	1,60	375	122	32	3
Fe <sub>80</sub> B <sub>19</sub> Si <sub>9</sub>	1,56	415	137	32	2,4
Fe <sub>80</sub> B <sub>13,5</sub> Si <sub>3,5</sub> C <sub>2</sub>	1,61	370	135	30	3,2
Co <sub>80</sub> B <sub>10</sub> Si <sub>10</sub>	0,90	520	108	-4	7
Co <sub>71</sub> Fe <sub>4</sub> B <sub>15</sub> Si <sub>10</sub>	0,87	352	124	-0,2	0,4
(Co,Fe) <sub>70</sub> (Mo,Si,B) <sub>30</sub>	0,55	250	130	-0,2	0,4

Tabella 5 - Proprietà magnetiche di alcune leghe amorfe

**I Materiali Nanocristallini** possiedono una struttura bifase nella quale una grana cristallina fine, del diametro medio da 10 a 20 nm, è incorporata in una fase amorfa residua. Questi materiali possono raggiungere permeabilità molto elevate e bassi campi coercitivi. Inoltre, il piccolo spessore dei nastri in cui viene prodotto (circa 20 μm) e la resistività relativamente alta portano questi materiali ad avere perdite per correnti parassite molto basse e un bassa dipendenza dalla frequenza. I materiali nanocristallini hanno inoltre buone proprietà per quanto riguarda la densità di flusso di saturazione e la stabilità in temperatura (fino a circa 150 °C permanenti). La loro producibilità in forma di nastri mediante un unico processo di solidificazione rapida a partire dalla fase fusa, rende economicamente efficiente la produzione di questo materiale con benefici sul costo industriale del manufatto. Queste caratteristiche, unite ad un flusso di saturazione di 1,2 Tesla e a alle buone proprietà termiche, rendono questi materiali magnetici nanocristallini preferibili al Permalloy, alle ferriti o alle leghe amorfe basate su cobalto [33], con l'unico aspetto negativo di essere estremamente fragile.

Materiale	B <sub>s</sub> [T]	T <sub>c</sub> [°C]	ρ [10 <sup>-6</sup> Ωm]	H <sub>c</sub> [A/m]	μ <sub>r</sub> [10 <sup>3</sup> ]
Finemet FT-1H <sup>1</sup>	1,35	570	1.1	0,8	1,5÷5
Finemet FT-3H <sup>1</sup>	1,23	570	1.2	0,6	5÷30
Nanoperm <sup>2</sup>	1,2	600	115	3	2÷100
Vitroperm 500F <sup>3</sup>	1,2	600	115	3	15÷150

Tabella 6 – Proprietà magnetiche di alcune leghe amorfe e materiali nanocristallini

(Fonte: 1:Hitachi, 2: Magnetec, 3: Vacuumschmelze)

Le cosiddette ***Ferriti Dolci*** sono materiali ceramici magnetici largamente utilizzate a frequenze superiori ad alcune centinaia di MHz, a ragione del loro carattere non metallico. La loro composizione classica è del tipo MO-Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, dove M è uno ione metallico bivalente come Fe<sup>2+</sup>, Mn<sup>2+</sup>, Zn<sup>2+</sup> o Mg<sup>2+</sup>. Le ferriti, essendo composti ionici, sono in linea di principio isolate e presentano un ampio intervallo di valori di resistività, sempre con ordini di grandezza ben superiori a quelli delle tipiche leghe Fe-Si. La magnetizzazione prodotta nelle ferriti è abbastanza alta, ma la loro saturazione magnetica non è elevata come quella dei materiali ferromagnetici. Molte ferriti dolci sono di tipo misto, dove la presenza di due o più ioni metallici M<sup>2+</sup> possono conferire una grande versatilità nelle proprietà magnetiche. Le ferriti Mn-Zn e Ni-Zn sono le due famiglie base delle ferriti dolci di tipo misto, dove, regolando le concentrazioni relative degli ioni metallici, operando aggiunte e trattamenti termici adeguati, si possono ottenere materiali adatti ad applicazioni di nicchia. Il prezzo da pagare per la miscelazione è una progressiva diminuzione della temperatura di Curie che per le ferriti dolci si colloca intorno a 125 °C. In alcune ferriti Mn-Zn e Ni-Zn con l'aumento della temperatura diminuisce l'induzione di saturazione e una variazione di permeabilità magnetica che rende pertanto variabile l'induttanza del trasformatore. Ciò costituisce un ostacolo all'utilizzo delle ferriti in applicazioni SST dove le alte potenze richiedono alte induzioni e alte temperatura di funzionamento e i convertitori DC-DC richiedono induttanze costanti.

Tipo di Materiale	B <sub>s</sub> [T]	T <sub>c</sub> [°C]	ρ [Ωm]	μ <sub>r,i</sub>
3F3 (MnZn)	0,45	220	2	2000
3C94 (MnZn)	0,45	220	5	2300
3F45 (MnZn)	0,5	300	10	900
4B1 (NiZn)	0,35	250	10 <sup>5</sup>	250
4F1 (NiZn)	0,35	260	10 <sup>5</sup>	80

*Tabella 7 – Proprietà magnetiche di alcune ferriti dolci [34]*

La Tabella 8 sintetizza quanto sopra riportato in termini di perdite complessive, espresse come W per unità di peso del nucleo, della Induzione di saturazione B<sub>s</sub>, della Permeabilità Magnetica Relativa μ<sub>r</sub> e della massima temperatura ammessa di esercizio.



Material	Alloy	Losses (20kHz; 0,2T) [W/kg]	B <sub>s</sub> [T]	λ <sub>s</sub> [10 <sup>-6</sup> ]	μ <sub>r</sub> [10 <sup>3</sup> ]	Operating temperature [°C]
Grain oriented Silicon steel	Fe <sub>97</sub> Si <sub>3</sub>	> 1.000	2	9	2 ÷ 35	~120
Standard crystalline permalloy I	Ni <sub>45</sub> Fe <sub>55</sub>	> 150	1,55	25	12 ÷ 80	130
Standard crystalline permalloy II	Ni <sub>54</sub> Fe <sub>46</sub>	> 100	1,5	25	60 ÷ 125	130
Advanced Silicon steel	Fe <sub>93,5</sub> Si <sub>6,5</sub>	40	1,3	0,1	16	130
Fe-amorphous alloy	Fe <sub>76</sub> (Si,B) <sub>24</sub>	18	1,56	27	6,5 ÷ 8	150
High performance ferrite	MnZn	17	0,5	21	1,5 ÷ 15	100/120
Advanced crystalline permalloy	Ni <sub>80</sub> Fe <sub>20</sub>	> 15	0,8	1	150 ÷ 300	130
Co-amorphous alloys a	Co <sub>73</sub> (Si,B) <sub>27</sub>	5,0	0,55	< 0,2	100 ÷ 150	90/120
Co-amorphous alloys b	Co <sub>77</sub> (Si,B) <sub>23</sub>	5,5	0,82	< 0,2	2 ÷ 4,5	120
Co-amorphous alloys c	Co <sub>80</sub> (Si,B) <sub>20</sub>	6,5	1	< 0,2	1 ÷ 2,5	120
Nanocrystalline alloys I	FeCuNbSiB	4,0	1,23	0,1	20 ÷ 200	120/180
Nanocrystalline alloys II	FeCuNbSiB	4,5	1,35	2,3	20 ÷ 200	120/180
Nanocrystalline alloys III	FeCuNbSiB	8,0	1,45	5,5	~ 100	120/180

Tabella 8 – Proprietà di alcuni materiali magnetici [35]

La Figura 3.7 mostra per i materiali considerati in tabella i tipici cicli di isteresi.

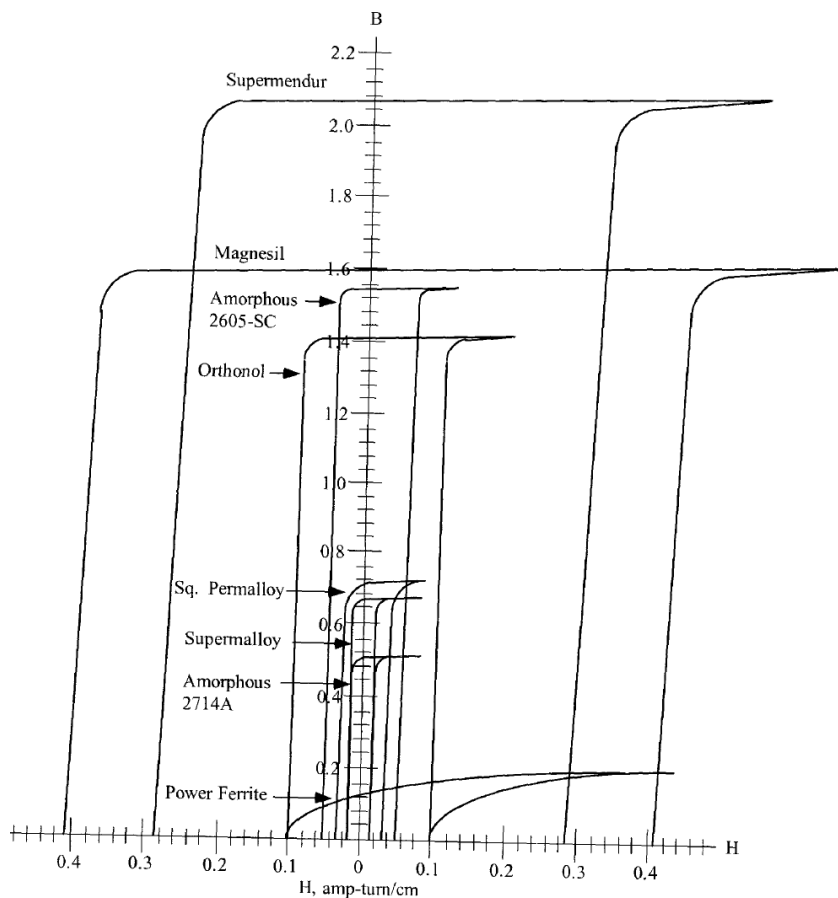


Figura 3.7 – Tipi cicli B-H per alcuni materiali magnetici [36]

Da quanto riportato nella Tabella 8 e in Figura 3.7 e sintetizzando quanto precedentemente analizzato si può concludere quanto segue relativamente ai materiali del nucleo per trasformatori ad alta frequenza:

- l'acciaio al silicio ha alta densità di flusso di saturazione e alta permeabilità ma le perdite in funzione della frequenza sono elevate; leghe di acciaio al silicio con grani orientati possono ridurre le perdite ad alta frequenza, ma ne risulta ridotta anche la densità di flusso di saturazione;
- le ferriti dolci, poco costose rispetto agli altri materiali considerati, presentano basse perdite nel nucleo ma una bassa densità di flusso di saturazione; ciò si traduce in una dimensione maggiore del nucleo;
- le leghe amorfe possono rappresentare una buona scelta per applicazioni SST: la densità di flusso di saturazione di questi materiali può essere alta e le perdite nel nucleo moderate; questi materiali sono adatti sia per applicazioni di qualche decina di kHz fino a diverse centinaia di kHz e sono disponibili strutture di dimensioni appropriate anche per applicazioni ad alta potenza; tuttavia le perdite con frequenze operative superiori a qualche decina di kHz possono essere contenute solo attraverso un flusso moderato che porta a volumi maggiori del nucleo e quindi dell'intera struttura SST;
- i materiali nanocristallini sono i miglior candidati per soddisfare sia l'elevata densità di potenza che l'elevata efficienza richiesta ai trasformatori per applicazioni nei sistemi SST: la densità di flusso di saturazione è molto superiore alle ferriti, le relative perdite nel nucleo sono le più basse tra i diversi materiali analizzate consentendo una elevata efficienza; occorre per tali materiali tenere in considerazione:
  - il costo relativamente alto di questo materiale e quindi non è adatto quando il costo è la limitazione dominante nel progetto del trasformatore,
  - i nuclei commercializzati sono di tipo toroidali "*uncut tape-wound*" con conseguenti limitazioni nella struttura del trasformatore.

La Figura 3.8 mostra le prestazioni dei diversi materiali considerati in termini di massima densità del flusso di saturazione e di permeabilità magnetica relativa. La zona occupata dal materiale nanocristallino FINEMENT (Hitachi Metals) può essere ritenuta, in prima approssimazione, valida per il gruppo di materiali nanocristallini.

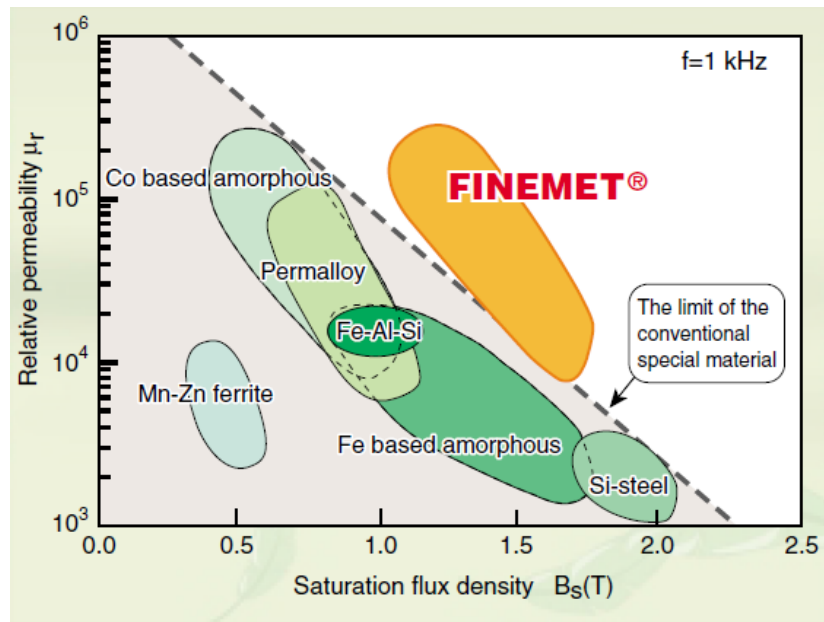


Figura 3.8 - Relazione fra la permeabilità relativa e il flusso di saturazione per diversi materiali di tipo soft (Fonte: Hitachi)

### 3.3. CRITERI PROGETTUALI PER TRASFORMATORI AD ALTA FREQUENZA DESTINATI AI SISTEMI SST

I requisiti che deve soddisfare un trasformatore ad alta frequenza per impiego in sistemi SST si sintetizzano in:

- realizzare un efficace isolamento tra primario e secondario, a beneficio dell'isolamento metallico tra la rete elettrica a monte e a valle di SST; tenendo presente che l'aria e i tradizionali materiali dielettrici ad alte frequenze (nell'intervallo dei kHz) hanno ridotta rigidità dielettrica e il loro deterioramento è molto più pronunciato che in applicazioni a frequenza industriale [37];
- disporre di terminali ad alta tensione in compartimenti idonei a separare lato alta tensione dal lato bassa tensione;
- materiali del nucleo caratterizzato da scarse perdite e alta saturazione;
- ridotte perdite negli avvolgimenti correlate all'effetto pelle e dall'effetto di prossimità;
- bassa induttanza di dispersione;
- disporre di una adeguata capacità termica del nucleo ed un efficiente sistema di drenaggio dell'energia termica generantesi nell'avvolgimento e del nucleo.

Questi stringenti requisiti non devono indurre sulla impossibilità di definire adeguati progetti di sistemi SST in grado di soddisfarli nel loro complesso pervenendo a soluzioni industriali competitive, in termini di costi-benefici, con le soluzioni tradizionali.

A titolo di esempio viene descritto nel seguito un trasformatore con potenza di 350 kVA e operante a 10 kHz sviluppato da Heinemann [38] per applicazione in un convertitore DC-DC multilivello di un SST finalizzato alla trazione elettrica. Il convertitore multilivello bidirezionale è costituito da 12 diverse celle, connesse in serie sul lato alta tensione ed in parallelo sul lato bassa tensione. La sezione di interesse è formata da un convertitore risonante DC-DC contenente il trasformatore ad alta frequenza con un alta capacità di isolamento dovendo fornire l'isolamento metallico tra i due circuiti, essendo la tensione di ingresso suddivisa sul convertitore multilivello tramite la serie dei moduli, mentre la bassa tensione in uscita è ottenuta mettendo in parallelo i moduli.

Le caratteristiche tecniche di progetto del trasformatore sviluppato da Heinemann sono elencate in Tabella 9, mentre la Figura 3.9 mostra il prototipo realizzato.

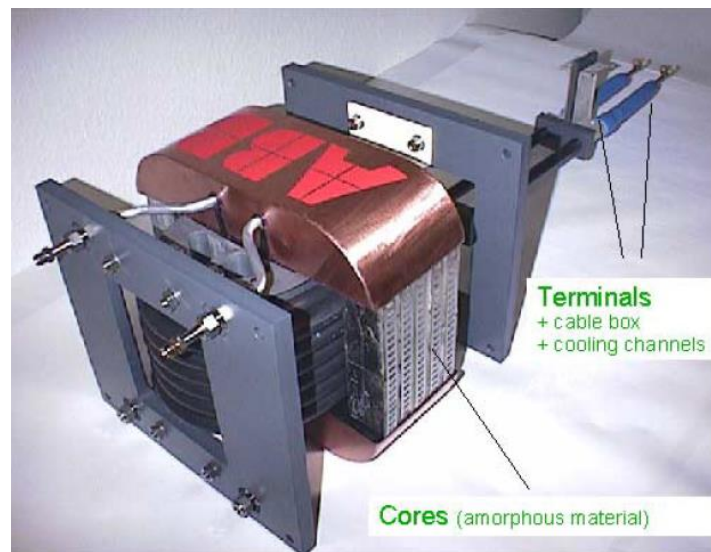
Condition	Value	Condition	Value
Rated Power	350 kVA	Main Inductance	> 25 mH + 20% @ 10 kHz (secondary side open)
Primary Voltage	3000V, 50% duty cycle, rectangular, RMS-value	Leakage inductance	3 $\mu$ H $\pm$ 10% @ 10 kHz (secondary side shorted)
Secondary Voltage	3000V, turn ratio = 1:1	Coupling capacitance	$\leq$ 3 nF (between primary and secondary side)
Insulation test voltage	38 kV, 50 Hz, 1 min. (primary secondary & primary-ground)	Cooling	De-ionized water
Partial discharge extinction voltage	28 kV, 50 Hz, 1 min. < 10 pC (primary-secondary)	Ambient temperature range	-40°C – +75°C, at a maximum temperature of the water of 65°C
Rated impulse voltage (1,2/50)	95 kV (peak) min. 10 shots with different polarity	Max. power losses	< 2500 W (total)
Switching Frequency	10 kHz	Weight	< 50 kg
Primary current	quasi sinusoidal, RMS-value of 160 A		

Tabella 9 – Requisiti di base del trasformatore [38]

L'impiego di un convertitore multilivello al lato ingresso a media tensione riduce la tensione relativa a ciascun singolo modulo e quindi la conseguente sollecitazione del materiale isolante che risulta decisamente inferiore a quella presente nell'equivalente trasformatore a piena tensione.

Per ovviare alla ridotta capacità termica del trasformatore, necessariamente contenuta rispetto a quella di un trasformatore tradizionale stante le ridotte dimensioni, Heinemann ha adottato avvolgimenti con conduttori tubolari conseguendo i vantaggi:

- ✓ di eliminare la sezione del conduttore interessata da una bassa densità di corrente a causa dell'effetto pelle, a beneficio del peso complessivo;
- ✓ di poter iniettare acqua deionizzata (o aria compressa) a beneficio della capacità di drenaggio del calore conseguente all'effetto Joule.



*Figura 3.9 – Prototipo del trasformatore 350 kVA*

Il nucleo è stato realizzato con un materiale nanocristallino (VITROPERM 500F). Gli avvolgimenti sono coassiali ottenendo un minor flusso disperso al di fuori del nucleo, e quindi minor reattanza di dispersione, oltre ad una maggior densità di potenza e struttura più robusta del trasformatore.

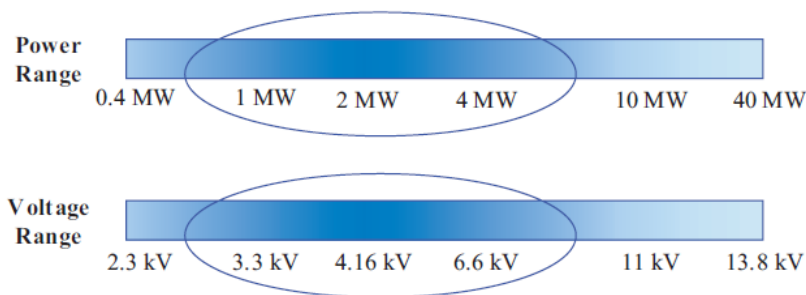
# 4. ELETTRONICA DI POTENZA PER SISTEMI SST

---

Le due sezioni che unitamente al trasformatore ad alta frequenza costituiscono una struttura SST sono rappresentate da convertitori elettronici di potenza, il primo per la conversione della tensione alternata di linea ad una tensione ad alta frequenza mentre il secondo converte la forma d'onda ad alta frequenza in una forma d'onda alla frequenza di rete.

Tali convertitori fanno uso di dispositivi elettronici, basati su semiconduttori, di relativamente alta potenza in grado di operare ad alta frequenza e a relativamente ad alta tensione. Per un sistema SST integrato nelle reti di distribuzione è necessario che le tensioni di lavoro siano nell'intervallo da 2,3 kV a 35 kV.

La Figura 4.1 rappresenta la disponibilità di tali dispositivi elettronici a livello industriale per quanto concerne i valori disponibili di potenza e tensione, essendo quelli più comunemente utilizzati e di costo non elevato operanti a tensione nell'intervallo da 2,3 kV a 13,8 kV per quanto riguarda la tensione nominale e da 1 MW a 4 MW relativamente alla potenza. [39]



*Figura 4.1 - Valori di potenza e tensione per dispositivi adatti ad applicazioni in sistemi SST*

## 4.1. DISPOSITIVI ELETTRONICI AL SILICIO

I dispositivi elettronici al Silicio per applicazioni SST appartengono a due grandi famiglie: *transistor di potenza* e *tiristori di potenza*.

Nei convertitori elettronici i **transistor di potenza** non vengono utilizzati nella loro zona lineare della caratteristica di collettore, stante l'elevata dissipazione termica del materiale semiconduttore in tali condizioni operative, ma operano come dispositivi di commutazione, da uno stato *on* ad uno *off* e viceversa. Il *tempo di accensione* ed il *tempo di spegnimento* limitano in una certa misura la *frequenza di commutazione* alla quale può operare il transistor. Inoltre i tempi di accensione e spegnimento e la frequenza di commutazione, oltre che dalle caratteristiche intrinseche del dispositivo, dipendono dai valori massimi di corrente e tensione a cui opera il dispositivo.

Altro parametro importante nel funzionamento di un tiristore è la *potenza persa in commutazione* che dipende linearmente dalla frequenza di commutazione la quale risulta pertanto limitata anche dalla massima temperatura ammessa in servizio continuo del dispositivo.

In generale i transistori di potenza sono utilizzati con frequenze di commutazione comprese tra alcuni kHz e alcune decine di kHz.

La forma costruttiva più diffusa dei transistor prevede *moduli di potenza* nei quali più transistor sono assemblati in un contenitore ermetico di resina epossidica il cui fondo, costituito da una piastra conduttiva, viene posto a contatto con un dissipatore di calore.

I transistor di potenza possono essere del tipo a giunzione (BJT – *Bipolar Junction Transistor*) oppure del tipo ad effetto di campo (MOSFET – *Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*).

Nei convertitori statici con potenza compresa tra poche centinaia di VA a qualche kVA vengono impiegati i MOSFET che presentano il vantaggio di bassissimi assorbimenti di potenza del circuito di pilotaggio (essendo il controllo delle commutazioni *on-off* effettuato tramite un semplice segnale di tensione tra gate e source), tempi di commutazione compresi tra qualche decina e alcune centinaia di ns e frequenze di commutazione dell'ordine di qualche decina di kHz.

Essendo controllati in tensione e con un'elevata resistenza di ingresso le correnti iniettate nel gate sono molto piccole e di conseguenza anche la potenza dissipata è molto inferiore a quella del BJT che invece è controllato in corrente.

Per contro i dispositivi BJT possono lavorare a potenze maggiori dei MOSFET, raggiungendo qualche centinaia di kVA.

Alla fine degli anni ottanta ha fatto la sua comparsa l'IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) transistor controllato in corrente e caratterizzato da tempi di commutazione compresi tra qualche centinaia di ns e alcune decine di  $\mu$ s. Lo spegnimento di un BJT

viene effettuato mediante una corrente di base negativa che può essere rimossa non appena il transistor è passato in stato *off*. Il suo funzionamento in stato di *on* invece risulta essere vincolato al mantenimento di una corrente di base positiva e questo comporta un non trascurabile assorbimento di potenza da parte del circuito di pilotaggio, essendo le correnti di base dell'ordine di qualche A.



Figura 4.2 – IGBT 1,7 kV/1,2 kA (sinistra) e 3,3 kV/1,2 kA (destra)

Gli IGBT sono largamente impiegati nei convertitori statici con frequenze di commutazione dell'ordine di alcune decine di kHz, hanno basse perdite di conduzione (caratteristica del BJT) e un circuito di pilotaggio del dispositivo relativamente semplice che richiede una potenza modesta (come nel caso dei MOSFET).

