

POLITECNICO DI MILANO

Scuola di Ingegneria Industriale e dell'Informazione

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica



**CONVERTITORI ELETTRONICI DI POTENZA INNOVATIVI
BASATI SU SEMICONDUTTORI SiC**

Relatore: Ing. Morris Brenna

Tesi di Laurea Magistrale di:

Luca Genevini
Matr. 800509

Marco Grossetti
Matr. 800688

Anno Accademico 2014-2015

INDICE

INDICE	1
INDICE DELLE FIGURE	6
INDICE DELLE TABELLE.....	13
ABSTRACT.....	14
1. LA FISICA DEI SEMICONDUTTORI	16
1.1. I semiconduttori intrinseci.....	17
1.2. I semiconduttori estrinseci.....	18
1.3. Gli effetti della temperatura sulle proprietà del silicio.....	20
1.4. Il meccanismo di diffusione dei portatori di carica.....	20
1.5. La relazione di Einstein e la corrente totale di lacune ed elettroni.....	22
1.6. La giunzione pn.....	22
1.7. La caratteristica corrente-tensione della giunzione pn.....	25
1.8. Dipendenza dalla temperatura della caratteristica corrente-tensione	26
2. I DISPOSITIVI A SEMICONDUTTORE	27
2.1. Il diodo	27
2.2. Il transistor a giunzione bipolare (BJT).....	28
2.3. Il MOSFET.....	30
2.3.1. Il MOSFET ad arricchimento	31
2.3.2. Il MOSFET a svuotamento	34
2.3.3. Le diverse tipologie di MOSFET	35
2.3.4. La struttura del MOSFET di potenza.....	37
2.3.5. Le zone di funzionamento del MOSFET	39
2.3.6. Le perdite di un MOSFET	40
2.3.7. L'utilizzo del MOSFET come resistenza e come interruttore	43
2.4. Il transistor ad effetto di campo a giunzione (JFET).....	44
2.4.1. Il funzionamento del JFET.....	45

2.4.2.	La caratteristica corrente-tensione del JFET.....	47
2.4.3.	La caratteristica di trasferimento del JFET.....	49
2.5.	Il transistor bipolare a gate isolato (IGBT).....	50
2.5.1.	La struttura ed il funzionamento dell'IGBT.....	51
2.5.2.	La caratteristica statica dell'IGBT.....	53
2.5.3.	La caratteristica dinamica dell'IGBT.....	55
2.5.4.	I parametri caratteristici dell'IGBT.....	58
2.5.5.	I requisiti del sistema di controllo.....	61
2.5.6.	I modelli circuitali dell'IGBT.....	62
3.	I SEMICONDUTTORI AL CARBURO DI SILICIO (SiC).....	64
3.1.	Le strutture e le proprietà del carburo di silicio.....	64
3.2.	I vantaggi elettronici del carburo di silicio.....	68
3.3.	La fabbricazione dei cristalli di carburo di silicio.....	69
3.3.1.	Il metodo della sublimazione.....	69
3.3.2.	Il metodo di Lely.....	70
3.3.3.	Il metodo PVT (Lely modificato).....	70
3.3.4.	I metodi epitassiali.....	71
3.3.5.	I metodi di drogaggio del cristallo.....	72
3.3.6.	La tecnologia MOS.....	74
3.4.	Le applicazioni della tecnologia al carburo di silicio nell'elettronica.....	75
3.4.1.	I sensori optoelettronici.....	75
3.4.2.	I dispositivi a radiofrequenza (RF).....	75
3.4.3.	La commutazione ad alta potenza.....	75
3.4.4.	Il carburo di silicio nel campo dell'illuminazione LED (Light Emitting Diode).....	76
4.	IL MOSFET AL CARBURO DI SILICIO.....	79
4.1.	Le strutture e le caratteristiche dei dispositivi al SiC.....	81
4.2.	I circuiti di comando del gate.....	85
4.3.	Le caratteristiche del diodo di corpo.....	86

4.4.	Gli isolanti per SiC MOSFET	86
4.5.	Gli effetti della temperatura	87
4.6.	Le caratteristiche dei moduli di potenza al SiC.....	89
4.6.1.	Confronto delle perdite di Si-IGBT e SiC-MOSFET nei moduli di potenza.....	91
4.7.	L'affidabilità dei SiC-MOSFET.....	91
5.	APPLICAZIONI DI POTENZA DELLE VALVOLE AL CARBURO DI SILICIO.....	93
5.1.	Settore automobilistico.....	93
5.2.	Settore ferroviario.....	94
5.2.1.	Sistema di alimentazione ausiliario al carburo di silicio per automotrici (ALSTOM Transport)	97
5.2.2.	Sistema di alimentazione ausiliario al carburo di silicio per automotrici (Mitsubishi Electric)	98
5.2.3.	Modulo di potenza ibrido al carburo di silicio per inverter e per il controllo dei motori (Toshiba).....	99
5.2.4.	Inverter per trazione completamente realizzato con tecnologia SiC (Mitsubishi Electric)	99
5.2.5.	Power Electronic Traction Transformer (PETT)	100
5.3.	Sistemi fotovoltaici.....	102
5.3.1.	Inverter per sistemi fotovoltaici con SiC-JFET	102
5.3.2.	Inverter per sistemi fotovoltaici con diodi Schottky al carburo di silicio.....	104
5.4.	La trasmissione in corrente continua HVDC (High Voltage Direct Current).....	106
5.4.1.	Confronto tra la trasmissione in DC e quella in AC	107
5.4.2.	Struttura della rete in corrente continua.....	110
5.4.3.	L'inquinamento armonico causato dai convertitori	112
5.4.4.	Situazione attuale dell'HVDC in Italia	113
5.4.5.	Utilizzo del SiC per l'HVDC ed il VSC-HVDC.....	113
5.4.6.	Promozione del grande sviluppo della tecnologia della rete DC	115
5.5.	Utilizzo nell'elettronica di potenza allo stato solido	116

5.6.	Transistori statici ad induzione al carburo di silicio SiC-SIT	118
6.	CONVERTITORI DC-DC BIDIREZIONALI REALIZZATI CON VALVOLE DI NUOVA GENERAZIONE	122
6.1.	Sistemi BTB in media tensione di nuova generazione.....	124
6.2.	Il Dual Active Bridge	125
6.3.	Struttura delle valvole di un DAB	131
6.4.	Trasformatore ad alta frequenza e stadio inverter/raddrizzatore.....	132
6.5.	Confronto tra un sistema IGBT al Si e un sistema JFET al SiC	133
7.	STRUTTURA DEL TRASFORMATORE AD ALTA FREQUENZA.....	134
7.1.	Caratterizzazione dei materiali magnetici	136
7.1.1.	Ferriti.....	137
7.1.2.	Materiali amorfi	139
7.1.3.	Supermalloy	140
7.1.4.	Caratteristiche dei materiali nanocristallini	141
7.1.5.	Conclusioni	141
7.2.	Perdite dei trasformatori ad alta frequenza.....	142
7.2.1.	Perdite nel nucleo magnetico	142
7.2.2.	Perdite negli avvolgimenti	143
7.3.	Parametri parassiti	144
7.3.1.	Induttanza di dispersione	144
7.3.2.	Capacità negli avvolgimenti.....	145
8.	SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)	147
8.1.	Descrizione del modello di un convertitore DC-DC con trasformatore ad alta frequenza (ideato per valvole JFET al SiC)	147
8.1.1.	Convertitore DC-AC	149
8.1.2.	Trasformatore ad alta frequenza	150
8.1.3.	Convertitore AC-DC	151
8.1.4.	Condensatore e carico variabile	152

8.2. Alimentazione di un carico con ponte DAB	153
8.2.1. Conclusioni della simulazione	166
8.3. Regolazione della potenza scambiata tramite un ponte ad alta frequenza	167
8.3.1. Conclusioni della simulazione	190
APPENDICE A – FUNZIONAMENTO DEL REGOLATORE PI.....	192
APPENDICE B – NOTE SUL FUNZIONAMENTO DEI CAVI SCALDANTI AUTOREGOLANTI	195
APPENDICE C – CALCOLO DELLA POTENZA TRASMESSA DAL DAB	198
BIBLIOGRAFIA	202

INDICE DELLE FIGURE

Figura 1-1 Teoria delle bande applicata a metalli, semiconduttori e isolanti	16
Figura 1-2 Struttura bidimensionale di un cristallo di silicio.....	17
Figura 1-3 Struttura bidimensionale di un cristallo di silicio con drogaggio di tipo p e di tipo n	19
Figura 1-4 Concentrazione di lacune non uniforme e densità della corrente di diffusione	21
Figura 1-5 Rappresentazione schematica della giunzione pn; sono evidenziate la regione p, la zona di svuotamento e la regione n.....	23
Figura 1-6 Rappresentazione di una giunzione pn polarizzata direttamente	24
Figura 1-7 Rappresentazione di una giunzione pn polarizzata inversamente.....	24
Figura 1-8 Caratteristica corrente-tensione della giunzione pn	25
Figura 2-1 Caratteristica ideale e reale del diodo	27
Figura 2-2 Struttura, versi convenzionali delle correnti e simbolo circuitale per un transistor pnp	28
Figura 2-3 Struttura del MOSFET ad arricchimento a canale n	31
Figura 2-4 Transistore NMOS ad arricchimento polarizzato; sono evidenziate le cariche indotte nel canale per $V_{DS}=0$	32
Figura 2-5 Caratteristica di uscita di un transistor NMOS ad arricchimento.....	33
Figura 2-6 Struttura di un MOSFET a canale n a svuotamento con $V_{GS}=0$ e $V_{DS}=0$	34
Figura 2-7 Sezione di un trench MOSFET (UMOSFET).....	36
Figura 2-8 Rappresentazione semplificata della sezione verticale di un MOSFET di potenza.....	37
Figura 2-9 Implementazione di un MOSFET con diodo di corpo veloce e diodo ultraveloce collegato in parallelo.....	38
Figura 2-10 Rappresentazione della posizione delle capacità tra le giunzioni di un MOSFET	39
Figura 2-11 Curva caratteristica di un MOSFET in cui sono indicate le zone di funzionamento	40
Figura 2-12 Forme d'onda in fase di commutazione e perdite ad essa associate	42
Figura 2-13 andamento della tensione tra drain e source (linea blu) e della corrente di drain (linea rossa) di un MOSFET di potenza nel caso di commutazione ideale e non ideale	43
Figura 2-14 (a) Struttura e (b) simbolo circuitale di un transistor a giunzione a effetto di campo (JFET) a canale n.....	44
Figura 2-15 (a) Struttura e (b) simbolo circuitale di un transistor a giunzione a effetto di campo (JFET) a canale p.....	45
Figura 2-16 Struttura di un JFET planare a canale n per circuiti integrati.....	45
Figura 2-17 (a) Struttura di un JFET a canale n polarizzato: sono evidenti le regioni di svuotamento che riducono l'ampiezza del canale; (b) circuito equivalente.....	46

Figura 2-18 Caratteristica di uscita di un JFET a canale n	47
Figura 2-19 Caratteristica di trasferimento (I_D in funzione di V_{GS}) di un JFET a canale n con $V_{DS}=10V$	50
Figura 2-20 MOSFET e BJT in configurazione Darlington	51
Figura 2-21 Sezione verticale e circuito equivalente di un IGBT di canale n	53
Figura 2-22 Circuito equivalente dell'IGBT con BJT e MOSFET usato per l'analisi	54
Figura 2-23 Cadute di tensione nella struttura dell'IGBT in stato di ON	55
Figura 2-24 Forme d'onda all'accensione di un IGBT con carico induttivo	56
Figura 2-25 Forme d'onda allo spegnimento dell'IGBT con carico induttivo	57
Figura 2-26 Area di funzionamento – Secure Operating Area (SOA) - di un IGBT	60
Figura 2-27 (a) circuito di comando del gate con resistenza di accensione e spegnimento indipendenti. (b) capacità esterna al gate per disaccoppiare $(dv_{ce})/dt$ e $(di_c)/dt$ durante il transitorio di commutazione.	61
Figura 2-28 Metà cella di un IGBT simmetrico.....	62
Figura 3-1 Sezione schematica dei politipi 3C-SiC, 4H-SiC e 6H-SiC.....	65
Figura 3-2 Confronto tra i bandgap del Si e SiC rispetto a SiO_2	67
Figura 3-3 Schema del processo di deposizione chimica da fase di vapore	72
Figura 3-4 sezione trasversale di un transistor per circuiti integrati: (a) struttura ideale e (b) struttura reale	72
Figura 3-5 LED blu ottenuto utilizzando 6H-SiC.....	77
Figura 3-6 Rappresentazione schematica dei metodi di produzione della luce bianca tramite fosforo (sinistra), sistemi RGB (centro) e sistema ibrido (destra).	77
Figura 4-1 Andamento della resistenza di ON specifica per unità di area in funzione della tensione di blocco per un MOSFET di potenza al SiC. Il grafico raffigura i limiti teorici di dispositivi unipolari 4H-SiC. Sono riportati anche gli effetti della mobilità del canale sulla $R_{sp,on}$ in un range che va da 10 a 200 cm^2/Vs	79
Figura 4-2 Confronto tra dispositivi al Si e al SiC.....	81
Figura 4-3 Confronto tra le resistenze di ON in funzione della tensione di blocco tra Si-MOSFET, MOSFET con super giunzioni al Si e SiC DMOSFET	82
Figura 4-4 Confronto caratteristica V_{DS}/I_D tra un SiC-MOSFET e un Si-IGBT a temperature differenti	83
Figura 4-5 Andamento della resistenza di ON R_{DSON} in funzione della tensione di gate V_{GS} per un SiC-MOSFET.....	83

Figura 4-6 Variazione della tensione di soglia all'aumentare della temperatura per un SiC-MOSFET riportata in scala logaritmica ed in scala lineare	84
Figura 4-7 Riduzione della taglia dei componenti passivi di un filtro LC all'aumentare della frequenza di commutazione	85
Figura 4-8 Circuito di comando con tensione di gate che varia tra i -4V e i 18V.	85
Figura 4-9 Caratteristica di trasferimento di un MOSFET di potenza al SiC da 600V di nuova generazione con $V_{DS}=5V$	87
Figura 4-10 Rappresentazione della stabilità e instabilità termica di un MOSFET di potenza in base alle condizioni di carico e di perdita	88
Figura 4-11 Andamento delle perdite di commutazione al variare della corrente di drain a differenti temperature T_j	90
Figura 4-12 Andamento delle perdite di commutazione al variare della resistenza di gate	90
Figura 4-13 Spostamento della tensione di soglia in funzione delle ore di utilizzo	92
Figura 5-1 Prototipo di inverter DENSO a sinistra e prodotto finito a destra	93
Figura 5-2 Struttura di un motore elettrico Mitsubishi che integra al suo interno l'inverter; la potenza complessiva del dispositivo è di 70kW	94
Figura 5-3 Inverter sviluppati usando valvole al SiC: i primi due, prodotti da Mitsubishi Electric e Toshiba, hanno tensioni nominali di 1700V mentre il terzo, progettato da Hitachi, ha una tensione nominale di 3300V	95
Figura 5-4 Potenziale riduzione delle perdite stimata da Mitsubishi attraverso l'uso di SBD al SiC in sostituzione a dispositivi di potenza al Si.....	96
Figura 5-5 Convertitore ausiliario della ALSTOM realizzato per la linea 3 della metropolitana di Milano	97
Figura 5-6 Automotrice utilizzata nella linea Ginza di Tokyo (a sinistra) e sistema di alimentazione ausiliaria per automotrici (destra).....	98
Figura 5-7 Convertitore per l'alimentazione dei sistemi di propulsione	99
Figura 5-8 Sistema di alimentazione per i motori realizzato dalla Mitsubishi Electric	100
Figura 5-9 Schema del sistema attualmente in uso per il prelievo della potenza dalla linea di contatto	100
Figura 5-10 Power Electronic Traction Transformer.....	100
Figura 5-11 Power Electronic Traction Transformer prodotto da ABB	101
Figura 5-12 Schema di un inverter solare a JFET di nuova generazione	103
Figura 5-13 Confronto tra il carburo di silicio, l'arseniuro di gallio ed il silicio	104

Figura 5-14 Confronto tra un convertitore boost classico (a sinistra) ed uno con valvole al carburo di silicio (a destra)	105
Figura 5-15 Collegamento in corrente alternata di due reti	107
Figura 5-16 Collegamento in corrente continua di due reti	108
Figura 5-17 Struttura HVDC ad un solo conduttore	111
Figura 5-18 Struttura HVDC a due conduttori.....	111
Figura 5-19 Struttura HVDC a due conduttori indipendenti con ritorno via terra di riserva.....	111
Figura 5-20 Rappresentazione del convertitore come sorgente di correnti armoniche e inserzione del filtro LC.....	112
Figura 5-21 Struttura tipica di un sistema HVDC: 1-Sistema di potenza in AC 2-Interruttori 3-Resistenza per limitare la corrente d’inserzione 4-Trasformatore 5-Induttori 6-Convertitori 8-Linea di trasmissione DC 9-Filtro AC 10 Capacità lato DC.....	114
Figura 5-22 Rete in DC del progetto “North Sea super grid”	116
Figura 5-23 Esempio del SST	117
Figura 5-24 Confronto tra trasformatori tradizionali e sistema SST	118
Figura 5-25 (a) circuito sperimentale per la valutazione della capacità di interruzione di un SiC-SIT (b) Forme d’onda di tensione e corrente tipiche durante un processo di interruzione in corrente continua.	119
Figura 5-26 Forme d’onda di un SiC-SIT ottenute sperimentalmente durante un processo di interruzione: nel caso di interruzione avvenuta con successo (a) e nel caso in cui l’interruzione fallisce a causa della distruzione del dispositivo (b)	120
Figura 5-27 Confronto del potere di interruzione di un Si-SJMOSFET e SiC-SIT basato sulla densità di corrente (a) e sulla densità di energia dissipata (b)	121
Figura 6-1 Sistema adottato per la distribuzione giapponese costituito da due feeder da 6.6 kV ...	122
Figura 6-2 Sistema BTB per sistemi con generazione di potenza distribuita costituiti da due feeder da 6.6kV	123
Figura 6-3 Schema semplificato di un sistema BTB nel quale può essere inserito un DAB di nuova generazione.....	123
Figura 6-4 Convertitore DC-DC bidirezionale con isolamento galvanico con IGBT al Si(a) e con JFET al SiC(b).....	124
Figura 6-5 Struttura del Dual Active Bridge realizzato con SiC-JFET	126
Figura 6-6 Confronto tra le dimensioni di un trasformatore da 3kVA a 50Hz (a sinistra) e uno da 20kHz (a destra)	126

Figura 6-7 Forme d'onda di un DAB nel trasferimento di potenza dal lato 1 al lato 2 (a) e dal lato 2 al lato 1 (b)	129
Figura 6-8 Cascata differenti moduli contenenti JFET al SiC	131
Figura 7-1 Legame tra potenza e frequenza in convertitori di elettronica di potenza basati su differenti dispositivi e differenti materiali semiconduttori	135
Figura 7-2 Caratteristiche e tecnologie del trasformatore ad alta densità di potenza	135
Figura 7-3 Mappa dello sviluppo dei diversi materiali magnetici dolci	142
Figura 7-4 Convertitore PWM a ponte completo (a sinistra) e andamento della tensione V_{ds1} con differenti valori dell'induttanza di dispersione (a destra).	145
Figura 8-1 Modello completo del sistema analizzato in Simulink.....	148
Figura 8-2 Blocco Powergui presente in Simulink	148
Figura 8-3 Impostazioni utilizzate nel blocco powergui.....	149
Figura 8-4 Modello del ponte DC-AC realizzato in Simulink.....	149
Figura 8-5 Sistema di controllo delle valvole dell'inverter	150
Figura 8-6 Blocco Simulink del trasformatore ad alta frequenza	151
Figura 8-7 Convertitore AC-DC e regolatore PI.....	151
Figura 8-8 Controllo delle valvole nel ponte raddrizzatore	152
Figura 8-9 Modello Simulink utilizzato per simulare il carico variabile	152
Figura 8-10 Scambio ferroviario nel quale è stato attivato il sistema di snevamento	153
Figura 8-11 Andamento della tensione sul carico.....	155
Figura 8-12 Ingrandimento dell'andamento della tensione sul carico.....	155
Figura 8-13 Andamento dell'angolo di controllo in uscita dal regolatore PI espresso in gradi	156
Figura 8-14 Grafico di un semiperiodo della tensione primaria e secondaria riportata al primario	157
Figura 8-15 Differenza tra le tensioni al primario e al secondario del trasformatore (un semiperiodo).....	158
Figura 8-16 Andamento della corrente durante un periodo con inserito un carico da 5,2kW	159
Figura 8-17 Andamento della corrente al primario del trasformatore con inserito un carico da 10,4kW	160
Figura 8-18 Valori della corrente presente sul carico ($f_s=5\text{kHz}$).....	160
Figura 8-19 Andamento della tensione sul carico con alimentazione a 50Hz	161
Figura 8-20 Ingrandimento dell'andamento della tensione sul carico con alimentazione a 50Hz...	162
Figura 8-21 Andamento dell'angolo di controllo a 50Hz.....	163
Figura 8-22 Ritardo della tensione al secondario rispetto alla tensione al primario del trasformatore nel sistema a 50Hz.....	163

Figura 8-23 Differenza tra la tensione al primario e la tensione al secondario riportata al primario con switching a 50Hz.....	164
Figura 8-24 Andamento della corrente in seguito all'inserzione del primo carico ($f_s=50\text{Hz}$).....	165
Figura 8-25 Andamento della corrente in seguito all'inserzione del primo carico ($f_s=50\text{Hz}$).....	165
Figura 8-26 Valori della corrente presente sul carico ($f_s=50\text{Hz}$).....	166
Figura 8-27 Schema Simulink utilizzato per la simulazione dello scambio di potenza	168
Figura 8-28 Sistema di controllo della potenza utilizzato nella simulazione	169
Figura 8-29 Riferimento di potenza del sistema dato in ingresso al sistema di controllo	170
Figura 8-30 Andamento della potenza ottenuta a partire dai valori di tensione sul DC-link e dell'angolo di controllo.....	170
Figura 8-31 Andamento dell'errore di potenza nel tempo	171
Figura 8-32 Angolo di controllo ottenuto in uscita dal controllore PI.....	172
Figura 8-33 Andamento della tensione in uscita dal convertitore AC-DC.....	172
Figura 8-34 Ingrandimento dell'andamento temporale della tensione ai morsetti del condensatore.....	173
Figura 8-35 Transitorio residuo della potenza al termine della perturbazione	174
Figura 8-36 Andamento delle tensioni al primario e secondario per $t=1,5\text{s}$ ovvero per il massimo valore della potenza di riferimento.....	174
Figura 8-37 Andamento delle tensioni al primario e secondario per $t=2,5\text{s}$ ovvero per il minimo valore della potenza di riferimento.....	175
Figura 8-38 Differenza di ampiezza tra le tensioni al primario ed al secondario del trasformatore per $t=1,5\text{s}$ (sinistra) e per $t=2,5\text{s}$ (destra).....	176
Figura 8-39 Differenza tra le tensioni al primario ed al secondario, utili per la valutazione delle correnti	176
Figura 8-40 Andamento della corrente rilevata al primario del trasformatore	177
Figura 8-41 Andamento del riferimento di potenza a gradino.....	178
Figura 8-42 Andamento della potenza trasferita dal DAB	178
Figura 8-43 Transitori di salita e discesa della potenza in transito sul DAB nati a seguito della variazione a gradino del riferimento	179
Figura 8-44 Errore di potenza calcolato in seguito alle variazioni del riferimento a gradino	179
Figura 8-45 Ingrandimento dell'errore di potenza nato in seguito alla prima variazione a scalino della potenza	180
Figura 8-46 Andamento dell'angolo di controllo a seguito della variazione a scalino del riferimento.....	181

Figura 8-47 Ingrandimento dei transistori di salita e di discesa dell'angolo di controllo.....	181
Figura 8-48 Andamento della corrente in transito verso la rete DC a valle del ponte.....	182
Figura 8-49 Andamento della corrente nelle zone di salita e di discesa.....	182
Figura 8-50 Schema Simulink utilizzato per simulare il gradino ad inversione con frequenza di commutazione 50kHz.....	183
Figura 8-51 Andamento del riferimento di potenza a gradino con inversione	184
Figura 8-52 Andamento della potenza transitante sul DAB nel tempo	184
Figura 8-53 Transitori rilevati in corrispondenza dei fronti di discesa dei gradini di potenza.....	185
Figura 8-54 Errore di potenza rilevato nel tempo	185
Figura 8-55 Ingrandimento dell'andamento dell'errore di potenza rilevato in corrispondenza dei fronti di salita	186
Figura 8-56 Andamento dell'angolo di controllo ottenuto in uscita dal controllore PI.....	187
Figura 8-57 Ingrandimento dei transistori seguiti dall'angolo di controllo	187
Figura 8-58 Andamento della corrente rilevata a valle del convertitore AC/DC	188
Figura 8-59 Ingrandimento della corrente rilevata a valle del convertitore AC/DC	188
Figura 8-60 Andamento della tensione rilevata a valle del convertitore	189
Figura 8-61 Ingrandimento della tensione in corrispondenza della prima perturbazione.....	189
Figura A-1 Struttura di un regolatore PID ideale.....	193
Figura A-2 Diagramma di Bode di un regolatore PID.....	193
Figura B-1 Rendering di un cavo scaldante autoregolante	195
Figura B-2 Comportamento delle molecole di polimero e di grafite al variare della temperatura ..	196
Figura B-3 Curva caratteristica del cavo riportante l'andamento della potenza fornita in funzione della temperatura.....	197
Figura C-1 Andamento delle tensioni e correnti in un periodo di switching e divisione in sottoperiodi	198

INDICE DELLE TABELLE

Tabella 3-1 Dati caratteristici dei diversi semiconduttori	66
Tabella 5-1 Principali caratteristiche del carica batterie utilizzato nella linea metropolitana 3 di Milano	97
Tabella 5-2 Principali caratteristiche del sistema di alimentazione ausiliario installato sulla linea Ginza di Tokyo.....	98
Tabella 5-3 Confronto tra l'energia trasmissibile attraverso un collegamento HVAC e uno HVDC	107
Tabella 6-1 Tensione e livelli della forma d'onda al variare del numero di celle di conversione N di un sistema BTB di nuova generazione	124
Tabella 7-1 Proprietà tipiche delle ferriti a 25 °C (dati forniti da Ferroxcube)	138
Tabella 7-2 Proprietà tipiche dei materiali amorfi a 25°C (dati forniti da Metglas).....	139
Tabella 7-3 Proprietà tipiche dei Supermalloy a 25°C	140

ABSTRACT

In questo lavoro di tesi si discute dell'evoluzione portata dal carburo di silicio (SiC) nell'ambito dell'elettronica di potenza. Tale innovazione è interessante soprattutto in uno scenario come quello contemporaneo, dove l'efficienza energetica è sempre più un aspetto determinante nella progettazione di nuove strutture e nell'ammodernamento di quelle esistenti.

Nella prima parte del lavoro di tesi s'introducono le nozioni fondamentali utili alla comprensione della fisica dei semiconduttori e degli aspetti riguardanti l'elettronica dello stato solido; nel primo capitolo si ha una breve trattazione riguardo la fisica dei semiconduttori ed il funzionamento della giunzione pn. Nel secondo capitolo sono introdotti i principali dispositivi utilizzati, che verranno poi ripresi nell'analisi della nuova tecnologia di semiconduttori.

Nella seconda parte della tesi ci si concentra sul SiC e sulle sue applicazioni. Vengono descritte nel terzo capitolo le proprietà fondamentali che lo rendono un ottimo candidato alla sostituzione del silicio, per poi passare a descriverne i processi di produzione. Nel quarto capitolo viene trattato il SiC-MOSFET, ovvero il dispositivo che beneficia maggiormente delle innovazioni del semiconduttore, e ne vengono confrontate le prestazioni con la valvola maggiormente usata nei convertitori, l'IGBT. Nel quinto capitolo vengono descritte le applicazioni che vedono attualmente impiegato il SiC.

Infine la terza parte è incentrata sulla simulazione numerica svolta. Si inizia col descrivere, nel sesto capitolo, il Dual Active Bridge ovvero il convertitore che è stato poi implementato nell'ambiente di simulazione. Nel settimo capitolo viene analizzato il trasformatore ad alta frequenza; è stato fatto quest'approfondimento in quanto tale dispositivo è fondamentale nella struttura dei nuovi convertitori DC-DC. Nell'ottavo ed ultimo capitolo viene analizzato numericamente il convertitore DAB facendo riferimento a possibili situazioni in cui può essere utilizzato; vengono analizzati i risultati delle simulazioni e sono tratte le conclusioni basandosi sui risultati ottenuti e su quanto esposto nei capitoli precedenti.

The thesis deals with the evolution carried by silicon carbide in power electronics. This innovation is very interesting in the current scenery, because energy efficiency is growing in importance in new structures design and in existing ones renovation.

Useful notions for the understanding of semiconductor's physics and other aspects about solid-state electronics are introduced in the first part of the thesis; in the first chapter there is a brief exposition about semiconductor's physics and pn junction's behavior. In the second chapter main power electronics semiconductor devices are exposed and then resumed in the analysis of new semiconductor technology.

The second part of the thesis focuses on silicon carbide and his application in power electronics. The third chapter describes SiC properties that make it a good choice in order to replace silicon, then semiconductor's production processes are described and finally there are some developed application's hints. Fourth chapter deals with SiC-MOSFET, the power device that mostly benefits from semiconductor's advantages, and then it is compared to IGBT that is the most used converter's switch. In fifth chapter silicon carbide power applications are described, both prototype and on market devices.

The last part is about numerical simulation. In sixth chapter Dual Active Bridge, the kind of converter implemented in numerical simulation, is described, , analyzing its functioning and transmission line's employment. In seventh chapter high frequency transformer and materials used in its construction are analyzed; this chapter is useful because the transformer is the core device of new DC-DC converters. Finally in eight chapter DAB is numerically analyzed referring to possible uses in which could be employed; in this chapter's paragraph MATLAB's block diagram structures and simulation results are analyzed, then conclusions are drawn using simulation results and previous chapters concepts.

1. LA FISICA DEI SEMICONDUTTORI

I materiali semiconduttori sono alla base di tutti i dispositivi elettronici allo stato solido, compresi alcuni dispositivi ben noti come i chip dei computer e i laser a diodo. Negli anni essi hanno acquisito sempre più un ruolo fondamentale nella produzione e nello sviluppo di dispositivi elettronici.

È possibile comprendere il funzionamento dei semiconduttori studiando la loro struttura elettronica attraverso l'approccio dell'orbitale molecolare. Guardando la tavola periodica, gli elementi del gruppo 4A (carbonio nella forma di diamante, silicio e germanio) hanno strutture simili. Ciascun atomo è circondato da altri quattro atomi ai vertici di un tetraedro. Usando il modello a bande, gli orbitali di ciascun atomo si combinano in modo da formare orbitali molecolari delocalizzati su tutto il solido. A differenza dei metalli ciò che caratterizza il carbonio, il silicio e il germanio sono due bande; la banda parzialmente riempita di orbitali molecolari tipica di un metallo si divide in una banda di valenza ad energia più bassa e in una banda di conduzione ad energia più alta. Nei metalli, un elettrone che passa dagli orbitali molecolari pieni agli orbitali molecolari vuoti non deve attraversare una barriera di energia, quindi le cariche negative possono fluire con facilità. Negli isolanti elettrici come il diamante e nei semiconduttori come il silicio e il germanio, le bande di valenza e di conduzione sono separate da una barriera energetica, nota come banda proibita. Negli elementi del gruppo 4A gli orbitali della banda di valenza sono completamente riempiti, mentre la banda di conduzione è vuota.

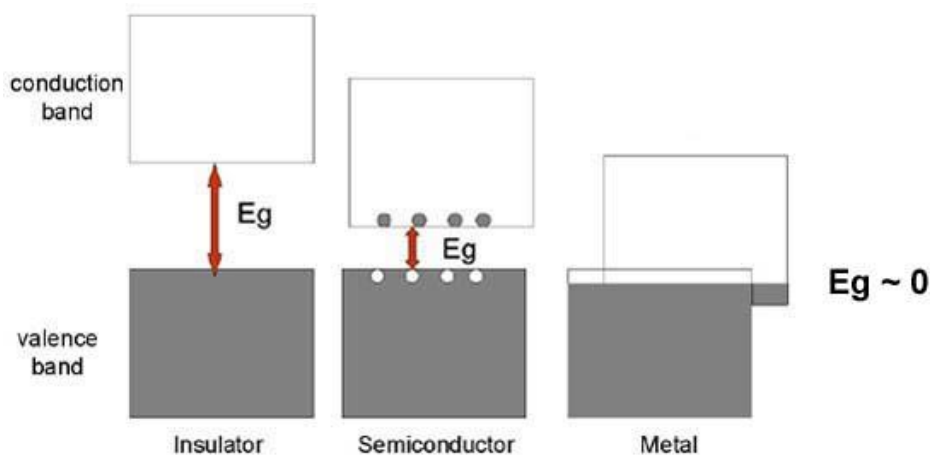


Figura 1-1 Teoria delle bande applicata a metalli, semiconduttori e isolanti

La banda proibita nel diamante a 300K è di 5,5eV, talmente grande che, anche a temperature elevate, gli elettroni restano confinati nella banda di valenza e non possono compiere la transizione alla banda di conduzione. Quindi non è possibile che si creino lacune positive e il diamante si comporta da perfetto isolante. I semiconduttori al contrario hanno una banda più piccola (ad esempio a 300K il

silicio ha una banda proibita di 1,12eV, mentre il germanio di 0,67eV) tale da consentire il passaggio dalla banda di valenza alla banda di conduzione degli elettroni. I semiconduttori possono condurre in quanto l'energia termica è sufficiente per promuovere alcuni elettroni dalla banda di valenza a quella di conduzione. La conduzione avviene quando gli elettroni della banda di conduzione migrano in una direzione e le lacune positive nella banda di valenza migrano nella direzione opposta.

1.1. I semiconduttori intrinseci

Il silicio, il germanio e l'arseniuro di gallio puri sono chiamati semiconduttori intrinseci, per indicare che la capacità di condurre elettroni è una proprietà intrinseca del materiale.

La struttura cristallina del silicio consiste nella ripetizione regolare in tre dimensioni di una cella a forma di tetraedro avente un atomo in ogni vertice (figura 1-2). Il silicio ha un totale di 14 elettroni nella sua struttura atomica, quattro dei quali sono elettroni di valenza, e quindi l'atomo è detto tetravalente. Le forze di legame tra atomi vicini derivano dal fatto che ogni elettrone di valenza di un atomo di silicio è condiviso con uno dei quattro atomi ad esso più vicino; gli elettroni di valenza hanno la funzione di legare un atomo all'altro, per cui essi risultano strettamente legati al nucleo e di conseguenza, nonostante siano presenti quattro elettroni di valenza, solo alcuni di essi possono contribuire alla conduzione.

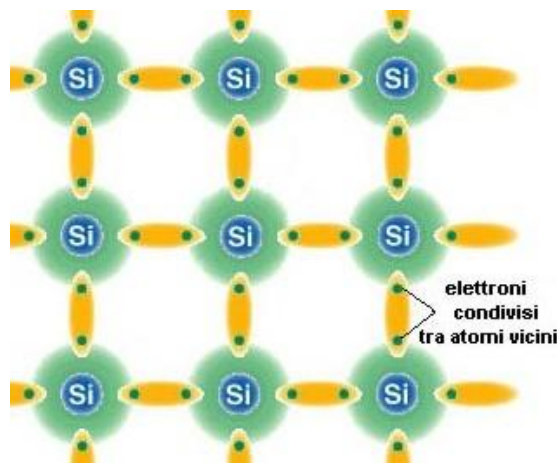


Figura 1-2 Struttura bidimensionale di un cristallo di silicio

A bassissima temperatura (tipicamente 0K) la struttura del silicio si avvicina a quella ideale e il cristallo si comporta come un isolante perché non sono disponibili cariche libere. A temperatura ambiente, invece, alcuni legami covalenti sono rotti a causa dell'energia termica fornita al cristallo ed è possibile la conduzione. La rottura di un legame covalente dà origine ad un elettrone di

conduzione e ad una lacuna; l'importanza della lacuna è che essa può fungere da portatore di carica elettrica con efficienza confrontabile con quella dell'elettrone libero.

Il movimento della lacuna in realtà è fittizio, in quanto non si ha un reale movimento di cariche positive ma c'è solo un movimento dell'elettrone di valenza di un atomo verso la lacuna di un atomo vicino; l'elettrone che si sposta da un legame per riempire una lacuna crea a sua volta una lacuna nel suo sito originale e dunque si ha come effetto finale un movimento delle cariche positive in direzione opposta a quella dell'elettrone. Per quello che riguarda il flusso di corrente elettrica, la lacuna si comporta come una carica positiva di valore pari a quello della carica dell'elettrone. Si possono allora considerare le lacune come entità fisiche il cui movimento determina una corrente.

In un semiconduttore intrinseco la rottura del legame covalente porta alla formazione di un elettrone libero (n) e di una lacuna (p); la concentrazione di elettroni e di lacune dev'essere sempre uguale:

$$p = n = n_i$$

dove n_i rappresenta la concentrazione intrinseca il cui valore dipende dalla temperatura. Sia gli elettroni che le lacune contribuiscono al processo di conduzione e, poiché il meccanismo con cui si muovono nel cristallo è diverso, le mobilità di questi portatori sono diverse; infatti essi, sotto l'effetto di un campo elettrico, si muovono in versi opposti ma, essendo anche di segno opposto, le relative correnti saranno concordi.

Nei semiconduttori intrinseci è necessaria una tensione estremamente elevata per produrre una piccola corrente in quanto la concentrazione dei portatori è più vicina a quella di un isolante che a quella di un conduttore.

1.2. I semiconduttori estrinseci

Diversi dai semiconduttori intrinseci sono quei materiali detti semiconduttori estrinseci o drogati. La conducibilità di questi conduttori è modulata dall'aggiunta di un piccolo numero di atomi (generalmente uno ogni $10^6 \div 10^8$) di diversi elementi detti dopanti. Ciascuna specie drogante dà luogo a un semiconduttore in cui è predominante la presenza di elettroni o di lacune; la maggior parte delle proprietà fisiche e chimiche sono ancora quelle del semiconduttore puro e soltanto le proprietà elettriche risultano modificate in modo evidente.

Un primo tipo di semiconduttore estrinseco è quello di tipo n, in cui il silicio è drogato con un'impurezza pentavalente. Quattro dei cinque elettroni di valenza dell'impurezza occupano legami covalenti, mentre il quinto è libero ed è disponibile come portatore di corrente. L'energia necessaria

per staccare questo quinto elettrone dall'atomo è dell'ordine di soli 0,05eV nel caso del silicio. Impurezze pentavalenti utilizzabili sono l'antimonio, il fosforo e l'arsenico. Tali impurezze donano elettroni che rappresentano portatori in eccesso e sono quindi definite droganti donatori o di tipo n.

Se un materiale semiconduttore intrinseco viene drogato con impurezze di tipo n non soltanto si ha un aumento del numero di elettroni ma anche una diminuzione del numero di lacune rispetto a quello di un semiconduttore intrinseco; questo perché, visto il maggior numero di elettroni, si ha un aumento della probabilità di ricombinazione tra elettroni e lacune. In conclusione gli elettroni negativi sono i portatori prevalenti e il drogaggio con donatori porta a semiconduttori di tipo n.

La seconda tipologia di semiconduttore estrinseco è quello di tipo p in cui il silicio è drogato con un'impurezza trivalente. Il boro, il gallio e l'indio sono atomi trivalenti che, se aggiunti a semiconduttori intrinseci, forniscono elettroni in grado di saturare solo tre legami covalenti. L'assenza di un elettrone nel quarto legame costituisce una lacuna. Questo tipo di impurezze rende disponibili portatori positivi perché crea lacune che possono accettare elettroni. Le impurezze trivalenti sono quindi chiamate accettori e danno luogo a semiconduttori di tipo p, nei quali le lacune sono i portatori predominanti.

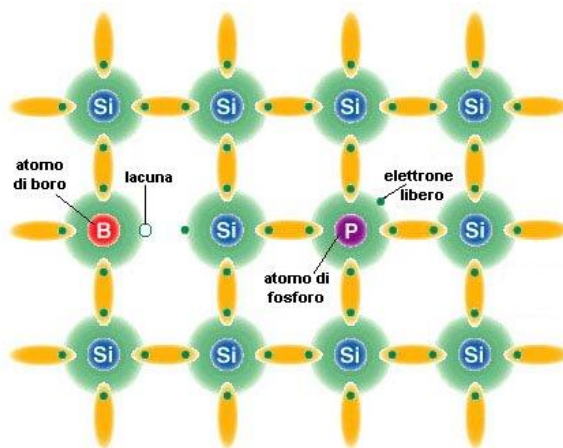


Figura 1-3 Struttura bidimensionale di un cristallo di silicio con drogaggio di tipo p e di tipo n

Come l'aggiunta di impurezze di tipo n fa diminuire il numero di lacune, così il drogaggio con impurezze di tipo p fa scendere la concentrazione di elettroni liberi al di sotto di quella del semiconduttore intrinseco. All'equilibrio termico il prodotto della concentrazione di lacune e di elettroni liberi è una costante indipendente dalla quantità di impurezze droganti di tipo accettore o donatore definita concentrazione intrinseca n_i . Questa relazione è definita legge dell'azione di massa ed è espressa nel modo seguente:

$$n \cdot p = n_i^2$$

1.3. Gli effetti della temperatura sulle proprietà del silicio

La conducibilità di un semiconduttore dipende sia dalla mobilità che dalla concentrazione degli elettroni e delle lacune. In un semiconduttore intrinseco la densità elettroni-lacuna cresce al crescere della temperatura. Si può dimostrare teoricamente che la dipendenza della concentrazione intrinseca n_i dalla temperatura T è la seguente:

$$n_i^2 = A_0 T^3 e^{-\frac{E_{G0}}{kT}}$$

dove E_{G0} è l'energia di gap a 0K in elettronvolt, k è la costante di Boltzmann in $\frac{eV}{K}$ e A_0 è una costante indipendente dalla temperatura. Anche nel caso di un semiconduttore estrinseco l'incremento di n_i^2 con la temperatura influenza la densità di cariche.

Con la temperatura varia anche la mobilità di elettroni e lacune, proporzionalmente a T^{-m} dove m , nel silicio, è pari a 2,5 per gli elettroni e 2,7 per le lacune. La mobilità μ decresce con la temperatura perché a temperature più elevate è presente un maggior numero di cariche e tali cariche sono caratterizzate da una maggior energia cinetica. Ciascuno di questi due fattori causa un incremento del numero di collisioni nell'unità di tempo e quindi una diminuzione della mobilità.

Le mobilità dipendono in realtà anche dal campo elettrico e dal livello di drogaggio. Nel silicio di tipo n, μ_n è costante ad una data temperatura solo se $\varepsilon < 10^3$ V/cm (dove ε rappresenta il campo elettrico). Se invece $\varepsilon > 10^4$ V/cm, μ_n è inversamente proporzionale a ε e le velocità di deriva tendono ad un valore limite di 10^7 cm/s (velocità di saturazione). Nell'intervallo compreso tra 10^3 e 10^4 V/cm μ_n varia approssimativamente con $\frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}$.

In un semiconduttore intrinseco la conducibilità cresce al crescere della temperatura perché l'effetto dovuto all'incremento delle coppie elettrone-lacuna è maggiore di quello dovuto alla riduzione della loro mobilità. In semiconduttori estrinseci, nell'intervallo di temperatura compreso tra 100K e 600K, il numero di portatori maggioritari rimane pressoché invariato ma una diminuzione del valore della mobilità causa una riduzione della conducibilità all'aumentare della temperatura.

1.4. Il meccanismo di diffusione dei portatori di carica

Accanto alla corrente di deriva, il trasporto di cariche in un semiconduttore può essere dovuto ad un altro meccanismo chiamato diffusione. In un semiconduttore è possibile avere una concentrazione non uniforme di portatori di carica. La concentrazione p delle lacune varia lungo x ed esiste pertanto

un gradiente di concentrazione $\frac{dp}{dx}$ nella densità di portatori. L'esistenza di tale gradiente implica che, se si traccia una superficie immaginaria nel semiconduttore, la densità di lacune da un lato di tale superficie è maggiore rispetto a quella dell'altro lato. Le lacune si muovono casualmente in tutte le direzioni a causa della loro energia termica. Si assiste perciò a un continuo attraversamento di tale superficie in un senso e nell'altro, da parte dei portatori di carica. Si può quindi prevedere che, in un dato intervallo di tempo, il numero di portatori che attraversano la superficie nel senso diretto, dalla regione a maggiore concentrazione verso quella a minore concentrazione, sia maggiore rispetto a quello che la attraversa nel senso inverso. Lo spostamento netto di lacuna attraverso la superficie costituisce di fatto una corrente che scorre nel verso delle x positive.

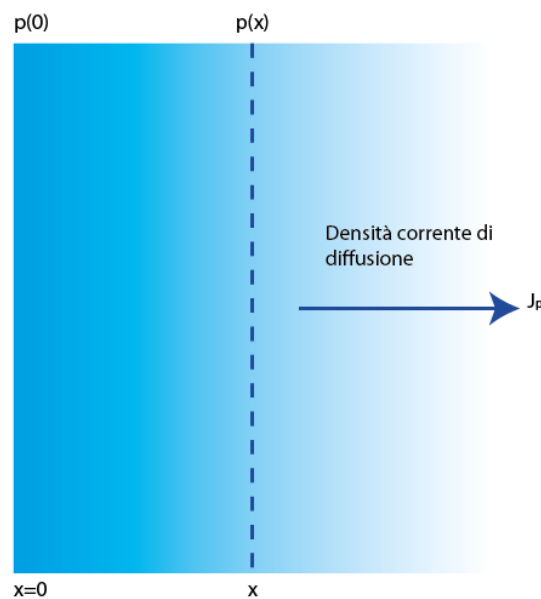


Figura 1-4 Concentrazione di lacune non uniforme e densità della corrente di diffusione

La densità della corrente di diffusione per le lacune J_p è proporzionale al gradiente di concentrazione ed è data da:

$$J_p = -q_e D_p \frac{dp}{dx}$$

dove D_p è chiamata costante di diffusione per le lacune ed è espressa in m^2/s .

Dualmente la densità di corrente di diffusione per gli elettroni può essere espressa come:

$$J_n = q_e D_n \frac{dn}{dx}$$

1.5. La relazione di Einstein e la corrente totale di lacune ed elettroni

Sia la diffusione che la mobilità sono dei fenomeni termodinamici statistici per cui D e μ non sono indipendenti e il loro legame è dato dall'equazione di Einstein:

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{D_n}{\mu_n} = V_t$$

Dove V_t è l'equivalente in volt della temperatura definito come:

$$V_t \equiv \frac{\bar{k}T}{q_e} = \frac{T}{11.600} \quad [V]$$

Dove \bar{k} è la costante di Boltzmann [$\frac{J}{K}$].

Dal momento che in un semiconduttore risulta possibile la presenza simultanea di un gradiente di concentrazione e un gradiente di potenziale, la corrente totale di lacune è la somma della corrente di deriva e della corrente di diffusione ovvero.

$$J_p = q_e \mu_p p \varepsilon - \frac{q_e D_p dp}{dx}$$

Allo stesso modo la densità della corrente totale di elettroni è data da:

$$J_n = q_e \mu_n n \varepsilon + \frac{q_e D_n dn}{dx}$$

1.6. La giunzione pn

L'elemento principale su cui si basa il funzionamento di tutti i dispositivi a semiconduttore è la giunzione pn; essa è formata drogando un monocristallo con accettori da un lato e donatori dall'altro. Si assume che la giunzione (figura 1-5) abbia raggiunto la condizione di equilibrio e che il semiconduttore abbia una sezione trasversale costante.

Inizialmente attraverso la giunzione è presente una variazione di concentrazione dei portatori che fa diffondere le lacune verso la zona n e gli elettroni verso la zona p. Le lacune che neutralizzavano gli ioni accettori in prossimità della giunzione nella regione p scompaiono a causa della ricombinazione con elettroni diffusi attraverso la giunzione. Analogamente gli elettroni della zona n si ricombinano con le lacune che hanno attraversato la giunzione diffondendo dal materiale p. Gli ioni non

neutralizzati creano una densità di carica (ρ_v) e questa regione in cui non sono presenti cariche libere è chiamata zona di svuotamento. I portatori liberi sono al di fuori della zona di svuotamento; in zona p sono prevalentemente lacune, mentre in zona n sono elettroni.

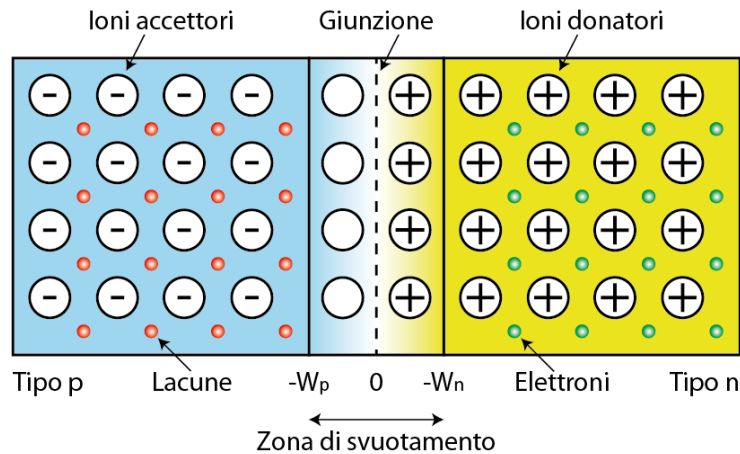


Figura 1-5 Rappresentazione schematica della giunzione pn; sono evidenziate la regione p, la zona di svuotamento e la regione n

Nel caso di giunzione a circuito aperto, la corrente netta di lacune dev'essere nulla. Dato che la concentrazione di lacune del lato p è molto maggiore di quella del lato n, si ha una corrente di diffusione di lacune molto grande che tende ad attraversare la giunzione dalla zona p alla zona n. Deve quindi nascere un campo elettrico attraverso la giunzione tale da avere una corrente di deriva di lacuna che tende ad attraversare la giunzione dal lato n al lato p, in modo che la corrente totale attraverso la giunzione sia nulla.

La proprietà fondamentale della giunzione pn consiste nel fatto che il flusso di cariche è consentito in una sola direzione, mentre è impedito nella direzione opposta.

Si studia un primo caso in cui la tensione V_D viene applicata alla giunzione con il terminale positivo connesso al lato p e il terminale negativo al lato n. Si assume che non si verificano cadute di potenziale nei contatti metallici e nel semiconduttore al di fuori della zona di svuotamento. La tensione applicata riduce quindi l'altezza della barriera di potenziale di una quantità qV_D , alterando l'equilibrio tra le correnti di diffusione e di deriva a cui si era giunti. L'abbassamento della barriera di potenziale consente alle lacune di diffondere dal lato p al lato n e in modo analogo gli elettroni possono diffondere dal lato n al lato p. Il moto di lacune ed elettroni in direzioni opposte dà luogo ad una corrente nella stessa direzione e quindi la corrente che attraversa la giunzione è data dalla somma delle due. La tensione che causa questa corrente è detta di polarizzazione diretta e la giunzione si dice polarizzata direttamente.

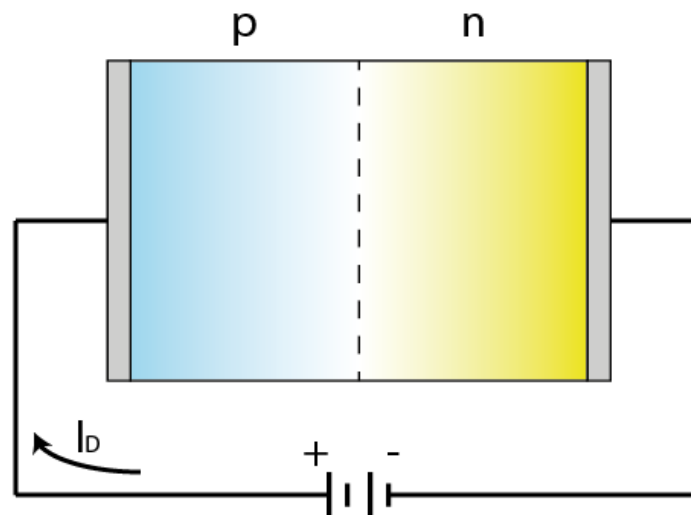


Figura 1-6 Rappresentazione di una giunzione pn polarizzata direttamente

Applicando la tensione in modo opposto a quanto fatto prima si ha una polarizzazione inversa della giunzione. L'effetto di tale tensione è di aumentare l'altezza della barriera di una quantità qV_D e come conseguenza si ha una diminuzione del flusso di portatori maggioritari. I portatori minoritari non sono invece influenzati dall'aumento dell'altezza della barriera. Le condizioni iniziali di equilibrio risultano perturbate e una piccola corrente scorre dal lato n al lato p attraverso la giunzione. Tale corrente è definita corrente inversa di saturazione (I_S) ed è molto piccola perché sono presenti pochi portatori minoritari. Il valore di I_S è indipendente dalla polarizzazione inversa.

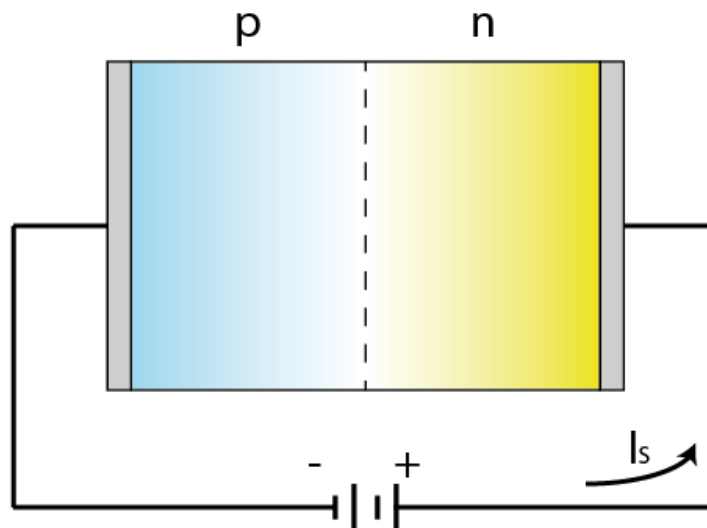


Figura 1-7 Rappresentazione di una giunzione pn polarizzata inversamente

1.7. La caratteristica corrente-tensione della giunzione pn

Si esamina ora la caratteristica corrente-tensione che mette in relazione la tensione applicata alla giunzione con la corrente risultante. È significativo il fatto che la caratteristica corrente-tensione renda osservabile un fenomeno che si verifica in prossimità della giunzione tramite grandezze accessibili dai terminali esterni.

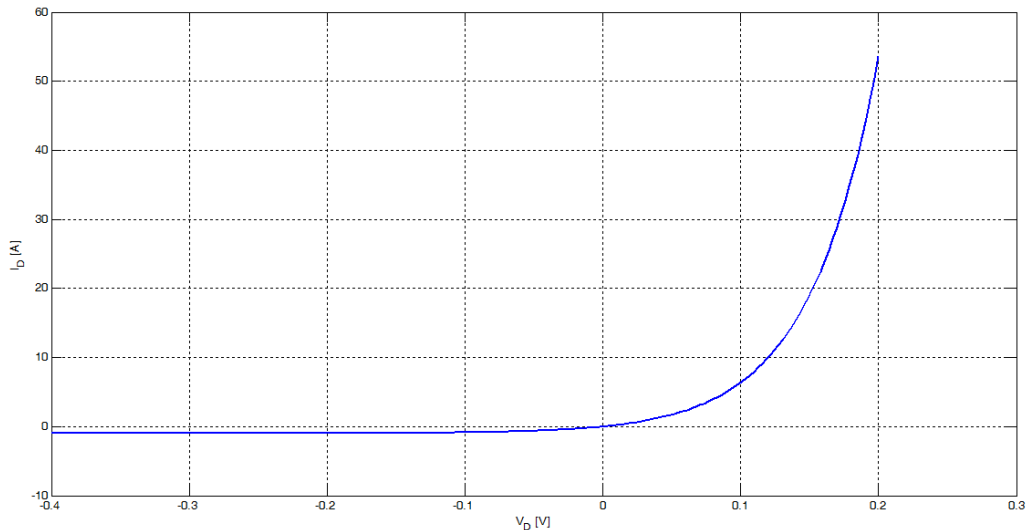


Figura 1-8 Caratteristica corrente-tensione della giunzione pn

L'analisi teorica di una giunzione pn fornisce la seguente relazione:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right)$$

Uno dei fattori dai quali dipende il parametro η è il tipo di semiconduttore utilizzato; per il silicio e per valori normali di corrente $\eta = 2$.

L'equivalente in tensione V_T della temperatura è dato dall'equazione (dove k è la costante di Boltzmann):

$$V_T = \frac{kT}{q_e} = \frac{T}{11.600} \rightarrow T = 293K \rightarrow V_T \cong 25mV$$

La corrente inversa di saturazione I_S dipende dalle concentrazioni di elettroni, di lacune e dall'area della giunzione. Pertanto I_S ha la funzione di “fattore di scala” della corrente attraverso la giunzione.

Per polarizzazione diretta e per $V_D \gg V_T$, nella formula della I_D si ha che il termine esponenziale è molto maggiore dell'unità e quindi si può trascurare; la formula diventa dunque:

$$I_D = I_S e^{\frac{V_D}{\eta V_T}}$$

In condizioni di polarizzazione inversa e per $V_D \gg V_T$ si ha che $I_D \cong -I_S$

Un particolare importante di questa caratteristica è la presenza di una tensione di soglia V_γ al di sotto della quale la corrente è piccola e al di sopra di cui aumenta rapidamente. L'importanza della tensione di soglia sta nel fatto che la caratteristica può essere approssimata con un valore di corrente trascurabile per tensioni al di sotto della soglia.

Per correnti elevate si osserva che η tende all'unità e che quindi:

$$I_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

1.8. Dipendenza dalla temperatura della caratteristica corrente-tensione

Riprendendo la caratteristica della giunzione pn

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right)$$

si osserva che contiene due termini che dipendono fortemente dalla temperatura. L'analisi teorica di una giunzione al silicio indica che I_S subisce una variazione dell'8% ogni grado centigrado. I dati sperimentali mostrano una variazione di I_S del 7% ogni grado centigrado e, poiché $1,07^{10} \cong 2$, si può concludere che la corrente inversa di saturazione raddoppia ogni 10°C di temperatura.

Conoscendo I_S alla temperatura T_1 si può calcolare I_S per qualunque temperatura T con la formula

$$I_S(T) = I_S(T_1) \cdot 2^{\frac{T-T_1}{10}}$$

In condizioni di tensione applicata costante un aumento di temperatura causa un aumento di I_S .

Viceversa, per mantenere costante la corrente, all'aumentare della temperatura è necessario ridurre la tensione applicata; per temperature prossime a quella ambiente si ha che

$$\left. \frac{\partial V_D}{\partial T} \right|_{I=const} \cong -2,2 \frac{mV}{^\circ C}$$

È da sottolineare che V_D diminuisce con la temperatura.

2. I DISPOSITIVI A SEMICONDUOTTORE

2.1. Il diodo

Il diodo basa il suo funzionamento sulla giunzione pn; la caratteristica corrente-tensione del diodo ideale mostra che la corrente può scorrere in una sola direzione e di conseguenza esso è un dispositivo unidirezionale. Questo è importante in commutazione in quanto dà luogo a un funzionamento di tipo ON/OFF. Questa proprietà è sfruttata anche per i circuiti raddrizzatori e per la generazione di forme d'onda, dato che in base alla polarità del segnale il diodo ha comportamenti differenti.

Confrontando la caratteristica dei diodi ideali con quella dei diodi reali si rileva che questi ultimi hanno una corrente inversa piccola, ma non nulla, e che è presente una caduta di tensione nel caso di polarizzazione diretta.

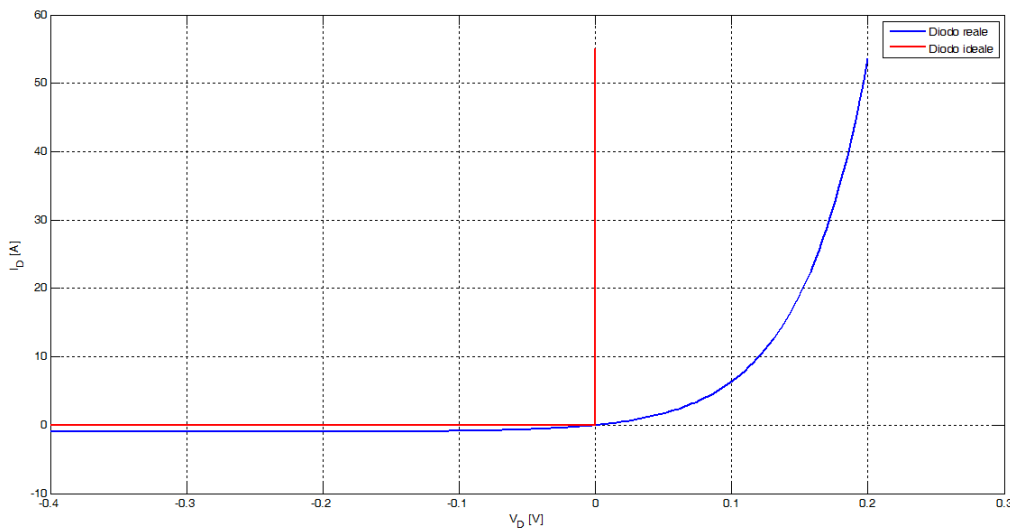


Figura 2-1 Caratteristica ideale e reale del diodo

Una variante del dispositivo è il diodo Schottky, in cui la giunzione è formata da un metallo e da un semiconduttore. A seconda dei materiali utilizzati il comportamento del dispositivo cambia: esso può essere rettificante, e quindi con una caratteristica duale a quella del diodo a giunzione pn, oppure avere caratteristica ohmica, in cui il diodo conduce in entrambe le direzioni. All'interfaccia dei due materiali si crea una barriera di potenziale dovuta al gradiente di concentrazione degli elettroni e delle lacune. Eliminando la barriera di potenziale si ottengono contatti ohmici, che vengono utilizzati per le connessioni ai dispositivi a semiconduttore, come avviene nelle giunzioni tra alluminio e silicio fortemente drogato per la fabbricazione di circuiti integrati. Al contrario la giunzione alluminio silicio risulta di tipo rettificante se viene utilizzato silicio poco drogato e il dispositivo si definisce diodo a barriera Schottky, o semplicemente diodo Schottky.

Confrontando le caratteristiche tensione-corrente del diodo Schottky e del diodo a giunzione, sebbene le caratteristiche siano simili, si nota che nel diodo Schottky la tensione di soglia V_γ è più bassa, mentre la corrente inversa di saturazione è più alta a causa della concentrazione elevata di elettroni nel metallo.

Questo tipo di diodo è utilizzato nei circuiti integrati grazie alla sua elevata velocità di commutazione.

2.2. Il transistor a giunzione bipolare (BJT)

Questo dispositivo a tre terminali è formato da due giunzioni che condividono uno strato di semiconduttore. Nel transistor pnp la regione comune di tipo n è inclusa tra i due strati di tipo p (e dualmente nel caso del BJT di tipo npn la regione p è inclusa tra due regioni n). Le tre regioni di un BJT sono denominate emettitore, base e collettore (sul terminale di emettitore è presente una freccia indicante la direzione della corrente quando la giunzione emettitore-base è polarizzata direttamente).

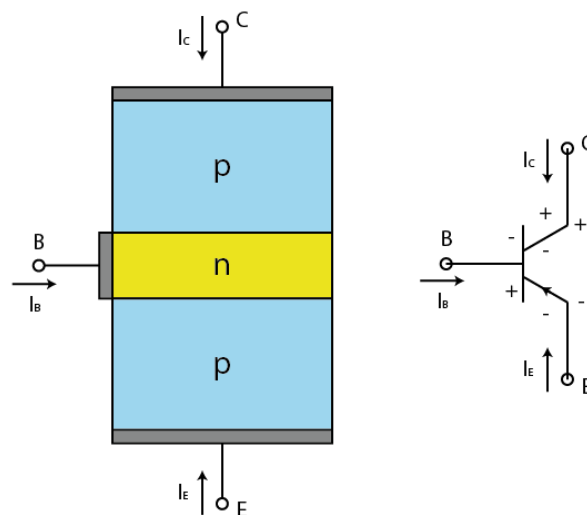


Figura 2-2 Struttura, versi convenzionali delle correnti e simbolo circuitale per un transistor pnp

Il transistor bipolare ha una struttura simmetrica e quindi si potrebbe scegliere indifferentemente una delle regioni n come emettitore, ma nella realtà le due regioni differiscono notevolmente in quanto l'area di emettitore è significativamente minore di quella di collettore. Questo perché nella maggior parte degli utilizzi del BJT il collettore deve dissipare una grande potenza. Un'altra differenza tra le due regioni riguarda i diversi valori di drogaggio in quanto l'emettitore solitamente ha la funzione di sorgente di cariche mobili e quindi necessita di un drogaggio elevato per incrementare il numero di portatori che possono essere forniti. Il collettore, d'altro canto, normalmente non deve fornire molti portatori e di conseguenza non necessita di un drogaggio elevato.

Quando la giunzione emettitore-base è polarizzata direttamente l'emettitore inietta elettroni nella base, mentre se la giunzione collettore-base è polarizzata inversamente gli elettroni vengono trascinati dal campo elettrico verso il collettore, dove costituiscono la componente prevalente della corrente di collettore.

Da un punto di vista circuitale possiamo considerare un transistor pnp collegato a generatori di tensione che polarizzano direttamente la giunzione emettitore-base e inversamente la giunzione collettore-base. Dallo studio del diodo pn si sa che V_{EB} cade tutta ai capi della zona della giunzione di emettitore. Il campo elettrico è confinato solo nella zona di svuotamento e il potenziale risulta essere costante all'interno di ciascuna regione e non si ha corrente di conduzione. Tutte le correnti all'interno di un BJT sono di diffusione.

Si consideri ora un transistor idealizzato in cui la base sia poco drogata rispetto all'emettitore e le correnti dovute agli elettroni siano trascurabili; si consideri poi che l'ampiezza della regione di base sia piccola rispetto all'ampiezza di diffusione in modo da considerare trascurabile la ricombinazione nella base. In questo transistor una polarizzazione diretta V_{EB} causa l'attraversamento della base da parte delle lacune, che raggiungono poi il collettore. Il risultato è che la corrente di collettore è uguale a quella di emettitore per qualunque valore della tensione di polarizzazione inversa V_{CB} .

Si consideri ora il comportamento di un transistor reale nelle stesse condizioni viste finora. In questo caso non è più possibile trascurare la ricombinazione. Si ipotizza sempre che il campo elettrico sia nullo nelle regioni al di fuori delle zone di svuotamento in modo che le tensioni V_{EB} e V_{CB} appaiano sulle giunzioni di emettitore e di collettore. La giunzione emettitore-base polarizzata direttamente inietta molte lacune nella base, dove diventano portatori minoritari. Il flusso di elettroni in direzione base-emettitore viene mantenuto basso drogando la base in misura minore dell'emettitore. Un piccolo numero di lacune iniettate si ricombina con gli elettroni nella base e costituisce una parte della corrente di base. Le lacune che raggiungono la giunzione collettore-base sono trascinate nel collettore a causa della polarizzazione inversa.

Ciascuna giunzione del BJT può essere polarizzata indipendentemente in modo diretto o inverso; di conseguenza sono possibili quattro modalità di funzionamento:

- Nella regione attiva diretta il transistor bipolare funziona come amplificatore di corrente, per cui controllando la corrente in ingresso I_E si determina la corrente in uscita I_C . Questo è il funzionamento di un generatore di corrente controllato in corrente, in quanto la variazione della polarizzazione emettitore-base fa variare il valore di I_E e quindi di I_C .

- Nel modo di funzionamento in interdizione entrambe le giunzioni sono polarizzate inversamente; sia I_E che I_C sono dell'ordine della corrente inversa di saturazione. Quindi si ha una corrente quasi nulla con "elevate" tensioni inverse sulle giunzioni e il comportamento approssima quello di un interruttore aperto.
- Con ambedue i diodi polarizzati direttamente il transistor si dice in saturazione e la corrente di collettore può essere significativa ma è presente soltanto una tensione molto bassa sulla giunzione di collettore. Questa condizione è molto simile a quella di un interruttore chiuso.
- Il modo di funzionamento in zona attiva inversa è simile al modo di funzionamento attivo diretto, salvo una differenza significativa. Sebbene il comportamento nella regione attiva inversa sia quello di un generatore controllato, il valore minimo di guadagno di corrente rispetto a quello della regione attiva diretta fa sì che il BJT abbia prestazioni piuttosto scarse come amplificatore.

2.3. II MOSFET

I transistori a effetto di campo, o FET (Field Effect Transistor), sono dispositivi a semiconduttore a tre terminali molto usati nei circuiti analogici e digitali. Questi possono essere di due tipi: MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET) oppure JFET (Junction FET).

A differenza del transistor bipolare BJT, i MOSFET appartengono alla famiglia dei dispositivi unipolari in quanto utilizzano solo i portatori maggioritari in fase di conduzione. Lo sviluppo di una tecnologia di semiconduttori ad ossido metallico per la microelettronica ha aperto la strada, intorno agli anni settanta, alla fabbricazione di MOSFET per applicazioni di potenza. A differenza dei dispositivi di segnale (di piccola potenza), i dispositivi di potenza sono più complicati nella struttura, nella progettazione dei circuiti di comando e nello studio della caratteristica tensione-corrente. Tra i dispositivi di potenza il MOSFET è quello con le migliori performance con valori di tensione superiori a 1kV, valori di corrente di circa 300 A e frequenze di commutazione di circa 1 MHz.

Il grosso vantaggio dei FET rispetto ai BJT sta nella maggior facilità di fabbricazione e nel minor ingombro in un circuito integrato. Questi dispositivi danno anche il vantaggio di poter essere collegati in modo da svolgere sia funzioni di resistenza che di condensatore. Tali caratteristiche hanno consentito la diffusione dei MOSFET su larga scala nell'ambito dei circuiti integrati.

Per quanto riguarda i MOSFET, ne esistono di due tipi: quello ad arricchimento e quello a svuotamento. Per entrambi i tipi poi si hanno transistori a canale n (NMOS) e transistori a canale p (PMOS) a seconda del tipo di cariche che determinano la corrente che scorre nel dispositivo.

2.3.1. Il MOSFET ad arricchimento

Un MOSFET ad arricchimento è formato da due regioni di tipo n^+ immerse nel substrato che costituiscono gli elettrodi di drain e di source. La regione compresa tra source e drain costituisce il canale, ed è ricoperta da un sottile strato di ossido di silicio. Sopra lo strato di ossido è presente l'elettrodo di metallo, ovvero il gate.

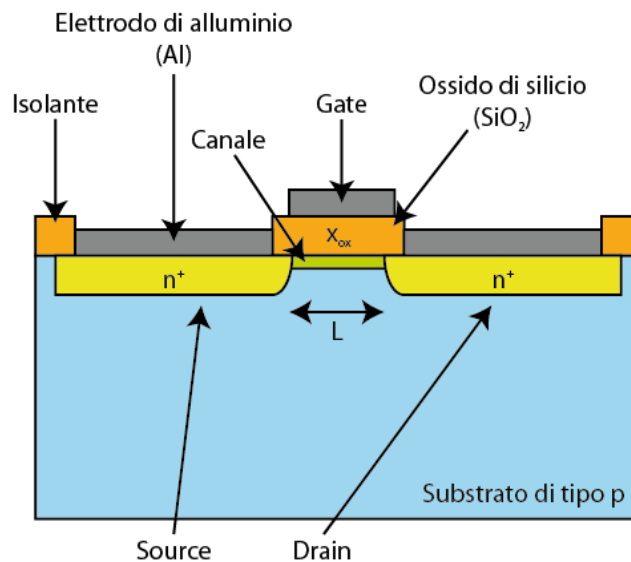


Figura 2-3 Struttura del MOSFET ad arricchimento a canale n

La superficie metallica del gate, lo strato di ossido e la parte sottostante del semiconduttore formano un condensatore a facce parallele. Questo dispositivo è anche noto come transistor a effetto di campo a gate isolato (Insulated Gate FET) per la presenza dello strato di ossido di silicio.

Si considera ora un transistor NMOS nel quale il source (S) e il substrato (B) sono posti a massa e la tensione tra drain e source V_{DS} è nulla (figura 2-4); se viene applicata una tensione positiva sul gate, questa provoca un campo elettrico diretto perpendicolarmente alla superficie dell'ossido, il quale viene compensato da cariche positive presenti nel gate e da un ugual numero di cariche negative "indotte" in prossimità della superficie del substrato a contatto con l'ossido.

Per valori di V_{GS} bassi le cariche negative presenti nel substrato sono dovute al fatto che il campo presente all'interfaccia ossido-semiconduttore provoca l'allontanamento verso il substrato delle cariche mobili di tipo p, che lasciano quindi una carica fissa negativa in prossimità dell'interfaccia stessa. All'aumentare di V_{GS} il campo presente all'interfaccia è in grado di richiamare anche cariche mobili di tipo n, che sono sempre presenti anche in un semiconduttore di tipo p per il fenomeno della "generazione e ricombinazione". All'interfaccia il semiconduttore appare come se fosse drogato di

tipo n. Questo fenomeno prende il nome di “inversione” e le cariche libere di tipo n formano un canale resistivo che prende il nome di tensione di soglia, indicata con V_T .

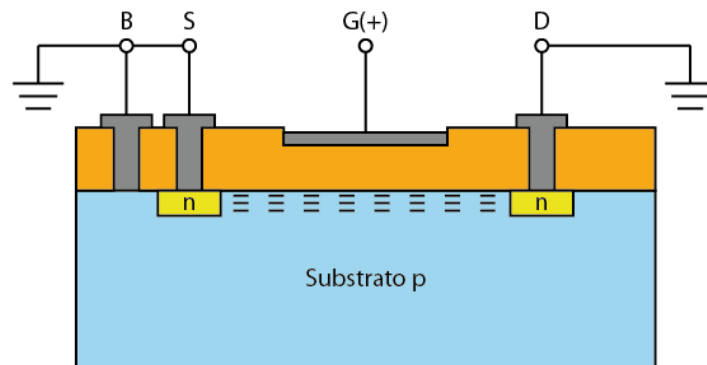


Figura 2-4 Transistore NMOS ad arricchimento polarizzato; sono evidenziate le cariche indotte nel canale per $V_{DS}=0$

Se la tensione di gate cresce oltre la tensione di soglia, cresce anche il numero di cariche indotte nel semiconduttore e di conseguenza la conducibilità del canale. L'applicazione di una differenza di potenziale in queste condizioni tra source e drain, produce una corrente che scorre nel canale. Questa corrente aumenta in corrispondenza di un arricchimento di cariche mobili nel canale, provocato da un aumento della tensione positiva di gate, ed è per questa ragione che il dispositivo è chiamato MOSFET ad arricchimento.

Nel caso in cui V_{DS} cresce, a partire da zero, con la tensione V_{GS} mantenuta costante e maggiore di V_T ($V_{GS} - V_T > 0$) e per piccoli valori di V_{DS} , ad un aumento di quest'ultima corrisponde un aumento proporzionale della corrente di drain I_D ; il comportamento del MOSFET è quello di una resistenza e questa regione di funzionamento è detta regione ohmica.

La caduta di tensione lungo il canale cresce all'aumentare di V_{DS} e di conseguenza la differenza di potenziale tra il gate e la regione di canale prossima al drain diminuisce: $V_{GD} = V_{GS} - V_{DS}$. Il campo indotto nella regione di canale vicina al drain è limitata da questa riduzione con la conseguenza che la carica d'inversione indotta in essa diminuisce. Come conseguenza il valore della corrente I_D tende a crescere sempre più lentamente rispetto all'aumento di V_{DS} in quanto il canale viene gradualmente strozzato. Una volta raggiunto il suo completo strozzamento si verifica il fenomeno della saturazione della corrente e idealmente ogni aumento ulteriore di V_{DS} non produce alcun cambiamento nella corrente I_D .

Dai parametri caratteristici del MOSFET usato e dalle espressioni analitiche che ne descrivono il comportamento è possibile ricavare le caratteristiche corrente-tensione.

Per $V_{DS} = 0$ il canale d'inversione tra il drain e il source di un MOS esiste solo per $V_{GS} > V_T$; per $V_{GS} < V_T$ non ci sono cariche mobili nel canale, I_D è nulla e il MOSFET è in stato di interdizione, ovvero si comporta da interruttore aperto.

Per $V_{GS} > V_T$ e per bassi valori di V_{DS} il MOSFET ha un comportamento di tipo ohmico e la conducibilità del canale è controllata da V_{GS} . In particolare la regione ohmica è definita da $V_{GS} - V_T > V_{DS}$ e da un'analisi teorica di questa regione si giunge all'espressione della corrente di drain:

$$I_D = k \left(\frac{W}{L} \right) [2(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - V_{DS}^2]$$

dove L è la lunghezza del canale, W è la larghezza del canale e k è un parametro di processo espresso in $\left[\frac{\mu A}{V^2} \right]$.

Per $V_{DS} > V_{GS} - V_T > 0$ la corrente I_D è costante ed è indipendente da V_{DS} ; siamo dunque nella regione di saturazione, in cui il valore di I_D dipende solo dalla tensione efficace di controllo $V_{GS} - V_T$:

$$I_D = k \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T)^2 \equiv I_{DS}$$

dove il pedice "S" indica che siamo nella regione di saturazione. La linea di divisione tra la regione di saturazione e quella ohmica è data da $V_{GS} - V_T = V_S$.