Toshiba ha migliorato le prestazioni degli IGBT mediante i dispositivi IEGT (*Injection-Enhanced Gate Transistor*) che presentando una ridotta resistenza termica e ridotte perdite di conduzione sono particolarmente adatti per applicazioni in cui è richiesta l'ottimizzare gli ingombri e l'efficienza.

I **tiristori** (*SCR - Silicon Controlled Rectifier*) sono sostanzialmente dei diodi comandati: a seguito di un impulso di corrente, della durata di qualche  $\mu\text{s}$ , inviato da un elettrodo di controllo, detto gate, possono passare dallo stato di blocco a quello di conduzione. Questo consente di controllare l'istante di accensione, ma una volta che il tiristore è in conduzione tale stato permane anche in assenza della corrente di gate. Essendo le perdite di commutazione dei tiristori molto basse, il principale responsabile dell'aumento di temperatura del dispositivo durante l'esercizio è determinato solo dalle perdite di conduzione (dissipazione di potenza associata alla caduta di tensione tra anodo e catodo durante la conduzione). La massima corrente che può attraversare un dispositivo in conduzione dipende dalla dissipazione di potenza: da qui l'attenzione posta alla riduzione della caduta di tensione in conduzione al valore più piccolo possibile.



Della famiglia dei tiristori fanno parte i GTO (*Gate Turn Off*), particolari tiristori in cui è possibile comandare, oltre al passaggio dallo stato di blocco a quello di conduzione, anche il passaggio inverso applicando al terminale di gate un impulso negativo di corrente. Il GTO consente di lavorare con livelli di tensione e corrente elevati (4,5 kV, 3 kA), è richiede circuiti di Snubber (protezione) e sistemi avanzati per la generazione degli impulsi di comando.

Un altro dispositivo interessante per applicazioni ad alta potenza è rappresentato dal IGCT (*Insulated Gate Commutated Thyristor*). Questi dispositivi presentano tempi di commutazione molto ridotti rispetto ai GTO, con il conseguente vantaggio di non richiedere circuiti di Snubber. L'IGCT ha una elevata capacità di corrente e può essere sottoposto ad elevate tensioni in fase di blocco (6kV, 3,5 kA) con frequenze inferiori a 1 kHz. Per i suoi costi contenuti, l'alta affidabilità e le basse perdite l'IGCT è particolarmente adatto per applicazioni ad alta potenza.

La Figura 4.3 e la Figura 4.4 mettono a confronto i dispositivi sopra analizzati in termini di range di corrente e tensione alla quale possono operare: emerge chiaramente che i migliori candidati all'utilizzo in sistemi SST risultano GTO, IGCT e IGBT, le prestazioni dei quali sono riportate a confronto in Tabella 10.

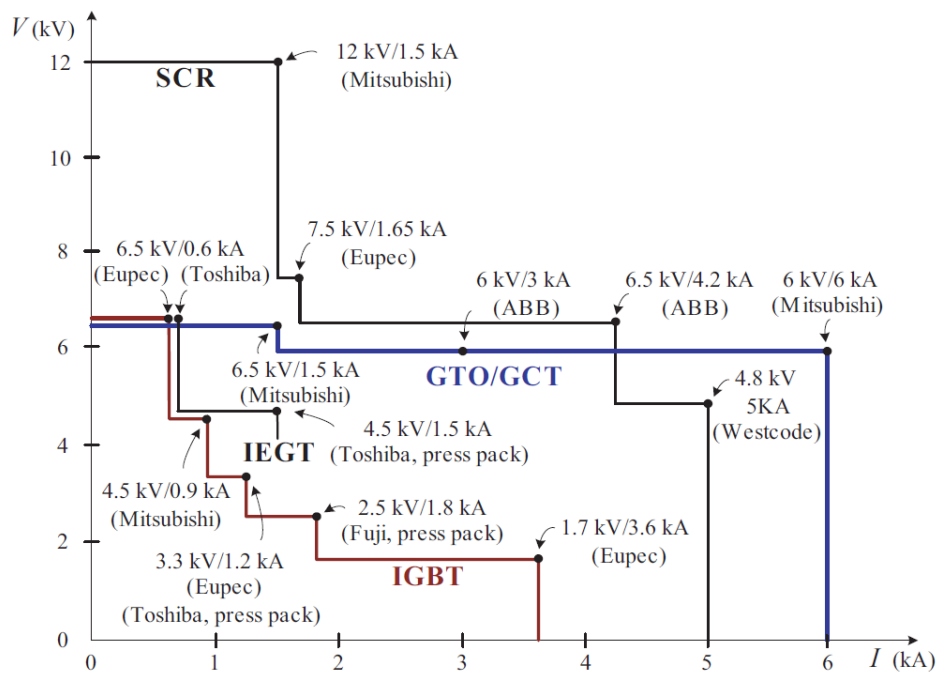


Figura 4.3 – Rating di tensione e corrente di alcuni dispositivi elettronici (2006) [39]

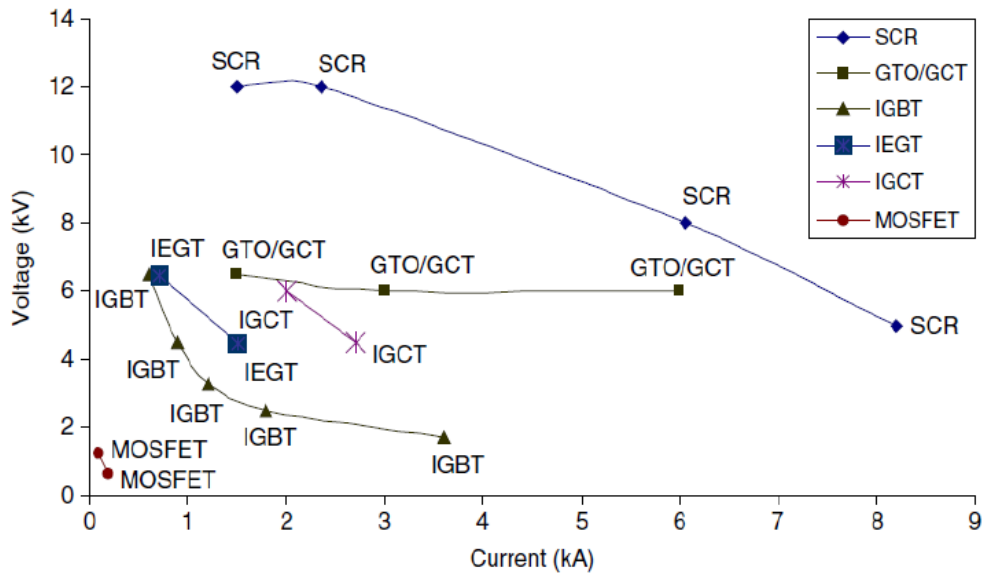


Figura 4.4 - Rating di tensione e corrente di alcuni dispositivi elettronici (2011) [30]

	GTO	IGCT	IGBT
Massimi livelli di tensione e corrente	Alti	Alti	Bassi
Velocità di commutazione	Bassa	media	Alta
Circuito di Snubber in accensione (di/dt)	Richiesto	Richiesto	Non richiesto
Circuito di Snubber in spegnimento (dv/dt)	Richiesto	Non richiesto	Non richiesto
Perdite di conduzione	Basse	Basse	Alte
Perdite di commutazione	Alte	Medie	Basse
Comportamento dopo la distruzione del componente	Circuito chiuso	Circuito chiuso	Circuito aperto
Pilotaggio (driver) del gate	Complessa separata	Complessa separata	Circuito aperto
Consumo dei circuiti di pilotaggio del gate	Alto	Medio	Basso

Tabella 10 – Parametri caratteristici di alcuni componenti [40]

## 4.2. DISPOSITIVI ELETTRONICI BASATI SU SEMICONDUTTORI WIDE BANDGAP

Oltre ai semiconduttori al Silicio sopra considerati, nell'ultimo ventennio, è emersa una promettente tecnologia basata su semiconduttori *Wide BandGap* (WBG) caratterizzati da un'elevata *Energia di BandGap* (energia necessaria a portare un elettrone di valenza alla banda di conduzione). Questa proprietà conferisce ai dispositivi elettronici interessanti caratteristiche tra le quali quella di avere un maggior campo elettrico di *Breakdown* (massimo gradiente di tensione che il semiconduttore può sostenere senza subire la scarica) e di poter operare a temperature relativamente elevate. Maggiore è l'energia di BandGap, maggiori sono le massime temperature ammesse in esercizio continuo. Dispositivi elettronici di potenza basati su questi materiali quali il carburo di Silicio (SiC), il Nitruro di Gallio (GaN) e il Carbonio (Diamante), sono particolarmente adatti ad operare ad elevate potenze ed alte tensioni, con elevate velocità di commutazione e alte temperature.

Nella tabella seguente (Tabella 11) sono elencate le principali caratteristiche dei suddetti materiali ad elevata energia di BandGap, a confronto con quelle del Silicio.

	Silicio	4H-SiC	GaN	Diamante
BandGap [eV]	1,12	3,26	3,4	5,45
Campo elettrico di breakdown [kV/cm]	300	2200	3300	10000
Permittività dielettrica relativa	11,9	9,9	9	2000
Mobilità degli elettroni [cm <sup>2</sup> /V·s]	1500	950	990/2000	850
Mobilità delle lacune [cm <sup>2</sup> /V·s]	600	115	850	21
Conduttività termica [W/cm·K]	1,5	4	1,3/3	2,7

Tabella 11 – Caratteristiche del silicio e di alcuni semiconduttori ad elevata BandGap

### **Componenti al Carburo di Silicio (SiC)**

La tecnologia del Carburo di Silicio (SiC) ha avuto un forte sviluppo a partire dal 1987 ed è attualmente la più matura tra quelle dei semiconduttori ad elevata energia di BandGap. A partire dal 1994 vengono utilizzati due tipi di Carburo di Silicio, con caratteristiche abbastanza simili: 6H-SiC e 4H-SiC essendo il tipo 4H-SiC preferito per la maggiore uniformità di prestazioni. Tale materiale presenta una *BandGap* di 3,26 eV e quindi una corrente di dispersione di diversi ordini di grandezza più bassa del Si (1,12 eV) e un campo elettrico di breakdown di circa 8 volte maggiore di quello del Si. Le maggiori prestazioni dei dispositivi basati sul Carburo di Silicio rispetto ai dispositivi al Silicio sono tali da compensare la notevole differenza di costo del materiale: 10€/cm<sup>2</sup> per il Carburo di silicio e 0,1€/cm<sup>2</sup> per il Silicio [41].

### ***Componenti al Nitruro di Gallio (GaN)***

I dispositivi al GaN hanno prestazioni simili a quelli al SiC. Con il vantaggio di richiedere una corrente di recupero inversa trascurabile e quindi basse perdite di commutazione.

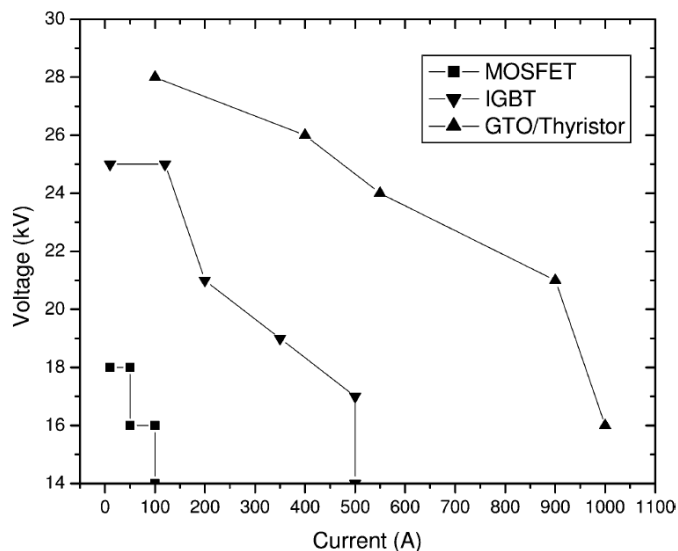
È stata dimostrata la possibilità di produrre diodi PN al GaN fino a 6 kV essendo l'analoga massima tensione per i diodi PN al SiC di 19,2 kV. Ulteriore svantaggio del GaN risiede nella sua bassa conduttività termica (circa un quarto di quella del Carburo di Silicio) e quindi una peggior capacità di dissipare il calore.

Il costo di questo materiale è di circa 100€/cm<sup>2</sup> [41].

### ***Componenti al carbonio (Diamante)***

Il Carbonio (con struttura Diamante) mostra le prestazioni teoriche migliori, con valori di parecchie volte superiori a quelli degli altri semiconduttori a larga *BandGap*, in ciascuna caratteristica considerata. Tuttavia, i problemi relativi al processo di produzione di semiconduttori basati sul diamante non sono ancora stati completamente risolti.

La Figura 4.5 mostra le prestazioni ottenibili in termini di corrente e tensione [42] da diverse tipologie di dispositivi basati sul SiC che dall'analisi precedente risulta il migliore materiale tra quelli con elevata energia di *BandGap*.



*Figura 4.5 - Valori di tensione e corrente di dispositivi basati su SiC*

Nonostante valori di corrente inferiore a quelli riportati in Figura 4.3, i dispositivi basati sul SiC, stanti l'elevata frequenza di commutazione e la relativamente alta massima temperatura ammessa in servizio continuo, sono tra i maggiori candidati per

l'utilizzo in applicazioni Smart Grid [42] per i minor requisiti posti al sistema di raffreddamento, i più rapidi tempi di risposta, un'alta capacità di sovraccarico e una notevole affidabilità.

### 4.3. CONVERTITORI DI POTENZA E CONVERTITORI MULTILIVELLO

La Figura 4.6 rappresenta i convertitori commercialmente più diffusi.

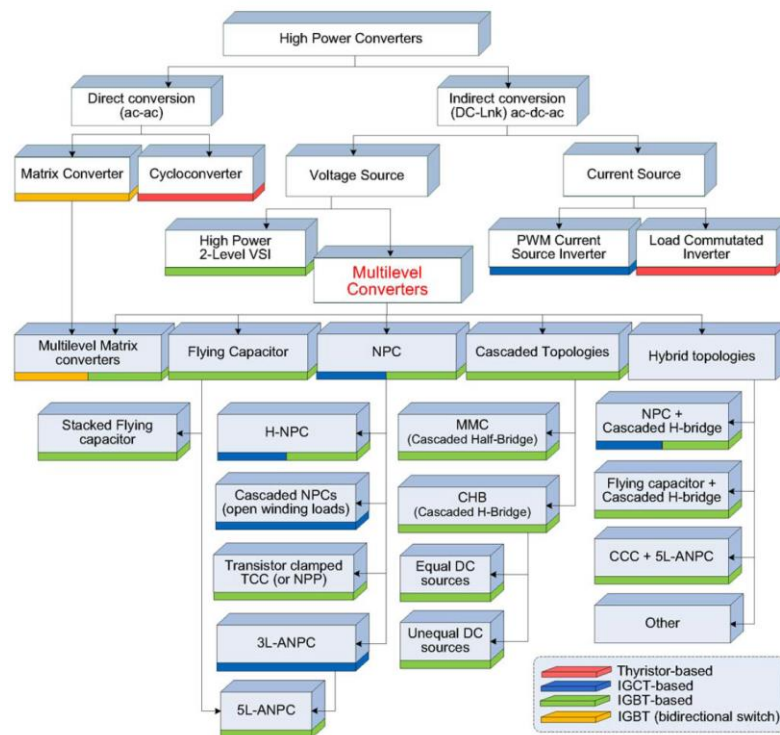


Figura 4.6 – Classificazione dei Convertitori di alta potenza [43]

Come visto nel paragrafo 2.4 per applicazioni di alta potenza risultano interessanti i **convertitori multilivello**, che attraverso un numero di dispositivi elettronici consentono di raggiungere livelli di tensione e potenze significative per applicazioni a sistemi SST. Nell'ambito dei convertitori multilivello le tipologie *Cascade H-Bridge* (CHB), *Neutral Point Clamped* (NPC), *Flying Capacitor* (FC), sono quelli più diffusi.

Per convertitori operanti a tensioni comprese tra 2,3 kV a 6,6 kV e per potenze tra 1 MW a 50 MW oltre ai convertitori multilivello sono suscettibili di interesse anche i convertitori diretti AC-AC (*Matrix Converter*, *Cycloconverter*) e i convertitori *Current Source*.

La Tabella 12 riporta ratings e specifiche commerciali di convertitori multilivello prodotti da diversi costruttori. [43]

Da essa si evince che le tipologie di convertitori 3L-NPC e CHB sono le più utilizzate nell'industria poiché presentano rispetto al convertitore FC una maggior modularità. Il convertitore NPC utilizza dispositivi di media/alta tensione come IGCT e IGBT mentre il convertitore CHB utilizza dispositivi a bassa tensione (LV-IGBT). La soluzione CHB raggiunge maggiori livelli di tensione e potenze più elevate, ma richiede più dispositivi elettronici per ottenere una funzionalità bidirezionale.

Parameter	Multilevel topology		
	3L-NPC	CHB	4L-FC
Max. power	27MW <sup>(1)</sup> , 31.5MVA <sup>(2)</sup> , 40MVA <sup>(3)</sup> , 44MW <sup>(4)</sup> , 33.6MW <sup>(5)</sup> , 3.7MW <sup>(6,9)</sup> , 27MVA <sup>(8)</sup> , 10MW <sup>(14)</sup>	120MW <sup>(2)</sup> , 15MW <sup>(3)</sup> , 5.6MW <sup>(7)</sup> , 10MVA <sup>(10)</sup> , 11.1MVA <sup>(11)</sup> , 6MVA <sup>(12)</sup> , 6250kVA <sup>(13)</sup>	2.24MW <sup>(15)</sup>
Output voltage [kV]	2.3/3.3/4.0/4.16 <sup>(1,2)</sup> , 2.3/3.3/4.16 <sup>(4,6,8,9,14)</sup> , 3.3/6.6 <sup>(5)</sup>	2.3–13.8 <sup>(2)</sup> , 3.3/6.6 <sup>(3,12)</sup> , 2.3/4.16/6/11 <sup>(7)</sup> , 3/6/10 <sup>(10)</sup> , 3/4/6/10 <sup>(11)</sup> , 3/3.3/4.16/6/6.6/10 <sup>(13)</sup>	2.3/3.3/4.16 <sup>(15)</sup>
Max. output freq. [Hz]	82.5 <sup>(1)</sup> , 250 <sup>(2)</sup> , 90 <sup>(3)</sup> , 140 <sup>(4,14)</sup> , 300 <sup>(5)</sup> , 120 <sup>(6)</sup> , 100 <sup>(8,9)</sup>	330 <sup>(2)</sup> , 120 <sup>(3,7,11–13)</sup> , 50 <sup>(10)</sup>	120 <sup>(15)</sup>
Diode front end [# pulses]	12/24 <sup>(1–5,8)</sup> , 24 <sup>(6)</sup> , 12/18 <sup>(9)</sup> , 12/24/36 <sup>(14)</sup>	18/36 <sup>(2,3,12)</sup> , 30 <sup>(7)</sup> , 36 <sup>(11)</sup> , 24/30/42/48 <sup>(13)</sup>	18/24/36 (diode+SCR) <sup>(15)</sup>
Active front end option	3L-NPC in back-to-back <sup>(1–5,8,14)</sup>	3-phase VSI per cell <sup>(10)</sup>	4L-FC in back-to-back <sup>(15)</sup>
Power semiconductor	IGCT <sup>(1,2,4,8)</sup> , MV/HV-IGBT <sup>(2,5,6,8,9,14)</sup> , IEGT <sup>(3,8)</sup>	LV-IGBT <sup>(2,3,7,10–13)</sup>	MV-IGBT <sup>(15)</sup>
Cooling system	air/water <sup>(1,2,4,8,14)</sup> , water <sup>(3,5)</sup> , air <sup>(9)</sup>	air/water <sup>(2,13)</sup> , air <sup>(3,7,11,12)</sup>	air <sup>(15)</sup>
Modulation method	PWM <sup>(2–6,14)</sup> , SHE <sup>(3,9)</sup> , SVM <sup>(8,9)</sup>	PS-PWM <sup>(2,3,7,10–13)</sup>	PS-PWM <sup>(15)</sup>
Control methods	DTC <sup>(1)</sup> , v/f and FOC <sup>(2–4,14)</sup> , FOC <sup>(5,6,8)</sup> , v/f <sup>(9)</sup> , DPC <sup>(1)</sup> , VOC <sup>(2–5,8,14)</sup>	v/f and FOC <sup>(2,3,7,11,12)</sup> , FOC <sup>(10,13)</sup>	v/f and FOC <sup>(15)</sup>
# voltage levels	3	9/13 <sup>(2)</sup> , 7/13 <sup>(3,12)</sup> , 11 <sup>(7)</sup> , 7/11/13/19 <sup>(10)</sup> , 13 <sup>(11)</sup> , 9/11/15/17 <sup>(13)</sup>	4 <sup>(15)</sup>
# power cells	—	4/6 <sup>(2)</sup> , 3/6 <sup>(3,12)</sup> , 5 <sup>(7)</sup> , 3/5/6/9 <sup>(10)</sup> , 6 <sup>(11)</sup> , 4/5/7/8 <sup>(13)</sup>	3 <sup>(15)</sup>

Tabella 12 - Ratings e specifiche commerciali di convertitori multilivello [43]- (1) ABB, (2) Siemens, (3) TMEIC-GE, (4) Ansaldo, (5) Converteam, (6) Eaton, (7) Arrowspeed, (8) Ingeteam, (9) WEG, (10) RXPE, (11) LS Industrial Systems, (12) Yaskawa, (13) Beijing Leader & Harvest Electric Technologies, (14) Schneider-Electric, (15) Alstom

Inoltre i dispositivi CHB presentano più livelli di tensione in uscita e quindi consentono frequenze di commutazione più basse per ottenere la stessa qualità della forma d'onda rispetto ai dispositivi NPC che si caratterizzano invece per una struttura circuitale più semplice e quindi ridotti ingombri.

Fattore determinante nella scelta del convertitore multilivello risiede nella frequenza di commutazione: quanto questa è minore (dell'ordine dei 500 Hz – 700 Hz) tanto minore sono le esigenze di raffreddamento e quindi più alti sono i limiti di potenza conseguibili. Tuttavia a frequenze di commutazione basse corrisponde l'introduzione di armoniche di ordine inferiore che riducono l'efficienza globale del convertitore.

Le perdite di commutazione dipendono, oltre che dalle caratteristiche dei dispositivi, anche dalla tipologia del sistema di controllo.

L'aspetto principale dello sviluppo della tecnologia dei convertitori multilivello di potenza (come qualsiasi altro convertitore di potenza) è strettamente legato allo sviluppo dei dispositivi semiconduttori di potenza. Come analizzato precedentemente, combinando i nuovi materiali come il SiC alle tecnologie multilivello, sarà possibile raggiungere potenze ancor più elevate.

Negli ultimi due decenni le nuove applicazioni, quali la produzione da energie rinnovabili, STATCOM, trasmissione HVDC, trazione e propulsione navale, ecc., che richiedono convertitori con prestazioni elevate sia in termini di potenza che di qualità dell'alimentazione, hanno determinato uno sviluppo consistente dei convertitori multilivello e tale trend è destinato a proseguire anche nell'immediato futuro.

#### 4.4. APPLICAZIONI DI DISPOSITIVI MULTILIVELLO A SISTEMI SST

Vengono presi in considerazione in questo paragrafo due differenti realizzazioni di convertitori per sistemi SST con potenza di 20 kVA basati su due differenti dispositivi elettronici:

- un IGBT al Silicio con tensione e corrente nominali rispettivamente di 6,5 kV e 25 A;
- un MOSFET al Carburo di silicio (SiC) a 10 kV con prestazioni migliori rispetto ai dispositivi al Silicio in termini di maggiore tensione di break down, inferiori perdite di commutazione ed elevata temperatura di funzionamento.

La Figura 4.7 evidenzia la differente capacità di commutazione dei due dispositivi [44]: è evidente come il dispositivo al SiC si fa ampiamente preferire rispetto a quello al Silicio.

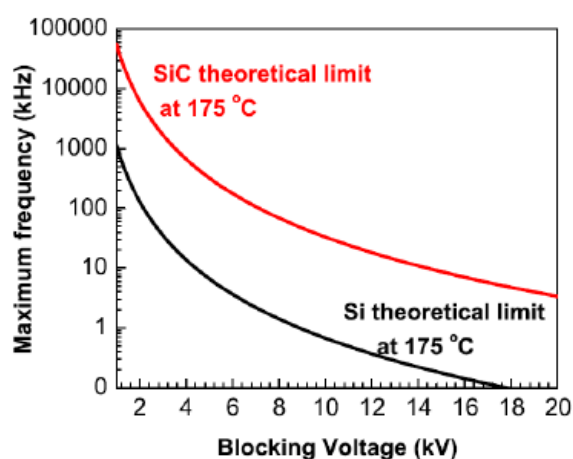


Figura 4.7 – Confronto tra massime frequenze di lavoro in funzione della tensione di blocco

La Figura 4.8 mette a confronto le perdite di commutazione in chiusura tra un dispositivo MOSFET al SiC e un dispositivo IGBT al Si, a fronte di un carico induttivo e di una tensione del DC bus di 3 kV: il dispositivo al Silicio presenta perdite 20 volte maggiori rispetto a quello al SiC.