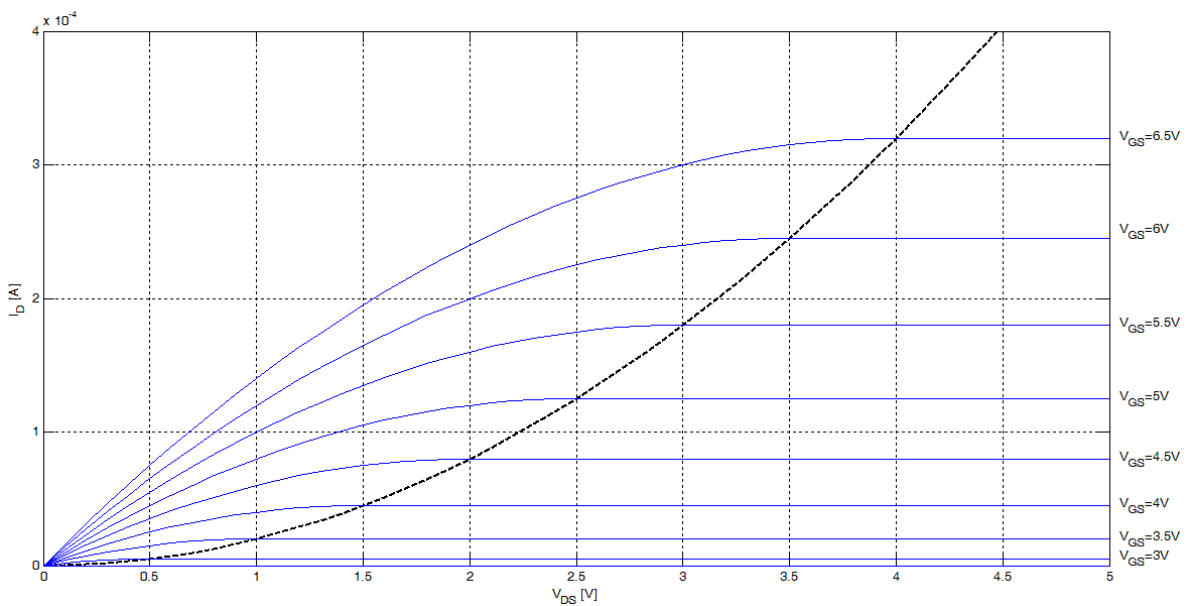


Figura 2-5 Caratteristica di uscita di un transistor NMOS ad arricchimento

Possiamo notare che il fattore di forma $\frac{W}{L}$ è un parametro di progettazione importante poiché costituisce un fattore di scala per la corrente di drain. Inoltre i valori del parametro “ k ” sono tipicamente compresi tra $10 \div 50 \frac{\mu A}{V^2}$ e di conseguenza per avere elevati valori di I_D sono necessari valori di $\frac{W}{L}$ alti, che portano ad avere dispositivi ingombranti.

Le considerazioni fatte finora valgono per gli NMOS; per i PMOS valgono gli stessi principi fisici, con l'unica differenza che i segni delle tensioni e i versi delle correnti sono opposti.

In una prima fase i transistori PMOS ad arricchimento hanno trovato un largo utilizzo grazie alla maggior facilità di produzione; tuttavia il miglioramento dei processi di fabbricazione ha portato nel tempo alla prevalenza degli NMOS, in quanto presentano numerosi vantaggi:

- A parità di dimensioni la corrente in un transistor NMOS è più del doppio rispetto a un PMOS; questo perché la mobilità delle lacune del silicio è circa un terzo di quella degli elettroni. Questo comporta anche che la resistenza del canale di un PMOS è quasi tre volte più grande di un NMOS.
- Le minori dimensioni degli NMOS rendono questi più veloci in quanto, essendo più piccole le aree di giunzione, vengono ridotte le capacità parassite ad esse associate.

2.3.2. Il MOSFET a svuotamento

Un MOSFET a svuotamento è formato a partire da un dispositivo ad arricchimento in cui tra le regioni di tipo n (di source e di drain) diffuse in un substrato di tipo p si incorpora un sottile canale di tipo n.

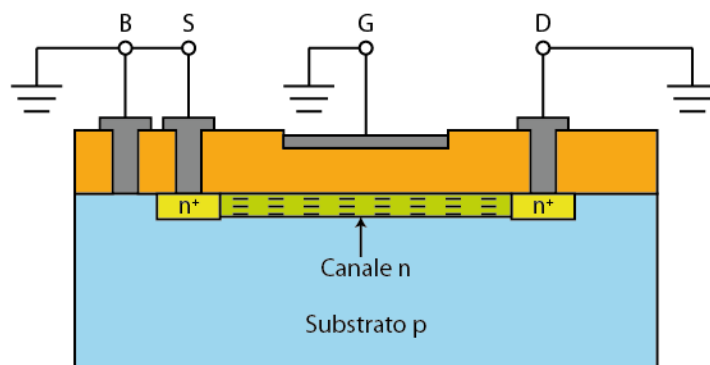


Figura 2-6 Struttura di un MOSFET a canale n a svuotamento con $V_{GS}=0$ e $V_{DS}=0$

In questa struttura, quando $V_{DS} = 0$, una tensione negativa sul gate induce cariche positive nel canale. La ricombinazione di queste cariche positive con le preesistenti cariche negative provoca uno

svuotamento delle cariche maggioritarie. Tale fenomeno rende conto del nome MOSFET a svuotamento. Se il valore negativo della tensione di gate aumenta, le cariche maggioritarie possono essere virtualmente eliminate, il canale sparisce e la corrente di drain si annulla. Il valore negativo della tensione di gate in corrispondenza del quale il canale è completamente svuotato di cariche maggioritarie è noto come tensione di soglia V_T .

L'applicazione di una tensione $V_{DS} > 0$ con $V_{GS} = 0$ provoca il passaggio di una corrente di drain di valore apprezzabile, indicata con I_{DS0} . Per un dato valore di V_{GS} , l'aumento della tensione V_{DS} porta alla saturazione della corrente di drain, poiché il canale si strozza. Lo strozzamento avviene per le stesse ragioni che portavano alla saturazione di dispositivi ad arricchimento. I MOSFET a svuotamento hanno una regione di funzionamento ohmica e una di saturazione descritta dalle stesse equazioni valide per i dispositivi ad arricchimento, con la differenza che la tensione di soglia V_T risulta negativa.

Un MOSFET di questo tipo può funzionare anche in arricchimento applicando al gate una tensione positiva in modo da indurre cariche negative nel canale di tipo n, che fanno aumentare il numero di cariche maggioritarie presenti.

2.3.3. Le diverse tipologie di MOSFET

Lo sviluppo tecnologico del processo produttivo usato nella produzione di MOSFET ha portato allo sviluppo di tre modelli di transistori: il modello verticale (VMOS), il modello laterale (LMOS) e il modello trench (UMOS).

Il primo MOSFET fabbricato nel 1974 rispettava il modello planare nel quale la tensione di breakdown (cioè la tensione oltre la quale cede lo strato isolante di ossido) era bassa, la resistenza nella fase di ON elevata e la velocità di commutazione mediocre. Inizialmente si è iniziato a sviluppare strutture verticali in quanto la loro velocità di commutazione e la capacità di controllare elevate potenze erano molto richieste.

Da un punto di vista storico i MOS di potenza possono essere suddivisi in sei famiglie:

- Strutture aventi elettrodi di drain, gate e source complanari con gate in alluminio e drogaggio uniforme lungo il canale orizzontale.
- Strutture aventi elettrodi complanari e canale orizzontale fabbricato con doppia diffusione (LDMOS).
- Strutture aventi elettrodi non complanari e canali orizzontali con drogaggio uniforme nella regione di canale.

2.3.4. La struttura del MOSFET di potenza

I MOSFET di potenza utilizzano una struttura a canale verticale per incrementare la potenza gestibile dal dispositivo. Nella struttura a canale verticale (figura 2-8) i contatti di source e di drain si trovano ai lati opposti del dispositivo. La capacità di blocco del dispositivo è fornita dalla giunzione pn tra la base p (chiamata anche corpo) e la regione n di diffusione. Quando gate e source sono posti allo stesso potenziale ($V_{GS}=0$) non si forma nessun canale attraverso la base p. Nella regione n di diffusione è necessario un basso livello di dopanti per raggiungere elevate tensioni di blocco sul drain. Per consentire un flusso di corrente tra drain e source (I_D), si deve formare un percorso conduttivo tra le regioni n^+ e n^- attraverso la zona di diffusione della base p.

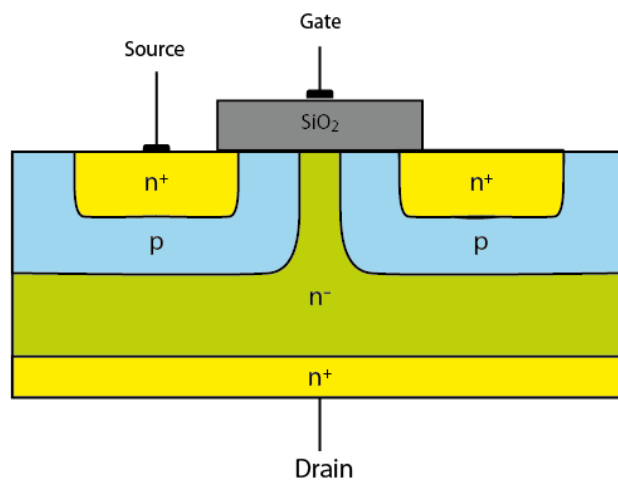


Figura 2-8 Rappresentazione semplificata della sezione verticale di un MOSFET di potenza

Quando il MOSFET è in stato di conduzione, il canale del dispositivo si comporta come una resistenza costante ($R_{DS(on)}$) che è direttamente proporzionale al rapporto tra le derivate della tensione tra drain e source e la corrente di drain:

$$R_{DS(on)} = \left. \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_D} \right|_{V_{GS}=const}$$

La perdita totale per un dato MOSFET in conduzione con corrente I_D e resistenza $R_{DS(on)}$ è data da:

$$P_{on,diss} = I_D^2 R_{DS(on)}$$

Il valore di $R_{DS(on)}$ può essere significativo e variare dalla decina di $m\Omega$ per basse tensioni a qualche Ω per tensioni elevate.

Il MOSFET è un dispositivo di potenza unipolare controllato in tensione che richiede una piccola quantità di corrente in ingresso (sul gate) e questo comporta l'utilizzo di potenze più piccole per il controllo rispetto al BJT. Siccome solo i portatori maggioritari contribuiscono al flusso di corrente, il MOSFET supera gli altri dispositivi nella commutazione con velocità superiori al MHz. Comparando BJT e MOSFET, il primo ha maggior capacità di controllo di potenza ma velocità di commutazione più basse mentre i dispositivi MOSFET possono gestire potenze inferiori ma sono più veloci. I MOSFET hanno una resistenza di ON più elevata dei BJT, che però sono più sensibili alla temperatura di giunzione.

I MOSFET moderni hanno un diodo interno connesso tra source e drain chiamato diodo di corpo; questo consente alla corrente di scorrere in modo inverso permettendo così una commutazione bidirezionale. Anche se il diodo del MOSFET può sopportare correnti elevate ed ha velocità di commutazione alte, in alcune applicazioni di elettronica di potenza viene aggiunto un ulteriore diodo in parallelo ultraveloce (figura 2-9).

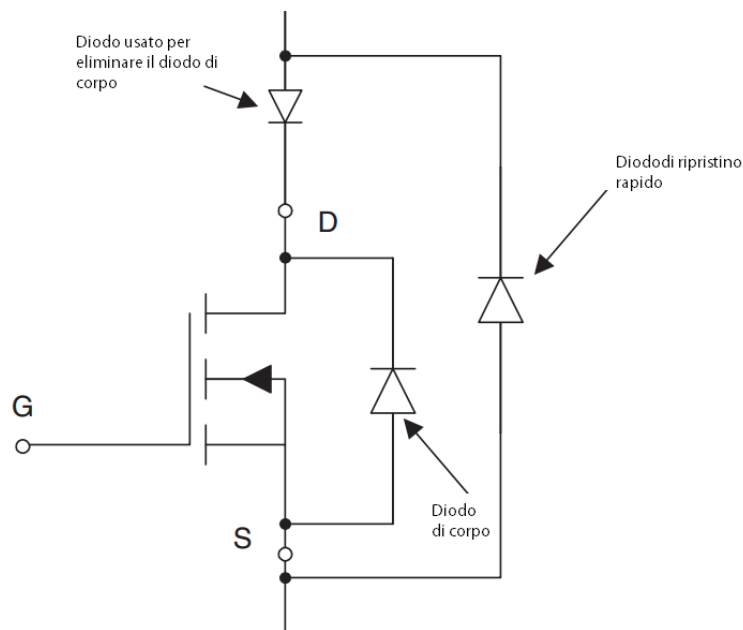


Figura 2-9 Implementazione di un MOSFET con diodo di corpo veloce e diodo ultraveloce collegato in parallelo

Un altro parametro importante che influenza il comportamento in commutazione del MOSFET sono le capacità parassite tra i tre terminali (figura 2-10): C_{gs} tra gate e source, C_{gd} tra drain e gate, C_{ds} tra drain e source. I valori di queste capacità non sono lineari e sono in funzione della struttura del dispositivo, della geometria e della tensione di polarizzazione. Durante l'accensione le capacità C_{gd} e C_{gs} devono essere caricate attraverso il gate, quindi nella progettazione del circuito di controllo del gate si deve prendere in considerazione il loro valore. La più grande variazione la si ha nella capacità tra gate e drain con la variazione della tensione tra i due terminali.

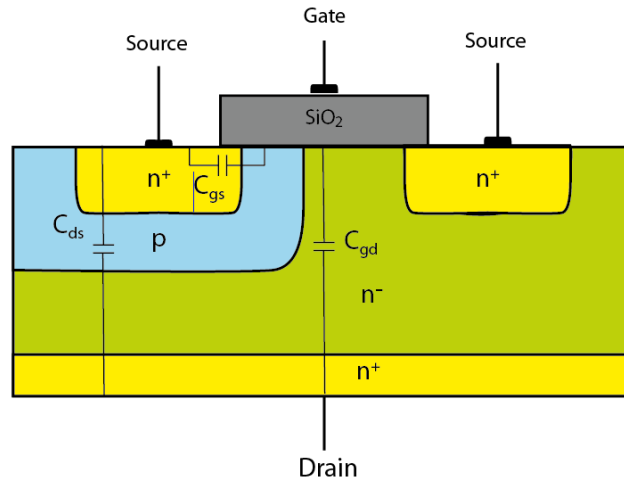


Figura 2-10 Rappresentazione della posizione delle capacità tra le giunzioni di un MOSFET

L'obiettivo del circuito di controllo è di caricare e scaricare le capacità parassite tra gate e source e gate e drain, in modo da accendere e spegnere il dispositivo. Nell'elettronica di potenza si cerca di usare gli interruttori a frequenze sempre più elevate in modo da ridurre dimensione e peso associate a trasformatori, induttori e filtri.

2.3.5. Le zone di funzionamento del MOSFET

La maggior parte dei dispositivi MOSFET usati nell'elettronica di potenza sono a canale n ad arricchimento. Per trasportare la corrente di drain nel MOSFET deve crearsi un canale tra il drain ed il source. Questo avviene quando la tensione tra gate e source supera la tensione di soglia V_{Th} . Per $v_{GS} > V_{Th}$ il dispositivo può trovarsi sia nella zona di funzionamento lineare che in quella di saturazione, a seconda del valore di v_{DS} . Per un dato v_{GS} , con v_{DS} piccolo ($v_{DS} < v_{GS} - V_{Th}$), il dispositivo opera nella regione lineare mentre per valori più grandi di v_{DS} ($v_{DS} > v_{GS} - V_{Th}$) il dispositivo entra in zona di saturazione. Per $v_{GS} < V_{Th}$ il dispositivo si spegne, con una corrente di drain circa pari a zero. Per questo motivo il MOSFET è noto come dispositivo controllato in tensione e quindi richiede un semplice circuito di controllo sul gate.

Come è possibile vedere dalla caratteristica in figura 2-11 ci sono tre distinte regioni di funzionamento note come regione lineare, regione di saturazione e regione di spegnimento. Quando il MOSFET viene usato come dispositivo di commutazione (ad esempio quando inserito nei dispositivi di potenza) vengono sfruttate solo le regioni lineare e di spegnimento, mentre quando è utilizzato come amplificatore il MOSFET deve operare nella zona di saturazione.

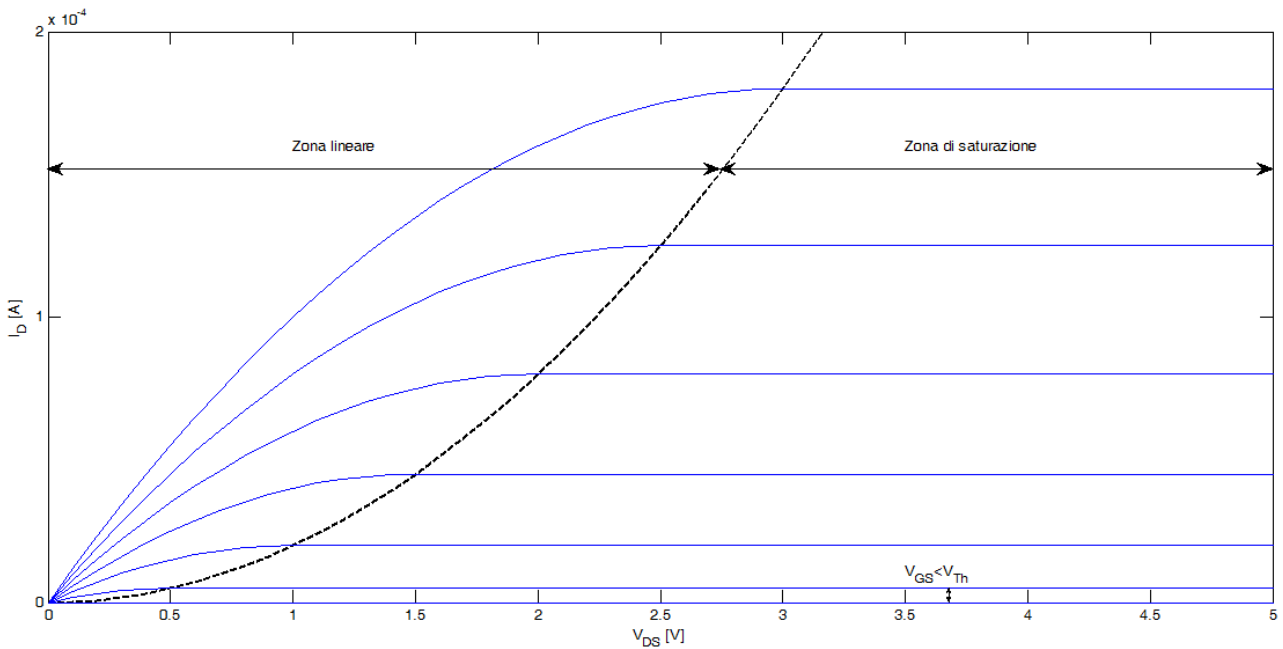


Figura 2-11 Curva caratteristica di un MOSFET in cui sono indicate le zone di funzionamento

Il dispositivo si trova in stato di spegnimento quando $v_{GS} < V_{Th}$ ovvero non si ha nessun canale indotto. Per poter operare sia nella regione lineare che nella regione di saturazione deve prima essere creato un canale, situazione che corrisponde all'applicare una tensione tra gate e source superiore a quella di accensione.

2.3.6. Le perdite di un MOSFET

Durante una commutazione nel dispositivo a semiconduttore può avvenire una perdita di potenza rilevante. Sebbene i tempi di commutazione siano brevi, le perdite medie di potenza possono risultare significative.

Le perdite di potenza sono critiche per dispositivi MOSFET di potenza installati in circuiti integrati, in quanto la loro dissipazione è molto superiore rispetto a quella degli altri dispositivi. La potenza dissipata in un semiconduttore dipende principalmente dalla resistenza di ON, dal fattore di carico del gate, dalla corrente, dalla rampa di salita e discesa della tensione, dalla frequenza di commutazione e dalla temperatura di funzionamento. Le perdite di potenza in ciascun semiconduttore sono causate dalla combinazione delle perdite di commutazione, delle perdite di conduzione, delle perdite in fase di blocco, delle perdite di conduzione nel diodo e delle perdite nel dispositivo di controllo del gate. Le perdite di commutazione si hanno durante i periodi di accensione e spegnimento. Solitamente le perdite in fase di blocco e alcune altre perdite possono essere trascurate, così che le perdite totali del MOSFET possono essere riassunte nella seguente equazione:

$$P_{MOSFET} = P_{commutazione} + P_{conduzione} + P_{blocco} \cong P_{commutazione} + P_{conduzione}$$

Le perdite di conduzione sono dovute alla resistenza di ON del transistor e sono generate quando la corrente di drain attraversa il diodo di corpo. Quando il segnale del dispositivo di controllo del gate ha valore elevato il transistor si accende e conduce corrente con conseguente dissipazione di potenza. Ci sono molti fattori che possono influenzare il valore della resistenza di ON come la temperatura, ovvero all'aumentare della temperatura il valore della resistenza cresce, e la tensione in ingresso.

Allo scopo di valutare il valore medio delle perdite di conduzione si utilizza la seguente espressione:

$$P_{conduzione} = I_{ON}^2 \cdot R_{ON}$$

Dove I_{ON} è la corrente di drain quando il MOSFET è in fase di conduzione.

Se il transistor fosse un interruttore ideale non ci sarebbero perdite di conduzione. Allo scopo di ridurre queste perdite è necessario ridurre la resistenza di ON, il che richiede più silicio e quindi costi maggiori; bisogna quindi raggiungere un compromesso tra i costi dovuti alle perdite di conduzione e i costi legati al silicio.

Per quanto riguarda le perdite in commutazione, queste sono causate dalla presenza della corrente di drain; questo è dovuto al fatto che quando il MOSFET si accende e si spegne le capacità parassite accumulano e dissipano energia. Le perdite sono proporzionali alla frequenza di commutazione e al valore delle capacità parassite, che crescono al crescere della dimensione del dispositivo. Se la commutazione avvenisse in modo ideale, i tempi di salita e discesa della corrente e tensione sarebbero nulli con conseguente assenza delle perdite di commutazione. Queste possono essere ricavate attraverso la seguente equazione:

$$P_{sw1} = \frac{t_{sw,on} \cdot V_{off} \cdot I_{on} \cdot f_{sw}}{2} + \frac{t_{sw,off} \cdot V_{off} \cdot I_{on} \cdot f_{sw}}{2}$$

Dove V_{off} è la tensione tra drain e source quando il MOSFET è spento, $t_{sw,on}$ e $t_{sw,off}$ sono i tempi impiegati dal MOSFET per passare da ON a OFF e viceversa, f_{sw} è la frequenza di commutazione.

Si ha poi una seconda componente di perdite in fase di commutazione dovuta alla presenza di capacità parassite che si caricano e scaricano:

$$P_{sw2} = C_{oss} \cdot V_{off}^2 \cdot f_{sw}$$

Dove C_{oss} è la capacità di uscita del MOSFET che ha un peso maggiore rispetto alle altre capacità.

L'energia dissipata durante la fase di spegnimento W_{off} è rappresentata dall'area sottesa alle curve degli andamenti di tensione e corrente (figura 2-12). Inoltre durante un periodo di commutazione l'energia complessivamente dissipata è data dall'unione dell'energia di accensione e spegnimento. Dalle equazioni viste in precedenza si capisce che le perdite di commutazione sono proporzionali alla frequenza di commutazione e ai tempi di accensione e di spegnimento. In elettronica di potenza queste perdite forniscono un contributo significativo alle perdite complessive del sistema; per minimizzarle è possibile ridurre la frequenza di commutazione, ma questo provoca un aumento dell'induttanza e della taglia dell'induttore di livellamento, oppure è possibile accelerare i periodi di accensione e spegnimento del MOSFET.

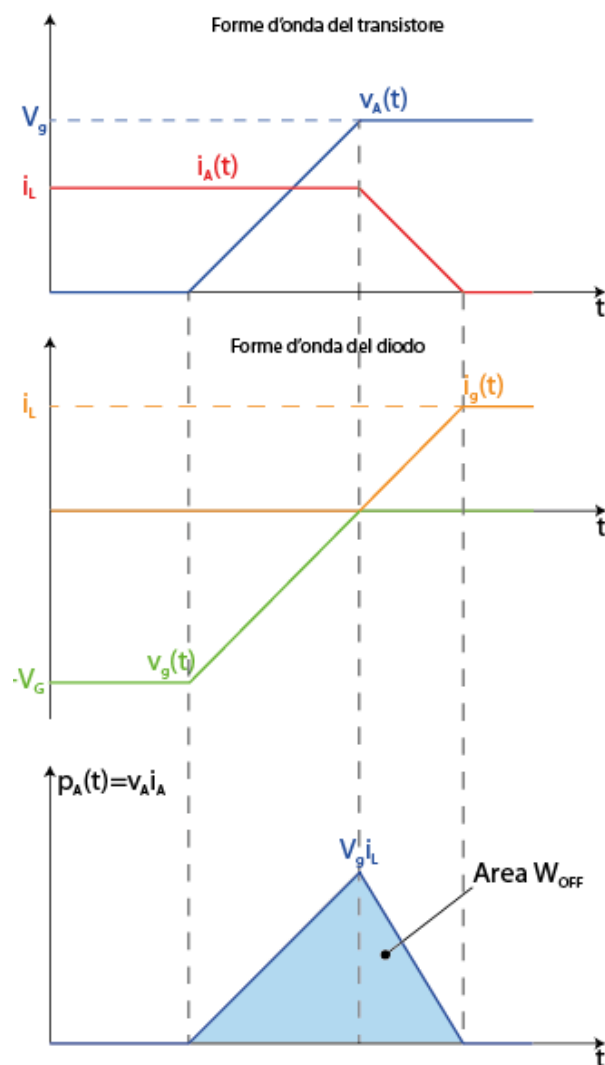


Figura 2-12 Forme d'onda in fase di commutazione e perdite ad essa associate

Nella figura 2-13 sono riportate la tensione tra drain e source (linea blu) e la corrente di drain (linea rossa) di un MOSFET di potenza. È possibile osservare che nel caso ideale quando la tensione sale, la corrente si annulla e viceversa. Poiché non c'è un ritardo di tempo tra accensione e spegnimento

non si hanno perdite di commutazione. Per quanto riguarda invece le perdite di conduzione, quando la tensione aumenta la corrente si annulla completamente e, dato che non si hanno flussi di corrente, le perdite per conduzione sono nulle; si ha poi la stessa situazione quando la corrente aumenta e la tensione si annulla. Per concludere, nel caso di commutazione ideale non si ha potenza dissipata dal transistor. La figura 2-13 mostra anche la commutazione nel caso non ideale, dove è possibile riconoscere diversi contributi alle perdite; il primo contributo è rappresentato dalle perdite di commutazione ed è dato dall'area del triangolo sottesa alle forme d'onda durante tale fase, dove si ha un transitorio nel quale la tensione cresce e la corrente diminuisce (e viceversa), dando così una potenza dissipata non nulla. Il secondo contributo è rappresentato dalle perdite in conduzione, che sono dovute al fatto che quando la tensione si trova al valore massimo la corrente ha un valore non nullo (e viceversa), causando così delle dissipazioni di potenza.

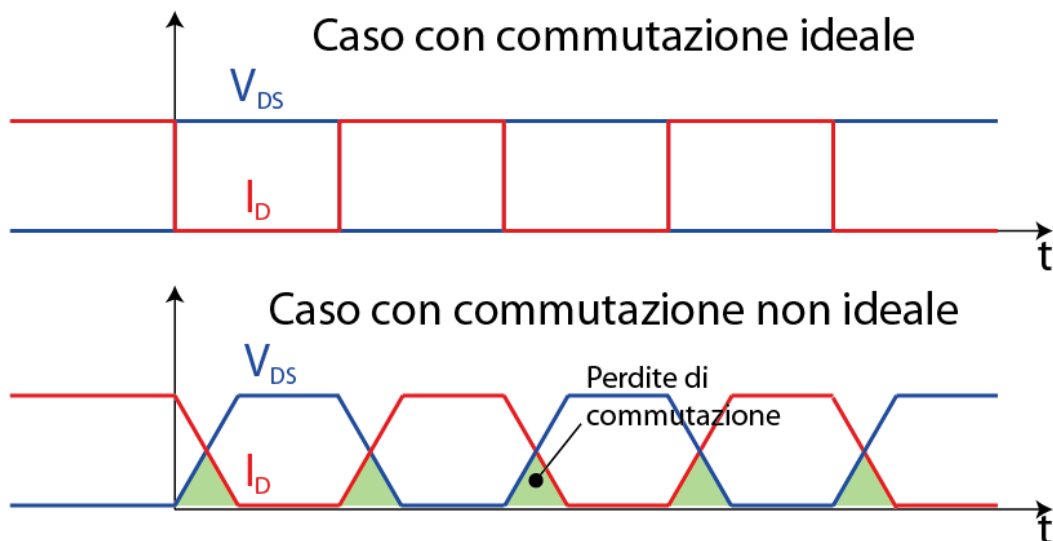


Figura 2-13 andamento della tensione tra drain e source (linea blu) e della corrente di drain (linea rossa) di un MOSFET di potenza nel caso di commutazione ideale e non ideale

In generale quando la frequenza di commutazione cresce le perdite aumentano, il che fa decrescere l'efficienza.

2.3.7. L'utilizzo del MOSFET come resistenza e come interruttore

Come detto in precedenza uno dei vantaggi del MOSFET è quello di poter essere usato come condensatore, come resistenza o come elemento attivo a tre terminali (ovvero come interruttore). Per quanto riguarda il funzionamento da condensatore si è visto che lo strato di ossido isolante tra il gate e il canale forma un vero e proprio condensatore a facce piane e parallele. Per quanto riguarda il

funzionamento da resistore è possibile considerare un MOSFET ad arricchimento in cui viene cortocircuitato il gate con il drain ($V_{GS} = V_{DS}$). Questo tipo di collegamento porta ad una caratteristica di resistenza non lineare; il MOSFET funziona in saturazione, dato che $V_{GS} - V_T < V_{DS}$.

2.4. Il transistor ad effetto di campo a giunzione (JFET)

Il JFET (Junction gate Field Effect Transistor) è un transistor ad effetto di campo; analogamente al MOSFET esso è controllato in tensione ed è un dispositivo a portatori maggioritari, ma al contrario di esso ha un comportamento normalmente ON, ovvero quando la tensione sul terminale di gate è nulla esso si trova in stato di conduzione e per passare alla condizione di OFF è necessario applicare una tensione negativa su gate.

Nella figura 2-14a è mostrata schematicamente la struttura di un JFET a canale n . I terminali di drain e source sono costituiti dai contatti ohmici posti agli estremi di una barra di semiconduttore di tipo n .

Se si applica una differenza di potenziale tra drain e source, i portatori maggioritari (elettroni) scorrono lungo la barra. Il terzo terminale, il gate, viene ottenuto connettendo tra loro le due sottili regioni p^+ . La regione di tipo n situata tra i due gate p^+ viene indicata come il canale lungo il quale i portatori maggioritari si muovono tra source e drain.

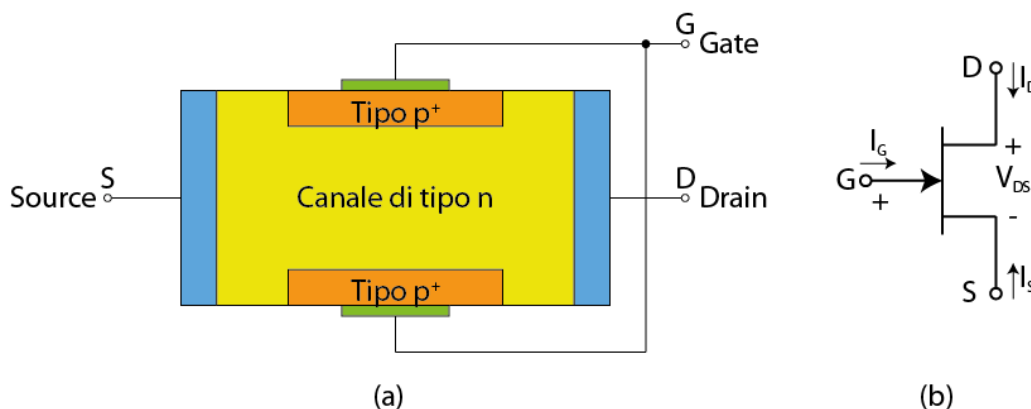


Figura 2-14 (a) Struttura e (b) simbolo circuitale di un transistor a giunzione a effetto di campo (JFET) a canale n

Le convenzioni normalmente adottate per identificare il verso positivo della corrente ed il segno delle tensioni applicate sono mostrate in figura 2-14b, nella quale è rappresentato il simbolo circuitale del JFET a canale n . La struttura e il simbolo circuitale del JFET a canale p sono invece mostrati nella figura 2-15. Le strutture mostrate nelle figure 2-14 e 2-15 sono rappresentazioni di comodo che consentono una agevole descrizione del funzionamento del JFET.

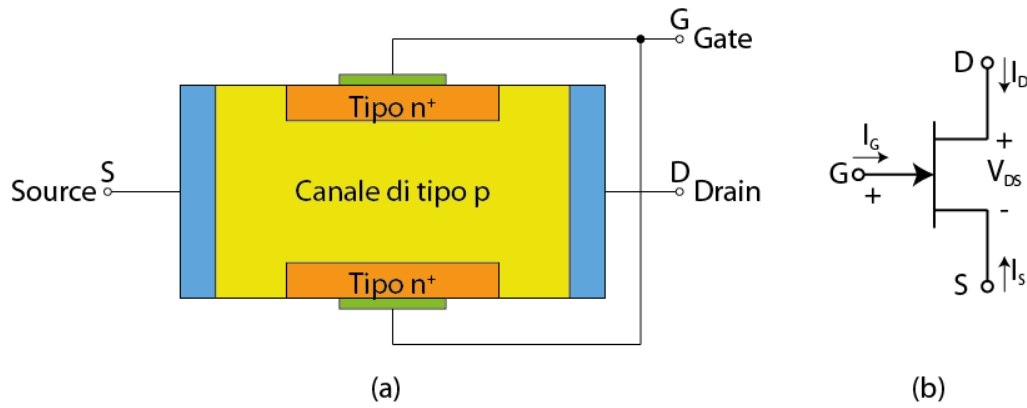


Figura 2-15 (a) Struttura e (b) simbolo circuitale di un transistor a giunzione a effetto di campo (JFET) a canale p

La figura 2-16 mostra la sezione trasversale di un JFET a canale n di tipo planare per circuiti integrati. Tale figura mostra come vengono realizzati i contatti in alluminio nelle zone di source, drain e gate.

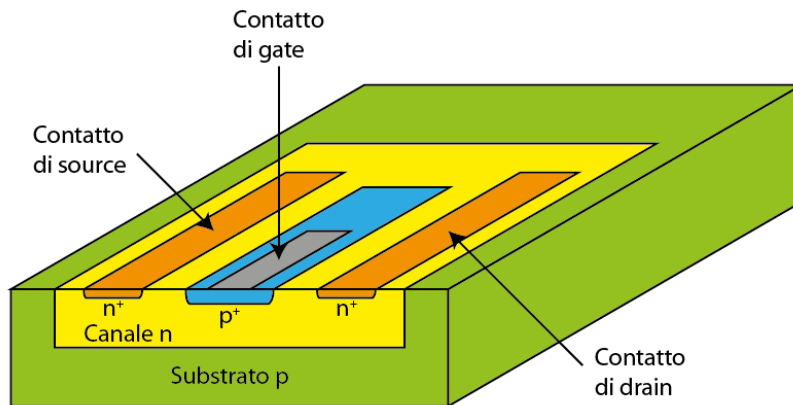


Figura 2-16 Struttura di un JFET planare a canale n per circuiti integrati

2.4.1. Il funzionamento del JFET

Lo schema circuitale della figura 2-17b corrisponde alla situazione schematizzata nella figura 2-17a e mostra quella che viene definita la configurazione a source comune. La trattazione che viene svolta per un JFET a canale n si applica anche al transistor a canale p con la differenza che i segni delle tensioni e delle correnti devono essere invertiti. Le regioni di gate e di canale costituiscono una giunzione pn che, nelle condizioni di normale funzionamento del JFET, viene sempre mantenuta in polarizzazione inversa. La giunzione è posta in polarizzazione inversa applicando una tensione negativa tra gate e source e anche la polarizzazione positiva drain-source opera nello stesso senso. È opportuno ricordare che nelle due regioni di una giunzione pn polarizzata inversamente si genera una zona di carica spaziale (zona di svuotamento). Il processo di diffusione dei portatori attraverso la giunzione lascia infatti ioni positivi non compensati nella regione n e ioni negativi non compensati

nella zona p . Se si aumenta il valore della tensione inversa applicata alla giunzione, l'ampiezza della zona di svuotamento cresce di conseguenza. A questo punto è possibile spiegare il motivo dell'impiego di regioni di gate di tipo p^+ . Ricordando che la regione di svuotamento si estende maggiormente nella regione a più basso drogaggio, si capisce che l'impiego di regioni di tipo p^+ garantisce, come risultato, che la regione di svuotamento si estende quasi esclusivamente nella regione di canale di tipo n .

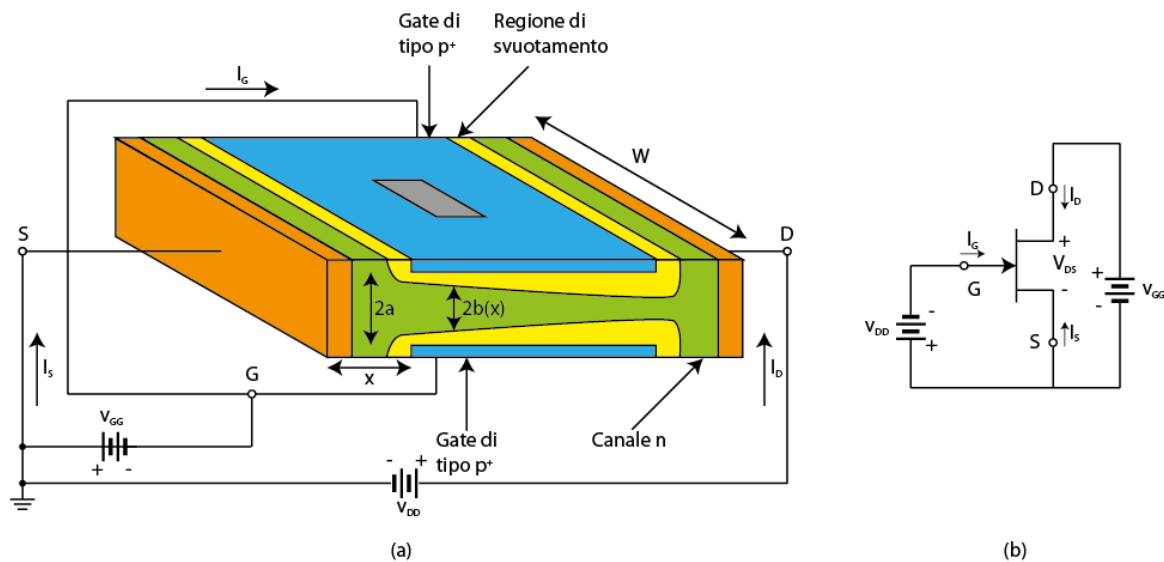


Figura 2-17 (a) Struttura di un JFET a canale n polarizzato: sono evidenti le regioni di svuotamento che riducono l'ampiezza del canale; (b) circuito equivalente

La conducibilità di questa regione di svuotamento è sostanzialmente nulla per la quasi totale assenza di portatori di carica. Lo spessore effettivo del canale nella figura 2-17a, per questo motivo, diminuirà al crescere della tensione inversa applicata. Per una particolare tensione di gate-source $V_{GS} = V_p$, chiamata tensione di pinch-off o strozzamento, lo spessore di canale è ridotto a zero perché sono state rimosse dal canale tutte le cariche mobili. In base a quanto detto si capisce come, per una determinata tensione di drain-source, la corrente di canale è in funzione della polarizzazione inversa sulla giunzione di gate. Per caratterizzare questo dispositivo si utilizza il termine “effetto di campo” in quanto il meccanismo di controllo della corrente è dovuto all'estendersi del campo associato alla zona di svuotamento per effetto dell'aumento della tensione inversa applicata. Si osservi che il dispositivo ora descritto è molto simile ad un MOSFET a svuotamento, con l'unica differenza che la struttura Metallo-Ossido-Semiconduttore è costituita da una giunzione pn polarizzata inversamente.

2.4.2. La caratteristica corrente-tensione del JFET

Le caratteristiche di uscita per un tipico FET a canale n sono riportate in figura 2-18. Esse forniscono il valore di I_D in funzione di V_{DS} con V_{GS} come parametro. Per capire qualitativamente perché le caratteristiche hanno la forma mostrata, basta fare riferimento al MOSFET a svuotamento a canale n .

Si noti che nella figura 2-18 viene riportata anche una caratteristica per $V_{GS} = +0,2$ V corrispondente ad una polarizzazione diretta. Si noti, a tale proposito, che la corrente di gate è comunque molto piccola in quanto questa tensione di polarizzazione è minore della tensione di soglia ($V_T = 0,5$ V per il silicio); la corrente di gate per $V_{GS} < 0$ è per ciò spesso trascurata.

Come è indicato in figura 2-18 il funzionamento del JFET può essere diviso in quattro regioni: ohmica, di saturazione, di breakdown e di interdizione.

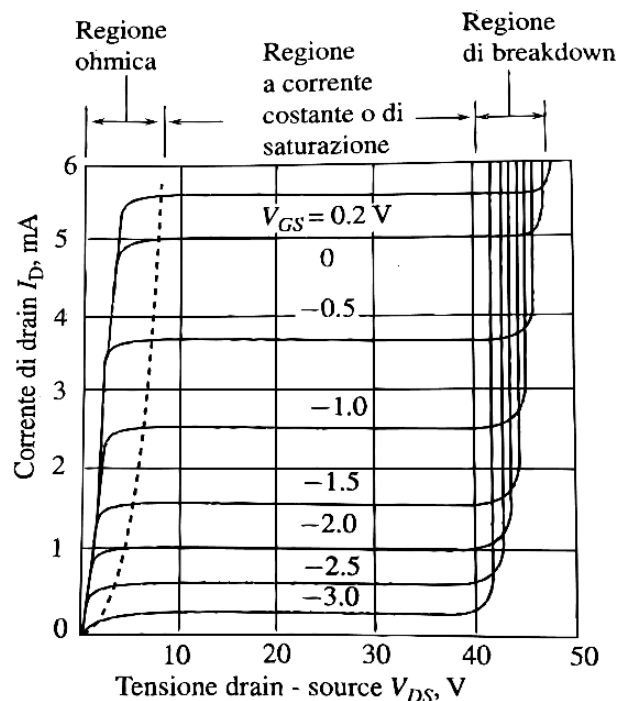


Figura 2-18 Caratteristica di uscita di un JFET a canale n

Nella regione di funzionamento ohmica, ovvero quando il JFET si comporta come una resistenza controllata in tensione, V_{DS} è piccola mentre I_D può essere apprezzabile. Questa situazione corrisponde a quella di un interruttore chiuso. Vengono ricavate ora, in forma analitica, le caratteristiche corrente tensione nella regione ohmica.

Si supponga innanzitutto che tra drain e source sia applicata una piccola differenza di potenziale V_{DS} . La piccola corrente I_D che ne deriva non avrà quindi alcun apprezzabile effetto sul profilo del canale,

quindi in queste condizioni è lecito supporre che la sezione effettiva A del canale sia costante lungo tutta la sua lunghezza. Si può quindi porre $A = 2bW$, dove $2b$ è lo spessore del canale corrispondente ad una corrente di drain nulla per una determinata V_{GS} e W è la larghezza del canale, cioè la dimensione del canale in direzione perpendicolare a b , come indicato in figura 2-17.

Poiché nella regione di svuotamento non scorre corrente, usando la legge di Ohm, si ottiene per la corrente di drain:

$$I_D = AqN_D\mu_n\epsilon_x = \frac{2bWqN_D\mu_nV_{DS}}{L} = 2bqN_D\mu_n\left(\frac{W}{L}\right)V_{DS}$$

Dove L è la lunghezza del canale. Questa formula descrive le caratteristiche corrente-tensione della figura 2-18 per valori di V_{DS} molto piccoli e suggerisce che, in queste condizioni, il FET si comporta come una resistenza il cui valore è determinato dal valore di V_{GS} . Il rapporto V_{DS}/I_D nell'origine è chiamato resistenza di canale in zona lineare $r_{DS(ON)}$. Per $V_{GS} = 0$, che implica $b = a$, si ottiene:

$$r_{DS(ON)} = \frac{1}{2aqN_D\mu_n}\left(\frac{L}{W}\right)$$

Il parametro $r_{DS(ON)}$ è importante nelle applicazioni di commutazione in quanto esso è un parametro che ci indica di quanto il FET si discosti da un interruttore ideale, per il quale la resistenza nello stato di ON è nulla. Nei manuali forniti dai vari costruttori si possono trovare FET e MOSFET a canale n con valori di $r_{DS(ON)}$ che vanno da pochi ohm o frazioni a diverse centinaia di ohm. Poiché la mobilità delle lacune è molto minore di quella degli elettroni, $r_{DS(ON)}$ è molto più alta nei JFET a canale p che in quelli a canale n. Ad una maggiore mobilità corrisponde anche una maggiore velocità di commutazione. Questi fattori contribuiscono a far sì che i FET impiegati nella pratica siano in prevalenza a canale n. Il fatto che nella regione ohmica il JFET si comporti come una resistenza variabile con la tensione può essere dedotto dall'equazione della I_D e dalla figura 2-18 nel seguente modo. Lo spessore del canale b è funzione della tensione di polarizzazione inversa V_{GS} . L'aumento di $|V_{GS}|$ causa la diminuzione di b e di I_D per un valore fissato di V_{DS} . Di conseguenza, la pendenza della curva di I_D in funzione di V_{DS} diminuisce nell'origine all'aumentare di $|V_{GS}|$.

Si osservi che anche I_D è funzione del rapporto W/L . Questa quantità è molto importante per la progettazione dei FET e funge da fattore di scala per la corrente nei dispositivi. Per una data concentrazione di drogante, infatti, la possibilità di modificare il rapporto W/L consente di avere sullo stesso chip FET valori diversi di corrente nominale. Inoltre, come si vede dall'equazione della $r_{DS(ON)}$ anche il suo valore può essere controllato modificando il rapporto W/L .

Al crescere della V_{DS} , la zona di svuotamento in prossimità del drain è più ampia di quella in vicinanza del source. Per $V_{DS} = V_{GS} - V_P$ si ha, in prossimità del drain, il completo strozzamento del canale e il dispositivo va in saturazione, come nel caso del MOSFET. In questa fase siamo nella regione di saturazione o di pinch-off e un ulteriore aumento di V_{DS} non modifica apprezzabilmente il valore di I_D .

La massima tensione che può essere applicata tra i due terminali del FET è la minima tensione che causa breakdown a valanga attraverso la giunzione di gate. Dalla figura 2-18 si può notare che il breakdown avviene a valori più bassi di $|V_{DS}|$ quando la giunzione di gate è polarizzata in maniera inversa rispetto al caso in cui $V_{GS} = 0$. Questo avviene perché la tensione inversa applicata al gate si somma alla tensione di drain e quindi la tensione effettiva che cade sulla giunzione di gate aumenta. La tensione di breakdown tra drain e source con il gate in cortocircuito con il source, detta BV_{DSS} , è riportata nei manuali forniti dai costruttori. Il suo valore varia da diversi volt nei dispositivi per circuiti integrati fino alle centinaia di volt nei FET di potenza.

In un FET reale esiste una corrente di perdita di drain $I_{DS(OFF)}$ anche in condizioni di interdizione ($|V_{GS}| > |V_P|$). La corrente inversa di gate, indicata con I_{GSS} , è il valore della corrente del gate verso il source, con il drain cortocircuitato con quest'ultimo, per $|V_{GS}| > |V_P|$. Il costruttore fornisce i valori massimi di $I_{DS(OFF)}$ e I_{GSS} . Ciascuna di queste correnti è dell'ordine di 1pA in dispositivi integrati mentre può raggiungere le decine di nano ampere in FET discreti di notevoli dimensioni. Alla temperatura di 150° C queste quantità aumentano di circa un fattore 1000 rispetto al valore a 25° C. Si noti che in interdizione, con $|V_{GS}| > |V_P|$, $I_D \approx 0$ mentre V_{DS} può essere "grande". Queste caratteristiche corrispondono ad un interruttore aperto.

2.4.3. La caratteristica di trasferimento del JFET

Le caratteristiche corrente-tensione riportate nella figura 2-18 mostrano che, nella regione di saturazione, i valori della corrente di drain I_D dipendono dalla tensione di polarizzazione inversa V_{GS} . Un modo conveniente di porre in evidenza questa dipendenza è quello di ricorrere alla caratteristica di trasferimento, ovvero ad un grafico di I_D in funzione di V_{GS} con V_{DS} costante.

La figura 2-19 mostra la caratteristica di trasferimento di un JFET a canale n per $V_{DS} = 10V$. La corrente di drain per $V_{GS} = 0$ viene indicata con il simbolo I_{DSS} e per i JFET disponibili commercialmente i valori di tale corrente vanno da decine di microampere a centinaia di milliampere; i valori più bassi di I_{DSS} sono tipici dei JFET integrati mentre i valori più alti sono caratteristici dei dispositivi di potenza.

La caratteristica di trasferimento può essere espressa in forma analitica nella seguente maniera:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

Per un JFET a canale n, sia V_{GS} sia V_P sono negative; per un dispositivo a canale p esse sono invece positive.

La caratteristica di trasferimento mostra ancora una volta come il JFET possa comportarsi da generatore controllato. Se si identifica V_{GS} con l'ingresso e I_D con l'uscita, l'equazione di I_D e la figura 2-19 descrivono un generatore di corrente controllato in tensione. Il funzionamento come generatore controllato è alla base del funzionamento degli amplificatori a JFET.

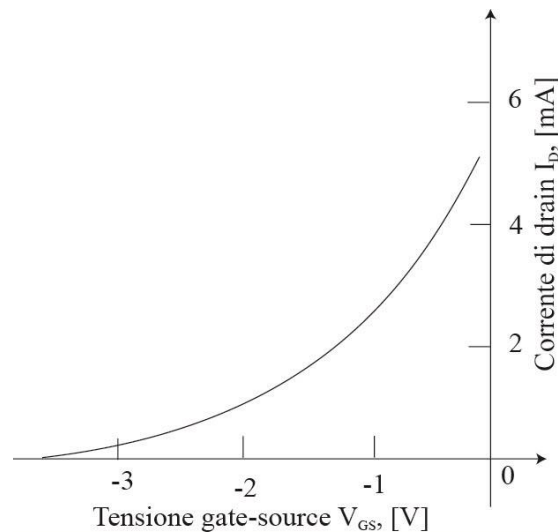


Figura 2-19 Caratteristica di trasferimento (I_D in funzione di V_{GS}) di un JFET a canale n con $V_{DS}=10V$

2.5. Il transistoro bipolare a gate isolato (IGBT)

L'IGBT fu introdotto nei primi anni '80 e ad oggi molte nuove applicazioni non sarebbero economicamente possibili senza di esso. Esso è un interruttore a semiconduttore con tre terminali e viene usato per controllare il flusso di energia elettrica. I BJT di potenza hanno buone caratteristiche in fase di ON ma hanno tempi di switch molto lunghi, soprattutto nello spegnimento. Essi sono dispositivi controllati in corrente e richiedono complessi circuiti di controllo per fornire la corrente di base necessaria durante la fase di ON, il che incrementa le perdite di potenza nell'elettrodo di controllo.

D'altro canto i MOSFET sono dispositivi controllati in tensione che richiedono piccole correnti durante i periodi di commutazione e richiedono dispositivi di controllo semplici; inoltre i MOSFET

sono dispositivi a portatore maggioritario che mostrano elevate velocità di commutazione. La natura unipolare del MOSFET causa però caratteristiche di conduzione inferiori per tensioni al di sopra dei 200V. Inoltre la loro resistenza in fase di ON si incrementa con la tensione di breakdown.

Per ottenere un dispositivo con migliori performance bisogna unire il vantaggio della bassa resistenza in fase di conduzione del BJT con la semplicità del circuito di comando richiesta dal MOSFET. La configurazione Darlington dei due dispositivi (figura 2-20) ha caratteristiche superiori rispetto agli stessi presi singolarmente. Questo dispositivo ibrido può essere comandato come un MOSFET con bassa resistenza in fase di ON in quanto l'uscita di corrente è gestita dal BJT e a causa del basso guadagno di corrente del BJT, per il comando è richiesto un MOSFET con lo stesso dimensionamento. Un modo per ottenere i massimi benefici del controllo del MOS e della conduzione del transistor bipolare consiste nell'integrare nella stessa regione di conduttore il MOSFET e il BJT. Questo concetto ha permesso la diffusione di IGBT con caratteristiche di ON superiori, buone velocità di commutazione ed eccellenti aree di funzionamento (SOA). Confrontato con il MOSFET l'assenza del diodo può essere considerata come un vantaggio o uno svantaggio in funzione delle velocità di commutazione e delle correnti richieste.

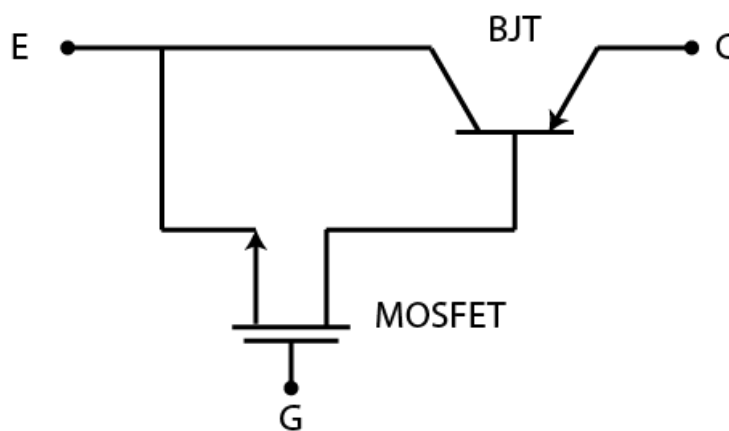


Figura 2-20 MOSFET e BJT in configurazione Darlington

2.5.1. La struttura ed il funzionamento dell'IGBT

La sezione verticale delle celle di un IGBT di canale n (figura 2-21) è simile a quella del DMOS eccetto per lo strato p^+ nella parte inferiore. Questo strato forma il collettore dell'IGBT e una giunzione pn con la regione di deriva n^- , dove la modulazione di conduttività avviene iniettando portatori minoritari nella regione di deriva del drain del MOSFET verticale. Inoltre la densità di corrente è più elevata rispetto al MOSFET e la caduta di tensione diretta è ridotta. Il substrato p^+ , la regione di deriva n^- e l'emettitore p^+ costituiscono un BJT con un'ampia regione di base e basso

guadagno di corrente. Il funzionamento del dispositivo può essere spiegato tramite un BJT con la sua corrente di base comandato tramite l'applicazione di tensione al gate del MOS. Per semplicità si assume che il terminale di emettitore è connesso al potenziale di terra. Applicando una tensione negativa al collettore, la giunzione pn tra il substrato p^+ e la regione di deriva n^- è polarizzata inversamente. Se il terminale di gate è mantenuto al potenziale di terra e una tensione positiva è applicata al collettore la giunzione pn tra la base p e la regione di deriva n^- è polarizzata inversamente. Questo impedisce ogni flusso di corrente e il dispositivo è in stato di blocco diretto finché non si raggiunge il breakdown del transistor pnp.

Quando è applicato un potenziale positivo al gate e questo supera la tensione di soglia richiesta per invertire la regione del MOS sotto il gate, si forma un canale n che costituisce un percorso per far fluire gli elettroni verso la regione di deriva n^- . La giunzione n tra il substrato p^+ e la regione di deriva n^- è polarizzata direttamente, e si ha un'iniezione di lacune in quest'ultima. Gli elettroni in questa regione si ricombinano con le lacune per mantenere la neutralità di carica spaziale e le rimanenti lacune sono raggruppate nella regione di emettitore causando un flusso verticale di corrente tra l'emettitore e il collettore. La giunzione base-collettore del BJT pnp non può essere polarizzata direttamente, e quindi questo transistor non può operare in saturazione. Quando però la caduta di potenziale attraverso lo strato di inversione diventa paragonabile alla differenza tra la tensione di gate e la tensione di soglia, si ha un pinch off che limita la corrente di elettroni a causa dell'iniezione di lacune dallo strato p^+ , e quindi la saturazione della corrente di base causa la saturazione della corrente di collettore.

La caratteristica tipica dell'IGBT in funzione del potenziale di collettore ha un andamento molto simile a quella del MOSFET, infatti anche in essa la corrente cresce rapidamente in funzione della tensione per poi saturare una volta superato il ginocchio.

Per spegnere l'IGBT il gate è cortocircuitato sull'emettitore in modo da togliere il canale del MOS e la corrente di base nel transistor pnp. La corrente di collettore è improvvisamente ridotta a causa della rimozione del flusso di elettroni nel canale. Per mantenere una bassa caduta di tensione in stato di ON, il tempo medio impiegato dai portatori minoritari in eccesso per ricombinarsi deve essere lungo. Quindi come per i dispositivi a portatore minoritario si ha un compromesso tra le perdite in stato di ON e la velocità di spegnimento. Nell'IGBT punch-through il tempo di commutazione è ridotto usando uno strato n fortemente drogato nella regione di deriva vicino al collettore. A causa della più elevata densità di drogante l'efficienza dell'iniezione della giunzione di collettore e il tempo di vita dei portatori minoritari nella regione di base è ridotto. Il piccolo allungamento del tempo di vita nello strato di buffer fa ridurre l'eccesso di lacune. Questo velocizza la rimozione delle lacune

dalla regione di deriva e quindi si riducono i tempi di spegnimento. Gli IGBT non-punch-through hanno un tempo di vita dei portatori più elevato e una regione di collettore meno drogata che incide sulla loro caratteristica elettrica. Per prevenire il punch-through quest'ultimo tipo di IGBT ha una regione di deriva più spessa, che comporta tempi di transizione più elevati.

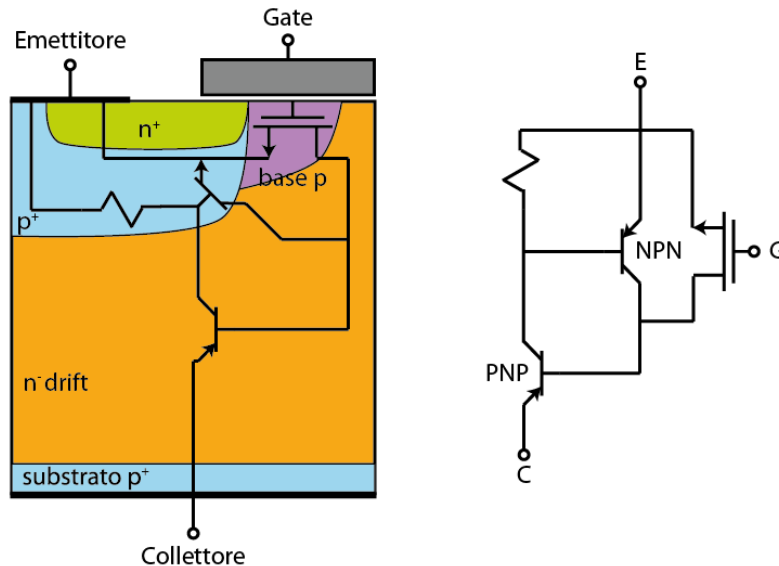


Figura 2-21 Sezione verticale e circuito equivalente di un IGBT di canale n

2.5.2. La caratteristica statica dell'IGBT

Considerando la struttura verticale di un IGBT (figura 2-21), se viene applicata una tensione negativa al collettore, la giunzione tra il substrato p^+ e la regione di deriva n^- diventa polarizzata inversamente. La regione di deriva è poco drogata e lo strato di svuotamento si estende principalmente in questa regione. La concentrazione di dopanti (N_D) e lo spessore della regione di deriva n^- (W_D) sono progettate per impedire il collasso di questa struttura. L'estensione di tale regione influisce sulla caduta di tensione diretta, e quindi dovrebbe essere ottimizzata per una tensione di breakdown stabilita. Lo spessore della regione di deriva (W_D) è scelta pari alla somma della lunghezza di diffusione (L_P) e dell'estensione della zona di svuotamento alla massima tensione applicata (V_{max}):

$$W_D = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s V_{max}}{qN_D}} + L_P$$

Quando il gate è cortocircuitato sull'emettitore, non esiste alcun canale al di sotto del gate. Se quindi è applicata al collettore una tensione positiva, la giunzione tra la base p e la regione di deriva n^- è polarizzata inversamente e passa attraverso l'IGBT solo una piccola corrente di perdita. Come per il MOSFET, la zona di svuotamento si estende nella base p e nella regione di deriva n^- . La

concentrazione di dopanti nella base p, che controlla inoltre la tensione di soglia, è scelta per impedire fenomeni di punch-through dalla base p all'emettitore n^+ .

Quando è applicata una tensione positiva al gate di un IGBT, si ha la formazione di un canale nel MOS tra l'emettitore n^+ e la regione di deriva n^- . Inoltre viene fornita una corrente di base per il BJT pnp "parassita". Applicando una tensione positiva tra elettrodi di collettore ed emettitore di un IGBT di tipo n, i portatori minoritari (lacune) sono iniettati nella regione di diffusione. Questi portatori riducono la resistività della regione di diffusione e riducono la caduta di tensione in stato di ON, con conseguente aumento della densità di corrente rispetto ad un MOSFET.

La resistenza di cortocircuito tra la base e l'emettitore del transistor npn è piccola, la giunzione tra l'emettitore n^+ e la base p non viene polarizzata direttamente e quindi il transistor parassita npn non viene attivato e può essere eliminato dal circuito equivalente dell'IGBT.

Per l'analisi dell'IGBT si usa un modello basato su un transistor bipolare pnp comandato da un MOSFET (figura 2-22). Analizzando il funzionamento dell'IGBT con questo modello si osserva che si ha una caduta sul diodo parassita. Sotto il ginocchio di tensione del diodo, si ha una corrente trascurabile dovuta alla mancanza di portatori minoritari iniettati dal collettore. Inoltre aumentando la tensione applicata tra gate ed emettitore, la base del BJT interno è fornita di ulteriore corrente che comporta un incremento della corrente di collettore. La corrente dell'IGBT satura a causa del pinch-off del canale del MOS e questo limita la corrente di input nella base del BJT. Il canale MOS del BJT polarizza inversamente la giunzione collettore-base e forza il transistor pnp ad operare nella regione attiva.

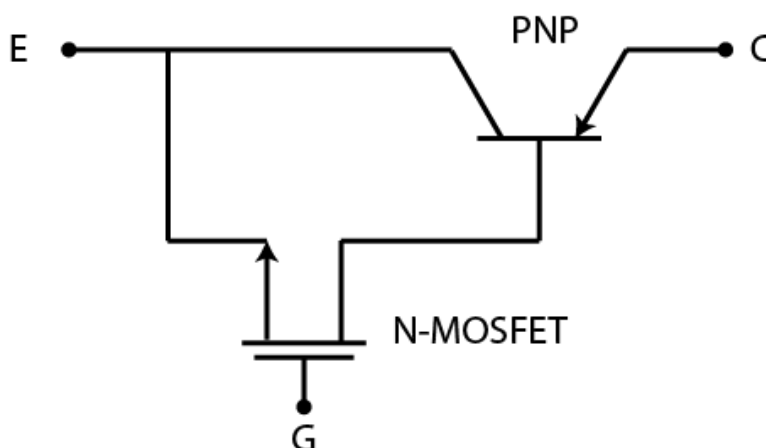


Figura 2-22 Circuito equivalente dell'IGBT con BJT e MOSFET usato per l'analisi

A causa del basso guadagno del BJT pnp, il MOSFET di comando nel circuito equivalente dell'IGBT porta una maggiore porzione della corrente totale di collettore. La caduta di tensione dell'IGBT nello

stato di ON (figura 2-23) consiste in una caduta lungo la giunzione di collettore, la regione di deriva e la porzione del MOSFET. Il basso valore della variabilità della conduttività della regione di deriva vicino alla giunzione della base p, causa una caduta attraverso la resistenza del JFET all'interno del MOSFET (V_{JFET}) in aggiunta alla caduta lungo la resistenza di canale (V_{ch}) e la resistenza nel canale di accumulo (V_{acc}).

$$V_{CE(ON)} = V_{p+n} + V_{drift} + V_{MOSFET}$$

$$V_{MOSFET} = V_{ch} + V_{JFET} + V_{acc}$$

Quando il tempo di vita nella regione di deriva n^- è grande, il guadagno del transistor bipolare pnp è elevato e la sua corrente di collettore è molto più grande della corrente del MOSFET e quindi la caduta di tensione attraverso il MOSFET componente l'IGBT è una piccola frazione della totale. Quando sono utilizzate tecniche di controllo del tempo di vita per incrementare le velocità di commutazione, il guadagno di corrente del BJT è ridotto e una quantità più grande di corrente passa attraverso il MOSFET con conseguente incremento della caduta su di esso.

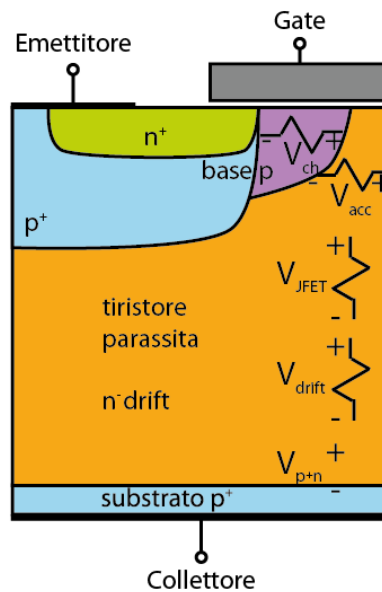


Figura 2-23 Cadute di tensione nella struttura dell'IGBT in stato di ON

2.5.3. La caratteristica dinamica dell'IGBT

Si consideri la forma d'onda di un IGBT chiuso su un carico induttivo (figura 2-24). La costante di tempo L/R del carico induttivo è assunta grande rispetto alla frequenza di commutazione, e quindi la corrente della sorgente (I_{ON}) può essere considerata costante. Le performance di accensione dell'IGBT sono dominate dalla struttura del MOS. Durante il $t_{d(on)}$ la corrente di gate cambia la

capacità di ingresso linearmente fino a che la tensione tra emettitore e gate raggiunge il valore di soglia $V_{GE(th)}$. Durante il t_{ri} (tempo di salita della corrente, ovvero il tempo impiegato da $i_C(t)$ per passare dal 10% al 90% del valore finale di I_{on}) la corrente di carico è trasferita dal diodo al dispositivo e aumenta fino al valore di regime.

Il tempo di crescita della tensione di gate e la trans-conduttanza dell'IGBT determinano l'andamento della corrente. Quando la tensione tra gate ed emettitore raggiunge $V_{GE(Ion)}$, che mantiene lo stato di regime della corrente di collettore, la tensione tra collettore ed emettitore inizia a decrescere. Dopo questa fase, durante l'accensione dell'IGBT, ci sono due intervalli distinti: nel primo la tensione tra collettore ed emettitore diminuisce rapidamente mentre la capacità tra il drain e il gate (C_{gd}) del MOSFET componente l'IGBT, si scarica. Per bassi valori della tensione tra emettitore e collettore C_{gd} aumenta. Il transistor pnp dell'IGBT ha una transizione lenta verso lo stato di ON del MOSFET. La tensione di gate rinizia a crescere solo dopo che il transistor esce dalla regione di saturazione ed entra in quella lineare.

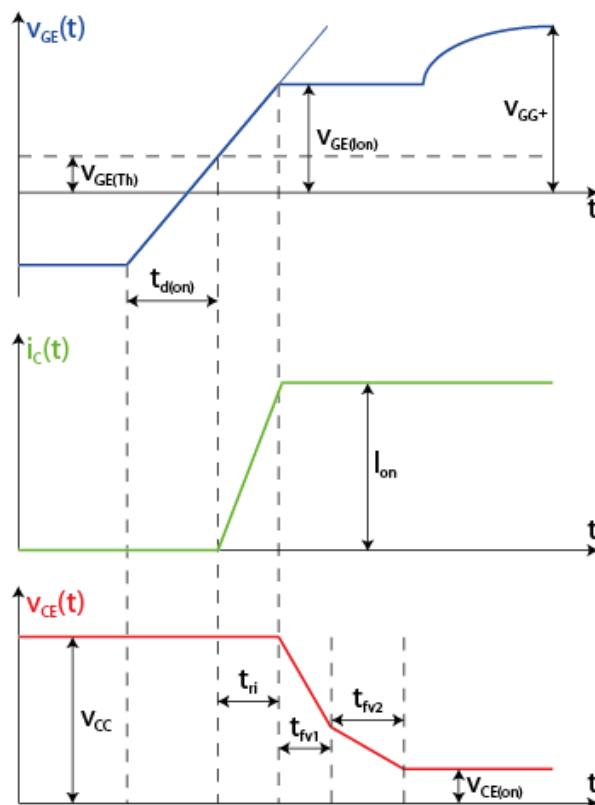


Figura 2-24 Forme d'onda all'accensione di un IGBT con carico induttivo

Lo spegnimento inizia rimuovendo la tensione tra gate ed emettitore (figura 2-25); sia tensione che corrente rimangono costanti finché la tensione di gate raggiunge il valore $V_{GE(Ion)}$. Dopo questo ritardo temporale ($t_{d(off)}$) la tensione di collettore inizia a crescere mentre la corrente è mantenuta costante.

La resistenza di gate determina la rapidità con cui la tensione di collettore cresce. Quando il canale del MOS viene spento, la corrente di collettore diminuisce bruscamente durante t_{fi1} . La porzione MOSFET dell'IGBT determina il ritardo temporale allo spegnimento $t_{d(off)}$ e il tempo di crescita della tensione t_{rv} . Quando la tensione di collettore raggiunge quella di bus inizia a condurre il diodo di ricircolo.

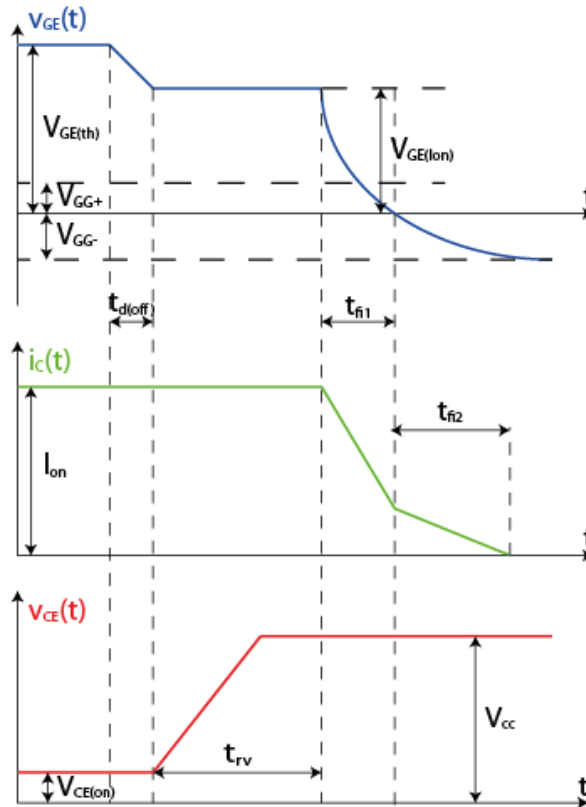


Figura 2-25 Forme d'onda allo spegnimento dell'IGBT con carico induttivo

L'eccesso di carica immagazzinato nella regione di deriva n^- durante lo stato di conduzione va rimosso per consentire lo spegnimento del dispositivo. L'elevata concentrazione di portatori minoritari immagazzinati nella regione di deriva n^- sostiene la corrente di collettore dopo che il canale MOS è stato spento. La ricombinazione dei portatori minoritari nell'ampia regione di base decresce gradualmente con la corrente di collettore. Dato che la base del transistor pnp non è accessibile, l'eccesso di portatori minoritari non può essere rimosso polarizzando inversamente il gate. L'intervallo t_{fi2} risulta essere lungo in quanto il tempo di vita dell'eccesso di portatori in questa regione è mantenuto elevato per ridurre la caduta di tensione in condizioni di ON. Siccome in questo intervallo la tensione tra collettore ed emettitore raggiunge quella del bus si ha una significativa perdita di potenza che aumenta all'aumentare della frequenza. La corrente residua che continua a circolare nei primi istanti successivi allo spegnimento (corrente di tail) limita la frequenza operativa dell'IGBT e si ha quindi un compromesso tra le perdite in conduzione e le velocità di commutazione.

Data una corrente in fase di conduzione I_{on} l'ordine di grandezza della corrente di tail in funzione del tempo richiesto alla corrente di collettore per ridursi del 10% rispetto al valore nello stato di ON e il tempo di spegnimento (t_{off}) possono essere approssimati con:

$$I_C(t) = \alpha_{pnp} I_{on} e^{-\left(\frac{t}{\tau_{HL}}\right)}$$

$$t_{off} = \tau_{HL} \ln(10\alpha_{pnp})$$

Dove

$$\alpha_{pnp} = \sec h \left(\frac{l}{L_a} \right)$$

è il guadagno del transistor bipolare pnp, l è la larghezza della base, e L_a è la lunghezza di diffusione; si assume che il tempo di vita dei portatori (τ_{HL}) sia indipendente dall'iniezione di portatori minoritari durante la decrescita della corrente di collettore. Le tecniche di controllo del tempo di vita sono utilizzate per ridurlo assieme al guadagno del transistor. Le perdite in fase di spegnimento possono essere minimizzate limitando la corrente di tail come risultato dell'aumento della velocità del processo di ricombinazione nella parte di regione di diffusione che non è colpita dalla polarizzazione inversa.

2.5.4. I parametri caratteristici dell'IGBT

I parametri importanti dell'IGBT sono valori che stabiliscono un limite minimo o un massimo alle condizioni in cui esso può operare. Gli IGBT non possono operare al di fuori di questi valori che sono determinati per un punto di funzionamento e un'applicazione specifici.

- Tensione di blocco collettore-emettitore (BV_{CES}): questo parametro specifica la massima tensione tra collettore ed emettitore quando gate e emettitore sono cortocircuitati.
- Tensione di blocco emettitore-collettore (BV_{ECS}): questo parametro specifica la tensione di breakdown inversa della giunzione base-collettore del diodo facente parte dell'IGBT.
- Tensione gate-emettitore (V_{GES}): questo parametro specifica la massima tensione tra gate ed emettitore permessa quando il collettore è cortocircuitato all'emettitore. Lo spessore e le caratteristiche dello strato di ossido sul gate determinano il valore di questa tensione.
- Corrente continua al collettore (I_C): questo parametro rappresenta il valore della corrente continua richiesta per fare alzare la temperatura di giunzione al suo massimo partendo da una specifica temperatura dell'involucro. Questo parametro è specificato alla temperatura di involucro di 25°C e ad una temperatura di giunzione massima di 150°C.

- Corrente di picco ripetitiva di collettore (I_{CM}): questo parametro specifica la massima corrente continua che può sopportare l'IGBT; in condizioni di transitorio la valvola può sostenere picchi di corrente più alti.
- Massima potenza dispersa (P_D): questo parametro rappresenta la potenza dispersa richiesta per raggiungere il massimo valore di temperatura della giunzione pari a 150°C con una temperatura dell'involucro di 25°C .
- Temperatura di giunzione (T_j): specifica il range di temperatura per la giunzione dell'IGBT ammesso durante il suo funzionamento.
- Corrente di carico induttiva (I_{LM}): questo parametro specifica la massima corrente ripetitiva che l'IGBT può interrompere sotto condizioni di carico induttivo. Durante l'accensione dell'IGBT la corrente inversa di ripristino del diodo di ricircolo in parallelo al carico induttivo incrementa le perdite in accensione della valvola.
- Corrente di perdita collettore-emettitore (I_{CES}): questo parametro determina la corrente di perdita ad un determinato voltaggio e specifica temperatura quando il gate è cortocircuitato all'emettitore.
- Tensione di soglia gate-emettitore ($V_{GE(th)}$): questo parametro specifica il range di tensione tra gate ed emettitore in cui l'IGBT si trova in stato di ON. La tensione di soglia ha un coefficiente negativo di temperatura. La tensione di soglia aumenta linearmente con lo spessore dell'ossido di gate e con la radice della concentrazione di dopanti nella base p.
- Tensione di saturazione collettore-emettitore ($V_{CE(SAT)}$): questo parametro specifica la caduta di tensione diretta tra collettore ed emettitore in funzione della corrente di collettore, della tensione di gate e della temperatura. Riducendo la resistenza del canale del MOSFET e della regione del JFET e aumentando il guadagno del transistor bipolare pnp si può minimizzare la caduta di tensione nello stato di ON.
- Transconduttanza diretta (g_{FE}): viene calcolata con una piccola variazione della tensione di gate che fa crescere linearmente la corrente di collettore al suo valore nominale a 100°C . La transconduttanza di un IGBT si riduce con correnti molto superiori rispetto a quelle legate alla sua massima capacità termica sopportabile. A temperature più alte la transconduttanza inizia a diminuire con correnti di collettore più basse. Inoltre queste caratteristiche della transconduttanza proteggono gli IGBT durante il corto circuito.
- Carica totale di gate (Q_G): questo parametro aiuta i progettisti ad adattare la taglia del circuito di comando del gate e a calcolare approssimativamente le sue perdite.

- Tempo di ritardo all'accensione (t_d): è definito come il tempo che trascorre tra il raggiungimento del 10% della tensione di gate e il 10% della corrente di collettore rispetto ai valori finali.
- Tempo di crescita (t_r): è il tempo richiesto dalla corrente di collettore per aumentare fino al 90% del suo valore finale partendo dal 10% dello stesso.
- Tempo di ritardo allo spegnimento ($t_{d(off)}$): è definito come il tempo che trascorre tra il raggiungimento del 90% della tensione di gate e il 10% della corrente di collettore rispetto ai valori finali.
- Tempo di caduta (t_f): è il tempo richiesto dalla corrente di collettore per calare dal 90% al 10% del valore iniziale
- Capacità d'ingresso (C_{ies}): è la capacità misurata tra gate ed emettitore quando il collettore è cortocircuitato all'emettitore.
- Capacità d'uscita (C_{oes}): è la capacità tra collettore ed emettitore quando il gate è cortocircuitato all'emettitore; in questo caso si ha un andamento della tensione tipico della giunzione pn.
- Area di funzionamento (SOA): quest'area determina i limiti di tensione e corrente in cui l'IGBT può operare senza rischio di rottura.

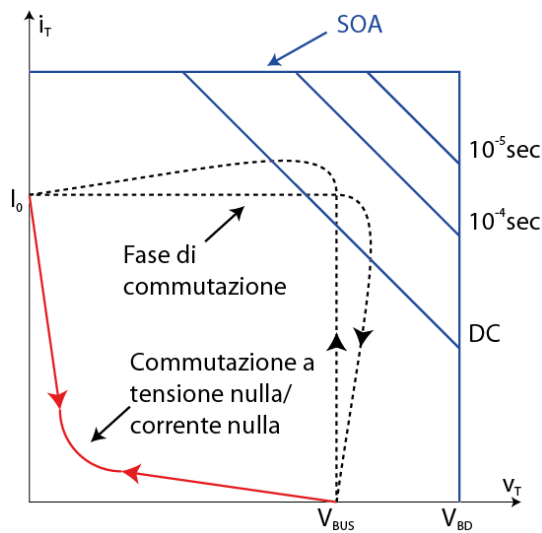


Figura 2-26 Area di funzionamento – Secure Operating Area (SOA) - di un IGBT

Se la durata temporale di presenza simultanea di alte tensioni e alte correnti è sufficientemente lunga, si ha un guasto dell'IGBT a causa di cedimento termico. Se però il tempo di durata di questa condizione è breve, l'incremento di temperatura causato dalla dissipazione di potenza non sarà sufficiente per causare il cedimento termico. In queste condizioni si ha un breakdown causato da elevate correnti a tensioni più basse rispetto a quelle che causerebbero un breakdown di tensione.