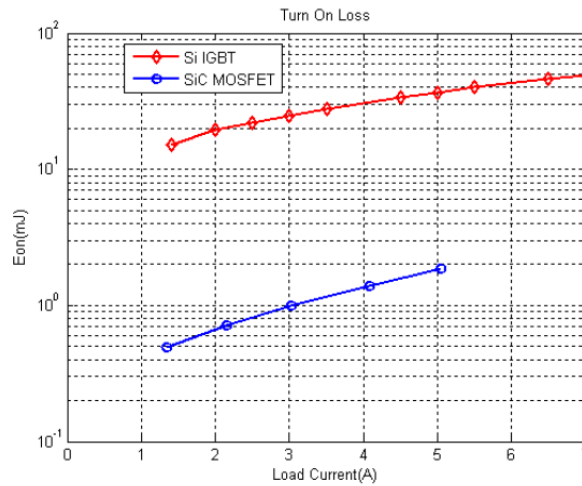


Figura 4.8 - Confronto Perdite di commutazione in chiusura

Analogo confronto relativamente alle perdite di commutazione in apertura evidenzia ulteriormente le migliori prestazioni del dispositivo MOSFET rispetto a quello IGBT (Figura 4.9).

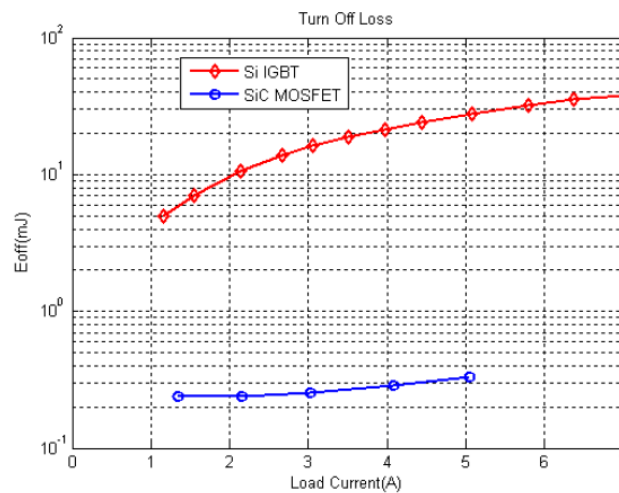


Figura 4.9 – Confronto Perdite di commutazione in apertura

Relativamente all'intero sistema SST con riferimento ad una configurazione AC-DC/DC-DC/DC-AC considerata al Paragrafo 2.4 il dispositivo IGBT (Si) a 6,5 kV richiede tre ponti H-Bridge per il convertitore AC-DC e per ogni DC bus è alla



tensione di 3,8 kV. Con il dispositivo MOSFET (SiC) a 10 kV sono necessari solo due H-Bridge in cascata e tensione del DC bus di 6 kV.

Le perdite complessive a livello di sistema SST sono poste a confronto nella Figura 4.10.

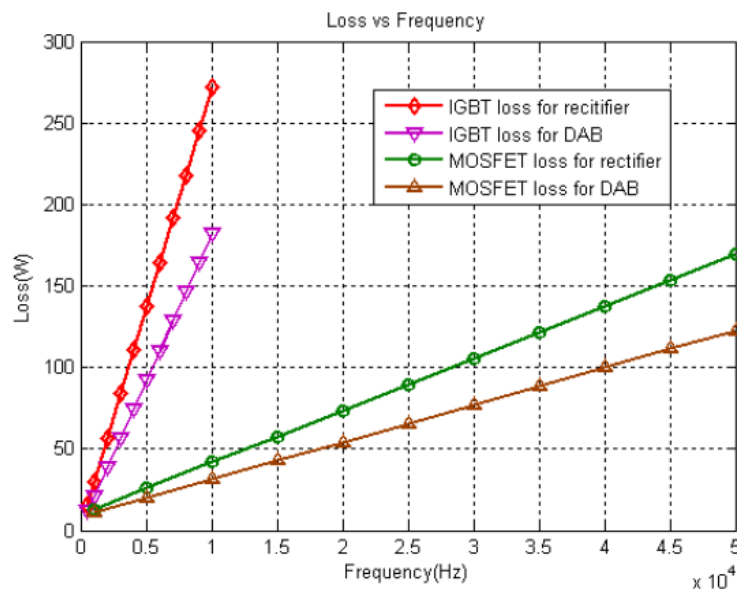


Figura 4.10 - Perdite di potenza relative ad un raddrizzatore ed ad un DAB

A parità di potenza dissipata il dispositivo MOSFET (SiC) può operare a frequenza molto maggiore di quello IGBT (Si).

Per la stessa frequenza di commutazione di 500 Hz il dispositivo IGBT dissipa 140 W per il raddrizzatore e 90 W per il DAB, mentre il MOSFET per entrambe le funzioni dissipa una potenza intorno a 25 W.

# 5. COMPORTAMENTO DINAMICO DEI SISTEMI SST NELLE RETI DI DISTRIBUZIONE

---

Il sistema SST è in grado di erogare funzionalità molto interessanti per la gestione ed il controllo delle reti elettriche, anche in presenza di flussi bidirezionali, soprattutto a fronte di buchi di tensione, regolazione del fattore di potenza, regolazione di tensione, limitazione delle armoniche.

Nel presente capitolo dopo una modellizzazione di un tipico sistema SST [45] [46] utilizzato per una trasformazione MT/BT e la definizione delle possibili modalità di controllo delle sue funzionalità, vengono considerati i benefici effettivi sulla gestione della rete derivanti dalla introduzione di sistemi SST, da quelli di maggior stabilità agli aspetti di *power quality*.

## 5.1. MODELLIZZAZIONE DI UN TIPICO SISTEMA SST

Generalmente nei sistemi SST si utilizzano convertitori multilivello che offrono il duplice vantaggio di ammettere tensioni più elevate (cioè valori tipici della media tensione) e di indurre a monte tensioni generate a partire da più livelli che approssimano al meglio l'onda sinusoidale. Tra questi il convertitore multilivello più apprezzato è il Cascade H-bridge in quanto ha la peculiarità di essere modulare. Tale caratteristica consente l'adattabilità a vari livelli di tensione (all'aumentare del livello di tensione basta infatti aumentare il numero di moduli in cascata) e consente la rapida sostituzione in caso di guasto permettendo così al SST di non perdere in efficienza.

Nella Figura 5.1 è rappresentata una tipica struttura di SST monofase utilizzabile in un sistema di distribuzione con trasformazione MT/BT nel quale per lo stadio DC-DC viene utilizzato un convertitore DAB che consente di raggiungere elevate densità di potenza rispetto ad altri convertitori simili. Il convertitore DC-AC è costituito da un inverter con modulazione SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*). In relazione al relativamente elevato valore di tensione, i convertitori AC-DC e DC-DC sono composti da tre livelli.

Si analizzano nel seguito i singoli vari convertitori di questa struttura SST rappresentativa delle varie possibili strutture finalizzate a trasformazione MT/BT.

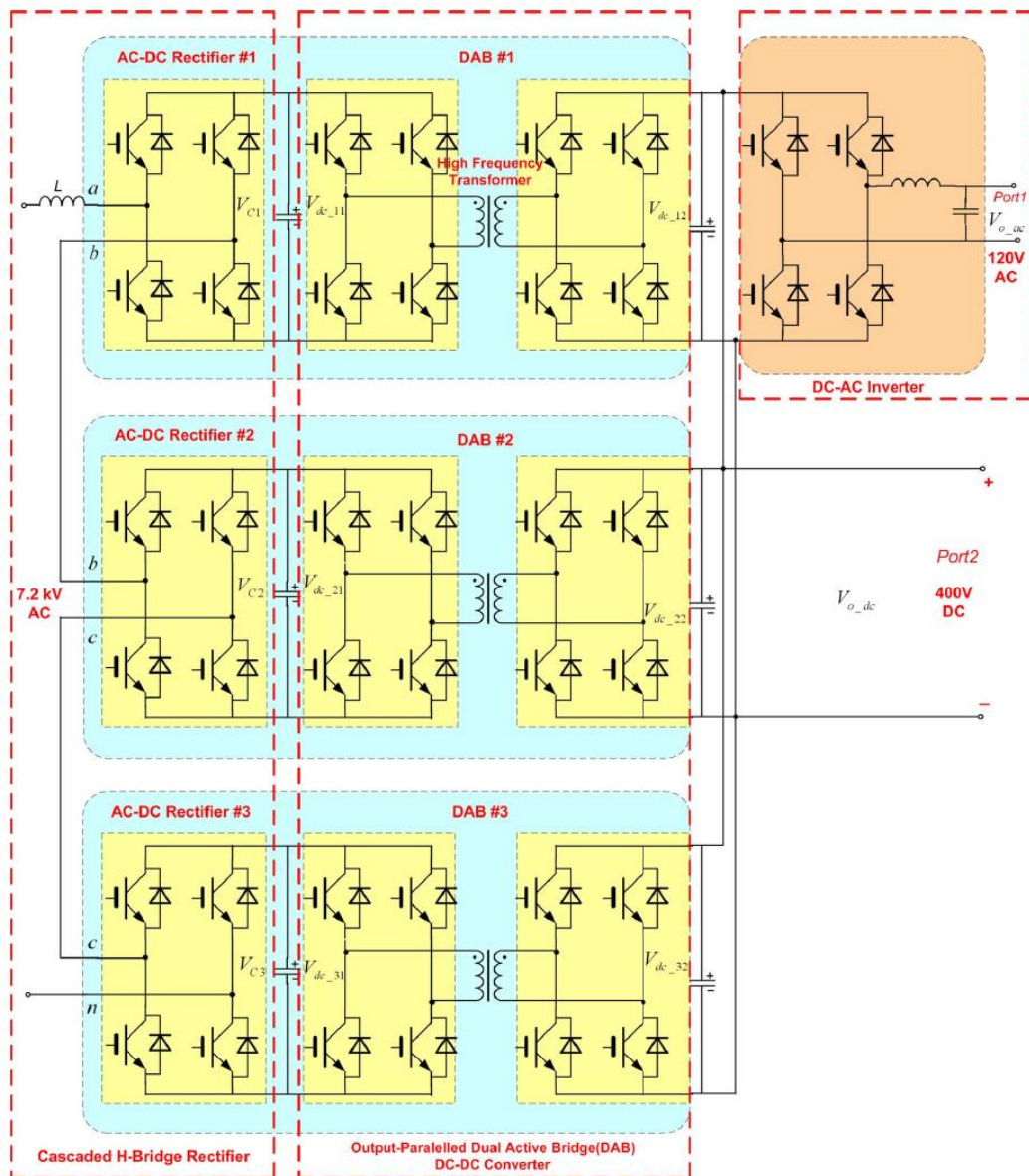


Figura 5.1 – Struttura SST

### Convertitore AC-DC

Come precedentemente affermato, il convertitore AC-DC posto in ingresso è un convertitore multilivello con tre moduli H-bridge in cascata (Figura 5.2.a). Il lato in alternata dei moduli H-bridge sono connessi in serie, quindi la tensione tra i punti a e n è la somma delle tensioni prodotte da ciascun ponte:

$$V_{an} = V_{ab} + V_{bc} + V_{cn} \quad (5.1)$$

Assumendo che le tensioni sui condensatori lato continua del ponte siano identici  $V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_d$  ogni modulo può produrre tre differenti livelli di tensione:  $-V_d$ ,  $0$  e  $+V_d$ . Attraverso l'adeguato comando delle valvole è possibile impostare il valore di tensione in ingresso al modulo. Ad esempio, prendendo come riferimento il primo modulo (H-bridge 1), è possibile stabilire come tensione in ingresso  $V_{ab} = V_d$  comandando in chiusura le valvole  $T_{11}$  e  $T_{14}$  e in apertura le valvole  $T_{12}$  e  $T_{13}$ . Analogamente per stabilire il valore  $V_{ab} = -V_d$  è necessario comandare in chiusura le valvole  $T_{12}$  e  $T_{13}$  ed in apertura le valvole  $T_{11}$  e  $T_{14}$ . Infine è possibile stabilire il valore di  $V_{ab} = 0$  comandando in chiusura la coppia  $T_{11}$ ,  $T_{13}$  o  $T_{12}$ ,  $T_{14}$ . Allo stesso modo operano i moduli H-bridge 1 e 2. Pertanto, siccome ogni modulo ha 3 possibili livelli di uscita, di cui uno sempre pari a zero, con i tre moduli H-bridge è possibile applicare sette livelli di tensione distinti tra i terminali a e n.

Dalla precedente analisi è immediato osservare che gli stati di  $T_{11}$ ,  $T_{14}$ ,  $T_{21}$ ,  $T_{24}$ ,  $T_{31}$ ,  $T_{34}$ , sono complementari a  $T_{12}$ ,  $T_{13}$ ,  $T_{22}$ ,  $T_{23}$ ,  $T_{32}$ ,  $T_{33}$ . Ciò consente di definire la seguente funzione:

$$\begin{cases} S_1 = T_{11} - T_{13} \\ S_2 = T_{21} - T_{23} \\ S_3 = T_{31} - T_{33} \end{cases} \quad (5.2)$$

dove:

- $T_{xj} = (x = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3, 4) \in \{0, 1\}$  si riferisce allo stato del  $j$ -esimo interruttore elettronico del  $x$ -esimo H-bridge;
- $S_x \in \{-1, 0, 1\}$  è la funzione discreta del  $x$ -esimo H-bridge.

Assumendo la corrente della rete ( $i_a$ ) positiva, la capacità  $C_x$  si caricherà quando  $S_x = 1$ , si scaricherà quando  $S_x = -1$  e non subirà alcuno di questi processi se  $S_x = 0$ . Quando la corrente ( $i_a$ ) sarà negativa il processo di carica e scarica sarà complementare.

Il convertitore multilivello H-bridge può essere descritto dalle seguenti equazioni differenziali:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L} [e_a - Ri_a - S_1 v_{C1} - S_2 v_{C2} - S_3 v_{C3}] \\ \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{S_1 i_a}{C_1} - \frac{v_{C1}}{C_1 R_{L1}} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{S_2 i_a}{C_2} - \frac{v_{C2}}{C_2 R_{L2}} \\ \frac{dv_{C3}}{dt} = \frac{S_3 i_a}{C_3} - \frac{v_{C3}}{C_3 R_{L3}} \end{cases} \quad (5.3)$$

dove:

- $e_a$  e  $i_a$  sono rispettivamente la tensione e la corrente della rete;
- $v_{C1}$ ,  $v_{C2}$ ,  $v_{C3}$ , corrispondono alla tensione del DC link dei rispettivi moduli H-bridge;
- $R_{L1}$ ,  $R_{L2}$ ,  $R_{L3}$ , corrispondono al carico visto dai moduli H-bridge.

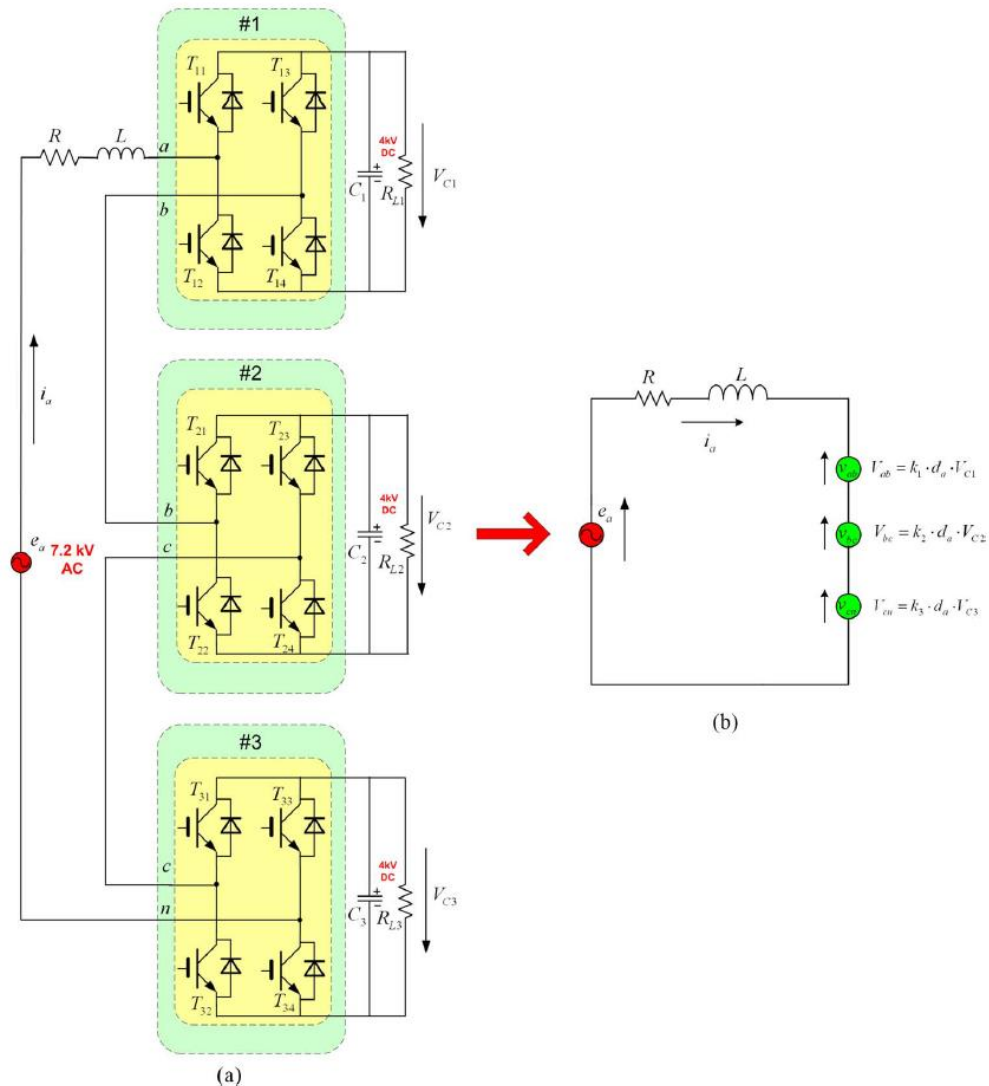


Figura 5.2 – Cascade H-bridge a 3 livelli: a) Struttura; b) Circuito equivalente

## Convertitore DC-DC (DAB isolato) e Convertitore DC-AC

Il convertitore DAB mostrato in Figura 5.3 consiste in un modulo H-bridge ad alta tensione, un trasformatore ad alta frequenza e un modulo H-bridge a bassa tensione. Esso presenta molti vantaggi tra cui la possibilità di permettere un flusso bidirezionale. Infatti il flusso di potenza andrà dal modulo H-bridge che avrà angolo

di fase maggiore a quello con angolo di fase minore. Come mostrato in Figura 5.4 il modulo H-bridge in ingresso è in anticipo rispetto a quello di uscita di un angolo di fase  $\varphi$ , pertanto la potenza fluirà dal convertitore a monte a quello a valle

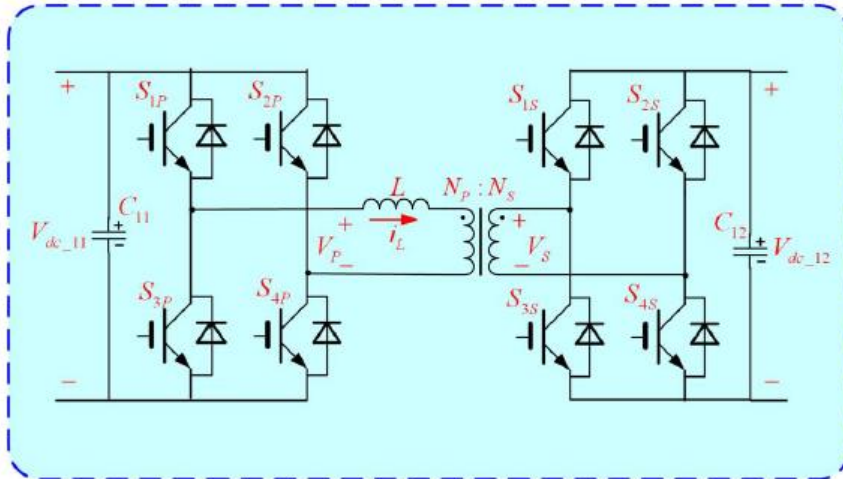


Figura 5.3 – Convertitore DC-DC DAB

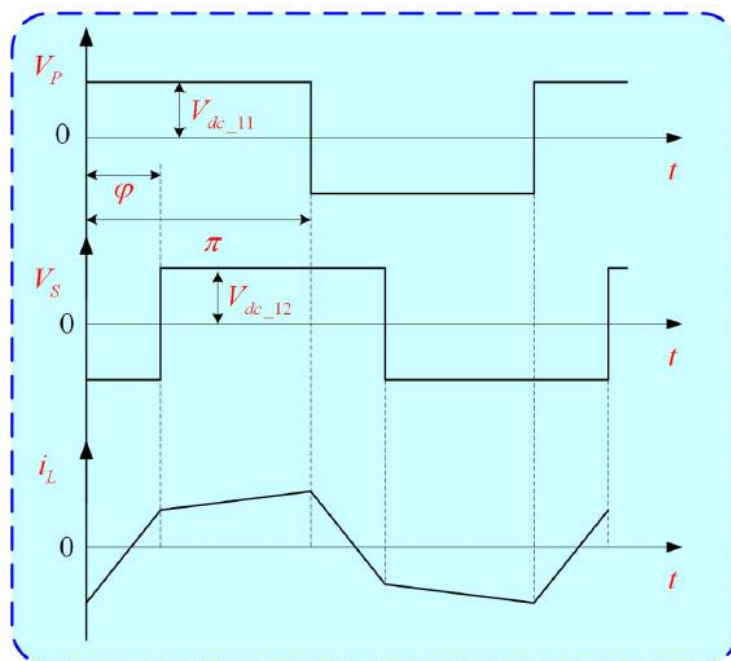


Figura 5.4 – Grandezze elettriche del trasformatore nel DAB: tensione in ingresso ( $V_p$ ), tensione in uscita ( $V_s$ ) e corrente ( $i_L$ )

Assumendo che il flusso di energia vada dal primario al secondario e trascurando le perdite, la potenza trasferita può essere espressa da: [47]

$$p = \frac{nV_{dc\_11}V_{dc\_12}D(1-D)}{2f_sL} \quad (5.4)$$

dove:

- $n = N_p/N_s$  è il rapporto di trasformazione del trasformatore;
- $D = \varphi/\pi$  è il rapporto di sfasamento tra le tensioni del primario e del secondario del trasformatore;
- $f_s$  è la frequenza di commutazione;
- $V_{dc\_11}$  e  $V_{dc\_12}$  sono rispettivamente le tensioni primaria e secondaria;
- $L$  è l'induttanza equivalente di dispersione del trasformatore.

Dalla precedente equazione di potenza, è possibile definire la corrente di uscita come:

$$I_0 = \frac{nV_{dc\_11}D(1-D)}{2f_sL} \quad (5.5)$$

cioè il convertitore DAB può essere visto come un convertitore di corrente.

Per quanto riguarda l'**inverter**, mostrato in Figura 5.5, esso è controllato tramite la tecnica SPWM.

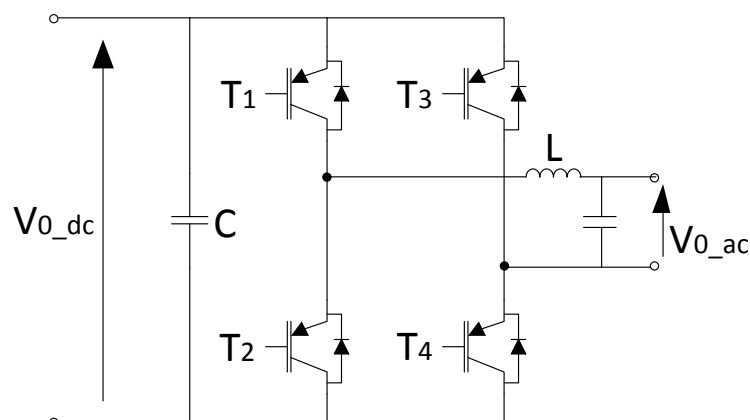


Figura 5.5 – Inverter

Trascurando la componente reattiva ed eguagliando le potenze attive rispettivamente in ingresso ( $P_{dc}$ ) ed in uscita ( $P_{ac}$ ) all'inverter:

$$P_{ac} = \frac{V_{0\_ac}^2}{Z_0} \cdot \cos(\phi) \quad P_{dc} = \frac{V_{0\_dc}^2}{R_{in\_inv}} \quad (5.6)$$

dove:

- $V_{0\_dc}$  e  $V_{0\_ac}$  sono rispettivamente le tensioni di ingresso ed uscita,
- $Z_0$  è il carico in uscita all'inverter,

- $\phi$  è la fase del carico  $Z_0$ ,
- $R_{in\_inv}$  è la resistenza equivalente, comprendente inverter e carico, vista dal DC bus;

l'inverter monofase può essere visto come una resistenza equivalente pari a:

$$R_{in\_inv} = \frac{V_{0\_dc}^2 Z_0}{V_{0\_ac}^2 \cos(\phi)} \quad (5.7)$$

Quindi al convertitore DC-DC (DAB) l'inverter appare come un carico resistivo.



## 5.2. CONTROLLO DEL SISTEMA SST

Esistono diverse tipologie per il sistema di controllo degli SST adatti ad ottenere le funzionalità di regolazione della rete elettrica nel quale il sistema SST è inserito.

Viene di seguito analizzato un sistema di controllo [45] riferito alla struttura di SST del paragrafo 2.4 che consenta di:

- ottenere una corrente in rete il più possibile sinusoidale assicurando una bassa distorsione armonica,
- mantenere un fattore di potenza unitario per evitare il consumo di potenza reattiva,
- controllare le grandezze elettriche relative al carico.

Per quanto riguarda le prime due funzionalità si deve considerare che la corrente a monte di SST è influenzata dalla commutazione delle valvole del convertitore AC-DC dello stadio di ingresso. Pertanto, se non vengono presi provvedimenti, è verosimile che sussista un'elevata distorsione armonica propagantesi in rete.

Per assicurare che in ingresso al Cascade H-bridge vi sia una corrente con bassa distorsione armonica ed in fase con la tensione (fattore di potenza unitario), è necessario che le tensioni di uscita sui DC bus di ogni modulo sia la medesima. Analizzando il raddrizzatore monofase (quanto detto per una fase, vale anche per le altre) si osserva che dal momento che il controllo viene effettuato a partire da una sola corrente, la regolazione della tensione del DC bus per ogni modulo H-bridge risulta piuttosto difficile, soprattutto in condizioni di carico squilibrato. [48]

Inoltre per migliorare la riduzione delle armoniche, ridurre l'impatto delle tensioni sui dispositivi di commutazione e mantenere l'equilibrio di potenza che viene trasferita da ciascun modulo, è necessario un controllo che agisca sui moduli convertitori del DC-DC DAB e che mantenga allo stesso livello la tensione sui DC bus del raddrizzatore nonché sul DC bus in ingresso al convertitore DAB.

Pertanto i due controlli devono operare insieme per bilanciare la tensione e la potenza del circuito intermedio in ogni modulo.

### 5.2.1. CONTROLLO VETTORIALE D-Q COMMON-DUTY-RATIO DEL RADDRIZZATORE

Al fine di ottenere un bilancio di tensione e potenza sul DC bus e di conseguenza avere una bassa distorsione armonica in rete per ogni modulo del convertitore, può essere implementato un controllo vettoriale d-q dal quale è possibile generare il segnale di comando degli interruttori elettronici agendo sul duty cycle.

La scelta di utilizzare il controllo d-q è motivata dal fatto che le grandezze elettriche da controllare sono variabili nel tempo e pertanto è più difficile trovare un punto di lavoro del sistema attorno al quale effettuare una linearizzazione per poi determinare la risposta in frequenza del sistema. Risulta così vantaggioso riportare le variabili elettriche su un riferimento rotante, il riferimento d-q, ottenendo così delle grandezze elettriche continue. In questo modo è possibile implementare un controllo che agisca su grandezze costanti in modo da poter utilizzare semplici controllori PI (Proporzionale Integrale).

Questo metodo non è facilmente applicabile ai convertitori monofase perché esiste solo una fase disponibile, mentre per la trasformazione d-q si ha bisogno di almeno due variabili ortogonali. Perciò per ottenere un'ulteriore fase ortogonale si può introdurre il concetto di circuito immaginario [49], schematizzato nella Figura 5.6.

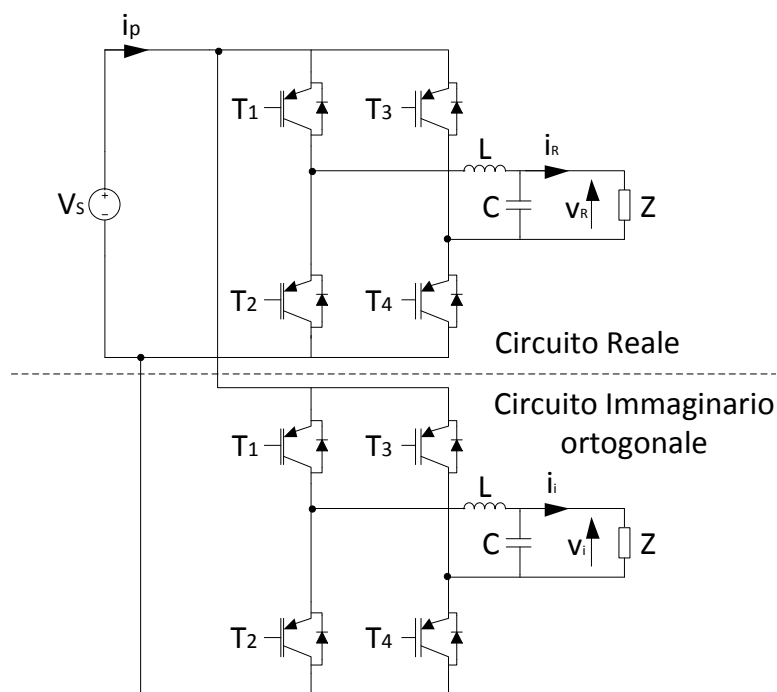


Figura 5.6 – Circuito reale e circuito immaginario ortogonale

Il circuito immaginario ha esattamente le stesse componenti e parametri del circuito originale (ad esempio: interruttori di potenza, induttori e condensatori), ma le grandezze elettriche sono sfasate di 90 gradi rispetto alle grandezze del circuito originale.

Si assuma che una generica grandezza del circuito originale sia esprimibile come:

$$X_R = X_M \cos(\omega t + \varphi) \quad (5.8)$$

essendo:

- $X_M$  è il valore di picco dell'onda sinusoidale,
- $\varphi$  è lo sfasamento iniziale,
- $\omega$  è la frequenza angolare fondamentale.

Analogamente è possibile esprimere la corrispondente generica grandezza variabile del circuito immaginario come:

$$X_i = X_M \sin(\omega t + \varphi) \quad (5.9)$$

Applicando la seguente matrice di trasformazione alle variabili dei circuiti immaginario e reale:

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

è possibile ottenere le variabili negli assi d-q:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} X_R \\ X_i \end{bmatrix} = X_M \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

dove le variabili del sistema di riferimento d-q ( $X_d$  e  $X_q$ ) possono rappresentare sia le tensioni sia le correnti.

È importante notare che le variabili del sistema rotante diventano costanti (valori DC) in quanto non dipendono più dal tempo. Questi nuovi valori definiscono il punto di lavoro DC nel sistema di riferimento d-q. Possono pertanto essere applicati tutti i metodi di controllo sviluppati per i convertitori DC.

Lo schema di principio del controllo basato sulla trasformazione delle grandezze elettriche nel sistema di riferimento d-q e il comando SPWM del modulo H-bridge 1 è determinato da un controllo ad anello di tensione è riportato in Figura 5.7 [45].

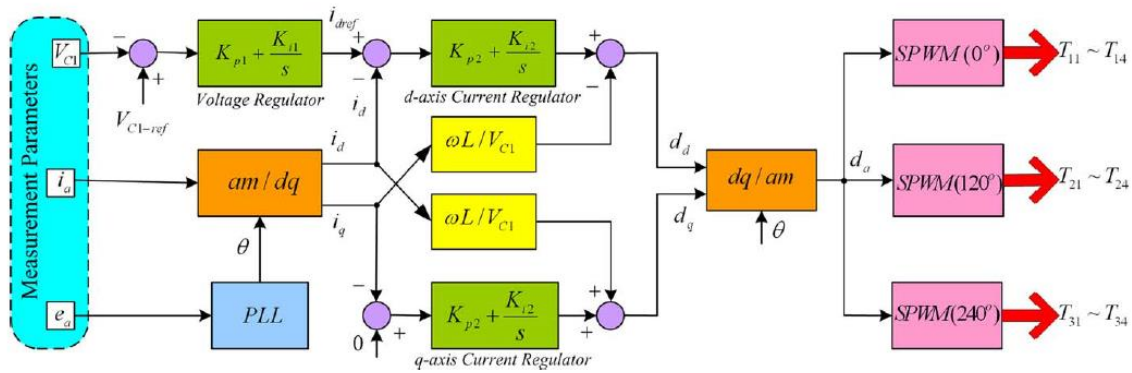


Figura 5.7 – Schema di principio del controllo Cascade H-bridge

Il controllo ad anello di tensione ha il compito di regolare la tensione DC in uscita al modulo H-bridge 1 confrontandola con il valore costante di riferimento. Tale regolazione avviene anche quando la tensione di rete cambia notevolmente. Inoltre un anello di corrente regola la corrente in ingresso al modulo H-bridge 1. I segnali SPWM dei moduli H-bridge 2 e 3 sono derivati dal segnale SPWM del primo modulo sfasandolo rispettivamente di  $120^\circ$  e  $240^\circ$ . Al fine di ottenere un'onda alternata multilivello in ingresso al raddrizzatore, le fasi dei tre segnali portanti sono sfasati rispettivamente di  $0^\circ$ ,  $120^\circ$ ,  $240^\circ$ , per i moduli H-bridge 1, 2 e 3.

Pertanto l'effetto di questo controllo è che tensione e corrente di rete sono in fase tra loro per ottenere così un fattore di potenza unitario.

Relativamente al convertitore Cascade H-bridge di Figura 5.2 vengono mostrati i diagrammi di tensione e corrente di rete quando la potenza fluisce dalla rete ai carichi (Figura 5.8.a) e viceversa (Figura 5.8.b).

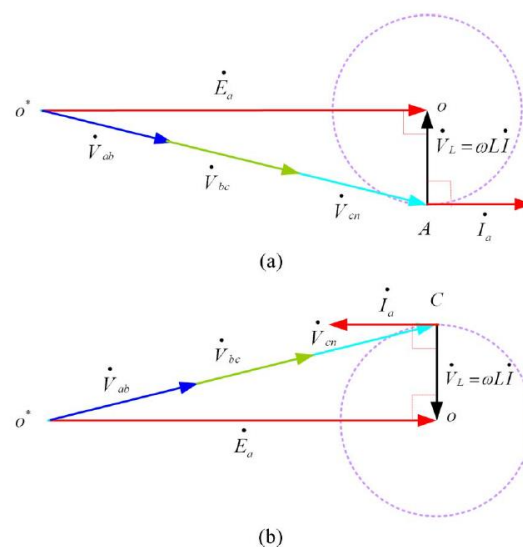


Figura 5.8 – Diagrammi vettoriali di tensione e corrente di rete del Cascade H-bridge.  
 a) Corrente in fase con la tensione, b) Corrente in opposizione di fase con la tensione.

### 5.2.2. CONTROLLO DEL CONVERTITTORE DC-DC DAB ISOLATO

Dalla precedente analisi è emerso che il convertitore AC-DC regola la tensione del DC bus sul lato alta tensione e controlla che la corrente di input sia sinusoidale e in fase con la tensione. Il convertitore DC-DC invece ha il compito di regolare la tensione del DC bus lato bassa tensione.

Come indicato precedentemente la potenza attiva viene trasferita dal ponte con angolo di fase in anticipo al ponte con angolo di fase in ritardo. È pertanto possibile regolare la quantità di energia trasferita tramite il controllo di fase e la regolazione delle tensioni DC alle due estremità del convertitore.

A causa della variazione dei parametri dei trasformatori ad alta frequenza, come induttanza di dispersione e rapporto spire, le tre correnti dei convertitori DC-DC DAB possono essere diverse e di fatto ciò si traduce in uno squilibrio di potenza dei tre moduli costituenti l'intero convertitore. Lo schema di principio del controllo in grado di mantenere equilibrio tra le potenze transittanti attraverso i vari moduli del convertitore in questione è mostrato in Figura 5.9 [46]. Il valore della tensione del DC bus lato bassa tensione ( $V_{dcL}$ ) viene confrontato con un riferimento ( $V_{dcL\_rif}$ ). Da questo confronto, attraverso un PI, viene generato un riferimento di potenza ( $P_{DAB\_rif}$ ) unico per tutti i moduli del convertitore DC-DC. A questo punto la potenza media di ogni modulo viene confrontata con il precedente riferimento di potenza e attraverso un controllore PI viene generato lo sfasamento ( $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$ , e  $\varphi_3$ ) per ogni singolo modulo del convertitore a partire dai quali è possibile modulare il segnale di comando degli interruttori elettronici.

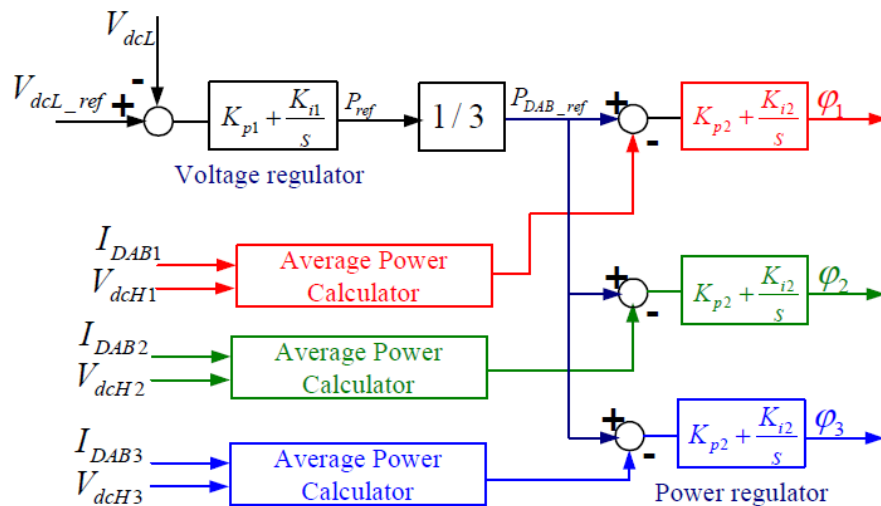


Figura 5.9 – Schema di principio del controllo del convertitore DC-DC DAB

La Figura 5.10 mostra come viene calcolata la potenza media in ogni ciclo di commutazione.

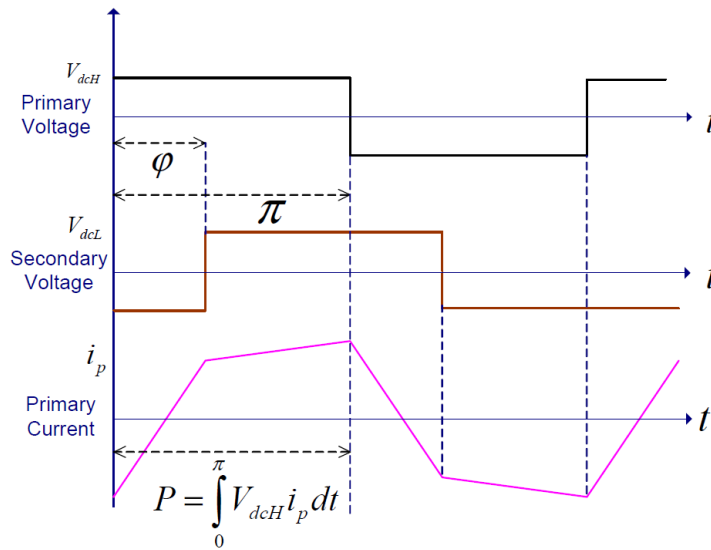


Figura 5.10 – Calcolo della potenza media

Nel calcolo della potenza,  $P = \int_0^{\pi} V_{dcH} i_p dt$ , la tensione DC sul lato primario può essere considerata costante in un ciclo di commutazione.

### 5.2.3. CONTROLLO DEL CONVERTITTORE DC-AC (INVERTER)

Siccome il SST è caratterizzato da bidirezionalità il controllo del convertitore DC-AC in uscita sarà identico al convertitore AC-DC in ingresso. Pertanto la trattazione analizzata nel paragrafo 5.2.1 è valida anche per questo convertitore.

In conclusione si può affermare che la possibilità di controllo dei sistemi SST consentono di controllare le grandezze elettriche in maniera tale da fornire in uscita una potenza che si adegui alle variazioni di carico e quindi di minimizzare sulla rete di distribuzione l'impatto delle variazioni dovute al carico stesso.

Tutto ciò fa apparire il SST come un sistema molto versatile, in grado di adattarsi e autoregolarsi in base alle condizioni di rete, semplificando la gestione e la qualità della fornitura.

### 5.3. EFFETTI SULLA STABILITÀ DELLA RETE ELETTRICA DERIVANTI DALL'INTRODUZIONE DI SISTEMI SST

Da quanto emerso precedentemente il controllo del SST può essere tale che, indipendentemente dalla variazione di tensione sul lato secondario, la cosiddetta estremità attiva del SST (raddrizzatore ad alta tensione) apparirà alla rete come un carico di potenza costante. Dal punto di vista del carico tale controllo offre un'eccellente regolazione e una qualità di fornitura elevata. Tuttavia dal punto di vista del distributore questa caratteristica potrà portare ad un fenomeno di instabilità sulla rete elettrica in quanto il sistema, comprendente il SST e il carico, potrà in alcuni casi apparire come una resistenza negativa. È immediato osservare che a fronte di una diminuzione/aumento di tensione in ingresso al SST, il controllo tenderà a mantenere la potenza al carico costante aumentando/diminuendo di conseguenza la corrente. Tale effetto destabilizzante è noto appunto come *“instabilità a impedenza negativa”* [50] e può essere riscontrato sia su reti in corrente continua che su reti in corrente alternata. Altri fenomeni di instabilità possono essere dovuti all'accoppiamento sistema elettrico e filtro d'ingresso, poiché il filtro d'ingresso modifica l'impedenza della rete vista dal dispositivo. Questo tipo di instabilità può assumere la forma di una risonanza armonica indotta dall'interazione dell'impedenza della sorgente e l'impedenza del carico.

Negli attuali sistemi elettrici fenomeni di instabilità a impedenza negativa sono abbastanza rari in quanto il numero di convertitori autocorrettivi è limitato. Tuttavia con la possibile diffusione di dispositivi SST la stabilità delle reti potrebbe essere compromessa. Nasce così la necessità di valutare la stabilità dei sistemi elettrici a fronte di numerose applicazioni elettroniche controllate.

Un metodo efficace di analisi della stabilità per sistemi in corrente continua si basa sul *“Impedance Criterion”* proposto da Middlebrook [51]. Secondo tale approccio la stabilità del sistema contenente un convertitore con controllo attivo, può essere valutata assumendo l'intero sistema composto da due sottosistemi: il primo rappresentato dalla sorgente a monte del convertitore a cui è associata l'impedenza equivalente  $Z_S$ , e il secondo composto dal convertitore ed il carico (in seguito denominato carico) a cui è associata l'impedenza equivalente  $Z_L$ . (Figura 5.11)

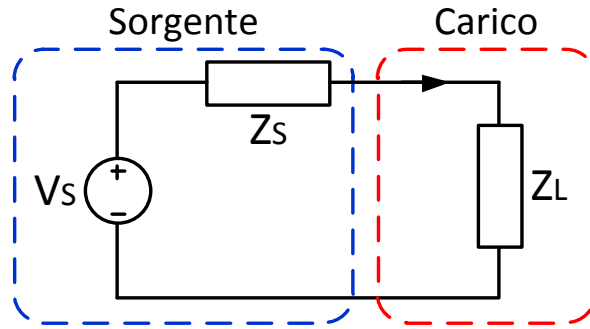


Figura 5.11 – Circuito equivalente in corrente continua

Passando al dominio di Laplace, si considera il sistema stabile se il diagramma di Nyquist del rapporto tra l'impedenza della sorgente ( $Z_s(S)$ ) e l'impedenza del carico ( $Z_L(S)$ ) non effettua rotazioni attorno al punto  $(-1, j0)$  nel piano complesso.

Analizzando il rapporto tra le impedenze di sorgente e carico, è possibile osservare come la bassa impedenza della sorgente e l'alta impedenza del carico sono fattori che favoriscono la stabilità del sistema. Pertanto è possibile affermare in base al valore del rapporto che:

- se  $|Z_s(S)|/|Z_L(S)| \ll 1$  il sistema è stabile e ha minima interazione tra sorgente e carico;
- se  $|Z_s(S)|/|Z_L(S)| < 1$  il sistema è stabile ma non si ha minima interazione tra sorgente e carico;
- se  $|Z_s(S)|/|Z_L(S)| > 1$  è richiesta l'analisi con Nyquist per determinare la stabilità.

In totale dualismo con il precedente criterio sono stati proposti altri metodi per valutare la stabilità in sistemi in corrente alternata [52]. Essi si basano sulle medesime impedenze del precedente criterio ma ora definite riportando le variabili elettriche su un riferimento rotante, riferimento d-q, ottenendo così delle grandezze elettriche continue, consentendo la possibilità di effettuare la linearizzazione come nei sistemi continui. La trasformazione sugli assi d e q è fattibile attraverso la trasformata di Park su assi rotanti [53].

Si ottengono così matrici quadrate di secondo ordine che rappresentano i sottosistemi di sorgente ( $\mathbf{Z}_{sdq}(S)$ ) e di carico ( $\mathbf{Y}_{Ldq}(S)$ ).

$$\mathbf{Z}_{sdq}(S) = \begin{bmatrix} Z_{sdd}(S) & Z_{sdq}(S) \\ Z_{sqd}(S) & Z_{sqq}(S) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

$$\mathbf{Y}_{sdq}(S) = \begin{bmatrix} Y_{Ldd}(S) & Y_{Ldq}(S) \\ Y_{Lqd}(S) & Y_{Lqq}(S) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$



Una volta ricavate le impedenze della sorgente del carico di un sistema, si può procedere all'analisi della stabilità. Il sistema può essere rappresentato in funzione delle caratteristiche della sorgente e del carico esprimendo le variabili come matrici, quindi ottenendo un semplice circuito equivalente in corrente continua (Figura 5.12).

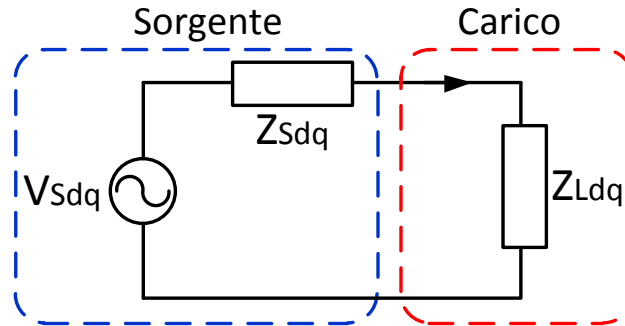


Figura 5.12 – Circuito equivalente con scomposizione su assi  $d$  e  $q$

La tensione del carico è esprimibile tramite un partitore di tensione:

$$V_{Ldq} = \frac{Z_{Ldq}}{Z_{Ldq} + Z_{Sdq}} \cdot V_{Sdq} \quad (5.14)$$

da cui è ricavabile la relazione:

$$V_{Ldq} = \frac{1}{1 + Z_{Sdq}/Z_{Ldq}} \cdot V_{Sdq} \quad (5.15)$$

Analizzando quest'ultima relazione è possibile osservare come ai fini della valutazione della stabilità dell'intero sistema è necessario valutare la stabilità relativa al prodotto tra la matrice delle impedenze della sorgente e l'inversa della matrice delle impedenze del carico. Per semplicità si definisce tale matrice come:

$$[L(S)] = \begin{bmatrix} L_{dd}(S) & L_{dq}(S) \\ L_{qd}(S) & L_{qq}(S) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{Sdd}(S) & Z_{Sdq}(S) \\ Z_{Sqd}(S) & Z_{Sqq}(S) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_{Ldd}(S) & Z_{Ldq}(S) \\ Z_{Lqd}(S) & Z_{Lqq}(S) \end{bmatrix}^{-1} \quad (5.16)$$

Mediante il criterio generalizzato di Nyquist [54] è possibile studiare la stabilità di  $[L(S)]$ . La matrice viene diagonalizzata per ogni frequenza di analisi, e ne viene definita la stabilità, secondo Nyquist, dei due autovalori corrispondenti. Similmente al caso precedente, si può affermare che il sistema è stabile se la somma delle rotazioni antiorarie degli autovalori attorno a  $(-1+j0)$  è uguale al numero dei poli a parte reale positiva delle matrici da cui si è ricavato  $[L(S)]$ . In genere si può sostenere che il

sistema è stabile se il corrispondente diagramma di Nyquist non compie alcuna rotazione attorno  $(-1+j0)$  per entrambi gli autovalori ricavati.

Come messo in evidenza precedentemente, l'introduzione di un numero elevato di convertitori di potenza controllati su reti in corrente alternata possono causare una serie di problemi legati alla stabilità del sistema. Pertanto, considerando che il SST è composto da convertitori controllati, è facile ipotizzare che l'inclusione di un numero elevato di SSTs in rete possono causare problemi al sistema stesso.

In merito Crow M. L. e Shah D. G. [55] esaminano alcuni problemi relativi alla stabilità di un sistema elettrico in cui siano presenti un certo numero di SSTs. In particolare gli autori prendono in considerazione una rete elettrica (Figura 5.13) con diversi nodi nei quali, in tre di essi, vi siano presenti tre SSTs caratterizzati da un controllo su assi d-q per mantenere il fattore di potenza unitario e la tensione al carico costante. Inoltre in ingresso ad ogni SST è presente un filtro RL per limitare le armoniche in linea.