In caso di bassi tempi di commutazione la SOA rettangolare si riduce incrementando la durata del tempo di ON. Le limitazioni termiche sono la ragione per cui in corrente continua sono imposti una SOA più piccola e limiti più bassi in funzionamento.

2.5.5. I requisiti del sistema di controllo

Il circuito di controllo, operante sul gate, agisce come interfaccia tra il segnale logico del controllore ed il segnale di gate dell'IGBT, che riproduce le commutazioni comandate a livelli di potenza più alti. Le non idealità dell'IGBT come i tempi di salita e di discesa di correnti e tensioni, ritardi all'accensione e componenti parassiti del circuito causano differenze tra le forme d'onda comandate e quelle reali. Le caratteristiche del circuito di comando influenzano le non idealità dell'IGBT. La parte MOSFET dell'IGBT comanda la base del transistor pnp e quindi il transitorio di accensione e le perdite sono molto influenzate dal circuito di comando.

Il ritardo del segnale d'ingresso al circuito di comando deve essere piccolo rispetto al periodo di commutazione dell'IGBT e quindi la velocità del controllore deve essere progettata propriamente per essere in grado di sfruttare il vantaggio della più alta velocità di commutazione dei nuovi modelli di IGBT.

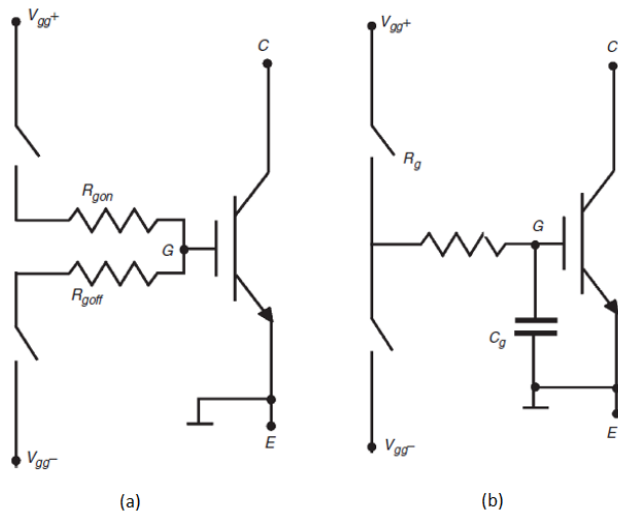


Figura 2-27 (a) circuito di comando del gate con resistenza di accensione e spegnimento indipendenti. (b) capacità esterna al gate per disaccoppiare $(dv_{ce})/dt$ e $(di_c)/dt$ durante il transitorio di commutazione.

Il primo circuito di comando dell'IGBT utilizzava componenti passivi ed era simile a quello del MOSFET; questo aveva una resistenza di accensione e spegnimento di valore fissato (figura 2-27a). La resistenza di accensione R_{gon} limita la massima corrente di collettore durante l'accensione e la resistenza di spegnimento R_{goff} limita la massima tensione tra collettore ed emettitore. Per

disaccoppiare il controllo, ovvero le derivate dv_{ce}/dt e di_c/dt può essere inserito sul gate un condensatore esterno C_g (figura 2-27b), che aumenta la costante di tempo del circuito di gate e riduce la derivata di_c/dt , senza influire però su dv_{ce}/dt .

Nei circuiti moderni per prevenire accensioni accidentali a causa del rumore, viene applicata una tensione negativa all'IGBT durante la fase di OFF. L'effetto del rumore sul gate è inoltre ridotto per effetto di una bassa impedenza di gate.

2.5.6. I modelli circuitali dell'IGBT

I modelli convenzionali dei dispositivi a semiconduttore descrivono i comportamenti in commutazione mediante andamento a gradino oppure a rampa e fissano un valore di resistenza durante la fase di conduzione. Le basse frequenze di commutazione dei circuiti di potenza rendono possibile l'utilizzo di questi modelli approssimativi, ma andando verso frequenza più alte per ridurre la dimensione dell'elettronica di potenza, bisogna utilizzare modelli più complessi.

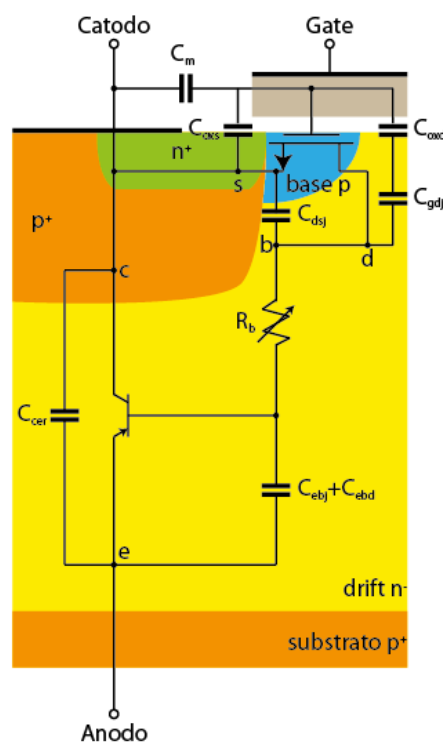


Figura 2-28 Metà cella di un IGBT simmetrico

L'IGBT a canale n è fatto da un transistor bipolare pnp la cui corrente di base è fornita da un MOSFET a canale n (figura 2-28), e quindi il comportamento dell'IGBT è determinato dalla fisica del dispositivo MOSFET bipolare.

Gli attuali modelli hanno diversi livelli di accuratezza in base alla velocità considerata. Problemi circuitali come le perdite in commutazione e l'affidabilità sono fortemente dipendenti dal dispositivo e richiedono un modello accurato. Modelli più semplici sono adeguati solo per descrivere il comportamento del sistema in funzionamenti specifici come il comportamento di un motore elettrico comandato da un inverter a modulazione PWM.

I componenti tra i terminali di emettitore (e), base (b) e collettore (c) corrispondono al transistor bipolare mentre quelli tra gate (g), source (s) e drain (d) sono associati al MOSFET. La capacità di svuotamento tra le combinazioni drain-source e gate-drain sono identiche a quella di base-collettore e quindi essi sono mostrati solo per il componente MOSFET.

3. I SEMICONDUTTORI AL CARBURO DI SILICIO (SiC)

I dispositivi basati sul carburo di silicio sono stati sviluppati per applicazioni nelle quali le condizioni operative comportano alte temperature, alte potenze ed elevate radiazioni in cui i tradizionali semiconduttori non possono funzionare. Queste performance sono possibili in quanto il carburo di silicio è un semiconduttore con elevato gap di banda; comunque non si è ancora riusciti a sfruttare tutti i potenziali vantaggi di questo semiconduttore a causa di problemi in fase di produzione.

Ad oggi le richieste del mondo industriale sono soddisfatte dai dispositivi basati sul silicio, tuttavia ci si aspetta che, una volta risolti i problemi riguardanti la fabbricazione, i dispositivi al carburo di silicio costituiranno un'opzione migliore rispetto al silicio. Calcoli teorici infatti dimostrano che i dispositivi al SiC possono sopportare tensioni maggiori, avere velocità di risposta più elevate e hanno dimensioni ridotte. Questo permetterà risparmi in termini di dimensioni e di peso dei trasformatori e dei condensatori richiesti. Un altro beneficio che comporta l'utilizzo del SiC riguarda il raffreddamento dell'elettronica: questi dispositivi sono in grado, oltre che di funzionare a temperature più elevate del silicio, di dissipare calore in modo più efficiente grazie alla loro elevata conduttività termica; questo comporta un'ulteriore riduzione degli ingombri e dei costi legati all'elettronica di potenza e al sistema di raffreddamento.

Questi vantaggi sono evidenti se si pensa ad utilizzi come la pubblica distribuzione ma possono essere ancor più decisivi per installazioni su treni, navi, sottomarini e aerei dove gli ingombri e i pesi giocano ruoli fondamentali. Per quanto riguarda la pubblica distribuzione l'utilizzo della nuova tecnologia di semiconduttore porta ad una maggiore efficienza ed affidabilità del sistema. Attualmente per avere un margine di sicurezza entro cui si può far fronte ad una maggiore richiesta di potenza in situazioni critiche la strategia è quella di produrre un eccesso di potenza utilizzata come riserva. L'utilizzo del SiC porta ad una riduzione di questo margine in quanto questi nuovi dispositivi sono in grado di rilevare e compensare istantaneamente le richieste di potenza. Questo porta ad una riduzione dei costi ed evita la costruzione di nuove centrali.

3.1. Le strutture e le proprietà del carburo di silicio

Il semiconduttore SiC si presenta in differenti strutture cristalline chiamati politipi; il politipismo è una variante del polimorfismo in cui la periodicità varia solo lungo l'asse di impilamento degli strati bidimensionali identici costituenti la struttura cristallina. Il politipismo può essere definito come la caratteristica di un materiale di cristallizzare in differenti strutture cristallografiche che hanno la stessa periodicità in due direzioni mentre lungo la terza direzione ne hanno una diversa.

I SEMICONDUTTORI AL CARBURO DI SILICIO (SiC)

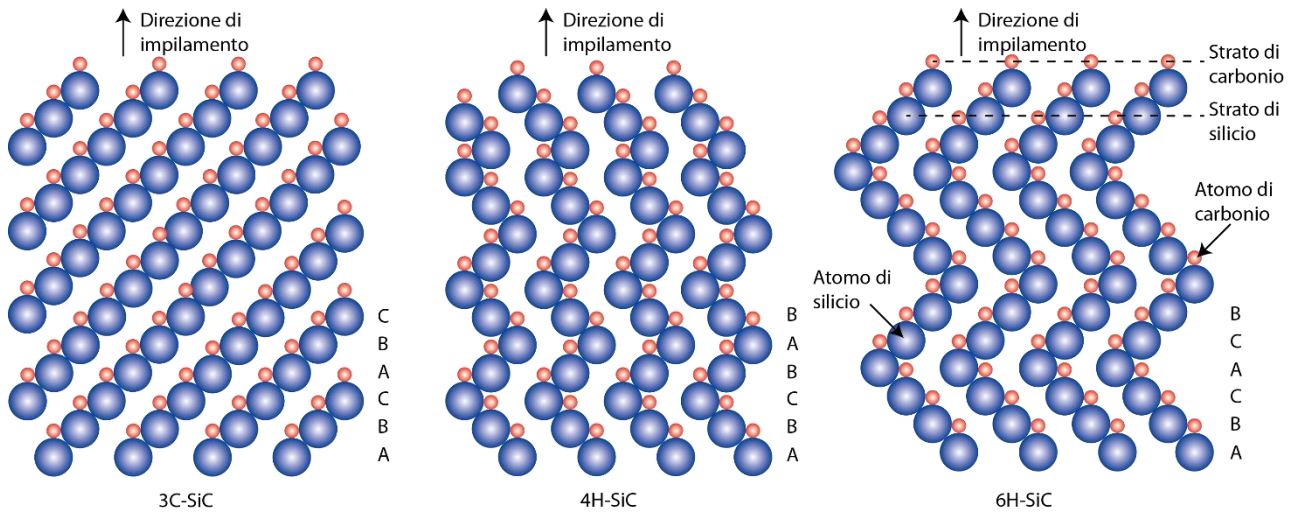


Figura 3-1 Sezione schematica dei politipi 3C-SiC, 4H-SiC e 6H-SiC

Tutti i politipi del SiC sono composti per il 50% di atomi di carbonio e dal 50% di atomi di silicio legati covalentemente, ma ogni politipo ha un suo distinto insieme di proprietà elettroniche. I politipi più comuni del SiC sviluppati per l'elettronica sono il 3C-SiC, il 4H-SiC ed il 6H-SiC. Il 3C-SiC, conosciuto anche come β -SiC, è l'unica forma che presenta una struttura cristallina cubica (il numero 3 si riferisce al numero di strati necessari per osservare la periodicità). Ne segue che la sequenza d'impilamento è ABCABC..., dove A, B e C sono le tre possibili posizioni che possono essere assunte dagli strati formati da atomi disposti lungo le due direzioni in cui non cambia la periodicità.

Il 4H-SiC ed il 6H-SiC sono politipi che hanno una struttura cristallina cubica mescolata a quella esagonale. Per quanto riguarda il 4H-SiC, esso è formato in egual numero da legami cubici ed esagonali e quindi risulta che la sequenza d'impilamento è del tipo ABCBABC...; il 6H-SiC ha invece una sequenza d'impilamento ABCACB... in quanto la sua struttura è formata per due terzi da legami di tipo cubico e per un terzo da legami di tipo esagonale.

Nella tabella seguente sono riportati alcune importanti proprietà elettriche dei 4H-, 6H-, 3C-SiC alla temperatura ambiente e sono confrontati con il silicio e l'arseniuro di gallio. Pur considerando un dato politipo a seconda della direzione considerata si hanno proprietà elettriche diverse in quanto queste non sono isotropiche, ma dipendono dalla direzione cristallografica in cui viene applicato il campo e la corrente.

Mediante la seguente tabella è possibile fare un confronto con il silicio che, essendo il semiconduttore più impiegato fino ad oggi nell'elettronica, fornisce una base di paragone. Le proprietà del SiC che spiccano rispetto al silicio sono l'elevato bandgap, l'alto campo elettrico massimo applicabile (di breakdown), l'elevata conduttività termica e l'elevata velocità di saturazione dei portatori.

I SEMICONDUTTORI AL CARBURO DI SILICIO (SiC)

Tabella 3-1 Dati caratteristici dei diversi semiconduttori

Proprietà	Silicio	GaAs	4H-SiC	6H-Sic	3C-SiC
Bandgap (eV)	1.1	1.42	3.2	3.0	2.3
Costante dielettrica del mezzo	11.9	13.1	9.7	9.7	9.7
Campo elettrico massimo applicabile a $N_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3} \left[\frac{MV}{\text{cm}} \right]$	0.6	0.6	c-axis: 3.0	c-axis: 3.2, ⊥ c-axis: >1	>1.5
Conduktività termica $\left[\frac{W}{\text{cm} \cdot K} \right]$	1.5	0.5	3-5	3-5	3-5
Concentrazione di portatori intrinseci $[\text{cm}^{-3}]$	10^{10}	1.8×10^6	$\sim 10^{-7}$	$\sim 10^{-5}$	~ 10
Mobilità elettroni a $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3} \left[\frac{\text{cm}^2}{V \cdot s} \right]$	1200	6500	c-axis: 800 ⊥c-axis: 800	c-axis: 60, ⊥c-axis: 400	750
Mobilità buche a $N_A = 10^{16} \text{ cm}^{-3} \left[\frac{\text{cm}^2}{V \cdot s} \right]$	420	320	115	90	40
Velocità elettronica di saturazione $\left[10^7 \frac{\text{cm}}{s} \right]$	1.0	1.2	2	2	2.5
Donatori dopanti e energia di ionizzazione superficiale [meV]	P: 45, As: 54	Si: 5.8	N: 45, P: 80	N:85, P:80	N:50
Accettori dopanti e energia di ionizzazione superficiale [meV]	B: 45	Be, Mg, C: 28	Al:200, B:300	Al: 200; B:300	Al: 270

I SEMICONDUTTORI AL CARBURO DI SILICIO (SiC)

Diametro commerciale del wafer (dato del 2005) [cm]	30	15	7,6	7,6	None
---	----	----	-----	-----	------

Rispetto agli altri due politipi, il 3C-SiC ha un minor bandgap ed un più basso campo di breakdown ma ha una più elevata mobilità elettronica (comparabile con quella del 4H-SiC). Tra questi politipi il 3C-SiC è l'unico per cui non si è ancora in grado di produrre un nucleo centrale da cui sviluppare l'intero cristallo ma si utilizza un substrato di silicio per poi fare avvenire la crescita con metodi epitassiali. La più importante differenza tra i 4H-SiC e i 6H-SiC è che la mobilità del primo è il doppio lungo la direzione perpendicolare all'asse c, ed è oltre dieci volte maggiore rispetto al 6H-SiC lungo la direzione parallela all'asse c.

La bassa mobilità del canale di inversione che è stata raggiunta nel 4H-SiC ha per anni impedito la fabbricazione di MOSFET a bassa resistenza in grado di dimostrare le reali potenzialità del SiC per dispositivi di potenza.

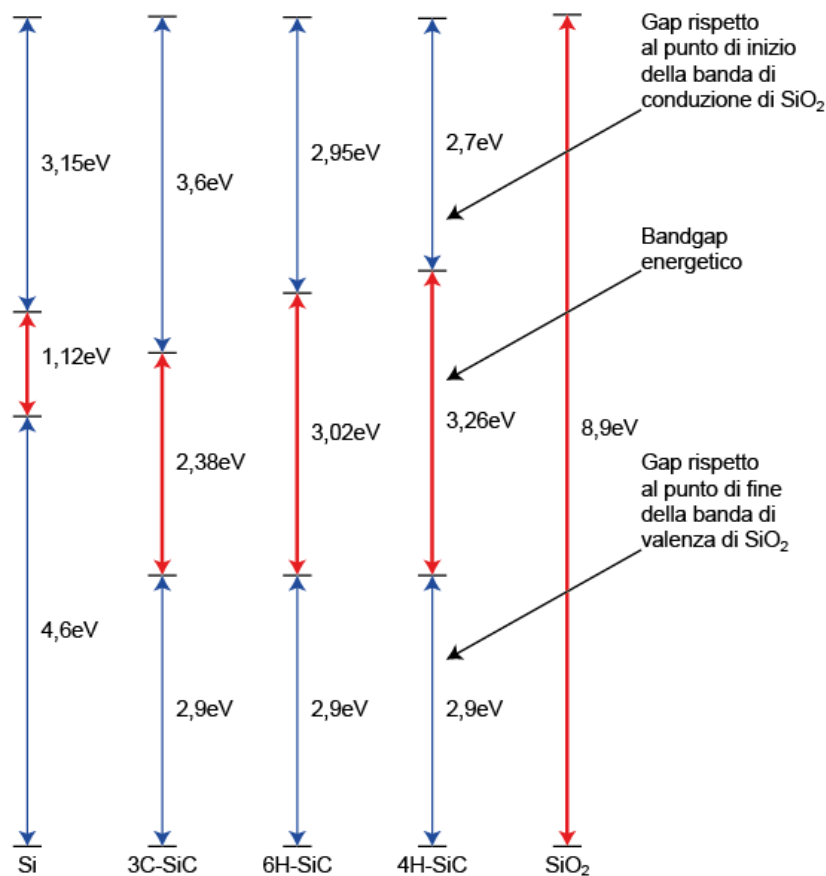


Figura 3-2 Confronto tra i bandgap del Si e SiC rispetto a SiO₂

3.2. I vantaggi elettronici del carburo di silicio

L'elevata energia di bandgap e la bassa concentrazione di portatori intrinseci del SiC permettono, rispetto al silicio, di mantenere il comportamento da semiconduttore a più alte temperature. I dispositivi elettronici a semiconduttore funzionano in un intervallo di temperature dove la concentrazione di portatori intrinseci è trascurabile e quindi la conduttività è controllata tramite l'introduzione di impurità. La concentrazione intrinseca (n_i) è un importante fattore nell'equazione governante le correnti di perdita in condizioni di polarizzazione inversa. Con l'aumento di temperatura si ha un aumento esponenziale dei portatori intrinseci e questo comporta la crescita delle correnti di perdita in modo esponenziale verso valori inaccettabili; inoltre ad elevate temperature si può giungere al punto in cui la conduttività del dispositivo non è più controllabile in quanto la concentrazione dei portatori intrinseci supera quella dei portatori dovuti al drogaggio. La concentrazione dei portatori intrinseci del silicio generalmente limita la sua temperatura operativa a 300°C; la minore concentrazione dei portatori intrinseci del SiC permette teoricamente ai dispositivi di operare a temperature superiori agli 800°C.

L'elevato campo massimo applicabile e l'elevata conduttività termica del SiC assieme all'elevata temperatura di funzionamento permettono teoricamente di realizzare dispositivi con densità di potenze estremamente elevate.

L'elevato campo di breakdown del SiC rispetto al silicio permette di avere una regione di blocco del dispositivo di potenza dieci volte più sottile e dieci volte più drogata, permettendo una riduzione di circa cento volte della resistenza della regione di blocco.

L'elevato campo di breakdown e l'elevato bandgap energetico del SiC permettono inoltre commutazioni molto più veloci rispetto a quelle che sono possibili con dispositivi analoghi in silicio; questo comporta che i convertitori di potenza basati su tecnologia al carburo di silicio possono operare con frequenze di commutazione più elevate e maggiore efficienza (minori perdite di commutazione). Ottenere frequenze di commutazione più elevate è molto vantaggioso perché permette l'utilizzo di condensatori, induttori e trasformatori più piccoli e di conseguenza si riduce la taglia e il peso complessivo del sistema.

Mentre la minore resistenza in fase di conduzione e la più alta velocità di commutazione del SiC comportano una riduzione delle perdite e del calore generato, l'elevata conduttività termica permette una più efficiente rimozione del calore in eccesso dal dispositivo. L'efficienza dell'irraggiamento e della convezione termica aumenta all'aumentare della differenza di temperatura tra il dispositivo e

l'ambiente circostante, dunque la capacità del SiC di operare ad elevate temperature di giunzione permette di avere un più efficiente raffreddamento, quindi i dissipatori e gli altri dispositivi di raffreddamento tipicamente necessari per prevenire il surriscaldamento sono più piccoli o possono addirittura essere eliminati.

3.3. La fabbricazione dei cristalli di carburo di silicio

Inizialmente i semiconduttori presi in considerazione per la fabbricazione di dispositivi elettronici sono stati SiC, germanio e silicio; requisiti fondamentali per la scelta del candidato più appropriato sono state la riproducibilità dei wafers, la dimensione, la qualità e la disponibilità a costi accettabili, tutti requisiti fondamentali per una produzione di massa. Siccome il SiC sublima anziché sciogliersi a pressioni ragionevolmente ottenibili, questo materiale non può essere fabbricato con le tecniche tradizionalmente utilizzate per la produzione di wafer di silicio. Questo ha impedito la realizzazione di cristalli di SiC adatti all'utilizzo per la produzione di massa in elettronica fino al 1980.

Per sviluppare un uso commerciale su grande scala del SiC per applicazioni di elettronica, una delle necessità è sviluppare un cristallo di carburo di silicio di grande diametro, con elevata qualità ed un ottimo livello di controllo delle impurità. Negli ultimi anni questo campo ha visto un notevole e costante sviluppo soprattutto nella ricerca per la riduzione delle micropipe, ovvero difetti cristallini causati da dislocazioni a vite che si propagano lungo tutto il cristallo, e nell'eliminazione delle dislocazioni a spigolo. Come noto le micropipe comportano una forte riduzione della qualità del materiale; attualmente si è riusciti a costruire substrati di 6H-SiC e 4H-SiC con un diametro di 75 mm, con conseguente riduzione dei costi di fabbricazione.

Il controllo della temperatura nel reattore di fabbricazione permette di ridurre le sollecitazioni meccaniche e termoelastiche, che assieme ad un adeguato metodo di fabbricazione portano ad avere una riduzione di tali difetti nei substrati. La riduzione delle micropipe è essenziale soprattutto per i dispositivi che lavorano con elevate correnti: infatti questi difetti comportano la formazione di zone cave all'interno del cristallo con conseguente riduzione della conduttività termica locale.

3.3.1. Il metodo della sublimazione

Con il metodo della sublimazione viene utilizzata una sorgente costituita da policristalli di carburo di silicio ed un substrato dello stesso materiale. Viene imposta una differenza di temperatura tra la sorgente ed il substrato, con una temperatura più alta della sorgente in modo che essa produca le seguenti specie: Si, C, Si₂C e SiC₂. In seguito il silicio ed il carbonio sublimano dalla sorgente e si depositano sul substrato più freddo. Considerando ora il problema del livello di impurità nella

produzione per sublimazione, le più comuni sono l'azoto (donatore), l'alluminio ed il boro (accettori). Queste impurità sono anche i droganti più utilizzati per la produzione di dispositivi. Come noto per la fabbricazione di dispositivi è necessario l'utilizzo di materiale con bassi livelli di impurità. La velocità di crescita del cristallo influenza l'incorporamento dell'azoto in quanto esso ha una bassa velocità di diffusione nel SiC che ne facilita la cattura da parte del cristallo. Un altro fattore che influenza il livello di drogaggio è la temperatura di fabbricazione, in quanto al crescere di quest'ultima si riduce il livello di donatori.

Consideriamo la contaminazione con alluminio. Lavorando con una sorgente abbastanza pura, il problema della contaminazione con alluminio è semplice da gestire in quanto è sufficiente la ricottura del cristallo in una fornace a basse pressioni. Viceversa la contaminazione con boro è un problema difficile da risolvere in quanto essa forma dei carburi stabili a basse pressioni. La contaminazione può essere causata da parti della fornace in grafite, dal materiale usato nella sorgente o dall'evaporazione del substrato. La ricottura ad elevate temperature potrebbe essere un metodo per la rimozione del boro, ma non è sufficiente

3.3.2. Il metodo di Lely

Nel 1955 Lely sviluppò un metodo per la produzione di cristalli di SiC basato sul processo di sublimazione. Per rendere la produzione del SiC competitiva sul mercato era necessario raggiungere due obiettivi: sviluppare un processo in grado di produrre cristalli di alta qualità e allo stesso tempo di grandi dimensioni, il tutto durante un processo riproducibile e controllato. Per quanto riguarda la qualità del cristallo si erano ottenuti risultati accettabili ma non si può dire lo stesso per le dimensioni. Il cristallo solitamente aveva forma esagonale e non regolare; oltre alle piccole dimensioni del cristallo, questo metodo non consentiva alcun controllo sulla formazione del nucleo cristallino e sulla scelta del politipo. Questo ulteriore svantaggio era una grossa limitazione in quanto è essenziale poter decidere il politipo da produrre. Comunque questi cristalli di alta qualità possono essere utilizzati come substrato su cui fare crescere il cristallo con un metodo epitassiale.

3.3.3. Il metodo PVT (Lely modificato)

Nel 1978 Tairov e Tsvetkov stabilirono le basi per una tecnica di produzione del 6H-SiC sempre mediante sublimazione. Questo processo, noto anche come processo di Lely modificato, fu un punto importante per il SiC in quanto offrì la possibilità di raggiungere anche il secondo obiettivo per l'affermazione industriale, ovvero la fabbricazione di cristalli abbastanza grandi da poter essere tagliati e lavorati in SiC wafer. Il processo di produzione è basato sul riscaldamento del policristallo grezzo di SiC a circa 2400°C, temperatura a cui sublima in fase di vapore e in seguito viene fatto

condensare su un cristallo di SiC più freddo. Questo produce un cristallo di forma cilindrica che cresce in altezza di pochi millimetri all'ora. L'orientamento preferenziale di crescita nel processo di sublimazione è quello verticale, ovvero la direzione in cui si sovrappongono i "fogli" di carburo di silicio (si veda la direzione di impilamento in figura 3-1). Si stanno attualmente studiando altre direzioni di crescita ma non sono ben sviluppate come quella appena descritta.

La dimensione del wafer, il costo e la qualità sono tutti fattori importanti nel processo di produzione di massa dei semiconduttori per l'elettronica. Confrontati con i più comuni wafer al silicio e GaAs, quelli al 4H-SiC e 6H-SiC sono più piccoli, più costosi e generalmente di qualità inferiore; comunque queste differenze sono prevedibili dato che i wafer di silicio e GaAs hanno subito miglioramenti nei processi di produzione negli ultimi decenni, mentre il SiC è un materiale duro, il che lo rende difficile da tagliare e lavorare.

3.3.4. I metodi epitassiali

Molti dispositivi elettronici al SiC non sono prodotti direttamente per sublimazione, ma sono invece fabbricati con tecniche epitassiali che consistono nel deposito di nuovi strati di materiale cristallino (in questo caso SiC) su un substrato di carburo di silicio già esistente ottenuto mediante sublimazione. Il deposito controllato dei vari strati ha un impatto diretto nella realizzazione dei dispositivi elettronici basati sul SiC; il metodo più efficace e promettente per ottenere wafer di elevata qualità è quello del deposito chimico di vapori (CVD).

La CVD consiste nel far fluire in una camera dei gas contenenti carbonio e silicio che si decompongono e gli atomi dei due elementi si depositano su di un wafer consentendo la formazione di uno stato cristallino in condizioni controllate. Generalmente questo processo viene eseguito con un substrato a temperatura compresa tra i 1400°C e i 1600°C e pressioni comprese tra 0,1 atm e 1 atm con un tasso di crescita del cristallo dell'ordine di qualche micrometro per ora. Per ottenere un tasso di crescita dell'ordine delle centinaia di micrometri per ora si sta studiando la possibilità di aumentare la temperatura del substrato a 2000°C.

È importante sottolineare che i wafer di SiC prodotti con questa tecnica contengono difetti diversi e indesiderati e una configurazione morfologica superficiale che influenza la lavorazione e le performance dei dispositivi.

Il drogaggio durante la CVD è generalmente ottenuto mediante l'aggiunta di azoto (solitamente N₂) per il tipo n e di alluminio (solitamente trimethyl- o triethylaluminium) per il tipo p; sono stati studiati inoltre alcuni droganti alternativi come fosforo, boro e vanadio. Inizialmente il controllo della

quantità dei dopanti veniva effettuato regolando il flusso di gas durante la CVD, ma in seguito è stato sviluppato un nuovo metodo, la “site competition doping” (sviluppato da Larkin), che ha consentito un miglior controllo sulla quantità di impurità da iniettare.

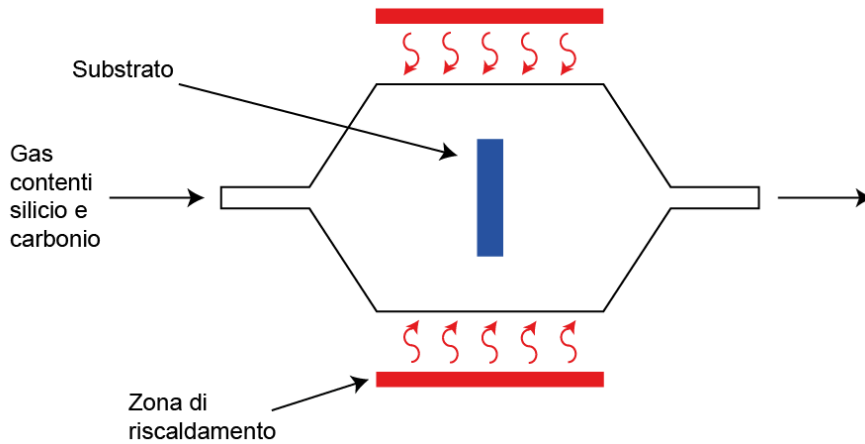


Figura 3-3 Schema del processo di deposizione chimica da fase di vapore

3.3.5. I metodi di drogaggio del cristallo

La prima tecnica utilizzata per l'introduzione di una concentrazione controllata di impurezze nel cristallo è quella della diffusione, in cui si utilizza un forno di diffusione ad una temperatura di circa 1000°C per un periodo di tempo che va da 1 a 2 ore. Un forno di diffusione può contenere tipicamente 20 wafer posti su un supporto di quarzo, che viene a sua volta introdotto in un tubo di quarzo.

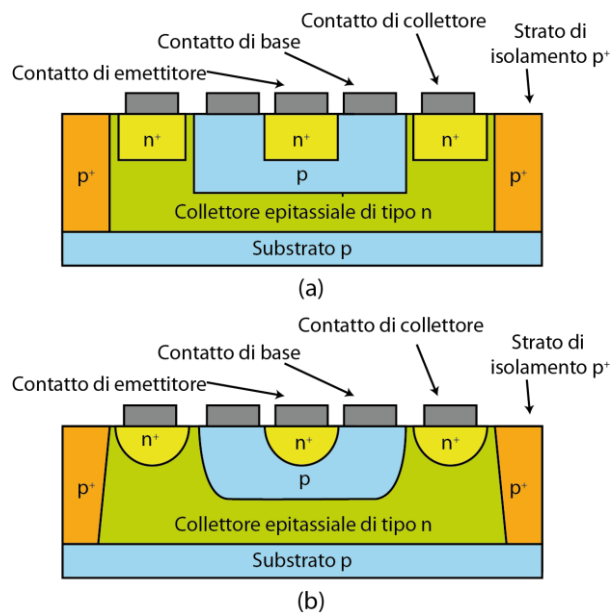


Figura 3-4 sezione trasversale di un transistor per circuiti integrati: (a) struttura ideale e (b) struttura reale

La temperatura dev'essere accuratamente controllata in modo che questa sia uniforme lungo tutta la zona calda del forno. Le impurezze sono introdotte nel forno in forma gassosa dove, grazie ad un gas inerte, solitamente azoto, gli atomi droganti vengono trasportati alla superficie di ciascun wafer, da cui essi diffondono nel silicio.

Nel caso reale quando si apre una finestra nell'ossido di silicio in cui introdurre impurezze, queste diffondono in tutte le direzioni e quindi procedono anche lateralmente per una distanza pari a quella per la quale diffondono in senso verticale. Per questo motivo la regione drogata si estende lateralmente sotto lo strato di ossido e i profili di drogaggio risultano differenti da quelli ideali.

Un altro metodo per introdurre impurezze nel silicio è l'impiantazione ionica, in cui un fascio di ioni droganti viene accelerato con potenziali che vanno da 30kV a 200kV in una camera sotto vuoto e portato ad impattare con la superficie del silicio. Gli ioni che penetrano all'interno del materiale determinano un profilo di drogaggio, il cui andamento dipende dall'energia di accelerazione e dalla corrente del fascio. Questo processo è spesso usato quando è necessario realizzare strati molto sottili di materiale drogato, come nel caso della regione di emettitore di un BJT, del canale di un MOSFET o della regione di gate di un JFET. Per regioni così strette, l'impiantazione ionica permette di controllare con maggior facilità la concentrazione di droganti rispetto a quanto è possibile con la diffusione.

In questo metodo si utilizzano maschere di ossido di silicio, che costituiscono un'efficace barriera contro l'impiantazione, con il conseguente vantaggio che vengono drogate esclusivamente le regioni esposte. Un secondo vantaggio dell'impiantazione ionica consiste nel fatto che essa viene eseguita a basse temperature e di conseguenza l'influenza esercitata sulle zone diffuse o impiantate in precedenza, che tendono ad allargarsi per diffusione termica, è minore (il coefficiente di diffusione nel SiC è trascurabile al di sotto dei 1800°C con la conseguenza che la giunzione risulta più stabile). Un'altra caratteristica dell'impiantazione ionica è che la tensione di accelerazione e la corrente del fascio sono controllate esternamente, al contrario del processo di diffusione in cui la temperatura dev'essere controllata in una vasta regione all'interno del forno.

Il processo di impiantazione ionica attuato nel carburo di silicio, se confrontato con quello usato nel silicio, richiede una maggiore quantità di energia termica per raggiungere quantità di dopanti accettabili.

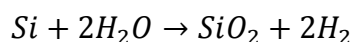
3.3.6. La tecnologia MOS

La grande maggioranza dei circuiti integrati a semiconduttore attualmente in uso fa affidamento sui MOSFET. Dato l'ampio utilizzo che si è fatto di questi dispositivi nell'era del silicio per un progresso tecnologico è fondamentale cercare di implementare e migliorare tali apparecchi con materiali innovativi come il SiC. Come il silicio, il SiC posto in un ambiente ricco di ossigeno e ad elevate temperature forma ossido di silicio (SiO_2). Questo permette alla tecnologia SiC MOS di ripetere il successo ottenuto dai Si MOS, ma ci sono tuttavia importanti differenze nella qualità dell'isolante nella fabbricazione del SiC MOSFET che ne impediscono il pieno sfruttamento del suo potenziale. È comunque importante ricordare che anche i primi MOSFET al silicio incontrarono simili problemi che richiesero numerosi anni di ricerca e sviluppo prima dell'affermazione definitiva.

Il grande vantaggio della tecnologia del silicio risiede nella possibilità di creare con facilità uno strato di ossido sulla sua superficie, le cui funzioni principali sono di provvedere all'isolamento e alla passivazione delle superfici sottostanti.

Le principali caratteristiche del SiO_2 come strato di passivazione sono che esso può essere attaccato e rimosso con facilità dall'acido fluoridrico (HF), il quale non reagisce con il sottostante strato di silicio, e che le impurezze usate per drogare il silicio non penetrano nell'ossido. Esso può essere impiegato, assieme a opportune tecniche di maschera, per ottenere il drogaggio selettivo di regioni specifiche del chip.

Il processo di ossidazione termica del silicio avviene tipicamente in presenza di vapore acqueo, la cui reazione chimica è:



Ci sono principalmente due difetti operativi nell'ossido utilizzato per MOSFET al SiC rispetto a quelli al silicio. Il primo riguarda la mobilità del canale di inversione: nella maggior parte dei MOSFET al SiC essa è inferiore rispetto a quella nei dispositivi basati sul silicio; questo riduce drasticamente il guadagno del transistor e la capacità di trasporto della corrente, quindi i MOSFET al SiC sono meno vantaggiosi di quanto teoricamente previsto. In secondo luogo gli ossidi del carburo di silicio non si sono dimostrati affidabili come quelli del silicio e quindi i MOSFET sono più sensibili alle variazioni della tensione di soglia, alle perdite di gate e ai difetti dell'ossido. È molto probabile che verranno utilizzati altri isolanti per ottimizzare i dispositivi per usi ad alta potenza e temperatura.

3.4. Le applicazioni della tecnologia al carburo di silicio nell'elettronica

3.4.1. I sensori optoelettronici

L'elevato bandgap del silicio è utile per realizzare luci a bassa lunghezza d'onda e optoelettronica basata sugli ultravioletti. In particolare il primo dispositivo basato sul SiC che ha conosciuto una larga diffusione commerciale è stata la giunzione pn costituita dal 6H-SiC ad emissione luminosa (LED) ad elevata frequenza (luce blu).

Il SiC si è mostrato molto efficiente nell'assorbimento di luce a bassa lunghezza d'onda, e ciò ha permesso la realizzazione di fotodiodi sensibili agli ultravioletti utilizzati con ottima efficacia in sensori di fiamma e in turbine a combustione per il monitoraggio ed il controllo. L'elevato bandgap del 6H-SiC è utile per realizzare sensori poco sensibili alle correnti di buio, ovvero che non sono influenzati dalle lunghezze d'onda dell'ordine dell'infrarosso prodotte dal calore e dalla radiazione solare. La forte diffusione di questi sensori è stata facilitata dal fatto che premettono di svolgere misure in condizioni e ambienti che non erano sostenibili da dispositivi al silicio.

3.4.2. I dispositivi a radiofrequenza (RF)

L'utilizzo maggiore del SiC in dispositivi a radiofrequenza consiste in amplificatori elettronici allo stato solido per frequenze che vanno dai 600 MHz ai 10 GHz. La massima tensione applicabile e la conduttività termica assieme all'alta velocità di saturazione dei portatori permette ai transistori SiC per radiofrequenza di gestire densità di potenza molto maggiori rispetto alle controparti in GaAs e in Si nonostante lo svantaggio del SiC di avere una bassa mobilità dei portatori per bassi campi elettrici. Tutto questo porta ad avere densità di potenza in uscita più elevate. L'elevata conduttività termica del SiC è anch'essa cruciale per limitare l'auto-riscaldamento del dispositivo in quanto limita l'agitazione atomica con conseguente diminuzione dello scattering e un incremento della velocità dei portatori.

3.4.3. La commutazione ad alta potenza

Potenzialmente i dispositivi al silicio sono in grado di offrire grandi vantaggi nei sistemi ad alta potenza e nell'elettronica allo stato solido, ma sono anche sensibili alla bassa qualità del materiale fabbricato. Questo soprattutto perché tali dispositivi operano con elevati campi elettrici ed elevate densità di corrente che causano stress sul semiconduttore e sui materiali vicini. Prototipi di dispositivi SiC si sono dimostrati eccellenti nel funzionamento in condizioni nominali, ed a volte anche oltre le aspettative teoriche, ma la presenza di difetti nel cristallo ha impedito lo sviluppo di prototipi

utilizzabili su larga scala nei sistemi di potenza. Ad ogni modo negli ultimi anni sono stati fatti molti progressi in fase di produzione con conseguente riduzione dei difetti.

Il diodo raddrizzatore ad alta potenza è un elemento fondamentale nei circuiti dei convertitori. Nella progettazione di circuiti raddrizzatori con diodi al carburo di silicio si hanno compromessi simili a quelli raggiunti con i dispositivi al silicio, eccetto il fatto che la densità di corrente, la tensione, la densità di potenza e le velocità di commutazione sono più alte per il SiC. L'elevato campo massimo applicabile del SiC e l'elevata energia di bandgap permettono ai diodi Schottky di operare a più elevate tensioni e densità di corrente rispetto alla controparte in silicio.

I dispositivi di potenza a tre terminali che utilizzano piccoli segnali di comando per controllare elevate tensioni e correnti sono anch'essi parte importante dei dispositivi di conversione di potenza. La maggior parte degli interruttori allo stato solido in carburo di silicio ha struttura uguale ai ben noti dispositivi al silicio (tiristori, MOSFET, IGBT, etc.) che massimizzano la densità di potenza con un flusso di corrente verticale utilizzando il substrato come uno dei terminali. Dal momento che questi interruttori sono tutti soggetti ad un elevato campo di giunzione in stato di blocco, le loro massime correnti operative sono limitate dalla qualità del materiale.

I MOSFET e gli IGBT al silicio sono molto diffusi in quanto il loro gate è ben isolato e richiedono segnali di piccola potenza per essere comandati, mentre in assenza di segnale si trovano in stato di OFF. Per ora le strutture al carburo di silicio che non richiedono elevata qualità del materiale sono quelle di più facile realizzazione in quanto non vanno incontro alle problematiche legate ai difetti.

3.4.4. Il carburo di silicio nel campo dell'illuminazione LED (Light Emitting Diode)

Il carburo di silicio ricopre un ruolo molto importante nella storia del LED: la prima fonte luminosa di questo tipo fu scoperta nel 1907 in seguito all'applicazione di una tensione di 10V ad un cristallo di 3C-SiC, il quale iniziò ad emettere luce gialla. In seguito si arrivò a generare luce blu applicando una differenza di potenziale su un cristallo di 6H-SiC.

A differenza delle lampade ad incandescenza e a fluorescenza, i LED non sono delle vere e proprie fonti di luce bianca. Essi emettono in realtà una luce quasi monocromatica, che li rende molto efficienti nelle applicazioni in cui viene richiesta l'emissione di luce colorata (ad esempio nei semafori).

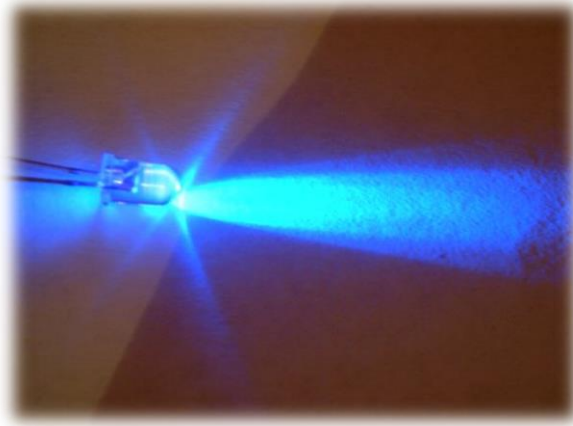


Figura 3-5 LED blu ottenuto utilizzando 6H-SiC

Per poter essere usati nell'illuminazione è però necessario fare in modo che il fascio luminoso risulti di colore bianco, e per far ciò si è arrivati negli anni a tre soluzioni:

- Utilizzo del fosforo per convertire la luce colorata del LED in luce bianca
- Sistemi RGB in cui vengono utilizzati più LED monocromatici (rosso, verde e blu) i cui raggi vengono poi mescolati per ottenere il bianco.
- Metodo ibrido in cui per ottenere luce bianca si utilizza sia il fosforo sia LED di diversi colori.

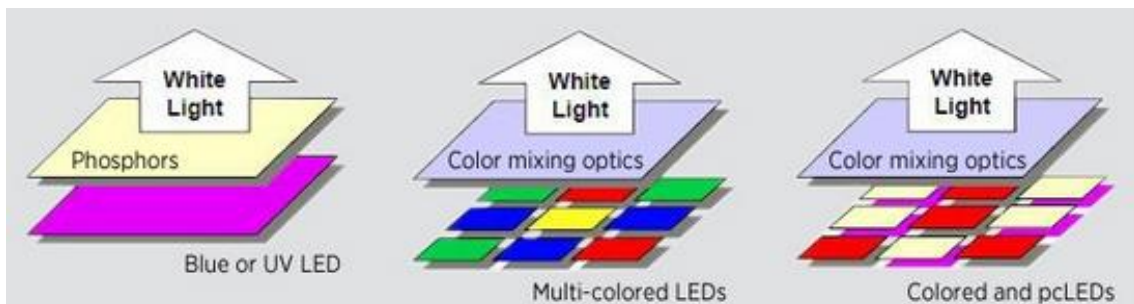


Figura 3-6 Rappresentazione schematica dei metodi di produzione della luce bianca tramite fosforo (sinistra), sistemi RGB (centro) e sistema ibrido (destra).

Il potenziale del LED di produrre luce bianca di elevata qualità e con efficienza energetica senza precedenti è il motivo per cui si sta avendo un forte impulso in tale settore di ricerca.

A differenza delle altre fonti luminose il LED non “brucia”, ma cala progressivamente la sua luminosità; tipicamente si stima la vita utile del LED basandosi sul numero di ore operative per cui esso è in grado di emettere almeno il 70% del suo output luminoso iniziale. In genere un'illuminazione a LED ben progettata ha una vita utile che varia tra le 30.000 e le 50.000 ore, contro le 1.000 ore delle lampade a incandescenza e le 8.000-10.000 ore delle lampade a fluorescenza.

La causa principale della diminuzione della luminosità del LED è il calore generato dalla giunzione; dato che il LED non emette calore sotto forma di radiazione luminosa infrarossa come le altre fonti di luce, tale calore dovrà essere rimosso per conduzione o per convezione. La gestione del calore è uno degli aspetti più importanti nella progettazione di un sistema LED.

Come detto prima, i primi rudimentali dispositivi LED furono realizzati utilizzando il carburo di silicio. Dopo un iniziale entusiasmo in tale settore la produzione si fermò a favore di dispositivi utilizzanti l'arseniuro di gallio (GaAs) che si è dimostrato avere una resa luminosa 10-100 volte maggiore rispetto al SiC.

Siccome il bandgap del SiC è indiretto (il minimo della banda di conduzione ed il massimo della banda di valenza non coincidono) la combinazione luminosa del LED è governata da una transizione intrinsecamente inefficiente che comporta un'efficienza del dispositivo al di sotto dell'1%. Dopo un primo successo commerciale dal 1989 al 1995 i LED blu al SiC sono stati completamente rimpiazzati dai più luminosi e più efficienti LED al GaN (con bandgap diretto).

Tuttavia negli ultimi anni la tecnologia SiC-LED è stata riscoperta grazie soprattutto al miglioramento dei metodi di produzione ed alla più elevata qualità dei cristalli.

Ad oggi sono state messe in vendita le prime soluzioni LED che utilizzano il carburo di silicio come substrato su cui impiantare una giunzione all'arseniuro di gallio; in questo modo viene sfruttata l'elevata conduttività termica del SiC, riuscendo così ad esportare elevate quantità di calore dalla giunzione ed ottenendo in questo modo un dispositivo più affidabile, con miglior resa luminosa e con vita utile più lunga.

Sono inoltre state sviluppate delle soluzioni LED che vedono l'utilizzo del carburo di silicio come unico semiconduttore. Il miglioramento dei processi produttivi ha portato alla possibilità di produrre film molto sottili di questo materiale, consentendo così di raggiungere elevate rese luminose. Le proprietà del carburo di silicio permettono di raggiungere temperature di giunzione più elevate e permettono di estrarre meglio il calore grazie all'elevata conducibilità termica. In questo modo diventa meno critico il problema del raffreddamento della giunzione pn del LED ed allo stesso tempo viene ridotta la dimensione del sistema di raffreddamento.

4. IL MOSFET AL CARBURO DI SILICIO

Sebbene sia stato studiato fin dagli inizi degli anni '60 il MOSFET al carburo di silicio è stato realizzato solo al termine degli anni '80 utilizzando il politipo 3C-SiC. Questi primi dispositivi soffrivano di elevate perdite di corrente e non avevano un regime di saturazione ben definito ma, a distanza di pochi anni, lo si è riuscito ad ottenere per elevati valori di V_{DS} . Questi primi risultati furono tutti ottenuti utilizzando il politipo 3C-SiC sviluppato su substrato di silicio o di SiC. Ad ogni modo, a causa dei difetti strutturali dovuti ai metodi di produzione dei cristalli, questi dispositivi non mostravano molti vantaggi rispetto agli equivalenti al silicio. A quel tempo fu sviluppato anche il p-MOSFET e si osservò che era meno performante della controparte di tipo n.

Agli inizi degli anni '90, con la disponibilità dei primi monocristalli di carburo di silicio, furono fabbricati MOSFET utilizzando altri politipi come il 6H-SiC, 4H-SiC ed il 15R-SiC. Questi ultimi risultati dimostrarono inequivocabilmente la fattibilità dei MOSFET al SiC e la loro convenienza negli usi per applicazioni di potenza.

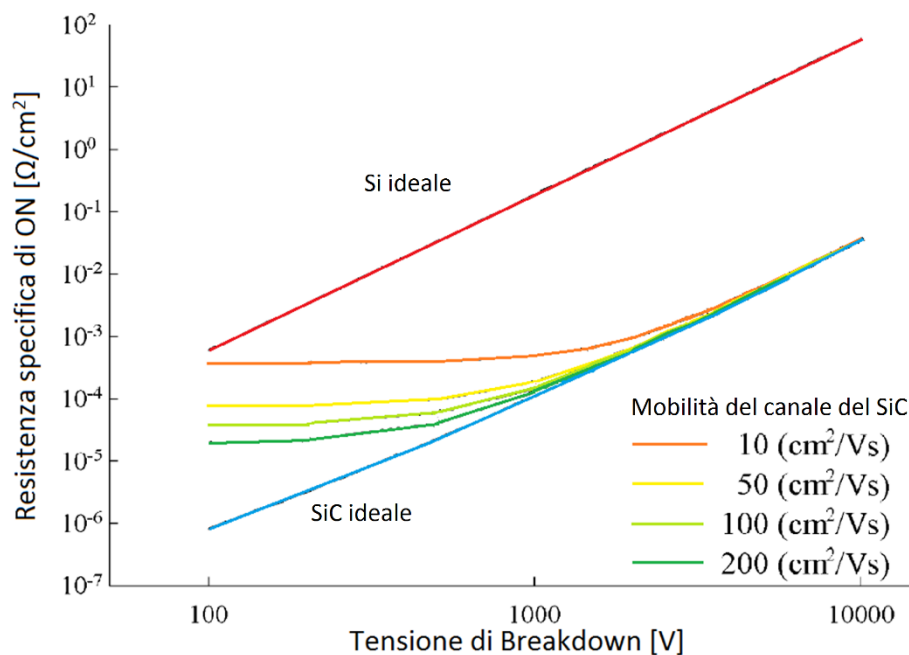


Figura 4-1 Andamento della resistenza di ON specifica per unità di area in funzione della tensione di blocco per un MOSFET di potenza al SiC. Il grafico raffigura i limiti teorici di dispositivi unipolari 4H-SiC. Sono riportati anche gli effetti della mobilità del canale sulla $R_{sp,on}$ in un range che va da 10 a 200 cm^2/Vs

Come è possibile osservare in figura 4-1, la resistenza in fase di conduzione nella regione di deriva aumenta rapidamente con l'aumento della tensione di blocco. Questo è dovuto al fatto che, per aumentare la tensione di breakdown, i progettisti devono ridurre il livello di dopanti nella regione di

deriva ed aumentare il suo spessore. Si può dimostrare che la relazione tra la resistenza in fase di conduzione della regione di deriva e le proprietà del semiconduttore può essere espressa da:

$$R_{on,sp(ideale)} = \frac{4BV^2}{\epsilon_s \mu E_c^3}$$

Dove con BV si indica la tensione di breakdown, con ϵ_s la costante dielettrica, con μ la mobilità dei portatori e con E_c il campo elettrico di breakdown. Il denominatore di questa espressione è conosciuto anche come figura di merito di Baliga (BFOM) per i dispositivi di potenza. Un'importante informazione che ci viene fornita da questa equazione è che i semiconduttori con elevato bandgap avranno una resistenza della regione di deriva minore. Questo ha portato ad un forte sviluppo dei SiC.

Come già detto, i motivi principali che portarono allo sviluppo dei MOSFET al carburo di silicio furono principalmente il basso valore della resistenza in fase di conduzione, alte velocità di commutazione e prestazioni superiori agli IGBT in silicio nel range di tensioni tra 600V e 2.000V. I SiC MOSFET verticali sono costruiti seguendo la struttura verticale a doppia diffusione (DMOS) oppure la struttura trench-gated (UMOS). La struttura DMOS, comunemente usata per dispositivi di potenza al silicio, è estremamente difficile da fabbricare in quanto la tecnica di diffusione delle impurità è poco efficiente nel carburo di silicio se non ad alte temperature (1600°C). Siccome l'UMOS si basa su tecniche epitassiali questo è molto semplice da fabbricare con il SiC, ma comunque l'UMOSFET costruito con questo materiale soffre alcuni svantaggi legati alla particolare struttura: esso ha poca uniformità nell'ossido a causa della struttura con trench-gate, la presenza di elevate quantità di difetti all'interfaccia diminuisce le performance complessive, il campo risulta più elevato agli angoli del solco riducendo così la tensione di breakdown e la mobilità nel canale di inversione risulta essere minore rispetto ai MOSFET a struttura planare.

Il più elevato valore critico del campo elettrico applicabile al SiC rispetto al silicio permette di avere una maggior concentrazione di dopanti e strati di semiconduttore più sottili, per un dato valore di tensione, rispetto ai dispositivi al silicio e questo permette di ottenere una resistenza in fase di conduzione minore.

Sebbene i coefficienti di diffusione molto bassi nel SiC hanno motivato la fabbricazione degli UMOSFET, le prestazioni di questi dispositivi rimangono limitate da prematuri cedimenti dell'ossido e basse mobilità nel canale di inversione. I primi risultati nei MOSFET di potenza verticali fabbricati in SiC soffrono di un'elevata resistenza specifica in fase di ON ($38 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$) per una massima tensione di breakdown di soli 260mV. Il processo di doppia impiantazione per la fabbricazione di MOS (DIMOS) è stata usata per migliorare le sollecitazioni per elevati valori di campo riscontrati nei

tradizionali transistori SiC-UMOS. La tensione di blocco di questi DIMOSFET è stata incrementata ad oltre 1,4kV ma con il problema di elevate resistenze specifiche in conduzione ($311 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$). Lo sviluppo tecnologico sta portando comunque a rapidi miglioramenti di questi dati. DIMOSFET laterali fabbricati su un substrato isolante di 4H-SiC hanno fatto registrare tensioni di blocco di oltre 2,6kV, mentre il MOSFET a 6H-SiC a tripla impiantazione ionica ha fatto registrare tensioni di blocco di oltre 1800V, con resistenza specifica di $82 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ ($V_{DS}=50\text{mV}$ e $V_{GS}=10\text{V}$). La $R_{on,sp}$ di questo dispositivo risulta di un ordine di grandezza inferiore rispetto al DMOSFET al silicio con la stessa capacità di blocco.

4.1. Le strutture e le caratteristiche dei dispositivi al SiC

I dispositivi di potenza al silicio con elevata tensione di breakdown hanno elevati valori di resistenza per unità di area, che aumenta con il quadrato della tensione di breakdown e questo ha fatto preferire l'utilizzo degli IGBT nei dispositivi con tensioni di breakdown superiori ai 600V. Gli IGBT raggiungono valori della resistenza di ON inferiori rispetto ai MOSFET mediante l'iniezione di portatori minoritari nella regione di deriva, fenomeno chiamato modulazione della conduttività. Questi portatori minoritari generano picchi di corrente quando il transistor viene spento, con una significativa perdita di potenza.

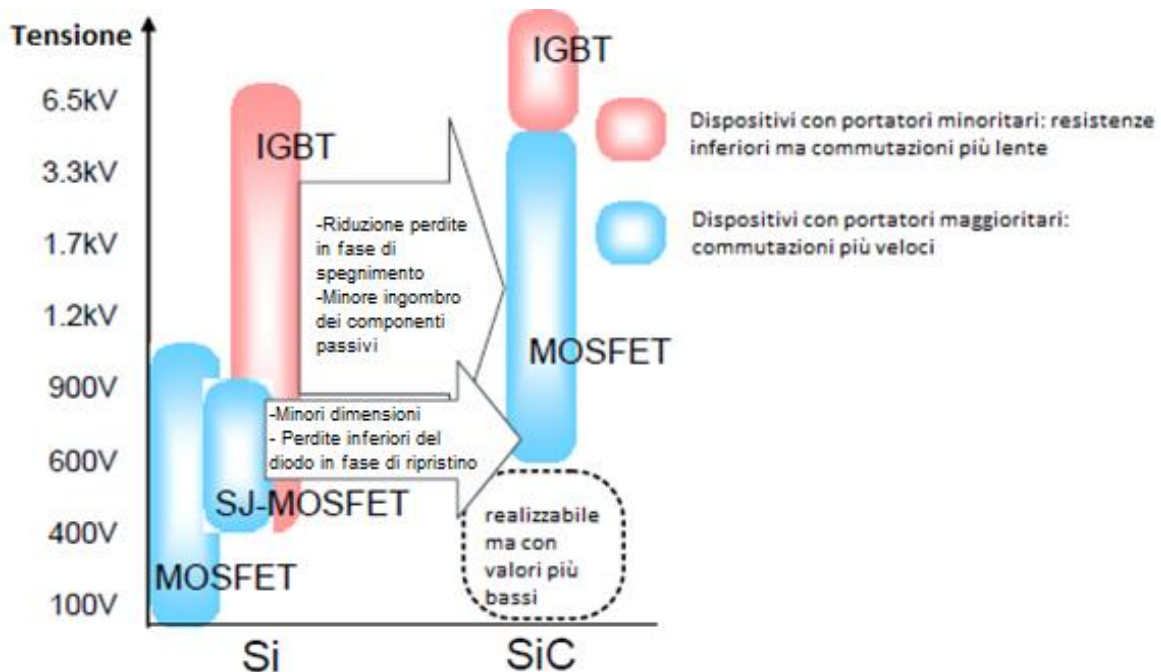


Figura 4-2 Confronto tra dispositivi al Si e al SiC

I dispositivi SiC non necessitano di modulazione della conduttività per raggiungere bassi valori della resistenza di ON in quanto hanno una resistenza della regione di drift inferiore rispetto al silicio. I

MOSFET non generano picchi di corrente e quindi hanno perdite per commutazione molto più basse degli IGBT, il che permette di avere più elevate frequenze di commutazione e sistemi di raffreddamento di dimensioni inferiori e più economici. Confrontando un MOSFET al silicio da 600/900V con un MOSFET al carburo di silicio si osserva che quest'ultimo ha dimensioni minori (e quindi è installabile su circuiti più compatti) e perdite in fase di ripristino del diodo molto più piccole.

Dato che il SiC può sopportare un campo dieci volte superiore al silicio, possono essere costruiti dispositivi con elevate tensioni di breakdown e di piccole dimensioni con elevate concentrazioni di dopanti. Questo significa che per la stessa tensione di breakdown i dispositivi al carburo di silicio hanno una resistenza specifica di ON per unità di area più bassa. Inoltre un chip più piccolo comporta capacità e accumuli di carica più bassi. Esistono anche MOSFET con super giunzioni al Si ma sono disponibili per tensioni di breakdown di circa 900V al contrario dei SiC MOSFET che possono raggiungere tensioni di breakdown superiori a 1700V con basse resistenze di ON.

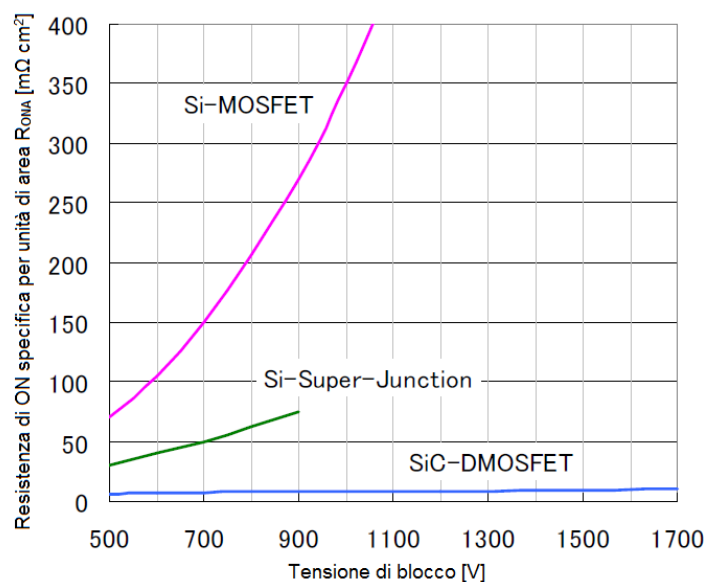


Figura 4-3 Confronto tra le resistenze di ON in funzione della tensione di blocco tra Si-MOSFET, MOSFET con super giunzioni al Si e SiC DMOSFET

I SiC-MOSFET non necessitano di una tensione tra drain e source minima per poter iniziare la conduzione (in figura 4-4 è possibile osservare che la caratteristica V_{DS}/I_D presenta un andamento lineare), a differenza degli IGBT che devono superare una soglia di tensione V_{DS} per poter iniziare a condurre (in figura 4-4 è possibile osservare la presenza di un ginocchio a bassi valori di tensione).

È inoltre possibile osservare che la resistenza di ON nei MOSFET al silicio a 150°C è più del doppio rispetto a quella a temperatura ambiente, mentre per i dispositivi al carburo di silicio la resistenza

aumenta solo nella parte inferiore della curva; questo facilita la progettazione del sistema di raffreddamento per questi ultimi e consente di avere bassi valori di resistenza alle alte temperature.

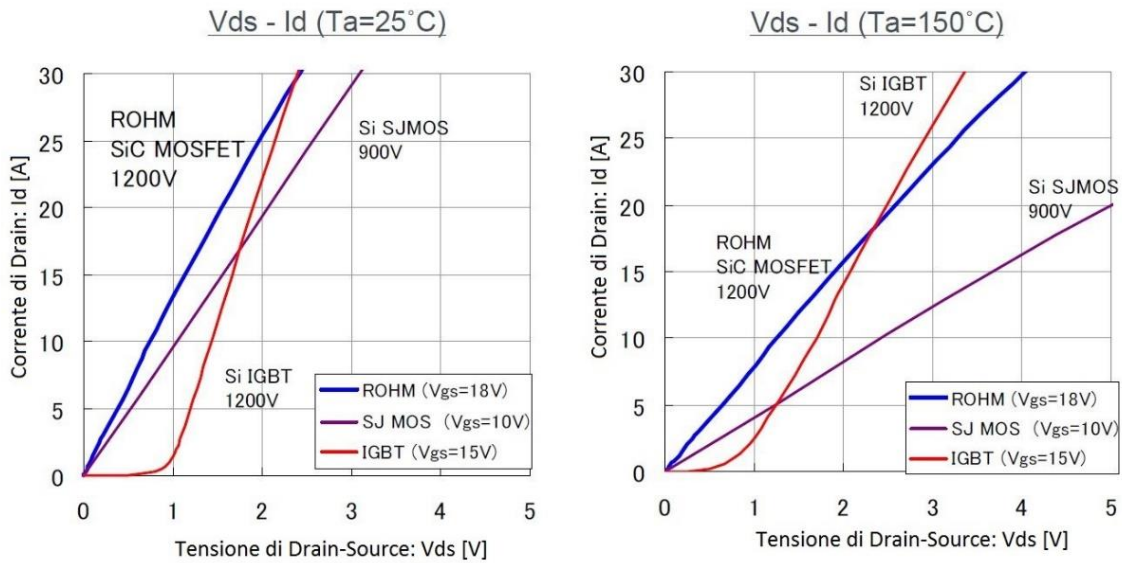


Figura 4-4 Confronto caratteristica V_{DS}/I_D tra un SiC-MOSFET e un Si-IGBT a temperature differenti

Sebbene la regione di drift del SiC-MOSFET presenti una resistenza inferiore rispetto ai dispositivi al silicio, la più bassa mobilità dei portatori nel SiC comporta una più alta resistenza del canale. Per questo motivo l'aumento della tensione di gate comporta l'aumento della resistenza di ON, che va progressivamente a saturare con l'aumentare di V_{GS} fino al superamento dei 20V. Solitamente per i Si-MOSFET e per gli IGBT si utilizzano tensioni tra gate e source comprese tra i 10V e i 15V; a questi valori di tensione i SiC-MOSFET non possiedono bassa resistenza e dunque è consigliabile applicare tensioni pari o superiori ai 18V in modo da ridurre la resistenza di ON.

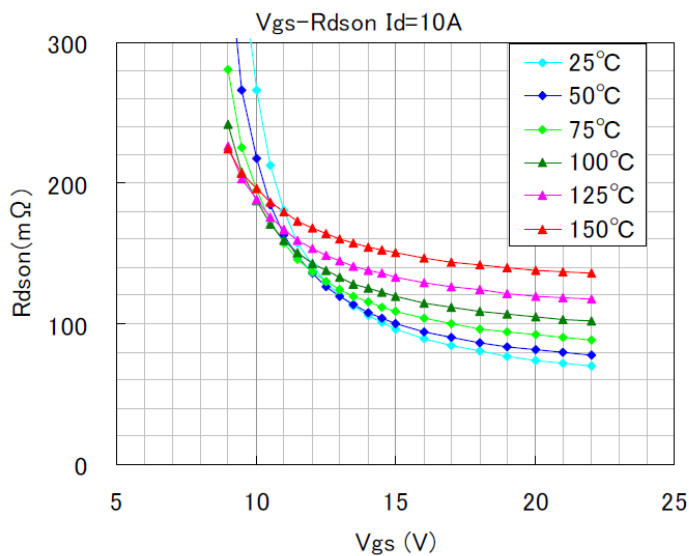


Figura 4-5 Andamento della resistenza di ON $R_{DS(ON)}$ in funzione della tensione di gate V_{GS} per un SiC-MOSFET

Le tensioni di soglia (V_G) dei MOSFET al silicio e al carburo di silicio sono le stesse (circa 3V a temperatura ambiente), ma dato che sono necessari circa 8V o più per condurre molti Ampere di corrente, si può dire che i SiC-MOSFET sono meno sensibili rispetto agli IGBT al rumore e quindi il rischio di accensioni intempestive è ridotto, tenendo però conto che la tensione di soglia si riduce all'aumentare della temperatura.

La caratteristica distintiva dei SiC-MOSFET è che non presentano picchi di corrente come gli IGBT e per questo i SiC-MOSFET hanno una perdita in spegnimento (E_{OFF}) che risulta essere inferiore di circa il 90%. I picchi di corrente dell'IGBT aumentano con la temperatura, mentre la caratteristica di commutazione dei MOSFET è praticamente indipendente da essa.

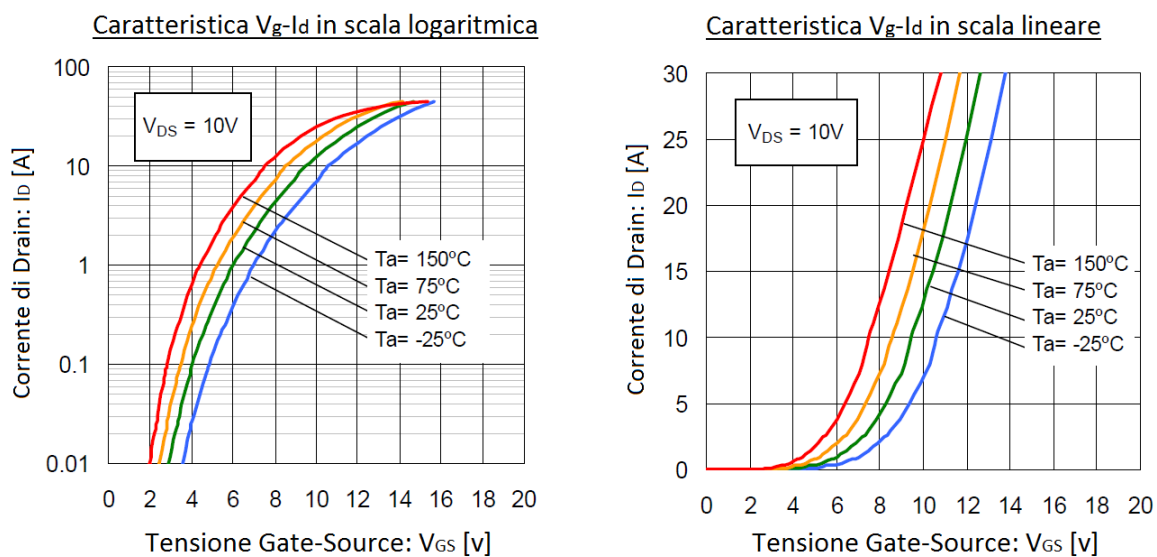


Figura 4-6 Variazione della tensione di soglia all'aumentare della temperatura per un SiC-MOSFET riportata in scala logaritmica ed in scala lineare

Le elevate perdite degli IGBT durante la commutazione portano ad un aumento della temperatura di giunzione che limita la frequenza di commutazione a 20kHz o inferiore. L'energia di spegnimento molto più bassa del SiC-MOSFET consente di ottenere frequenze di commutazione molto più elevate che possono superare i 50kHz. Un altro vantaggio sta ancora nella riduzione delle dimensioni del sistema di raffreddamento. Inoltre l'aumento della frequenza di commutazione porta anche ad una riduzione del dimensionamento dei componenti passivi, come ad esempio i filtri LC (figura 4-7).

La resistenza interna del gate dipende dalla resistenza del materiale utilizzato per costruire il contatto e dalla dimensione del chip; a parità degli altri parametri la resistenza interna è inversamente proporzionale alla dimensione del chip e dunque al diminuire delle dimensioni di quest'ultimo si ha un aumento della resistenza. Per dispositivi della stessa categoria i MOSFET al carburo di silicio

presentano dimensioni inferiori rispetto a quelli al silicio, e quindi i SiC avranno capacità alla giunzione più basse ma resistenze di gate più elevate.

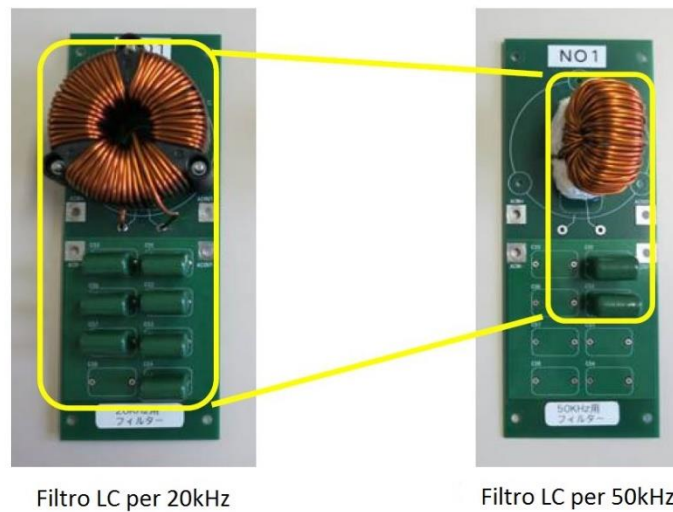


Figura 4-7 Riduzione della taglia dei componenti passivi di un filtro LC all'aumentare della frequenza di commutazione

4.2. I circuiti di comando del gate

I SiC-MOSFET sono dispositivi normalmente spenti controllati in tensione; essi sono facili da comandare ed hanno basse perdite sul circuito di controllo. Il metodo di controllo è lo stesso per gli IGBT ed i MOSFET al silicio: la tensione passa da 0V quando la valvola è spenta a 18V quando la valvola è accesa; se è richiesta elevata velocità di commutazione ed elevata tolleranza al rumore anziché 0V in fase di OFF vengono applicate tensioni negative comprese tra i -3V ed i -5V.

Si riporta di seguito un circuito di comando in cui la tensione di gate varia tra i -4V e i 18V. Per ottenere elevate velocità di commutazione bisogna inserire un resistore esterno sul gate di alcuni ohm.

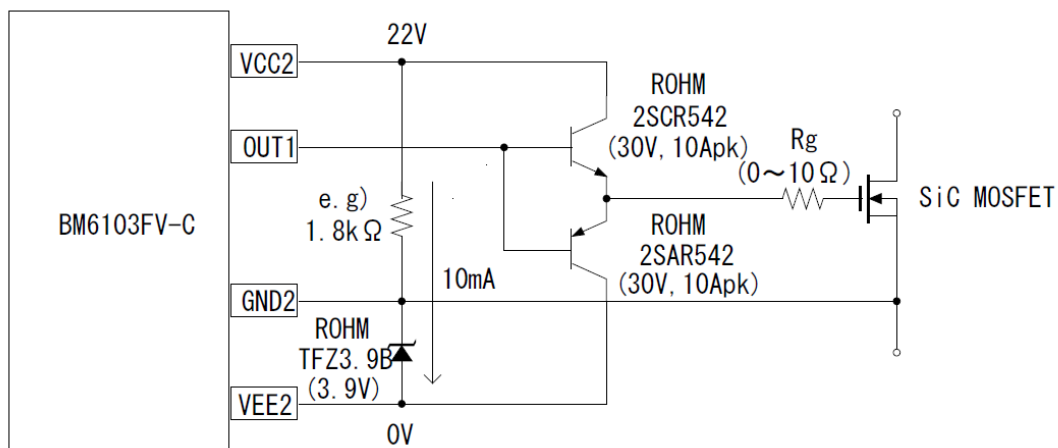


Figura 4-8 Circuito di comando con tensione di gate che varia tra i -4V e i 18V.

4.3. Le caratteristiche del diodo di corpo

Come i MOSFET al silicio anche quelli al SiC contengono un diodo parassita (di corpo) formato dalla giunzione pn. Inoltre nel caso del carburo di silicio il diodo ha una tensione di soglia più elevata (circa 3V) ed un'alta caduta di tensione diretta (V_F) dovuta al fatto che il bandgap è tre volte più ampio rispetto al silicio. Quando viene connesso in anti parallelo al Si-MOSFET un diodo di ricircolo è necessario connettere un altro diodo in serie al MOSFET per prevenire la conduzione del diodo parassita, che ha tempi di commutazione lenti; questo perché la V_F del dispositivo al silicio ha lo stesso valore di quella del diodo esterno. L'aggiunta di un componente comporta una maggiore complessità del sistema e più alte perdite in conduzione. Questa soluzione non è necessaria nei SiC-MOSFET in quanto la V_F del loro diodo di corpo è sufficientemente alta comparata con i valori tipici del diodo di ricircolo.

Il diodo di corpo è una giunzione pn con portatori minoritari con tempo di vita breve e la corrente di ripristino serve principalmente per scaricare la capacità di giunzione.

4.4. Gli isolanti per SiC MOSFET

Un importante vantaggio del SiC oltre all'elevato valore del bandgap, è la possibilità di ottenere SiO_2 di elevata qualità mediante ossidazione termica che avviene in modo simile a quanto accade per il silicio. Le proprietà del diossido di silicio, usato come dielettrico nella capacità del MOS, sono fondamentali per il successo della tecnologia SiC-MOS.

Un'area che sta attirando attenzione è quella del deposito di isolanti. Una ragione che spinge la ricerca in questo campo deriva dalla richiesta di dispositivi SiC di potenza, in cui la massima tensione di blocco è spesso limitata dal campo nel dielettrico. L'isolante ideale dovrebbe avere costante dielettrica maggiore o uguale a quella del substrato, in quanto il campo elettrico è inferiore nell'isolante se questo ha più elevata costante dielettrica. Si stanno prendendo attualmente in considerazione numerosi tipi di isolante ma quelli con migliori performance sono quelli contenuti diossido di silicio, in quanto tutti gli altri isolanti soffrono di significative correnti di perdita alle elevate temperature e questo ha portato alla conclusione che le buone proprietà isolanti del SiO_2 combinate con la sua facile riproducibilità lo rendono il più adatto dielettrico per gate nel SiC.

La richiesta primaria per un dielettrico del gate è di bloccare efficientemente i portatori di carica tra il canale e il gate di un MOSFET. La barriera energetica per lacune ed elettroni in un semiconduttore deve essere abbastanza elevata da prevenirne il superamento per effetto della temperatura.

Dal punto di vista della riduzione di portatori che superano la barriera per effetto termico, sarebbe ottimale avere un diagramma dell'energia del bandgap in cui lo spostamento dalla banda di conduzione è uguale a quello dalla banda di valenza. Il diagramma a bande dell'interfaccia del SiO₂-SiC è quasi simmetrico (vedi figura 3-2) e di conseguenza la corrente di perdita nei MOS al carburo di silicio rimane accettabile anche ad alte temperature.

4.5. Gli effetti della temperatura

L'aspetto dell'instabilità elettro-termica dei MOSFET al Silicio è stato uno degli aspetti maggiormente analizzati di questi dispositivi in quanto influenza la sua affidabilità e robustezza, soprattutto alle basse tensioni. L'analisi è particolarmente importante per lo studio di strutture integrate come i convertitori e per capire i limiti di sopportazione delle situazioni di stress in caso di eventi anomali.

La caratteristica in figura 4-9 mostra gli andamenti della corrente di drain (I_D) per una tensione di drain-source di 5V al variare di V_{GS} . Come è evidente il dispositivo presenta un coefficiente di temperatura legato alla corrente di drain positivo ($\alpha_T = \frac{\partial I_T}{\partial T}$) per un ampio intervallo di valori di tensione tra gate e source e di temperatura: un α_T positivo è associato ad un comportamento termico instabile, con il dispositivo che mostra una corrente sempre più alta all'aumentare della temperatura per una fissata V_{GS} . Nel caso di un MOSFET al silicio le operazioni in condizioni di instabilità sono dovute ad una riduzione dell'area di lavoro per alti valori di tensione tra drain e source causate dall'alta densità di corrente e dalla formazione di punti caldi.