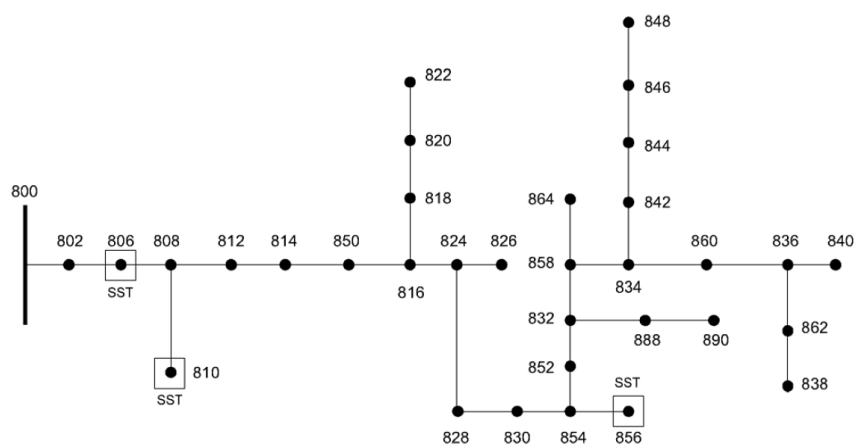
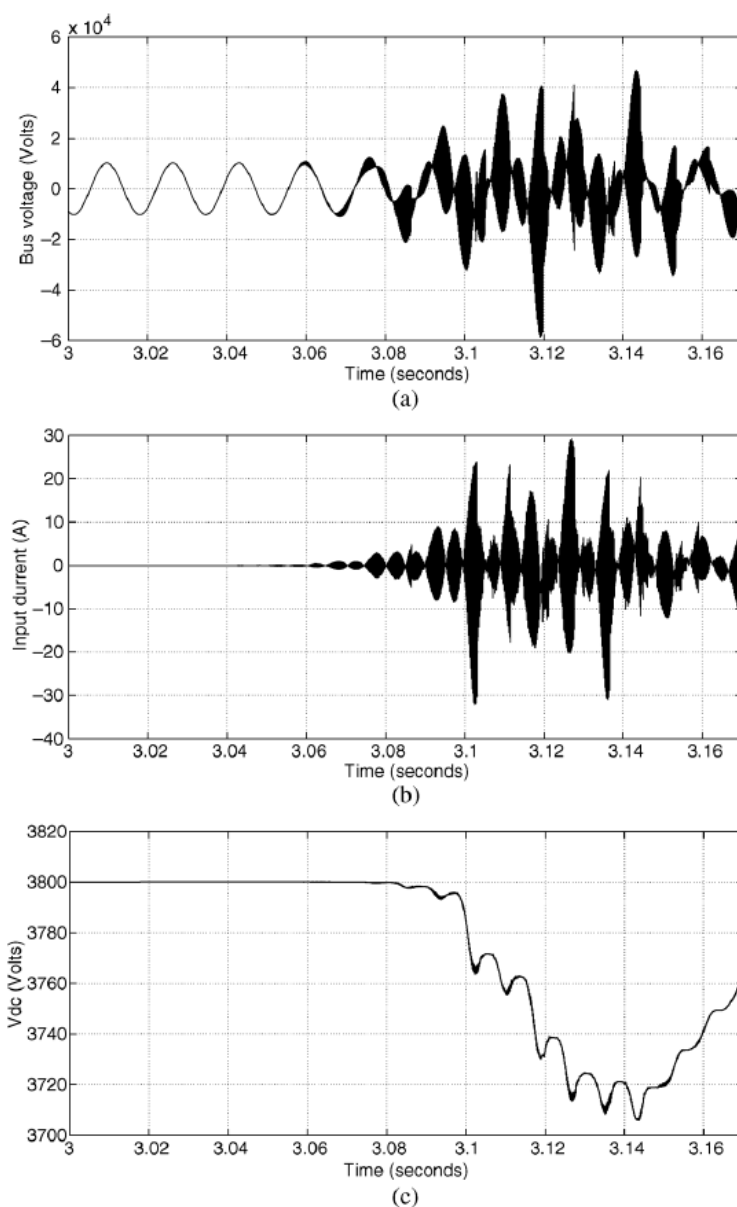


Figura 5.13- Rete elettrica di distribuzione con SST

I SSTs prima di essere collegati al sistema di distribuzione e quindi fornire potenza al carico, vengono energizzati a vuoto e portati ad un punto operativo stabile. Il processo di energizzazione è sequenziale, ogni secondo viene alimentato uno dei tre SST per mezzo di linee di connessione provenienti dalle sottostazioni. Risulta interessante osservare ciò che succede alle grandezze di linea (tensione e corrente) e alla tensione sul DC bus. Per quanto riguarda il SST collegato sul bus 856 tali grandezze sono rappresentate in Figura 5.14.

È immediato notare che la tensione e la corrente di linea del bus 856 diventano sempre più irregolari e pure la tensione sul DC bus del SST risulta incontrollata. Si ipotizza che il motivo principale alla base di questo comportamento sia la violazione

del criterio di stabilità citato precedentemente, secondo il quale per assicurare la stabilità l'impedenza della sorgente deve essere inferiore all'impedenza del carico, verificando tale condizione a tutte le frequenze. Pertanto non è sorprendente che il nodo 856 del SST, elettricamente lontano dalla sottostazione (impedenza di collegamento elevata), presenti instabilità.



*Figura 5.14 – Andamento grandezze elettriche al bus 856: a) tensione di linea, b) corrente di linea, c) tensione al DC bus.*

Il SST è collegato al sistema di distribuzione per mezzo di un filtro di resistenza  $R_f$  e induttanza  $L_f$  dove in Figura 5.15 ne è data una rappresentazione circuitale. La tensione del sistema elettrico è rappresentata da una sorgente AC ( $V_{hs}$ ). La tensione in ingresso al ponte raddrizzatore a quattro quadranti (cioè a seguito del filtro) è

denominata  $V_{in}$ . L'ampiezza e la fase della tensione di ingresso  $V_s$  sono controllati da un controllo vettoriale d-q caratteristico del ponte raddrizzatore, pertanto è rappresentabile tramite un generatore di tensione controllabile.

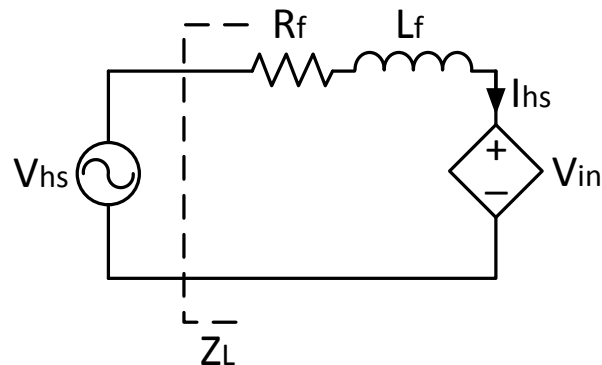


Figura 5.15 – Circuito equivalente lato carico

Durante il processo di energizzazione il SST non è sotto carico, dunque l'impedenza del sottosistema carico ( $Z_L$ ) è equivale alla sola impedenza del filtro. L'impedenza della sorgente invece è formata dall'impedenza equivalente di Thevenin della rete a monte, che comprende anche la linea di collegamento dalla sottostazione al SST.

Pertanto se il filtro non è dimensionato adeguatamente, può nascere un'instabilità di risonanza armonica indotta dall'interazione tra l'impedenza della sorgente (di valore maggiore) e quella del carico (di valore minore) che spinge il regolatore di tensione a produrre una tensione instabile e incontrollata.

È possibile scrivere la funzione di trasferimento della corrente del carico come:

$$I(S) = H(S) \frac{V_s(S)}{Z_L(S)} \quad (5.17)$$

dove

$$H(S) = \frac{1}{1 + Z_s(S)/Z_L(S)} \quad (5.18)$$

A questo punto attraverso l'“*Impedance Criterion*” è possibile valutare la stabilità della funzione di trasferimento  $H(S)$ .

Potrebbe però succedere che agli effetti teorici del “*Impedance Criterion*” sia garantita la stabilità, ma non lo sia agli effetti pratici a seguito delle simulazioni. A tal proposito l'articolo in analisi suggerisce che una possibile spiegazione a questa instabilità sia

dovuta al fatto che ad alte frequenze il rapporto tra le impedenze di sorgente e carico si avvicini a 1.

Nella figura sottostante è possibile visualizzare il guadagno delle impedenze di filtro (carico) e sorgente. (Figura 5.16): per talune frequenze le due impedenze hanno guadagno simile, per cui il loro rapporto si avvicina all'unità.

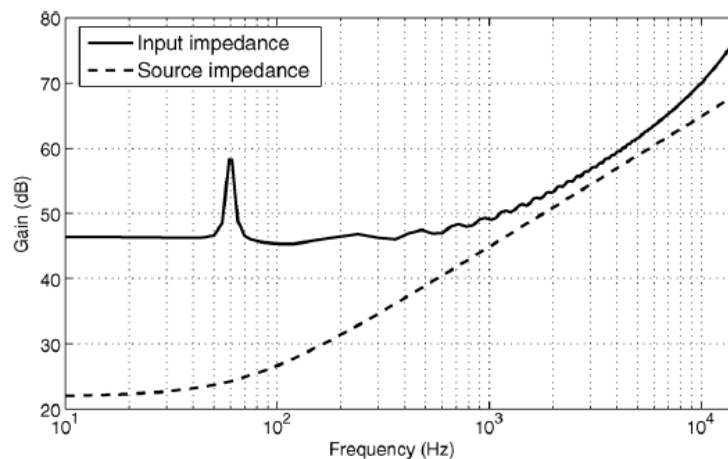


Figura 5.16 – Ampiezza delle impedenze di carico e sorgente

Una buona regola pratica per evitare fenomeni di instabilità richiede che per tutte le frequenze sia garantito un margine di guadagno di almeno 6 dB tra l'impedenza di sorgente e quella del carico.

L'articolo propone quindi che in fase di progettazione la sola impedenza del filtro ecceda quella della sorgente per tutte le frequenze di interesse con applicazione della precedente regola pratica.

Ad esempio assumendo un filtro dimensionalmente due volte maggiore rispetto al precedente (Figura 5.17) è facile che la stabilità del precedente sistema venga garantita.

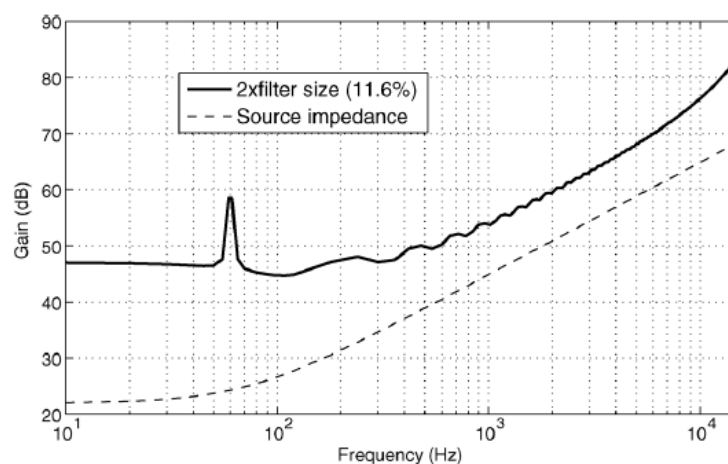


Figura 5.17 - Ampiezza delle impedenze di carico e sorgente con filtro maggiorato

A questo punto ripetendo la valutazione delle grandezze di linea (tensione e corrente) con il nuovo filtro di ingresso, è possibile verificarne la stabilità. (Figura 5.18)

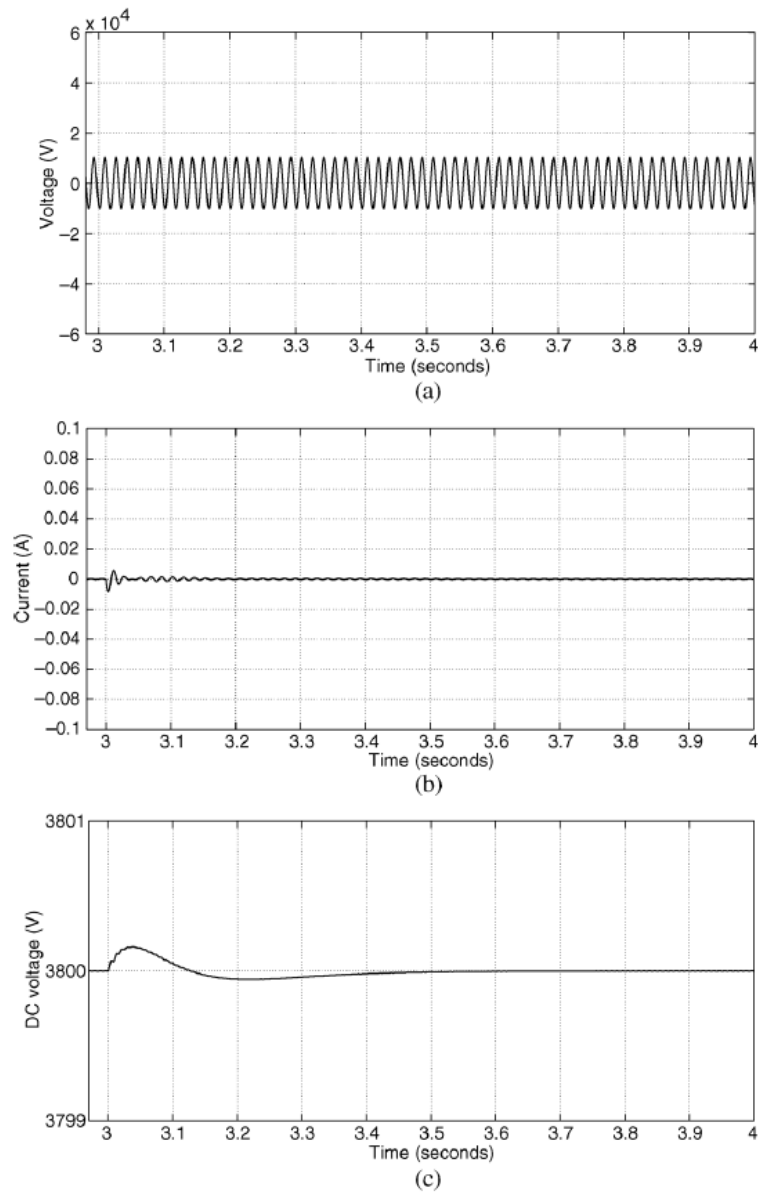


Figura 5.18 - Andamento grandezze elettriche al bus 856 con filtro maggiorato: a) tensione di linea, b) corrente di linea, c) tensione al DC bus.

## 5.4. POSITIVI APPORTI DEI SISTEMI SST ALLA GESTIONE DELLE RETI ELETTRICHE

I sistemi SST possono significativamente contribuire alla gestione dei comuni problemi verificantesi nel corso dell'esercizio delle reti di distribuzione. Nel seguito verranno considerati gli apporti positivi dei sistemi SST, ulteriori rispetto al miglioramento della stabilità e concernenti la qualità della fornitura elettrica (*power quality*) e i sistemi di protezione e di comunicazione della rete.

### Power Quality

I convertitori elettronici sui entrambi i lati del trasformatore di un sistema SST separano effettivamente la forma d'onda in ingresso dalla forma d'onda d'uscita. Questa separazione porta immediatamente dei vantaggi ai carichi che sono collegati al lato bassa tensione del SST. Alcuni dei vantaggi più importanti sono:

- SST genera la tensione di uscita a partire da un DC bus il quale comprende un elemento di accumulo rappresentato da una capacità; la tensione sul DC bus, e quindi sulla capacità, può essere regolata dai convertitori a monte a partire da un'ampia gamma di valori di tensione; pertanto la tensione di uscita non sarà direttamente dipendente dalla tensione al primario e i "difetti", come buchi e abbassamenti di tensione al primario, non verranno riportati al secondario;
- il convertitore in uscita imprime la tensione attraverso un anello di controllo sulla tensione stessa il che implica che la tensione di uscita viene regolata istantaneamente per ogni variazione del carico; ciò si traduce in una perfetta regolazione di tensione;
- la tensione di uscita è una sinusoide perfetta che non contiene armoniche, indipendentemente dalla tensione in ingresso;
- il controllo dei convertitori consente una regolazione di tensione e corrente che fa apparire il SST come una resistenza variabile in funzione del carico che è applicato al secondario, pertanto la corrente e la tensione di ingresso saranno in fase tra loro;
- le eventuali armoniche di corrente generate dal carico a bassa tensione non si propagano nella rete ad alta tensione, pertanto altri carichi collegati al lato alta tensione non subiranno effetti negativi da parte delle armoniche.

Un altro aspetto interessante dei sistemi SST è il comportamento a fronte di un carico sbilanciato o comunque monofase. Infatti il ponte raddrizzatore attivo isola il primario da eventuali squilibri di fase sul secondario. Il sistema riflette sulla rete

primaria un puro bilanciamento del carico trifase, anche nel caso di carico monofase connesso al secondario. Questo tipo di isolamento tra il primario e il secondario richiede una forma di accumulo di energia normalmente aggiunta sul DC bus a bassa tensione. Ad esempio quando è collegato un carico monofase la potenza d'uscita avrà una forma d'onda pulsante. I convertitori lato media tensione funzionano mantenendo una tensione e corrente costante, quindi potenza costante, sul DC bus a bassa tensione. Supponendo che l'inverter fornisca potenza ad un carico resistivo monofase, la potenza di uscita risulta:

$$p_0(t) = P(1 - \cos(2\omega t)) \quad (5.19)$$

dove  $P$  rappresenta la potenza media fornita al carico. Se la tensione del bus di uscita può oscillare, per consentire lo scambio di energia la capacità del bus può essere utilizzata per immagazzinare l'energia in eccesso. La quantità di energia che deve essere immagazzinata nella capacità del bus,  $\Delta W_c$ , può essere determinata attraverso l'integrazione della potenza sul ciclo di scambio:

$$\Delta W_c = 2P \int_0^{\frac{T}{8}} \cos(2\omega t) dt = \frac{1}{\omega} P \quad (5.20)$$

L'energia immagazzinata nella capacità sarà pari a  $\frac{1}{2}CV^2$ . Se la variazione della tensione sul condensatore viene espressa come frazione ( $\kappa$ ) della tensione nominale del bus bassa tensione ( $V_N^2$ ), la capacità necessaria per immagazzinare una determinata quantità di energia, dati i limiti di tensione, risulta:

$$C = \frac{\Delta W_c}{\kappa V_N^2} \quad (5.21)$$

Pertanto per sostenere un carico monofase in uscita e riflettere un carico costante in ingresso, il DC bus bassa tensione necessiterà di una capacità di valore pari a:

$$C = \frac{P}{\omega \kappa V_N^2} \quad (5.22)$$

La quantità di energia è modesta. Per esempio per un sistema a 80 kVA, operante con una tensione sul DC bus di 800 V, richiederà una capacità di soli 2,65 mF per limitare la variazione di tensione sul bus tra 760 V e 840 V. [11]

Tuttavia la correzione delle fluttuazioni di tensione richiede quantità di energia proporzionali al tipo e alla durata dell'evento.



## **Sistema di Protezione**

Come parte delle normali operazioni del SST vengono misurati tutti i parametri operativi rilevanti, come corrente e tensione di ingresso e uscita. Utilizzando queste informazioni è possibile avere un controllo diretto su alcuni parametri come ad esempio la tensione di uscita. Pertanto il SST porterà i seguenti vantaggi al sistema di protezione della rete:

- se avviene un guasto su una fase di uscita, l'inverter del SST avverte il guasto attraverso la misura dei parametri elettrici e il sistema SST può trasmettere informazioni al sistema di protezione; l'inverter può inoltre monitorare la fase guasta attraverso tecniche di misurazione dell'impedenza per determinare se il guasto è ancora presente o può ripristinare l'erogazione di potenza; durante il guasto l'inverter può continuare ad alimentare le altre due fasi.
- il SST agisce come "barriera" per correnti di guasto: nel caso di guasto trifase sul lato BT la corrente non si propaga sul lato MT, infatti il SST riduce la tensione di uscita per limitare la corrente di guasto in BT; il sistema di protezione della rete sarà comunque informato del guasto attraverso l'interfaccia di comunicazione.

Tuttavia non sempre questo aspetto può rappresentare un miglioramento nelle prestazioni della rete a fronte di un corto circuito. Infatti diminuendo le correnti di guasto si potrebbe causare il non intervento delle protezioni poiché non viene raggiunto il valore della corrente di corto per cui l'interruttore di protezione è stato tarato. Bisogna quindi coordinare in modo efficace le misure delle grandezze elettriche e le protezioni, con un controllo in grado di individuare la fase guasta e di inviare il segnale alle protezioni interessate.

## **Sistemi di comunicazione**

L'elettronica di potenza e l'associato sistema di controllo necessitano della misura di tensione e corrente in molti punti della rete. Poter disporre di un sistema di controllo con funzionalità di misura in rete porta molti vantaggi tra cui la possibilità di sviluppo verso una rete intelligente. Alcuni vantaggi dell'interfaccia di comunicazione sono:

- il sistema SST può funzionare nelle maggior parte delle condizioni di guasto lato secondario e alcune condizioni di guasto lato primario come squilibrio o buchi di tensione; informazioni su questi eventi possono essere messi a disposizione per azioni correttive in rete;

- alcuni output del sistema SST possono essere controllati a distanza; ad esempio con l'aumento di veicoli elettrici plug-in, potrebbe essere disponibile un'uscita derivata dal LV DC bus del SST per consentire la ricarica di veicoli elettrici; al fine di appiattare la curva di carico (*peak shaving*) questa uscita può essere commutata in base alle esigenze della rete;
- tutti i dati relativi ai carichi, potrebbero essere messi a disposizione in tempo reale al gestore di rete in modo da utilizzare i dati per migliorare la gestione e programmare la manutenzione preventiva;

se il SST è dotato di sufficiente accumulo di energia sul lato secondario, il flusso di potenza che fluisce attraverso SST può essere comandato a distanza per ridurre temporaneamente il carico in alcune zone.

# 6. APPLICAZIONI E PROSPETTIVE DI SVILUPPO DEI SISTEMI SST

I sistemi SST trovano potenziale applicazione nei casi per i quali i tradizionali sistemi basati su LFT evidenziano limiti in termini di funzionalità e prestazioni ottenibili rispetto alle funzionalità ed alle prestazioni richieste. In altri termini i sistemi SST non devono essere visti come sostitutivo *tout-court* degli LFT, ma verranno adottati nelle applicazioni per le quali le loro caratteristiche di flessibilità e versatilità giustificano il maggior costo e in molti casi anche le maggiori perdite elettriche.

La Figura 6.1 rappresenta sinteticamente le potenziali applicazioni di SST nei futuri sistemi di distribuzione elettrica. Oltre a tutti i casi di generazione da fonte rinnovabile (eolico, solare, ecc.) che trovano nei sistemi SST una più efficace integrazione nella rete di distribuzione, anche i casi di accumulo di energia (esigenza in crescita sia nelle reti di distribuzione che in quelle di trasmissione) e tutte le situazioni per le quali nelle attuali reti si ricorre a sistemi di compensazione/correzione dei parametri elettrici di rete (Tap changer su LFT, STATCOM, SVC, ecc.) rappresentano potenziali applicazioni dei sistemi SST. Di notevole interesse sono anche le applicazioni nella trazione ferroviaria e nelle reti elettriche del settore navale.

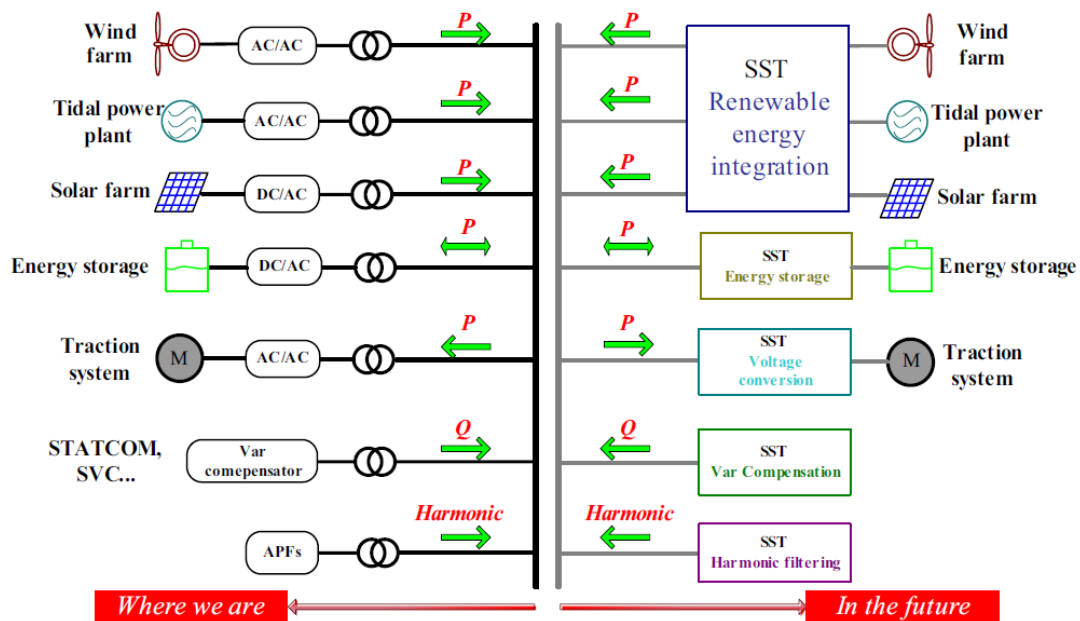


Figura 6.1 – Potenziali applicazioni del SST nel sistema di distribuzione futuro

Di seguito vengono prese in considerazioni le diverse applicazioni dei sistemi SST alle reti elettriche e un'applicazione specifica nella trazione ferroviaria dove si registrano i sistemi SST di avanzato sviluppo industriale tra quelle ad elevata potenza.