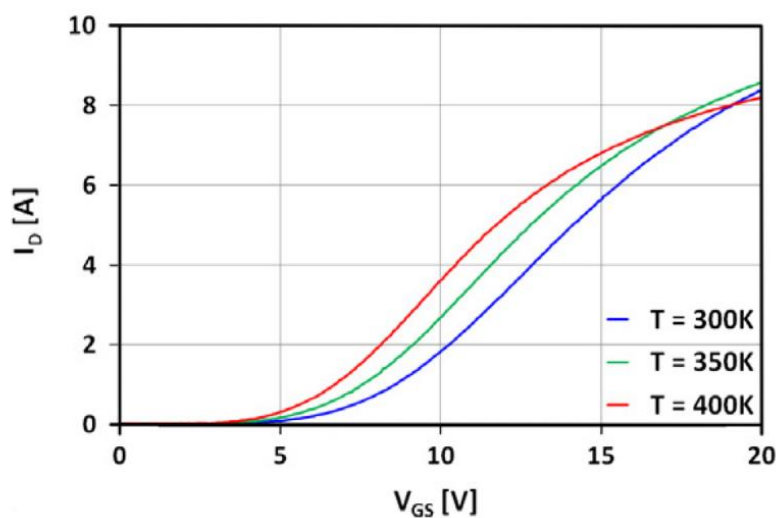


Figura 4-9 Caratteristica di trasferimento di un MOSFET di potenza al SiC da 600V di nuova generazione con $V_{DS}=5V$

Il comportamento termicamente stabile o instabile è tradizionalmente determinato sulla base di due effetti: l'incremento con la temperatura della resistenza di ON ($R_{DS,ON}$) da un lato e la riduzione della tensione di soglia V_{Th} all'aumentare della temperatura dall'altro. Nel caso del SiC l'effetto preponderante che si ha all'aumentare della temperatura è la riduzione della V_{Th} , mentre la variazione di resistenza è poco sentita; questo comporta un ampio range per cui si ha α_T positivo.

Le analisi sul comportamento termicamente instabile dei MOSFET al carburo di silicio ha mostrato che $\alpha_T > 0$ è solo una condizione necessaria per la stabilità. Si definisce dunque il parametro

$$S = V_{DS} \cdot \alpha_T(I_D) \cdot Z_{Th,JA}$$

Dove $Z_{Th,JA}$ è l'impedenza termica del transistor; la situazione critica è rappresentata da $S \geq 1$, ovvero:

$$\alpha_T \geq \frac{1}{V_{DS} \cdot Z_{Th,JA}(t)}$$

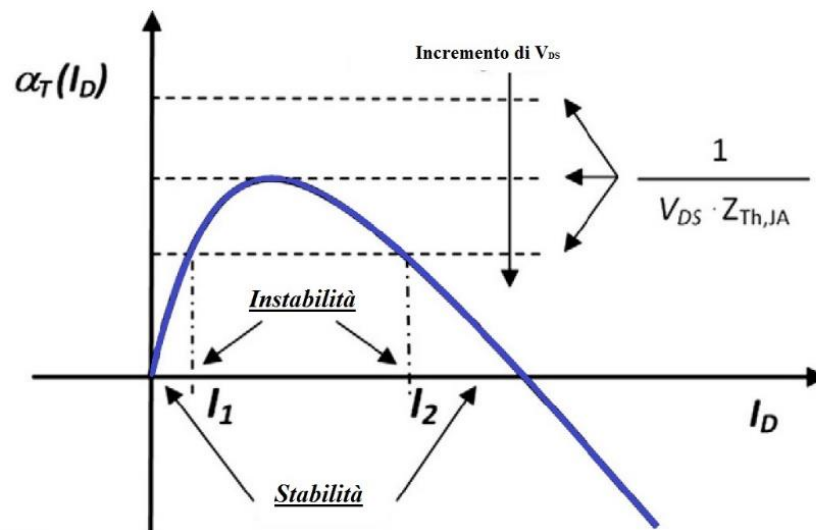


Figura 4-10 Rappresentazione della stabilità e instabilità termica di un MOSFET di potenza in base alle condizioni di carico e di perdita

Si possono dunque identificare due regioni di funzionamento: quando la disuguaglianza appena scritta è verificata il dispositivo mostra comportamento instabile in un intervallo di I_D definito, che si allarga al crescere di V_{DS} ; comunque quando I_D s'incrementa oltre un dato valore, la condizione di instabilità viene a mancare e si ritorna in regime di stabilità termica. Se la I_D cresce ulteriormente si arriva ad avere valori di α_T negativi. Un problema dei MOSFET è che durante le operazioni con corrente pulsata, per un dato V_{DS} , al variare della corrente varia anche la temperatura e se quest'ultima supera il valore massimo ammesso dal dispositivo si ha un fallimento della commutazione anche per valori di I_D inferiori al limite.

Al contrario per i MOSFET al carburo di silicio l'intervallo di I_D a cui corrisponde un α_T positivo è fortemente ridotto e si riduce ulteriormente all'aumentare della temperatura; da ciò si deduce che questi dispositivi, al contrario di quelli al silicio, entrano in una zona di funzionamento stabile durante il funzionamento con corrente pulsata prima di raggiungere i limiti termici di funzionamento.

In prima approssimazione la costante termica di un semiconduttore può essere descritta da:

$$\tau = \frac{\rho \cdot c_s}{\lambda_{Th}} d^2 = \gamma \cdot d^2$$

Dove ρ è la densità intrinseca del materiale, c_s è il calore specifico, λ_{Th} è la conduttività termica e d è lo spessore. Il fattore λ nei dispositivi SiC è tre ordini di grandezza più piccolo rispetto a quelli al silicio, quindi a parità di spessore e potenza dissipata la temperatura crescerà tre volte più velocemente. Inoltre la temperatura critica dei dispositivi SiC è molto più elevata rispetto ai corrispondenti al silicio per gli stessi valori di tensione. Un rapido incremento di temperatura ha il vantaggio di riportare il dispositivo in una zona di funzionamento termicamente stabile, ma d'altra parte accorcia i tempi per cui ha inizio l'instabilità termica durante la regolazione di corrente.

4.6. Le caratteristiche dei moduli di potenza al SiC

Attualmente i moduli di IGBT che combinano Si-IGBT e Si-FRD (diodi con bassi tempi di ripristino) sono comunemente utilizzati come moduli di potenza per gestire elevate correnti ed elevate tensioni di blocco. I moduli al SiC consentono una sostanziale riduzione nelle perdite in conduzione associate ai picchi di corrente presenti negli IGBT e nei diodi. Alcuni dei vantaggi sono:

- Miglioramento dell'efficienza di conversione grazie alle più basse perdite di commutazione.
- Semplificazione della gestione dell'aspetto termico dovuta all'utilizzo di dissipatori meno costosi e alla sostituzione di un sistema ad aria o acqua forzata con uno a convezione naturale.
- Dimensionamento dei componenti passivi (induttori e condensatori) meno oneroso grazie all'incremento della frequenza di commutazione.

I moduli di potenza al carburo di silicio hanno una energia persa per il ripristino (E_{rr}) praticamente nulla grazie ai rapidi diodi di corpo. Inoltre essi hanno energie di spegnimento (E_{OFF}) eccezionalmente basse comparate agli IGBT a causa dell'assenza di picchi di corrente. E_{ON} ed E_{OFF} tendono ad aumentare proporzionalmente con la corrente. Le correnti di ripristino nei diodi e negli IGBT crescono con la temperatura, mentre i moduli SiC che utilizzano portatori maggioritari mostrano piccolissimi cambiamenti nelle perdite di commutazione all'aumentare della temperatura; al contrario

la soglia di tensione si riduce con la temperatura. L'effetto netto è che i moduli di potenza al SiC tendono ad avere E_{ON} più basse ed E_{OFF} leggermente più alte all'aumentare della temperatura.

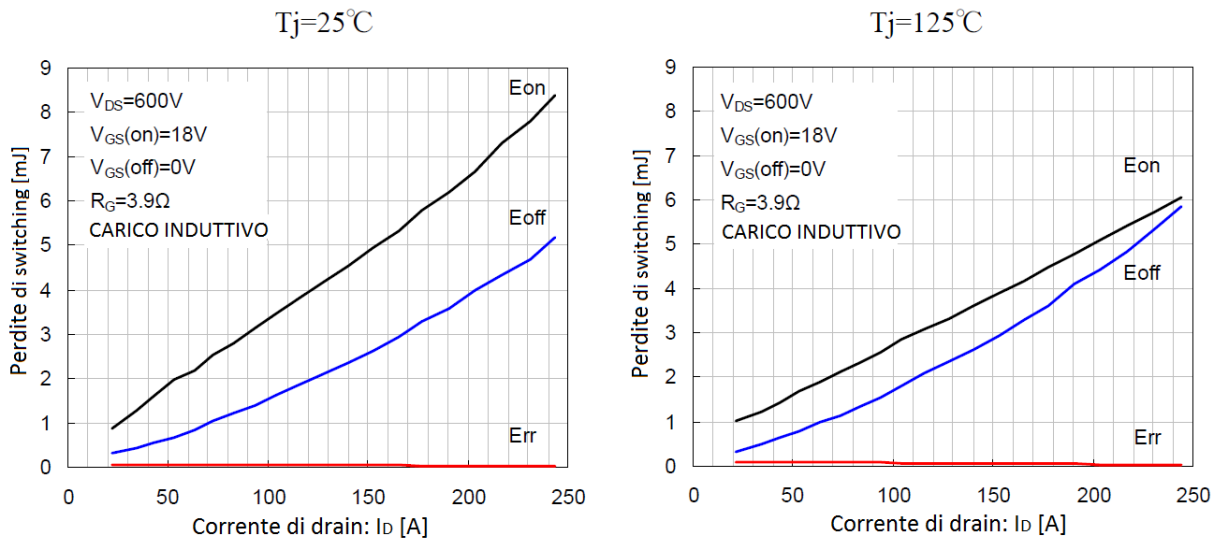


Figura 4-11 Andamento delle perdite di commutazione al variare della corrente di drain a differenti temperature T_j

Elevate resistenze di gate riducono le correnti di carica e scarica scambiate attraverso di esso, e quindi si ha una riduzione anche della velocità di commutazione. Questo può incrementare E_{ON} ed E_{OFF} con conseguente riduzione delle performance. Per questo motivo è necessario scegliere quando possibile una resistenza di gate bassa. Il valore di V_{GS} per un SiC-MOSFET è compreso tra i -6V e i 22V . I valori di tensione raccomandati per il controllo del gate sono $V_{GS(ON)} = 18\text{V}$ e $V_{GS(OFF)} = 0\text{V}$. Se utilizzata è raccomandata una tensione di polarizzazione inversa compresa tra i -5V e i -3V . Negli intervalli specificati i più alti valori di $V_{GS(ON)}$ e $V_{GS(OFF)}$ portano ad una più rapida scarica e carica delle capacità e quindi a valori di E_{ON} ed E_{OFF} più bassi.

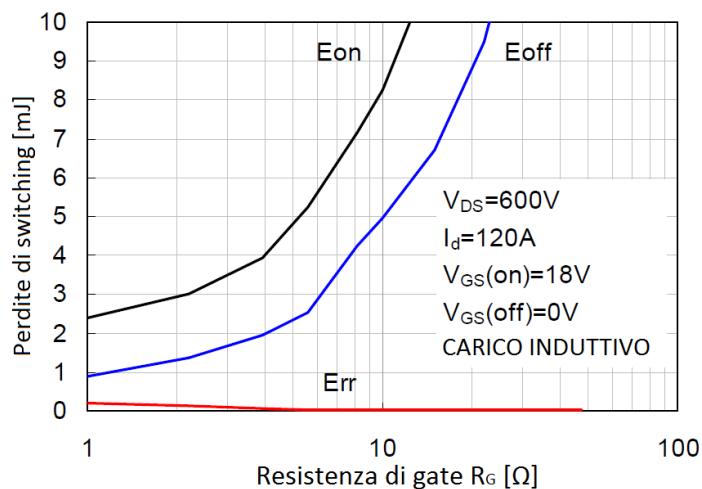


Figura 4-12 Andamento delle perdite di commutazione al variare della resistenza di gate

4.6.1. Confronto delle perdite di Si-IGBT e SiC-MOSFET nei moduli di potenza

Se viene selezionata una resistenza di gate esterna di valore appropriato, i moduli di potenza al SiC possono ridurre le perdite totali in commutazione ($E_{ON}+E_{OFF}+E_{tr}$) di circa l'85% rispetto allo stato dell'arte dei moduli IGBT. Questo permette ai moduli di potenza al carburo di silicio di essere comandati con frequenze di 50kHz o maggiori ed inoltre di utilizzare componenti passivi per i filtri più piccoli; queste condizioni operative sono difficili e generalmente non fattibili con i moduli IGBT convenzionali, i quali sono normalmente usati per valori di corrente pari alla metà della nominale a causa delle ingenti perdite che portano ad un aumento della temperatura della giunzione. Nei moduli SiC si ha un'apprezzabile riduzione del dimensionamento rispetto alla corrente nominale grazie al fatto che le perdite in commutazione sono molto minori, e quindi questi ultimi moduli possono rimpiazzare gli IGBT e sopportare valori di corrente nominale più elevati.

4.7. L'affidabilità dei SiC-MOSFET

L'ossido di silicio è usato per isolare i diversi strati di semiconduttore che compongono la valvola e alla sua affidabilità è legata anche quella del SiC-MOSFET. Anche con alte qualità dell'ossido isolante rimangono comunque alcuni difetti nel cristallo che potrebbero causare problemi di affidabilità.

Al livello tecnologico attuale le "trappole" (cioè difetti localizzati all'interfaccia) per gli elettroni si formano nell'interfaccia tra l'isolante del gate ed il corpo del SiC. Gli elettroni possono essere accumulati a causa dell'aumento della tensione di soglia se viene applicata per lungo tempo una tensione continua positiva al gate. Comunque lo spostamento della tensione di soglia è molto limitato, e risulta essere pari a 0,2-0,3V dopo 1000 ore di utilizzo a 150°C e con $V_{GS}=22V$. Siccome molte delle trappole vengono riempite nelle prime decine di ore, la tensione di soglia rimane fissata dopo tale tempo.

La soglia di tensione viene abbassata a causa delle buche intrappolate quando viene applicata al gate una tensione continua negativa per un lungo periodo di tempo. Lo spostamento della soglia è maggiore rispetto a quello causato dalla tensione positiva applicata al gate, infatti quando viene applicata una $V_{GS}=-10V$ la soglia diminuisce di oltre 0,5V.

In condizioni operative normali la tensione al gate si alterna tra valori di polarizzazione positivi e negativi in continuazione e questo causa la carica e la scarica delle trappole con una significativa variazione della tensione di soglia.

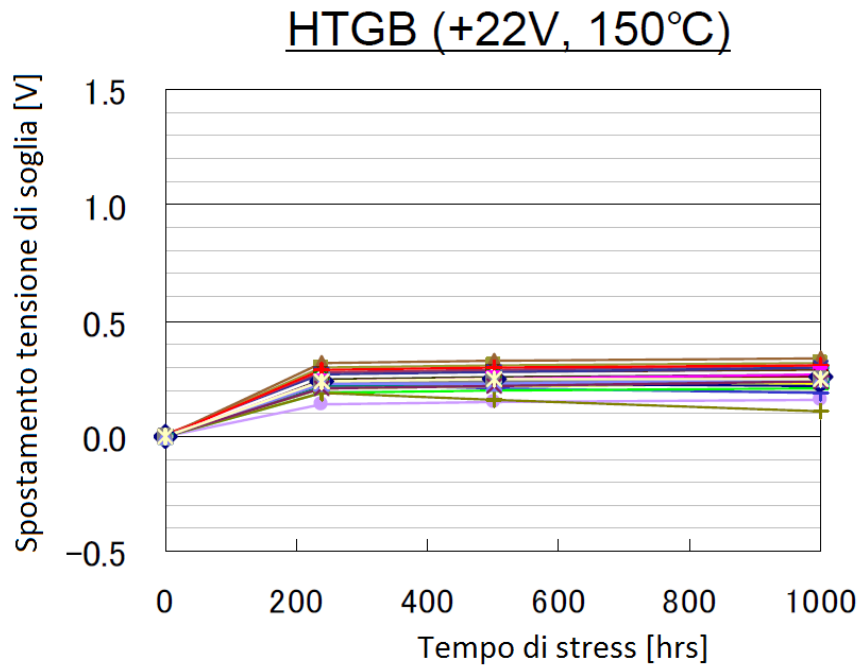


Figura 4-13 Spostamento della tensione di soglia in funzione delle ore di utilizzo

Un altro meccanismo che affligge l'affidabilità dei SiC-MOSFET è il degrado causato dalla conduzione del diodo parassita. Se la corrente diretta è applicata continuamente alla giunzione del SiC, si ha un aumento dei difetti a causa della variazione di energia che si ha per la ricombinazione tra lacune ed elettroni; questo aumento di difetti blocca il percorso della corrente e quindi porta ad una riduzione della V_F e ad un aumento della resistenza di ON del diodo, con conseguente superamento del limite termico previsto in fase di progettazione. L'aumento dei difetti porta anche ad un abbassamento della tensione di blocco; per questo motivo l'utilizzo di SiC-MOSFET, il cui diodo di corpo si degrada con la conduzione, è sconsigliato in strutture circuitali che necessitano della commutazione di tale diodo quando è in conduzione il diodo di ricircolo.

Dato che i SiC-MOSFET hanno chip di piccole dimensioni e hanno densità di corrente più elevate rispetto ai dispositivi al silicio, essi tendono ad avere una minor capacità di sopportare cortocircuiti. Per questo motivo molti dispositivi di controllo del gate possiedono funzioni che semplificano il rilevamento e la gestione di condizioni di cortocircuito.

5. APPLICAZIONI DI POTENZA DELLE VALVOLE AL CARBURO DI SILICIO

5.1. Settore automobilistico

I dispositivi di potenza al SiC rendono possibile una notevole riduzione di dimensioni e peso per molti sistemi di alimentazione come gli inverter ed i convertitori DC-DC utilizzati nei veicoli ibridi, elettrici e alimentati a celle a combustibile.

L'utilizzo dei dispositivi di potenza al carburo di silicio permette un aumento della frequenza di commutazione rendendo così possibile la riduzione di condensatori, induttori e altri componenti. La Toyota ha stimato che un aumento di 8 volte della frequenza di commutazione rende possibile una riduzione del 20/30% delle dimensioni dei condensatori e del 25% del volume degli induttori.



Figura 5-1 Prototipo di inverter DENSO a sinistra e prodotto finito a destra

In risposta alle richieste dei produttori del settore automotive, sono stati sviluppati molti nuovi componenti ed inverter; ad esempio la DENSO Corp. ha presentato degli inverter che raggiungono una densità di potenza in uscita di 60kW/l (figura 5-1). Questo inverter utilizza semiconduttori al carburo di silicio al posto dei tradizionali al silicio, con un'innovativa architettura interna che permette una riduzione della resistenza e delle perdite di potenza. Le modifiche ai collegamenti interni dei moduli di potenza hanno portato ad una riduzione della resistenza di questi con un conseguente calo del 68% del calore generato rispetto alle architetture tradizionali.

La Mitsubishi Electric ha sviluppato un veicolo con motore da 70kW che integra nella sua struttura anche l'inverter (figura 5-2). Paragonandolo ai sistemi prodotti precedentemente dove motori ed

inverter erano in strutture separate, la nuova architettura dimezza le dimensioni rispetto alla precedente. L'approccio dell'integrazione riduce anche la lunghezza dei collegamenti tra inverter e motore rendendo possibile l'utilizzo di un unico sistema di raffreddamento ed una riduzione della massa di circa il 10%.



Figura 5-2 Struttura di un motore elettrico Mitsubishi che integra al suo interno l'inverter; la potenza complessiva del dispositivo è di 70kW

Come dichiarato dalla Mitsubishi Electric il problema maggiore da risolvere era ridurre il calore generato in quanto motori ed inverter sono grandi fonti di perdite; anziché migliorare le performance del sistema di raffreddamento si è arrivati a ridurre il calore prodotto dalla fonte. Questo è stato possibile riprogettando i circuiti magnetici del motore e passando all'utilizzo di valvole al SiC negli inverter, con conseguente dimezzamento del calore emesso da quest'ultimi rispetto alle soluzioni al silicio.

5.2. Settore ferroviario

Lo sviluppo di semiconduttori al carburo di silicio è molto intenso nel settore ferroviario. In questo campo i primi esemplari di moduli di potenza della nuova generazione sono stati presentati da Toshiba e da Mitsubishi Electric a fine 2011; entrambe le aziende hanno utilizzato moduli da 1700V progettati specificamente per le catenarie a 600/700V DC. A inizio 2012 Hitachi ha annunciato un inverter con tensione nominale di 3300V per catenarie da 1500V DC (figura 5-3).

Ci sono quattro principali ragioni per adottare il SiC nel settore ferroviario:

APPLICAZIONI DI POTENZA DELLE VALVOLE AL CARBURO DI SILICIO

- Questa tecnologia permette di ridurre la potenza persa nei sistemi di trasporto. Mitsubishi ha stimato che il carico totale del sistema di potenza può essere ridotto del 30% rispetto ai livelli raggiunti con il silicio.
- La seconda ragione è legata alla possibilità di installare inverter più leggeri e piccoli; inoltre dato che questi generano meno calore il sistema di raffreddamento risulta anch'esso più piccolo. Mitsubishi ha stimato che il volume e la massa del sistema possono essere ridotti del 60% passando all'uso dei SiC.
- Non ci sono molte vie per migliorare le performance dei diodi al silicio, quindi il passaggio al carburo di silicio aumenta le possibilità di nuovi miglioramenti.
- Il quarto motivo è legato all'utilizzo sul lungo periodo che si fa nell'industria ferroviaria: i SiC si sono dimostrati superiori a livello di performance ma il loro costo ha limitato il loro utilizzo a poche applicazioni. Nell'industria ferroviaria la riduzione dei costi operativi su lungo termine ne rende possibile l'adozione su larga scala.

Di queste quattro ragioni la più importante è la riduzione delle perdite di potenza: nell'ambito ferroviario le perdite vogliono essere ridotte per diversi motivi, specialmente per quanto riguarda l'aumento dell'energia recuperata in frenata, per le perdite dei motori e degli inverter in fase di commutazione.



Figura 5-3 Inverter sviluppati usando valvole al SiC: i primi due, prodotti da Mitsubishi Electric e Toshiba, hanno tensioni nominali di 1700V mentre il terzo, progettato da Hitachi, ha una tensione nominale di 3300V

L'utilizzo delle nuove valvole rende possibile la frenata a recupero in un ampio range di velocità: con la tecnologia al silicio il recupero di energia effettuato a velocità superiori ai 40km/h può essere svolto solo con l'ausilio dei freni meccanici, in quanto l'energia prodotta utilizzando la sola frenata in recupero porterebbe ad un surriscaldamento della giunzione a causa delle elevate perdite. L'utilizzo della tecnologia SiC consente la frenata in recupero senza freno meccanico a partire dai 70km/h grazie

al fatto che questo tipo di valvole può raggiungere temperature di giunzione più alte, riuscendo così a raddoppiare l'energia prodotta.

L'uso di dispositivi al SiC porta anche ad una riduzione delle perdite nei motori: in un motore ad induzione la forma d'onda può essere resa ancora più simile alla sinusoidale con conseguente riduzione delle perdite di circa il 40%.

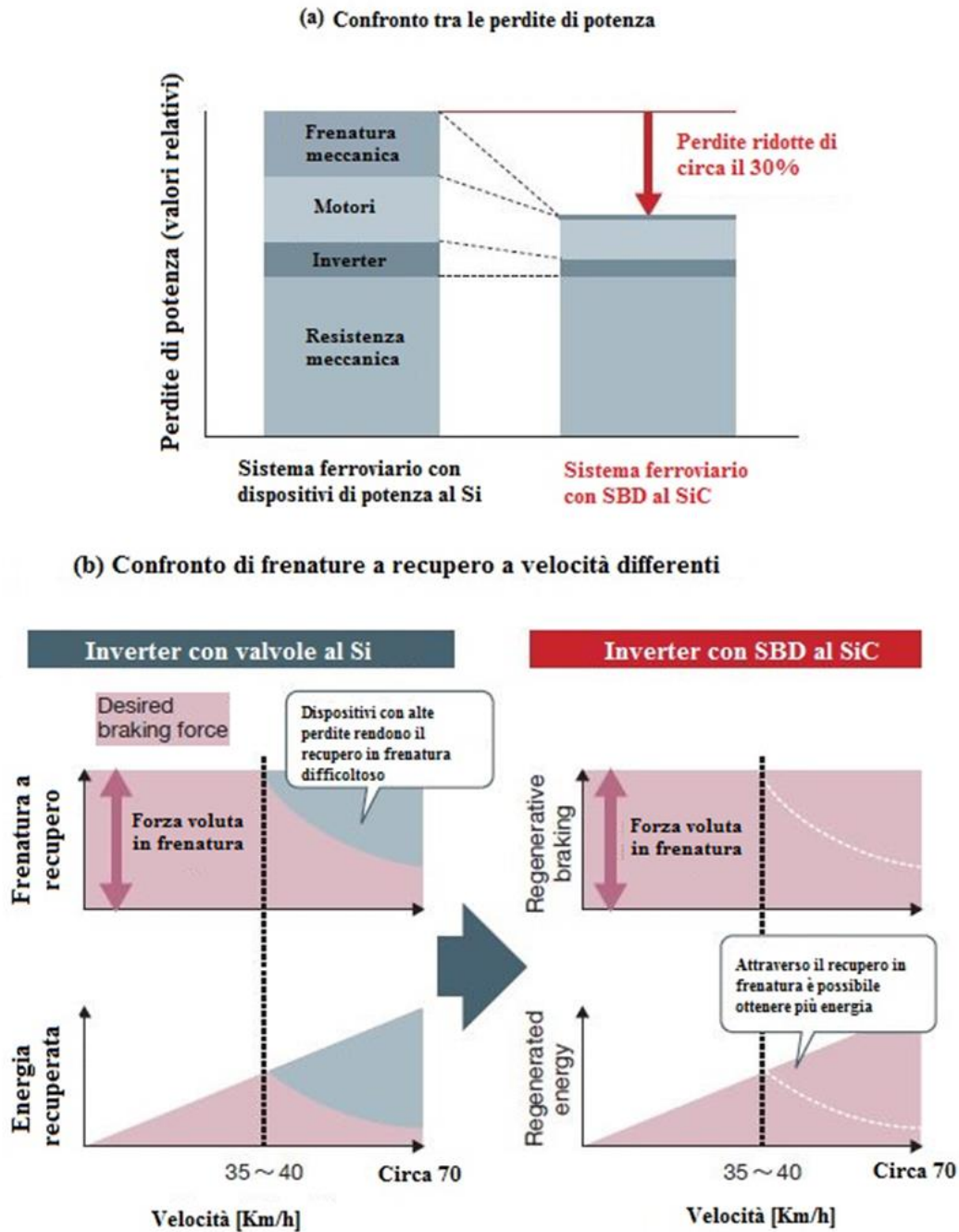


Figura 5-4 Potenziale riduzione delle perdite stimata da Mitsubishi attraverso l'uso di SBD al SiC in sostituzione a dispositivi di potenza al Si

Si vedono brevemente nei seguenti paragrafi altre applicazioni che sono in fase di sviluppo per l'uso dei dispositivi al carburo di silicio nel settore ferroviario.

5.2.1. Sistema di alimentazione ausiliario al carburo di silicio per automotrici (ALSTOM Transport)

Il progetto Osiris, dedicato alla linea 3 della metropolitana di Milano, riguarda l'integrazione del convertitore ausiliario e del sistema di carica delle batterie in un unico dispositivo (figura 5-5). In questa applicazione è stato utilizzato un inverter trifase costituito esclusivamente da valvole al carburo di silicio.

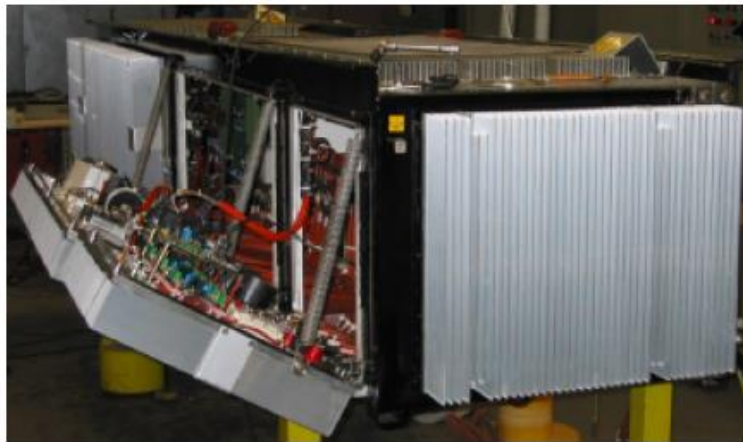


Figura 5-5 Convertitore ausiliario della ALSTOM realizzato per la linea 3 della metropolitana di Milano

Esso consiste in un convertitore chopper a ponte completo costituito da SiC-MOSFET, un trasformatore a media frequenza ed un raddrizzatore a diodi al SiC; questo chopper realizza dunque l'isolamento galvanico tra i due stadi in continua e la conversione DC-DC.

Tabella 5-1 Principali caratteristiche del carica batterie utilizzato nella linea metropolitana 3 di Milano

Tensione operativa	1500V DC
Frequenza di commutazione	15kHz
Dispositivi SiC utilizzati	Diodi e MOSFETs da 1200V e 100A della Cree
Circuito di potenza principale	Inverter PWM a due livelli controllato in tensione
Potenza e tensione d'uscita	2x33kVA-380V-50Hz
Sistema di raffreddamento	Aria naturale

5.2.2. Sistema di alimentazione ausiliario al carburo di silicio per automotrici (Mitsubishi Electric)

Questo è il primo sistema di alimentazione ausiliaria per automotrici realizzato con la tecnologia al carburo di silicio al mondo. Confrontandolo con i sistemi esistenti utilizzando moduli di potenza al silicio prodotti da Mitsubishi Electric, questi nuovi sistemi hanno perdite di potenza inferiori del 30%, sono il 20% più piccoli ed il 15% più leggeri. Essi riducono anche il rumore del trasformatore di 4dB grazie ad un miglioramento del 35% della distorsione armonica della forma d'onda in uscita.



Figura 5-6 Automotrice utilizzata nella linea Ginza di Tokyo (a sinistra) e sistema di alimentazione ausiliario per automotrici (destra)

Questi sistemi sono attualmente installati sulla linea metropolitana Ginza operante a Tokyo; se ne riportano nella seguente tabella le caratteristiche principali.

Tabella 5-2 Principali caratteristiche del sistema di alimentazione ausiliario installato sulla linea Ginza di Tokyo

Tensione operativa	600V DC
Circuito di potenza principale	Inverter PWM a due livelli
Potenza e tensione d'uscita	140kVA-200V AC, 100V AC, 100V DC
Sistema di raffreddamento	Aria naturale

5.2.3. Modulo di potenza ibrido al carburo di silicio per inverter e per il controllo dei motori (Toshiba)

Toshiba Electronics Europe ha annunciato un modulo ibrido IEGT (Injection-Enhanced Gate Transistor) a canale n, il quale incorpora dei diodi FRD (Fast Recovery Diode) al carburo di silicio.



Figura 5-7 Convertitore per l'alimentazione dei sistemi di propulsione

Con una tensione di 1700V e corrente di 1200A, il convertitore trova un'applicazione ideale nei sistemi industriali, trazione ferroviaria, energie rinnovabili e nei sistemi di distribuzione. Il modulo incorpora due valvole IEGT, ad ognuna delle quali corrisponde un diodo al SiC incorporato.

5.2.4. Inverter per trazione completamente realizzato con tecnologia SiC (Mitsubishi Electric)

La Mitsubishi Electric ha lanciato sul mercato un inverter per sistemi di trazione per applicazioni a 1,5kV DC che incorpora il primo modulo di potenza completamente al carburo di silicio. Questo comporta una riduzione delle perdite di potenza, dimensioni e peso in confronto ai tradizionali moduli a IGBT ed ai moduli ibridi che utilizzano transistori al silicio e diodi al SiC.

La perdita di potenza è circa il 55% inferiore rispetto ai tradizionali inverter prodotti dalla Mitsubishi Electric (che utilizzano moduli di potenza a IGBT).

La dimensione ed il peso sono stati ridotti del 65% rispetto ai tradizionali moduli di potenza a IGBT e del 30% rispetto ai sistemi che utilizzano diodi al carburo di silicio. Inoltre è stato ridotto anche il numero dei componenti totali installati.

Questo sistema è in grado di alimentare quattro motori da 190kW in parallelo, che è l'utilizzo tipicamente fatto nelle linee metropolitane e sui treni leggeri.



Figura 5-8 Sistema di alimentazione per i motori realizzato dalla Mitsubishi Electric

5.2.5. Power Electronic Traction Transformer (PETT)

Attualmente i mezzi interoperabili che lavorano sulle nuove linee ad alta velocità (25kV/50Hz) utilizzano un sistema di trazione tradizionale, basato su un trasformatore operante alla frequenza di linea ed un convertitore a quattro quadranti.

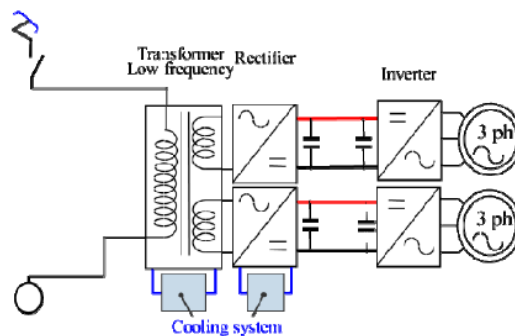


Figura 5-9 Schema del sistema attualmente in uso per il prelievo della potenza dalla linea di contatto

Un nuovo tipo di trasformatore basato sull'utilizzo dell'elettronica di potenza sta affacciandosi al mondo ferroviario; esso realizza la variazione del livello di tensione, l'isolamento galvanico ed un miglioramento della qualità della potenza in un singolo dispositivo al posto del pesante trasformatore operante alla frequenza di linea.

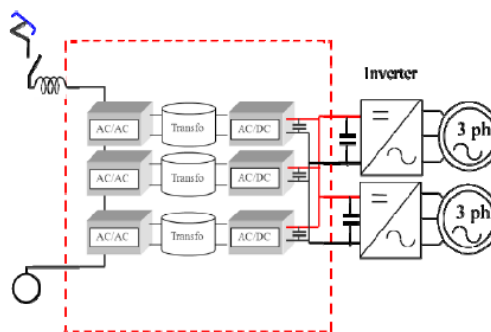


Figura 5-10 Power Electronic Traction Transformer

APPLICAZIONI DI POTENZA DELLE VALVOLE AL CARBURO DI SILICIO

Molti prototipi per applicazioni ferroviarie sono ad oggi in fase di costruzione e di test. La ricerca e lo sviluppo del sistema PETT ha avuto recentemente una forte spinta dovuta alla comparsa dei dispositivi al SiC. Grazie alle loro proprietà essi permettono di operare fino a 5kHz, con una conseguente sostituzione del trasformatore a frequenza di linea con uno a media frequenza più leggero, migliorando così l'efficienza del sistema complessivo. D'altra parte i dispositivi ad alta tensione non sono completamente maturi per consentirne una commercializzazione, ma lo saranno non appena i componenti SiC a 10kV saranno pronti.

Il trasformatore a media frequenza è utilizzato in questi convertitori per ridurre il livello di tensione e fornire isolamento galvanico. La connessione finale del convertitore avviene con il DC-link di un convertitore trifase a quattro quadranti.

Tra tutte le linee in alternata, ad oggi è particolarmente interessante lo sviluppo che si può avere sulle linee a 15kV AC e frequenza 16,67Hz, dove si è obbligati ad installare sul treno i classici trasformatori che pesano decine di tonnellate. Si raggiungerebbe così una riduzione complessiva del peso del 50% e un miglioramento dell'efficienza del 7% rispetto alle soluzioni classiche.

Un esempio di quest'applicazione è stato proposto da ABB con il primo PETT da 75kW nel 2006 operante a 15kV e 16,67Hz; esso è basato su dispositivi al silicio, che ne limitano la frequenza di commutazione a 400Hz. Attualmente i prototipi di PETT lavorano a frequenze più elevate (fino a 5kHz) e forniscono potenza fino a 200kW con alimentazione a 15kV.



Figura 5-11 Power Electronic Traction Transformer prodotto da ABB

5.3. Sistemi fotovoltaici

Lo sviluppo tecnologico ha portato negli ultimi anni all'adozione del carburo di silicio anche nel campo del fotovoltaico; questo materiale non è stato utilizzato per la fabbricazione di pannelli fotovoltaici, bensì ha trovato applicazioni nella realizzazione di inverter di nuova generazione. Infatti l'elevato band gap rende il SiC un pessimo candidato per la produzione di pannelli fotovoltaici nei quali la corrente viene generata grazie alla promozione dell'elettrone dalla banda di valenza alla banda di conduzione per mezzo dell'energia trasmessa dalla radiazione solare (un pannello al SiC richiederebbe una quantità di radiazione superiore per la promozione dell'elettrone). Ad ogni modo, le migliori proprietà elettriche del carburo di silicio, rispetto al silicio, portano ad un incremento dell'efficienza complessiva del sistema.

I pannelli solari raccolgono l'energia della radiazione solare e la convertono in una tensione continua. Questa tensione varia con l'intensità della radiazione a cui sono esposti i pannelli, e per questo motivo viene innalzata con un convertitore boost ad alta frequenza.

I sistemi di produzione fotovoltaica stanno conoscendo negli ultimi anni una rapida diffusione. È dunque importante far sì che il sistema di produzione abbia la massima efficienza, prestando però attenzione alla minimizzazione degli spazi occupati. Per raggiungere questi obiettivi il carburo di silicio è fondamentale in quanto, rispetto al silicio, ha un più ampio band gap, ha una più elevata velocità di saturazione, una maggiore conduttività termica, una minore resistenza di ON ed un valore maggiore del campo di breakdown.

Inoltre il carburo di silicio ha il vantaggio di poter trasportare una maggiore quantità di corrente, ha una tensione di blocco maggiore, può operare a temperature più alte ed ha minori perdite statiche e dinamiche rispetto ai classici dispositivi di potenza al silicio. Inoltre i dispositivi di potenza al SiC possono operare a frequenze maggiori, quindi la dimensione dei componenti passivi risulta ridotta; inoltre anche il sistema di dissipazione risulta più piccolo dato che rispetto ai classici dispositivi al silicio si hanno perdite minori.

Si vedono di seguito due sistemi che utilizzano la tecnologia al carburo di silicio: il primo utilizza dei JFET, mentre il secondo sistema utilizza dei diodi Shottky al SiC abbinati a delle valvole IGBT al silicio.

5.3.1. Inverter per sistemi fotovoltaici con SiC-JFET

I SiC-JFET sono valvole che si comportano come interruttori normalmente chiusi. I sistemi attuali prevedono l'utilizzo di valvole normalmente aperte e dunque si può ricorrere a due soluzioni per

adattare i JFET a questa tipologia di funzionamento. La prima soluzione consiste nell'applicare una tensione negativa nel momento in cui è necessario spegnere la valvola, mentre la seconda soluzione prevede l'utilizzo di un MOSFET a bassa resistenza in serie al JFET in modo che il comportamento complessivo delle valvole sia normalmente aperto.

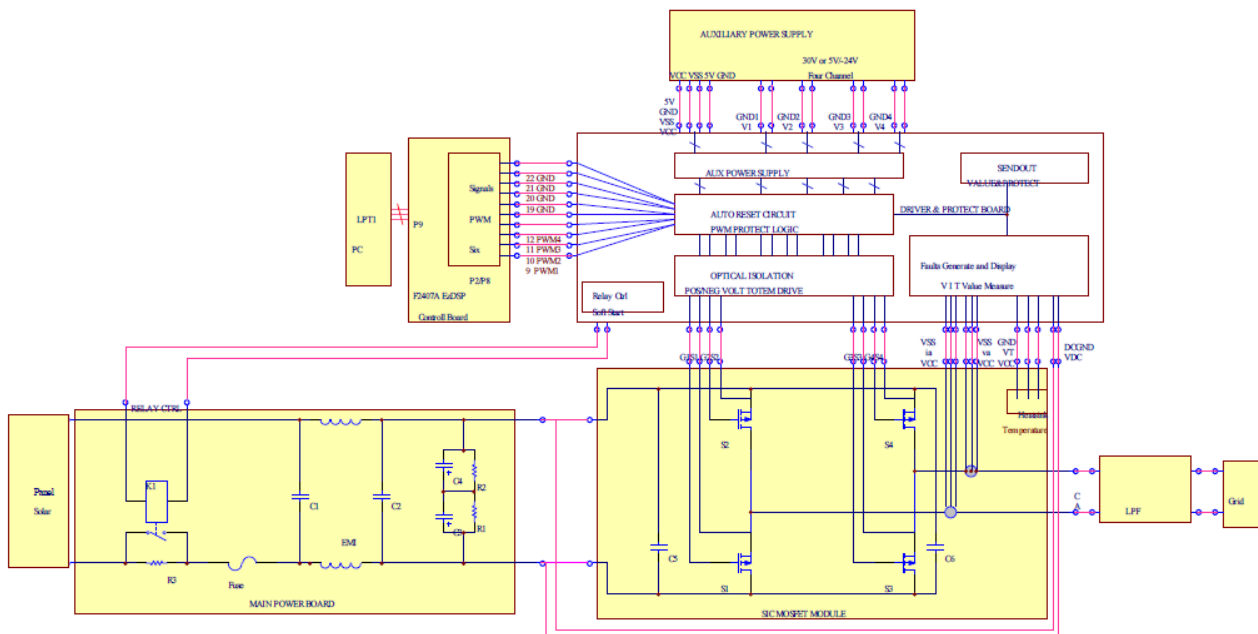


Figura 5-12 Schema di un inverter solare a JFET di nuova generazione

Il circuito principale è simile a quello di un tradizionale inverter fotovoltaico (figura 5-12) ovvero si ha un sistema per il soft-start, filtri EMI, condensatore, moduli SiC-JFET, sistema di rilevamento corrente/tensione e circuito di protezione. Il circuito di protezione include la rilevazione delle sovracorrenti, delle sovratensioni sul DC-bus e la rilevazione di sovratemperatura. I segnali del sistema di protezione sono poi inviati tramite ricetrasmittenti ottici al circuito di comando del gate.

A causa del comportamento normalmente chiuso del SiC-JFET, al momento dell'accensione della valvola la tensione del gate sarà intorno a 0V mentre allo spegnimento si avranno circa -24V.

In seguito ad analisi sperimentali si è ottenuto che l'efficienza dell'inverter a SiC-JFET, per una potenza di 600W ed una tensione sul DC-bus di 150V alla frequenza di 30kHz, è del 94% mentre un inverter utilizzante Si-IGBT con gli stessi valori di potenza, tensione e frequenza raggiunge un'efficienza solo del 90%. All'aumentare della frequenza di commutazione si ha un aumento del gap tra l'efficienza dell'inverter con SiC-JFET e quello con Si-IGBT.

5.3.2. Inverter per sistemi fotovoltaici con diodi Schottky al carburo di silicio

I diodi al carburo di silicio sono già in uso nel mercato degli inverter solari, che sta vedendo una rapida espansione soprattutto in Europa. I diodi Schottky al SiC vengono utilizzati al posto della loro controparte al silicio nella sezione boost sul lato DC, e presto troveranno applicazione anche nella sezione inverter.

I miglioramenti nella qualità del materiale, nelle dimensioni e nei costi ottenuti negli ultimi anni hanno reso il carburo di silicio una reale alternativa per il rimpiazzo degli attuali dispositivi di potenza al silicio. Grazie all'aumento della dimensione dei wafer, la diminuzione della densità dei difetti e la diminuzione del costo dei materiali, sono ora disponibili molti dispositivi di potenza al SiC. Questa nuova generazione di dispositivi ha proprietà uniche, che li rendono vicini all'essere ideali nel campo delle applicazioni ad alta temperatura ed alta tensione. Anzitutto la conduttività termica del SiC è superiore a quella dell'arseniuro di gallio ed è più di dieci volte maggiore a quella del silicio; quest'aspetto rende possibile la produzione di dispositivi ad alta densità di corrente. Inoltre il campo di breakdown del SiC è più di dieci volte quello del silicio, quindi un dispositivo al carburo di silicio avrà una tensione di breakdown dieci volte quella dell'equivalente al silicio, e questo rende possibile la produzione di diodi Schottky ad alta tensione. Infine il SiC è un materiale con elevato band gap, e dunque può lavorare a temperature più alte del silicio.

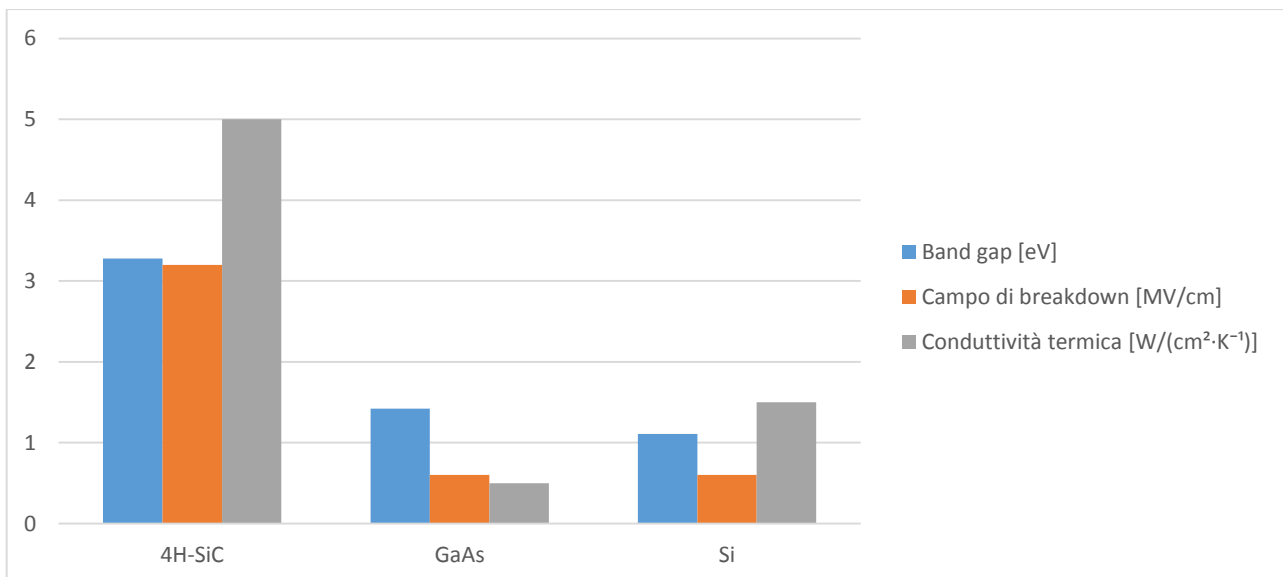


Figura 5-13 Confronto tra il carburo di silicio, l'arseniuro di gallio ed il silicio

La prima azienda ad utilizzare il carburo di silicio nella produzione di diodi Schottky è stata l'americana Cree. Grazie al fatto che questi dispositivi sono unipolari non si ha il fenomeno della

ricombinazione dei portatori minoritari, quindi si ha una corrente di ripristino inversa nulla; si ha però una piccola capacità di giunzione, il cui ordine di grandezza è trascurabile se confrontato con la capacità di ripristino inversa dei dispositivi al silicio. I diodi Schottky hanno inoltre una caduta di tensione diretta nulla e si accendono istantaneamente. Questi dispositivi eliminano le perdite di commutazione dei diodi nei sistemi di conversione, legate alla circolazione di correnti di ripristino inverse associate ai diodi al silicio. Quest'aumento delle performance rende i diodi Schottky al SiC una soluzione ideale per i sistemi fotovoltaici.

I diodi Schottky al SiC eliminano le perdite di commutazione della sezione boost del convertitore ed inoltre riducono considerevolmente le perdite di accensione dei MOSFET e degli IGBT; in questo modo viene significativamente aumentata l'efficienza della sezione boost. Un inverter converte poi la tensione DC precedentemente stabilizzata in una tensione alternata con valori di tensione e frequenza prefissati. I diodi Schottky al carburo di silicio eliminano le perdite di commutazione presenti nei diodi di ricircolo presenti nella sezione inverter, riducendo anche le perdite in accensione degli IGBT; in questo modo l'efficienza dell'inverter viene significativamente aumentata. Generalmente un inverter con soli dispositivi al silicio ha un'efficienza del 96% mentre l'introduzione dei diodi al SiC fa innalzare l'efficienza fino al 97,5%; quest'aumento è dovuto ad una riduzione del 25% delle perdite nell'inverter. Considerando che i sistemi fotovoltaici sono progettati per operare almeno 30 anni, quest'aumento dell'efficienza porta ad una significativa riduzione delle perdite di energia e grazie alla riduzione delle temperature, dovuta alla diminuzione delle dissipazioni, il sistema ha anche un più alto grado di affidabilità.

Ovviamente un sistema di conversione più efficiente comporta un ritorno dell'investimento in tempi minori.

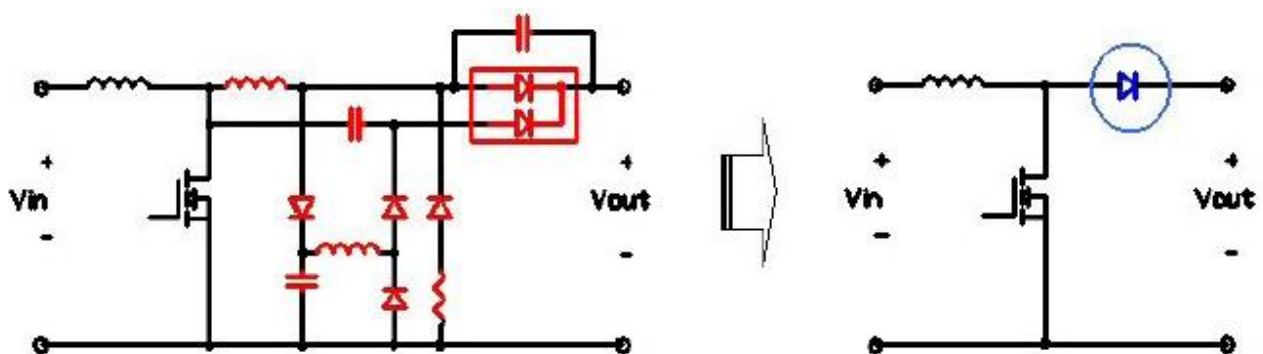


Figura 5-14 Confronto tra un convertitore boost classico (a sinistra) ed uno con valvole al carburo di silicio (a destra)

5.4. La trasmissione in corrente continua HVDC (High Voltage Direct Current)

In linea di massima si può ritenere, considerando l'onere associato alle perdite della trasmissione ed il costo degli impianti di trasmissione, che la linea aerea in corrente continua risulti più economica rispetto a quella in alternata per distanze comprese tra 600km e 800km. Dal momento che larga parte del costo di un collegamento in DC tra due reti in AC dipende dagli impianti di conversione che si trovano ai due estremi, non è escluso che la diminuzione di costo dei componenti che costituiscono tali impianti, legata alla loro sempre maggiore diffusione, renda in futuro questa soluzione più competitiva anche per distanze inferiori.

Ad ogni modo esistono già oggi casi in cui motivi tecnici particolari fanno crescere la convenienza per distanze di trasmissione modeste, ad esempio dell'ordine di 80km. Si ricordano in particolare i collegamenti in cavo ad alta tensione, che si rendono talvolta necessari per il superamento di bracci di mare o per l'attraversamento di zone urbanizzate o, comunque, quando motivi estetici sconsigliano l'uso di linee aeree. Infatti l'elevato valore della suscettanza capacitiva costringe in tal caso, se si vogliono superare in AC certe lunghezze, ad adottare reattori collegati in parallelo con le relative difficoltà di realizzazione in certe condizioni, come ad esempio nei collegamenti sottomarini.

Nei collegamenti in corrente alternata il flusso di potenza dipende essenzialmente dalla relazione di fase tra le tensioni agli estremi della linea, ed impone pertanto alle due reti interconnesse di funzionare, in condizione di regime, alla stessa frequenza: la trasmissione viene pertanto definita sincrona. Un regime perturbato che ha origine in una delle due reti si trasmette, attraverso il collegamento, alla seconda rete.

Al contrario nella trasmissione in corrente continua non è necessario che le reti alternate funzionino in sincronismo, ma anzi possono lavorare a frequenze diverse; per questo motivo la trasmissione in corrente continua è definita asincrona.

Al giorno d'oggi sono state costruite linee aeree in DC con distanze fino a 2.000km e linee sottomarine in cavo fino a 500km. Si riportano in tabella 5-3 dei dati significativi per un primo confronto tra le linee in AC e DC.

Per una linea in AC da 800kV si ha il 6,7% di perdite di potenza ogni 1.000km mentre per gli stessi valori di tensione in una linea in DC le perdite di potenza calano al 3,5% ogni 1000km.

Tabella 5-3 Confronto tra l'energia trasmissibile attraverso un collegamento HVAC e uno HVDC

HVAC		HVDC		Tipologia linea
Tensione [V]	Potenza [GW]	Tensione [V]	Potenza [GW]	
400	1,5	500	3	Aeree
800	3	800	5	
1 000	6	500	1	Cavo

Questi dati mostrano come l'HVDC consenta il trasporto di potenze più consistenti con minori perdite. Attualmente la massima portata di un HVDC è di 7,2 GW a 800kV in Cina e c'è la prospettiva di raggiungere i 9GW.

5.4.1. Confronto tra la trasmissione in DC e quella in AC

Per effettuare un confronto si tiene in considerazione un convertitore a tiristori, ovvero un convertitore realizzato mediante valvole comandate solo in accensione, mentre lo spegnimento avviene solo al passaggio per lo zero della corrente.

Inizialmente si prendono in considerazione due reti attive A e B collegate attraverso una linea in alternata.

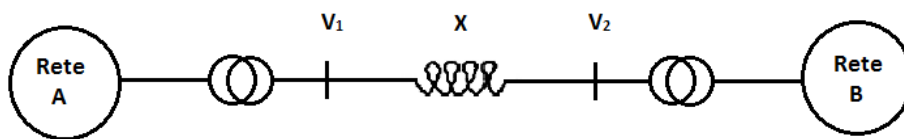


Figura 5-15 Collegamento in corrente alternata di due reti

La potenza scambiata tra le due reti risulta:

$$P = 3 \frac{V_1 V_2}{X} \sin \delta$$

Dove V_1 e V_2 sono le tensioni delle due reti, X è la reattanza longitudinale e δ è l'angolo di sfasamento tra V_1 e V_2 .

Per quanto riguarda la trasmissione in continua gli elementi fondamentali sono quelli riportati in figura 5-16:

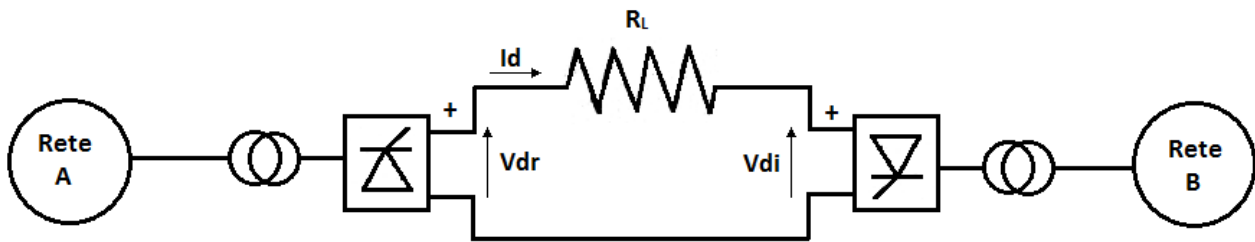


Figura 5-16 Collegamento in corrente continua di due reti

Nello schema in figura 5-16 sono presenti due reti A e B in corrente alternata collegate tra loro da una linea in corrente continua di resistenza complessiva R_L . Si indicano con V_{dr} il valor medio della tensione raddrizzata dal convertitore alla partenza, funzionante da raddrizzatore controllato e con V_{di} il valor medio della tensione, lato DC, ai morsetti del convertitore allacciato alla rete AC funzionante da inverter. Una proprietà fondamentale dei convertitori, inerente alla natura dei semiconduttori dai quali sono costituiti, è che non può cambiare in nessun caso il segno della corrente I_d (che è il valor medio della corrente che scorre sulla linea in DC). Ne segue che per invertire il segno del flusso di P si deve invertire il segno delle tensioni. La potenza trasmissibile dal collegamento in DC risulta:

$$P = \frac{V_{dr} - V_{di}}{R} V_{di}$$

Qualora fosse necessario invertire il flusso di potenza si dovrebbe cambiare il segno di V_{dr} e di V_{di} ; in questo modo il primo convertitore si porta a funzionare da inverter e viceversa il secondo da raddrizzatore.

Considerando ora la linea in AC è possibile osservare che la potenza trasmissibile è legata alla lunghezza L (che compare nella reattanza longitudinale X); all'aumentare di L , a pari tensione, la potenza si riduce e deve aumentare l'angolo δ , che però non può superare i 90° per il limite di stabilità. Questo limite non è presente nel collegamento in DC.

Nelle reti di trasmissione in corrente continua invece il flusso di potenza è indipendente dalle relazioni di fase tra le tensioni alternate applicate ai convertitori, e quindi delle perturbazioni di frequenza che insorgono all'interno delle due reti a causa di variazioni dell'equilibrio tra potenza fornita dai generatori e potenza assorbita dal carico. In virtù di questa proprietà la trasmissione viene definita asincrona. La perturbazione insorta in una rete non si propaga quindi, attraverso il collegamento in

continua, all'altra rete. Ciò consente ai due sistemi scorrimenti di frequenza anche elevati durante i transitori causati da gravi perturbazioni in uno di essi, senza che ne derivino problemi di stabilità della connessione. L'esercizio di uno dei sistemi a frequenza diversa dalla nominale è possibile in regime permanente, almeno entro determinati limiti; questa proprietà può essere utilizzata da una delle due reti per ridurre il carico in periodi di emergenza, senza tuttavia dovere rinunciare all'interconnessione con l'altra rete.

Nei collegamenti in corrente alternata il flusso di potenza attiva è automaticamente imposto dal carico applicato. Se il carico supera staticamente un determinato limite (limite di stabilità statica), la rete che fornisce potenza non è più in grado di alimentare il carico e la stabilità del collegamento è perduta; ciò impone un limite alla potenza trasmessa in alternata.

Nel collegamento in continua il flusso di potenza trasmessa è imposto, e può essere regolato attraverso il comando dei convertitori. Più precisamente, con gli schemi oggi in uso, la trasmissione in corrente continua è effettuata a tensione costante e corrente variabile. Nel normale funzionamento l'inverter all'arrivo della linea determina la tensione della trasmissione mentre il raddrizzatore in partenza regola la corrente al valore desiderato. Pertanto quando si vuole regolare la potenza trasmessa, dato che il valore della tensione è determinato dalla rete a valle dell'inverter, è necessario generare un segnale di controllo che regola la corrente sul raddrizzatore. Questa proprietà della trasmissione in continua consente diverse possibilità, come la trasmissione a potenza costante secondo un programma di scambio, oppure la regolazione di frequenza di una delle due reti: la trasmissione si comporta in questo caso come un generatore di eccezionale rapidità di risposta e rende pertanto praticamente superfluo l'intervento in regolazione di frequenza dei generatori della rete controllata. Le perturbazioni insorte in una rete, che in virtù delle caratteristiche sopra ricordate non si propagano spontaneamente all'altra rete, quando lo si ritenga necessario possono essere controllate nella maniera più conveniente agendo sulla regolazione della trasmissione.

La potenza reattiva erogata (capacitiva) da una linea in corrente alternata è legata alla lunghezza della trasmissione e cresce con legge pressoché quadratica al crescere della tensione; le potenze erogate dai cavi sono, a parità di tensione, ancora più elevate. Nella trasmissione in corrente continua non si ha la potenza reattiva. Questa caratteristica è evidentemente determinante per i lunghi collegamenti sottomarini, che sono pertanto realizzati in corrente continua.

Nel caso dell'interconnessione tra due reti in corrente alternata, si ha un notevole incremento della corrente di corto circuito in entrambe le reti mentre in un collegamento in corrente continua bisogna distinguere tre casi.

Se il cortocircuito si verifica nella rete a monte del raddrizzatore, ossia nella rete che eroga potenza verso l'altra, la presenza del collegamento in continua non determina un incremento della corrente di corto circuito nel punto di guasto, in virtù della presenza dei due convertitori che hanno caratteristica unidirezionale. Se invece il cortocircuito si verifica nella rete a valle dell'inverter, ossia nella rete che riceve potenza, il collegamento in corrente continua può contribuire al cortocircuito mediante la sola potenza attiva, non essendo in grado di fornire potenza reattiva. Il controllo dell'inverter attraverso dispositivi di comando, che può essere fatto in tempi brevissimi, può però rendere trascurabile questo contributo. Se infine il guasto avviene lungo il collegamento in continua le correnti di guasto sono a loro volta limitate a valori modesti, dell'ordine della corrente nominale, per l'intervento dei sistemi di controllo del raddrizzatore, estremamente rapidi, e per la presenza di reattori serie.

Altri vantaggi della trasmissione in corrente continua sono il minor numero di conduttori impiegati (2 o 1 nel caso di ritorno via terra), le minori perdite che in generale la caratterizzano e, in particolare, le minori perdite per effetto corona.

Uno svantaggio di questo sistema sta nel fatto che in un gruppo convertitore la commutazione tra due valvole ha luogo grazie alla tensione alternata impressa. Un inverter non può pertanto funzionare se collegato ad una rete in corrente alternata priva di generatori; è necessaria almeno la presenza di un compensatore sincrono. La potenza reattiva assorbita da ciascuno dei due convertitori è pari a circa il 50-60% della potenza attiva trasmessa ed è quindi molto rilevante.

Inoltre una delle principali problematiche consiste nell'assenza di un mezzo di interruzione, infatti mentre in un circuito in corrente alternata l'interruzione è resa relativamente facile per il fatto che la corrente alternata passa ogni periodo per lo zero, nei circuiti in corrente continua si hanno condizioni estremamente più gravose. Al giorno d'oggi i mezzi di interruzione per i circuiti a corrente continua sono in fase di sperimentazione ma non sono ancora diffusi e per questo motivo l'interruzione deve essere effettuata sul lato in alternata. La mancanza di interruttori DC determina quindi l'impossibilità di realizzare sistemi magliati in corrente continua.

5.4.2. Struttura della rete in corrente continua

La disposizione più semplice e meno costosa di un collegamento in HVDC è la linea ad un solo conduttore, che utilizza il terreno come ritorno (o il mare, nel caso di trasmissione tramite collegamenti marini); i problemi che sorgono da questa soluzione sono quelli dell'eventuale corrosione di corpi metallici presenti nel terreno e, nel caso di trasmissione marina, dei disturbi che possono nascere dal campo magnetico locale, rilevato dalle bussole delle navi.



Figura 5-17 Struttura HVDC ad un solo conduttore

Per tali ragioni a questa soluzione è spesso preferita quella che prevede l'utilizzo di due conduttori o due fasci di conduttori in cui anche il ritorno della corrente avviene via cavo e il cui potenziale viene solitamente vincolato a terra (come mostrato in figura 5-18).

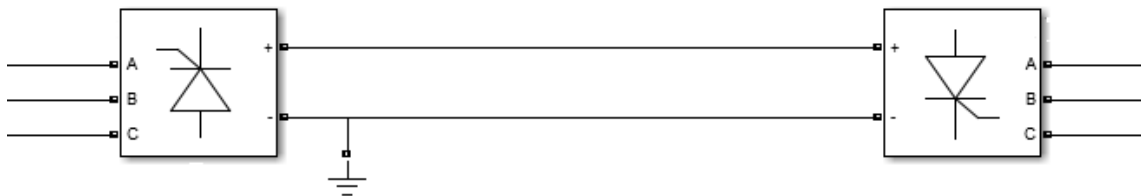


Figura 5-18 Struttura HVDC a due conduttori

Dal momento che normalmente le stazioni di conversione sono composte da più coppie raddrizzatore/inverter, la soluzione più usata è quella che adopera nel funzionamento normale due fasci di conduttori (uno di andata e uno di ritorno) ma che in condizioni di emergenza, come il guasto di uno dei due convertitori o di un collegamento, può utilizzare il ritorno provvisorio attraverso il terreno. Anche in questo caso nascono i problemi analizzati in precedenza ma si verificano per periodi di tempo limitati.

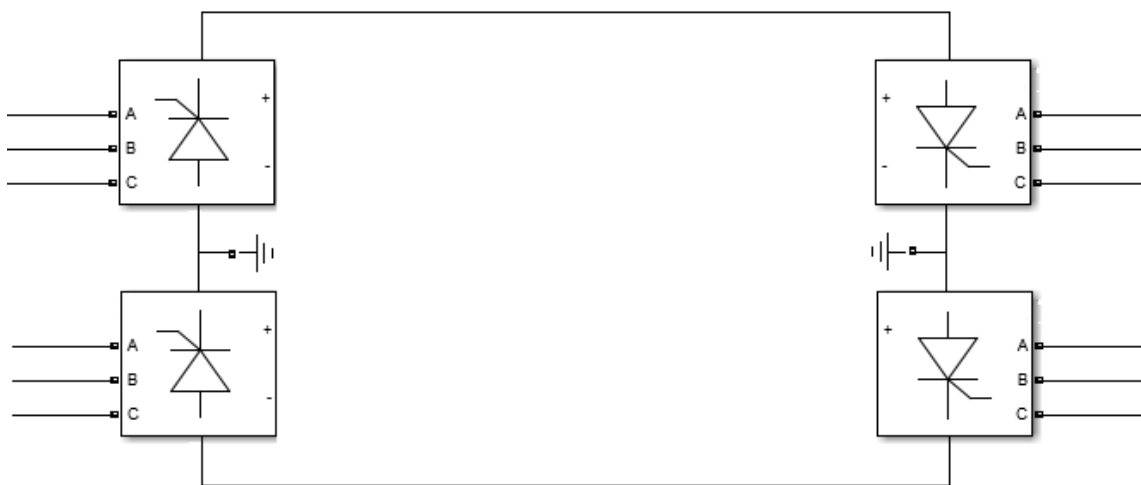


Figura 5-19 Struttura HVDC a due conduttori indipendenti con ritorno via terra di riserva

5.4.3. L'inquinamento armonico causato dai convertitori

La tensione in uscita dal raddrizzatore lato DC non è perfettamente continua ma presenta dei ripple sia di corrente che di tensione che causano armoniche e quindi perdite e disturbi. Di conseguenza risulta necessario l'inserimento di dispositivi di livellamento per tali correnti e tensioni e solitamente si dispongono in serie ai collegamenti di partenza e di arrivo degli induttori di livellamento abbinati a filtri LC che riducono il contenuto armonico.

Anche per quanto riguarda il lato AC sono presenti numerose armoniche; basti pensare che un ponte a tiristori con commutazione istantanea assorbe correnti con forme d'onda rettangolari, le cui armoniche sono dell'ordine $6n \pm 1$. Nel caso di potenze elevate queste armoniche potrebbero distorcere fortemente le tensioni e di conseguenza, anche sul lato AC devono essere installati dei filtri LC serie accordati per eliminare le armoniche principali; questi sono elementi costosi che occupano molto spazio nelle sottostazioni.

È possibile vedere il convertitore come un generatore di correnti armoniche che vengono iniettate in rete (figura 5-20). Queste correnti oltre ad aumentare le perdite possono causare gravi problemi di risonanza. Infatti nel caso in cui la rete a monte non possa essere schematizzata con un semplice induttore ma debba essere rappresentata attraverso un circuito LC, a causa della presenza di cavi o di condensatori usati per il rifasamento, potrebbe accadere che ci siano una o più frequenze tali per cui l'induttanza e la capacità risuonino con una risonanza parallelo. Infatti se avvenisse che $X_C = X_L$ la reattanza equivalente tenderebbe idealmente all'infinito. Il generatore di correnti armoniche quindi imprimerebbe una corrente in una rete che, a tale frequenza, oppone un'impedenza enorme. Per evitare questi inconvenienti vengono installati dei filtri LC serie accordati a suddette armoniche.

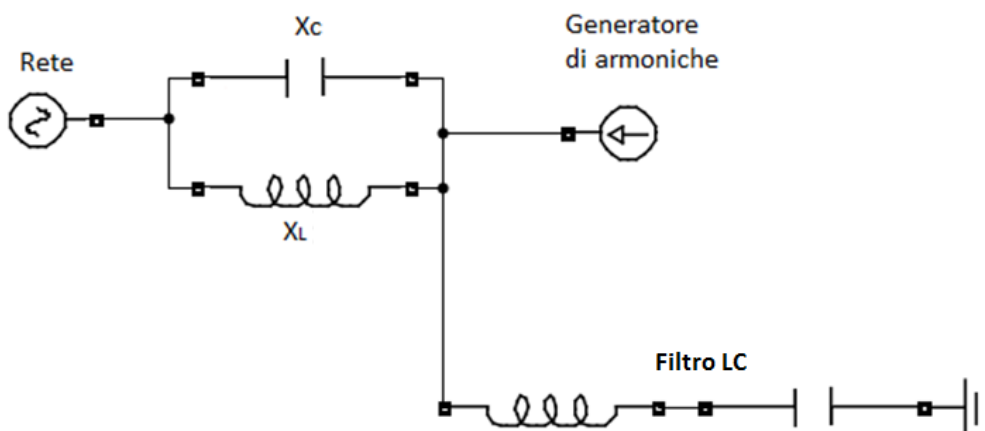


Figura 5-20 Rappresentazione del convertitore come sorgente di correnti armoniche e inserzione del filtro LC

Questi filtri inoltre sono utili in quanto a 50Hz si comportano per la rete come condensatori e hanno la funzione di fornire parte dell'energia reattiva necessaria al funzionamento del ponte.

5.4.4. Situazione attuale dell'HVDC in Italia

Il primo collegamento in DC costruito in Italia è quello che collega la parte continentale con la Sardegna, chiamato SACOI1 ed entrato in servizio nel 1967. Questo collegamento è stato in servizio fino al 1992 ed utilizzava valvole ai vapori di mercurio. Il collegamento aveva due stazioni di conversione da 200MW, era monopolare con tensione di $\pm 200\text{kV}$. La connessione avveniva attraverso due conduttori di linea in parallelo dimensionati per una potenza di 300MW. Il ritorno avveniva e avviene tutt'oggi via mare.

Nel 1992 le stazioni di conversione sono state sostituite e si è passati ai convertitori a tiristori con una potenza di 300MW (SACOI2). I collegamenti aerei in DC sono lunghi 86km in Sardegna, 156km in Corsica (infatti il collegamento in DC passa prima in Corsica e poi in Sardegna) e 22km nell'Italia continentale. I cavi sottomarini sono lunghi 105km tra Sovereto e Bastia e 16km tra la Corsica e la Sardegna.

Nel 1987 è entrata in funzione anche un'altra derivazione in Corsica da 50MW. Il problema del doppio collegamento ha creato perplessità in quanto fino a pochi anni fa non esistevano interruttori in DC e mettere una terza stazione non consentiva il distacco di uno dei tre rami. Nella pratica ci sono adeguati regolamenti di esercizio per l'inserzione e la disinserzione di carichi in modo da evitare problemi sulla rete.

L'esigenza poi di rinforzare questo collegamento, anche in vista della diffusione della generazione eolica nell'isola, ha portato all'idea della realizzazione di un nuovo collegamento tra Latina e Fiume Santo della potenza di 500MW per polo. Questo collegamento è bipolare con tensione a terra di $\pm 500\text{kV}$. I cavi sono lunghi 435km e raggiungono una profondità di 1600m. Questo è uno dei collegamenti più importanti al mondo.

In Italia è presente un altro collegamento in DC con la Grecia entrato in servizio nel 2002. È un collegamento monopolare con tensione di $\pm 400\text{kV}$ e potenza di 500MW.

5.4.5. Utilizzo del SiC per l'HVDC ed il VSC-HVDC

Al giorno d'oggi la tecnologia dell'HVDC è relativamente matura e sono presenti un numero considerevole di linee di trasmissione in continua a lunga distanza sia nazionali che internazionali. Tuttavia il costo dell'HVDC risulta essere ancora relativamente elevato a causa delle stazioni di

conversione, che sono molto più costose rispetto alle tradizionali sottostazioni elettriche. Le stazioni di conversione come detto risultano avere una tecnologia matura e ben architettata; al giorno d'oggi è possibile sostituire le valvole (che solitamente sono tiristori al silicio) con i corrispettivi al SiC. Se prendiamo ad esempio come riferimento una valvola a singolo stadio da 200kV, sono necessari 67 tiristori al Si in serie mentre applicando valvole al SiC ne basterebbero 12. In questo modo l'architettura ed il controllo del sistema risulterebbero più semplici ed affidabili ed inoltre sarebbe possibile raggiungere velocità di commutazione molto più elevate con una conseguente riduzione delle perdite compresa tra il 37% ed il 41%. Inoltre dal momento che i SiC sopportano temperature di funzionamento più elevate e conducono meglio il calore sarebbe possibile ridurre notevolmente i sistemi di raffreddamento ed il costo del progetto.

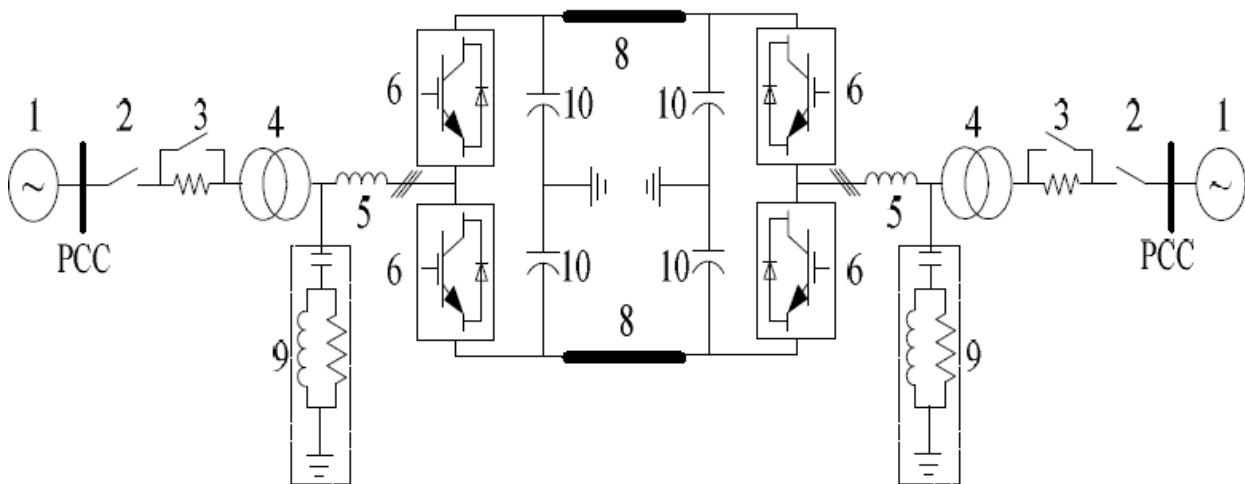


Figura 5-21 Struttura tipica di un sistema HVDC: 1-Sistema di potenza in AC 2-Interruttori 3-Resistenza per limitare la corrente d'inserzione 4-Trasformatore 5-Induttori 6-Convertitori 8-Linea di trasmissione DC 9-Filtro AC 10 Capacità lato DC

Negli ultimi anni si stanno diffondendo dei nuovi sistemi chiamati VSC-HVDC che al posto dei tiristori utilizzano valvole controllate sia in apertura che in chiusura come gli IGBT. Grazie a queste valvole, costituite da IGBT con in parallelo un diodo di ricircolo, non si effettua più un controllo di fase, come avveniva con i tiristori, ma si fa un controllo di tipo PWM a tensione impressa. Grazie a questo controllo è possibile andare ad invertire il flusso di potenza invertendo direttamente la corrente anziché la tensione; i valori di potenza attiva e reattiva uscenti dall'inverter sono dati dalla componente fondamentale della tensione in uscita:

$$P = \frac{V_r V_C}{X} \sin \delta$$

$$Q = \frac{V_r(V_c \cos \delta - V_r)}{X}$$

Risulta quindi possibile regolare l'angolo di sfasamento δ tra le tensioni in ingresso e uscita dal ponte per regolare lo scambio di potenza. In particolare, supponendo che il collegamento sia tra due reti attive, si ha che il convertitore di testa ha la funzione di mantenere la tensione del collegamento in DC al valore desiderato mentre quello di coda deve variare il valore della tensione V_c e dell'angolo δ in modo da garantire lo scambio di potenza desiderato. È possibile dunque impostare la potenza attiva desiderata facendo variare l'angolo δ e la potenza reattiva andando a variare l'ampiezza della V_c ; questo non era possibile negli HVDC che assorbivano sempre potenza reattiva.

Rispetto all'HVDC, il VSC-HVDC è una tecnologia più promettente in quanto consente di controllare più rapidamente e in modo indipendente sia la potenza attiva che quella reattiva, consente di mantenere la tensione della rete che viene alimentata (consentendo, a differenza dell'HVDC a tiristori in cui la commutazione delle valvole è consentita dall'andamento dei potenziali della rete a cui le valvole sono collegate, il collegamento di una rete attiva e una passiva), di ridurre le capacità del sistema di compensazione della potenza reattiva e consente di risolvere i problemi di instabilità dovuti ai nuovi sistemi di generazione variabili in base alle condizioni ambientali. Tuttavia, a fronte di questi vantaggi, il VSC-HVDC presenta delle problematiche dovute alla bassa potenza installabile, che risulta essere circa un decimo rispetto a quella di un HVDC classico, e alle perdite che risultano essere circa due o tre volte maggiori rispetto all'HVDC classico. Sono presenti comunque blocchi di conversione con potenza di qualche decina di MW e tensioni di qualche decina di kV; mettendo insieme più blocchi in serie si è arrivati a convertitori con potenze fino a 1200MW. Questi aspetti svantaggiosi derivano tutti dai limiti dei dispositivi al silicio, specialmente IGBT; le basse potenze installabili sono dovute al fatto che gli IGBT al Si possono sopportare correnti e tensioni relativamente basse ed è difficoltoso il loro collegamento in serie. Mentre le alte perdite di potenza sono dovute alle alte perdite in commutazione causate dalla bassa frequenza di switching. Questi aspetti possono essere risolti attraverso l'uso di valvole al SiC.

5.4.6. Promozione del grande sviluppo della tecnologia della rete DC

Attualmente l'Europa ha attuato un progetto sullo studio della rete in corrente continua. Nel gennaio del 2010 i paesi costieri del Mare del Nord, hanno proposto un piano chiamato "North Sea super grid" che utilizza reti in DC per connettere le potenze generate attraverso fonti rinnovabili come l'energia eolica, solare ed idroelettrica. La Germania ha inoltre avviato un progetto solare su larga scala

nell’Africa sub-sahariana allo scopo di realizzare il più grande impianto ad energia termica solare attraverso il deserto ed il Mediterraneo tramite la formazione di una linea di alimentazione in DC per ricoprire il 15% della domanda di energia elettrica in Europa.