## 6.1. APPLICAZIONI SST NELLE RETI DI DISTRIBUZIONE

Le reti elettriche esistenti sono caratterizzate da differenti livelli di tensione: per la distribuzione in media esse operano ad una tensione tra 7,2 kV a 24 kV mentre le reti in bassa tensione coprono la gamma di tensioni da 127 V fino a 690 V. L'adattamento del livello di tensione e l'isolamento metallico tra le diverse sezioni della rete vengono realizzate da trasformatori passivi operanti a frequenze di 50/60 Hz, posti quanto più possibile in prossimità del carico a beneficio delle perdite complessive sulla rete.

In tutti i casi dove è richiesto un controllo attivo del *Power Flow* i sistemi SST evidenziano i loro vantaggi applicativi sia rispetto ai convenzionali trasformatori LFT sia nei confronti dei sistemi che affiancano ad LFT apparecchiature aggiuntive ad ottenere le funzionalità richieste.

La Figura 6.2. mette a confronto tre differenti strutture: la prima costituita da un trasformatore convenzionale (Figura 6.2.a), la seconda di tipo ibrido (Figura 6.2.b) nella quale al secondario di un trasformatore LFT è collegato uno stadio di raddrizzatore-inverter back to back per rendere disponibile un accesso in DC, mentre la terza utilizza un sistema SST (Figura 6.2.c).

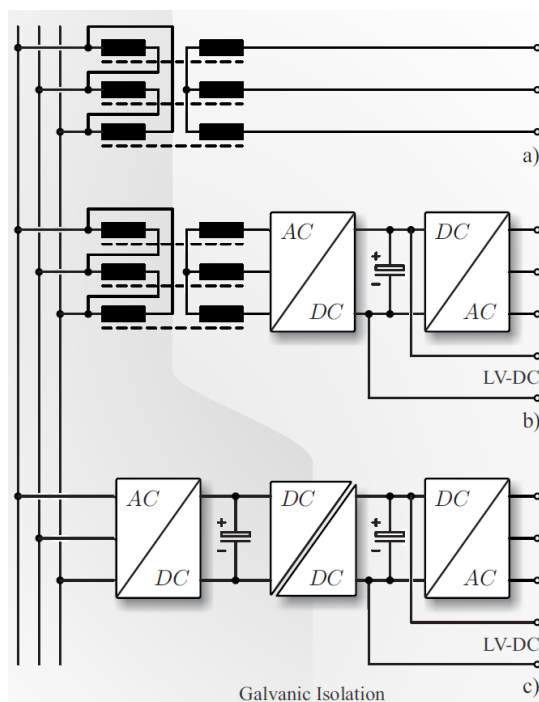


Figura 6.2 – a) Sistema tradizionale, b) Sistema ibrido, c) Sistema SST

Rispetto alla soluzione convenzionale, quella ibrida consente il controllo della corrente alternata in ingresso (MV-AC) soddisfacendo così le esigenze di correzione del fattore di potenza, di compensazione della potenza reattiva, del filtraggio e limitazione dei disturbi provenienti dal primario. Inoltre l'uscita in bassa tensione è regolata sia in termini di ampiezza sia in forma d'onda, in quanto indipendente dalla frequenza in ingresso al ponte raddrizzatore. A prima vista tale struttura ibrida è pressoché equivalente in termini di funzionalità alla struttura SST ma con minori prestazioni, come verrà mostrato in dettaglio al successivo paragrafo 6.2.

Vengono di seguito richiamate le funzionalità ottenibili dai sistemi SST in differenti situazioni per le reti di distribuzione e vengono quindi analizzate in dettaglio l'applicazione di SST come interfaccia verso la generazione distribuita e nelle Smart Grid.

L'uscita di un trasformatore convenzionale viene influenzata dai disturbi presenti al primario, analogamente i disturbi lato carico, quali armoniche e assorbimento di potenza reattiva, si riflettono all'ingresso del trasformatore.

Il sistema SST opera con tensione e frequenza costante in uscita, a beneficio della *power quality*, anche con valori variabili di tensione e frequenza in ingresso. Inoltre il sistema SST realizza un trasporto di energia con fattore di potenza unitario, in ciò minimizzando la potenza reattiva al lato ingresso e quindi con un maggior flusso di potenza attiva e una migliore utilizzazione delle linee elettriche a monte.

I sistemi SST che operano tra due reti, oltre a non richiedere che entrambe le reti lavorino con la stessa frequenza e in modo sincrono, è in grado di controllare il flusso di energia tra le due reti. Il sistema SST può anche essere usato come un compensatore di potenza reattiva su entrambe le reti.

Il complesso dei carichi monofase in bassa tensione si riflette spesso sul sistema trifase come carico squilibrato che può portare a disturbi (armoniche, tensioni asimmetriche). A tale scopo nei sistemi trifase viene utilizzato un quarto conduttore, detto neutro, che assicura l'equipotenzialità dei due centri stella del generatore e del carico. In presenza di squilibri notevoli o determinati da numerosi carichi non lineari, il neutro non è però in grado di annullare completamente i disturbi. In questo caso, il SST può aiutare generando una tensione che non è influenzata da carichi sbilanciati e non lineari.

### 6.1.1. APPLICAZIONE DEI SISTEMI SST COME INTERFACCIA PER LA GENERAZIONE DISTRIBUITA

I sistemi SST, disponendo di ingressi sia in corrente continua che in corrente alternata, sono intrinsecamente in grado di consentire in maniera efficiente l'allacciamento alla rete di impianti di generazione distribuita che erogano tensioni variabili oppure tensioni con frequenza variabile o tensioni in DC.

Molto interessante è l'analisi effettuata da Xu She e altri autori [56] relativamente a un sistema di generazione eolico allacciato alla rete mediante trasformatore LFT e mediante sistema SST.

Con un generatore eolico ad induzione a velocità fissa (SCIG) il profilo della potenza attiva generata riflette quello della velocità del vento con conseguenti problemi di stabilità e *power quality* per la rete in cui il sistema è allacciato. Per ovviare a questi problemi si ricorre a dispositivi di compensazione della potenza reattiva quali i compensatori statici (STATCOM).

Xu She e altri autori prendono in considerazione due aerogeneratori ciascuno equipaggiati con SCIG di potenza nominale di 3,3 MVA, tensione nominale di 575 V, collegati ad un sistema di distribuzione a 25 kV. Il generatore SCIG è costituito da un generatore asincrono a gabbia di scoiattolo essendo tale soluzione quella maggiormente diffusa per la sua semplicità e economicità, ma richiedente una significativa potenza reattiva dalla rete.

Le due turbine (con una velocità del vento di 9 m/s) sono in grado di generare una potenza attiva di 6 MW con un fattore di potenza pari a 0,9.

La Figura 6.3 rappresenta il profilo della velocità del vento e l'andamento delle potenze attive e reattive generate.

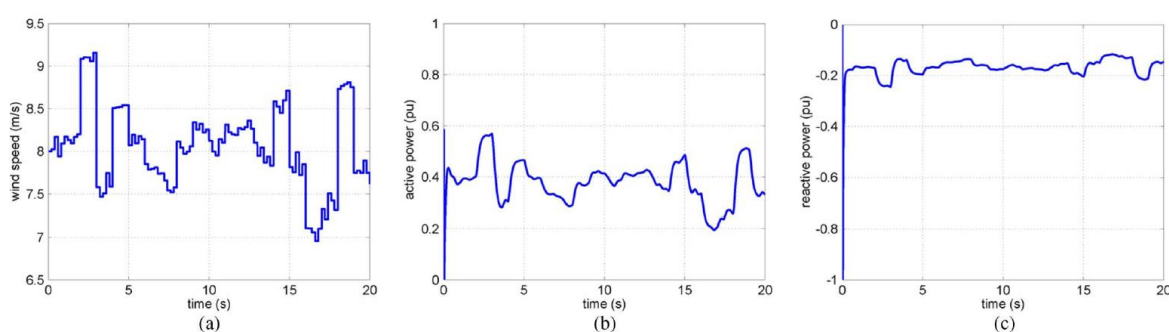


Figura 6.3 – a) profilo della velocità del vento, b) andamento della potenza attiva e c) andamento della potenza reattiva in uscita dalla turbina

Nella Figura 6.4.a un banco di condensatori di 0,8 MVAR è installato sul terminale del generatore per la compensazione della potenza reattiva locale, mentre nella Figura 6.4.b i due aerogeneratori sono allacciati alla rete mediante un sistema SST, essendo il

relativo DC bus ad alta tensione regolato a 38 kV e il DC bus di bassa tensione regolato a 1200 V.

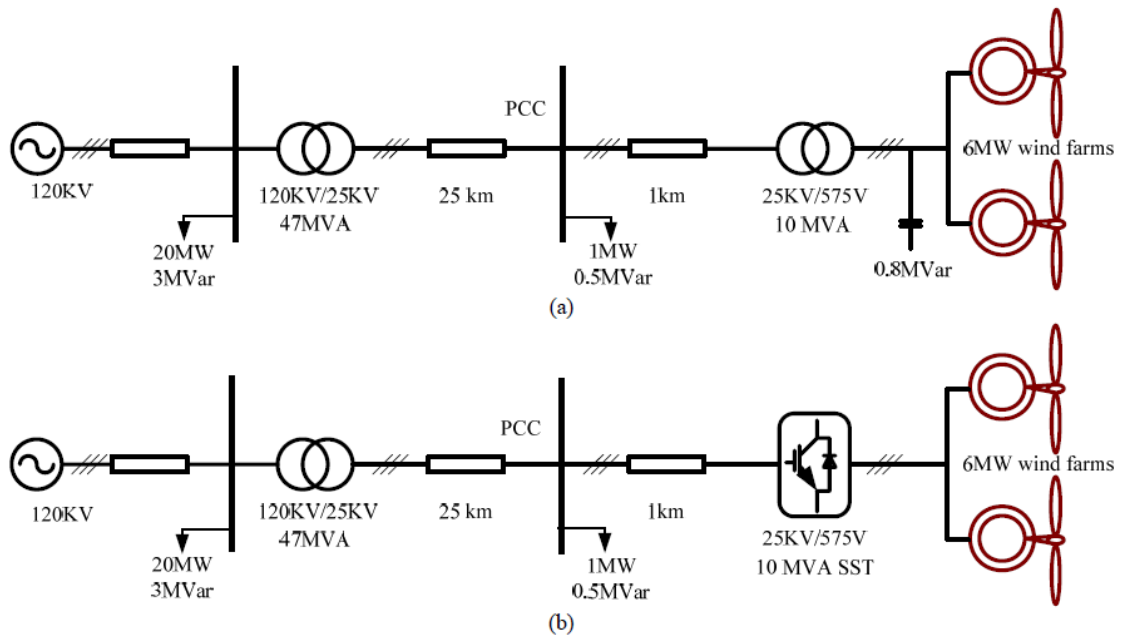


Figura 6.4 – a) Soluzione convenzionale, b) Soluzione con SST

A causa della fluttuazione della velocità del vento nel caso della configurazione di cui alla Figura 6.3.a la tensione e la corrente nel punto PCC (*Point of Common Coupling*) risultano quelle della Figura 6.5.

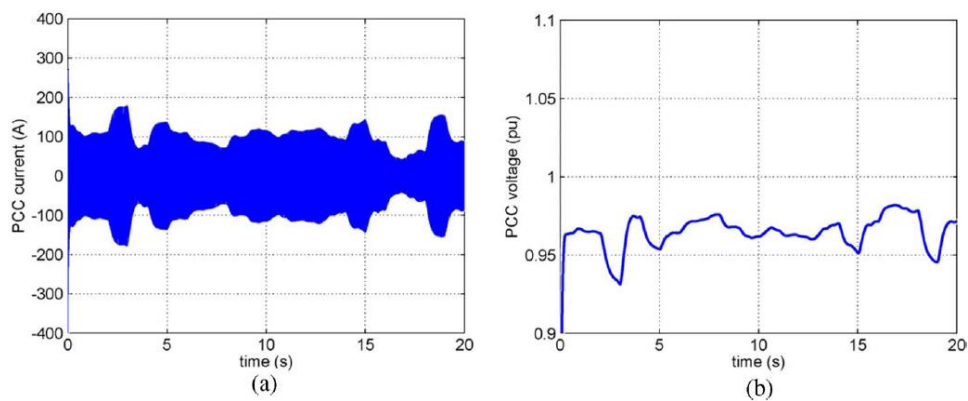
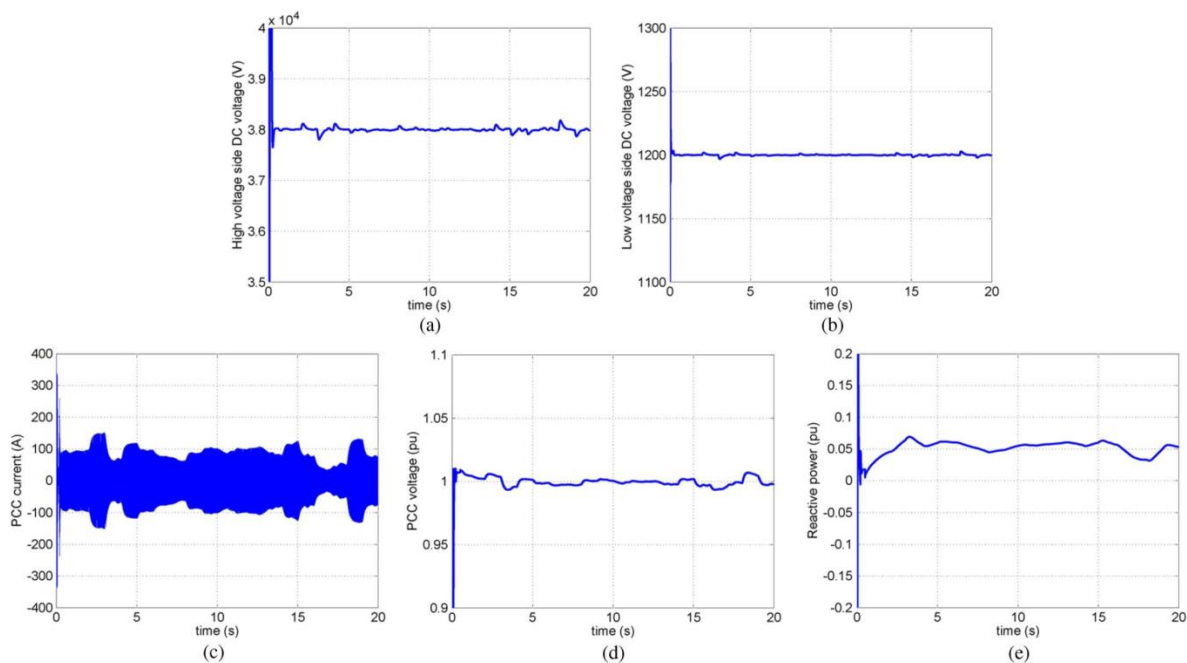


Figura 6.5 – Risultati della simulazione con sistema di interfacciamento tradizionale:  
a) Corrente nel PCC, b) Tensione rms nel PCC

Adottando un sistema SST per l'interfacciamento alla rete (Figura 6.4.b) l'andamento delle tensioni sui DC bus a 38 kV e a 1,2 kV presentano l'andamento riportato nelle Figura 6.6.a e Figura 6.6.b rispettivamente.



*Figura 6.6 - Risultati della simulazione con sistema di interfacciamento SST:  
a) tensione DC bus a 38 kV, b) tensione DC bus a 1,2 kV, c) corrente al PCC, d)  
tensione rms al PCC, e) potenza reattiva del SST*

Le Figure da 6.6.c a 6.6.e mostrano i conseguenti valori di corrente, tensione rms e potenza reattiva nel punto PCC. La tensione presenta variazioni entro l'1% del valore nominale, decisamente inferiori a quelle dell'analoga grandezza in Figura 6.5.

È interessante constatare come il profilo della potenza reattiva fornita dal SST alle turbine eoliche presenta un andamento simile a quello del profilo del vento di Figura 6.3.

Risulta evidente da quanto sopra come il sistema SST costituisca un'efficace interfaccia verso la rete degli impianti eolici considerati potendo assolvere in maniera efficiente i compiti di trasferimento di potenza attiva, compensazione della potenza reattiva e regolazione della tensione. È da notare che nella configurazione esaminata entrambi i flussi di energia attiva e reattiva attraversano il sistema SST che deve pertanto essere progettato allo scopo.

Sempre in tema di generazione eolica i sistemi SST sono in grado di determinare vantaggi negli impianti Offshore per i quali il peso ed il volume del sistema di conversione installato sull'aerogeneratore rappresentano aspetti critici.

Prasai A. e altri [57], con riferimento alla configurazione di sistema di Figura 6.7, hanno verificato che il trasformatore con potenza di 3 MW operante a 1,2 kHz presenta dimensione e peso inferiori al 8% di quelli di trasformatori operanti a 50 Hz.



Inoltre il convertitore bidirezionale DC-DC isolato potrebbe adattarsi perfettamente in una preferibile configurazione DC ad esempio di un parco eolico, sia per l'interconnessione degli aerogeneratori all'interno del parco eolico sia per l'interconnessione del parco eolico alla rete elettrica sulla costa.

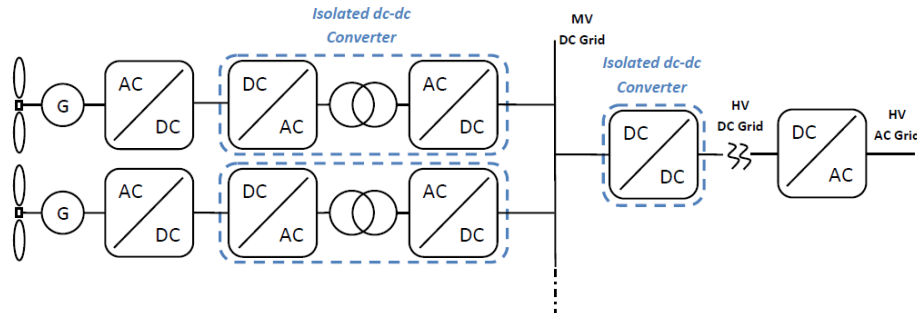


Figura 6.7 – Parco eolico Offshore con interfaccia tramite SST

### 6.1.2. APPLICAZIONE DEI SISTEMI SST NELLE SMART GRID E MICRO GRID

In tali applicazioni i sistemi SST possono sostituire in misura significativa gli attuali LFTs: essi sono infatti considerati una delle tecnologie abilitanti fondamentali per l'implementazione della futura architettura delle reti elettriche “intelligenti” in media e bassa tensione.

Una possibile implementazione di sistema SST in una Micro Grid locale, basata sull'integrazione di carichi in bassa tensione, sistemi di accumulo, generazione distribuita, è rappresentata nella Figura 6.8.b a stretto confronto con la soluzione convenzionale di Figura 6.8.a. [58]

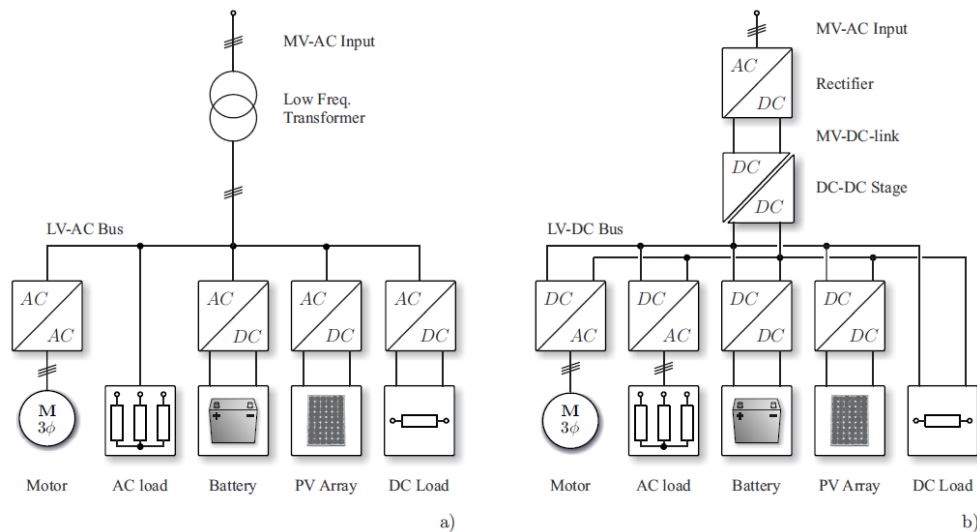


Figura 6.8 – a) Sistema convenzionale, b) Sistema con SST

In entrambi i casi i diversi carichi (AC e DC), accumuli e fonti di energia rinnovabili sono interconnessi efficacemente all'interno della rete locale. Tuttavia, con la disposizione convenzionale, mostrata in Figura 6.8.a, tutti i problemi di *Power Quality*, quali la regolazione della tensione, la compensazione della potenza reattiva e il filtraggio delle armoniche, non sono facilmente ottenibili poiché queste funzioni debbono essere distribuite tra i diversi sistemi di conversione elettronica di potenza e coordinate tra loro con precisione.

Inoltre la generazione distribuita di energia rinnovabile e i dispositivi di accumulo sono collegati alla porta DC del SST che può quindi controllare i flussi di energia tra il sistema di distribuzione, la rete AC in bassa tensione e la rete DC. Pertanto il sistema SST svolge un ruolo da “*router di energia*” nella rete elettrica similmente al ruolo che svolge il router nelle applicazioni informatiche. Al fine di consentire il controllo remoto e il monitoraggio del sistema, l’unità di informazione della rete digitale (DGI – *Digital Grid Intelligence*) che integra sia le funzioni di controllo che di comunicazione, è incorporato nel sistema SST.

#### 6.1.2.1. IL SISTEMA FUTURE RENEWABLE ELECTRIC ENERGY DELIVERY AND MANAGEMENT (FREEDM)

Un’interessante applicazioni di sistemi SST alle Smart Grid è costituito dal sistema *Future Renewable Electric Energy Delivery and Management* (FREEDM) in grado di operare come un sistema di distribuzione di potenza che si interfaccia sia con i clienti residenziali che con i clienti industriali. [59]

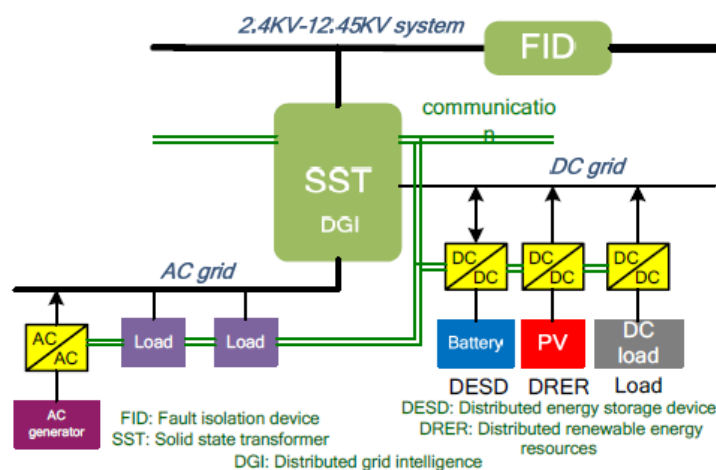


Figura 6.9 – SST come “*router di energia*” in una Smart Grid

La Figura 6.9 mostra concettualmente l’interfaccia di rete di varie utenze con il sistema di distribuzione. Tre sono le caratteristiche chiave di questo sistema:

- la prima è l'interfaccia "*plug-and-play*" che include sia il DC che l'AC bus entrambi a bassa tensione; questa interfaccia "*plug-and-play*" contiene un protocollo di comunicazione, in grado di descrivere i carichi, i dispositivi di accumulo e le unità di generazione, basato su uno standard aperto che consente a qualsiasi dispositivo accoppiato alla rete di essere immediatamente riconosciuto appena viene collegato;
- la seconda caratteristica è rappresentata dalla presenza di un "*router di energia*" che collega il sistema di distribuzione a media tensione con gli AC e DC bus a bassa tensione e che gestisce tutti i dispositivi collegati sul lato a bassa tensione; la gestione comprende il monitoraggio dello stato e la raccolta dei dati di tutti i dispositivi, oltre a fornire i riferimenti di controllo per ogni dispositivo; ad esempio per un impianto fotovoltaico, la potenza di uscita dall'impianto è regolata dal sistema fotovoltaico al fine di operare nel punto di massima potenza, mentre il router di energia deve scollegare l'impianto quando la richiesta di carico o la capacità di accumulo locale è inferiore all'uscita generata durante la modalità di funzionamento in isola. Il router di energia offre inoltre importanti funzioni locali di gestione dell'alimentazione, come la regolazione delle tensioni AC e DC a bassa tensione, compensare i buchi di tensione, limitare le correnti di guasto lato carico e molte altre funzioni importanti.
- La terza caratteristica è un sistema operativo basato su un protocollo di comunicazione "*open-standard*" chiamato DGI (*Distributed Grid Intelligence*) incorporato nel sistema SST.

È da notare che l'utilizzo di un sistema SST integrato ad un sistema di accumulo separa i parametri elettrici (tensione e frequenza) lato rete di distribuzione dai parametri lato carico rafforzando la stabilità del sistema in quanto le reti a monte e a valle si trovano fortemente disaccoppiate.

### 6.1.3. LE APPLICAZIONI SST NELLA TRAZIONE ELETTRICA FERROVIARIA

I motori elettrici di trazione possono essere a corrente continua o alternata. Nel caso di motori asincroni è spesso presente un azionamento ad inverter che consente l'ottimizzazione del controllo delle variabili elettriche e quindi della dinamica dei motori.

Il sistema SST oltre a fornire un'alimentazione in corrente continua tramite l'adozione di una trasformazione ad alta frequenza, ottimizza peso e volume con il conseguente incremento della densità di potenza (espressa in kVA/kg). Non casualmente la trazione elettrica ferroviaria è il primo settore che ha adottato la tecnologia SST.

Le linee elettriche ferroviarie Europee sono generalmente alimentate a 25 kV 50 Hz e 15 kV 16 $\frac{2}{3}$  Hz.

La Figura 6.10 mostra il sistema convenzionale utilizzato sulle locomotive per fornire tensione DC per l'alimentazione ed il controllo dei motori.

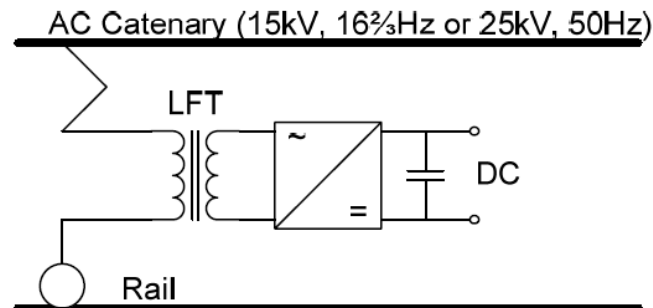


Figura 6.10 – Alimentazione dei sistemi di trazione ferroviaria tramite LFT

L'avvolgimento primario del LFT è collegato direttamente alla catenaria AC e il ponte raddrizzatore è collegato all'avvolgimento a bassa tensione (secondario). Uno o più unità comprendenti inverter e motore sono poi collegate all'uscita del ponte raddrizzatore. I LFTs usati nella trazione sono ottimizzati per quanto riguarda il peso (in genere 2-4 kg/kVA) e presentano un'efficienza elettrica del 90%÷92%. Per il sistema di raffreddamento e l'isolamento dei LFTs viene in genere utilizzato l'olio, aggiungendo peso alla locomotiva.

Una valida alternativa al sistema descritto consiste nell'utilizzare il sistema SST mostrato in Figura 6.11. [60]

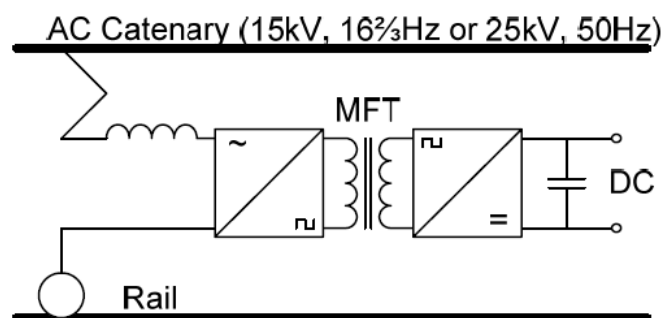


Figura 6.11 - Alimentazione dei sistemi di trazione ferroviaria tramite SST

Il raddrizzatore in ingresso è collegato alla catenaria in media tensione tramite un'induttanza avente lo scopo di filtrare le armoniche in ingresso. La tensione raddrizzata costituisce l'ingresso di un convertitore DC-DC ad alta potenza che attraverso un trasformatore a media frequenza (MFT – Medium Frequency Transformer) è responsabile dell'adattamento del livello di tensione e provvede all'isolamento

metallico tra il primario ed il secondario. Questo convertitore fornisce in uscita un DC bus a bassa tensione che può alimentare direttamente i motori, se in corrente continua, o un modulo costituito da inverter più motore asincrono. Inoltre a partire dal DC bus a bassa tensione viene fornita l'alimentazione a tutti i carichi ausiliari.

I sistemi SST, attraverso il trasformatore a media frequenza, comportano una riduzione di peso e di volume e grazie ai convertitori aggiungono funzionalità soprattutto per quanto riguarda l'impatto dei mezzi di trazione sulla linea di alimentazione. I vantaggi offerti dai sistemi SST sono ancora maggiori quando si utilizza la tensione 16 $\frac{2}{3}$  Hz dove il peso del trasformatore può comportare una notevole riduzione dell'efficienza della trazione.

Inoltre il sistema SST è in grado di ridurre i disturbi EMC (*ElectroMagnetic Compatibility*), ridurre le armoniche in rete e le emissioni acustiche.

Un'applicazione interessante nel campo della trazione ferroviaria riguarda lo sviluppo da parte di ABB, per conto delle ferrovie Svizzere (Swiss Federal Railways), di locomotive basate su sistemi SST [61].

In questo caso la tipologia utilizzata di SST è denominata *Power Electronic Traction Transformer* (PETT) ed il relativo schema di principio è raffigurato in Figura 6.12.

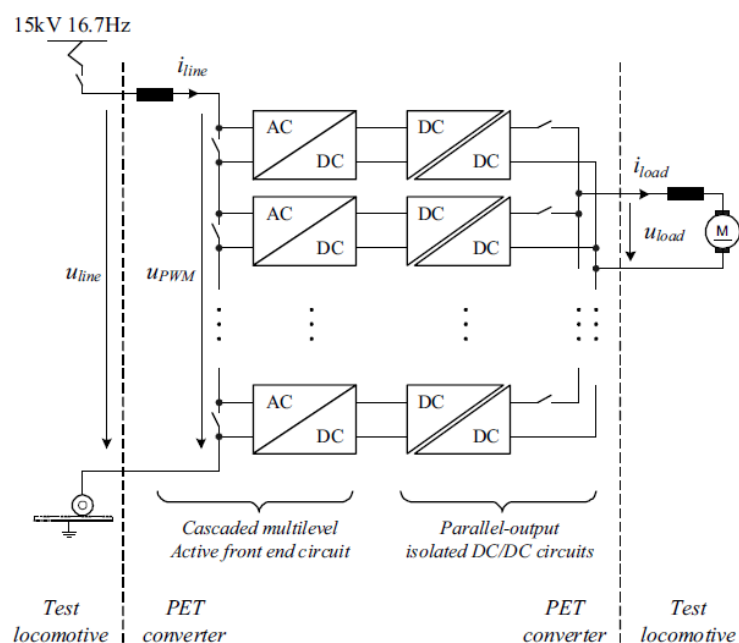


Figura 6.12 – Power Electronic Traction Transformer (PETT)

Il principio di funzionamento è quello comune di un sistema SST. La tensione AC proveniente dalla catenaria a media tensione, preliminarmente filtrata attraverso un'induttanza posta in ingresso, viene convertita in una tensione continua tramite una

conversione AC-DC. Il livello della tensione DC viene adeguato tramite una conversione DC-DC che ha anche la funzione di fornire l'alimentazione del sistema di trazione.

Il convertitore AC-DC di ingresso consiste in un convertitore multilivello *Active Front End* (AFE) costituito da moduli IGBT a 6,5 kV; tenendo conto della tensione di ingresso di 15 kV richiede 8 convertitori in cascata connessi in serie. Il singolo convertitore AFE è sostanzialmente un ponte H-Bridge a IGBT capace di regolare la tensione dei condensatori del DC bus, potendo in questo controllare il fattore di potenza visto dalla linea. Il convertitore multilivello in ingresso consente di regolare gli angoli di accensione dei singoli moduli con intervallati pari a  $360^\circ/N$  (essendo N il numero dei moduli del convertitore) e quindi la rete vede un'apparente frequenza di commutazione pari a  $2N$  volte superiore a quella dei singoli moduli H-Bridge. Questa apparente frequenza elevata di commutazione comporta un'inferiore distorsione armonica rispetto ai convertitori convenzionali non multilivello, e quindi riduce la necessità di filtraggio in ingresso.

Il convertitore DC-DC comprende al suo interno una conversione DC-AC e AC-DC costituite da un circuito a mezzo ponte a IGBT bidirezionale a frequenza di commutazione di 1,75 kHz ed un trasformatore a media frequenza nel mezzo. Attraverso l'uso dell'induttanza di dispersione e di magnetizzazione del trasformatore ed una capacità esterna, è possibile implementare un convertitore DC-DC risonante LLC che possiede un'ampia gamma di regolazione dell'uscita, basse perdite di commutazione lato primario, basse sollecitazioni sul ponte raddrizzatore e funzionamento del carico indipendente dalla frequenza di risonanza.

Il trasformatore a media frequenza (MFT) assolve a tre importanti funzioni. La prima è quella di provvedere ad un isolamento metallico tra la linea a media tensione dell'alimentazione ed il carico. La seconda funzione è quella di adattare il livello di tensione da 3,6 kV del DC bus lato convertitore in ingresso a 1,5 kV del DC bus lato carico. La terza funzione è quella di facilitare le commutazioni dei moduli IGBT nei circuiti risonanti del convertitore DC-DC in modo da operare in *soft switching mode*.

Il PETT è composto da nove moduli in cascata ma solo otto sono operativi in quanto quello aggiuntivo è di riserva. L'unità ha una potenza nominale di 1,2 MW e può fornire fino a 1,8 MW di picco per brevi periodi. La tensione DC di output è di 1,5 kV. Il peso complessivo è di 4500 kg, incluso il sistema di raffreddamento. Va osservato che i PETT non solo sostituiscono il trasformatore, ma anche il raddrizzatore LV delle soluzioni convenzionali.

La locomotiva in questione opera dal 2011 in una rete ferroviaria a 15 kV e  $16\frac{2}{3}$  Hz. Trasformatori LFT abbinati a convertitori elettronici raggiungono valori di densità di potenza (espressa in kVA/kg) dell'ordine di 0,2 e 0,35, mentre i PETT consentono di superare questo margine raggiungendo valori da 0,5 a 0,75.

La Figura 6.13 mostra un esemplare del sistema PETT completo con le (8+1) celle, mentre la Figura 6.14.a mostra il contenitore alloggiante i nove trasformatori a media frequenza (Figura 6.14.b), l'unità di precarica dei condensatori e l'induttore di linea (filtro).



*Figura 6.13 – Sistema PETT completo*



*Figura 6.14 – a) (sinistra) intero contenitore, b) (destra) nove MFT*

Un'altra applicazione riguardante la trazione elettrica dove il SST potrebbe fornire significativi benefici è sulle grandi navi, per cui l'utilizzo di reti MV-DC sta guadagnando grande attenzione [62].

L'architettura mostrata in Figura 6.15 prevede un raddrizzatore elettronico di potenza, posto nelle immediate vicinanze del motore generatore, a fornire un DC bus di media tensione. Gran parte della potenza è destinata ad alimentare gli inverter di comando ed alimentazione dei propulsori. Un convertitore DC-DC includente il trasformatore ad alta frequenza ha il compito di fornire un DC bus a bassa tensione per alimentare direttamente i carichi elettrici in corrente continua o tramite un inverter i carichi in corrente alternata. Inoltre un sistema di accumulo di energia può essere collegato al DC bus per fornire energia elettrica in caso di guasto del generatore.

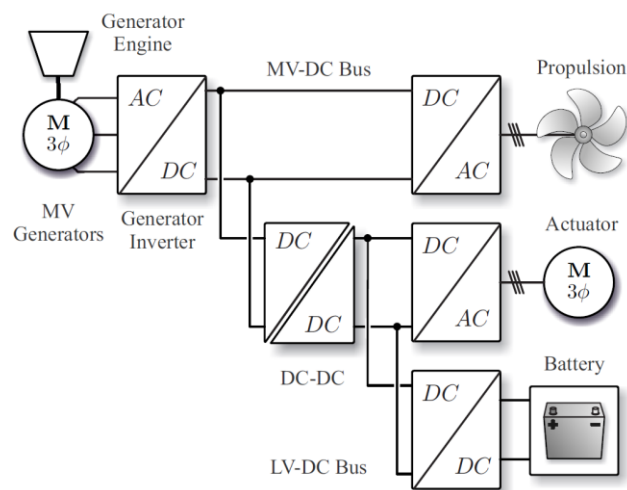


Figura 6.15 – Sistema DC per navi



## 6.2. PESO, INGOMBRO, EFFICIENZA E COSTO DEI SISTEMI SST

A fronte delle funzionalità dei sistemi SST notevolmente superiori a quelle dei sistemi LFT, come mostrato nei paragrafi precedenti, ai fini di una valutazione delle loro potenzialità di sviluppo è necessario considerare anche le restanti prestazioni in termini di peso, volume ed efficienza, nonché dei costi di realizzazione, il tutto a confronto con i sistemi tradizionali.

Effettuare una tale comparazione non è semplice in quanto gli SST di elevata potenza sono spesso a livello prototipale, mentre i sistemi LFT dispongono di una storia industriale secolare. Inoltre le valutazioni relative a tali prestazioni sono spesso riportate in letteratura in termini qualitativi.

Fa eccezione una comparazione effettuata da Jonas E. Huber e Johann W. Kolar tra un sistema SST e un trasformatore LFT [63], entrambi di potenza nominale di 1 MW e tensioni primarie e secondarie rispettivamente di 10kV e 400V, che sono tipici valori presenti nei sistemi di distribuzione europei.

### 6.2.1. TRASFORMATORE LFT

La Figura 6.16 rappresenta lo schema di principio di un trasformatore trifase (LFT) collegato con configurazione triangolo-stella, costituito da tre avvolgimenti per la media tensione e tre avvolgimenti per la bassa tensione, tipicamente in rame o in alluminio, avvolti su un nucleo magnetico costituito da lamierini di acciaio al silicio a basse perdite. L'isolamento è composto da resine per potenze e tensioni limitate mentre per alte potenze e tensioni il trasformatore è immerso in olio.

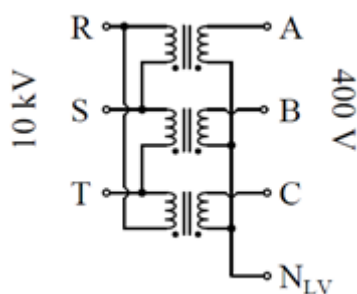


Figura 6.16 – Schema di principio di LFT trifase

La Figura 6.17 mostra l'andamento del peso e del volume del trasformatore in funzione della potenza nominale. Per un'unità da 1000 kVA è possibile osservare che tipici valori di peso e volume sono intorno a 2600 kg e 3,5 m<sup>3</sup>. Il prezzo di acquisto di un tale trasformatore di distribuzione è di circa 16200 dollari (giugno 2014), essendo il costo dei materiali il 70% del prezzo, il costo considerato è quindi pari a 11300 dollari.

L'efficienza di un tale trasformatore si colloca a 98,7%.

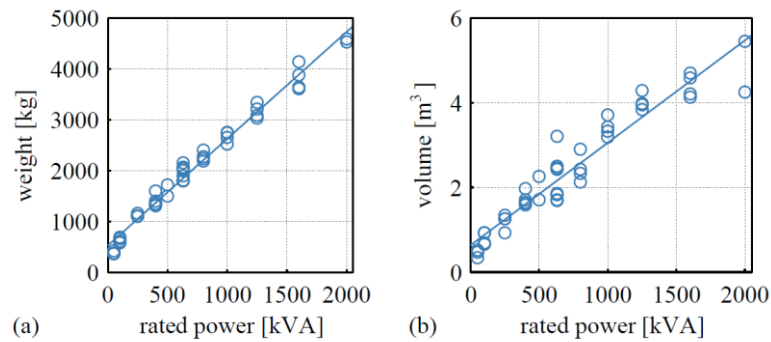


Figura 6.17 – Dipendenza del peso (a) e del volume (b) in funzione della potenza

### 6.2.2. SISTEMA SST

Per quanto riguarda la valutazione di peso, volume, costo ed efficienza del SST, Jonas E. Huber e Johann W. Kolar hanno fatto riferimento ad un prototipo con potenza di 85 kVA, costruito presso “Power Electronic Systems Laboratory of ETH Zurich” (Figura 6.18).

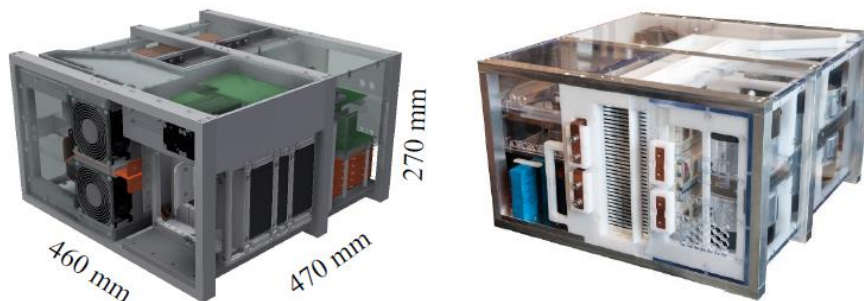


Figura 6.18 – prototipo da 85 kVA di ETH

A partire dalle caratteristiche di peso, volume e costo del suddetto prototipo è stato valutato il costo complessivo di un sistema SST a 15 moduli il cui schema di principio è riportato nella Figura 6.19.

In tale struttura SST si interfaccia alla rete di media tensione attraverso un convertitore multilivello che comprende cinque moduli in cascata per ogni fase, di cui ciascun modulo è composto da un convertitore AC-DC e da un convertitore risonante DC-DC isolato comprendente un trasformatore in media frequenza. Sul lato bassa tensione tutti i moduli sono collegati ad un DC bus comune che alimenta in parallelo due inverter trifasi da 500 kVA ciascuno e collegati alla rete BT

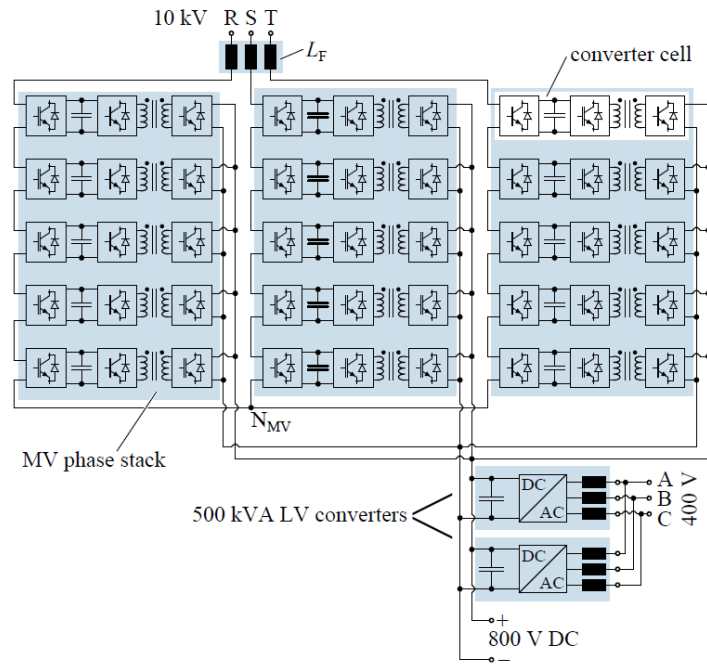


Figura 6.19 – Schema di principio del SST

Lo schema del singolo modulo è dettagliato alla Figura 6.20.

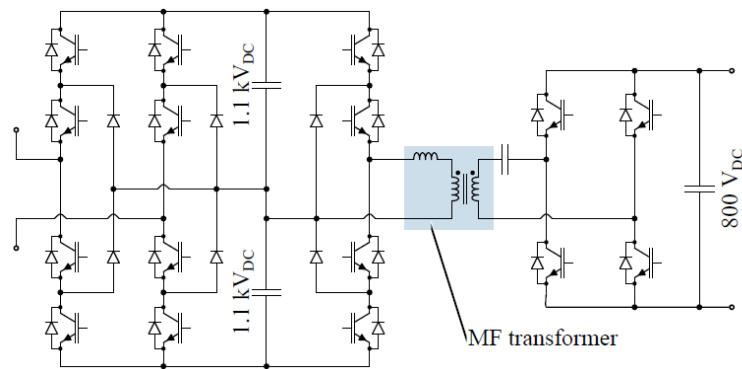


Figura 6.20 – Struttura circuitale di un singolo modulo

Il sistema SST considerato prevede di utilizzare convertitori multilivello della tipologia NPC (*Neutral Point Clamped*) con dispositivi IGBT a 1,7 kV.

Lo stadio di bassa tensione è formato da due inverter da 500 kVA ciascuno, di cui in Figura 6.21 è rappresentato il circuito elettrico di potenza. Convertitori con caratteristiche simili a questa applicazione sono generalmente disponibili sul mercato.

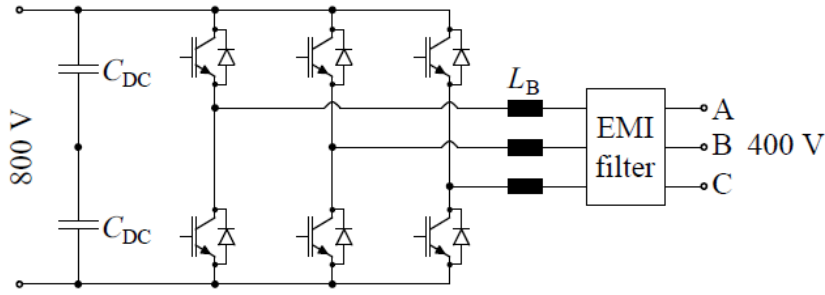


Figura 6.21 – Circuito di potenza dell’inverter in bassa tensione

Le valutazioni di peso e volume del sistema SST con potenza nominale di 1000 kVA e tensione primarie e secondarie rispettivamente di 10 kV e 400V, sono stati ottenuti direttamente a partire da quelli del prototipo, mentre per la valutazione dei costi di produzione si è tenuto conto di un fattore di riduzione rispetto a quello del prototipo per tener conto degli effetti di produzione di larga scala.

La Figura 6.22 dettaglia il peso ed il costo dei materiali per i due sottosistemi (MV e LV) e per il sistema SST complessivo.

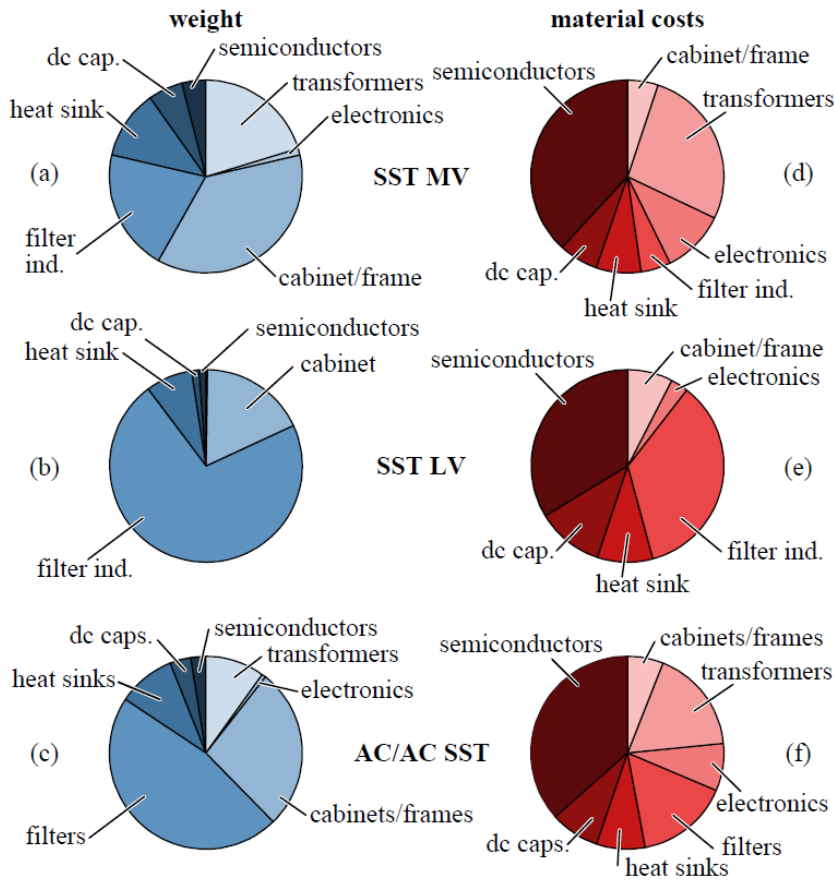


Figura 6.22 – Ripartizione del peso e dei costi dei materiali per le sezioni del SST

È interessante osservare come le componenti magnetiche a bassa frequenza, quali i filtri induttivi, rappresentino una parte importante del peso, soprattutto nel caso del convertitore LV, dove le correnti in gioco sono molto elevate e di conseguenza è elevata la quantità necessaria di materiali (rame). Essi potrebbero essere ridotti aumentando la frequenza di commutazione che, all'attuale stato tecnologico, rappresenta ancora un limite. Altri elevati costi sono relativi ai trasformatori a media frequenza e ai semiconduttori di potenza.

Il convertitore a media tensione richiede anche un'elettronica di controllo piuttosto complessa da cui ne deriva un costo relativamente elevato.

Per stimare le perdite di commutazione e conduzione sono stati considerati i valori dei singoli stadi a partire dallo stadio di ingresso AC-DC e quindi dello stadio DC-DC (con efficienza pari al 99%, tipico valore per convertitori risonanti) fino agli stadi di uscita in bassa tensione.

La Tabella 13 riassume i risultati delle analisi precedenti relative ai sottosistemi e al sistema complessivo di SST a stretto confronto con gli analoghi valori del trasformatore LFT.