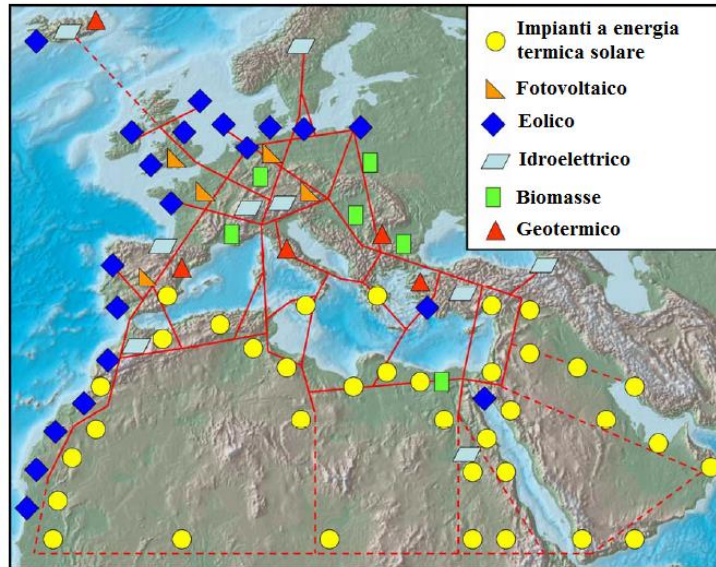


Figura 5-22 Rete in DC del progetto “North Sea super grid”

La rete in DC dovrebbe essere costituita da un sistema con numerose stazioni di conversione e da più linee di trasmissione in HVDC e dovrebbe essere in grado di regolare i flussi di potenza tra più stazioni di conversione. Questo potrà essere possibile solo attraverso l’uso di dispositivi al SiC sia per la realizzazione dei VSC-HVDC che per la realizzazione di interruttori in grado di aprire grandi quantità di corrente continua. L’alta tensione, l’elevata densità di potenza, l’elevata frequenza di switching e la capacità di sopportare alte temperature rende i dispositivi al SiC fondamentali per lo sviluppo di un sistema di questo tipo in quanto consente di semplificare notevolmente la topologia del circuito principale, di quello di controllo e di quello di protezione, rendendo la struttura più compatta, affidabile e performante.

5.5. Utilizzo nell’elettronica di potenza allo stato solido

La tecnologia dell’elettronica di potenza allo stato solido è molto promettente per la futura tecnologia FACTS. Le sottostazioni elettriche con tecnologia allo stato solido potrebbero essere in grado di controllare il flusso di potenza in modo flessibile attraverso apparecchiature di elettronica di potenza come il limitatore allo stato solido della corrente (SSCL), limitatore allo stato solido della corrente di guasto (SSFCL), interruttori allo stato solido (SSBC), trasformatori allo stato solido (SST) e altri dispositivi.

APPLICAZIONI DI POTENZA DELLE VALVOLE AL CARBURO DI SILICIO

Grazie all'utilizzo dei SiC sarà possibile effettuare un controllo flessibile del sistema di alimentazione, una prevenzione e una veloce risposta alle perturbazioni grazie ad una rete intelligente. Allo stato attuale, il tempo di intervento degli interruttori è di diversi millisecondi e questo è un grosso inconveniente nel caso di guasti al sistema di alimentazione in quanto tempi lunghi di interruzione possono creare danni in grandi aree e creare gravi problemi su tutta la rete. Se si utilizzano invece dispositivi SCCM al SiC ad alta tensione il tempo di interruzione si riduce a qualche microsecondo.

Il trasformatore allo stato solido SST è costituito da convertitori di potenza, come mostrato in figura 5-23. Il sistema ha uno stadio inverter in cui viene generata tensione alternata ad alta frequenza, alimentato a sua volta da uno stadio raddrizzatore posto a monte di esso e collegato alla rete; questo consente l'inserzione di un trasformatore ad alta frequenza per la trasformazione della tensione e della corrente nei valori voluti ed infine, attraverso un secondo raddrizzatore ed un inverter, queste grandezze vengono riportate alla frequenza di rete.

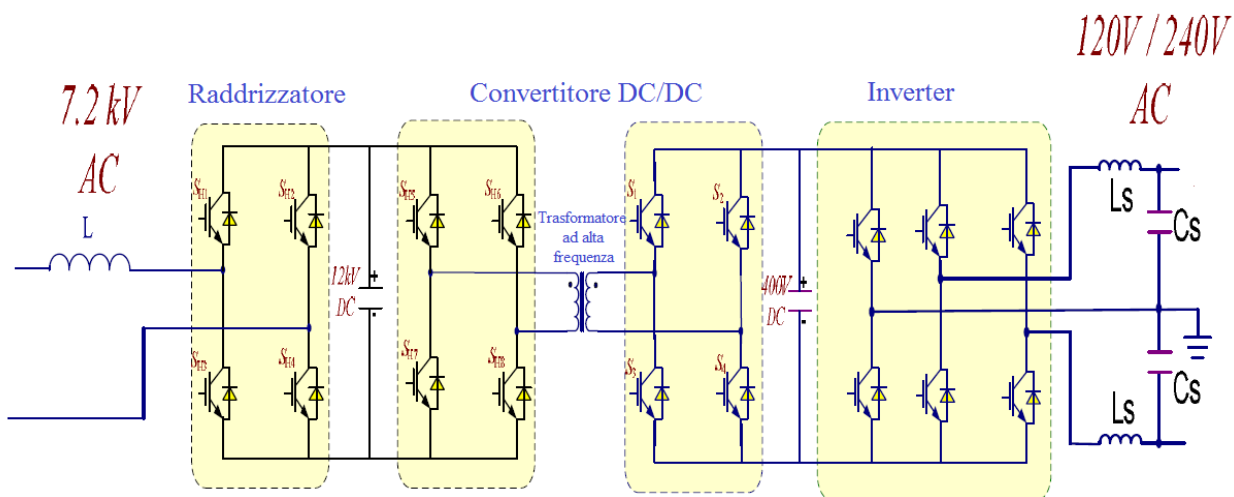


Figura 5-23 Esempio del SST

Questo sistema SST ha il vantaggio di fornire agli utenti una tensione più stabile garantendo sempre un isolamento galvanico attraverso il trasformatore. Grazie all'utilizzo del SiC i sistemi SST hanno perdite basse ed inoltre sono sistemi più leggeri, piccoli ed economici.

Nella figura seguente vengono confrontate le dimensioni dei trasformatori a 50Hz attualmente in uso con quelle dei sistemi SST (figura 5-24). È subito evidente la notevole riduzione in termini di dimensioni dei componenti.

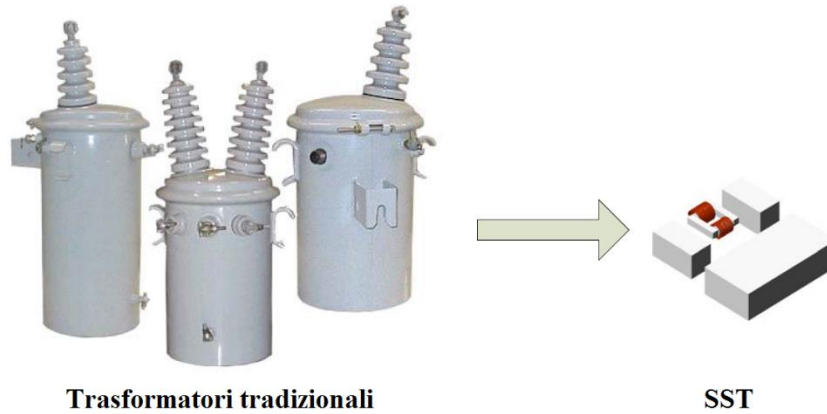


Figura 5-24 Confronto tra trasformatori tradizionali e sistema SST

5.6. Transistori statici ad induzione al carburo di silicio SiC-SIT

Gli interruttori in corrente continua sono elementi chiave per la realizzazione pratica di sistemi HVDC ma al giorno d'oggi questi sono di difficile realizzazione e poco efficienti; ad esempio si utilizzano fusibili o interruttori scatolati MCCB che hanno il grosso problema della scarsa velocità operativa. La pendenza della salita della corrente di guasto durante un cortocircuito è proporzionale alla tensione di guasto e alla tensione di esercizio della linea di distribuzione. Pertanto l'aumento della corrente di guasto causata da un ritardo nell'attivazione dell'interruttore può diventare un serio problema soprattutto nel caso di sistemi di distribuzione HVDC; per questo motivo la rapidità d'intervento dell'interruttore diventa un requisito fondamentale. Inoltre interruttori MCCB e fusibili hanno problemi di manutenzione e una limitazione nel funzionamento ripetitivo. Come soluzione a questi problemi, negli ultimi anni sono stati studiati interruttori in DC a semiconduttore; questi dispositivi consentono lo sviluppo di nuove prospettive interessanti, come il controllo flessibile della sovratensione durante l'interruzione e il funzionamento selettivo in funzione del carico collegato.

Negli ultimi anni sono stati sviluppati dei prototipi di interruttori in corrente continua al silicio, ma questi avevano il difetto di occupare un volume molto più grande rispetto a quelli tradizionali a causa del fatto che risultava indispensabile un loro collegamento in parallelo per ridurre la resistenza in fase di conduzione. Ultimamente si stanno studiando dei nuovi prototipi di interruttori come i transistori statici ad induzione al carburo di silicio SiC-SIT. Viene utilizzato il SiC per sfruttare la sua resistenza in fase di conduzione estremamente bassa e la sua grande capacità di assorbire e dissipare energia durante il processo di interruzione. Queste due caratteristiche, ad oggi, lo rendono il materiale

migliore per questo tipo di applicazioni, aprendo la strada a nuovi scenari che potrebbero rivoluzionare il mondo della trasmissione in DC.

Si riporta di seguito un'analisi sperimentale trovata in letteratura in cui si testa la capacità degli interruttori al SiC-SIT di assorbire e dissipare energia rispetto ai Si-SJMOSFET (MOSFET con super giunzione al silicio). La figura 5-25a mostra lo schema sperimentale che viene utilizzato per la valutazione della capacità di interruzione mentre la figura 5-25b mostra le forme d'onda tipiche di tensione e corrente.

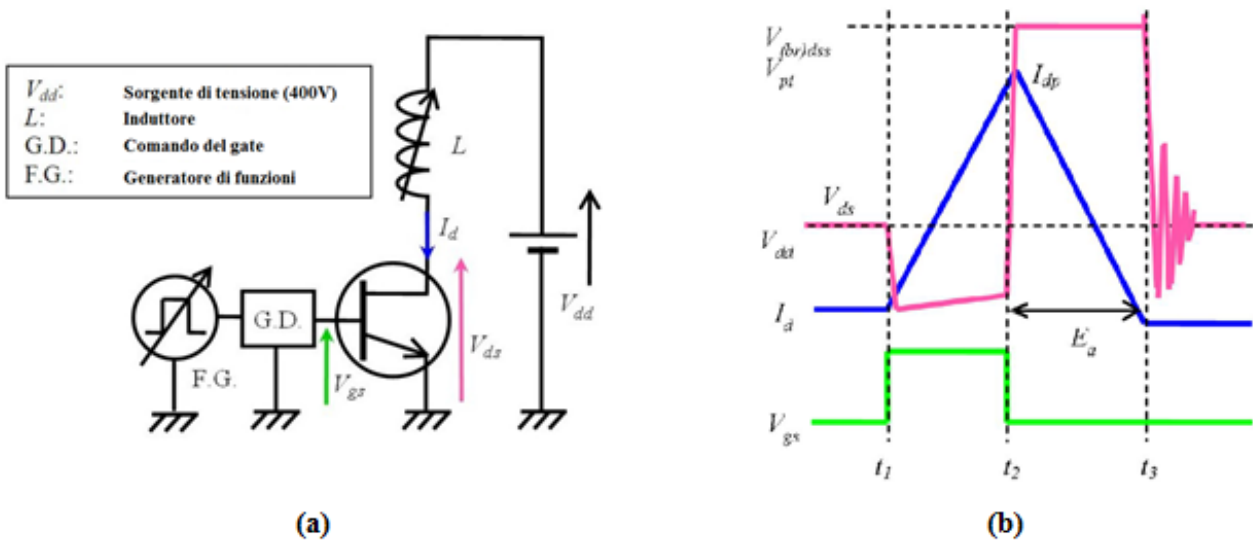


Figura 5-25 (a) circuito sperimentale per la valutazione della capacità di interruzione di un SiC-SIT (b) Forme d'onda di tensione e corrente tipiche durante un processo di interruzione in corrente continua.

Nel test effettuato viene applicato al dispositivo a semiconduttore un impulso di tensione di gate V_{GS} , mostrato in verde nella figura 5-25b. Durante il periodo di accensione tra t_1 e t_2 , la corrente di drain I_d aumenta linearmente, come mostrato dalla caratteristica blu nella figura 5-25b. Pertanto, il valore di picco I_{dp} della corrente di drain I_D è proporzionale all'impulso di accensione (t_1-t_2) attraverso la seguente relazione:

$$I_{dp} = \frac{V_{dd}(t_2 - t_1)}{L}$$

All'istante t_2 , l'impulso di accensione del gate viene rimosso e nel caso del SiC-SIT comincia la modalità punch-through. Durante questa modalità, la tensione tra i terminali di drain e source si mantiene pressoché costante mentre la corrente di drain decresce linearmente. All'istante t_3 , la corrente di drain ritorna ad essere nulla, e si crea un'oscillazione della tensione ai capi di drain e source dovuta alla risonanza tra l'induttanza di linea e la capacità che si viene a creare tra i due

terminali. Nel periodo che va da t_2 a t_3 , l'energia che in precedenza era stata immagazzinata dall'induttore e quella fornita dalla sorgente di tensione V_{dd} dev'essere dissipata dal SiC-SIT. Nel caso del Si-SJMOSFET, nel periodo tra t_2 e t_3 , tra i terminali di drain e source appare una tensione di breakdown costante. Di conseguenza le forme d'onda di tensione e corrente risultano simili a quelle mostrate in figura 5-25b.

In figura 5-26 sono mostrati degli esempi di forme d'onda sperimentali di SiC-SIT durante il processo di interruzione. In questi esperimenti, la tensione di gate è impostata a 0V e -10V rispettivamente per i periodi di accensione e spegnimento. Il SiC-SIT utilizzato negli esperimenti è il prototipo del dispositivo con la più bassa resistenza in fase di conduzione attualmente disponibile, se confrontato con dispositivi di tensioni dello stesso ordine, appositamente realizzato nei laboratori del "National Institute of Advanced Industrial Science and Technology" (AIST). Il Si-SJMOSFET che viene utilizzato è il SPA04N60C3 della Infineon, scelto tra i prodotti disponibili in commercio aventi tensioni e correnti dello stesso range di quelle del SiC-SIT.

La figura 5-26a mostra le forme d'onda di un'interruzione avvenuta con successo mentre la figura 5-26b quando l'interruzione è fallita a causa della distruzione del SiC-SIT. Infatti al termine della modalità punch-through, avviene la distruzione del dispositivo e la corrente di drain inizia a crescere linearmente.

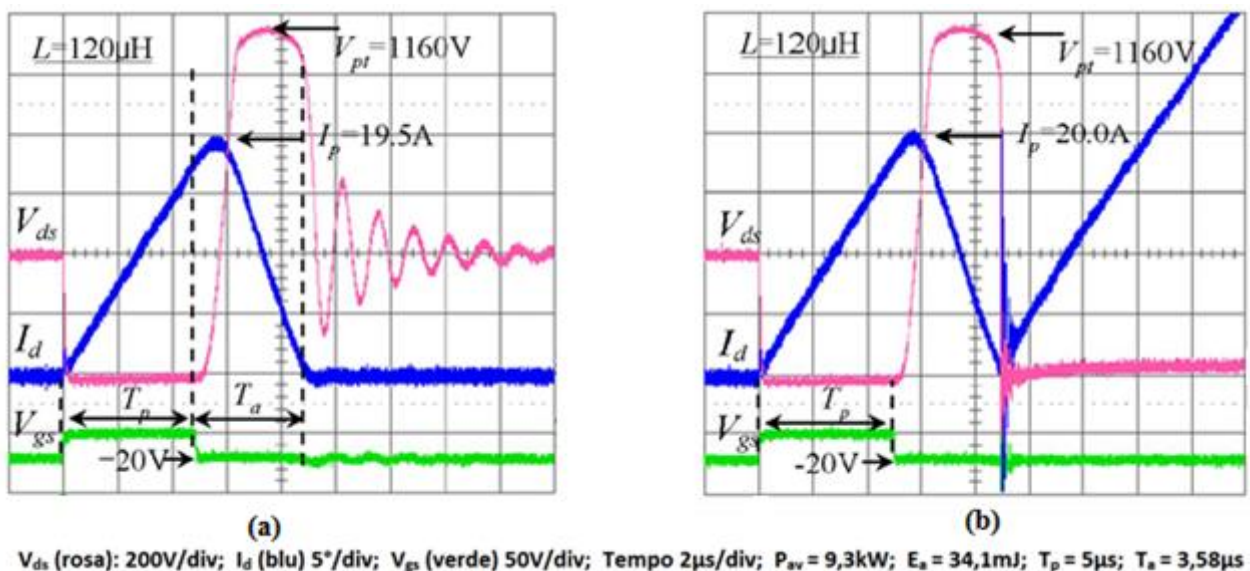


Figura 5-26 Forme d'onda di un SiC-SIT ottenute sperimentalmente durante un processo di interruzione: nel caso di interruzione avvenuta con successo (a) e nel caso in cui l'interruzione fallisce a causa della distruzione del dispositivo

(b)

La figura 5-27a mostra i risultati sperimentali del confronto della capacità di interruzione tra il SiC-SIT ed il Si-SJMOSFET attraverso dei test reali di distruzione. Queste prove sono state effettuate con diversi valori dell'induttanza L presente in figura 5-25a e l'ampiezza dell'impulso di accensione ($t_2 - t_1$) è stato progressivamente aumentato. La figura 5-27a mostra la densità di corrente ottenuta sperimentalmente dal valore di picco della corrente di drain nell'ultima prova prima che si verificasse la distruzione. È possibile notare come la capacità di interruzione del SiC-SIT sia dalle 5 alle 30 volte superiore rispetto a quella del Si-SJMOSFET nelle stesse condizioni operative.

La figura 5-27b mostra gli stessi risultati sperimentali mostrati in figura 5-27a con la differenza che il parametro di riferimento non è più la densità di corrente ma la densità di energia dissipata durante il processo di interruzione. Dalle figure è possibile osservare che la distruzione del SiC-SIT si verifica quando la densità di energia dissipata supera un determinato limite mentre la distruzione del Si-SJMOSFET si verifica quando la densità di corrente supera un limite. Da queste indagini sperimentali si può dunque concludere che il SiC-SIT ha una capacità di interruzione significativamente più grande ed è adatto per applicazioni di interruzione nei sistemi HVDC. Al giorno d'oggi sono in fase di studio interruttori allo stato solido in grado di interrompere grandi potenze, adatti quindi alla trasmissione in corrente continua; questi dispositivi forniscono un'ottima prospettiva di sviluppo e di crescita che potrebbe rivoluzionare il mondo della distribuzione elettrica.

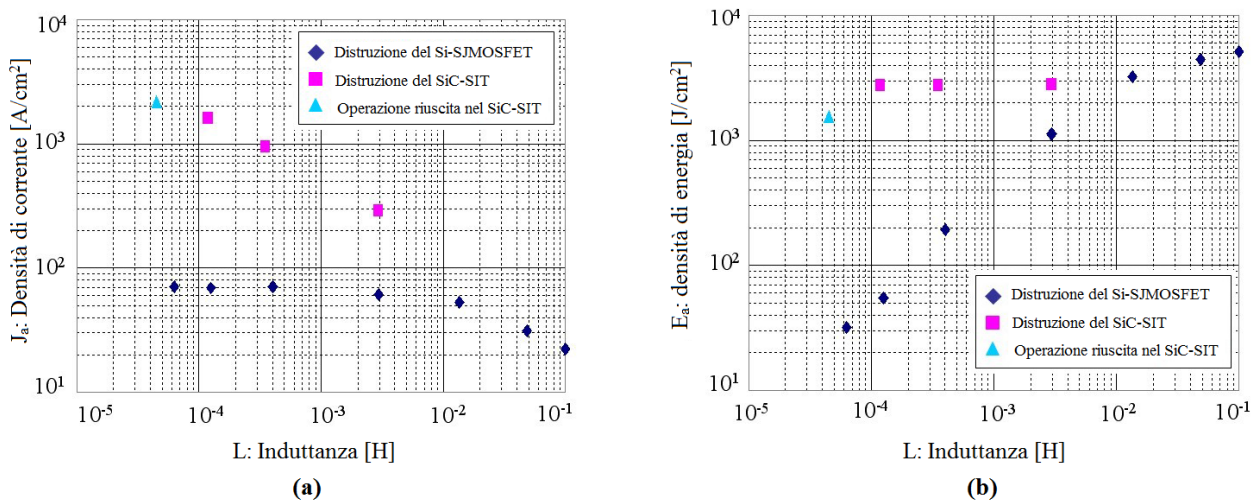


Figura 5-27 Confronto del potere di interruzione di un Si-SJMOSFET e SiC-SIT basato sulla densità di corrente (a) e sulla densità di energia dissipata (b)

6. CONVERTITORI DC-DC BIDIREZIONALI REALIZZATI CON VALVOLE DI NUOVA GENERAZIONE

Recentemente è stata posta particolare attenzione sui convertitori DC-DC bidirezionali (BDC) a causa della sempre maggiore necessità di sistemi in grado di trasferire energia attraverso un DC-Bus in entrambe le direzioni. La generazione di potenza attraverso fonti ad energia rinnovabile è un processo discontinuo ed in molti casi dipendente dalla disponibilità delle fonti; la problematica principale di questo processo è il controllo dei flussi di potenza e il mantenimento di una condizione stabile sulla rete. Una soluzione a questo problema consiste nell'utilizzo di sistemi di accumulo associati alla generazione tramite fonti di energia rinnovabile per compensare la loro fluttuazione e mantenere un flusso di potenza costante. Attualmente i sistemi di immagazzinamento di energia più comuni ed economici per applicazioni in media potenza sono batterie e super condensatori; per controllare il flusso di potenza tra i dispositivi di accumulo ed il resto del sistema è necessario utilizzare un convertitore DC-DC in grado di regolare i flussi di potenza con un controllo flessibile. Elevata efficienza, basso peso, compattezza ed alta affidabilità sono requisiti importanti per un sistema BDC in queste applicazioni.

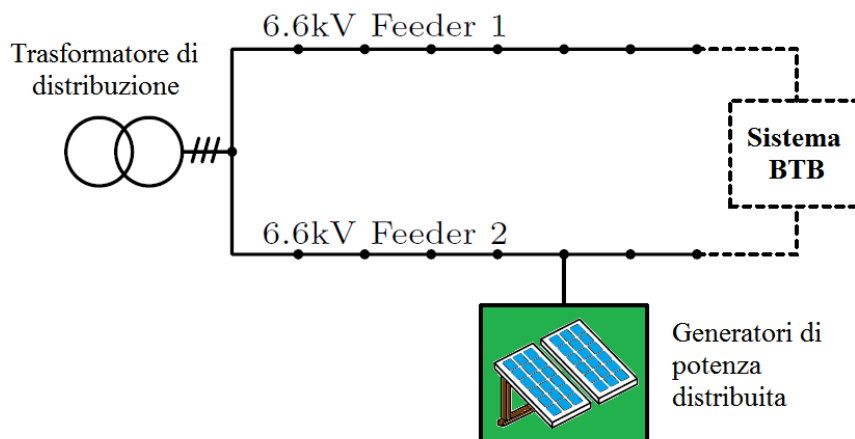


Figura 6-1 Sistema adottato per la distribuzione giapponese costituito da due feeder da 6.6 kV

Il sistema di distribuzione in media e bassa tensione al giorno d'oggi ha collegamenti di tipo radiale e non sono presenti collegamenti ad anello. Se la generazione di potenza distribuita è concentrata su un solo feeder (vedi feeder 2 in figura 6-1) la regolazione di tensione su entrambi i feeders diventa difficoltosa. La soluzione al problema del bilanciamento dei flussi di potenza è il sistema Back-To-Back (BTB), conosciuto anche come controllore ad anello. I trasformatori di rete in ingresso ed uscita

CONVERTITORI DC-DC BIDIREZIONALI REALIZZATI CON VALVOLE DI NUOVA GENERAZIONE

dal ponte (vedi figura 6.2) hanno un ruolo importante nell'innalzare o abbassare la tensione sulla linea e garantiscono un isolamento galvanico tra i due feeders. L'isolamento galvanico è utile anche per prevenire le correnti di sequenza omopolare circolanti nella rete. Questi trasformatori risultano però molto ingombranti e pesanti, occupando grossa parte del volume del sistema di conversione, ed inoltre il loro costo è in crescita a causa dell'aumento dei prezzi delle materie prime. Per queste ragioni si stanno studiando nuovi sistemi per sostituire questi componenti.

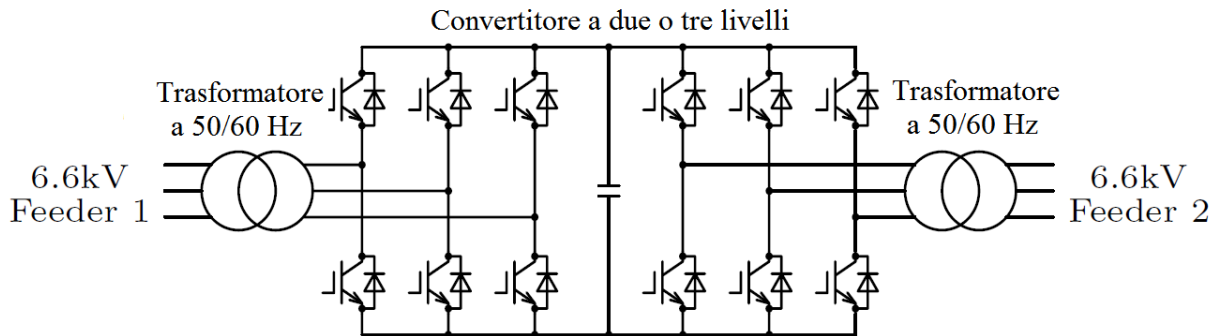


Figura 6-2 Sistema BTB per sistemi con generazione di potenza distribuita costituiti da due feeder da 6.6kV

Gli attuali sistemi BTB, che utilizzano due trasformatori trifase, saranno rimpiazzati da una nuova generazione di BTB (mostrata in figura 6-3), in cui ogni cella di conversione è costituita da uno stadio raddrizzatore/inverter e da un convertitore DC-DC, dove l'isolamento galvanico viene garantito da un trasformatore ad alta frequenza. Il volume e il peso dei componenti passivi viene così notevolmente ridotto.

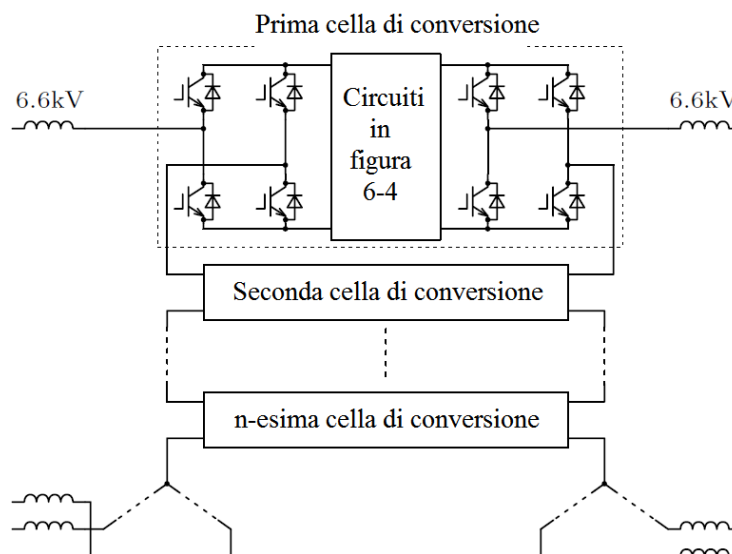


Figura 6-3 Schema semplificato di un sistema BTB nel quale può essere inserito un DAB di nuova generazione

CONVERTITORI DC-DC BIDIREZIONALI REALIZZATI CON VALVOLE DI NUOVA GENERAZIONE

Per la progettazione del convertitore a ponte completo possono essere usate diverse tecnologie: da una parte possono essere usati dispositivi IGBT al silicio, mentre dall'altra si hanno JFET al carburo di silicio.

6.1. Sistemi BTB in media tensione di nuova generazione

La nuova generazione di sistemi BTB consiste in uno stadio raddrizzatore/inverter e da un convertitore DC-DC isolato galvanicamente, che rappresenta il cuore del circuito bidirezionale. Nella figura 6-4 è possibile vedere il confronto tra il convertitore realizzato con valvole al Si e quello con valvole al SiC.

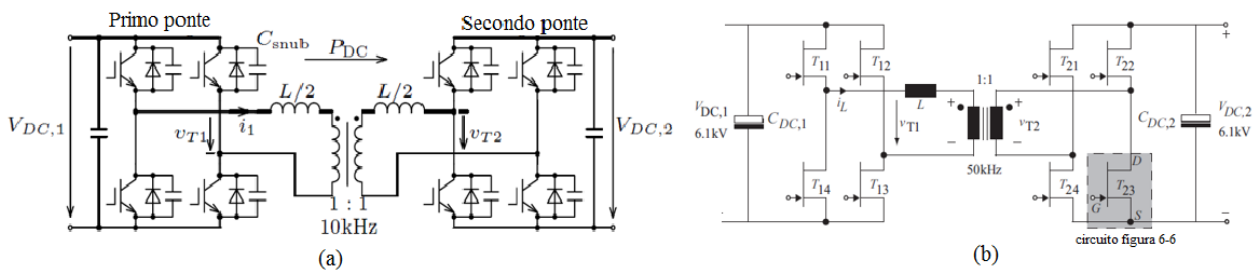


Figura 6-4 Convertitore DC-DC bidirezionale con isolamento galvanico con IGBT al Si(a) e con JFET al SiC(b)

Le celle di conversione in cascata formano una singola fase del convertitore BTB, dove ciascuna cella di conversione ha un proprio convertitore DC-DC. La tensione del collegamento in continua di ciascuna cella dipende dal numero N delle connessioni in cascata. Partendo dal numero di stadi N e dai livelli realizzati sulla forma d'onda, è possibile ricavare la tensione in ingresso sul collegamento AC e quella sul collegamento in continua, come riportato nella tabella.

Tabella 6-1 Tensione e livelli della forma d'onda al variare del numero di celle di conversione N di un sistema BTB di nuova generazione

N	Livelli forma d'onda	Ingresso AC	Collegamento DC
1	3	3,811kV	6,10kV
2	5	1,905kV	3,48kV
3	7	1,270kV	2,03kV
4	9	952V	1,52kV

CONVERTITORI DC-DC BIDIREZIONALI REALIZZATI CON VALVOLE DI NUOVA GENERAZIONE

5	11	752V	1,22kV
6	13	635V	11,02kV
7	15	544V	870V
8	17	476V	762V
9	19	423V	677V

Analizzando il sistema con IGBT al silicio si osserva che sono necessarie 6 celle di conversione per ogni fase ($N=6$), da cui risulta una tensione sul collegamento in continua di 1,02kV per ogni cella, il che porta all'uso di IGBT da 1,7kV (meno costosi rispetto a dispositivi studiati per tensioni maggiori).

Analizzando invece il sistema con SiC JFET si osserva che questi offrono una capacità di blocco ad alte tensioni che consente l'uso di una sola cella di conversione ($N=1$), e quindi viene utilizzato un numero minore di dispositivi di potenza: si ha infatti che per un sistema JFET al SiC sono utilizzati 48 dispositivi contro i 288 utilizzati per un sistema costituito da IGBT al Si. Inoltre il minor numero di celle di conversione permette all'utilizzo di una portante del sistema di modulazione a frequenza molto maggiore.

Uno degli obiettivi raggiunti con i nuovi sistemi BTB è la riduzione delle dimensioni del sistema, soprattutto per quanto riguarda i componenti passivi; questo avviene grazie all'introduzione del ponte DAB (Dual Active Bridge) tra lo stadio invertitore e quello raddrizzatore presenti all'interfaccia con le linee in alternata. Un'alta frequenza di commutazione porta a componenti magnetici e trasformatore più piccoli, ma anche ad un aumento considerevole delle perdite in commutazione; per questo motivo si è scelto di limitare la frequenza di commutazione a 50kHz. Per trasferire grandi quantità di potenza devono essere connessi in parallelo più dispositivi in modo da aumentare la capacità di trasporto della corrente. Inoltre è fissato il rapporto di trasformazione del trasformatore in quanto si ha lo stesso livello di tensione su ciascun lato del sistema di distribuzione.

6.2. Il Dual Active Bridge

L'idea di realizzare un ponte con la struttura del DAB è nata all'inizio degli anni '90, ma le limitate performance dei componenti elettronici di potenza e le inaccettabili perdite di energia che questi comportavano hanno bloccato lo sviluppo di tale ponte. Recentemente sono stati sviluppate nuove generazioni di dispositivi di potenza, basati su una nuova generazione di semiconduttori, ed una

CONVERTITORI DC-DC BIDIREZIONALI REALIZZATI CON VALVOLE DI NUOVA GENERAZIONE

nuova tipologia di materiali magnetici, ovvero i materiali nano cristallini, che hanno portato ad una notevole riduzione delle perdite e all'introduzione dei trasformatori ad alta frequenza, rendendo così possibile lo sviluppo di una nuova generazione di convertitori di potenza.

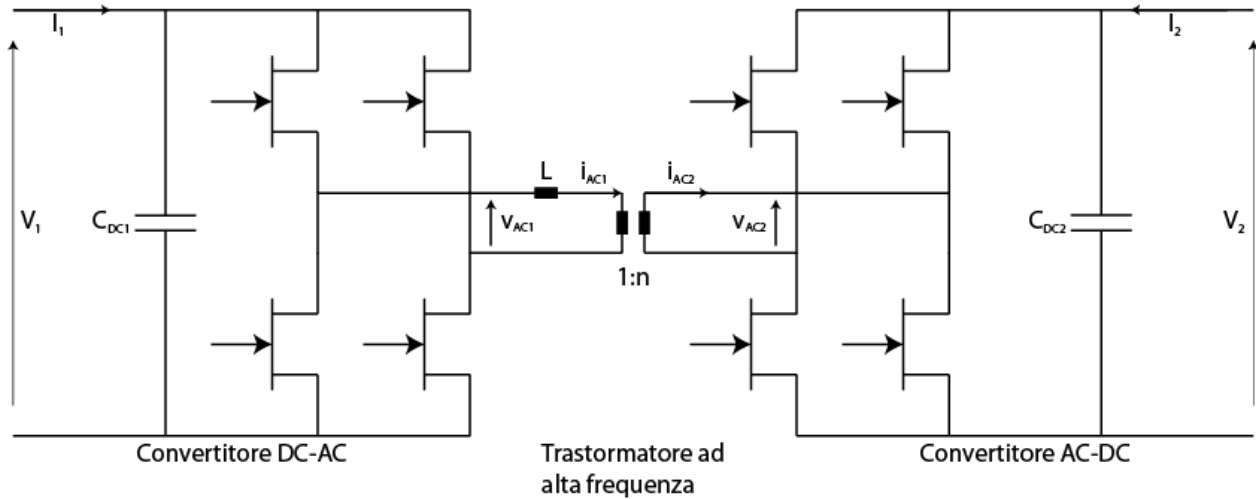


Figura 6-5 Struttura del Dual Active Bridge realizzato con SiC-JFET

Il grande vantaggio portato da questi convertitori è la riduzione del volume, del peso (soprattutto per quanto riguarda il trasformatore) e del costo. L'utilizzo di forme d'onda ad alta frequenza impedisce inoltre la distorsione causata dal nucleo magnetico che viene spesso osservata nei trasformatori a bassa frequenza. L'aspetto che rende il convertitore DAB molto allettante è la possibilità di realizzare uno scambio di potenza bidirezionale utilizzando una struttura del ponte molto semplice, modulare e simmetrica.

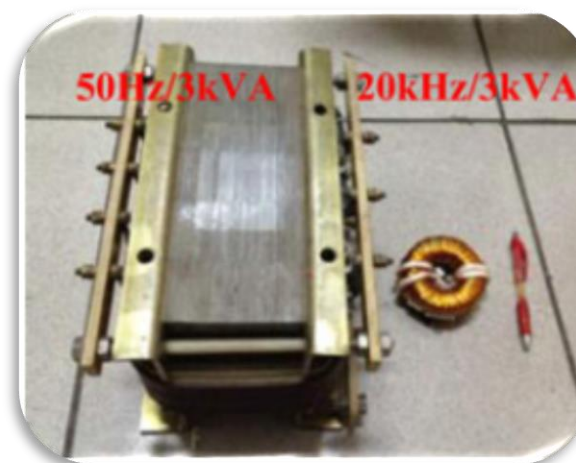


Figura 6-6 Confronto tra le dimensioni di un trasformatore da 3kVA a 50Hz (a sinistra) e uno da 20kHz (a destra)

Nella forma base del convertitore le valvole poste in diagonale vengono azionate a coppie con duty cycle del 50% e con uno sfasamento di 180° tra le due gambe, in modo da ottenere una forma d'onda

CONVERTITORI DC-DC BIDIREZIONALI REALIZZATI CON VALVOLE DI NUOVA GENERAZIONE

rettangolare sul trasformatore. Lo sfasamento tra le due tensioni alternate indicato con φ è un parametro importante che determina la direzione e la quantità di potenza trasferita tra i due sistemi in continua. Regolando questo ritardo di fase è possibile operare a frequenza fissa con un controllo completo sulla potenza trasferita. Il metodo di modulazione scelto per il dual active bridge è quello della modulazione di fase (PM). La bassa complessità computazionale della modulazione di fase, la semplicità del circuito e le basse perdite di potenza dovute alla commutazione in corrispondenza dello zero dell'onda di tensione (ZVS), sono le principali ragioni per cui viene utilizzato questo metodo. La caratteristica principale del DAB è il trasferimento di potenza dalla parte attiva del ponte sull'input verso la parte attiva del ponte sull'output attraverso un isolamento galvanico. La quantità di potenza trasferita è controllata dall'angolo di fase φ ed è possibile calcolarla nel seguente modo:

$$P = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} p(t) dt$$

Prima di risolvere questo integrale è necessario svolgere alcune considerazioni: come è possibile osservare in figura 6-7, il valore assunto da $v_{T1}(t)$ è $-V_1$ o $+V_1$, e analogamente $v_{T2}(t)$ assume i valori $-V_2$ oppure $+V_2$. Inoltre durante il funzionamento in condizioni di regime le tensioni $v_{T1}(t)$, $v_{T2}(t)$ e la corrente sull'induttore $i_L(t)$ si ripetono ogni mezzo periodo con segni invertiti, dato che il duty cycle assume valore 0,5:

$$\begin{aligned} v_{T1}\left(t + \frac{T_S}{2}\right) &= -v_{T1}(t) \\ v_{T2}\left(t + \frac{T_S}{2}\right) &= -v_{T2}(t) \\ i_L\left(t + \frac{T_S}{2}\right) &= -i_L(t) \end{aligned}$$

Per il calcolo della potenza trasferita è dunque sufficiente considerare solo il primo semiperiodo. Ponendo come istante iniziale $t_0=0$ si ha che:

$$P_1 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} p_1(t) dt = \frac{2}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} v_{T1}(t) i_L(t) dt = \frac{2V_1}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} i_L(t) dt$$

Per ottenere l'espressione analitica di P_1 è necessario determinare la corrente $i_L(t)$.

In condizioni di regime è necessario determinare anzitutto il valore iniziale della corrente sull'induttore L, $i_{L,0} = i_L(t_0)$. Per fare ciò si suddivide il primo semiperiodo in due intervalli (vedi figura 6-7); assumendo che l'angolo di controllo abbia valore $0 < \varphi < \pi$:

Intervallo di tempo I: $i_L(t) = i_{L,0} + \left(V_1 + \frac{V_2}{n}\right) \frac{t}{L} \quad \forall 0 < t < T_\varphi$

Intervallo di tempo II: $i_L(t) = i_L(T_\varphi) + \left(V_1 - \frac{V_2}{n}\right) \frac{(t - T_\varphi)}{L} \quad \forall T_\varphi < t < \frac{T_S}{2}$

Basandosi su quanto scritto fino ad ora è possibile ricavare la corrente all'istante $t=T_\varphi$ e poi per $t=0$:

$$i_L(T_\varphi) = i_{L,0} + \left(V_1 + \frac{V_2}{n}\right) \frac{T_\varphi}{L}$$

$$i_L(t_0) = -i_L\left(\frac{T_S}{2}\right) \rightarrow i_{L,0} = -i_{L,0} - \left(V_1 - \frac{V_2}{n}\right) \frac{T_\varphi}{L} - \left(V_1 - \frac{V_2}{n}\right) \left(\frac{T_S}{2} - T_\varphi\right) \frac{1}{L}$$

Ponendo $T_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f_S}$ si ottiene dunque:

$$i_{L,0} = \frac{\pi \left(\frac{V_2}{n} - V_1\right) - \frac{2\varphi V_2}{n}}{4\pi f_S L}$$

A questo punto note le correnti nei vari intervalli è possibile svolgere l'integrale per il calcolo della potenza; ci si pone nel caso senza perdite per cui $P=P_1=P_2$:

$$P = P_1 = \frac{2V_1}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} i_L(t) dt = \frac{2V_1}{T_S} \left(\int_0^{T_\varphi} i_L(t) dt + \int_{T_\varphi}^{\frac{T_S}{2}} i_L(t) dt \right) = [\dots] = \frac{V_1 V_2 / n \cdot \varphi \cdot (\pi - \varphi)}{2\pi^2 f_S L}$$

Per i calcoli eseguiti in modo completo si rimanda all'appendice C.

Per trasferire potenza dal lato 1 al lato 2 è necessario che v_{T1} sia maggiore di v_{T2} e che l'angolo φ sia positivo; per ottenere un flusso di potenza opposto è necessario che v_{T1} sia minore di v_{T2} e che l'angolo φ sia negativo (figura 6-7). Per ottenere questo sfasamento positivo o negativo è sufficiente implementare un adeguato controllo delle valvole del convertitore.

La potenza trasferita dipende non linearmente dall'angolo φ di sfasamento tra le tensioni v_{T1} e v_{T2} ed è limitata dalla frequenza di commutazione e dall'induttanza di dispersione. Comunque nonostante le limitazioni a cui si va incontro è possibile raggiungere una densità di potenza del convertitore elevata con un trasformatore a basse perdite. L'angolo di fase minimo e di conseguenza il minimo gradino di potenza controllabile sono dati dalla frequenza di clock del dispositivo di controllo. Un elevato angolo di fase porta ad un incremento della potenza reattiva e a un piccolo aumento di potenza attiva; di conseguenza l'efficienza del convertitore è ridotta. Per il controllo del DAB è favorevole un angolo di controllo compreso tra $\pi/4$ e $\pi/3$.

CONVERTITORI DC-DC BIDIREZIONALI REALIZZATI CON VALVOLE DI NUOVA GENERAZIONE

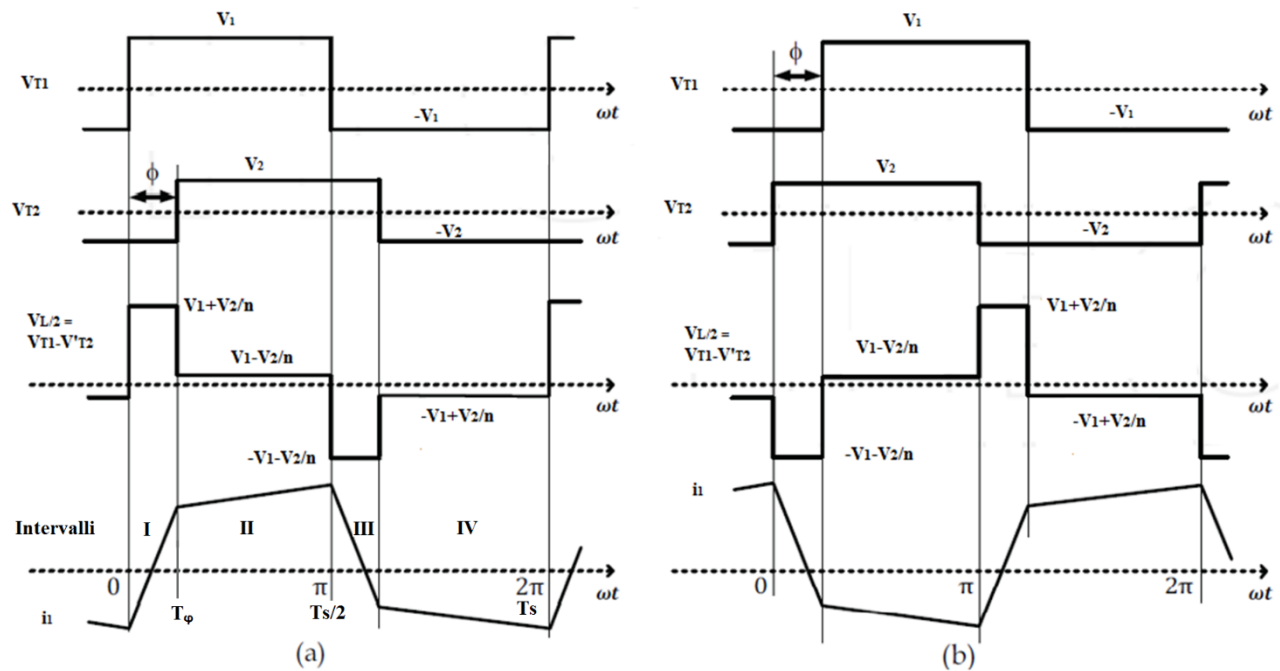


Figura 6-7 Forme d'onda di un DAB nel trasferimento di potenza dal lato 1 al lato 2 (a) e dal lato 2 al lato 1 (b)

In molte applicazioni entrambi i DC-Bus del sistema BDC hanno variazioni di tensione causate da altre sezioni del sistema. Si introduce quindi un importante parametro di progettazione che influisce sul range in cui è possibile effettuare un soft-switching e su altre performance caratteristiche, ovvero il rapporto tra le tensioni definito come:

$$d = \frac{V_2}{nV_1}$$

Riuscire a progettare un convertitore in grado di effettuare un soft-switching su tutto il suo range di funzionamento è difficoltoso. Per ottenere una ZVS su una gamba del ponte, la corrente che arriva sulla valvola deve essere in ritardo rispetto alla tensione. In altre parole l'attraversamento dello zero della corrente in uscita dal ramo avviene dopo quello della tensione. Nel dual active bridge il soft switching può essere ottenuto in tutte le valvole per $d=1$ e su tutto il range di controllo.

Il convertitore DAB presentato ha però un range limitato in cui è possibile far avvenire la ZVS in concomitanza alla modulazione di fase quando il rapporto tra la tensione d'ingresso e d'uscita non è unitario. Questo porta ad una bassa efficienza del convertitore nel caso in cui il carico, anche se per brevi lassi di tempo, è basso. Quando il DAB è inserito nei convertitori Back To Back, il carico che esso vede è l'inverter che fa la conversione DC/AC, il quale cambia in modo istantaneo la potenza richiesta da zero al doppio del valore nominale ad una frequenza doppia rispetto a quella di linea. Questa situazione comporta una riduzione dell'efficienza del convertitore quando la potenza richiesta

CONVERTITORI DC-DC BIDIREZIONALI REALIZZATI CON VALVOLE DI NUOVA GENERAZIONE

è bassa, situazione che però può essere risolta mediante l'inserzione di condensatori sul DC-link i quali fanno in modo che il DAB lavori sempre ad una potenza costante.

L'utilizzo di condensatori di grosse dimensioni sul DC-link comporta problemi nell'implementazione; inoltre questi non risolvono il problema in modo completo, in quanto l'efficienza dell'inverter risulta comunque bassa quando il valor medio della potenza richiesta è basso. In questi casi si procede quindi all'uso del classico controllo PWM con hard switching.

Paragonando questo convertitore al tradizionale convertitore PWM, che utilizza solo l'hard switching, si osserva che il primo ha correnti circolanti più elevate che causano maggiori perdite in conduzione, ma l'aumento di frequenza e la riduzione di perdite ottenute mediante il soft switching fa sì che in realtà le perdite totali siano inferiori con conseguente aumento dell'efficienza.

Si riporta di seguito una sintesi dei vantaggi del convertitore descritto finora:

1. Ogni convertitore fornisce una forma d'onda alternata con un valore di picco vicino a quello presente ai suoi terminali in continua, quindi lo stress di tensione applicato agli interruttori è limitato alla tensione presente sul bus.
2. Lo stress di corrente sugli interruttori di ciascun lato è lo stesso.
3. Non è necessario nessun elemento attivo o passivo per ottenere il soft-switching.
4. Il trasformatore ha una struttura semplice che comporta ad una semplificazione della progettazione e del suo processo produttivo.
5. Un'altra importante caratteristica è la rapida dinamica ottenuta grazie all'assenza di componenti passivi.
6. È possibile utilizzare tecniche di controllo già conosciute come il controllo della corrente media o della corrente di picco.
7. È possibile utilizzare altre tecniche di controllo che includono il duty-cycle come variabile controllata, accrescendo così i gradi di libertà del sistema migliorandone le performance.

A fronte di questi vantaggi si hanno anche degli svantaggi come:

1. La corrente sul DC-Bus contiene un elevato ripple, e quindi è necessario inserire dei filtri.
2. È richiesto un adeguato controllo per prevenire la saturazione DC del trasformatore su entrambi i lati del convertitore.
3. Come avviene per altre strutture il convertitore può non essere in grado di effettuare la soft switching in condizioni di basso carico.

4. Il controllo è molto sensibile a piccole variazioni dell'angolo φ soprattutto in condizioni di basse tensioni. Per questo motivo nel caso di utilizzo di un convertitore digitale è necessaria un'alta risoluzione nella misura dello sfasamento.
5. È necessario un elevato numero di componenti, che comporta un dispositivo di comando più grande, più elevate perdite di gate e costi maggiori in confronto a strutture con meno valvole.

6.3. Struttura delle valvole di un DAB

A causa delle tensioni a cui si opera all'interno del DAB è necessario avere interruttori con elevata capacità di blocco; per questo motivo sono scelti SiC JFET posti in serie per sfruttare le buone caratteristiche del carburo di silicio come le basse perdite in conduzione e la capacità di operare ad alte frequenze.

Sono inseriti due differenti moduli: uno contenente 4 JFET, due connessi in serie e due in parallelo. Per controllare la commutazione viene aggiunto anche un MOSFET al silicio connesso al JFET inferiore (vedi figura 6-8 modulo A). Nell'altro modulo sono inseriti solo due SiC JFET in serie e due in parallelo (vedi figura 6-8 moduli B)

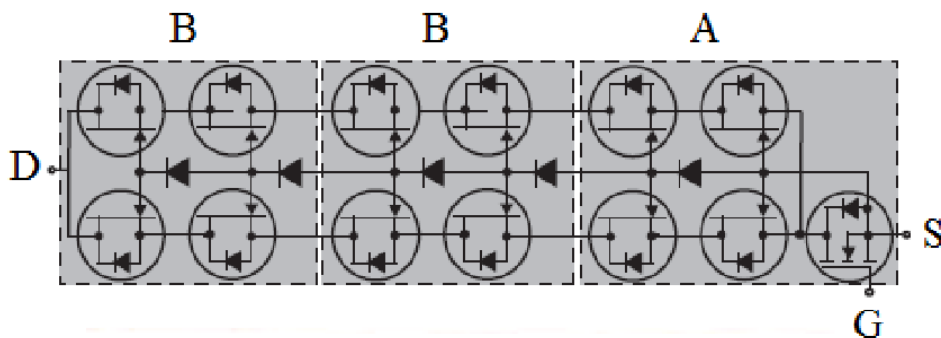


Figura 6-8 Cascata differenti moduli contenenti JFET al SiC

La struttura del SiC JFET è progettata con una struttura interna tra source e drain che lavora come se fosse presente un diodo di ricircolo. Questo significa che non sono necessari altri diodi di ricircolo esterni.

I gate dei JFET sono connessi a dei diodi addizionali necessari per un controllo passivo dei meccanismi di accensione e spegnimento di ogni valvola.

Per poter raggiungere la tensione di blocco richiesta all'input del DC-link devono essere connessi in serie più moduli. Dato che i JFET sono dispositivi normalmente accesi viene connesso in serie ai JFET un MOSFET al silicio a bassa tensione. Questa connessione in serie permette di ottenere un

comportamento normalmente spento del sistema e quindi un controllo della commutazione attuabile con dispositivi standard per la gestione del gate.

Nello stato di ON del SiC JFET è applicata al MOSFET una tensione di gate positiva, quindi il gate del JFET inferiore nel modulo A è connesso al source del MOSFET ed il JFET si trova in conduzione; a questo punto anche gli altri JFET della serie stanno conducendo grazie al loro comportamento normalmente acceso.

Nello stato di blocco del MOSFET il gate è cortocircuitato a terra e la tensione tra gate e source aumenta fino a raggiungere la tensione di spegnimento. Ulteriori aumenti della tensione tra source e drain del MOSFET sono impediti dal primo JFET fino a che il diodo tra il suo gate e quello del JFET superiore raggiunge la tensione di blocco. A questo punto il potenziale del gate del secondo JFET scende al di sotto del potenziale del source, ottenendo quindi un potenziale negativo ed il blocco anche di questo JFET. Il processo va avanti fino a quando il collegamento DC è bloccato.

6.4. Trasformatore ad alta frequenza e stadio inverter/raddrizzatore

Nei BTB di nuova generazione il trasformatore alla tensione di linea viene sostituito da un trasformatore ad alta frequenza. Ogni convertitore DC-DC inserito nel sistema BTB utilizza un trasformatore che assicura anche l'isolamento galvanico tra l'ingresso e l'uscita. Questo trasformatore è l'elemento base nel Dual Active Bridge considerando l'efficienza e il trasferimento di potenza dell'intero convertitore DC-DC. Le operazioni a ritardo di fase del DAB definiscono i requisiti del trasformatore.

Per garantire un'alta tensione di isolamento le distanze tra gli avvolgimenti e tra avvolgimenti e nucleo devono essere abbastanza grandi e nell'isolamento delle bobine devono essere utilizzati materiali in grado di sopportare alte tensioni. Inoltre deve essere presente un isolamento tra gli avvolgimenti ed il nucleo. L'isolamento del filo stesso deve essere in grado di sopportare almeno la differenza di potenziale presente tra gli stessi avvolgimenti. Queste caratteristiche influenzano notevolmente la disposizione degli avvolgimenti all'interno del trasformatore.

Nel convertitore BTB, oltre al convertitore DC-DC, è inserito anche un convertitore monofase PWM in ingresso (raddrizzatore) e in uscita (inverter). Anche questi sono costituiti utilizzando serie di dispositivi al SiC in modo da ridurre le perdite in commutazione ed il numero di stadi connessi in serie. La scelta della frequenza di commutazione è un compromesso tra le perdite di commutazione, di alta frequenza, nei condensatori e nel dimensionamento dell'induttanza in ingresso ed uscita. Con

le piccole perdite di commutazione del SiC si riesce a raggiungere una frequenza di 50kHz che consente di avere componenti passivi piccoli.

6.5. Confronto tra un sistema IGBT al Si e un sistema JFET al SiC

In questo paragrafo viene fatto un confronto tra le prestazioni della tecnologia utilizzando il silicio e quella utilizzando il più innovativo carburo di silicio. In genere la densità di corrente raggiungibile, la temperatura operativa e la tensione di breakdown sono superiori nei materiali al SiC, mentre le perdite in fase di conduzione e commutazione sono inferiori. Gli svantaggi delle valvole al carburo di silicio sono le limitate capacità di trasporto della corrente e l'elevato prezzo dovuto agli elevati costi di produzione.

Le differenze tra i due convertitori consistono nei diversi materiali utilizzati nei nuclei del trasformatore e nei differenti semiconduttori utilizzati. A causa del diverso tipo di semiconduttori è possibile ottenere diversi valori di frequenza e di tensione.

Un vantaggio significativo del SiC JFET è l'elevata tensione di blocco che consente di utilizzare una sola cella di convertitore per un sistema di distribuzione inserito tra due linee AC con tensione di 6,6kV. Nel sistema al silicio, utilizzando IGBT da 1,7kV, devono essere connesse in serie sei celle per ogni fase allo scopo di raggiungere la capacità di blocco richiesta al convertitore DC-DC. Il beneficio del grande numero di celle connesse in serie è che il numero di livelli del convertitore è superiore e quindi è richiesta un'induttanza all'ingresso e all'uscita dell'inverter/raddrizzatore più piccola.

Ad esempio per trasferire una potenza di 1MW sono necessari cinquanta convertitori DC-DC al SiC da 20kW che vengono connessi in serie. Al contrario nei sistemi al silicio per il trasporto della stessa potenza è necessario raddoppiare il numero di convertitori a causa del fatto che le valvole realizzate con questo materiale sono in grado di trasportare potenze inferiori.

7. STRUTTURA DEL TRASFORMATORE AD ALTA FREQUENZA

I convertitori elettronici di potenza utilizzano trasformatori con lo scopo di garantire un isolamento galvanico e per garantire un adeguato rapporto di trasformazione della tensione. Questi trasformatori a differenza di quelli usati in rete, devono avere caratteristiche particolari in quanto lavorano ad alte frequenze, con forme d'onda spesso non sinusoidali e devono essere compatti. Nella pratica questi trasformatori sono componenti complessi e hanno molta incidenza sulle prestazioni del sistema in cui sono inseriti. Inoltre, insieme ai componenti passivi, il trasformatore è uno degli elementi che incide di più sul dimensionamento del circuito di potenza.

Negli ultimi due decenni il tema principale per lo sviluppo dell'elettronica di potenza nei sistemi di distribuzione di energia è stato quello di cercare di elevare la densità di potenza, così come nei sistemi elettrici per i veicoli e per apparecchi di consumo. Questo desiderio unito a quello di ridurre le dimensioni delle apparecchiature, ha portato all'aumento della frequenza e alla progettazione di nuovi componenti passivi, soprattutto induttori e trasformatori. L'aumento di frequenza però causa un incremento delle perdite dovute agli elementi parassiti dei componenti magnetici che tendono a crescere di valore all'aumentare della frequenza.

Sebbene la tecnologia dei trasformatori tradizionali sia matura e non abbia subito modifiche radicali, come invece è successo per i dispositivi a semiconduttore, lo studio sperimentale dei trasformatori ad alta frequenza è ancora lontano dall'essere ben compreso a causa della necessità di analisi elettromagnetiche sofisticate, caratteristiche dei materiali magnetici altamente non lineari e difficoltà di verifiche sperimentali.

Attualmente il legame tra la potenza e la frequenza nella tecnologia dei convertitori con dispositivi basati sul silicio sembra essersi stabilizzata intorno ai 10^9 Watt·Hertz (figura 7-1). Il prodotto tra frequenza e potenza cresce ulteriormente con l'utilizzo dei dispositivi basati sul SiC e questo spinge alla progettazione di trasformatori a frequenze e potenze sempre maggiori.

Assieme allo sviluppo e al progresso dei dispositivi a semiconduttore è stato perseguito incessantemente il miglioramento e l'invenzione di nuovi materiali magnetici. Per i trasformatori ad alta frequenza le caratteristiche principali che sono state ricercate sono basse perdite, alti valori d'induzione alla saturazione e il funzionamento ad alte temperature.

STRUTTURA DEL TRASFORMATORE AD ALTA FREQUENZA

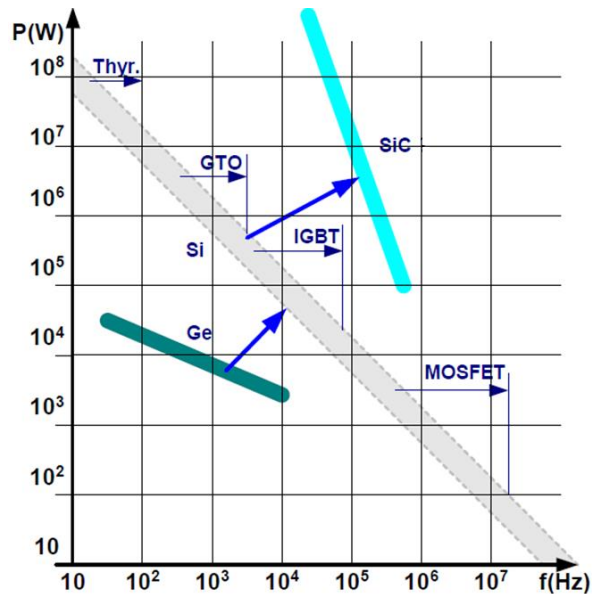


Figura 7-1 Legame tra potenza e frequenza in convertitori di elettronica di potenza basati su differenti dispositivi e differenti materiali semiconduttori

I trasformatori ad alta frequenza per applicazioni di potenza dovrebbero rispettare i requisiti illustrati in figura 7-2 come l'aver basse perdite nei materiali, funzionare con forme d'onda risonanti, sopportare alte temperature di funzionamento e avere avvolgimenti di filo Litz. Questo particolare tipo di filo è formato da numerosi fili isolati tra loro mediante smaltatura ed è rivestito da cotone; i fili sono intrecciati secondo un particolare tipo di geometria chiamata a nido d'ape in modo che il campo magnetico abbia lo stesso effetto su tutti i singoli fili della matassa.

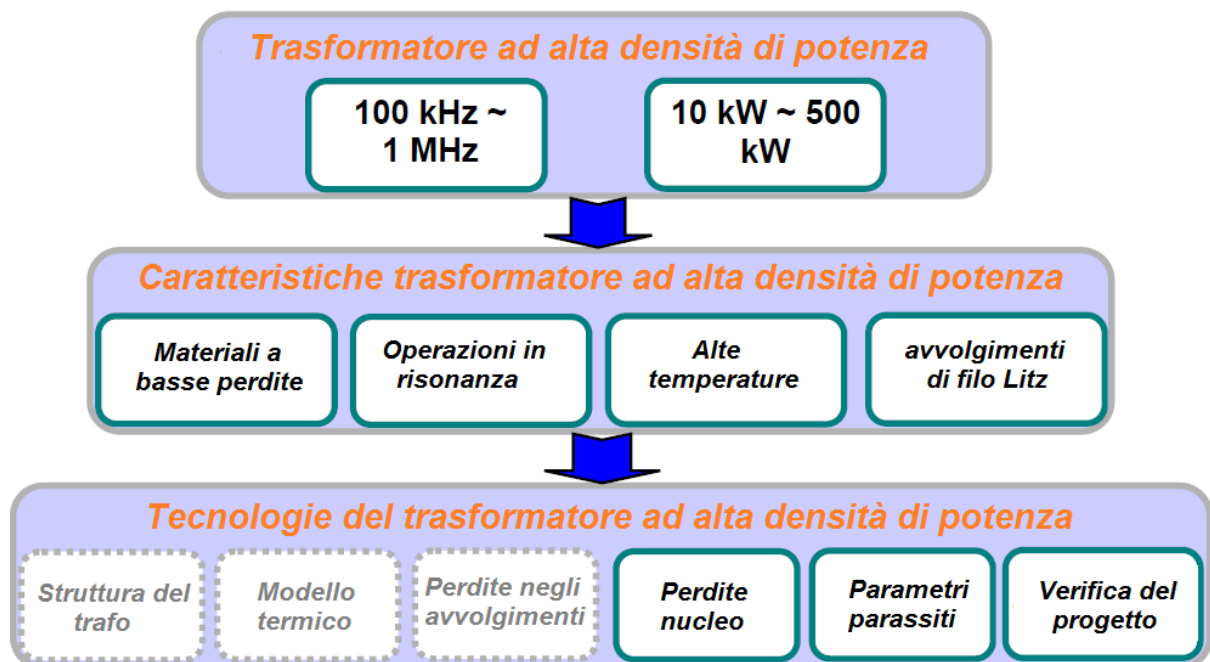


Figura 7-2 Caratteristiche e tecnologie del trasformatore ad alta densità di potenza

Tra tutti i problemi di progettazione i principali e quelli maggiormente analizzati, perché tipici dei trasformatori ad alta frequenza, sono i seguenti:

- Calcolo delle perdite nel nucleo: le tecniche di risonanza e di soft-switching adottate per ridurre le perdite di commutazione impongono alcuni requisiti unici nel progetto del nucleo magnetico del trasformatore. Ad esempio le forme d'onda di tensione e corrente che vengono applicate ai componenti magnetici non sono più ad onda quadra come avviene invece per i convertitori PWM.
- Modellizzazione dell'induttanza di dispersione: la seconda questione importante risiede nella modellizzazione dei parametri parassiti dei componenti magnetici in quanto sono dei componenti chiave nella determinazione delle condizioni di funzionamento del sistema. L'avvolgimento di filo Litz ha una complessa distribuzione del campo di dispersione dipendente dalla frequenza e l'induttanza di dispersione dovrebbe essere modellizzata tenendo in considerazione gli effetti delle correnti indotte.
- Modellizzazione del materiale nanocristallino: il nucleo del trasformatore deve essere costituito da un materiale ferromagnetico. Solitamente si usa la ferrite ma a causa della sua bassa saturazione e delle sue temperature di esercizio per i trasformatori ad alta frequenza si tende ad utilizzare altri materiali come quelli ferromagnetici grazie alla loro alta densità di flusso di saturazione. Inoltre esistono i materiali nanocristallini, che costituiscono la miglior alternativa per le loro caratteristiche di basse perdite e alti valori d'induzione in saturazione; essi sono i più utilizzati per applicazioni in media frequenza, ma devono essere ancora migliorati per un loro utilizzo a frequenze elevate.

7.1. Caratterizzazione dei materiali magnetici

La selezione del materiale magnetico più adatto per la progettazione dei trasformatori ad alta frequenza ed alta densità è critica, in quanto dev'essere compresa la caratterizzazione dei materiali magnetici e si devono fare i giusti compromessi in funzione delle diverse situazioni di lavoro. Come è noto per il nucleo dei trasformatori ad alta frequenza ed alta potenza sono utilizzati materiali ferromagnetici grazie al loro più alto livello di induzione raggiungibile in saturazione rispetto alle ferriti. In particolare i materiali nanocristallini, che possono essere classificati come ferromagnetici, hanno basse perdite e alti livelli d'induzione in saturazione. Tuttavia i materiali nanocristallini sono stati usati principalmente nelle bobine a basse interferenze elettromagnetiche e in trasformatori di media frequenza, mentre per applicazioni ad alta frequenza ed alta temperatura sono poco utilizzati, tanto che i costruttori spesso non forniscono le loro caratteristiche in tali condizioni di funzionamento.

I materiali magnetici sono classificati in base alle loro proprietà magnetiche ed al loro uso: se un materiale è facilmente magnetizzato e smagnetizzato allora viene definito come un materiale magnetico dolce mentre se è difficile da magnetizzare e smagnetizzare è definito come un materiale magnetico duro.

Per quanto riguarda la progettazione del nucleo di trasformatori ed induttori, usati per gli impianti di trasmissione e stoccaggio di energia, e convertitori elettronici di potenza solitamente si utilizzano materiali magnetici dolci. Questi materiali svolgono il compito fondamentale di concentrare ed indirizzare il flusso magnetico in modo da ridurre i flussi dispersi e quindi le perdite.

La maggior parte degli elementi puri della tavola periodica a temperatura ambiente sono diamagnetici o paramagnetici ma a causa del fatto che essi sotto l'influenza di un campo magnetico applicato presentino una magnetizzazione molto piccola, sono chiamati non magnetici. Un altro tipo di magnetismo presente in natura è l'antiferromagnetismo e l'unico elemento puro che presenta questa caratteristica in ambiente naturale è il Cr. Fe, Co e Ni sono elementi ferromagnetici in quanto se gli si applica un campo è possibile osservare un elevato livello di magnetizzazione. In realtà gli elementi ferromagnetici puri sono raramente utilizzati come magneti o per la progettazione dei nuclei in applicazioni pratiche mentre sono più diffuse leghe composte da questi elementi ed anch'esse sono classificate come elementi ferromagnetici. Infine l'ultima categoria di materiali magnetici è quella dei ferrimagnetici; questo tipo di materiale non esiste in natura come elemento puro ma è possibile ottenerlo come materiale composto utilizzando gli ossidi misti, appartenenti alla categoria delle ferriti. In generale i materiali ferrimagnetici hanno migliori performance nelle perdite ma minori densità di flusso in saturazione rispetto ai materiali ferromagnetici. Attualmente si sta cercando di migliorare entrambe le tipologie di materiale studiando le ferriti, materiali amorfi e acciai al silicio.

7.1.1. Ferriti

Fino ad una decina di anni fa le ferriti e i materiali amorfi erano le uniche scelte per applicazioni ad alta frequenza a causa delle loro perdite relativamente basse, delle basse correnti parassite e della loro elevata resistività elettrica. L'ampia gamma di possibili geometrie, i continui miglioramenti delle caratteristiche dei materiali e la loro relativa economicità li rendono una scelta molto diffusa sia per applicazioni tradizionali che per applicazioni più innovative.

La ferrite è una classe di materiale ceramico con una struttura cristallina cubica; la formula chimica è $MOFe_2O_3$ dove Fe_2O_3 è l'ossido di ferro e MO si riferisce ad una combinazione di due o più ossidi di metalli bivalenti (cioè zinco, nichel, manganese e rame). L'aggiunta di tali ossidi metallici in quantità variabile permette la creazione di diversi materiali, le cui proprietà possono variare in

STRUTTURA DEL TRASFORMATORE AD ALTA FREQUENZA

funzione delle applicazioni. Le proprietà meccaniche ed elettromagnetiche delle ferriti sono fortemente influenzate dal processo di sintetizzazione che dipende dal tempo, dalla temperatura e dall'ambiente.

Le proprietà tipiche delle ferriti di MnZn e NiZn, secondo i dati di Ferroxcube, sono elencati nella tabella 7-1. La densità di flusso di saturazione varia da 0,3 a 0,5 Tesla [T] mentre la permeabilità varia da alcune migliaia a diverse decine di migliaia di Henry al metro [H/m]. Tipicamente le Ferriti NiZn hanno una densità di flusso di saturazione e prestazioni nelle perdite migliori rispetto a quelle del MnZn. Pertanto le ferriti NiZn sono quelle più utilizzate per applicazioni in alta frequenza.

Tabella 7-1 Proprietà tipiche delle ferriti a 25 °C (dati forniti da Ferroxcube)

Categoria	B_{sat} [T]	μ_i	ρ [Ω*m]	T_c [°C]	Conduttività termica [$\frac{W}{m*K}$]
3F3 (MnZn)	0,45	2 000	2	220	3,5-5
3C94 (MnZn)	0,45	2 300	5	220	3,5-5
3F45 (MnZn)	0,5	900	10	300	3,5-5
4B1 (NiZn)	0.35	250	10 ⁵	250	3,5-5
4F1 (NiZn)	0,35	80	10 ⁵	260	3,5-5

Con l'aumento della frequenza di lavoro aumentano le perdite nel nucleo mentre la permeabilità si riduce. Questi due aspetti devono essere tenuti in considerazione nella progettazione dei trasformatori ad alta frequenza in quanto entrambi potrebbero causare dei guasti.

La temperatura di funzionamento della ferrite deve essere inferiore rispetto alla sua temperatura di Curie a cui il materiale perde improvvisamente le sue proprietà magnetiche. Normalmente la massima temperatura nel funzionamento continuativo della ferrite è inferiore ai 125°C. Dal momento che sono state inventate valvole che funzionano ad alta temperatura come quelle al SiC, lo sviluppo di ferrite ad alta temperatura (300°C) ha guadagnato notevole interesse.

La riduzione della densità di flusso in saturazione a seguito di temperature più elevate porta a maggiori margini di progettazione in alcune applicazioni, mentre la variazione di permeabilità causa un cambiamento dell'induttanza con conseguente variazione del funzionamento del circuito.

L'aspetto più complicato nella progettazione è la variazione delle perdite con la temperatura, in quanto la progettazione solitamente è fatta ad una specifica temperatura, mentre ora è necessario sapere prima le perdite ed in base a queste calcolare la temperatura di funzionamento. Questi aspetti limitano notevolmente l'utilizzo delle ferriti in applicazioni ad alta frequenza.

7.1.2. Materiali amorfi

Le ferriti hanno delle perdite abbastanza basse alle alte frequenze ma hanno lo svantaggio che si riduce la densità del flusso in saturazione. I materiali ferromagnetici davano troppe perdite per un loro utilizzo a frequenze sopra le decine di kilo-Hertz fino a quando negli anni '70 è stata scoperta la tecnica della solidificazione rapida (RST) in grado di migliorare notevolmente le proprietà dei metalli amorfi.

Attraverso il processo di tempra la lega si raffredda con velocità dell'ordine dei 106K/s, sopprimendo così la nucleazione e la crescita dei cristalli. Il risultato di questo processo è un insieme solido di atomi che può essere definito vetro metallico o metallo amorfo. I metalli amorfi hanno una più alta concentrazione di specie magnetiche rispetto alla ferrite, garantendo così livelli di saturazione più elevati. Essi garantiscono anche una coercitività inferiore per l'assenza di difetti nei metalli legati alla struttura cristallina ed hanno una resistività elettrica maggiore, che richiede dei lamierini più sottili alle alte frequenze rispetto ai tradizionali materiali ferromagnetici.

Le proprietà tipiche dei metalli amorfi a base di Fe e Co, in accordo con i dati di Metglas, sono riassunti in tabella 7-2. La densità del flusso di saturazione è in un range di 0,5-1,8 Tesla mentre la permeabilità varia da dieci a alcune centinaia di migliaia di H/m. I materiali amorfi a base di Fe presentano una più alta densità di perdite rispetto a quelli a base di Co, che sono più simili alle ferriti rispetto a 3F3 MnZn. Come le ferriti, la permeabilità dei materiali amorfi tende a diminuire all'aumentare della frequenza.

Tabella 7-2 Proprietà tipiche dei materiali amorfi a 25°C (dati forniti da Metglas)

Categoria	B_{sat} [T]	μ_i	ρ [Ω*m]	T_c [°C]	Conduttività termica [$\frac{W}{m*K}$]
2605CO (Fe(Co))	1,8	400 000	1,23*10 ⁻⁶	415	9

STRUTTURA DEL TRASFORMATORE AD ALTA FREQUENZA

6605S-3A (Fe(Cr))	1,41	35 000	$1,38 \cdot 10^{-6}$	358	9
2826MB (FeNi)	0,88	800 000	$1,38 \cdot 10^{-6}$	353	-
2705M (Co)	0,77	600 000	$1,36 \cdot 10^{-6}$	365	9
2714A (Co)	0,57	1 000 000	$1,42 \cdot 10^{-6}$	225	-

7.1.3. Supermalloy

Una delle prime grandi applicazioni dei dispositivi magnetici è stato l'uso nei trasformatori per la distribuzione di potenza elettrica e per le telecomunicazioni. Nel campo della distribuzione dell'energia elettrica, l'efficienza del trasporto di potenza è un fattore di notevole importanza. Alcuni materiali ferromagnetici perdono energia sotto forma di calore a causa dell'espansione e della contrazione fisica del materiale causate dal campo magnetico. Questo fenomeno del cambiamento delle dimensioni fisiche di un materiale sottoposto ad un campo magnetico prende il nome di magnetostrizione. Esiste una lega di nichel e ferro ($\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$) con la caratteristica di non avere magnetostrizione e per questo motivo è molto utilizzata per la progettazione del nucleo dei trasformatori.

Permalloy è il nome comunemente usato per la lega 80-20 di nichel e ferro; i Supermalloy hanno invece una migliore caratteristica di perdita rispetto alla lega Permalloy e hanno una frequenza operativa superiore. Essi sono prodotti con lo scopo di ottenere elevata permeabilità iniziale e basse perdite; hanno intervalli di permeabilità iniziale che variano da 40.000H/m a 100.000H/m mentre la forza coercitiva è circa un terzo rispetto a quella dei Permalloy. I Supermalloy sono molto utilizzati per i trasformatori ultra sensibili ed in particolare nei trasformatori ad impulso e negli amplificatori magnetici ultra sensibili, dove è fondamentale avere poche perdite. I Supermalloy sono composti per il 79% da Ni, il 15% da Fe e per il 5% da Mo. Le caratteristiche magnetiche sono elencate nella seguente tabella.

Tabella 7-3 Proprietà tipiche dei Supermalloy a 25°C

Categoria	B_{sat} [T]	μ_i	ρ [Ω*m]	T_c [°C]	Conduttività termica [$\frac{W}{m \cdot K}$]
Supermalloy	0,66-0,75	20 000	$0,57 \cdot 10^{-6}$	430	$8,72 \cdot 10^3$

7.1.4. Caratteristiche dei materiali nanocristallini

Nel 1988 Yochizawa ha introdotto una nuova classe di leghe a base di ferro chiamate materiali nanocristallini, le quali presentano un comportamento magnetico morbido superiore alle altre leghe. Le proprietà di queste leghe sono una combinazione unica di basse perdite, elevata permeabilità e una magnetostrizione praticamente nulla. Queste leghe hanno caratteristiche di densità relativa e densità di flusso in saturazione migliore di tutti i materiali magnetici precedentemente noti; questo permette di avere componenti magnetici più leggeri e compatti, caratteristiche fondamentali per molte applicazioni.

Queste leghe hanno una struttura a grana estremamente fine il che sorprende in quanto solitamente, per i materiali magnetici tradizionali, la coercitività tende ad aumentare al diminuire delle dimensioni dei grani. Eppure questi materiali hanno ottime proprietà come magneti dolci; ad ogni modo i materiali nanocristallini sono pensati per riempire il vuoto tra i materiali amorfi e quelli cristallini.

La composizione tipica dei materiali nanocristallini è Fe-Si-B-Nb-Cu, che è anche la composizione maggiormente diffusa; ad esempio Hitachi Finemet basandosi su questa composizione produce $Fe_{73,5}Si_{13,5}B_9Cu_1$ mentre Vaccumschmelze Vitropenm produce $Fe_{73,5}Si_{15,5}B_7Nb_3Cu_1$. I materiali nanocristallini sono preparati sulla base di materiali amorfi e lo stato nanocristallino è ottenuto mediante una ricottura a temperature comprese tra i 500°C e i 600°C che porta alla cristallizzazione primaria del materiale. La microstruttura risultante è caratterizzata da grani di Fe-Si ultra fini e orientati casualmente (la taglia tipica dei grani è di 10-15nm) ed incorporati in una matrice residua di materiale amorfo che occupa circa il 20-30% del volume e separa i cristalli ad una distanza di circa 1-2nm. Queste caratteristiche sono la base per le eccellenti proprietà di magneti dolci, che garantiscono alti valori di permeabilità iniziale, che si aggira intorno a valori prossimi a 10^5 , e bassi valori di coercitività, meno di 1A/m.