	SST MV	SST LV	SST	LFT
<b>Efficienza [%]</b>	98,3	98	96,3	98,7
<b>Volume [m<sup>3</sup>]</b>	1,57	1,1	2,67	3,43
<b>Peso [kg]</b>	1270	1330	2600	2590
<b>Costi materiali [k\$]</b>	34,1	18,6	52,7	11,4

*Tabella 13 – Prestazioni caratteristiche di SST e LFT*

### 6.2.3. CONFRONTO TRA SISTEMA SST E TRASFORMATORE LFT.

Un confronto diretto tra i parametri dei due sistemi ha poco senso: il confronto deve essere fatto a parità di applicazione, cioè tenendo conto dei parametri di peso, volume, efficienza e costo dei materiali in relazione alle prestazioni erogate.

Nel seguito viene pertanto effettuato un confronto per tre applicazioni riguardanti la trasformazione AC-AC e due trasformazione AC-DC.

#### ***Trasformazione AC-AC***

In questo caso il sistema SST sostituisce direttamente un trasformatore LFT come interfaccia tra un sistema trifase a media tensione ed una rete trifase a bassa tensione.

La Figura 6.23 mette a confronto per i due sistemi i valori di peso, volume, perdite e costo.

Il sistema SST per questa trasformazione risulta cinque volte più costoso, presenta perdite tre volte maggiore di quelle di LFT, ha un peso equivalente a LFT ma un volume inferiore del 20%. È evidente come in applicazioni di questo tipo è improponibile l'adozione di sistemi SST.

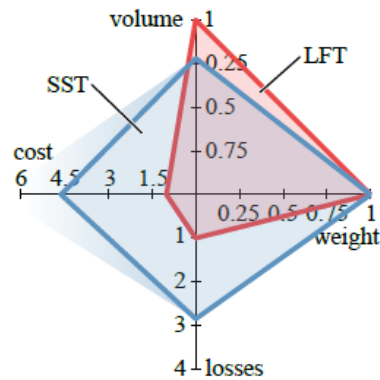


Figura 6.23 – Comparazione tra SST e LFT in una trasformazione AC-AC

### ***Trasformazione AC-DC con uscita 50% DC a bassa tensione e 50% AC a bassa tensione***

In questo caso, per il quale la potenza nominale viene erogata per il 50% in DC e per l'altro 50% in AC trifase, entrambi a bassa tensione, il sistema SST comprenderà solo uno degli inverter da 500 kVA.

Al trasformatore LFT deve essere associato un convertitore da 500 kVA per fornire l'adeguata potenza.

Il confronto dei diversi parametri mostrato nella Figura 6.24 evidenzia come in termini di peso e volume la soluzione SST si fa preferire mentre il costo relativo è circa il doppio di quello del trasformatore LFT.

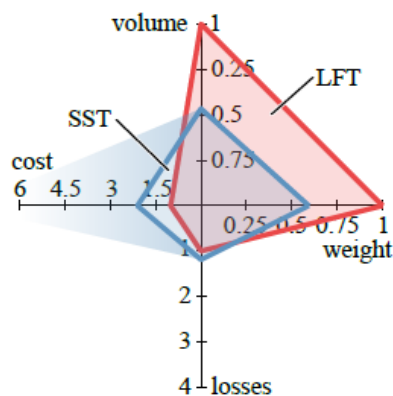
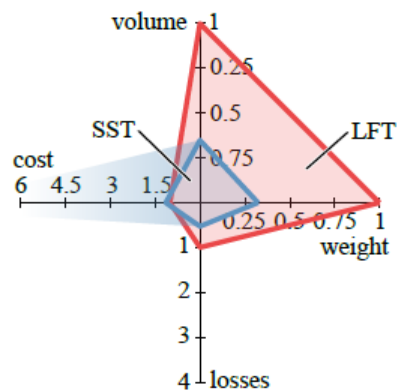


Figura 6.24 - Comparazione tra SST e LFT in una applicazione 50% LVDC e 50% LVAC

### ***Trasformazione AC-DC con uscita 100% DC a bassa tensione***

Per questa trasformazione SST si riduce sostanzialmente ad un convertitore di media tensione quindi con eliminazione totale dello stadio di inverter in uscita. Il trasformatore LFT deve invece essere integrato da due unità raddrizzatori da 500 kVA ciascuna.

In questo caso (vedi Figura 6.25) la soluzione SST è nettamente vantaggiosa per quanto riguarda i parametri di efficienza, di peso e di volume mentre i costi dei due sistemi sono comparabili.



*Figura 6.25 - Comparazione tra SST e LFT in un'applicazione 100% DC LV*

Dalle analisi precedenti si evince che la tecnologia SST non potrà competere con i trasformatori LFT nelle trasformazioni AC-AC. Tenendo però conto delle funzionalità aggiuntive erogate dai sistemi SST (regolazione di tensione, compensazione di reattiva, ecc.) questi possono risultare competitivi quando al sistema LFT vengono associate altre apparecchiature/sistemi quali i regolatori di tensione (Tap changer) o uno o più dispositivi STATCOM. In altri termini i sistemi SST possono trovare spazio in quelle applicazioni di trasformazione AC-AC dove è richiesta una migliore qualità del servizio e dove le funzionalità aggiuntive tipiche dei sistemi SST sono indispensabili.

Differente è il quadro di riferimento che emerge nelle applicazioni in cui una quota parte dell'uscita in bassa tensione viene effettuata in DC e per converso quando una quota parte in media tensione viene effettuata in DC.

A tale riguardo Jonas E. Huber e Johann W. Kolar [58] hanno sviluppato valutazioni relative alle perdite di sistemi adatti per applicazioni Smart Grid e in particolare nell'integrazione in rete di energia proveniente da fonte rinnovabile.

La valutazione riguardante le perdite complessive di tre sistemi:

- sistema LFT convenzionale;
- sistema ibrido comprendente un LFT e convertitori di potenza con disponibilità di un ingresso DC;
- sistema SST completo,

sono riportate nella Figura 6.26.

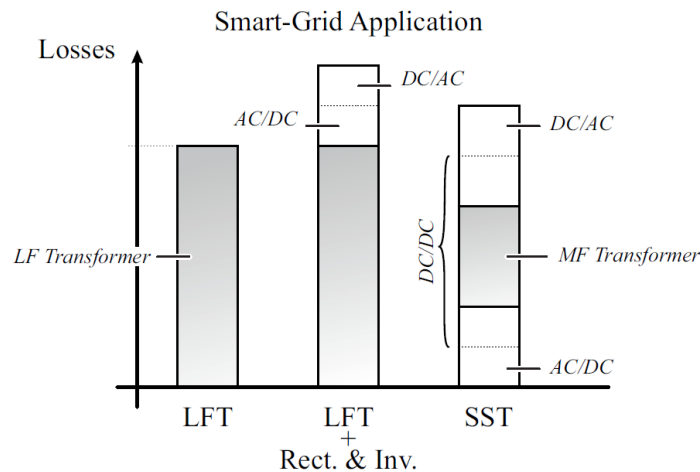


Figura 6.26 – Ripartizione delle perdite per LFT, LFT più convertitori, SST

Le perdite del trasformatore ad alta frequenza sono meno della metà di quelle del trasformatore convenzionale; le perdite complessive del sistema SST sono però superiori del 15% di quelle del trasformatore LFT tradizionale ma inferiori a quello del sistema ibrido.

Una figura di merito che mette a confronto gli aspetti di efficienza, affidabilità, prestazioni funzionali e costo dei tre sistemi sopra considerati è riportata nella Figura 6.27.

Allo stato attuale dell'arte e nel breve termine risulta che in termini di efficienza, affidabilità e costo dei materiali il trasformatore LFT, quando le sue funzionalità risultano adeguate ai fabbisogni della rete nella quale è inserito, non ha alternative. All'aumentare della richiesta delle prestazioni funzionali, che richiedono quindi l'adozione di sistemi di apparecchiature e sistemi in grado di integrare quelle di LFT, i sistemi SST rispetto ai sistemi ibridi (LFT più convertitori) mostrano valori di efficienza e di affidabilità superiori e costo dei materiali comparabile.



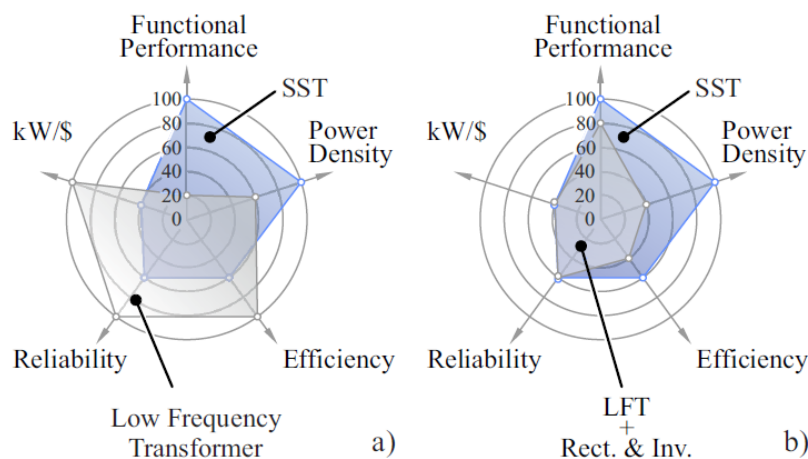


Figura 6.27 – Confronto in applicazioni Smart Grid tra SST e a) LFT, b) LFT più convertitori.

### 6.3. PROSPETTIVE DI SVILUPPO

Le analisi dei paragrafi precedenti mostrano in maniera inequivocabile che i sistemi SST non costituiranno un “*Trasformatore 2.0*” ma essi troveranno spazio in applicazione la dove le loro funzionalità aggiuntive rispetto ai trasformatori tradizionali fanno premio. Con specifico riferimento alle reti elettriche di distribuzione si può affermare che al crescere dei requisiti di funzionalità e operatività aumenteranno di pari passo le potenziali applicazioni per i sistemi SST.

In parallelo all’evoluzione delle esigenze occorre considerare anche l’innovazione nel settore dei materiali, soprattutto per quanto riguarda i componenti allo stato solido, con i conseguenti sviluppi tecnologici dei dispositivi di conversione che permetteranno di realizzare sistemi SST più efficienti e a costi contenuti.

Per quanto talune indagini di mercato prospettino per gli SST utilizzati nelle reti elettriche, nella trazione ferroviaria e veicolare, un volume d’affari di 5 milioni di dollari nel 2020 [64], sicuramente il mercato di tali sistemi permarrà fino a quella data un mercato di nicchia.

In ogni caso tutti i maggiori costruttori elettromeccanici (ABB, Siemens, Alstom, General Electric, Mitsubishi Electric, ecc.) hanno in corso sviluppi di sistemi SST e applicazioni prototipali che hanno già prodotto applicazioni nel settore della trazione ferroviaria e prevedibilmente nei prossimi 3 - 5 anni si assisterà ad applicazioni anche nel settore delle reti elettriche.

# 7. CONCLUSIONE

---

Il *Solid State Transformer (SST)* ha ricevuto una crescente attenzione sia da parte del mondo accademico sia dall'industria, in particolare per applicazioni nella trazione elettrica e nelle Smart Grid.

Il SST non è equiparabile ad un dispositivo che sostituisce il LFT, piuttosto è un sistema, che abilita funzionalità atte a regolare la rete elettrica anche a fronte di introduzioni di importanti quantità di GD. Le capacità di regolazione della tensione, di compensazione di potenza reattiva, la limitazione delle armoniche, la disponibilità di un ingresso in DC, sono tutte funzionalità che consentono al SST di sostituire un gruppo di dispositivi (Tap Changer, STATCOM, raddrizzatori, ecc.) che integrano i trasformatori convenzionali per rispondere alle crescenti esigenze di gestione e regolazione delle reti elettriche.

Da un'analisi comparata in termini di prestazioni, affidabilità e costi tra SST ed LFT emerge come in tutte le applicazioni nelle quali al sistema LFT è necessario associare convertitori elettronici di potenza, l'adozione di un sistema SST consente di aumentare l'efficienza e le funzionalità operative delle reti con una riduzione del peso e degli ingombri.

Non casualmente è nella trazione elettrica che i sistemi SST fanno riscontrare le attuali maggiori applicazioni a potenza elevata.

Gli studi e la prototipazione di sistemi SST al fine di individuarne le migliori strutture e configurazioni in relazione alle differenti applicazioni vengono perseguiti da tutti i maggiori costruttori del settore elettromeccanico.

Dallo sviluppo di semiconduttori impieganti materiali quali il Carburo di Silicio (SiC) dovrebbe consentire ai sistemi SST di accedere ad applicazioni a sempre maggiore potenza e tensione con una parallela riduzione dei costi per effetto scala.

Nel campo delle applicazioni di medie/basse potenze il SST potrebbe essere già utilizzato, ad esempio per l'implementazione di Smart Grid in relazione alle intrinseche capacità di gestione e di comunicazione con il sistema di controllo della rete.

Il SST si presenta quindi come una tecnologia promettente in grado di facilitare l'integrazione in rete di impianti di generazione distribuita, apportando vantaggi anche per quanto riguarda gli aspetti di Power Quality.

# 8. BIBLIOGRAFIA

---

- [1] European Commission, "The EU Emissions Trading System (EU ETS)," October 2013.
- [2] European Environment Agency's (EEA), "Annual European Union greenhouse gas inventory 1990–2012 and inventory report," 2014.
- [3] European Commission, "Renewable energy progress and biofuels sustainability," 2013.
- [4] TERNA. (2013, dicembre) [www.terna.it](http://www.terna.it) [Online]. <http://www.terna.it/LinkClick.aspx?fileticket=Hc%2bV7%2fxE7yc%3d&tabid=418&mid=2501>
- [5] GSE, "Rapporto Statistico 2012 - Impianti a fonti rinnovabili," 2012.
- [6] Wallace Dr A R, "Protection of embedded generation schemes," *Protection and Connection of Renewable Energy Systems (Ref. No. 1999/205)*, IEE Colloquium on , 1999.
- [7] B. Ceresoli, A. Cerretti, E. De Berardinis, G. Simioli, E. Tironi, F. Vertemati D. Castelli, "Integrazione e gestione della generazione distribuita collegata alla rete di distribuzione MT/BT," 2003.
- [8] Comitato Elettrotecnico Italiano, "CEI 0-16," 2014.
- [9] Comitato Elettrotecnico Italiano, "CEI 0-21," settembre 2014.
- [10] TERNA, "Procedura per la Riduzione della Generazione Distribuita in condizioni di emergenza sul Sistema Elettrico Nazionale (RIGEDI)," Luglio 2012.
- [11] J.W. van der Merwe and H. du T. Mouton, "The Solid-State Transformer Concept: A New Era in Power Distribution," *AFRICON, 2009. AFRICON '09.*, Sept. 2009.
- [12] Milanesi Fabio, *Trasformatori elettrici.*, 2007.
- [13] WILLIAMI McMURRAY, "The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link," *Industry and General Applications, IEEE Transactions on (Volume:IGA-7 , Issue: 4 )* , Sept. 1971.

- [14] Alex Q. Huang, Rolando Burgos, Xu She, "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems," *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of (Volume:1 , Issue: 3 )*, September 2013.
- [15] J. L. Brooks, "Solid state transformer concept development," *Naval Material Command. Port Hueneme, Civil Eng. Lab, Naval Construction Battalion Center*, 1980.
- [16] "Proof of the principle of the solid-state transformer and the AC/AC switchmode regulator," *San Jose State Univ., San Jose, CA, EPRI TR-105 067*, 1995.
- [17] F. Anan, K. Yamasaki K. Harada, "Intelligent transformer," *Conf. Rec. of IEEE PESC, vol.2, pp. 1337-1341*, 2006.
- [18] P. N. Enjeti, and I. J. Pitel M. Kang, "Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system," *Conf. Proc. IEEE/LAS Annu. Meeting*, 1997.
- [19] S. D. Sudhoff, S. F. Glover and D. L. Galloway E. R. Ronan, "A Power Electronic-Based Distribution Transformer," *IEEE Trans.Power Delivery, vol. 17, pp. 537 - 543* , 2002.
- [20] Electric Power Research Institute (EPRI), "Feasibility Assessment for Intelligent Universal Transformer," *Technical report*, Dec 2002.
- [21] A. Mansoor, A. Maitra, and F. Goodman, J.-S. Lai, "Multifunction hybrid intelligent universal transformer," *U.S. Patent 6954366*, 2005.
- [22] Xiaolin Mao, Raja Ayyanar Sixifo Falcones, "Topology Comparison for Solid State Transformer Implementation," *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE* , 2010.
- [23] Arindam Maitra, Ashok Sundaram, Mahesh Gandhi, Simon Bird, and Shoubhik Doss, "Intelligent Universal Transformer Design And Applications," *20th International Conference on Electricity Distribution - CIRED*, June 2009.
- [24] Jose Rodríguez, Jose I. Leon, Samir Kouro, Ramon Portillo, Maria A.M. Prats Leopoldo G. Franquelo, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2008.
- [25] Leopoldo G. Franquelo, Samir Kouro, José I. Leòn, Ramòn C. Portillo, Ma Àngeles Martín Prats, Marcelo A. Pérez, José Rodríguez, "Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications," *Proceedings of the IEEE*, 2009.
- [26] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, "Multilevel power converters," *Power Electronics Handbook*, 2007.

- [27] Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai, "Multilevel converters - A new breed of power converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1996.
- [28] Isao Takahashi, Hirofumi Akagi, Akira Nabae, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *Industry Applications, IEEE Transactions on (Volume:IA-17 , Issue: 5 )* , September/October 1981.
- [29] Florian Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies," 2010.
- [30] Muhammad H. Rashid, Ed., *Power Electronics Handbook*, Third Edition ed.: Butterworth-Heinemann, 2011.
- [31] Irma VILLAR, *Multiphysical Characterization of Medium-Frequency Power Electronic Transformers*, 2010.
- [32] F. Fiorillo, "Characterization and Measurement of Magnetic Materials," *Academic Press*, 2005.
- [33] Carlo Tornelli, "Nuovi materiali magnetici per accoppiatori induttivi nelle comunicazioni power line," CESI, ricerca di sistema 2005.
- [34] Ferroxcube. <http://ferroxcube.home.pl/prod/assets/powapp.htm#power>.
- [35] <http://www.magnetec.de>, "Nanocrystalline Core Materials for Modern Power Electronic," 2003.
- [36] Colonel Wm. T. McLyman, Ed., *Transformer and inductor design handbook*, Third Edition ed., 2004.
- [37] Eilert Bjerkan, "High frequency modeling of power transformers," vol. Doctoral Thesis, May 2005.
- [38] Lothar Heinemann, "An actively cooled High Power, High Frequency Transformer with High insulation Capability," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol. Volume:1, 2002.
- [39] Bin Wu, *High-Power converters and AC drivers*, IEEE PRESS, Ed.: A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2006.
- [40] Tornelli Carlo Ismaele, Celaschi Silvia, "Evoluzione della componentistica elettronica di potenza per la realizzazione di apparati connessi alla rete di distribuzione," *RSE - CESI Ricerca*, 2006.

- [41] Kaminski N. and O. Hilt, "SiC and GaN Devices – Competition or Coexistence?," *Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2012 7th International Conference on* , March 2012.
- [42] Qingchun (Jon) Zhang et al., "SiC Power Devices for Microgrids," *Power Electronics, IEEE Transactions on (Volume:25 , Issue: 12 )* , Dec. 2010.
- [43] Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., and Pou J, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Volume:57 , Issue: 8 )* , Aug. 2010.
- [44] Gangyao Wang, Xing Huang, Jun Wang, and Tiefu Zhao, "Comparisons of 6.5kV 25A Si IGBT and 10-kV SiC MOSFET in Solid-State Transformer application," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE* , Sept. 2010.
- [45] Jianjiang Shi, Wei Gou, Hao Yuan, and Tiefu Zhao, "Research on Voltage and Power Balance Control for Cascaded Modular Solid-State Transformer," *Power Electronics, IEEE Transactions on (Volume:26 , Issue: 4 )* , 2011.
- [46] Gangyao Wang, Jie Zeng, Sumit Dutta, Subhashish Bhattacharya and Alex Q. Huang Tiefu Zhao, "Voltage and power balance control for a cascaded multilevel solid state transformer," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE* , Feb. 2010.
- [47] Mi C., Hua Bai, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control ," *Power Electronics, IEEE Transactions on (Volume:23 , Issue: 6 )* , Dicembre 2008.
- [48] Liserre Marco, Monopoli Vito Giuseppe, Rotondo Paola, Antonio Dell'Aquila, "An energy-based control for an n-H-bridges multilevel active rectifier," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on (Volume:52 , Issue: 3 )* , 2005.
- [49] Zhang R., Cardinal M., Szczesny P., and Dame M., "A Grid Simulator with Control of Single-phase Power Converters," *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual (Volume:3 )* , 2002.
- [50] A. Khaligh, C. H. Rivetta, and G. A. Williamson, A. Emadi, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on (Volume:55 , Issue: 4 )* , July 2006.
- [51] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators," *IEEE*, 1976.

- [52] Boroyevich D., Wang F., Karimi K., Burgos R., "On the Ac Stability of High Power Factor Three-Phase Rectifiers," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, Sept. 2010.
- [53] G. Superti Furga, "Appunti del corso di Elettrotecnica III: sistemi trifase - Trasformazione di Park," *Politecnico di Milano*, Settembre 2007.
- [54] Alistair MacFarlane, Ian Postlethwaite, "The generalized nyquist stability criterion and multivariable root locus," *International Journal of Control*, vol. 25, 1977.
- [55] Crow M.L., Shah D.G, "Stability Design Criteria for Distribution Systems With Solid-State Transformers ," *Power Delivery, IEEE Transactions on (Volume:29 , Issue: 6 )* , Dec. 2014.
- [56] Xu She, Fei Wang, Burgos R., and Huang A.Q., "Solid state transformer interfaced wind energy system with integrated active power transfer, reactive power compensation and voltage conversion functions," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, Sept. 2012.
- [57] Prasai A., Jung-Sik Y., Divan D., Bendre A., and Seung-Ki S., "A new architecture for offshore wind farms," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008.
- [58] Johann W. Kolar and Gabriel Ortiz, "Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems," *Proceedings of the International Power Electronics Conference - ECCE Asia*, May 2014.
- [59] Huang A.Q., Crow M.L, Heydt G.T., and J.P. Zheng, "The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet," *Proceedings of the IEEE (Volume:99 , Issue: 1)*, Jan 2011.
- [60] Dražen Dujčić, Frederick Kieferndorf, and Francisco Canales, "Power Electronic Transformer Technology for Traction Applications – An Overview," *ELECTRONICS, VOL. 16, NO. 1*, JUNE 2012.
- [61] Chuanhong Zhao, Lewdeni-Schmid S, Steinke J.K., and Weiss M., "Design, Implementation and Performance of a Modular Power Electronic Transformer (PET) for Railway Application," vol. Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference, Sept. 2011.
- [62] Cairoli P. and R.A. Dougal, "New Horizons in DC Shipboard Power Systems: New fault protection strategies are essential to the adoption of dc power systems," *Electrification Magazine, IEEE (Volume:1 , Issue: 2 )*, Dec. 2013.

- [63] Jonas E. Huber and Johann W. Kolar, "Volume/Weight/Cost Comparison of a 1MVA 10 kV/400V Solid-State against a Conventional Low-Frequency Distribution Transformer," vol. Power Electronic Systems Laboratory ETH Zurich, 2014.
- [64] marketsandmarkets.com, *Solid State (Smart) Transformer Market – Global Forecast & Analysis (2012 – 2020) By Application (Smart Grid, Traction Locomotives, Vehicle Charging Stations, Others), Component (Switches, High frequency Transformers, Converters, Others) & Geography.*, July 2012.



# 9. RINGRAZIAMENTI

---

Innanzitutto intendo ringraziare il Professor Enrico Tironi per la disponibilità e per il tempo dedicato a questa tesi.

Un ringraziamento speciale va alla società DeMEPA ed in particolare a Pasquale che ha creduto e contribuito in modo significativo alla stesura di questa tesi. Inoltre intendo ringraziare Ferruccio per i preziosi consigli e aiuti.

Un sentito ringraziamento va a tutti i parenti ed in particolare alla mia famiglia: mio padre Guido e mia madre Manuela, maestri di vita che tra tanti insegnamenti mi hanno donato il senso del dovere e la forza di “non mollare”, fondamentali in questi anni e che abbinati al loro sostegno morale ed economico mi hanno permesso di raggiungere questo traguardo; mio fratello Bruno, che comunque ne saprà sempre una in più di me, e l'affettuosa sorellina Agnese.

Intendo poi ringraziare tutti i compagni di studi, in particolare Libe, che mi sono stati vicini e mi hanno motivato in questo percorso (in ordine alfabetico): Albe, Alessio, Andrea, Bonje, Cri, Isa, Ludo, Mattia, Nick, Paolino, Pelin, Resa, Silvia, Stewich, Teo, che sono stati più veri amici che semplici compagni.

Ringrazio poi gli amici di sempre che hanno reso e rendono questa vita piena di emozioni e felicità (in ordine alfabetico): Ace, Ale, Ander, Betta, Boss, Cagno, Chiara, Debby, Elvis, Fero, Gigi, Giorgio, Icio, Ivan, Jack, Jessy, Jolly, Mauri, Monica, Teo, Vitto, Yuri.

E un grazie a tutti coloro che non ho menzionato ma non per questo meno importanti.

Infine il ringraziamento più speciale va a te Cristina, che con amore e pazienza mi sei sempre stata vicina e hai sempre creduto in me. Grazie.