7.1.5. Conclusioni

In figura 7-3 viene illustrata una sintesi delle prestazioni ad alta frequenza dei materiali magnetici dolci visti. Ogni tipo di materiale ha prestazioni ad alta frequenza che vengono migliorate sempre più attraverso ad esempio l'aggiunta o la modifica della quantità dei componenti, l'aumento della qualità del processo con cui vengono realizzati e così via. Per quanto riguarda i trasformatori ad alta frequenza l'indice più importante è la densità di perdita. È difficile trovare un materiale superiore in tutti gli aspetti rispetto agli altri e di conseguenza per la scelta del materiale bisogna tenere in considerazione molti aspetti e giungere ad alcuni compromessi. In generale il rapido processo di tempra ha portato alla nascita dei materiali amorfi, che è stata una prima rivoluzione per lo sviluppo

dei materiali magnetici morbidi. I materiali nanocristallini poi, ottenuti attraverso una ricottura dei materiali amorfi, hanno consentito un ulteriore sviluppo dei materiali magnetici.

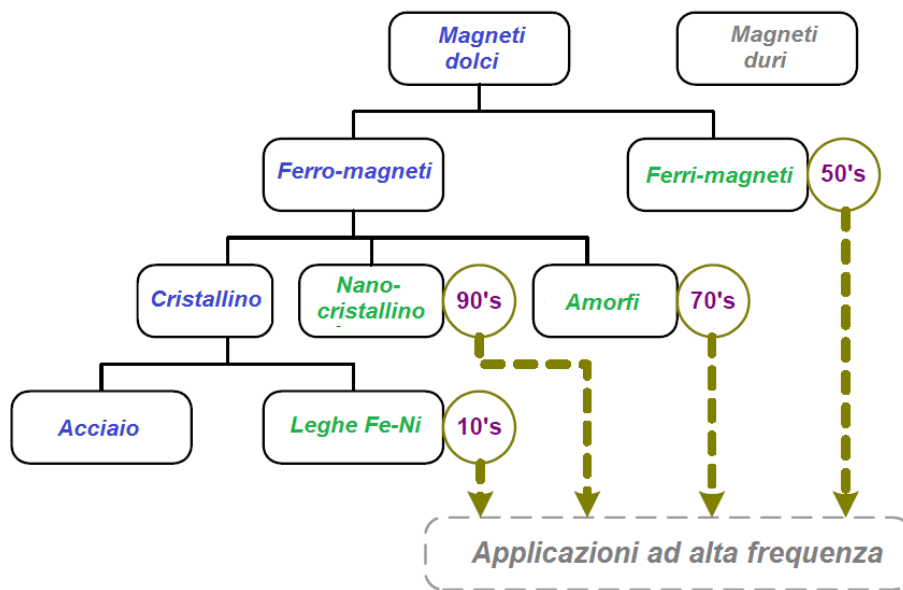


Figura 7-3 Mappa dello sviluppo dei diversi materiali magnetici dolci

7.2. Perdite dei trasformatori ad alta frequenza

Da un punto di vista ideale la dimensione del trasformatore utilizzato per il trasferimento di una certa quantità di potenza è limitata solo dalla densità di flusso di saturazione del materiale che costituisce il nucleo. Nella realtà tuttavia si riesce a raggiungere una densità molto inferiore rispetto al valore ideale a causa delle perdite dei conduttori e nel nucleo. Gli aumenti di temperatura concessi dai sistemi di raffreddamento e i requisiti di efficienza dovrebbero essere utilizzati come criteri di progettazione per limitare le perdite consentite dall'applicazione per cui il dispositivo viene ideato. Pertanto la comprensione e la modellizzazione delle perdite negli avvolgimenti e delle perdite nel nucleo sono fondamentali per una corretta progettazione di un trasformatore.

7.2.1. Perdite nel nucleo magnetico

Le perdite nel nucleo sono fisicamente dovute alla variazione nel tempo del campo magnetico. Queste perdite sono da collegare a due fenomeni distinti quali l'isteresi magnetica e la circolazione di correnti parassite.

Le perdite di potenza dovute all'isteresi magnetica sono associate all'energia dissipata per unità di volume del materiale per descrivere un ciclo di isteresi completo. Tale dissipazione di energia è

imputabile agli attriti connessi al movimento delle pareti dei domini ed assume un'espressione del tipo:

$$E_i = k_i \cdot B^\eta$$

Dove k_i e η dipendono dal tipo di materiale (tipicamente η varia tra 1,6 e 2,2). Per ridurre questo tipo di perdite occorre ridurre l'area del ciclo di isteresi del materiale.

Le perdite di potenza legate alle correnti parassite invece sono dovute al fatto che in presenza di un flusso variabile nel tempo, per la legge di Lenz, viene indotta una f.e.m. che tende a contrastare in ogni istante la variazione del flusso. Poiché il ferro è anch'esso un materiale conduttore, la f.e.m. prodotta dà origine a correnti di circolazione che risultano limitate dalla resistenza ohmica offerta dal materiale. La potenza specifica persa per effetto Joule in questo fenomeno è esprimibile in linea di massima nel seguente modo:

$$P_{cp} = \frac{E^2}{R_{eq}} \propto \frac{\omega^2 B^2}{R_{eq}}$$

Dove R_{eq} rappresenta la resistenza equivalente del nucleo al passaggio delle correnti indotte.

7.2.2. Perdite negli avvolgimenti

Gli avvolgimenti del trasformatore possono essere costituiti da conduttori di differenti forme: possono essere piatti, tondi, sotto forma di filamenti o di tipo Litz. La resistenza degli avvolgimenti a basse frequenze può essere facilmente calcolata nel seguente modo:

$$R_{DC} = N \cdot \rho \cdot \frac{MLT}{A_w}$$

Dove N è il numero degli avvolgimenti, ρ la resistività del conduttore ad una certa temperatura, MLT è la lunghezza media degli avvolgimenti e A_w è la sezione degli avvolgimenti.

La perdita negli avvolgimenti è uguale al prodotto tra la resistenza in continua ed il quadrato del valore RMS della corrente se questa è con forma d'onda sinusoidale a basse frequenze. Tuttavia per le alte frequenze, come quelle utilizzate dai convertitori elettronici di potenza, non può essere trascurato l'effetto pelle e l'effetto prossimità, che causano un cambiamento della distribuzione della corrente all'interno del conduttore causando un notevolmente aumento della resistenza rispetto al caso in DC.

Per ridurre questi effetti solitamente si utilizzano piastre sottilissime o fili Litz; per le applicazioni ad alta potenza, le piastre sottili dovrebbero trasportare grandi correnti e quindi dovrebbero essere troppo grandi; per questo motivo si utilizzano i cavi Litz con fili molto sottili. In questo modo si dovrebbe andare ad annullare l'effetto di prossimità del campo magnetico esterno; infatti idealmente la resistenza è determinata solo dall'effetto pelle di ogni filo. Rimangono tuttavia alcuni effetti di prossimità locali in ciascun filo dovuti ai conduttori circostanti.

7.3. Parametri parassiti

Le induttanze di dispersione e le capacità tra gli avvolgimenti sono caratteristiche inevitabili per i trasformatori e per questo sono chiamati parametri parassiti. Questi sono negativi e possono cambiare notevolmente il funzionamento del convertitore; inoltre l'energia accumulata in questi elementi parassiti provoca perdite supplementari e causa ulteriore stress per gli interruttori a semiconduttore. Normalmente si desidera avere valori molto piccoli di questi elementi ed è importante tenerli in considerazione durante la fase di progettazione del trasformatore. In particolare è utile conoscere il valore esatto di questi elementi, così che il convertitore possa essere utilizzato in modo da sfruttare la frequenza di risonanza dei parametri parassiti per effettuare le commutazioni.

7.3.1. Induttanza di dispersione

L'induttanza di dispersione è uno dei più importanti parametri nella progettazione di un trasformatore ad alta frequenza poiché gioca un ruolo molto importante nei convertitori, ad esempio in quelli a modulazione PWM, in quanto è il parametro che limita la massima frequenza di funzionamento. Nei convertitori Switched-Mode l'induttanza di dispersione provoca dei picchi di tensione indesiderati che possono danneggiare i componenti del circuito.

Nella figura 7-4 viene mostrato l'effetto che l'induttanza di dispersione ha sulle tensioni in uscita da un ponte completo a PWM; è possibile notare come all'aumentare di tale induttanza aumenti considerevolmente il rumore sulle tensioni in uscita, che raggiungono valori tali da poter distruggere i dispositivi a semiconduttore oltre al fatto che in questo modo sono presenti ulteriori perdite dovute alle oscillazioni, con conseguente riduzione dell'efficienza del sistema.

Dal momento che è difficile avere piccoli valori dell'induttanza di dispersione, soprattutto per applicazioni ad alta potenza, per diminuirne gli effetti si sono studiati metodi di soft-switching e schemi di funzionamento in risonanza. In questi casi l'induttanza di dispersione partecipa al funzionamento del circuito, da sola o assieme ad altri induttori supplementari, attraverso una risonanza con le capacità installate.

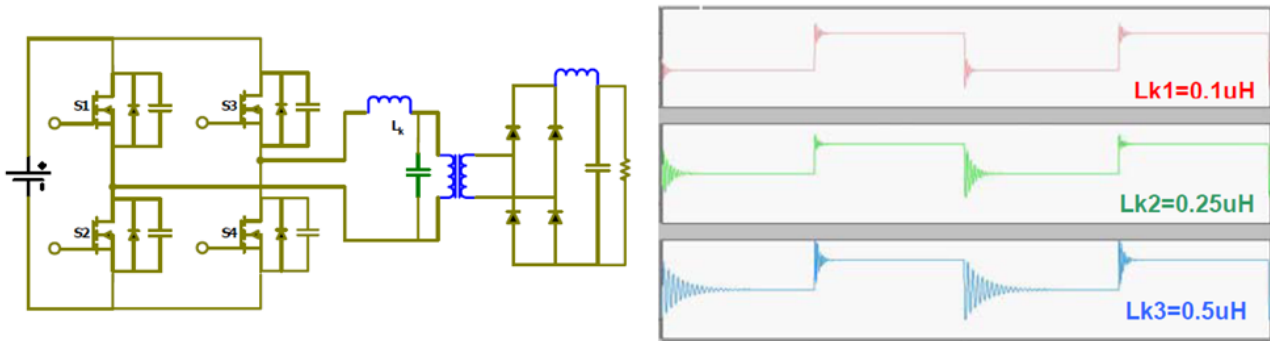


Figura 7-4 Convertitore PWM a ponte completo (a sinistra) e andamento della tensione V_{ds1} con differenti valori dell'induttanza di dispersione (a destra).

Per questi motivi è fondamentale conoscerne il valore esatto; in realtà però questa è una rappresentazione dell'energia immagazzinata nel campo di dispersione, che consiste nella porzione del flusso del campo magnetico che non è concatenato da entrambi gli avvolgimenti del primario e del secondario. Pertanto l'energia dell'induttanza di dispersione può essere calcolata nel seguente modo:

$$W = \frac{1}{2} L_{lk} I^2 = \frac{1}{2} \mu_0 \oint_V H^2 dV$$

La distribuzione del campo di dispersione potrebbe essere molto complicata a causa degli effetti delle correnti parassite all'interno dei conduttori degli avvolgimenti; la situazione poi tende a peggiorare ulteriormente quando viene utilizzato il filo Litz per gli avvolgimenti.

7.3.2. Capacità negli avvolgimenti

Le capacità negli avvolgimenti di un trasformatore, definite anche capacità parassite, derivano dall'accoppiamento elettrico tra due conduttori affiancati l'uno all'altro all'interno o nelle vicinanze del trasformatore. Le capacità parassite sono tutte legate agli avvolgimenti del trasformatore, ma non sono presenti solo tra i vari conduttori; infatti è presente anche dell'energia accumulata tra gli avvolgimenti e il nucleo magnetico del trasformatore. Queste capacità sono fortemente dipendenti dalla geometria e per la maggior parte delle applicazioni con convertitori di potenza è sufficiente uno studio attraverso modelli a parametri concentrati. Come noto le capacità parassite dei trasformatori ad alta frequenza influenzano notevolmente le prestazioni dei singoli componenti ed il comportamento degli interi sistemi di elettronica di potenza. Le capacità negli avvolgimenti provocano picchi di corrente e tempi di salita lenti che causano stress maggiori e perdite nelle valvole a semiconduttore. Inoltre sono responsabili della propagazione dei rumori EMI prodotti nei sistemi

STRUTTURA DEL TRASFORMATORE AD ALTA FREQUENZA

di conversione. Come avveniva per le induttanze queste capacità vengono utilizzate per ottenere un sistema risonante e favorire il soft-switching.

8. SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Nel presente capitolo si procede alla descrizione del modello utilizzato per la simulazione del sistema Dual Active Bridge di nuova generazione, ovvero senza l'uso di diodi di ricircolo.

L'ambiente utilizzato per la modellizzazione di tale sistema è l'applicativo Simulink presente nel software MATLAB; esso è un ambiente grafico per la simulazione multidominio ed il model-based design. Il vantaggio derivante dall'uso di tale ambiente è la possibilità di realizzare i propri modelli tramite librerie di blocchi personalizzabili e solutori per la modellizzazione e la simulazione di sistemi dinamici.

Per lo sviluppo del modello elettrico del sistema si è fatto uso della libreria SimPowerSystem presente in Simulink. Essa fornisce appositi strumenti per l'analisi e la modellizzazione per sistemi elettrici di potenza.

8.1. Descrizione del modello di un convertitore DC-DC con trasformatore ad alta frequenza (ideato per valvole JFET al SiC)

Il sistema che si andrà a considerare consiste in un convertitore DC-DC utilizzato per l'alimentazione di un carico variabile in continua partendo da una sorgente a tensione notevolmente superiore. Il carico che verrà considerato è costituito dalle resistenze utilizzate per il Riscaldamento Elettrico dei Deviatori (RED) dei binari.

Si riporta di seguito lo schema completo del modello simulato in ambiente Simulink. Come è possibile vedere in figura 8-1 esso è costituito da sei blocchi fondamentali:

- Powergui
- Convertitore DC-AC
- Trasformatore ad alta frequenza
- Convertitore AC-DC
- Regolatore PI
- Carico con capacità di livellamento

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

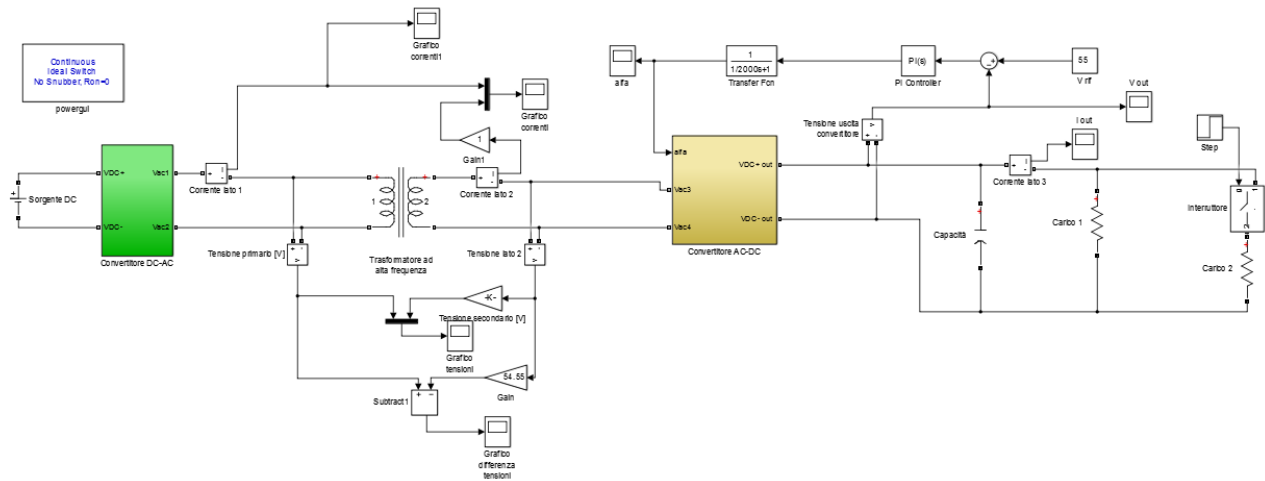


Figura 8-1 Modello completo del sistema analizzato in Simulink

Il blocco fondamentale per il funzionamento del sistema è il powergui; esso è necessario per simulazioni che contengono elementi provenienti dalla libreria SimPowerSystems, in quanto contiene il modello di Simulink di ciascun elemento della libreria con le relative equazioni di funzionamento.

Powergui fornisce inoltre un'interfaccia grafica (GUI) per la scelta delle impostazioni del sistema, per l'analisi di sistemi a regime, per l'analisi dei risultati delle simulazioni ed infine strumenti per la progettazione con parametri avanzati dei blocchi.

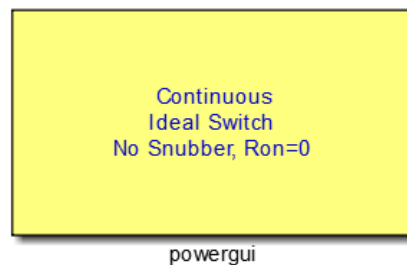


Figura 8-2 Blocco Powergui presente in Simulink

Questo blocco fornisce inoltre diversi metodi per la soluzione del sistema, ovvero:

- Continuo con passo variabile
- Continuo con interruttori ideali
- Discretizzazione del sistema elettrico con intervalli di tempo fissati
- Soluzione tramite fasori

Nel caso del sistema analizzato si è scelto una soluzione di tipo continuo con interruttori ideali.

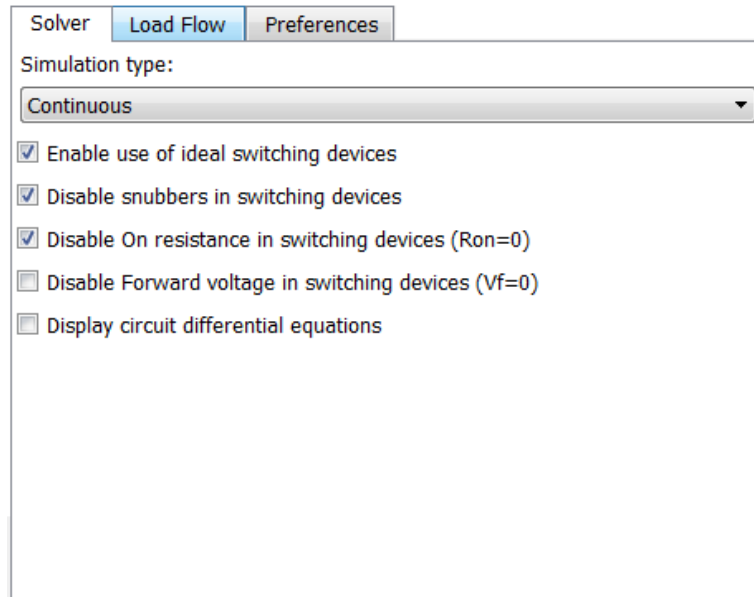


Figura 8-3 Impostazioni utilizzate nel blocco powergui

Nei paragrafi seguenti si procede con una descrizione dettagliata di ciascun blocco creato.

8.1.1. Convertitore DC-AC

Nel sistema sviluppato si ipotizza di avere in ingresso una sorgente ideale di tensione in continua, in quanto ci si vuole concentrare sul convertitore DC-DC ad alta frequenza senza considerare le problematiche relative alla loro ubicazione nell'impianto dovute alle oscillazioni della tensione in ingresso causate inevitabilmente dai raddrizzatori.

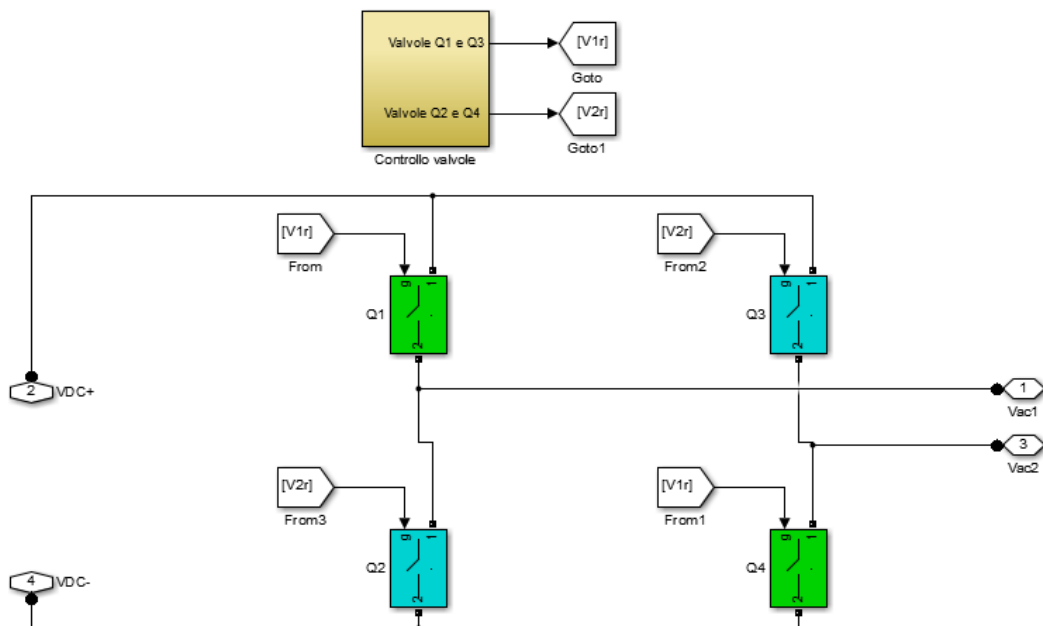


Figura 8-4 Modello del ponte DC-AC realizzato in Simulink

Il convertitore è costituito da quattro interruttori ideali collegati a formare i due rami del ponte, che verranno poi accesi “ad X” secondo lo schema di comando impostato nel sistema di controllo delle valvole. È possibile aggiungere a questi blocchi anche una porta di misura, che però in questo caso non viene utilizzata.

Queste valvole sono controllate attraverso un segnale esterno ottenuto tramite un sottosistema costituito da un generatore ad onda quadra, la quale entra in un comparatore che verifica il livello del segnale: se il segnale è maggiore di zero l’uscita del comparatore sarà pari al valore booleano 1 con conseguente accensione delle valvole Q1 e Q4, mentre in caso contrario l’uscita sarà 0 e si avrà l’accensione delle valvole Q2 e Q3. L’uscita di questo ponte è una tensione ad onda quadra ad alta frequenza e tensione picco-picco doppia rispetto al valore in continua.

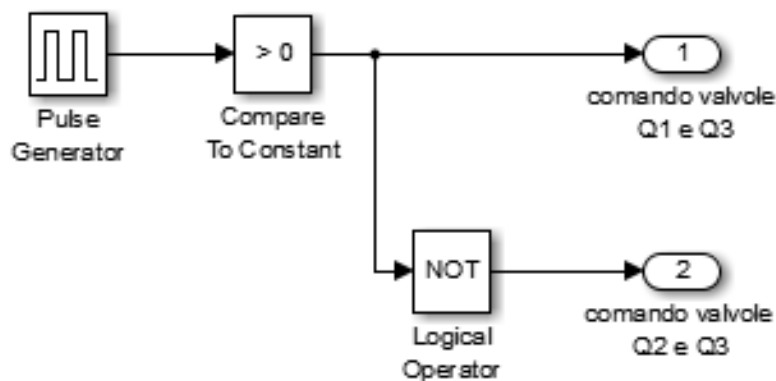


Figura 8-5 Sistema di controllo delle valvole dell’inverter

8.1.2. Trasformatore ad alta frequenza

In uscita dal convertitore è presente il trasformatore ad alta frequenza; il suo compito principale è quello di garantire un isolamento galvanico tra i circuiti al primario e al secondario. Questo trasformatore lavorando ad alta frequenza ha il vantaggio di occupare un volume minore e allo stesso tempo garantisce minori perdite. Per ridurre le perdite dovute all’alta frequenza essi hanno il nucleo formato da materiale magnetico dolce, come le leghe nanocristalline a base di ferro, ed inoltre sono caratterizzati dall’aver un ridotto numero di spire che rende difficoltosa la realizzazione di elevati e specifici rapporti di trasformazione.

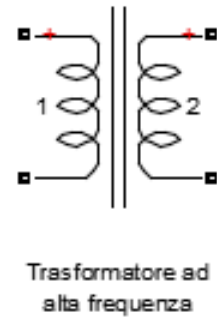


Figura 8-6 Blocco Simulink del trasformatore ad alta frequenza

8.1.3. Convertitore AC-DC

La struttura del convertitore AC-DC è la stessa di quella vista per il convertitore DC-AC. La differenza sostanziale tra i due risiede nel controllo, in quanto a queste valvole deve essere applicato un ritardo ϕ necessario al controllo della potenza trasferita tra i due lati del ponte. A questa potenza è legata la tensione ai capi del carico e quindi il controllo dell'angolo ϕ avviene basandosi sul valore di tale tensione.

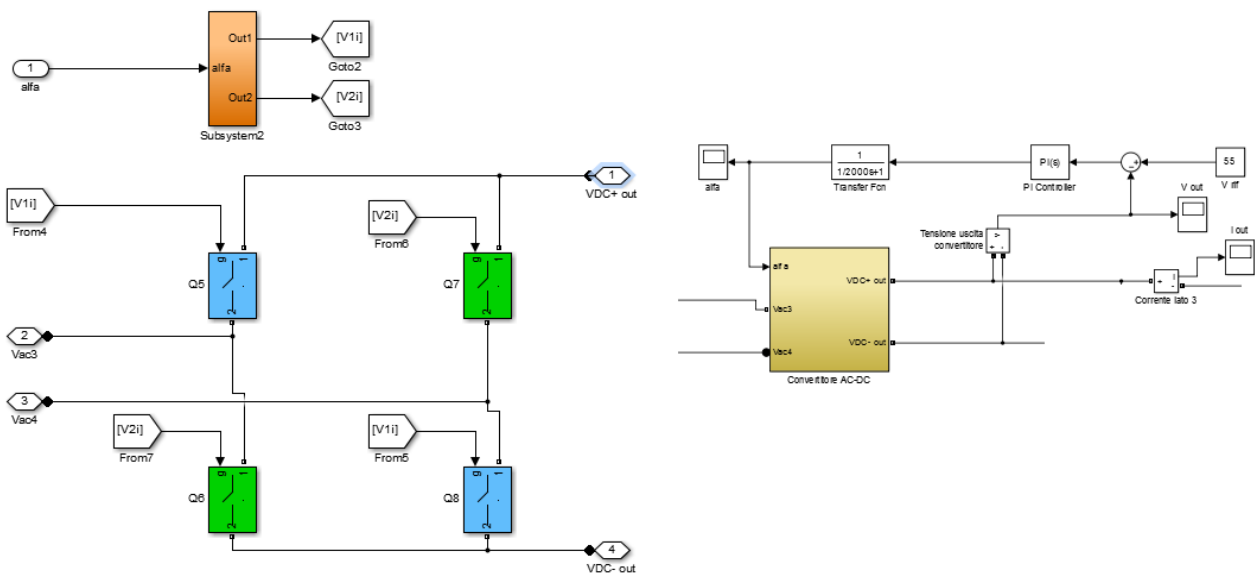


Figura 8-7 Convertitore AC-DC e regolatore PI

Per effettuare il controllo dell'angolo ϕ si è utilizzato un controllore PI; viene anzitutto misurata la tensione in uscita dal ponte che tende a modificarsi al variare del carico. Questa tensione viene confrontata con un valore di riferimento prestabilito ottenendo così un errore di tensione; questo errore viene inserito nel regolatore PI il quale dà in uscita l'angolo ϕ tra la tensione al primario e al secondario del trasformatore.

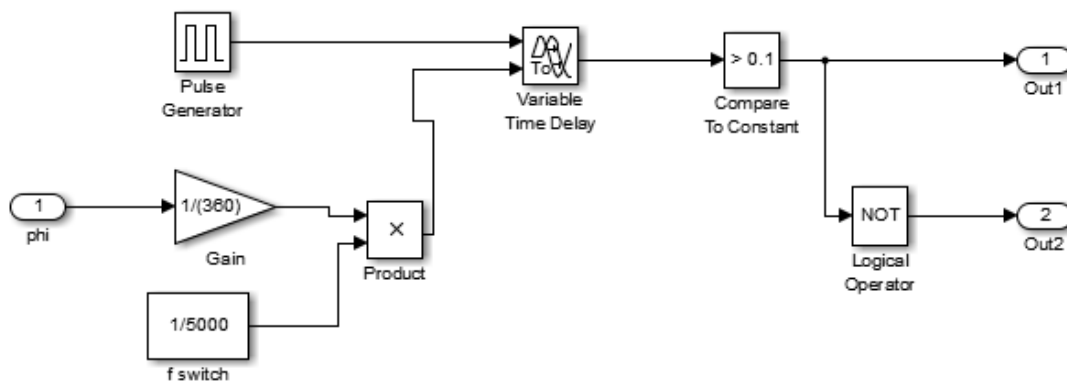


Figura 8-8 Controllo delle valvole nel ponte raddrizzatore

Il valore dell'angolo di controllo ottenuto dal regolatore PI è espresso in gradi, dunque, dopo averlo filtrato con un filtro passa-basso, il sistema di controllo delle valvole lo converte in radianti e successivamente, a partire dalla frequenza di switching, viene trasformato in unità temporale. Questo valore espresso in secondi viene utilizzato per ritardare l'onda quadra che, come avveniva nel ponte precedente, viene processata e convertita in valore booleano in base al livello assunto e utilizzata per il comando delle valvole.

8.1.4. Condensatore e carico variabile

Si descrive infine la parte del carico variabile e del condensatore di stabilizzazione; si deve anzitutto collegare in uscita al convertitore AC-DC un carico resistivo. Dal momento che in Simulink non è presente il modello di carico variabile, si è scelto di collegare in parallelo una seconda resistenza che viene inserita dopo un determinato intervallo di tempo attraverso un interruttore comandato. Il comando di questo interruttore avviene attraverso un semplice gradino che passa da zero a uno dopo che è trascorso un tempo prestabilito.

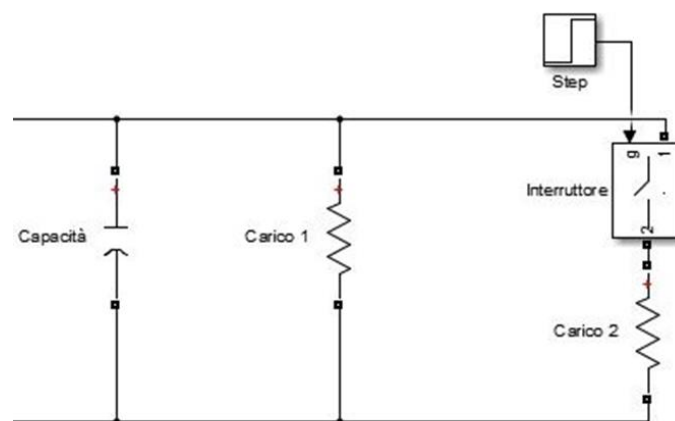


Figura 8-9 Modello Simulink utilizzato per simulare il carico variabile

Per quanto riguarda il condensatore questo viene inserito tra il convertitore ed il carico e viene dimensionato in modo che la costante di tempo τ sia molto maggiore del periodo di switch per andare a ridurre il ripple della tensione in uscita dal ponte. Per ridurre il transitorio di carica iniziale il condensatore viene precaricato al valore di tensione di regime.

8.2. Alimentazione di un carico con ponte DAB

In questa simulazione si è analizzato il caso in cui siano collegati all'uscita del convertitore AC-DC dei cavi scaldanti, utilizzati in ambito ferroviario per lo snevamento e lo scongelamento degli scambi ferroviari. La particolarità dell'applicazione scelta risiede nel tipo di alimentazione utilizzata, ovvero la catenaria alimentata a 3000V DC.

Attualmente l'alimentazione di questi cavi avviene in alternata alla tensione di 24V. L'impianto di alimentazione prevede l'installazione di un quadro nei locali della stazione al quale è collegata una linea a 400V; la linea viene fatta arrivare nei pressi del deviatoio, dove è presente un trasformatore 400V/24V installato in un apposito armadio stagno. Si hanno poi delle cassette di distribuzione dell'alimentazione dalle quali inizia la linea a 24V che andrà poi ad alimentare il sistema di riscaldamento.



Figura 8-10 Scambio ferroviario nel quale è stato attivato il sistema di snevamento

Il sistema di alimentazione proposto prevede invece l'alimentazione del ponte DC-AC tramite un collegamento alla catenaria a 3000V DC, all'uscita del quale è posto un trasformatore ad alta frequenza utilizzato per l'isolamento galvanico tra i due ponti; data l'elevata differenza di tensione tra l'alimentazione del convertitore e la sua uscita si sceglie di attribuire al trasformatore un rapporto

non unitario, in modo che al secondario dei suoi morsetti sia presente una tensione di 55V. Come avviene in quasi tutti i casi in cui si lavora ad alta frequenza, l'onda di tensione che transita sul trasformatore è di tipo quadrato. All'uscita del trasformatore si ha poi il convertitore AC-DC, dal quale iniziano i collegamenti che andranno ad alimentare il sistema di riscaldamento.

Il vantaggio della soluzione proposta è evidente soprattutto se si pensa a deviatori posti a grande distanza dalle stazioni: con i sistemi in alternata utilizzati finora sono necessari collegamenti alla rete di alimentazione che possono risultare molto lunghi, e quindi costosi. L'utilizzo della catenaria come fonte di alimentazione permette anzitutto un notevole risparmio sui collegamenti verso il punto di alimentazione. Un altro vantaggio risiede nell'utilizzo del sistema ad alta frequenza, in quanto questo ha dimensioni notevolmente inferiori di quello a 50Hz; questo significa che le strutture in cui verranno posti i convertitori avranno dimensioni minori e quindi anche costi inferiori.

Si procede di seguito alla descrizione dei risultati ottenuti dalla simulazione del sistema, concentrandosi in particolare sull'angolo φ tra le tensioni al primario e al secondario del trasformatore in quanto, come già detto, alla sua variazione corrisponde anche una variazione della potenza trasmessa. Si osserverà poi l'andamento grafico dell'angolo di sfasamento tra le tensioni ottenuto in uscita dal regolatore PI e il valore della tensione applicata al carico.

Nella simulazione si è scelto di riscaldare otto rotaie mediante cavo scaldante con potenza di 100W/m, la cui lunghezza complessiva risulta essere di 13m per ogni rotaia. La potenza totale che verrà impiegata per riscaldare le otto rotaie è quindi di 10,4kW; l'attivazione dell'intero sistema non avviene tutta nello stesso istante ma si è scelto di dividere il carico complessivo in due parti da 5,2kW ciascuna, che corrispondono a quattro cavi scaldanti. Si è scelto di operare in questo modo per poter osservare la reazione del sistema ad una perturbazione del suo stato e per capire se è stabile o meno. Per $t = 0s$ si avrà quindi l'inserzione del primo carico, mentre per $t = 0,5s$ verrà inserita la seconda parte del carico.

Si procede anzitutto all'analisi dell'andamento della tensione registrata sul carico.

Com'è possibile osservare in figura 8-11 si è riuscito ad ottenere un andamento della tensione praticamente costante, nonostante il raddoppio della potenza richiesta dal carico. Questo è possibile grazie al condensatore da 50mF inserito in uscita dal convertitore AC-DC; senza il condensatore la tensione avrebbe infatti un andamento molto irregolare, che non risulterebbe accettabile per l'obiettivo preposto.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

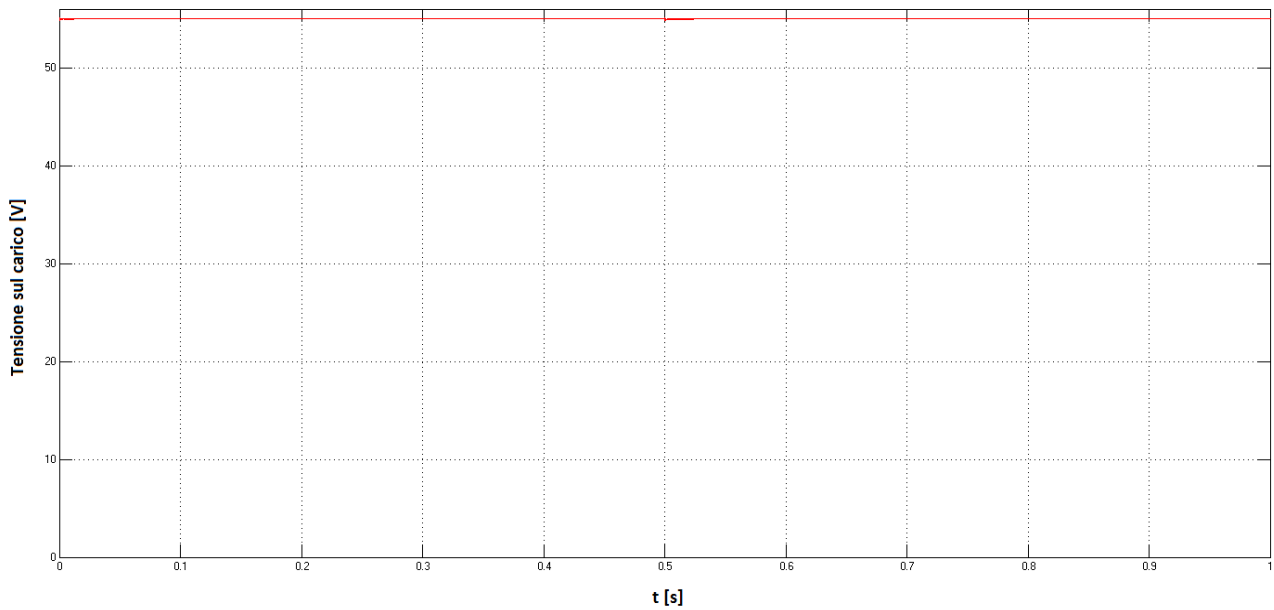


Figura 8-11 Andamento della tensione sul carico

Facendo un ingrandimento del grafico si osserva che sono presenti due transitori in corrispondenza degli istanti di tempo $t = 0s$ e di $t = 0,5s$ (ovvero in corrispondenza dell'inserzione dei carichi) dopo i quali si raggiunge rapidamente il valore di regime preimpostato di 55V. Come già osservato l'oscillazione di tensione è molto contenuta, addirittura al di sotto degli 0,3V e questo risultato è molto soddisfacente nell'ottica dell'alimentazione di carichi in corrente continua.

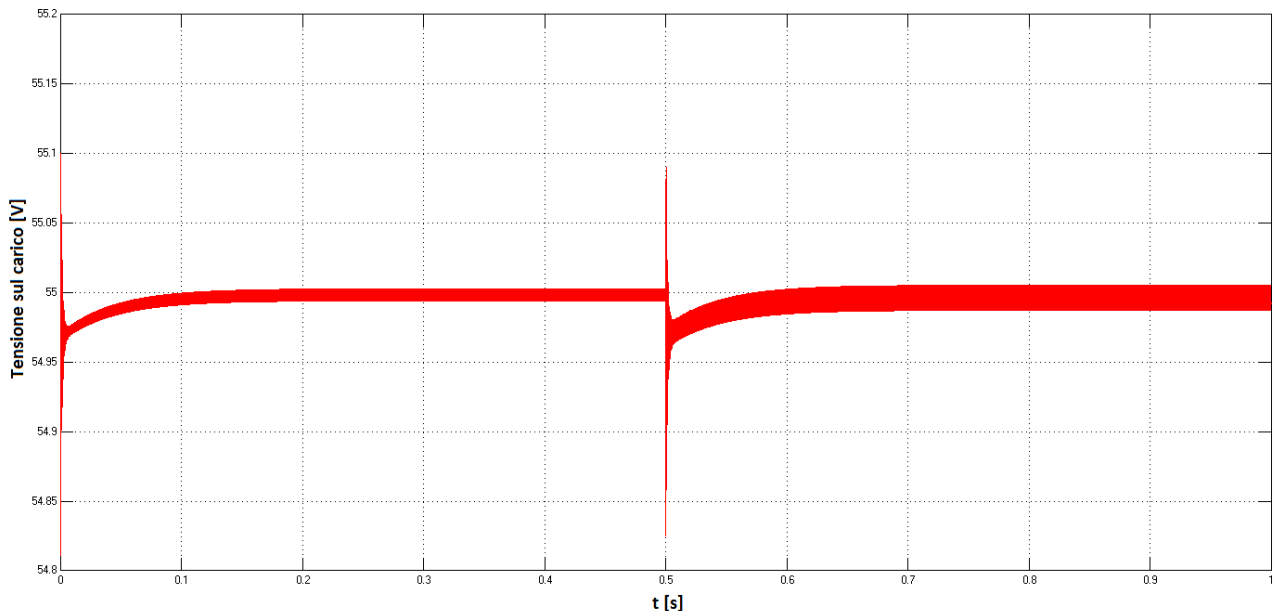


Figura 8-12 Ingrandimento dell'andamento della tensione sul carico

Nell'ingrandimento del grafico si può osservare che è presente un'oscillazione ad altissima frequenza della tensione intorno al valore di regime; questa è dovuta ad errori numerici introdotti dall'ambiente

di sviluppo nel calcolo del valore dell'angolo φ , quindi non viene considerata al fine della valutazione dell'oscillazione del sistema.

La tensione registrata in uscita viene quindi confrontata con il valore di riferimento ottenendo così l'errore, che viene poi inviato al controllore PI dal quale si ottiene il valore dell'angolo φ tra le due tensioni. Si è scelto di attuare un filtraggio dei valori d'angolo in uscita dal controllore mediante un filtro passa-basso del primo ordine con frequenza di taglio a 2.000Hz, la cui funzione di trasferimento risulta quindi essere:

$$G(s) = \frac{1}{1 + 2000s}$$

Si riporta di seguito l'andamento dell'angolo φ di controllo del convertitore AC-DC usato per la regolazione della potenza trasferita da un lato all'altro del ponte.

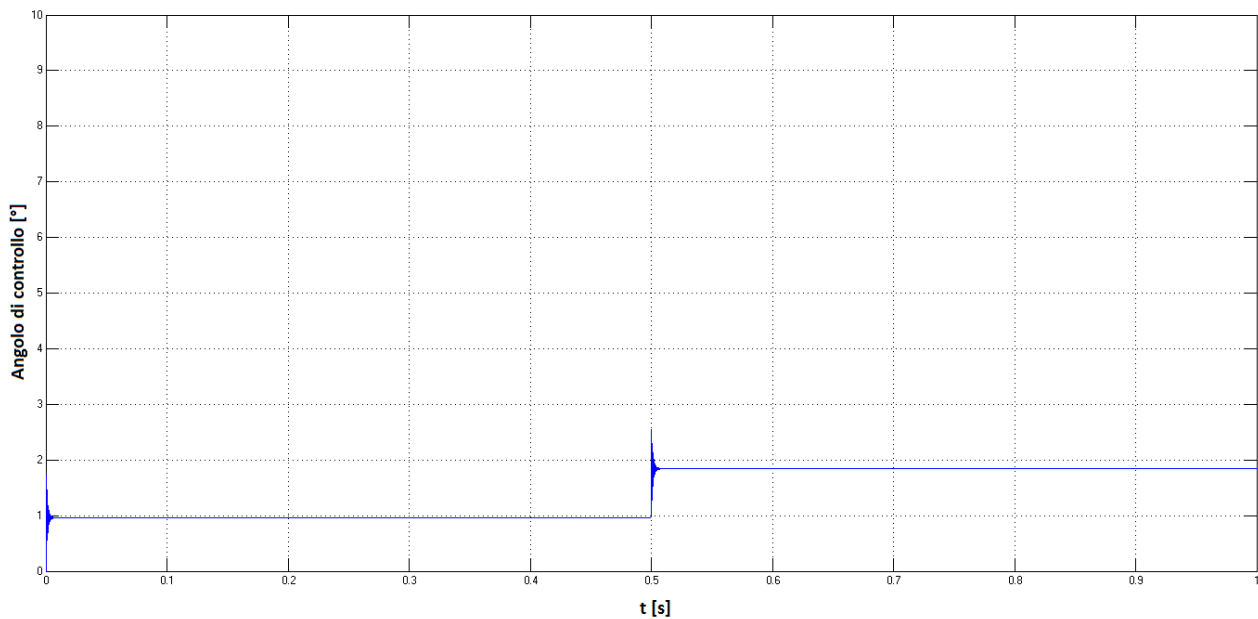


Figura 8-13 Andamento dell'angolo di controllo in uscita dal regolatore PI espresso in gradi

Com'è possibile osservare nella figura riportata, l'angolo subisce un incremento all'inserzione del primo carico e raddoppia il suo valore quando viene inserita la seconda parte del carico. In questi istanti, oltre all'aumento del valore di φ , si hanno delle oscillazioni dovute al transitorio della tensione che vengono rapidamente smorzate grazie al controllore PI.

Come già accennato prima, è stato inserito un filtro passa-basso con frequenza di taglio a 2.000Hz in modo da eliminare le oscillazioni del valore di φ presenti a causa di errori numerici e della rapidità di risposta del controllore PI. Questo accorgimento ha permesso di ottenere valori dell'angolo con meno variazioni; le oscillazioni che rimangono sono ritenute accettabili in quanto ad alta frequenza.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Si riporta poi il grafico mostrante l'andamento temporale delle tensioni al primario e al secondario del trasformatore; un elemento particolarmente interessante da osservare in questo grafico è l'angolo φ presente tra le due tensioni. Per rendere confrontabili le ampiezze, la tensione secondaria è stata riportata al primario.

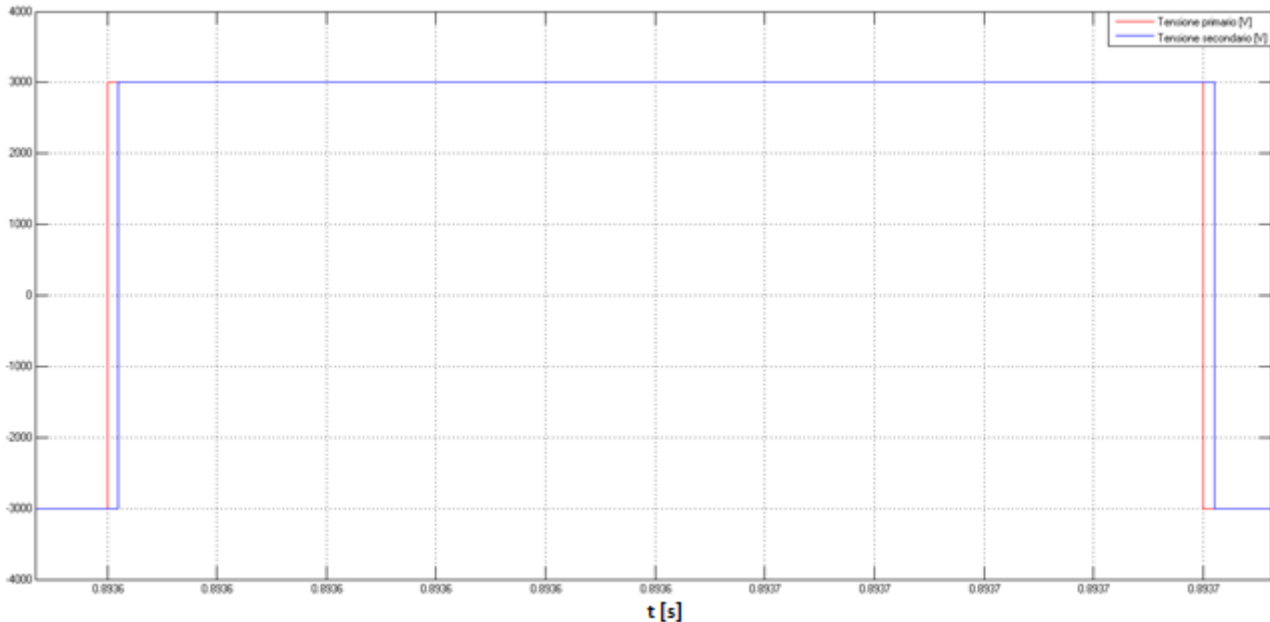


Figura 8-14 Grafico di un semiperiodo della tensione primaria e secondaria riportata al primario

Come atteso, la tensione primaria è in anticipo rispetto alla secondaria in quanto si ha un assorbimento di potenza dopo il convertitore AC-DC. Lo sfasamento tra le due tensioni in figura è molto piccolo per due motivi:

- Il valore dell'angolo di controllo è molto piccolo (nella figura 8-14 è riportato un semiperiodo dell'intervallo in cui sono inseriti entrambi i carichi, in cui φ è poco inferiore a 2°);
- Lo sfasamento tra le due tensioni è riportato in termini temporali, quindi si ha che data l'elevata frequenza di commutazione il tempo di ritardo corrispondente è molto basso.

Altro grafico interessante per l'analisi è quello della differenza tra la tensione al primario ed al secondario del trasformatore; in questo caso la grandezza riportata è la seguente:

$$V_{T1} - \frac{V_{T2}}{n}$$

dove con "n" si indica il rapporto di trasformazione utilizzato.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Si ha dunque che inizialmente $V_{T1} > 0$, $V_{T2} < 0$ e quindi una rapida crescita della differenza tra le tensioni fino a 6.000V, valore che si mantiene fino quando il valore di V_{T2} cresce; in questo primo intervallo si ha una rapida crescita del valore della corrente circolante al primario.

Si ha poi un secondo intervallo durante il quale i valori di V_{T1} e $\frac{V_{T2}}{n}$ sono molto simili e la loro differenza diventa quasi nulla; durante questo intervallo la corrente rimane costante o ha una piccola variazione se la differenza tra le due tensioni è non nulla.

Vi è poi un terzo intervallo in cui la V_{T1} diventa negativa e V_{T2} rimane positiva: quest'intervallo, fatta eccezione per le condizioni di transitorio, ha durata uguale a quello iniziale in cui si aveva tensione al primario positiva e tensione al secondario negativa ed il valore della differenza tra le due tensioni raggiunge ora i -6.000V.

Infine si ha il tratto conclusivo in cui anche la V_{T2} diventa negativa e la differenza tra le due tensioni diventa praticamente nulla; in quest'ultimo caso la corrente avrà andamento costante o, nel caso in cui la differenza tra le tensioni dia come risultato un valore non nullo, varierà proporzionalmente a tale differenza fino al momento in cui la tensione al primario tornerà ad essere positiva.

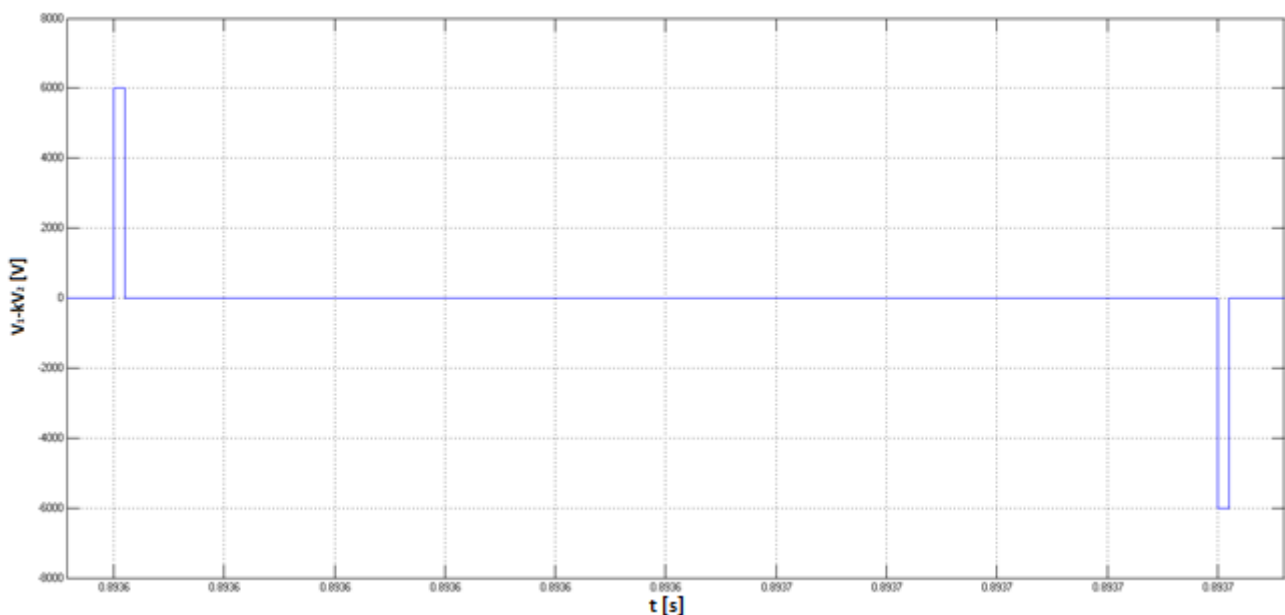


Figura 8-15 Differenza tra le tensioni al primario e al secondario del trasformatore (un semiperiodo)

Si riportano infine per l'ultima analisi dei risultati i grafici rappresentanti l'andamento della corrente al primario del trasformatore durante un periodo nel caso in cui è inserito solo il primo carico e nel caso in cui è inserito anche il secondo carico.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

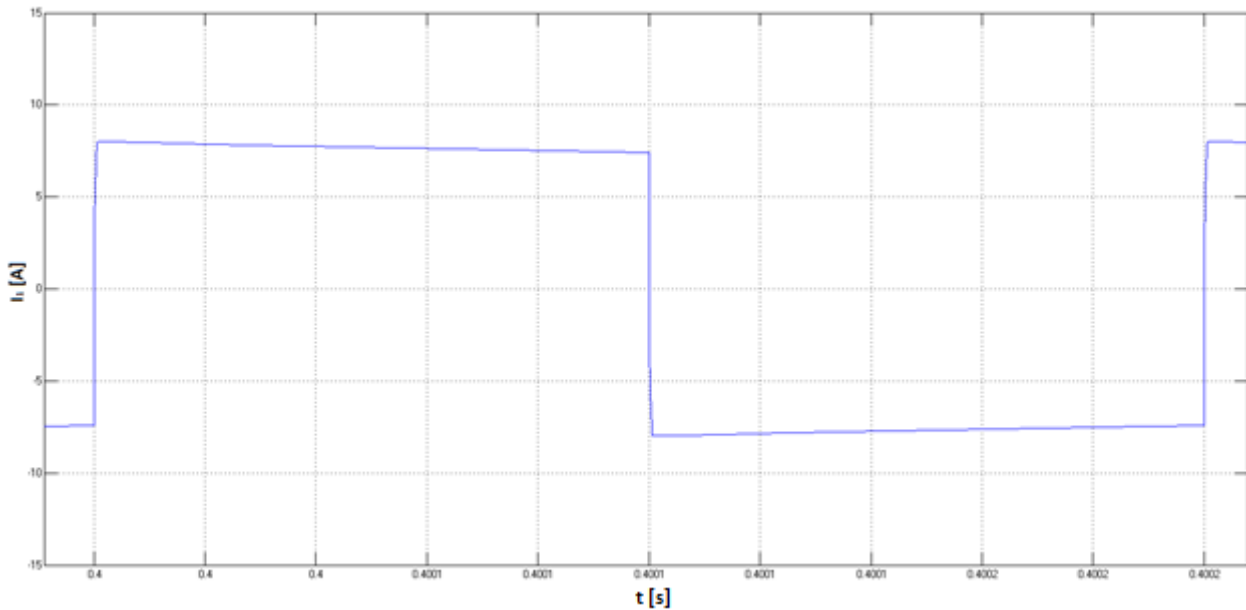


Figura 8-16 Andamento della corrente durante un periodo con inserito un carico da 5,2kW

In questo caso si osserva che la corrente cresce molto rapidamente in un primo intervallo, corrispondente al valore massimo della differenza tra le tensioni, per poi iniziare una lenta decrescita a seguito dell'aumento della tensione al secondario a causa delle perdite nel trasformatore (se il trasformatore fosse ideale e senza perdite, data la configurazione del sistema simulato, la corrente si manterrebbe costante); si ha poi un brusco calo della corrente durante l'intervallo in cui la differenza tra le due tensioni raggiunge il valore minimo, per poi crescere lentamente fino all'inizio di un nuovo periodo (anche in questo caso la crescita della corrente è causata dalla presenza di elementi parassiti nel trasformatore).

Si riporta poi l'andamento della corrente in seguito all'inserzione del secondo carico. Si osserva che l'andamento della corrente è lo stesso del caso con carico da 5,2kW; l'unica differenza sta nei valori assunti nei vari istanti, in quanto un carico di potenza maggiore a parità di tensione applicata comporta un assorbimento più alto di corrente. Il valor medio della corrente sul carico raddoppia passando da un carico all'altro:

$$I_1(5,2kW) = \frac{P}{V}n = 1,73A$$

$$I_1(10,4kW) = \frac{P}{V}n = 3,47A$$

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

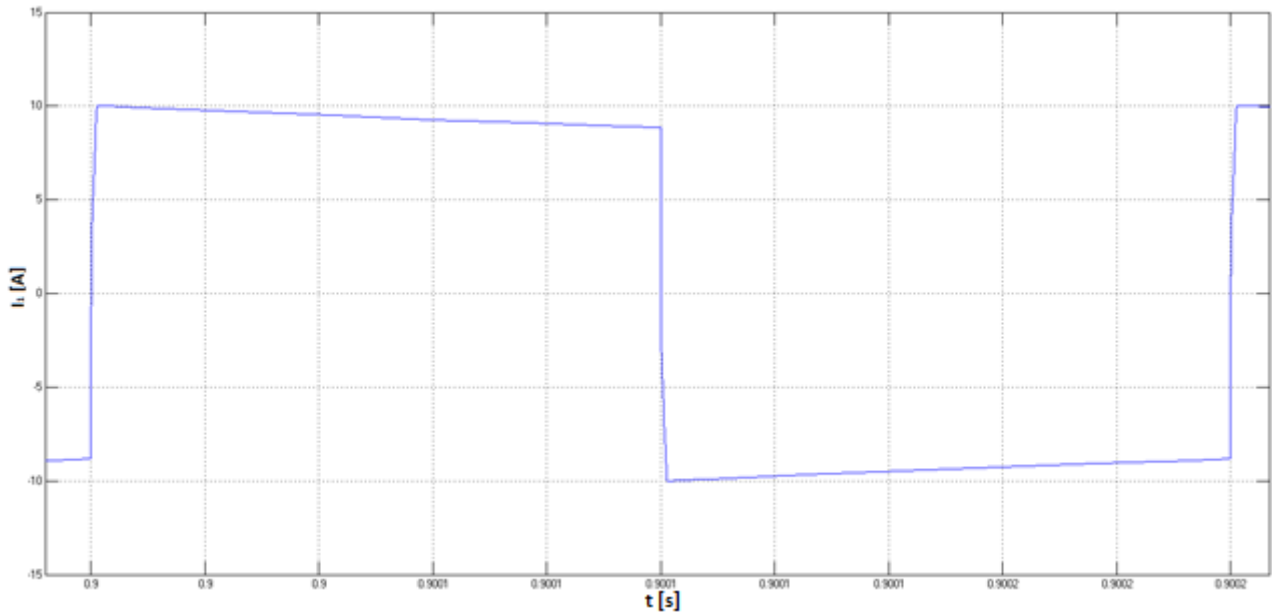


Figura 8-17 Andamento della corrente al primario del trasformatore con inserito un carico da 10,4kW

Si è riportato nella figura 8-18 il valore assunto dalla corrente misurata sul ramo tra il condensatore ed i due carichi.

Si osserva che, a causa della presenza del condensatore che stabilizza la tensione, tale corrente contiene un ripple molto basso, fatta eccezione per gli istanti immediatamente successivi all'inserzione dei carichi in cui si ha un breve transitorio dopo il quale viene raggiunto il valore di regime.

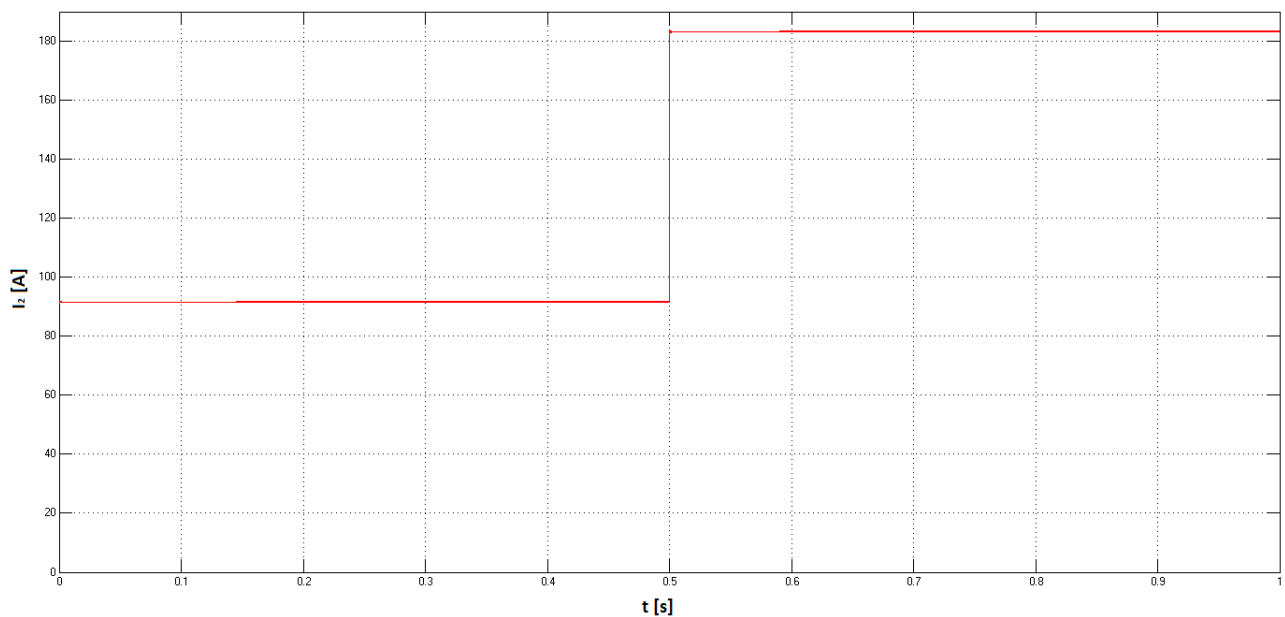


Figura 8-18 Valori della corrente presente sul carico ($f_s=5\text{kHz}$)

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

A titolo di confronto si riporta l'analisi dello stesso sistema funzionante a frequenza di 50Hz; quest'analisi non vuole confrontare gli attuali sistemi a bassa frequenza con i più innovativi ad alta frequenza ma viene fatta solo per mostrare la riduzione della taglia dei componenti passivi ed il miglioramento delle forme d'onda che il nuovo sistema comporta.

Si riporta anzitutto l'andamento della tensione sul carico (figura 8-19).

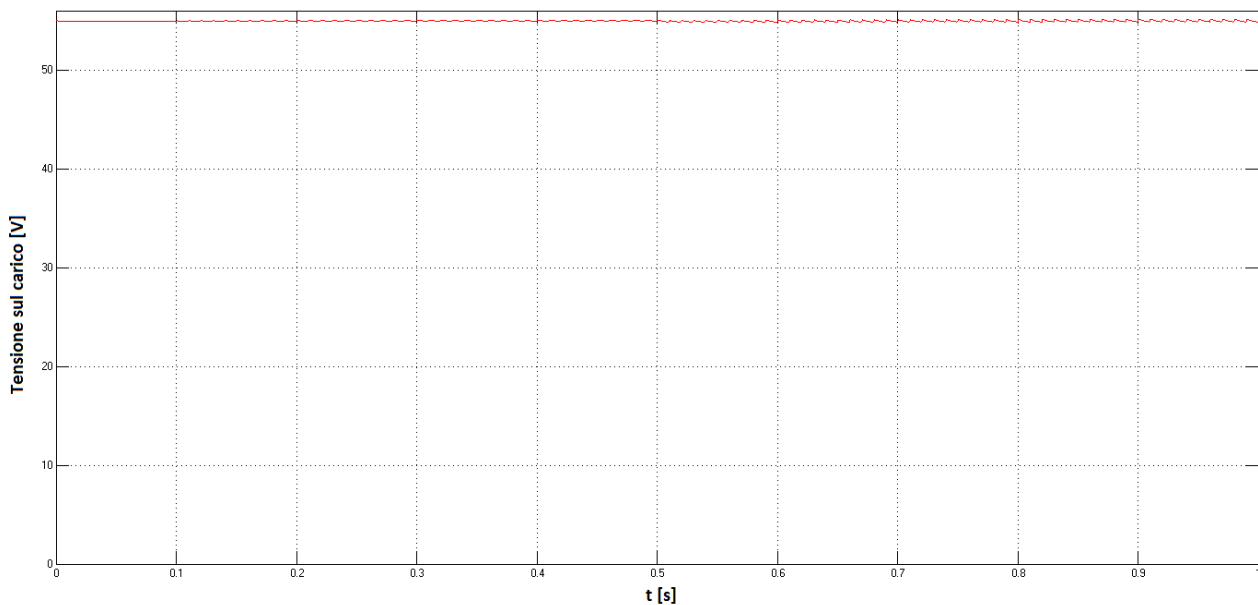


Figura 8-19 Andamento della tensione sul carico con alimentazione a 50Hz

Si nota subito che è presente un ripple di tensione molto più evidente rispetto alla simulazione precedente, che rimane anche in situazione di regime. Per ottenere l'andamento riportato è stato necessario aumentare la taglia del condensatore passando da $50mF$ a $5.000mF$, ovvero la taglia della nuova capacità è 100 volte più elevata della precedente. Questo oltre all'onere dell'acquisto ed installazione di elementi passivi di taglie più elevate comporta anche un aumento dei volumi da essi occupati; attualmente gli elementi passivi sono quelli che occupano lo spazio maggiore all'interno dei convertitori, insieme al trasformatore, dunque l'alta frequenza porta al doppio vantaggio della riduzione delle dimensioni dei convertitori e all'utilizzo di componenti di taglia più piccola.

Questo vantaggio è tanto più importante quanto più lo spazio disponibile si riduce: nel caso analizzato del riscaldamento elettrico dei deviatori lo spazio non è un grosso problema, se non per il fatto che l'ambiente costruito per l'installazione del convertitore dovrà essere più grande con ripercussioni sulla quantità di materiale edilizio utilizzato, ma se si pensa ad esempio all'installazione a bordo di un treno o di un veicolo aereo allora il problema delle dimensioni assume una notevole importanza.

Per meglio evidenziare le oscillazioni si riporta un ingrandimento dell'andamento temporale della tensione (figura 8-20).

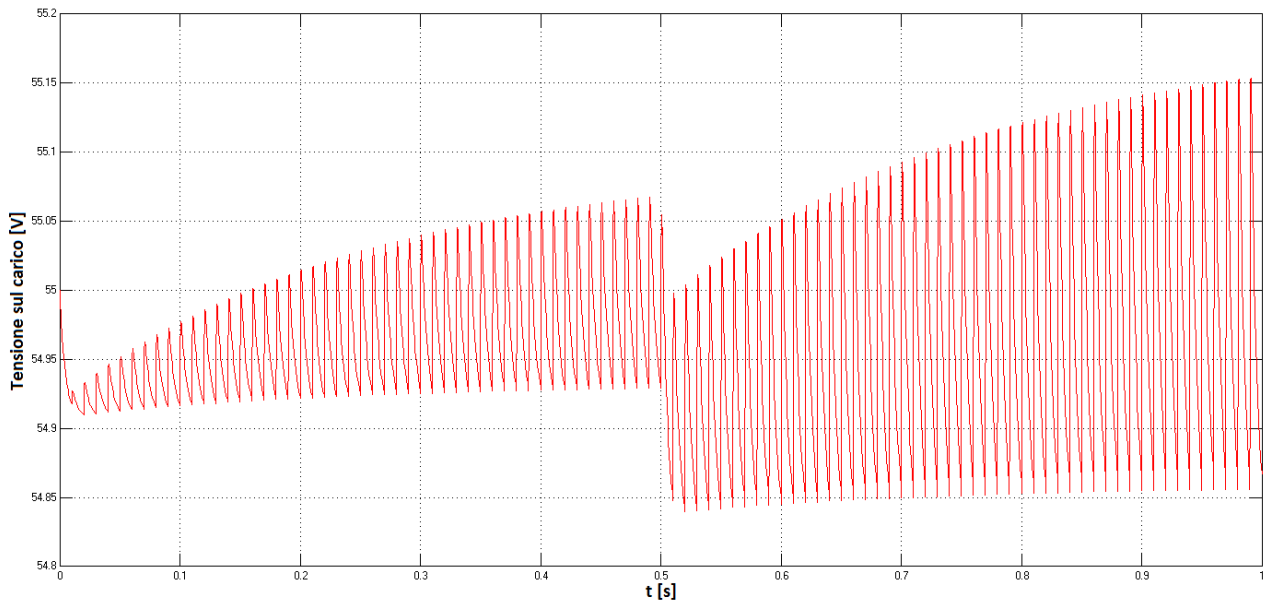


Figura 8-20 Ingrandimento dell'andamento della tensione sul carico con alimentazione a 50Hz

È subito chiaro che l'entità dell'oscillazione della tensione è molto più elevata rispetto al caso precedente. Inoltre il sistema impiega più tempo ad arrivare a regime, a causa della taglia maggiore del condensatore che comporta tempi di risposta del sistema molto più elevati. Andando ad aumentare la taglia del condensatore è possibile ridurre ulteriormente le oscillazioni, ma si è scelto il valore attuale in quanto è stato raggiunto così un compromesso tra velocità del sistema ed oscillazioni di tensione.

Altro grafico analizzato è quello che mostra i valori dell'angolo di controllo nel tempo (figura 8-21).

In questa figura si osservano principalmente due cambiamenti rispetto al caso precedente: l'angolo φ impiega molto più tempo per portarsi in condizioni di regime ed inoltre sono presenti delle oscillazioni sia in transitorio sia vicino alla condizione di regime. Anche in questo caso è stato utilizzato un filtro passa-basso per ridurre l'entità delle oscillazioni, impostando però la frequenza di taglio a 200Hz. Si potrebbero ridurre ulteriormente le oscillazioni del valore dell'angolo di controllo abbassando ulteriormente la frequenza di taglio, ma non lo si è fatto in quanto le ripercussioni sull'andamento della tensione sarebbero poco significative.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

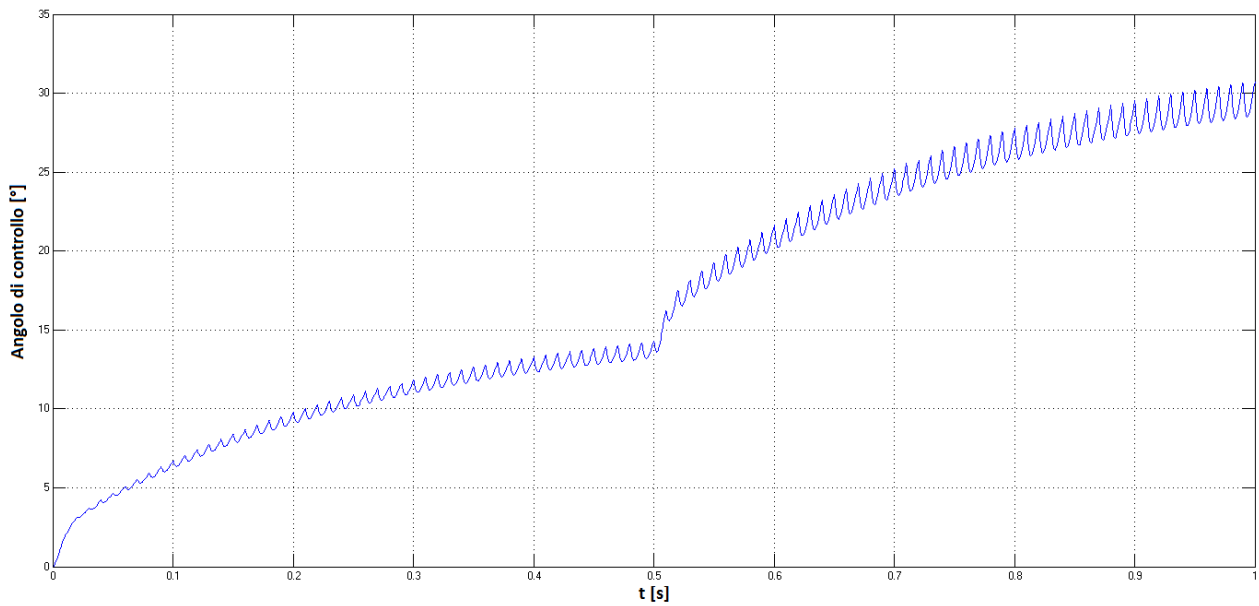


Figura 8-21 Andamento dell'angolo di controllo a 50Hz

Si riporta poi il grafico mostrante la tensione al primario e al secondario del trasformatore (figura 8-22).

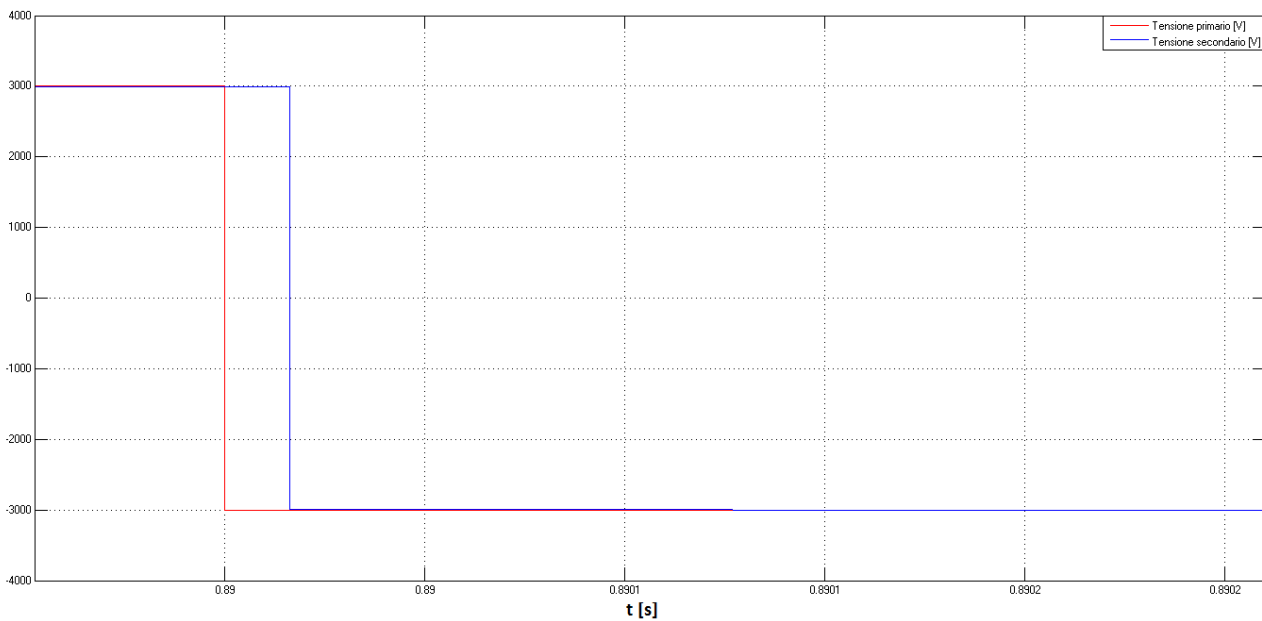


Figura 8-22 Ritardo della tensione al secondario rispetto alla tensione al primario del trasformatore nel sistema a 50Hz

Nella figura si osserva che il ritardo di una tensione rispetto all'altra è maggiore rispetto al caso a 5kHz (non si è potuto mostrare un semiperiodo come fatto prima perché altrimenti non sarebbe stato possibile apprezzare il ritardo temporale tra le tensioni).

Altro grafico significativo è quello della differenza tra le tensioni ai capi del trasformatore (figura 8-23).

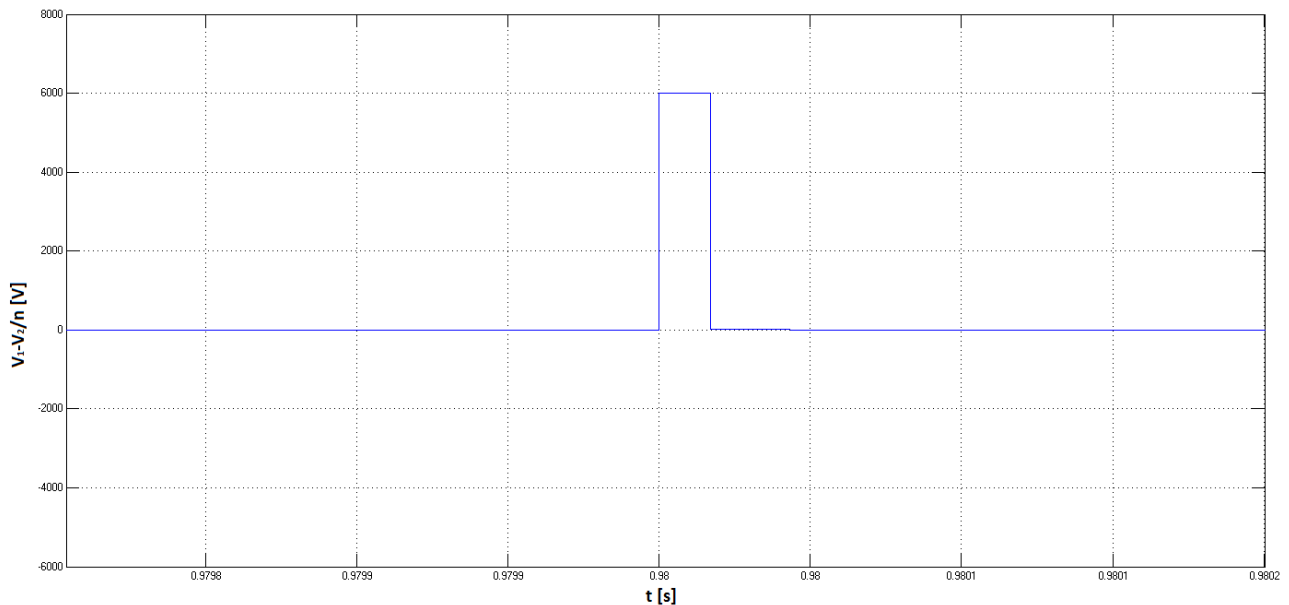


Figura 8-23 Differenza tra la tensione al primario e la tensione al secondario riportata al primario con switching a 50Hz

Analizzando la figura è possibile effettuare dei ragionamenti e analizzare i cambiamenti sull'andamento delle correnti rispetto al caso dei 5kHz; infatti ora si hanno intervalli temporali in cui la differenza di tensione raggiunge i 6.000V più lunghi e di conseguenza le correnti raggiungeranno valori di picco maggiori. Negli intervalli successivi la differenza tra le tensioni assume valori molto bassi: inizialmente assume un valore leggermente negativo, per poi diventare positivo trascorso un breve intervallo di tempo (viceversa per l'intervallo temporale successivo).

La corrente tenderà quindi a decrescere rapidamente nei primi istanti a causa dell'annullamento della differenza tra le tensioni, per poi tornare a crescere leggermente fino all'inizio dell'intervallo in cui questa differenza assume valore minimo.

Si riporta quindi l'andamento temporale della corrente in cui è possibile osservare quanto appena descritto (figura 8-24).

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

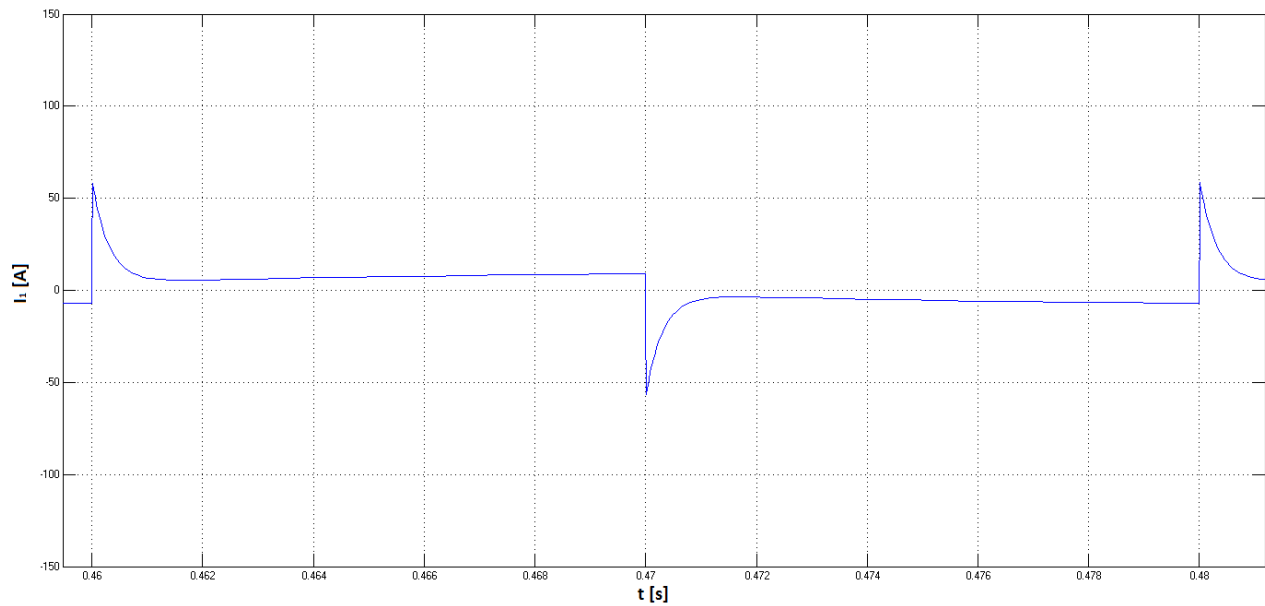


Figura 8-24 Andamento della corrente in seguito all'inserzione del primo carico ($f_s=50\text{Hz}$)

Si riporta l'andamento della corrente in seguito all'inserzione del secondo carico (figura 8-25).

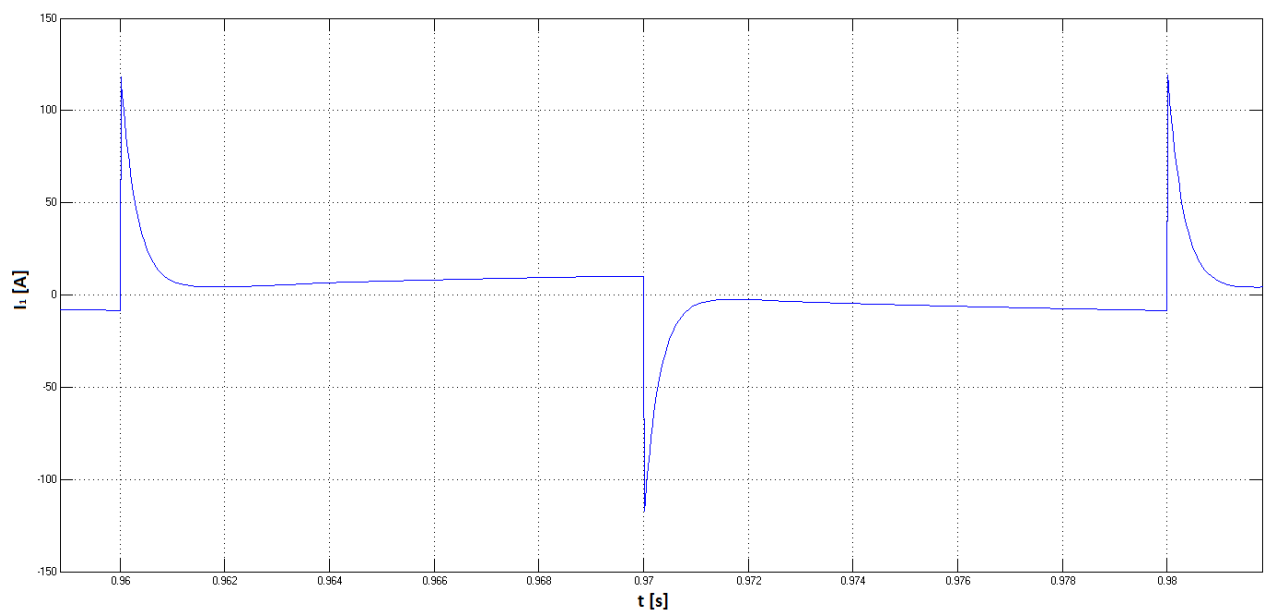


Figura 8-25 Andamento della corrente in seguito all'inserzione del primo carico ($f_s=50\text{Hz}$)

Come prima si osserva che anche in questo caso i valori di picco della corrente raddoppiano a causa del raddoppio del carico. La corrente assume come ovvio, per entrambe le frequenze di switching analizzate, il medesimo valor medio; nonostante ciò è però preferita la forma d'onda della corrente trovata nell'analisi a 5kHz, in quanto i valori di picco delle correnti trovati con la seconda simulazione porterebbero ad un dimensionamento eccessivo delle valvole per evitarne la distruzione.

Si osserva infine l'andamento della corrente in transito verso i carichi (figura 8-26).

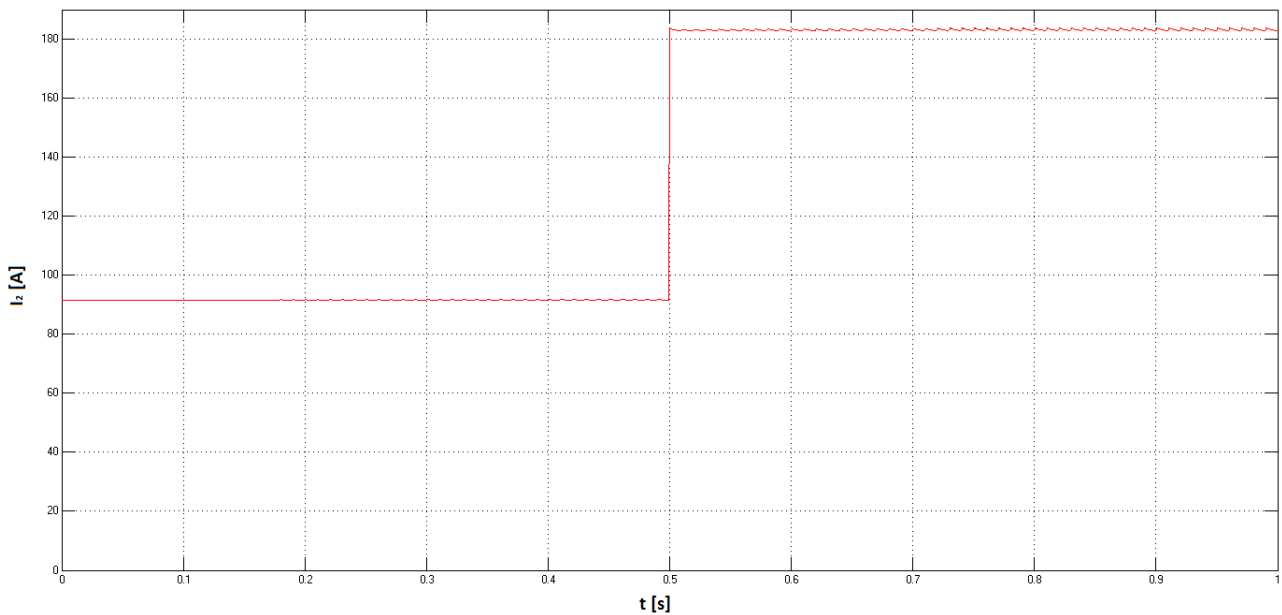


Figura 8-26 Valori della corrente presente sul carico ($f_s=50\text{Hz}$)

Il valore di tale corrente, come già accennato prima, è lo stesso registrato nella simulazione a 5kHz ma con un ripple maggiore che si osserva anche in condizioni di regime. Tale oscillazione è accettabile per quanto riguarda l'alimentazione dei cavi per il riscaldamento elettrico dei deviatori, ma non lo è nel caso dell'alimentazione di carichi che richiedono elevata stabilità dell'alimentazione.

8.2.1. Conclusioni della simulazione

In conclusione si è osservato che l'aumento della frequenza di commutazione delle valvole porta diversi vantaggi, primo fra tutti il miglioramento della forma d'onda della tensione in conseguenza della riduzione del ripple; altri vantaggi significativi sono poi quelli legati al dimensionamento dei componenti passivi, che subiscono una drastica riduzione della taglia e del loro volume complessivo portando anche ad un miglioramento delle prestazioni dinamiche del sistema. Inoltre anche le dimensioni del trasformatore risultano notevolmente ridotte con l'aumento della frequenza dell'onda di tensione. Altri benefici dell'aumento della velocità di commutazione delle valvole sono poi la riduzione del valore dell'angolo di controllo a parità di potenza assorbita e una regolazione più fine grazie alla possibilità di controllare gradini di potenza d'ampiezza inferiore.

Gli svantaggi principali legati all'uso di elevate frequenze di commutazione riguardano più che altro la necessità di utilizzare un'elettronica veloce per il controllo delle valvole ed il crescente valore delle perdite di commutazione. Al giorno d'oggi non esiste più il problema della velocità del sistema di controllo, in quanto si riesce ad ottenere senza particolari problemi un sistema veloce e con costi

notevolmente inferiori agli anni passati. Per quanto riguarda invece le perdite di commutazione risulta fondamentale l'utilizzo di materiali innovativi nella costruzione dei componenti, come il carburo di silicio di cui si parla in questa tesi; esso permette una notevole riduzione delle perdite ed il raggiungimento di frequenze di commutazione molto elevate (si possono raggiungere i 50kHz mantenendo valori di potenza elevati) che con le tradizionali valvole al silicio non sono raggiungibili. Si sono in questo modo risolti due grandi problemi dell'uso di dispositivi ad alta frequenza.

8.3. Regolazione della potenza scambiata tramite un ponte ad alta frequenza

In questa simulazione si procede al controllo della potenza scambiata dal ponte DAB tra due reti attive. Nelle simulazioni fatte finora si procedeva ad una misurazione della tensione sul carico/connessione con la rete DC e dopo averla confrontata con un valore di riferimento si regolava l'angolo di controllo del ponte, ottenendo un trasferimento di potenza e di conseguenza una regolazione accurata della tensione sui carichi in DC. Con la simulazione che ci si appresta a svolgere la grandezza di riferimento non è più la tensione ma la potenza scambiata. L'obiettivo che si vuole raggiungere è la verifica della stabilità del sistema a seguito di una variazione sinusoidale della potenza di riferimento scambiata dal ponte, che quindi transiterà in entrambe le direzioni, ed osservare degli effetti che questa ha sui valori di tensione misurati all'uscita del ponte.

Per realizzare questo controllo viene misurata la tensione sulle reti DC ed il valore dell'angolo di controllo in uscita dal regolatore PI, quindi viene calcolata la potenza trasferita attraverso la formula già nota:

$$P = \frac{V_1 V_2 / n \cdot \Phi \cdot (\pi - \phi)}{2\pi^2 f_s L}$$

Il valore di potenza calcolato è quello che istante per istante sta venendo trasferito attraverso il ponte. Questo valore viene poi confrontato con il riferimento, ottenendo istante per istante l'errore di potenza che viene poi trasmesso al regolatore PI; quest'ultimo da poi in uscita il valore che l'angolo di controllo dovrà assumere.

Questa funzione è molto utile; basti pensare alla necessità di avere un convertitore bidirezionale ad alta efficienza e basso ingombro a bordo di un treno: durante la marcia del treno esso farà in modo che la potenza fluisca dalla catenaria verso i motori, mentre durante le frenate a recupero si avrà il percorso opposto. Come già detto il problema degli ingombri è critico per un treno, in quanto gli spazi disponibili sono limitati e dunque oltre al problema dello spazio occupato dal convertitore bisognerà

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

minimizzare anche il volume del sistema di raffreddamento che, grazie alle più elevate temperature raggiungibili dalle valvole al SiC, risulta molto ridotto.

Si riporta dunque il sistema utilizzato per la simulazione (figura 8-27).

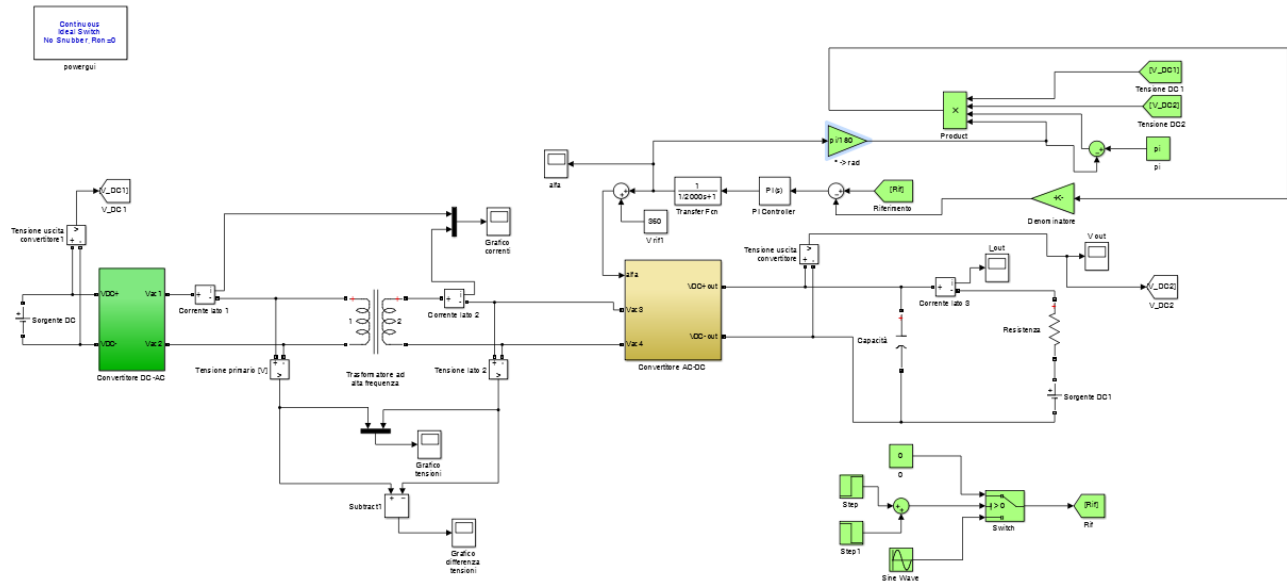


Figura 8-27 Schema Simulink utilizzato per la simulazione dello scambio di potenza

Il sistema è ancora composto da due sorgenti in corrente continua, un convertitore DC-AC in grado di generare un'onda quadra a 5kHz, un trasformatore ad alta frequenza ed un convertitore AC-DC nel quale avviene un controllo dell'angolo di commutazione, ottenuto basandosi sul riferimento di potenza e sulla potenza calcolata.

Anche in questo caso all'uscita del secondo convertitore è stata inserita una capacità, in modo da limitare il ripple della tensione in uscita ed ottenere così un andamento temporale della tensione più regolare.

Si è scelto anche in questo caso di utilizzare dei generatori ideali di tensione per simulare le reti a cui è connesso il convertitore in quanto esse vengono ipotizzate a potenza infinita, quindi quest'approssimazione è accettata e non comporta errori.

Per meglio analizzare il sistema di controllo (colorato in verde) utilizzato se ne riporta di seguito un ingrandimento (figura 8-28).

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

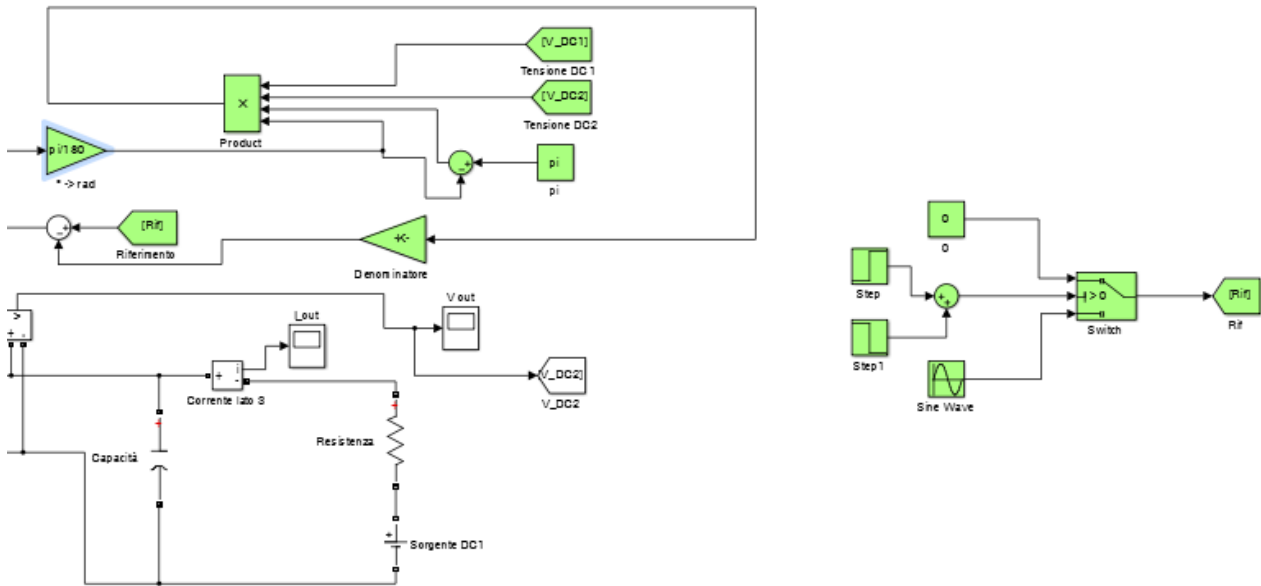


Figura 8-28 Sistema di controllo della potenza utilizzato nella simulazione

Come già detto questo sistema calcola istante per istante il valore della potenza in transito sul DAB e lo confronta con un valore di riferimento, ottenendo così l'errore che viene poi processato dal controllore PI, il quale fornisce il valore dell'angolo di controllo. Il sistema utilizzato basa il controllo dell'angolo di commutazione sull'inserzione di un ritardo temporale, che non può assumere valori negativi; per questo motivo è stata aggiunta all'angolo di controllo una costante di valore 360° .

Si è scelto di far iniziare la variazione del riferimento di potenza dopo 1s dall'inizio della simulazione; in questo modo si dà tempo ai transienti iniziali di esaurirsi, ottenendo così un sistema a regime nel momento in cui si inizia il controllo della potenza.

La variazione di potenza viene fatta poi terminare dopo un ciclo di sinusoidi, ovvero dopo 3s dall'inizio della simulazione, in modo da verificare che in seguito alla perturbazione il sistema sia in grado di andare a regime.

Dato che si utilizzano valvole ideali non si hanno i tempi di accensione e di spegnimento presenti in quelle reali, ottenendo così commutazioni istantanee; di conseguenza l'angolo di ritardo effettivo tra le tensioni al primario ed al secondario sarà lo stesso che si ottiene in uscita dal regolatore, quindi per il calcolo della potenza viene utilizzato quest'ultimo e non è necessario misurarlo a partire dalle forme d'onda delle tensioni.

Si riporta anzitutto l'andamento del riferimento di potenza (figura 8-29).

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

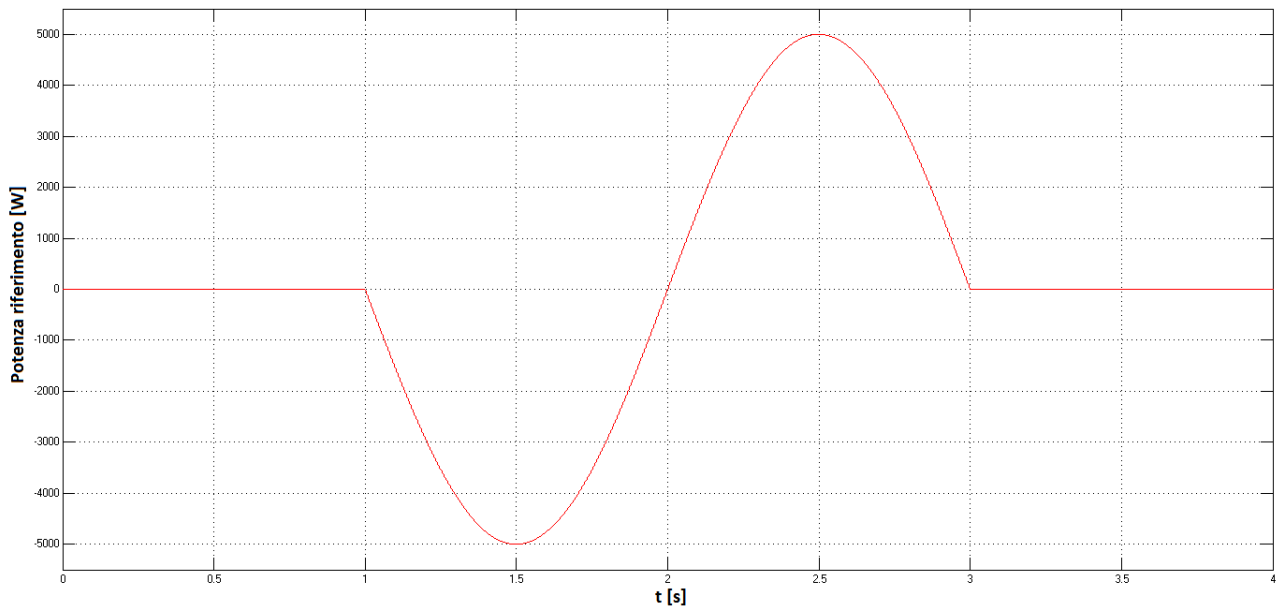


Figura 8-29 Riferimento di potenza del sistema dato in ingresso al sistema di controllo

Il riferimento di potenza assume inizialmente un valore costante per poi, dal momento in cui inizia la perturbazione, seguire un andamento di tipo sinusoidale. Si riporta l'andamento del valore di potenza che viene calcolato istante per istante partendo dai valori V_1 , V_2 e ϕ rilevati (figura 8-30).

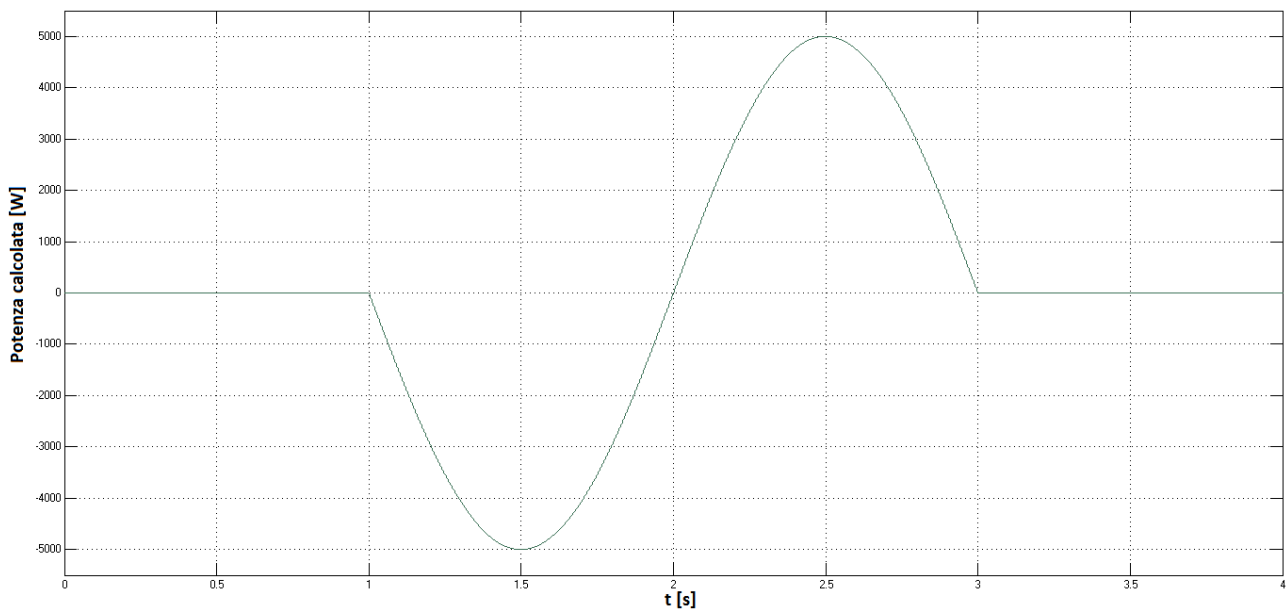


Figura 8-30 Andamento della potenza ottenuta a partire dai valori di tensione sul DC-link e dell'angolo di controllo

Si osserva che quest'andamento è praticamente identico a quello della potenza di riferimento; questo avviene perché il sistema di regolazione PI è molto rapido e quindi l'errore che ne risulta sarà molto piccolo. In seguito si osserverà che la potenza non raggiunge il valore di 0W nell'istante in cui termina la perturbazione, ma seguirà un breve transitorio.

Viene di seguito riportato l'andamento che l'errore di potenza assume nel tempo (figura 8-31).

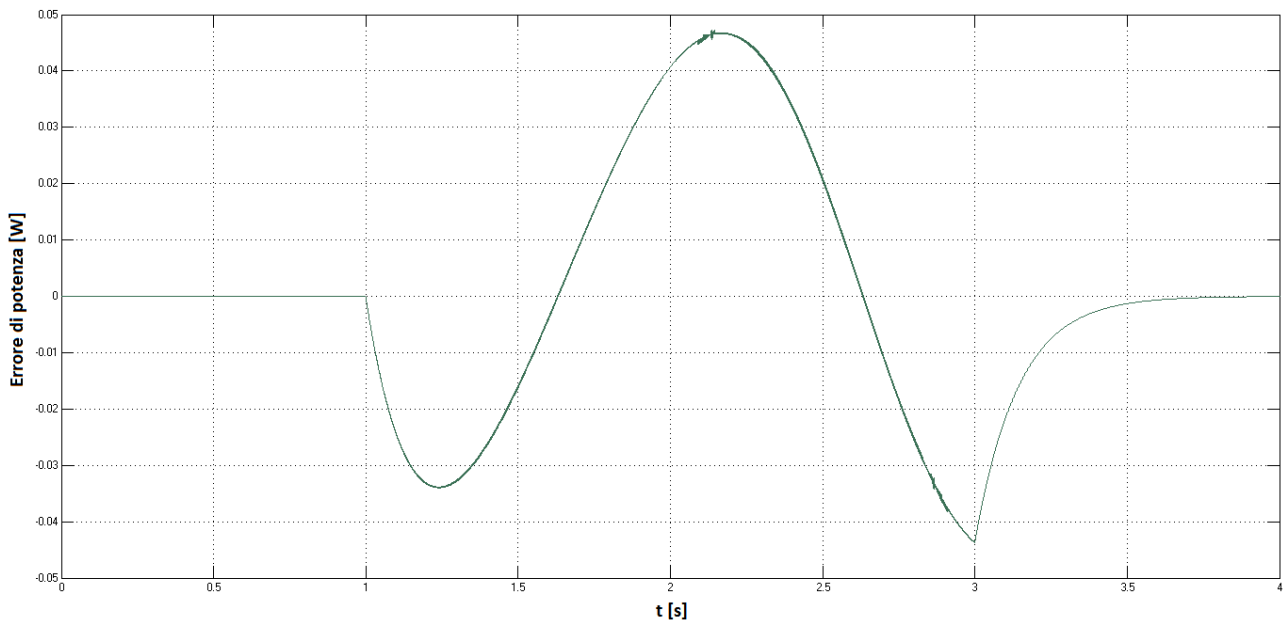


Figura 8-31 Andamento dell'errore di potenza nel tempo

L'andamento dell'errore nel tempo è ottenuto facendo la differenza istante per istante tra i valori della potenza di riferimento e della potenza calcolata mediante l'equazione riportata sopra. Si osserva dunque che il suo massimo è rilevato poco dopo l'attraversamento dello zero della potenza che avviene per $t=2s$. Terminata la perturbazione esso si riporta a zero a seguito di un transitorio della durata di 0,7s. I valori assunti da tale errore sono molto bassi, tanto che il suo massimo valore è inferiore agli 0,05W e la differenza tra i valori di picco è inferiore agli 0,09W.

Si osserva poi l'andamento dell'angolo di controllo nel tempo, al fine di valutarne la variazione in seguito ad un trasferimento di potenza (figura 8-32).

L'angolo di controllo assume anch'esso un andamento sinusoidale, simile a quello osservato per il riferimento di potenza. Dopo il tratto iniziale a valore nullo esso inizia a mutare a causa della variazione del riferimento di potenza; si hanno dunque valori negativi per $1s < t < 2s$ mentre per $2s < t < 3s$ l'angolo assume valori positivi. Questo significa che nel primo semiperiodo della sinusoide la potenza viene trasferita da valle verso monte del convertitore e dunque ci si aspetta un calo della tensione, mentre nella seconda parte dell'onda la potenza è trasferita verso valle del convertitore e dunque il valore della tensione s'incrementa.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

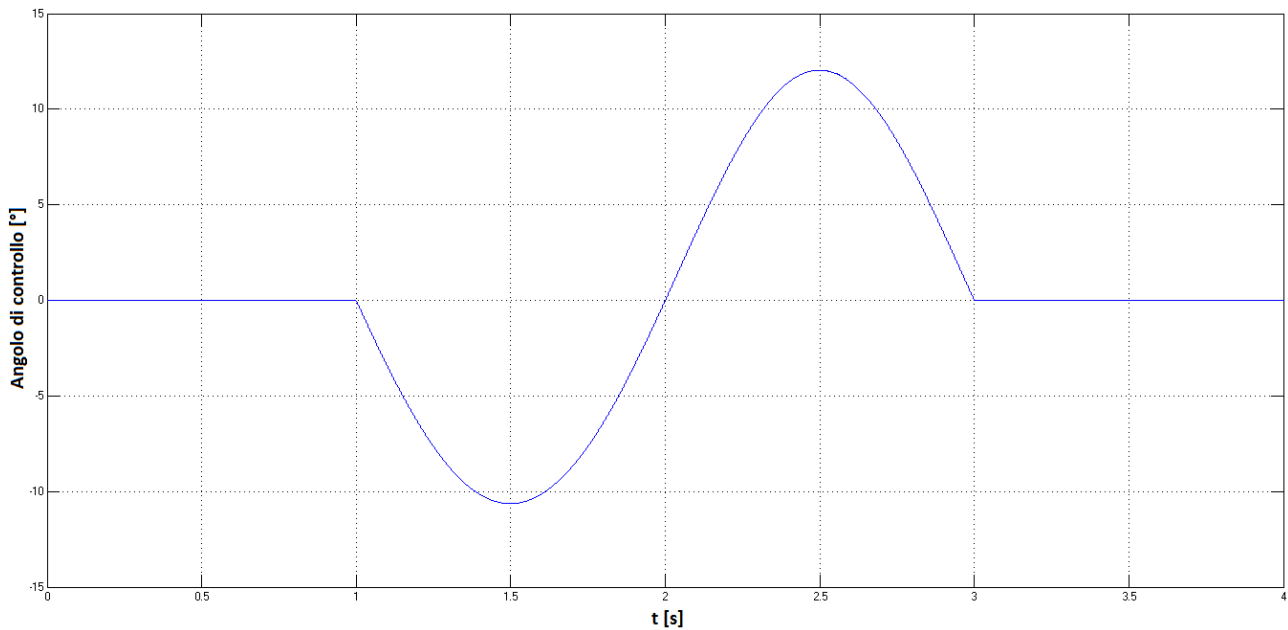


Figura 8-32 Angolo di controllo ottenuto in uscita dal controllore PI

Viene di seguito riportato il grafico della tensione all'uscita del convertitore (figura 8-33).

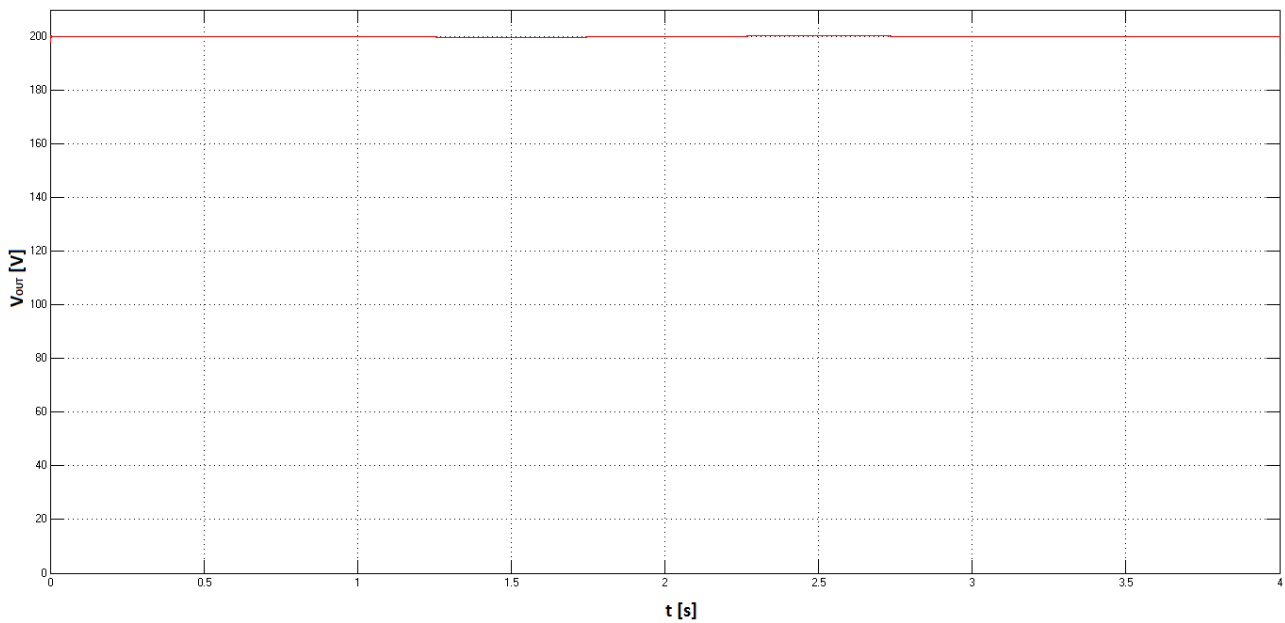


Figura 8-33 Andamento della tensione in uscita dal convertitore AC-DC

A prima vista la tensione ha un andamento praticamente costante; questo perché la resistenza interposta tra il generatore ideale ed il condensatore ha valore di $0,01\Omega$ e dunque anche per valori elevati della corrente in transito la caduta risulta molto contenuta.

Se però si fa un ingrandimento dell'andamento si osserva che essa segue un andamento sinusoidale (figura 8-34).

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

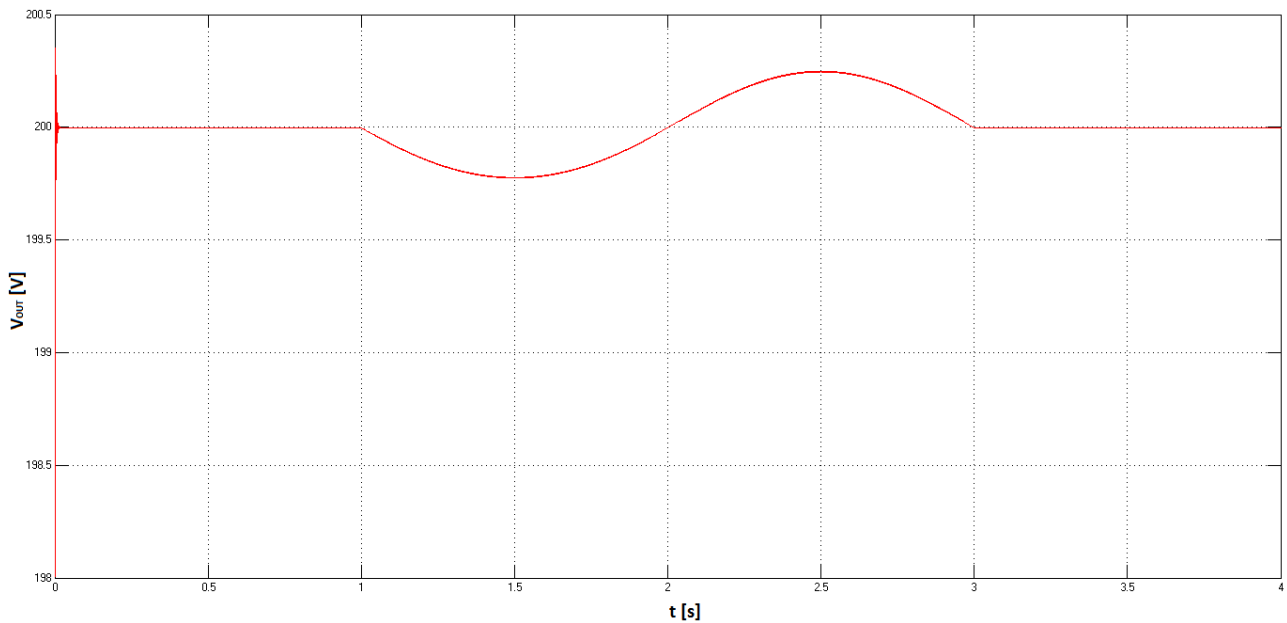


Figura 8-34 Ingrandimento dell'andamento temporale della tensione ai morsetti del condensatore

Trascurando la perturbazione osservata ad inizio simulazione, dovuta al fatto che è stata sommata al valore dell'angolo in uscita dal PI una costante pari a 360° (per questo motivo la tensione al secondario del trasformatore assume valore negativo per il primo periodo di commutazione), l'andamento della tensione segue l'andamento sinusoidale previsto.

Si ha dunque una diminuzione del valore della tensione sul condensatore dovuta al valore negativo dell'angolo di commutazione, per poi osservarne un aumento di valore in seguito all'inversione del flusso di potenza. L'oscillazione della tensione rimane comunque molto contenuta, con un valore picco-picco inferiore ad 1V. Terminata la perturbazione, il valore di tensione si riporta istantaneamente ad un valore vicino a quello di regime. Il valore finale della tensione verrà raggiunto nel momento in cui l'errore di potenza si annulla, e dunque non si ha più trasferimento di energia.

Si riporta di seguito il transitorio finale della potenza (figura 8-35).

Com'è possibile osservare in tale figura, dopo che la variazione del riferimento di potenza ha avuto termine, il valore effettivo della potenza calcolata non si porta immediatamente a zero, ma decresce fino a raggiungere il valore finale.

L'andamento della V_{OUT} dipenderà dunque dall'entità di questo transitorio, in quanto finché $P > 0$ anche la tensione avrà un valore superiore rispetto a quello di regime.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

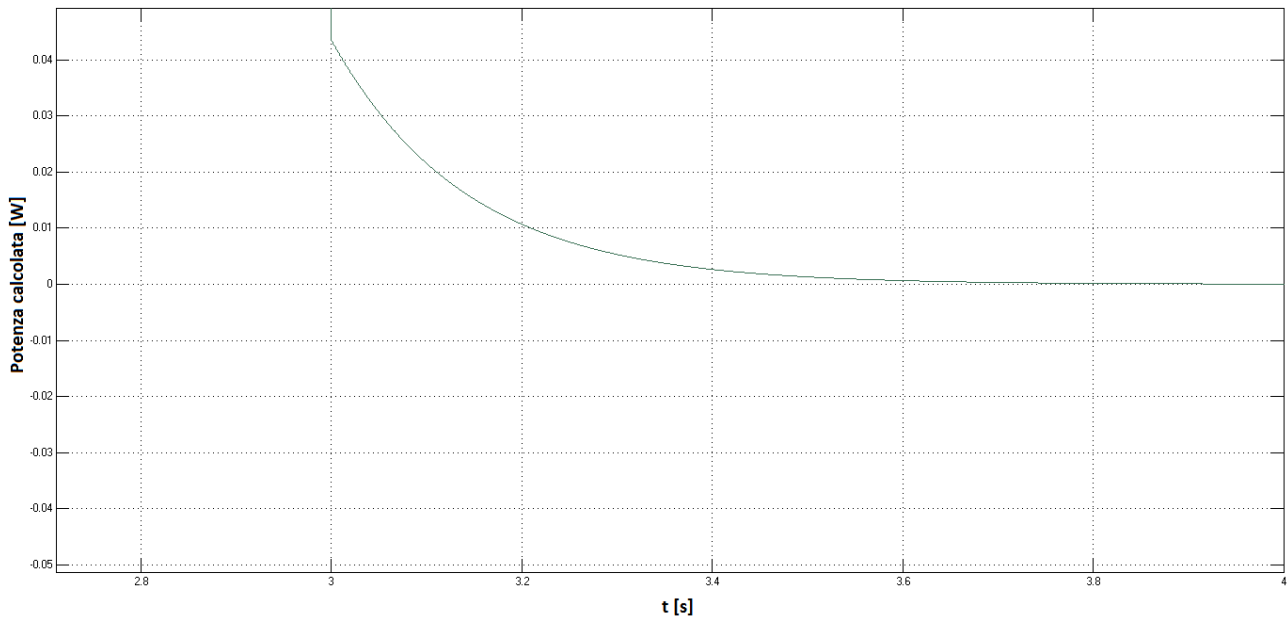


Figura 8-35 Transitorio residuo della potenza al termine della perturbazione

Si riporta nelle figure seguenti l'andamento delle tensioni al primario ed al secondario del trasformatore. Nella prima (figura 8-36) sono riportati i valori in corrispondenza della massima potenza trasferita verso monte, mentre nella seconda (figura 8-37) sono mostrate le tensioni nel momento in cui la potenza trasferita verso valle assume il valore massimo. Si pone in queste figure l'attenzione sui valori degli sfasamenti tra le due onde, che corrispondono al valore assunto dall'angolo di controllo e riportato in termini temporali.

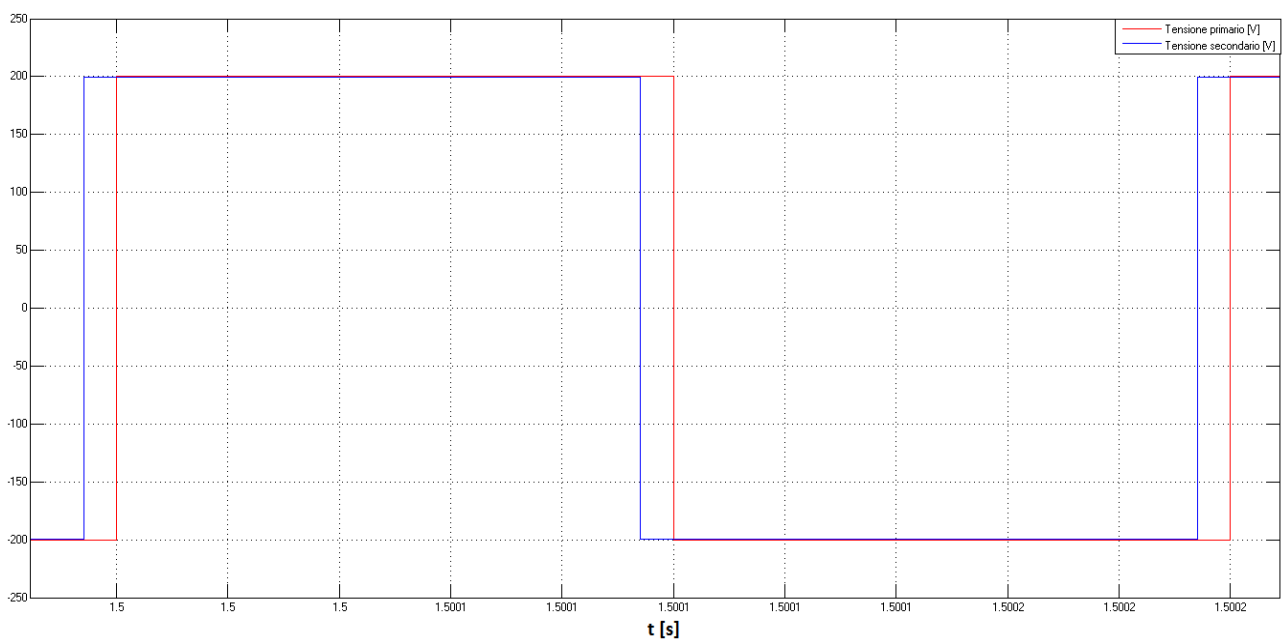


Figura 8-36 Andamento delle tensioni al primario e secondario per $t=1,5s$ ovvero per il massimo valore della potenza di riferimento

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Nella figura 8-36 si osserva che la tensione al secondario del trasformatore è in anticipo rispetto alla tensione al primario; avviene questo perché l'angolo di controllo assume valore negativo nell'istante considerato, consentendo così alla potenza di essere trasferita verso il primo dei due ponti.

Nella figura 8-37 si ha invece la situazione opposta, ovvero la tensione al secondario si trova in ritardo rispetto a quella al primario a causa del valore positivo assunto dall'angolo ϕ . In questo caso la potenza fluisce verso il generatore posto a valle del convertitore AC-DC.

In figura 8-36 si nota inoltre che la tensione al primario è superiore rispetto a quella al secondario; ciò avviene perché, come già detto, il flusso di potenza comporta un abbassamento della tensione del DC-link a valle del secondo convertitore e di conseguenza anche al secondario del trasformatore.

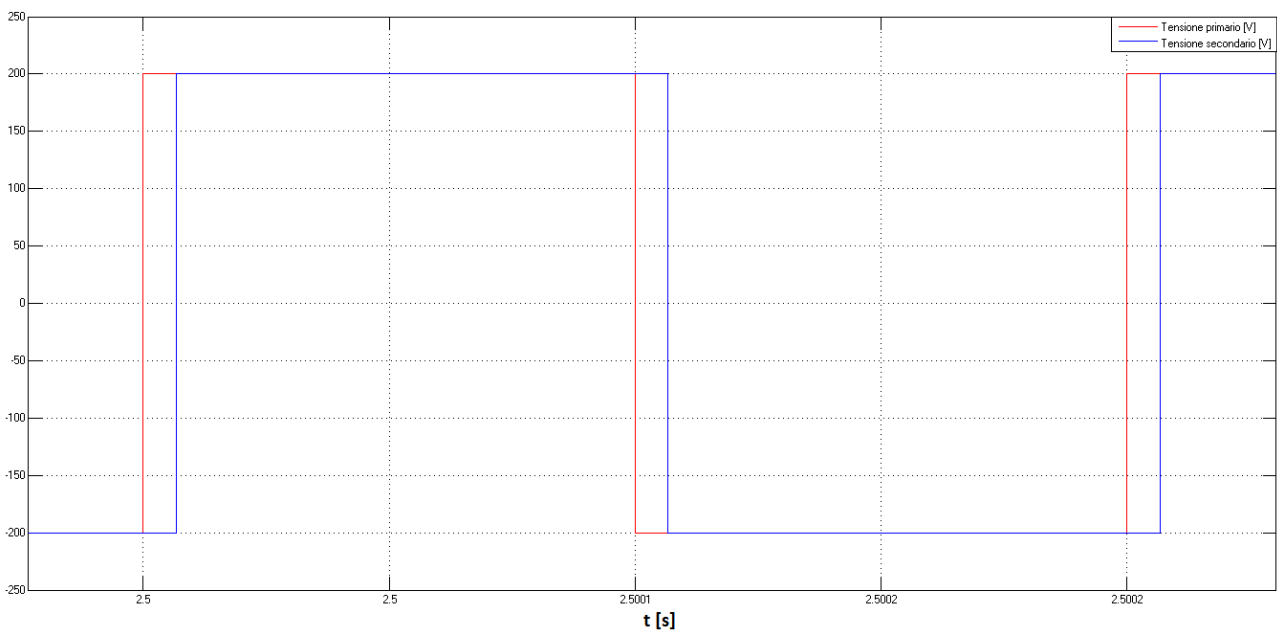


Figura 8-37 Andamento delle tensioni al primario e secondario per $t=2,5s$ ovvero per il minimo valore della potenza di riferimento

Il comportamento opposto viene osservato nella figura 8-37, dove la tensione al secondario risulta maggiore di quella al primario.

Si riporta nella figura seguente un ingrandimento intorno ai valori massimi della tensione, al fine di apprezzare la differenza tra il valore al primario ed il valore al secondario del trasformatore (figure 8-38). Per meglio apprezzare tale differenza ci si focalizza sugli istanti in cui si ha il maggiore ed il minore valore di potenza trasferita, ovvero per $t=1,5s$ e per $t=2,5s$.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

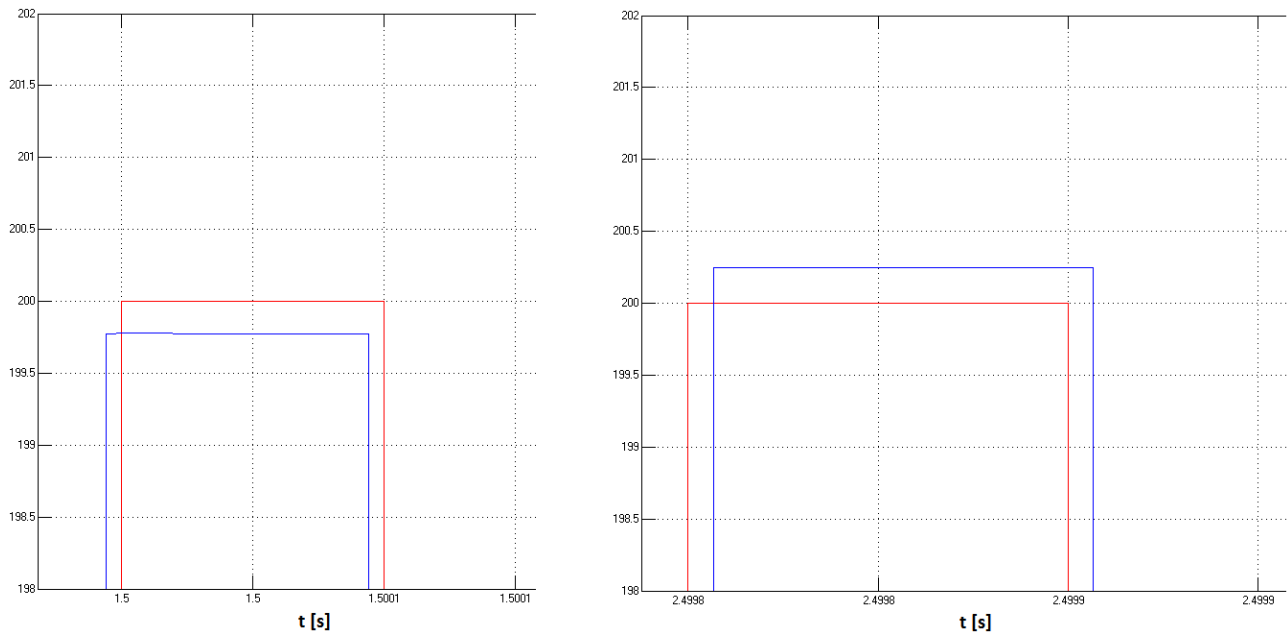


Figura 8-38 Differenza di ampiezza tra le tensioni al primario ed al secondario del trasformatore per $t=1,5s$ (sinistra) e per $t=2,5s$ (destra)

Si riporta di seguito il grafico mostrante la differenza tra i valori delle tensioni al primario ed al secondario (figura 8-39).

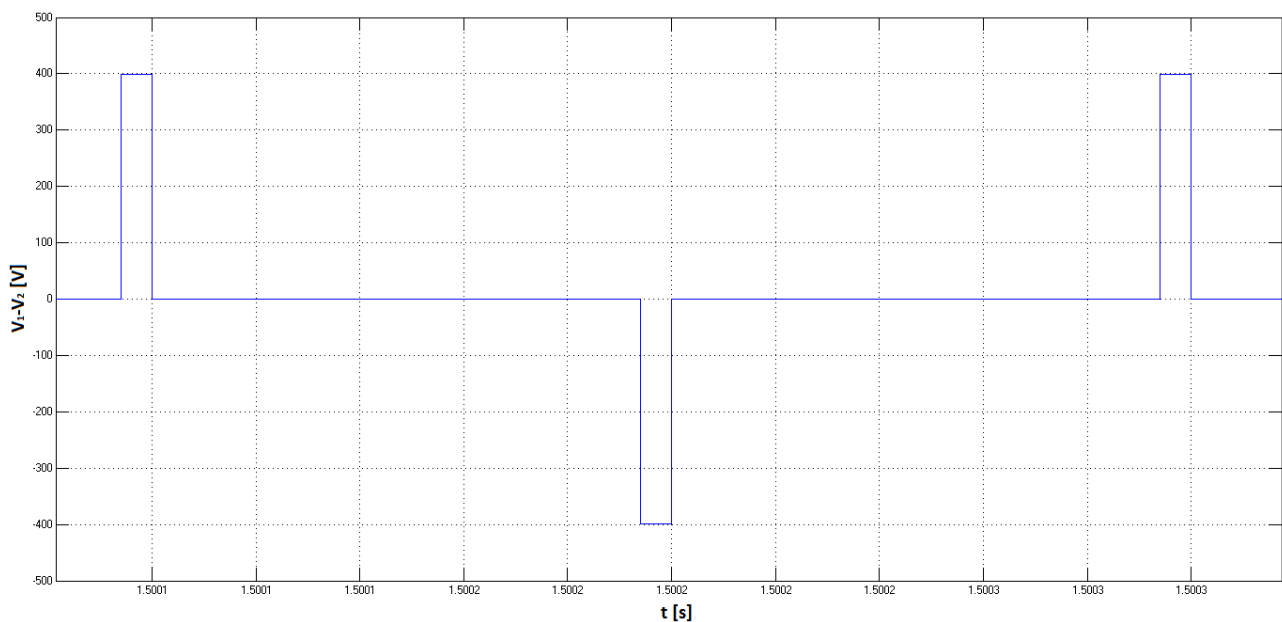


Figura 8-39 Differenza tra le tensioni al primario ed al secondario, utili per la valutazione delle correnti

Negli istanti in cui $V_1 - V_2 > 0$ si ha una crescita del valore della corrente fino al momento in cui tale differenza subisce un drastico calo, portandosi intorno allo zero. Da quest'ultimo istante in poi la differenza delle tensioni è leggermente negativa (il valore minimo che raggiunge dall'inizio alla fine dell'intervallo è di $-0,25V$), quindi la corrente subisce una piccola diminuzione di valore fino a

quando $V_1 - V_2 < 0$; da qui in poi la corrente decresce per tutto l'intervallo di tempo in cui l'andamento ha valore negativo, per poi tornare ad essere lievemente crescente quando la differenza tra i due valori si riporta intorno allo zero.

Viene di poi riportato l'andamento della corrente al primario del trasformatore (figura 8-40).

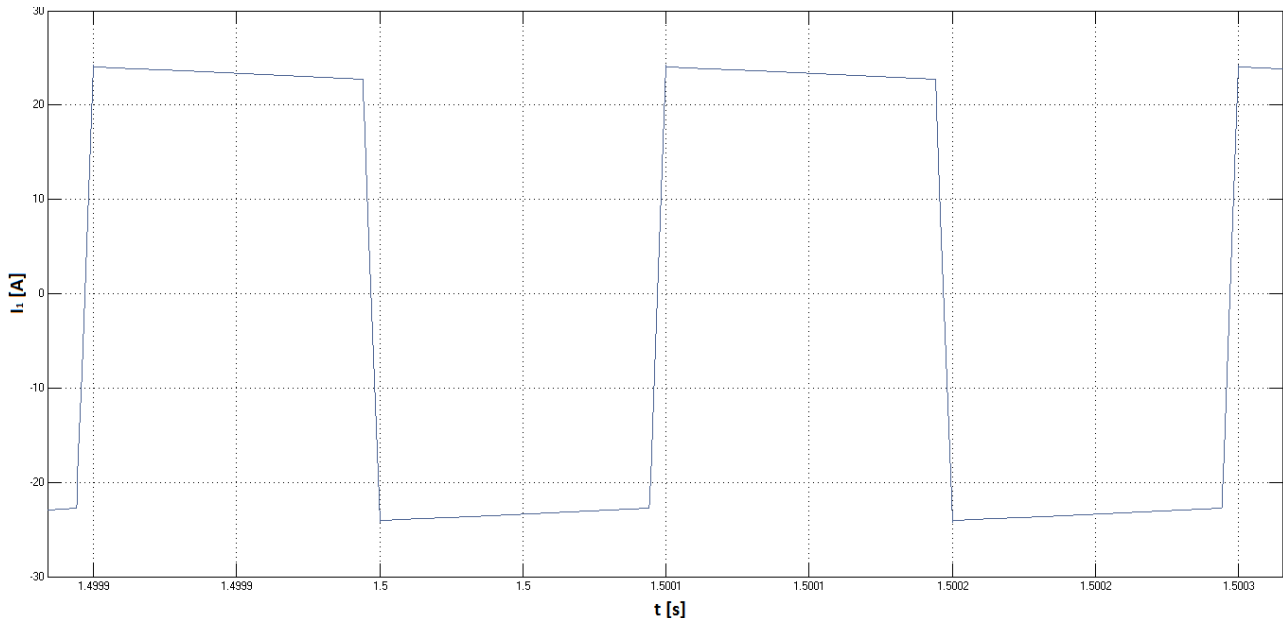


Figura 8-40 Andamento della corrente rilevata al primario del trasformatore

Si osserva in questo grafico che l'andamento della corrente precedentemente previsto partendo dalla figura 8-39 è rispettato. Si nota che nell'intervallo in cui la differenza tra le tensioni assume valori molto prossimi allo zero, la corrente ha una variazione apprezzabile.

Al fine di assicurarsi che il sistema sia effettivamente stabile si cambia il riferimento di potenza, utilizzando al posto della sinusoide due gradini di durata 0,05s ed ampiezza 5000W; essi agiranno dopo 1s e dopo 1,5s dall'inizio della simulazione. In questo modo si osserva la risposta del sistema ad una variazione repentina del riferimento.

Si è scelto di usare il riferimento a gradino piuttosto che altri in quanto esso ha i fronti di salita e di discesa più ripidi tra le forme d'onda possibili; questi fronti comportano un elevato errore di potenza nell'istante in cui avviene la commutazione, che potrebbe portare a condizioni di instabilità, e quindi alla deriva dell'angolo di controllo, nel caso in cui il sistema non sia stato realizzato correttamente.

Nella prima figura si riporta il riferimento di potenza utilizzato (figura 8-41).

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

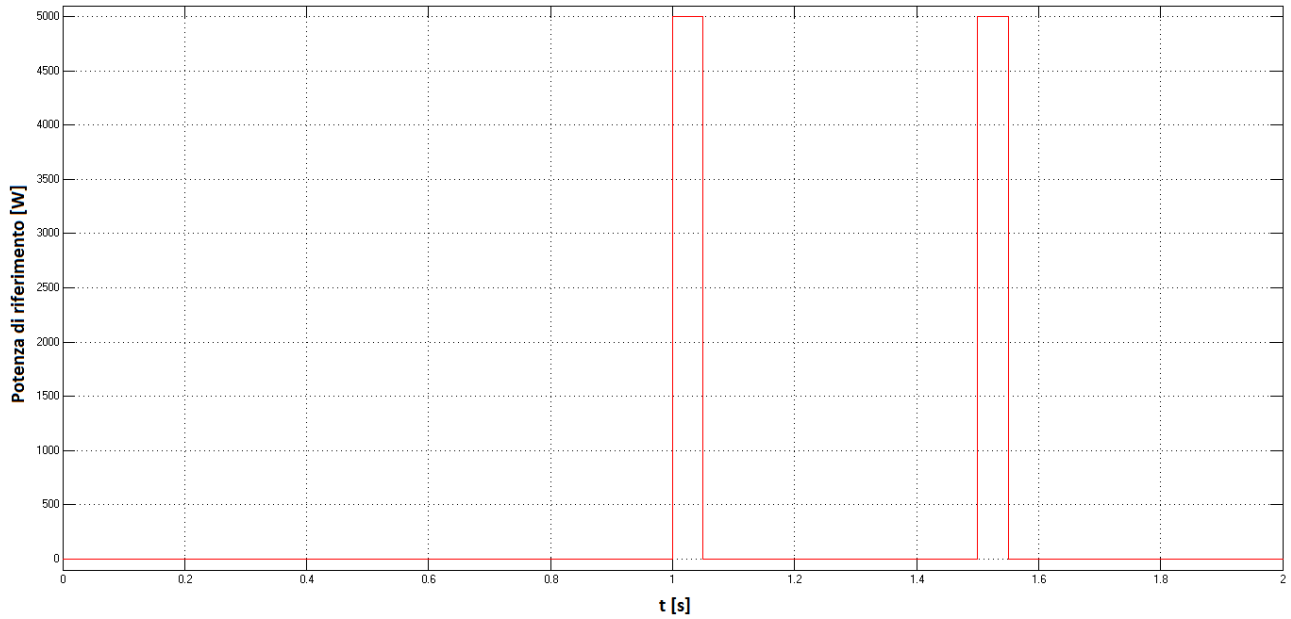


Figura 8-41 Andamento del riferimento di potenza a gradino

Si riporta quindi l'andamento che segue la potenza trasferita dal sistema al variare del riferimento (figura 8-42). Tale potenza è ottenuta, come fatto prima, partendo dai valori delle tensioni sul DC-link e dell'angolo di controllo ϕ in uscita dal regolatore PI.

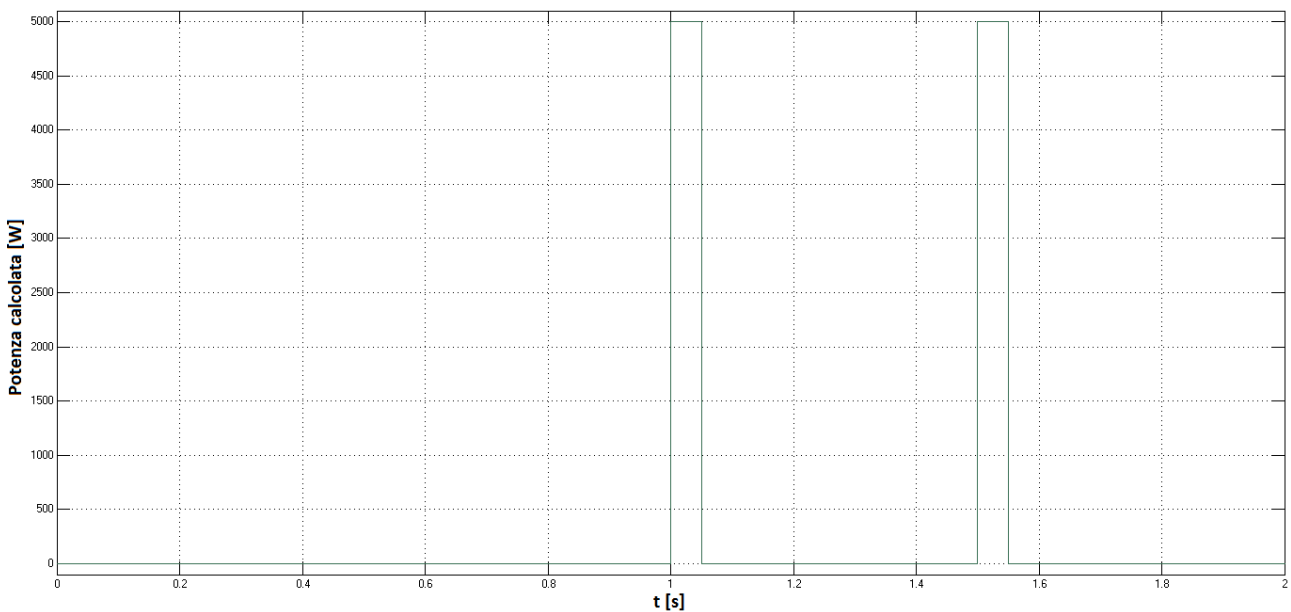


Figura 8-42 Andamento della potenza trasferita dal DAB

Si osserva che grazie alla rapidità del regolatore, l'andamento della potenza in transito attraverso il DAB è quasi identica a quella richiesta dal riferimento. Questo comporta valori dell'errore molto piccoli.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Nonostante a prima vista sembri che la potenza in transito vari istantaneamente, in realtà ciò non avviene; essa segue un transitorio sia per la salita sia per la discesa, dunque nascerà un errore di potenza, anche se contenuto.

Si riporta quindi l'ingrandimento di tali transienti di salita e discesa della potenza (figura 8-43).

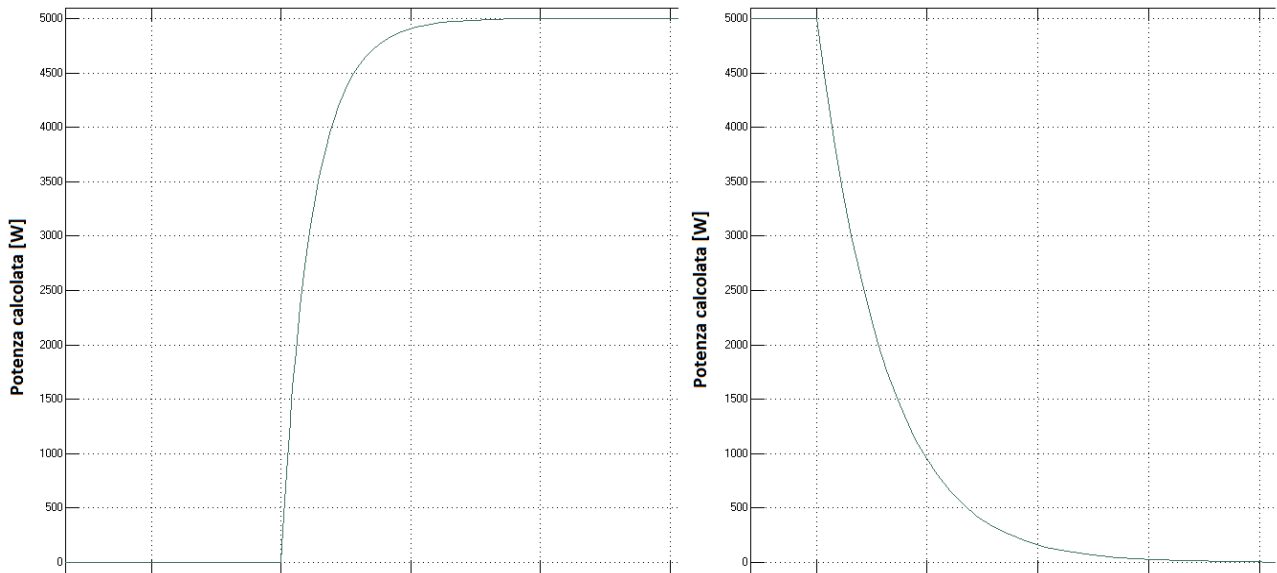


Figura 8-43 Transitori di salita e discesa della potenza in transito sul DAB nati a seguito della variazione a gradino del riferimento

Viene dunque riportato di seguito l'andamento che l'errore, dato dalla differenza tra la potenza di riferimento e la potenza in transito attraverso il ponte, assume con questo tipo di riferimento (figura 8-44).

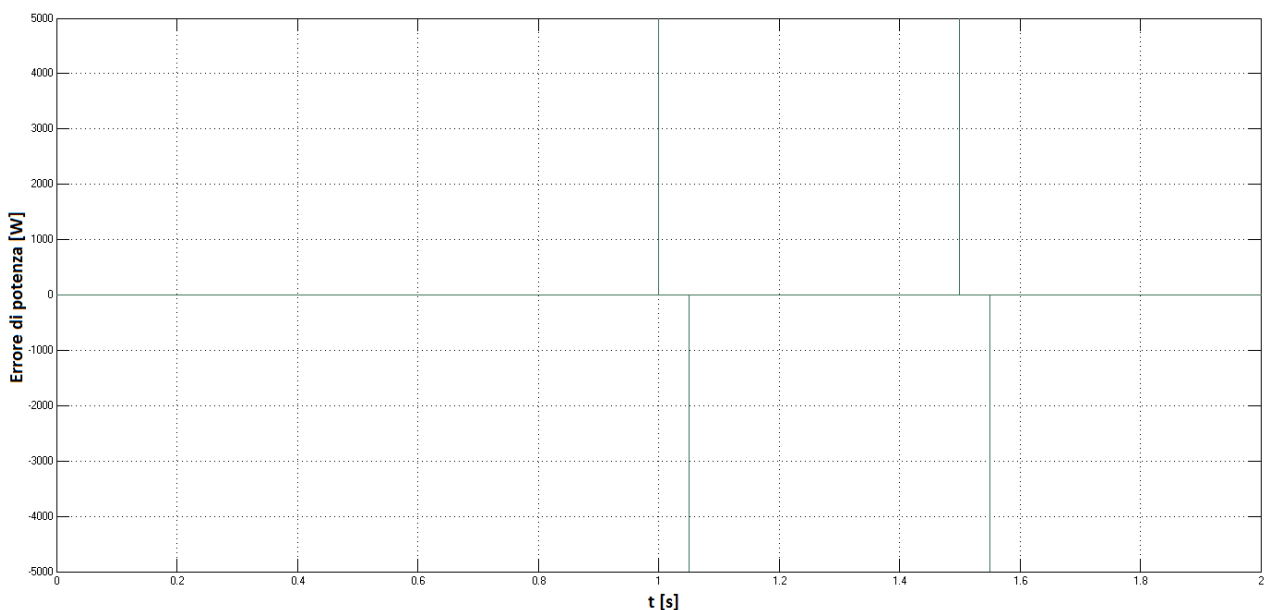


Figura 8-44 Errore di potenza calcolato in seguito alle variazioni del riferimento a gradino

Si osserva che l'errore assume valore assoluto massimo in corrispondenza dei fronti di salita e di discesa del riferimento; questo è dovuto al fatto che il riferimento varia in modo istantaneo, mentre la potenza transitante nel sistema varia, seppure in modo molto rapido, seguendo un transitorio. L'errore massimo lo si avrà dunque nell'istante in cui il riferimento passa da 0W a 5000W e quando in seguito torna nuovamente a 0W.

Viene riportato un ingrandimento dell'errore nato in seguito alla prima variazione del riferimento (Figura 8-45).

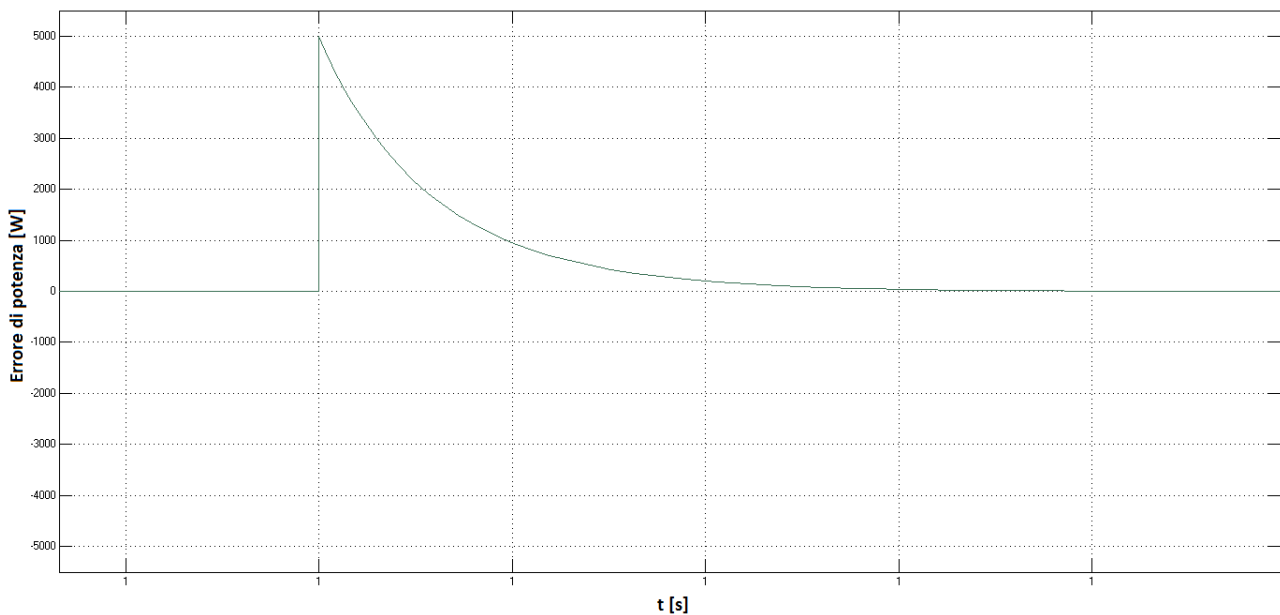


Figura 8-45 Ingrandimento dell'errore di potenza nato in seguito alla prima variazione a scalino della potenza

Si ha dunque la conferma che l'errore di potenza va a zero dopo un brevissimo transitorio dovuto alla dinamica del sistema. Per ridurre il tempo impiegato dall'errore per estinguersi bisognerebbe aumentare la velocità di risposta del PI, ma questo potrebbe dare problemi di oscillazione dell'errore intorno allo zero che a loro volta porterebbero ad impiegare maggior tempo per l'estinzione.

Si riporta poi l'andamento dell'angolo di controllo generato dal PI in seguito all'acquisizione del valore dell'errore (figura 8-46).

Anche in questo caso si osserva una variazione quasi istantanea dell'angolo, sempre dovuta alla rapidità del sistema; come prima però la variazione non è istantanea, ma segue dei transitori: si ha una prima rapida crescita dovuta all'elevato valore della costante di proporzionale k_P del regolatore, seguita da un rallentamento fino al valore finale dell'angolo dovuto alla componente integrale k_I . Analogo andamento viene osservato nel momento in cui la potenza di riferimento passa da 5000W a 0W.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

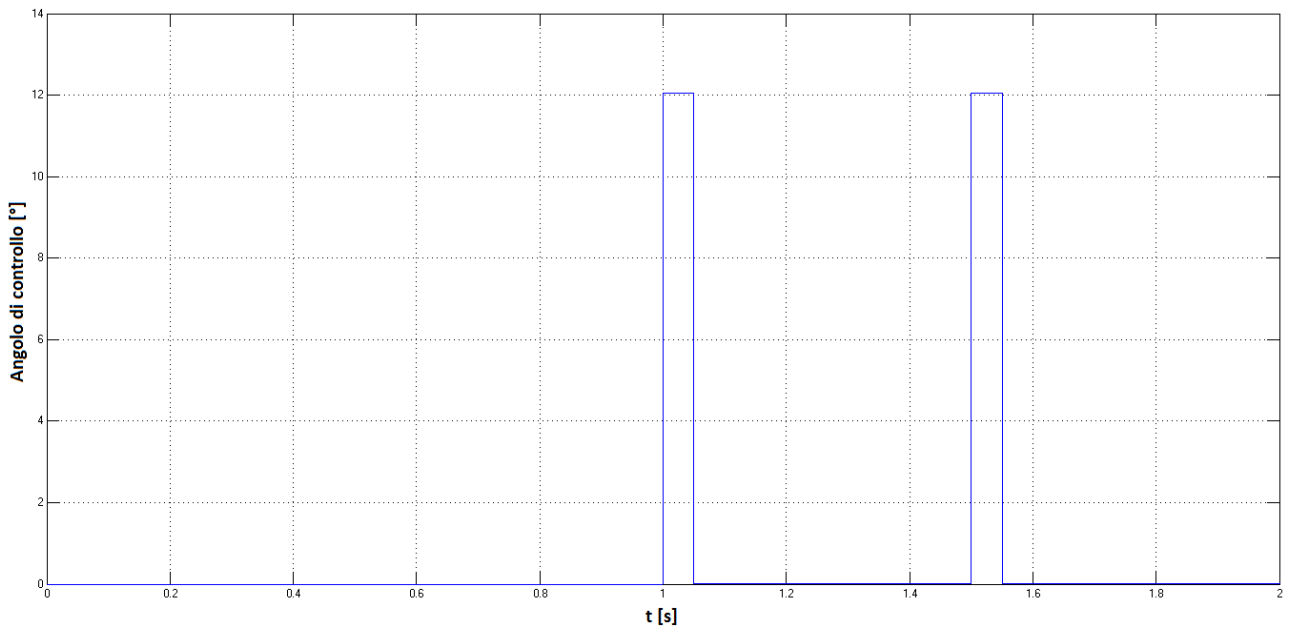


Figura 8-46 Andamento dell'angolo di controllo a seguito della variazione a scalino del riferimento

Nella figura seguente vengono mostrati gli andamenti dell'angolo durante i fronti di salita e di discesa del riferimento (figura 8-47).

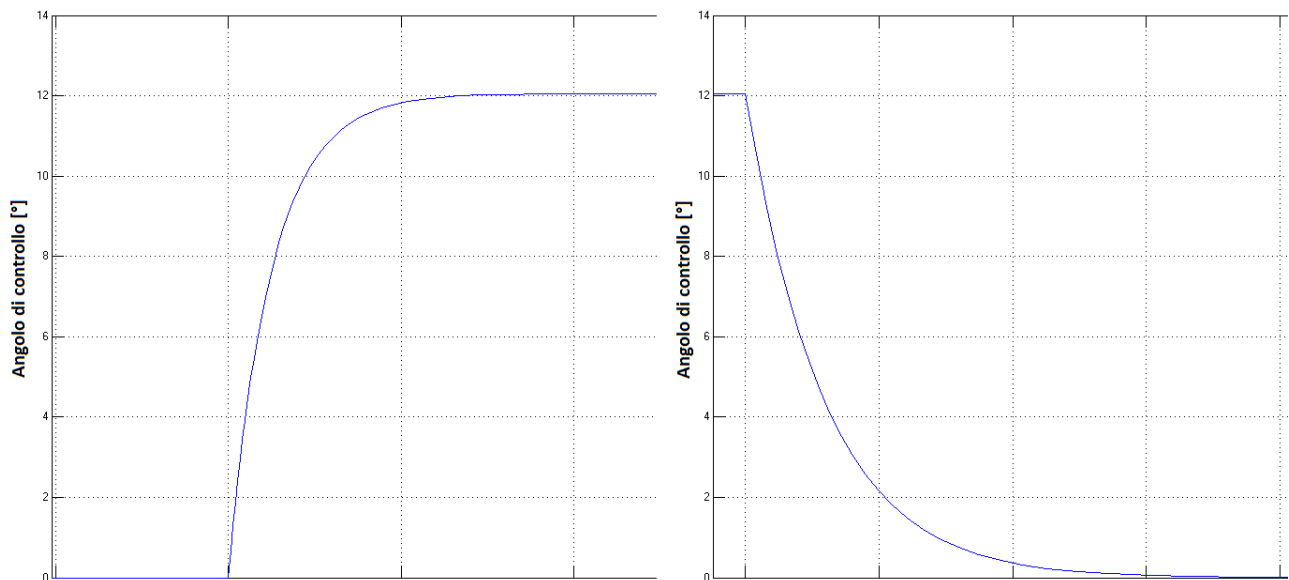


Figura 8-47 Ingrandimento dei transitori di salita e di discesa dell'angolo di controllo

Si riporta infine l'andamento grafico della corrente (figura 8-48). In questo caso si osserverà una minor rapidità nel raggiungere il valore finale rispetto a quanto osservato per l'angolo di controllo, anche se comunque il tempo impiegato è molto breve.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

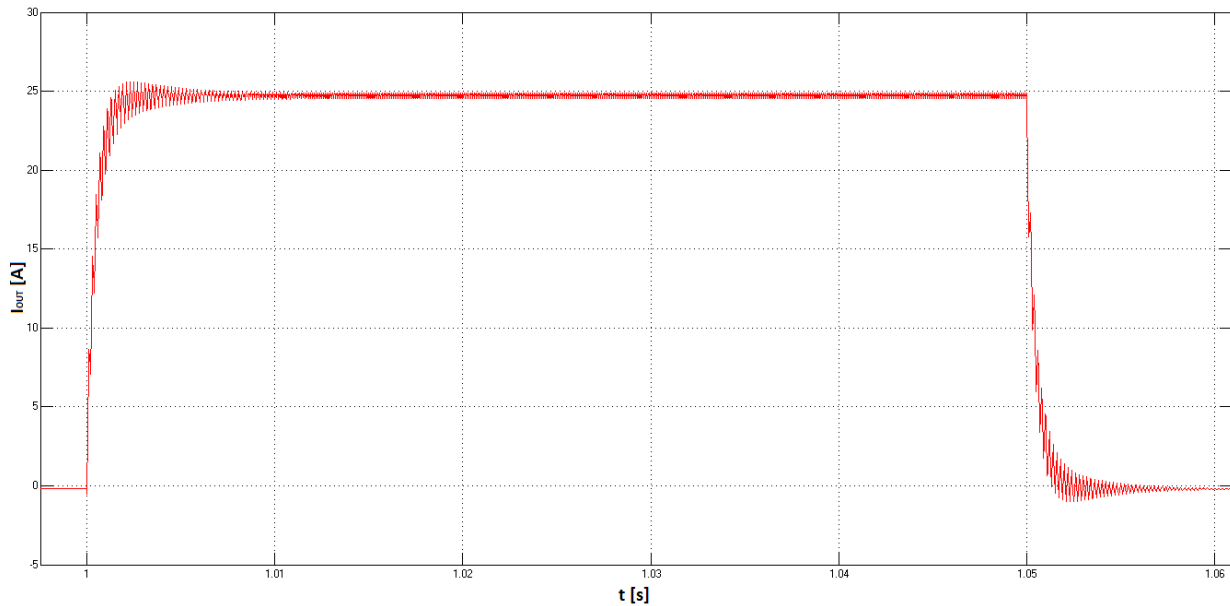


Figura 8-48 Andamento della corrente in transito verso la rete DC a valle del ponte

Si osserva anzitutto che la corrente assume valore positivo, in quanto essa viene erogata dal DAB e transita verso la rete DC a valle del ponte, rappresentata dal generatore ideale con in serie una resistenza. È evidente la presenza di un ripple dovuto alle commutazioni delle valvole, che rimane comunque entro valori molto contenuti. Gli andamenti nelle fasi di crescita e diminuzione sono analoghi a quelli riscontrati per l'angolo, seppure con tempi impiegati per raggiungere i valori finali più lunghi.

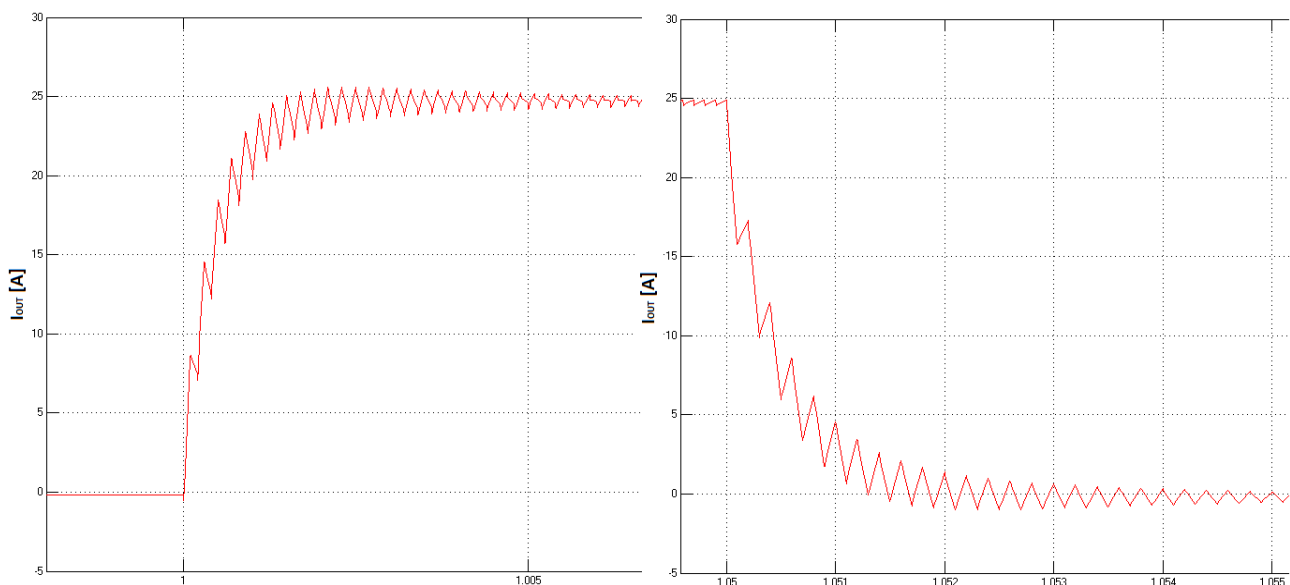


Figura 8-49 Andamento della corrente nelle zone di salita e di discesa

Ingrandendo l'andamento della corrente nelle zone in cui avviene la salita e la discesa (figura 8-49), si osserva che in entrambe le situazioni vengono impiegati dodici periodi di switching per arrivare ai

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

valori di regime, che corrispondono a 0,0024s. Questo tempo è molto breve, e potrebbe essere ridotto ulteriormente aumentando la frequenza di commutazione fino a 50kHz, cioè il valore della frequenza che è conveniente utilizzare con i transistori ad effetto di campo prodotti utilizzando il carburo di silicio utilizzati nei convertitori DAB.

Si analizza infine la stabilità del convertitore nel caso più gravoso, ovvero quello in cui la variazione di potenza avvenga seguendo un gradino ad inversione; questo significa che il riferimento di potenza crescerà inizialmente, per $t=1s$, fino a 5kW con andamento a gradino, per poi decrescere in corrispondenza del fronte di discesa ($t=1,05s$) fino a -5kW ed infine tornare a valore nullo al termine della perturbazione, ovvero per $t=1,1s$. Questo andamento viene poi ripetuto a partire da $t=1,5s$.

Si è scelto di utilizzare questo tipo di riferimento perché il passaggio istantaneo da un valore positivo della potenza trasferita ad uno negativo è particolarmente critico per il convertitore, in quanto oltre alla perturbazione portata dalla variazione di potenza si ha anche l'inversione istantanea del verso in cui transita la potenza.

Si riporta di seguito lo schema Simulink con il quale è stato ottenuto il gradino d'inversione (figura 8-50).

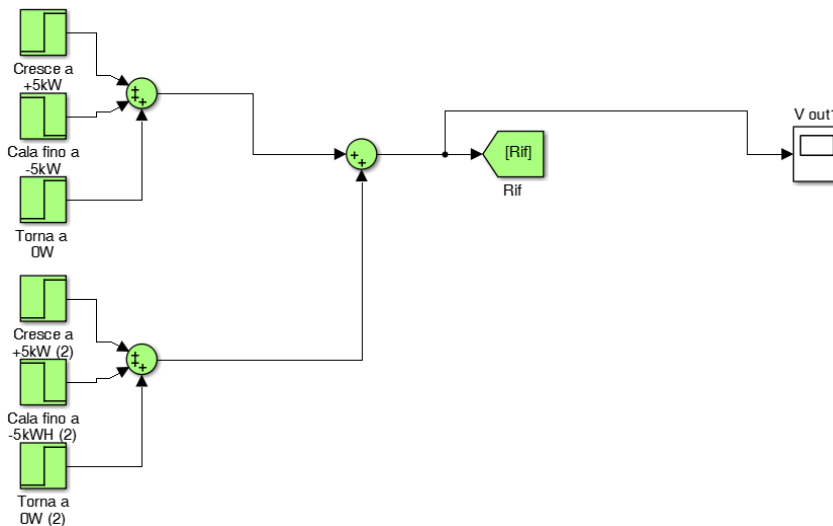


Figura 8-50 Schema Simulink utilizzato per simulare il gradino ad inversione con frequenza di commutazione 50kHz

Per quest'ultima simulazione si è scelto di portare il valore della frequenza di commutazione delle valvole al limite attuale per il carburo di silicio, ovvero a 50kHz.

Per la simulazione il valore dell'induttanza di perdita del trasformatore è stato ridotto rispetto al caso a 5kHz, in quanto al crescere della frequenza di commutazione le dimensioni del trasformatore si riducono e quindi si riduce anche l'induttanza ad esso associata. Inoltre è stata ridotta anche la

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

dimensione della capacità posta in uscita al trasformatore, in quanto un valore della frequenza di commutazione più elevato comporta ripple a frequenza più alta che consente la riduzione della taglia del condensatore. In questo caso si è passati da una capacità di 50mF a 5kHz ad una capacità di 0,5mF a 50kHz; si è osservato che nonostante la frequenza sia diventata dieci volte più elevata, è stata possibile una riduzione della capacità di cento volte rispetto il valore iniziale.

Si riporta dunque l'andamento del riferimento della potenza (figura 8-51).

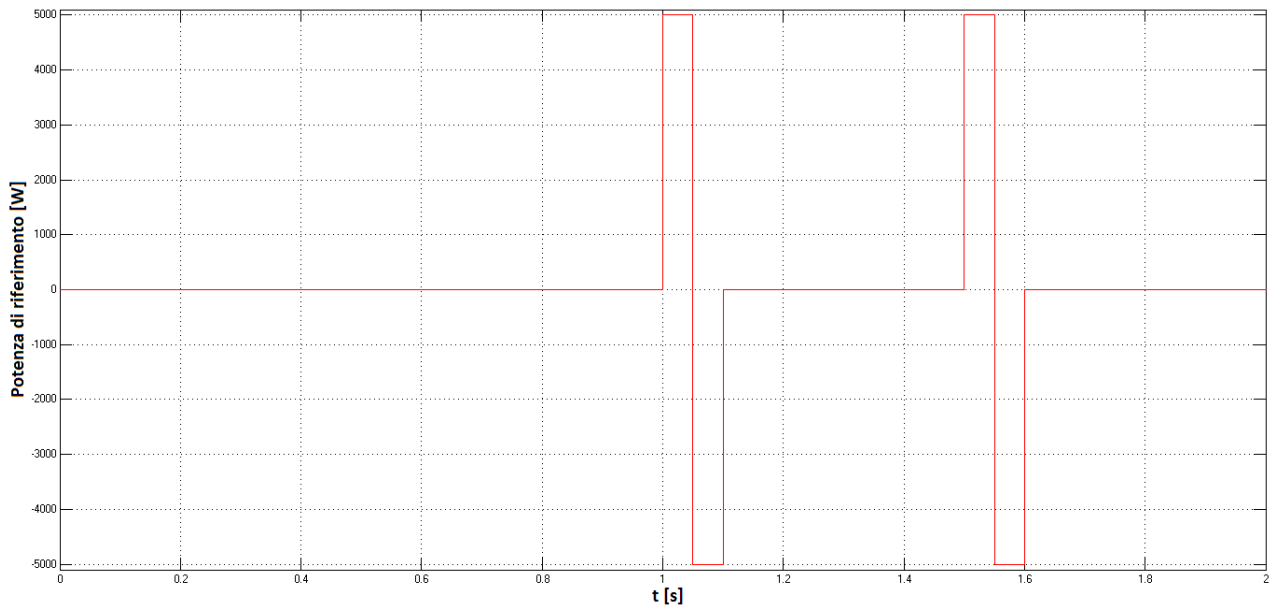


Figura 8-51 Andamento del riferimento di potenza a gradino con inversione

Si riporta poi l'andamento della potenza transiente sul convertitore istante per istante (8-52).

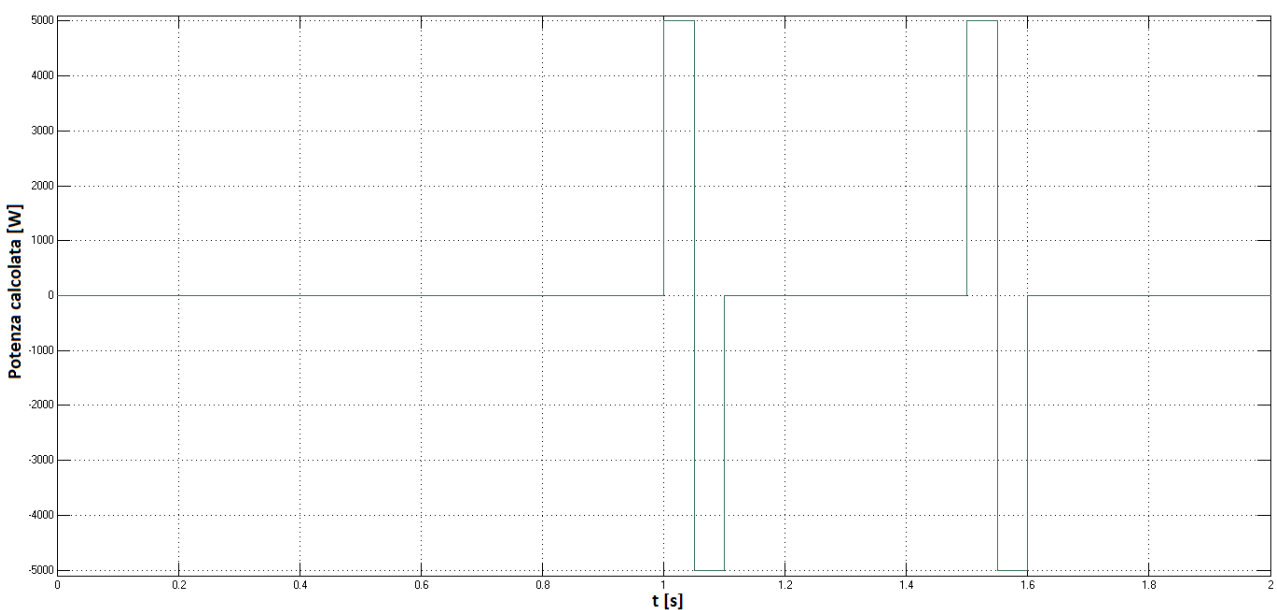


Figura 8-52 Andamento della potenza transiente sul DAB nel tempo

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Come già fatto in precedenza tale valore viene calcolato partendo dai valori delle tensioni sul DC-link, dell'induttanza di dispersione del trasformatore, della frequenza di commutazione e del valore dell'angolo di commutazione φ rilevato istante per istante. Si osserva che l'andamento della potenza transitante segue quello del riferimento, e questo significa che il sistema risponde in modo rapido alle variazioni imposte. Anche se la variazione di potenza sembra seguire un andamento a gradino in realtà si hanno dei brevi transitori, il cui andamento è riportato di seguito (figura 8-53).

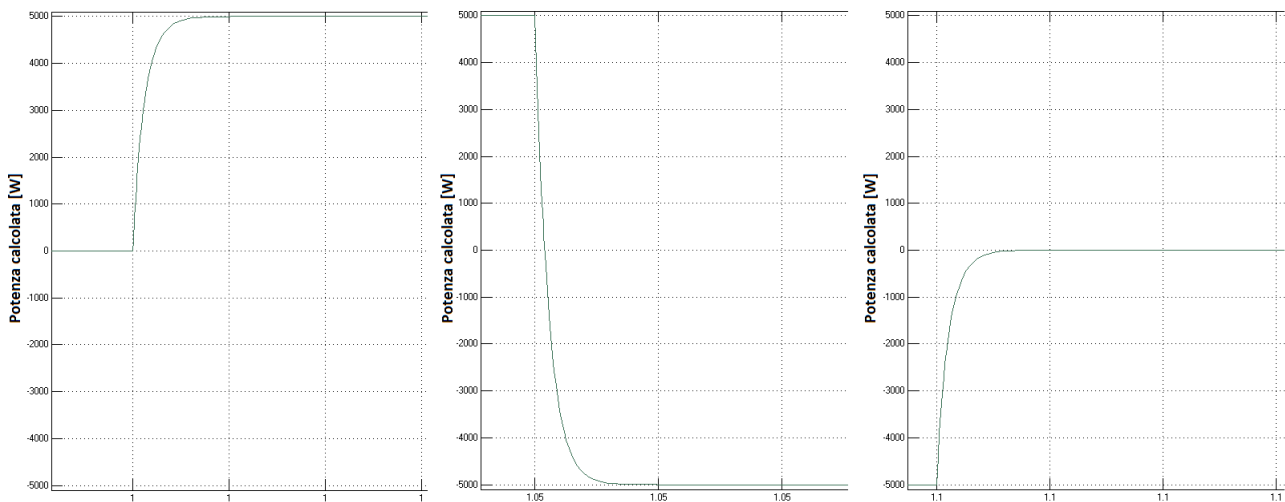


Figura 8-53 Transitori rilevati in corrispondenza dei fronti di discesa dei gradini di potenza

Viene poi rilevato graficamente il valore dell'errore di potenza, ovvero lo scostamento rispetto al riferimento della potenza calcolata istantaneamente (figura 8-54).

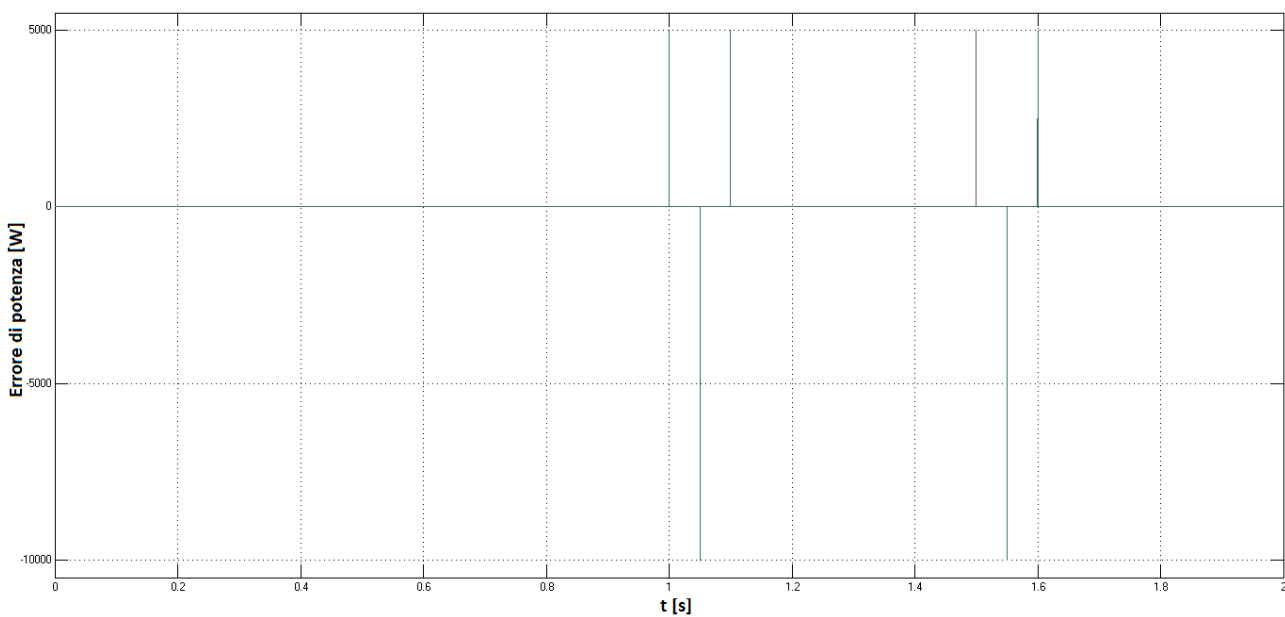


Figura 8-54 Errore di potenza rilevato nel tempo

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Dalla figura si osserva che l'errore cresce a seguito del fronte di salita del gradino ed assume valore massimo in corrispondenza dell'inversione della potenza, ovvero quando il riferimento passa da +5kW a -5kW.

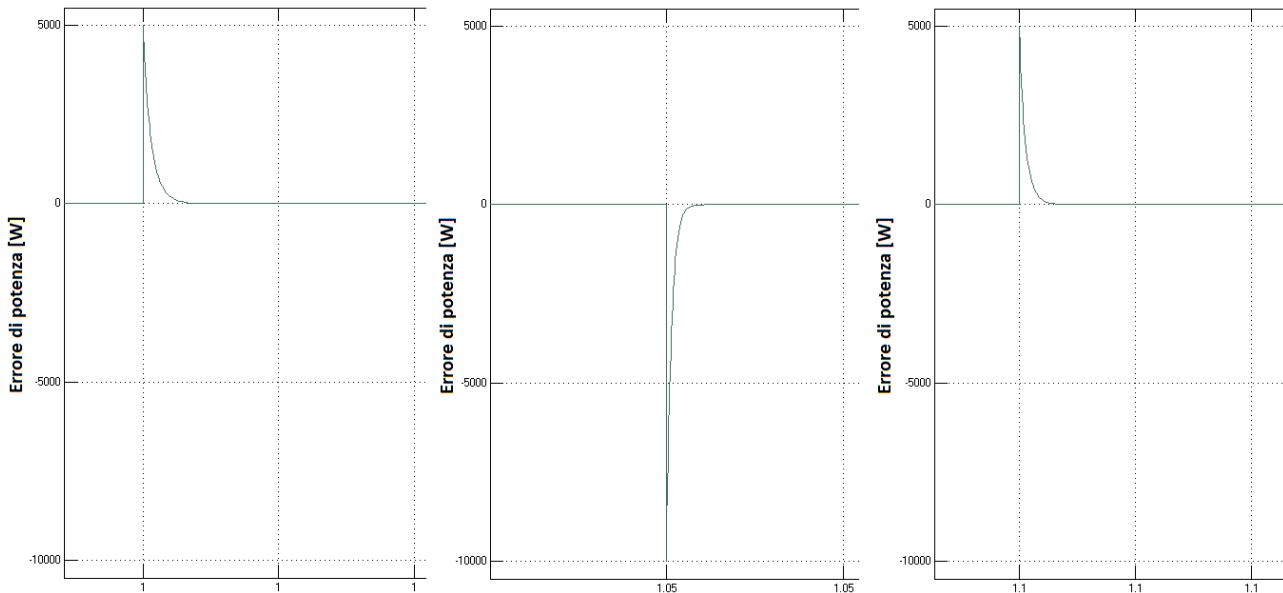


Figura 8-55 Ingrandimento dell'andamento dell'errore di potenza rilevato in corrispondenza dei fronti di salita

Anche quando l'errore di potenza assume valore molto elevato, ovvero -10kW a $t=1,05s$, il sistema di controllo risponde molto rapidamente e riporta l'errore a valore nullo in tempi molto brevi. Questo fatto è fondamentale nell'ottica del controllo della potenza scambiata tra due reti, in quanto minimizza la durata dei transitori.

Viene poi analizzato l'andamento di un'altra grandezza fondamentale nello studio del comportamento del DAB, ovvero l'angolo di controllo (figura 8-56).

Il valore dell'angolo viene ottenuto dando in ingresso al regolatore PI il valore dell'errore di potenza, osservato nelle figure precedenti, ed ottenendo così in uscita il valore dell'angolo di controllo con cui viene comandata l'accensione delle valvole. Anche in questo caso è stato inserito un filtro passa-basso con frequenza di taglio a 2.000Hz; nonostante sia stata aumentata la frequenza di commutazione non è stato necessario fare variazioni alla frequenza di taglio del filtro, in quanto non sono presenti disturbi rilevanti (provocati da errori matematici) nei valori dell'angolo calcolati.

Si osserva che inoltre l'angolo segue l'andamento del riferimento con ottima approssimazione: si ha un andamento a gradino con i fronti in corrispondenza di quelli osservati nel riferimento. Anche in questo caso, come in quelli visti precedentemente, l'andamento non è quello di un gradino vero e proprio, ma si hanno dei transitori di salita e di discesa.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

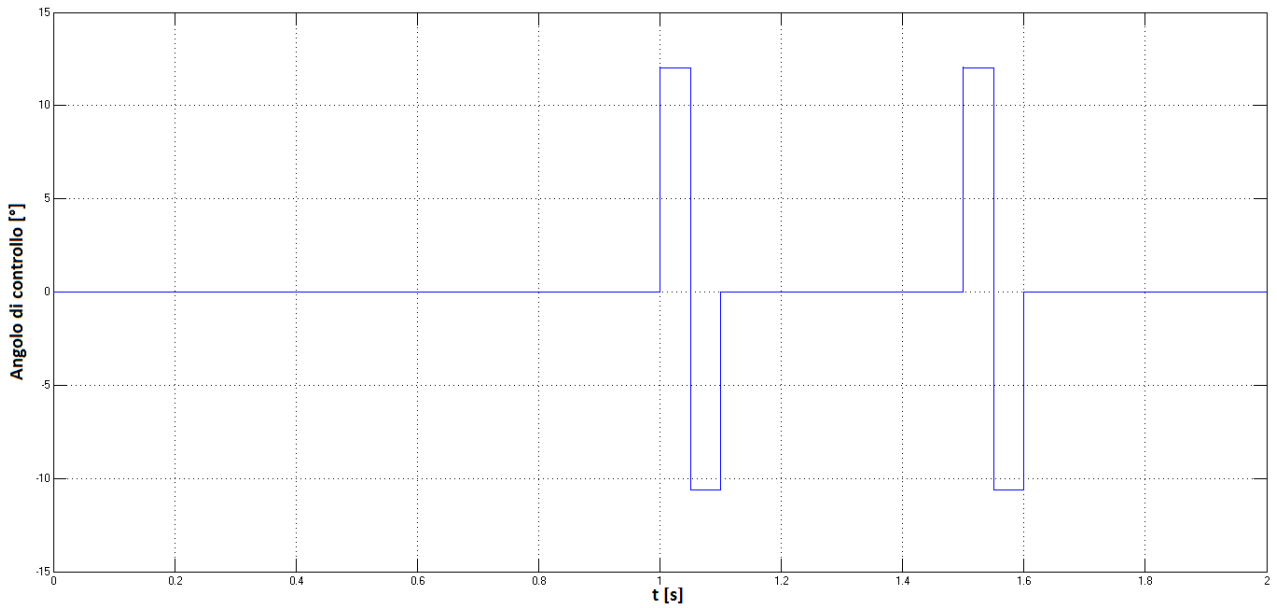


Figura 8-56 Andamento dell'angolo di controllo ottenuto in uscita dal controllore PI

Si osserva che l'angolo di controllo non assume lo stesso valore di picco, in modulo, in corrispondenza del massimo e del minimo della potenza. Questo è dovuto alla piccola resistenza posta in serie al generatore, che causa questa polarizzazione del valore dell'angolo.

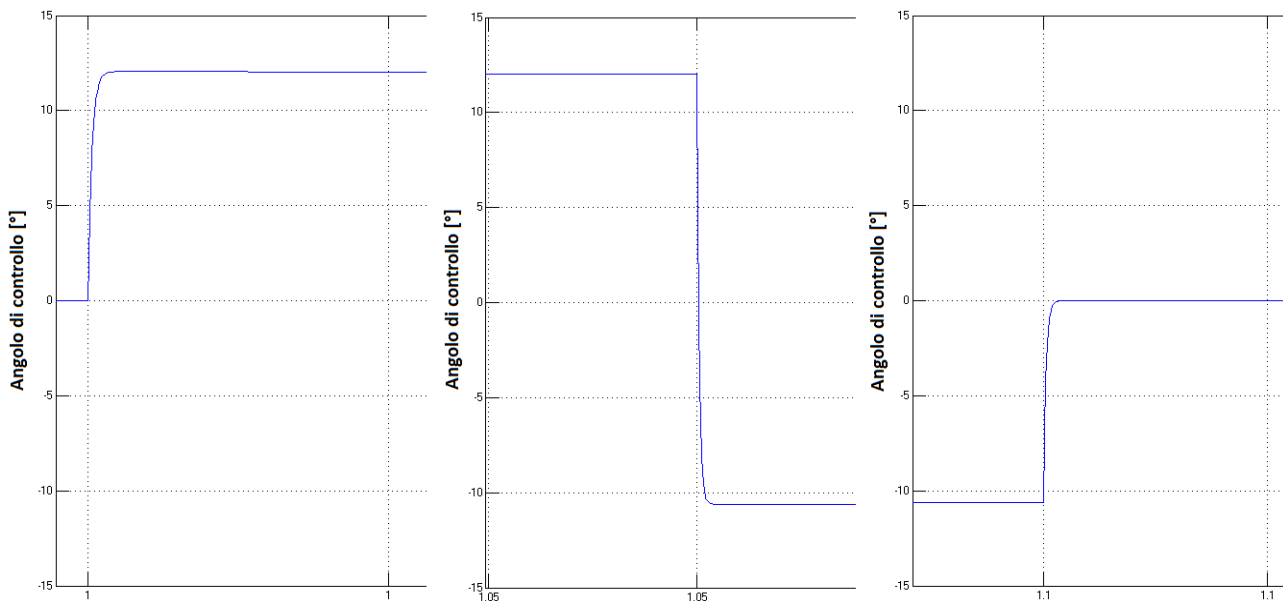


Figura 8-57 Ingrandimento dei transitori seguiti dall'angolo di controllo

Anche in questo caso si hanno dei rapidi transitori, la cui durata è praticamente trascurabile, durante i quali si ha la crescita e la diminuzione dell'angolo di controllo.

Si riporta poi di seguito l'andamento della corrente partendo dall'istante in cui inizia la perturbazione fino all'istante in cui essa termina (figura 8-58).

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

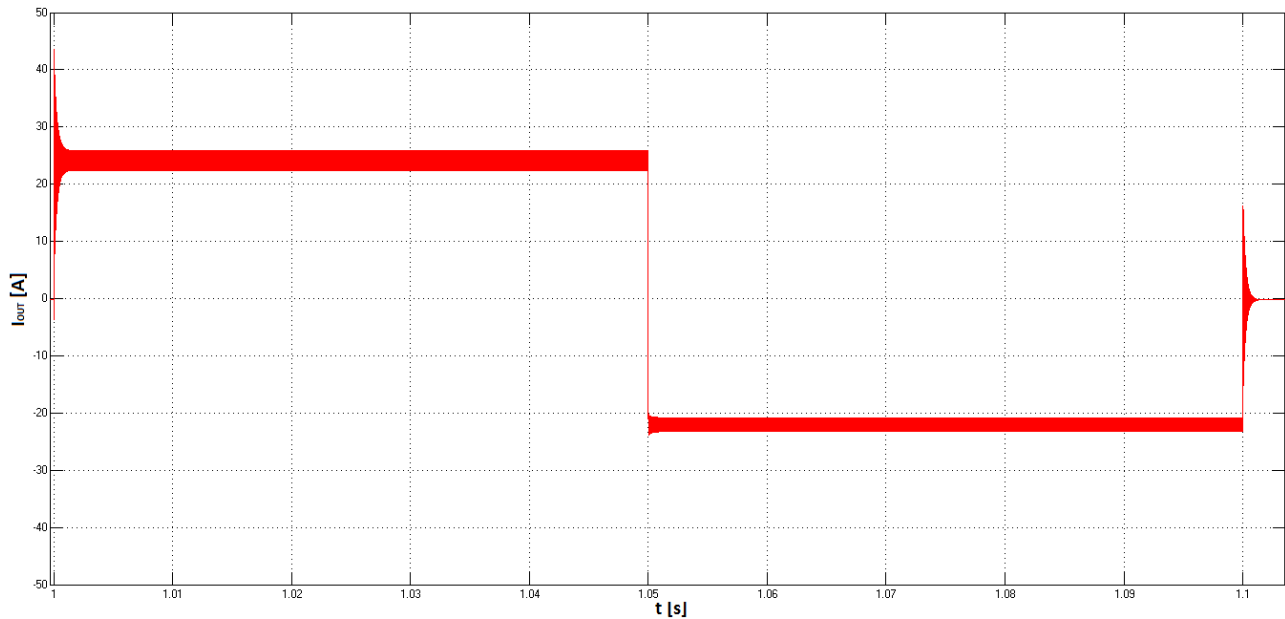


Figura 8-58 Andamento della corrente rilevata a valle del convertitore AC/DC

Si osserva che anche in questo caso l'andamento seguito è quello del gradino, ma sono più evidenti le oscillazioni che si hanno durante i transitori a seguito della variazione del riferimento di potenza. Si osserva inoltre che è presente un'oscillazione del valore della corrente durante il trasferimento di potenza, dovuta alle commutazioni delle valvole.

Si riporta di seguito un ingrandimento del transitorio osservato a seguito del primo fronte e l'andamento della corrente a potenza trasferita non nulla.

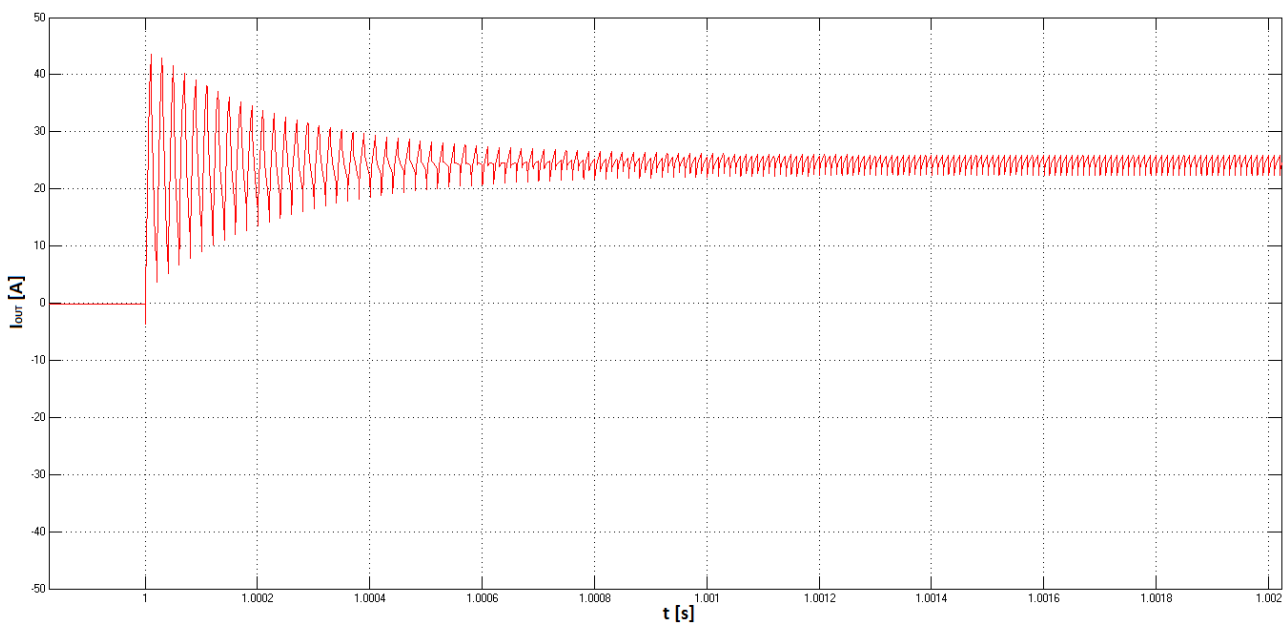


Figura 8-59 Ingrandimento della corrente rilevato a valle del convertitore AC/DC

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Si osserva che sono necessarie quaranta commutazioni prima di arrivare a regime; anche se il numero di periodi necessari ad arrivare a regime è superiore rispetto a quelli necessari nel caso a 5kHz, in questo caso la durata di ciascun periodo è notevolmente inferiore ($20\mu\text{s}$, ovvero un decimo rispetto al caso precedente) e dunque il tempo complessivamente impiegato per arrivare a regime è minore.

Si osserva infine l'andamento della tensione (figura 8-60).

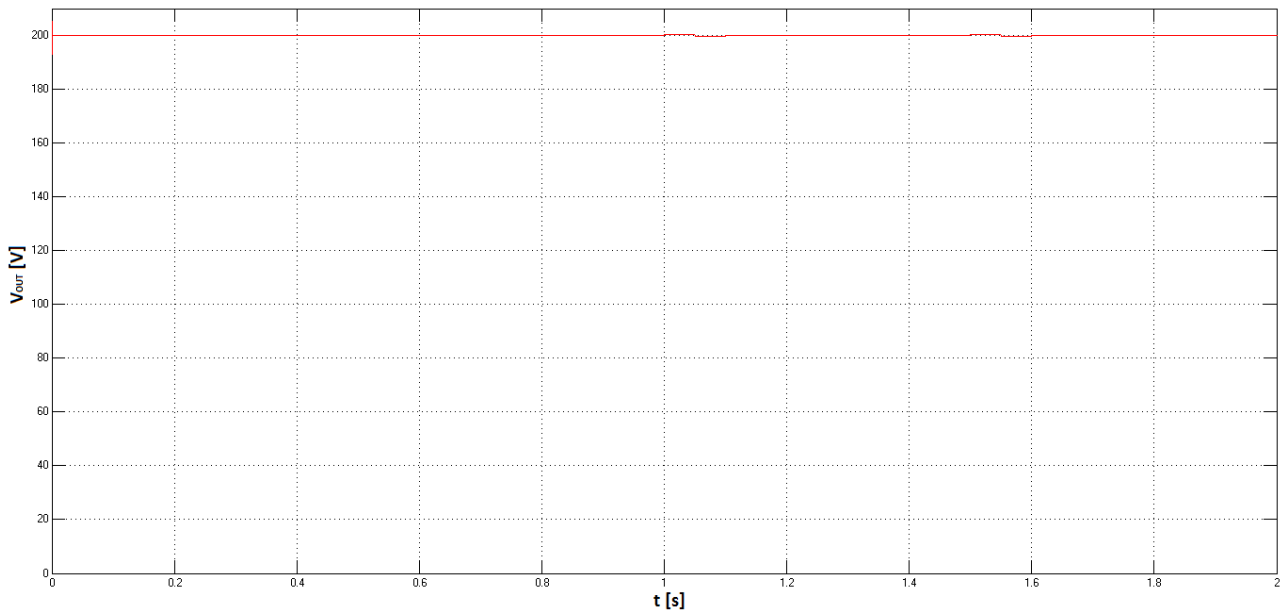


Figura 8-60 Andamento della tensione rilevato a valle del convertitore

Si riporta poi l'ingrandimento dell'andamento della tensione in corrispondenza della prima perturbazione (figura 8-61).

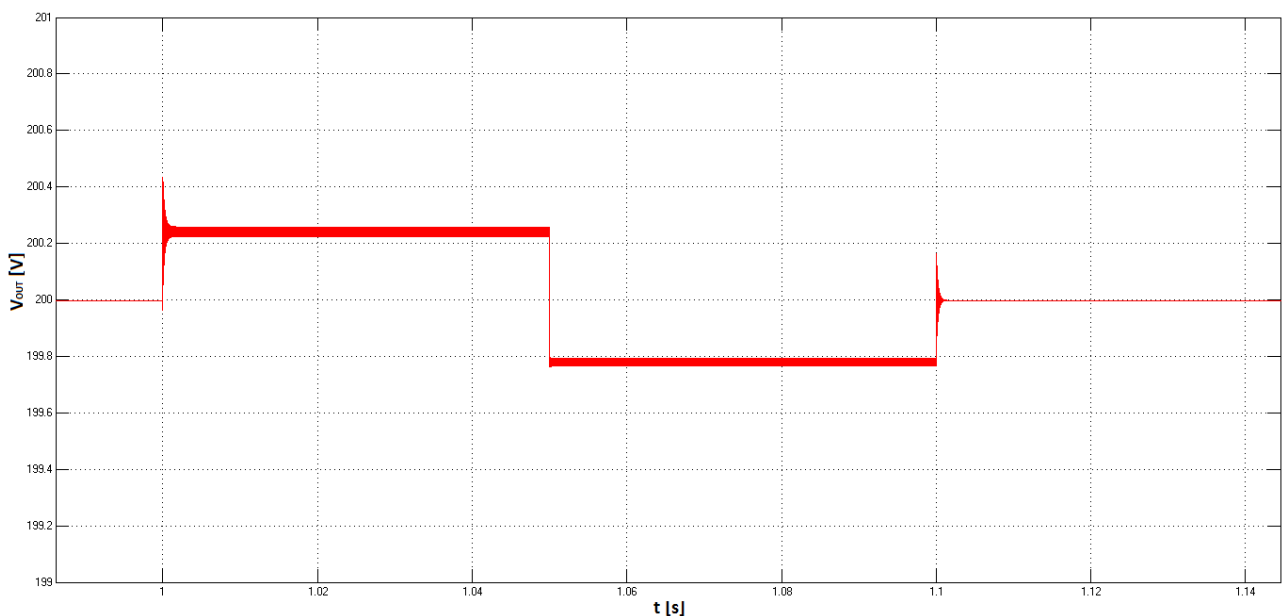


Figura 8-61 Ingrandimento della tensione in corrispondenza della prima perturbazione

Si osserva anzitutto che l'oscillazione di tensione è molto bassa grazie alla presenza del condensatore, mantenendosi dunque ad un valore quasi costante. Inoltre si osserva che data l'elevata frequenza di commutazione è stato possibile ridurre il valore della capacità ed inoltre il ripple dovuto allo switching delle valvole è notevolmente ridotto.

8.3.1. Conclusioni della simulazione

Durante questa simulazione si è osservato che il ponte DAB rende possibile lo scambio di potenza tra due reti DC in modo stabile. Dati i valori di k_P e k_I scelti per il regolatore proporzionale-integrale, la risposta del sistema risulta particolarmente rapida, consentendo così di contenere il valore dell'errore rispetto al riferimento di potenza ed evitando pendolazioni del sistema. Un altro fattore che rende possibile ottenere un sistema molto rapido è la presenza di una capacità di basso valore all'uscita del secondo ponte ed il basso valore dell'induttanza di dispersione del trasformatore ad alta frequenza.

Un altro vantaggio da non sottovalutare sta nel volume complessivamente occupato dal sistema: le nuove valvole al carburo di silicio possono lavorare a temperature più elevate rispetto alle omologhe al silicio, senza però intaccare i valori di potenza persa rispetto alle più basse temperature e senza correre il rischio di distruzione della valvola. Questo porta ad un sistema di raffreddamento di dimensioni inferiori e quindi ad una minore occupazione di spazio. Inoltre il volume del convertitore si riduce ulteriormente, rispetto ai convertitori Si-IGBT, grazie alla minore capacità installata e alla presenza del trasformatore ad alta frequenza che, come visto, ha dimensioni molto inferiori rispetto ai trasformatori tradizionali.

L'elevata densità di potenza del sistema consente dunque l'occupazione di spazi minori per l'installazione, in confronto ad un ponte tradizionale di pari potenza. Oltre alla riduzione degli spazi occupati si ha anche una drastica riduzione dei pesi, che riveste particolare importanza soprattutto in installazioni su veicoli in quanto comporta anche una riduzione dei consumi. In concomitanza alla riduzione dei consumi, le valvole al carburo di silicio descritte nei capitoli precedenti portano anche ad una diminuzione delle perdite in fase di commutazione e di conduzione e quindi ad un miglioramento dell'efficienza del convertitore, oltre che ad una minore dissipazione di calore.

La simulazione con frequenza di commutazione a 50kHz ha riportato evidenti risultati riguardo alla riduzione delle dimensioni dei componenti passivi. Per quanto riguarda la capacità installata in uscita dal ponte è stato scelto un valore di 0,5mF che comporta una maggiore rapidità di risposta del sistema e volume del sistema complessivo inferiore. Un altro elemento che vede una drastica diminuzione delle proprie dimensioni è il trasformatore, che con l'aumento della frequenza fino al valore di 50kHz diventa molto più compatto, a parità di potenza trasferita.

SIMULAZIONE DEL COMPORTAMENTO DI UN DUAL ACTIVE BRIDGE (DAB)

Un altro vantaggio dell'ulteriore aumento della frequenza di commutazione riguarda la power quality, ovvero la qualità della potenza trasferita dal ponte. Quest'aumento della qualità della potenza in uscita dal ponte è legato principalmente alla riduzione del ripple di tensione e corrente che si ha in uscita dal ponte. Un elemento importante nell'incremento della power quality è la riduzione della durata dei transistori, che grazie all'aumento della frequenza di commutazione impiegano un tempo notevolmente inferiore per estinguersi.

APPENDICE A – FUNZIONAMENTO DEL REGOLATORE PI

I regolatori lineari più utilizzati in ambito industriale sono certamente i regolatori PID o regolatori ad azione Proporzionale, Integrativa, Derivativa.

Tradizionalmente la struttura dei PID viene introdotta in base a considerazioni empiriche secondo le quali è opportuno che la variabile di controllo u sia generata come la somma di tre contributi:

- Il primo è proporzionale all'errore e tra segnale di riferimento ω e la variabile d'uscita y del sistema di controllo:
- Il secondo è proporzionale all'integrale di e (cioè di fatto al suo valor medio) ed è richiesto per imporre che l'errore si annulli asintoticamente a fronte di segnali di riferimento o disturbi additivi costanti;
- Il terzo è proporzionale alla derivata di e e ha lo scopo di tentare di “anticipare” l'andamento dell'errore negli istanti futuri: se per esempio la derivata dell'errore è positiva, così come il guadagno del sistema, è opportuno aumentare u per provocare un aumento di y e quindi una diminuzione di e .

La legge di controllo, cioè il legame tra e ed u , è quindi

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt}$$

Dove K_P , K_D e K_I sono costanti positive o nulle. Il coefficiente K_P è detto coefficiente dell'azione proporzionale, mentre K_D e K_I sono rispettivamente i coefficienti dell'azione derivativa ed integrale.

È facile verificare che i PID, almeno nella loro forma ideale scritta sopra, sono sistemi dinamici SISO (Single Input Single Output), lineari, stazionari a tempo continuo, impropri. Applicando la trasformata di Laplace con $t_0 = 0$, si deduce immediatamente che essi sono descritti dalla funzione di trasferimento

$$R_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s}$$

La presenza dell'azione integrale garantisce errore nullo a fronte di segnale di riferimento e disturbi additivi costanti, mentre l'azione derivativa introduce uno zero che a sua volta genera un anticipo di fase e quindi una maggiore prontezza del sistema di controllo.

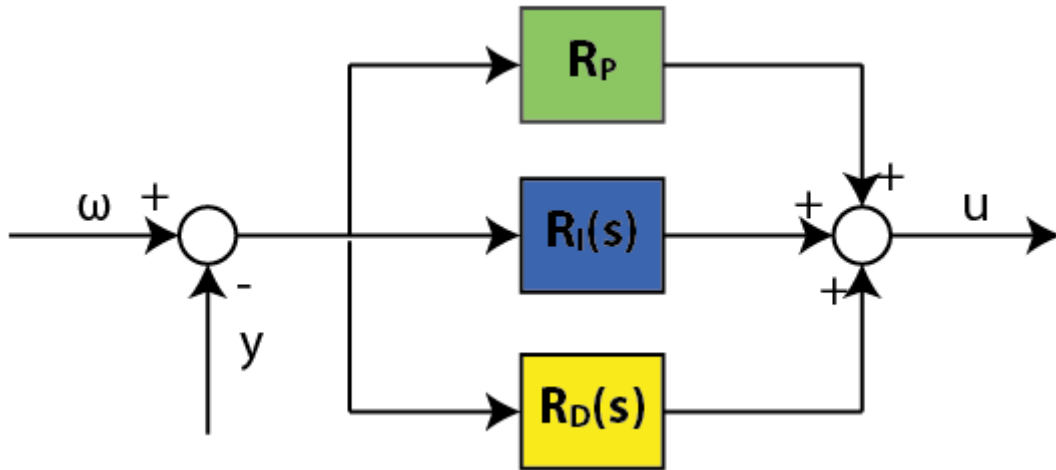


Figura A-1 Struttura di un regolatore PID ideale

Una diversa rappresentazione dei PID forse più utilizzata è data da

$$R_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = K_p \frac{T_I T_D s^2 + T_I s + 1}{T_I s}$$

In cui $T_I = K_p/K_i$ è il tempo integrale e $T_D = K_D/K_p$ è il tempo derivativo.

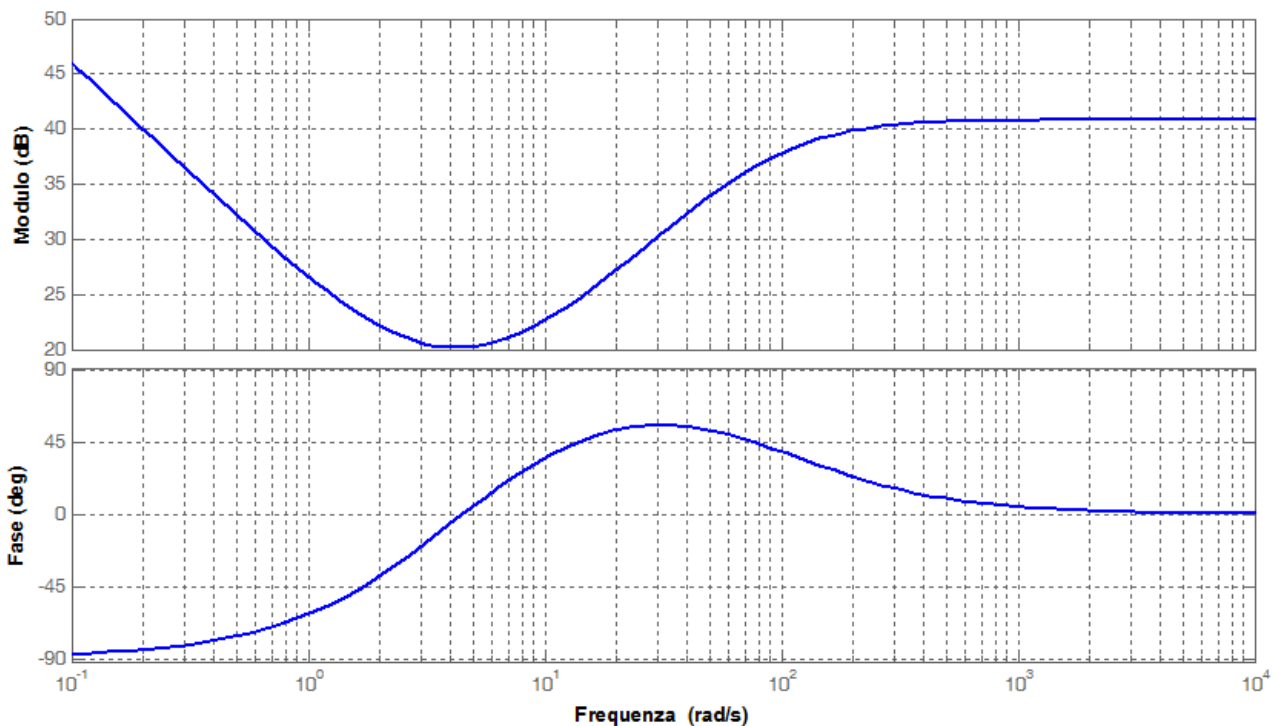


Figura A-2 Diagramma di Bode di un regolatore PID

Il PID ideale con funzione di trasferimento $R_{PID}(s)$, è un sistema con due zeri a parte reale negativa e un solo polo nell'origine; si riportano in figura A-2 i diagrammi di Bode asintotici della sua risposta in frequenza. Il PID è quindi un sistema improprio per la presenza del termine derivativo $R_D(s)$.

Naturalmente non tutte le azioni devono essere presenti contemporaneamente: in particolare è possibile impiegare anche una sola di esse o combinazioni di due.

I regolatori PI si ricavano ponendo $K_D = 0$ (o ponendo $T_D = 0$). Essi possono essere visti come reti ritardatrici con il polo nell'origine del piano complesso e lo zero $s = -1/T_I$. La loro funzione di trasferimento è quindi:

$$R_{PID}(s) = \frac{K_P s + K_I}{s} = K_P \frac{T_I s + 1}{T_I s}$$

I regolatori PI vengono impiegati quando è indispensabile l'azione integrale per le prestazioni statiche, ma è necessaria anche la presenza di uno zero per avere una banda passante più ampia rispetto a quella ottenibile con un semplice regolatore integrale. I PI sono molto diffusi nel controllo dei processi industriali, spesso descrivibili come la serie di una funzione di trasferimento del primo ordine e di un eventuale ritardo, per i quali la presenza dell'ulteriore zero nella funzione di trasferimento del PID completo, anziché migliorare le prestazioni, porterebbe soltanto a una maggiore difficoltà di taratura per un eccessivo allargamento delle banda passante del sistema retroazionato.

APPENDICE B – NOTE SUL FUNZIONAMENTO DEI CAVI SCALDANTI AUTOREGOLANTI

Si descriverà di seguito il principio di funzionamento dei cavi scaldanti autoregolanti utilizzati nella simulazione riguardante il riscaldamento elettrico dei deviatori. Tali cavi trovano sempre maggiore impiego nel mantenimento della temperatura di tubazioni, serbatoi e pompe, ma vengono utilizzati anche per evitare la formazione di ghiaccio in punti critici come sui deviatori, rampe, strade, tetti, ecc. Nonostante l'aggettivo "autoregolante" possa trarre in inganno, questi cavi non sono in grado di controllare la temperatura della superficie riscaldata ma limitano soltanto la loro temperatura massima; sarebbe dunque più corretto definire questi cavi autolimitanti anziché autoregolanti.

I cavi autoregolanti sono cavi scaldanti a matrice semiconduttiva composta da una miscela di polvere di grafite e polimero estrusa su due conduttori di opportuna sezione; tale matrice viene successivamente irradiata per fissarne l'assetto molecolare e costituire una memoria della sua iniziale costruzione. Viene quindi ricoperto con una guaina in poliolefina e con una ulteriore protezione in fluoro-polimero o materiale termoplastico.



Figura B-1 Rendering di un cavo scaldante autoregolante

Le molecole di grafite, all'atto della costruzione, tendono a collegarsi e formare delle catene che si dispongono in modo casuale all'interno della matrice; tali catene sono conduttive e si possono assimilare a tante piccole resistenze poste in parallelo tra due conduttori.

Quando i due conduttori sono alimentati ad un'estremità ed isolati dalla parte opposta del cavo, una corrente elettrica passa attraverso queste microresistenze e produce una certa quantità di calore. Con

APPENDICE B – NOTE SUL FUNZIONAMENTO DEI CAVI SCALDANTI AUTOREGOLANTI

l'aumentare della temperatura del cavo scaldante, le molecole di polimero si dilatano e tendono a rompere le catene di grafite, diminuendo quindi la quantità di calore prodotta nei microcircuiti.

In seguito all'irraggiamento subito in fase di costruzione, la matrice memorizza il suo assetto molecolare iniziale; quando la temperatura del cavo diminuisce, il materiale tende a riprendere l'assetto originale, riformando le catene di partenza.

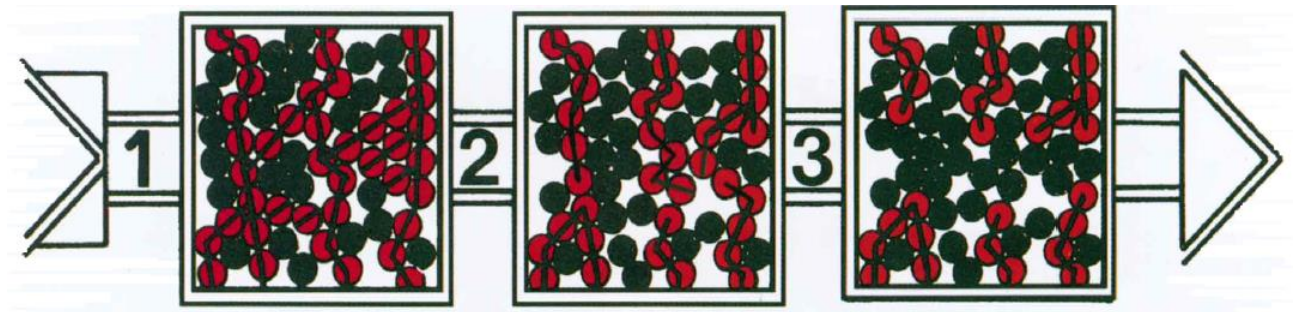


Figura B-2 Comportamento delle molecole di polimero e di grafite al variare della temperatura

In commercio esistono diversi tipi di cavi scaldanti autoregolanti, ciascuno con una sua curva caratteristica ed una temperatura limite d'impiego; tutti hanno però la caratteristica di produrre una potenza che diminuisce con l'aumentare della temperatura. Nessun cavo regolante ha una sua temperatura intrinseca regolabile alla quale fornisce una potenza nulla; il cavo ha invece una sua temperatura limite caratteristica alla quale la potenza fornita è quasi nulla e per questo motivo si chiamano autolimitanti.

L'impiego di cavi scaldanti in soluzioni antigelo porta verso la scelta di prodotti in cui l'andamento tipico della curva della potenza fornita al variare della temperatura è simile a quello riportato nella figura B-3.

In questi casi viene richiesta una potenza elevata nel campo di temperature compreso tra -20°C e $+5^{\circ}\text{C}$ ed una potenza nulla per temperature superiori ai $5-7^{\circ}\text{C}$.

Questa seconda condizione non viene però soddisfatta dal cavo scaldante autoregolante in quanto, com'è possibile vedere nella curva, anche a 20°C esso fornisce una potenza non nulla con conseguente consumo di energia; per questo motivo è necessario installare anche un termostato che inserisce o disinserisce l'alimentazione del cavo in funzione della temperatura rilevata. In questo modo si ha un notevole risparmio di energia (a 20°C il cavo consuma circa 1000/1500Wh) con un conseguente abbassamento dei costi d'esercizio ed il cavo, venendo utilizzato solo nei momenti in cui risulta necessario, avrà una vita utile maggiore.

APPENDICE B – NOTE SUL FUNZIONAMENTO DEI CAVI SCALDANTI AUTOREGOLANTI

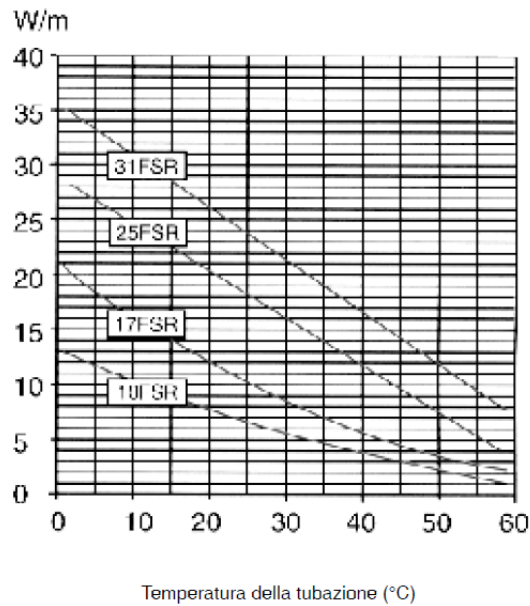


Figura B-3 Curva caratteristica del cavo riportante l'andamento della potenza fornita in funzione della temperatura

L'uso del cavo scaldante autoregolante viene dunque consigliato su prodotti che hanno una loro temperatura critica da non superare, per la protezione dal gelo e in zone con pericolo di esplosione, in quanto la temperatura superficiale è autolimitata e quindi non si ha il superamento di una data soglia anche nel caso di guasto del termostato.

Viene invece sconsigliato l'uso di questo tipo di cavo in applicazioni con elevate temperature di mantenimento ed in applicazioni antigelo in cui si hanno elevate temperature di processo; in questi casi il cavo si trova a dover sopportare continuamente temperature vicine al suo limite massimo e questo porta ad un'usura precoce.

APPENDICE C – CALCOLO DELLA POTENZA TRASMESSA DAL DAB

Si procede di seguito alla soluzione delle equazioni che permettono di giungere all'espressione finale del calcolo della potenza trasmessa da un convertitore DAB. Si rimanda allo schema del convertitore in figura 6-5. Prima di passare allo svolgimento delle equazioni si fanno alcune considerazioni.

Dato che si utilizza una modulazione di fase il duty cycle ha valore fissato $D=1/2$; la sola grandezza che viene fatta variare durante al fine di controllare la potenza è l'angolo di controllo φ . Il valore assunto dalla tensione $v_1(t)$ è $+V_1$ o $-V_1$ mentre quello assunto dalla $v_2(t)$ è $+V_2$ o $-V_2$, in quanto l'onda sul lato alternata del convertitore ha forma quadra. Per quanto appena scritto si ha che le forme d'onda di tensione e di corrente si ripetono ogni mezzo periodo con segni invertiti:

$$\begin{aligned} v_{AC1} \left(t + \frac{T_S}{2} \right) &= -v_{AC1}(t) \\ v_{AC2} \left(t + \frac{T_S}{2} \right) &= -v_{AC2}(t) \\ i_L \left(t + \frac{T_S}{2} \right) &= -i_L(t) \end{aligned}$$

Indicando con T_φ lo sfasamento temporale tra l'onda $v_{AC1}(t)$ e l'onda $v_{AC2}(t)$ si riporta nella seguente figura l'andamento delle tensioni e delle correnti durante un periodo di commutazione. Si noti che ogni semiperiodo è stato ulteriormente suddiviso in altri due sottoperiodi (I e II per il primo e III e IV per il secondo), ognuno scandito dalla variazione del valore assunto dalla differenza $v_1(t)-v_2(t)/n$.

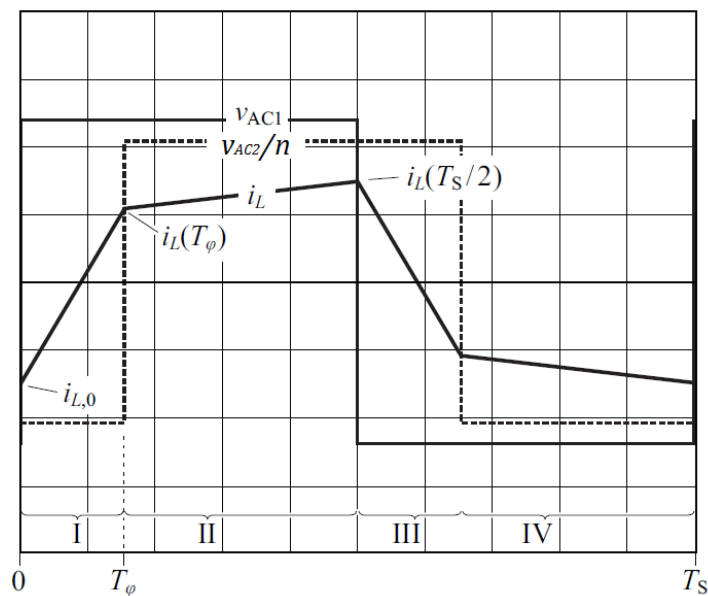


Figura C-1 Andamento delle tensioni e correnti in un periodo di switching e divisione in sottoperiodi

Al fine del calcolo della potenza scambiata dal convertitore è sufficiente considerare un solo semiperiodo; ponendo $t_0=0$ si ha:

$$P_1 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} p_1(t) dt = \frac{2}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} v_{T1}(t) i_L(t) dt = \frac{2V_1}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} i_L(t) dt$$

Bisogna dunque determinare anzitutto l'espressione analitica che fornisce la corrente in transito sull'induttore in funzione del tempo. Per far ciò si parte dalla nota equazione che lega la tensione sull'induttore alla derivata della sua corrente:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow i_L(t) = \int \frac{v_L(t)}{L} dt$$

Utilizzando la divisione in sottoperiodi, di cui si è parlato prima, e assumendo che il valore dell'angolo di controllo sia compreso tra 0 e π si ottengono le seguenti espressioni:

$$\begin{aligned} \text{Intervallo I: } i_L(t) &= i_{L,0} + \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right) \frac{t}{L} \quad \forall 0 < t < T_\varphi \\ \text{Intervallo II: } i_L(t) &= i_L(T_\varphi) + \left(V_1 - \frac{V_2}{n} \right) (t - T_\varphi) \frac{1}{L} \quad \forall T_\varphi < t < \frac{T_S}{2} \end{aligned}$$

È ora necessario ricavare il valore assunto dalla corrente all'istante iniziale $i_{L,0}$; per far ciò si sfrutta la simmetria di cui si è parlato prima:

$$i_L(t_0) = -i_L\left(\frac{T_S}{2}\right)$$

Per $t=t_0=0$ si ha:

$$i_L(t_0) = i_{L,0}$$

Per determinare il valore della corrente a $t=T_S/2$ è necessario anzitutto determinarne il valore all'inizio del secondo sottoperiodo:

$$i_L(T_\varphi) = i_{L,0} + \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right) \frac{T_\varphi}{L}$$

Quest'espressione viene inserita poi nell'equazione della corrente nel secondo sottoperiodo:

$$i_L\left(\frac{T_S}{2}\right) = i_{L,0} + \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right) \frac{T_\varphi}{L} + \left(V_1 - \frac{V_2}{n} \right) \left(\frac{T_S}{2} - T_\varphi \right) \frac{1}{L}$$

Si ha dunque ($T_\varphi = \varphi / 2\pi f_S$):

$$\begin{aligned}
 i_L(t_0) = -i_L\left(\frac{T_S}{2}\right) \rightarrow i_{L,0} &= -i_{L,0} - \left(V_1 + \frac{V_2}{n}\right)\frac{T_\varphi}{L} - \left(V_1 - \frac{V_2}{n}\right)\left(\frac{T_S}{2} - T_\varphi\right)\frac{1}{L} \rightarrow \\
 \rightarrow i_{L,0} &= \frac{\pi\left(\frac{V_2}{n} - V_1\right) - \frac{2\varphi V_2}{n}}{4\pi f_S L}
 \end{aligned}$$

Risultati analoghi vengono ottenuti per valori dell'angolo di controllo compresi tra 0 e $-\pi$.

Si procede ora al calcolo della potenza trasferita dal ponte. Per far ciò si suppone l'assenza di dissipazioni e quindi $P=P_1=P_2$:

$$P = P_1 = \frac{2V_1}{T_S} \int_0^{\frac{T_S}{2}} i_L(t) dt = \frac{2V_1}{T_S} \left[\int_0^{T_\varphi} i_L(t) dt + \int_{T_\varphi}^{\frac{T_S}{2}} i_L(t) dt \right]$$

Si procede di seguito alla risoluzione dei due integrali separatamente e verranno poi sommati i risultati ottenuti. Si inizia quindi dal primo sottoperiodo:

$$\begin{aligned}
 \int_0^{T_\varphi} i_L(t) dt &= \int_0^{T_\varphi} \left(i_{L,0} + \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right) \frac{t}{L} \right) dt = \left[i_{L,0} t + \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right) \frac{t^2}{2L} \right]_0^{T_\varphi} = i_{L,0} T_\varphi + \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right) \frac{T_\varphi^2}{2L} \\
 &= \frac{\pi\left(\frac{V_2}{n} - V_1\right) - 2\varphi\frac{V_2}{n}}{4\pi f_S L} T_\varphi + \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right) \frac{T_\varphi^2}{2L} = \frac{\pi\varphi\left(\frac{V_2}{n} - V_1\right)}{8\pi^2 f_S^2 L} + \frac{\varphi^2\left(V_1 - \frac{V_2}{n}\right)}{8\pi^2 f_S^2 L}
 \end{aligned}$$

Si svolge poi l'integrale per il secondo sottoperiodo:

$$\begin{aligned}
 \int_{T_\varphi}^{\frac{T_S}{2}} i_L(t) dt &= \int_{T_\varphi}^{\frac{T_S}{2}} \left(i_L(T_\varphi) + \left(V_1 - \frac{V_2}{n} \right) (t - T_\varphi) \frac{1}{L} \right) dt = \left[i_L(T_\varphi) t + \left(V_1 - \frac{V_2}{n} \right) \left(\frac{t^2}{2} - T_\varphi t \right) \frac{1}{L} \right]_{T_\varphi}^{\frac{T_S}{2}} \\
 &= \\
 &= \left(\frac{\pi\left(\frac{V_2}{n} - V_1\right) - 2\frac{V_2}{n}\varphi}{4\pi f_S L} + \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right) \frac{T_\varphi}{L} \right) \left(\frac{T_S}{2} - T_\varphi \right) + \frac{V_1 - \frac{V_2}{n}}{L} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{T_S}{2} \right)^2 - \frac{1}{2} T_\varphi^2 - T_\varphi \frac{T_S}{2} + T_\varphi^2 \right] = \\
 &= \left(\frac{\pi\left(\frac{V_2}{n} - V_1\right) - 2\frac{V_2}{n}\varphi}{4\pi f_S L} + \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right) \frac{\varphi}{2\pi f_S L} \right) \left(\frac{\pi}{2\pi f_S} - \frac{\varphi}{2\pi f_S} \right) \\
 &\quad + \frac{V_1 - \frac{V_2}{n}}{L} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{2\pi f_S} \right)^2 - \frac{1}{2} \left(\frac{\varphi}{2\pi f_S} \right)^2 - \frac{\varphi}{2\pi f_S} \frac{\pi}{2\pi f_S} + \left(\frac{\varphi}{2\pi f_S} \right)^2 \right] =
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \left(\frac{\pi^2 \left(\frac{V_2}{n} - V_1 \right)}{8\pi^2 f_s^2 L} + \frac{\pi\varphi \left(3V_1 - \frac{V_2}{n} \right)}{8\pi^2 f_s^2 L} - \frac{\varphi^2 V_1}{4\pi^2 f_s^2 L} \right) \\
 &\quad + \left(\frac{\pi^2 \left(V_1 - \frac{V_2}{n} \right)}{8\pi^2 f_s^2 L} - \frac{\pi\varphi \left(V_1 - \frac{V_2}{n} \right)}{4\pi^2 f_s^2 L} + \frac{\varphi^2 \left(V_1 - \frac{V_2}{n} \right)}{8\pi^2 f_s^2 L} \right) = \\
 &= \frac{\pi\varphi \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right)}{8\pi^2 f_s^2 L} - \frac{\varphi^2 \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right)}{8\pi^2 f_s^2 L}
 \end{aligned}$$

Si sommano ora i risultati degli integrali svolti nei due sottoperiodi, ottenendo quindi l'espressione della potenza:

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{2V_1}{T_s} \left[\frac{\pi\varphi \left(\frac{V_2}{n} - V_1 \right)}{8\pi^2 f_s^2 L} + \frac{\varphi^2 \left(V_1 - \frac{V_2}{n} \right)}{8\pi^2 f_s^2 L} + \frac{\pi\varphi \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right)}{8\pi^2 f_s^2 L} - \frac{\varphi^2 \left(V_1 + \frac{V_2}{n} \right)}{8\pi^2 f_s^2 L} \right] = \\
 &= 2V_1 f_s \frac{2\varphi \frac{V_2}{n} (\pi - \varphi)}{8\pi^2 f_s^2 L} = V_1 f_s \frac{\varphi \frac{V_2}{n} (\pi - \varphi)}{2\pi^2 f_s^2 L} = \frac{V_1 \frac{V_2}{n} \varphi (\pi - \varphi)}{2\pi^2 f_s L}
 \end{aligned}$$

BIBLIOGRAFIA

- [1] Jacob Millman, Arvin Grabel, Pierangelo Terreni, “Elettronica di Millman”, 4° edizione 2008, McGraw-Hill.
- [2] Hsin-Ju Chen, “Power losses of silicon carbide MOSFET in HVDC application”, University of Pittsburgh, 2012
- [3] S. Abedinpour, K. Shenai, “Power electronics handbook- Insulated Gate Bipolar Transistor”, 3° edizione 2010, Muhammad H. Rashid, Ph.D.
- [4] Afanasev VV, Bassler M, Pensl G, Schulz MJ, Stein von Kamienski E., “Band offsets and electronic structure of SiC/SiO₂ interfaces.” Journal of applied physics, published by the AIP Publishing 2011.
- [5] P.G. Neudeck , “Silicon Carbide Electronic Devices” Encyclopedia of Materials: Science and Technology, 2002, ELSEVIER.
- [6] Pierre Masri, “Silicon carbide and silicon carbide-based structures. The physics of epitaxy”, 2002, ELSEVIER, Surface Science Reports volume 48.
- [7] U.S. department of energy (DOE) – <http://www.energy.gov>
- [8] Ralph M. Potter, John M. Blank, Arrigo Addamiano, “Silicon Carbide Light Emitting Diodes” Journal of applied physics, Journal of Applied Physics, Volume 40, 1969.
- [9] Sima Dimitrijevic, Philippe Jamet, “Advances in SiC power MOSFET technology”, 2003, ELSEVIER, Microelectronics Reliability volume 43.
- [10] Alberto Castellazzi, Tsuyoshi Funaki, Tsunenobu Kimoto, Takashi Hikiyama, “Thermal instability effects in SiC Power MOSFETs”, 2012, ELSEVIER, Microelectronics Reliability volume 52.
- [11] Morris Brenna, Federica Foadelli, Dario Zaninelli, Davide Barlini “Application Prospective of Silicon Carbide (SiC) in Railway Vehicles”, 2014, Politecnico di Milano – Department of Energy
- [12] Sanbo Pan, Lixin Li, Zongxiang Chen, “Research of Solar Inverter Based on Silicon Carbide JFET Power Device”, 2012, ELSEVIER, Energy Procedia volume 16, part C, International Conference on Future Energy, Environment, and Materials
- [13] Enrico Tironi, “Appunti alle lezioni di impianti elettrici”, Edizione 2011, CUSL.
- [14] Rui Wu, Jialiang Wen, Kunshan Yu, Dongyuan Zhao, “A Discussion of SiC Prospects in Next Electrical Grid”, 2012, China Electric Power Research Institute (CEPRI)
- [15] Yukihiro Sato, Syunsuke Tobayashi, Yasunori Tanaka, Akiyoshi Fukui, Mikio Yamasaki, Hiromichi Ohashi, “An Investigation of SiC-SIT DC Circuit Breakers for

- Higher Voltage Direct Current Distribution Systems”, 2010 IEEE, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).
- [16] Damian P. Urciuoli, “Evaluation of SiC VJFET Devices for Scalable Solid-State Circuit Breakers”, 2008, Armi Research Laboratory ARL.
- [17] Hamid R. Karshenas, Hamid Daneshpajoo, Alireza Safae, Praveen Jain, Alireza Bakhshai, “Bidirectional DC-DC converters for energy storage systems”, 2007, APEC Applied Power Electronics Conference, Twenty Second Annual IEEE.
- [18] J. Biela, D. Aggeler, S. Inoue, H. Akagi, J.W. Kolar, “Bi-directional isolated DC-DC converter for next-generation power distribution – Comparison of converters using Si and SiC devices”, 2007, Power Conversion Conference Nagoya.
- [19] Wei Shen, “Design of High-density Transformers for High-frequency High-power Converters”, 2006, Virginia Polytechnic Institute.
- [20] Paolo Bolzern, Riccardo Scattolini, Nicola Schiavoni, “Fondamenti di controlli automatici”, 2008, McGraw-Hill
- [21] Note sul funzionamento dei cavi scaldanti autoregolanti – Temar srl
- [22] Issa Batarseh, “Power electronics handbook- The power MOSFET”, 3° edizione 2011, Muhammad H.Rachid.
- [23] Wolfgang Bergner, Fanny Bjoerk, Daniel Domes, Gerald Deboy, “Infineon’s 1200V SiC JFET – The New Way of Efficient and Reliable High Voltages Switching.”, 2011, Infineon Technologies Austria.
- [24] Hui Zhang, Leon M. Tolbert “Efficiency of SiC JFET-Based Inverters”, 2009, ICIEA Industrial Electronics and Applications, 4th IEEE Conference.
- [25] S.I. Vlaskina, “Silicon carbide LED”, 2002, Institute of Semiconductor Physics, National Academy of Sciences of Ukraine.
- [26] Michael O’Neill, Applications Engineering Manager, “Silicon Carbide Diodes Make Solar Power Systems More Efficient”, 2008, Cree Inc.
- [27] Syoji Higashida, Kazuhide Ino, “NE Handbook series - Power devices”, 2012, Nikkei Business Publications, Inc, ROHM Japan.
- [28] ROHM Co. Ltd., “SiC Power Devices and Modules - Application Note”, 2014.
- [29] Scott Allen, “Silicon carbide MOSFETs for high powered modules”, 2013, Cree Inc.
- [30] Md. Hasanuzzaman, Syed K. Islam, Leon M. Tolbert, “Effects of temperature variation (300–600 K) in MOSFET modeling in 6H–silicon carbide”, 2004, ELSEVIER, Solid State Electronics volume 48 issue 1.

- [31] Md Hasanuzzaman, Syed K. Islam, Leon M. Tolbert, Mohammad T. Alam, “Temperature dependency of MOSFET device characteristics in 4H- and 6H-silicon carbide (SiC)”, 2004, ELSEVIER, Solid State Electronics volume 48 issues 10-11.
- [32] Bob Callanan, “Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs”, 2011, Cree Inc
- [33] S. O. Kasap, “Principles of Electronic Materials and Devices”, 3° edizione 2005, McGraw Hill.
- [34] Tamotsu Ninomiya, Akiyoshi Fukui, Masato Mino, Mikio Yamasaki, Yasunori Tanaka and Hiromichi Ohashi, “HVDC system for a data center equipped with SiC power devices”, 2011, 1st International Conference on Electric Power Equipment - Switching Technology (ICEPE-ST).
- [35] Demonstration of a 600-V, 60-A, Bidirectional Silicon
- [36] D.P. Urciuoli, V.Veliadis, H.C. Ha, V. Lubomirsky, “Carbide Solid-state Circuit Breaker”, 2011, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Sixth Annual IEEE.
- [37] Hesam Mirzaee, Ankan De, Awneesh Tripathi, Subhashish Bhattacharya, “Design Comparison of High Power Medium-Voltage Converters based on 6.5kV Si-IGBT/Si-PiN diode, 6.5kV Si-IGBT/SiC-JBS diode, and 10kV SiC MOSFET/SiC-JBS diode”, 2011, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE.