



Universidade Federal de Campina Grande  
Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

# Estudo do arranjo de dois inversores trifásicos série para alimentação de uma máquina a ímã permanente com terminais de enrolamentos abertos

Gregory Arthur de Almeida Carlos

*Relatório referente ao **Trabalho de Conclusão de Curso** submetido à Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande.*

Área de Conhecimento: Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas

Orientador:

Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Gregory Arthur de Almeida Carlos, Fevereiro de 2011

# Trabalho de Conclusão de Curso

*Relatório apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande em cumprimento às exigências para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista.*

---

Gregory Arthur de Almeida Carlos

Aluno

---

Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Fevereiro de 2011

# Índice

Índice . . . . .	ii
Índice de Tabelas . . . . .	iv
Índice de Figuras . . . . .	v
Lista de Símbolos . . . . .	vi
Glossário . . . . .	ix
<b>1 Introdução Geral . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1 Contexto . . . . .	1
1.2 Motivação . . . . .	1
1.3 Revisão Bibliográfica . . . . .	3
1.3.1 Inversores multiníveis . . . . .	3
1.3.2 Características da MSIP e suas perspectivas em aplicações . . . . .	4
1.3.3 Modulação PWM . . . . .	5
1.3.4 Tensão de modo comum . . . . .	6
<b>2 Modelagem do sistema . . . . .</b>	<b>7</b>
2.1 Introdução . . . . .	7
2.2 Modelo da Máquina Síncrona a Ímã Permanente . . . . .	7
2.2.1 Modelo odq . . . . .	8
2.3 Modelo do Conversor CC/CA Trifásico . . . . .	9
2.4 Modelo do Sistema . . . . .	11
2.5 Conclusão . . . . .	12

---

<b>3</b>	<b>Estratégia de Controle de Tensão por PWM</b>	13
3.1	Introdução	13
3.2	Princípio do Comando por PWM	14
3.3	Controle de Tensão com Inversor Convencional	14
3.3.1	Definição das tensões de pólo	14
3.3.2	Fator de distribuição de roda livre	15
3.3.3	Tensão $v_\mu$	15
3.3.4	Diagrama de controle	16
3.4	Controle de Tensão com Inversor Dual	16
3.4.1	Definição das tensões de pólo	16
3.4.2	Fator de distribuição de roda livre	17
3.4.3	Tensão $v_\mu$	18
3.4.4	Diagrama de controle	19
3.5	Conclusão	19
<b>4</b>	<b>Análises e Resultados de Simulação</b>	21
4.1	Introdução	21
4.2	Análise no Acionamento da MSIP	21
4.2.1	Dinâmica da máquina	21
4.2.2	Tensões na máquina	23
4.2.3	Tensão de modo comum	23
4.3	Análise Comparativa da WTHD	25
4.4	Análise de Perdas nos Conversores	26
4.5	Conclusão	30
<b>5</b>	<b>Conclusão Geral e Perspectivas</b>	31
	<b>Referências Bibliográficas</b>	32

# Índice de Tabelas

4.1	Parâmetros de simulação gerais . . . . .	21
4.2	Parâmetros de simulação da máquina síncrona a ímã permanente . . . . .	22
4.3	Parâmetros de simulação em p.u. . . . .	26

# Índice de Figuras

1.1	Diagrama esquemático do sistema de acionamento de um motor . . . . .	2
2.1	Modelo monofásico equivalente de regime permanente da MSIP . . . . .	7
2.2	diagrama vetorial dq de uma MSIP . . . . .	8
2.3	Modelo trifásico de um conversor CC/CA convencional. . . . .	9
2.4	Modelo trifásico de um conversor CC/CA dual. . . . .	10
2.5	Modelo do sistema (inversor + máquina). . . . .	11
3.1	Diagrama de blocos do controle com inversor convencional. . . . .	16
3.2	Diagrama de blocos do controle com inversor dual. . . . .	19
4.1	Resultados do acionamento da máquina a vazio. . . . .	22
4.2	Tensões de fase na máquina. . . . .	23
4.3	Tensões de linha na máquina. . . . .	24
4.4	Tensão de modo comum. . . . .	25
4.5	WTHD para $\mu = 0,5$ . . . . .	27
4.6	WTHD para $m = 0,7$ . . . . .	27
4.7	Perdas nos inversores para $m = 0,7$ e $\mu = 0,5$ . . . . .	29
4.8	Rendimento dos inversores para $m = 0,7$ e $\mu = 0,5$ . . . . .	29

# Lista de Símbolos

$I_f$  Fonte de corrente que representa o IP no eixo rotórico

$\lambda_f$  Fluxo constante no rotor

$\lambda_{sd}^r$  Fluxo estatórico direto no referencial rotórico

$\lambda_{sq}^r$  Fluxo estatórico em quadratura no referencial rotórico

$l_{sd}, l_{sq}$  Indutâncias estatóricas de eixo direto e eixo em quadratura

$l_f$  Indutância devido ao fluxo constante do IP

$i_{sd}^r$  Corrente estatórica direta no referencial rotórico

$i_{sq}^r$  Corrente estatórica em quadratura no referencial rotórico

$k_f$  Constante que representa o coeficiente de atrito

$F$  Coeficiente de atrito

$R_s$  Resistência estatórica

$\omega_r$  Velocidade mecânica da máquina

$\omega_s$  Velocidade síncrona da máquina

$c_e$  Conjugado eletromecânico síncrona da máquina

$c_m$  Conjugado mecânico síncrona da máquina

$J$  Momento de Inércia

$P$  Número de Par de pólos da máquina

$E, E_1, E_2$  Tensões no Barramento CC dos inversores

$q_k$  Chaves de potência dos inversores, com  $k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$

- $X_s$  Reatância estatórica (síncrona) da máquina
- $E_{fk}$  FEM induzida do modelo da MSIP, com  $k = 1, 2, 3$
- $v_{sk}^s$  Tensões estatóricas de fase na máquina, com  $k = 1, 2, 3$
- $v_{sk0}^s$  Tensões de pólo no inversor convencional, com  $k = 1, 2, 3$
- $v_{n0}^s$  Tensão de modo comum
- $v_{0_10_2}^s$  Tensão de modo comum para o inversor dual ou tensão de circulação
- $v_{sk}^{s*}$  Tensões estatóricas de fase de referência, com  $k = 1, 2, 3$
- $v_{sk0}^{s*}$  Tensões de pólo de referência no inversor convencional, com  $k = 1, 2, 3$
- $v_\mu$  Tensão auxiliar para o inversor convencional
- $v_{sd}^{s*}$  Tensão estatórica referência de eixo direto
- $v_{sq}^{s*}$  Tensão estatórica referência de eixo em quadratura
- $\theta_r$  Ângulo do referencial rotórico
- $\mu$  Fator de distribuição de roda livre
- $t_0$  Intervalo de tempo da aplicação de vetores nulos
- $\tau$  Tempo de amostragem
- $t_{0i}$  Parcela de tempo inicial do intervalo  $t_0$
- $t_{0f}$  Parcela de tempo final do intervalo  $t_0$
- $v_{smax}^{s*}$  Valores máximos das tensões  $v_{sk}^{s*}$ , com  $k = 1, 2, 3$
- $v_{smin}^{s*}$  Valores mínimos das tensões  $v_{sk}^{s*}$ , com  $k = 1, 2, 3$
- $v_{skl0}^{s*}$  Tensões de pólo efetivas de referência do inversor dual, com  $k = 1, 2, 3$  e  $l = 7 - k$
- $\mu_k$  Fatores de distribuição de roda livre
- $v_{sk0j}^{s*}$  Tensões de pólo efetivas de referência do inversor dual, com  $k = 1, 2, 3$  e  $j = 1, 2$
- $h$  Passo de cálculo



- $T_{PWM}$  Período de chaveamento
- $f_{PWM}$  Frequência de chaveamento
- $T_m$  Constante de tempo mecânica
- $fp$  Fator de potência
- $P_{cond}$  Perdas de condução nos semicondutores
- $P_{chav}$  Perdas de chaveamento nos semicondutores
- $P_{tot}$  Perdas totais nos semicondutores
- $i_{cl}$  Corrente instantânea de coletor no semicondutor

# Glossário

**CA** *Corrente Alternada;*

**CC** *Corrente Contínua;*

**IGBT** *Transistor Bipolar de Porta Isolada (Insulated Gate Bipolar Transistor);*

**MSIP** *Máquina Síncrona a ímã Permanente;*

**FCEM** *Força Contra Eletromotriz;*

**VSI** *Inversor Tipo Fonte de Tensão (Voltage Source Inverter);*

**PWM** *Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation);*

**IP** *Ímã Permanente;*

**THD** *Distorção Harmônica Total (Total Harmonic Distortion);*

**WTHD** *Distorção Harmônica Total Ponderada (Weighted Total Harmonic Distortion);*

**LKT** *Lei de Kirchhoff das Tensões;*

# 1

## Introdução Geral

### 1.1 Contexto

Este trabalho foi realizado no LEIAM (Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamentos de Máquinas). As principais atividades desenvolvidas no LEIAM são:

- Acionamento de máquinas elétricas;
- Estruturas de conversores estáticos;
- Estruturas eletromagnéticas e máquinas elétricas;
- Sistemas de energia alternativa baseados em células fotovoltaicas;
- Qualidade de energia.

### 1.2 Motivação

Em aplicações industriais, o acionamento de máquinas elétricas possui caráter relevante com relação ao seu desempenho. Diante disto, a substituição de motores de corrente contínua (CC) por máquinas de corrente alternada (CA) vem se tornando uma grande transição neste cenário (da Silva, 2003). De fato, as máquinas CA possuem vantagens (leveza, custo, pouca manutenção) em seu acionamento que superam suas desvantagens (estruturas altamente acopladas, não-lineares e multivariáveis) (Rashid, 1993).

Com o advento da eletrônica de potência, englobando os conversores estáticos de potência, o acionamento de máquinas elétricas através de conversores eletrônicos surgiu como a solução mais natural para aplicações como, por exemplo, tração elétrica de veículos. Este tipo de solução possibilita efetuar um ajuste adequado não só da frequência de acordo com a velocidade no eixo máquina, mas como também controlar a tensão/corrente de saída para alimentar uma máquina elétrica, figura. 1.1.

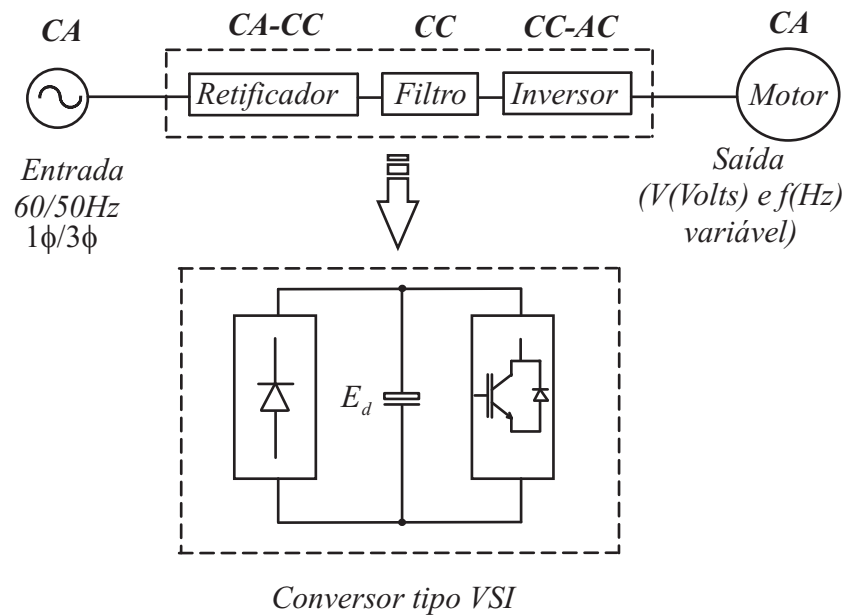


Figura 1.1: Diagrama esquemático do sistema de acionamento de um motor

No entanto, estes conversores possuem limitações que, em determinados casos, podem não atender aos níveis de demanda da máquina ou da carga a ser acionada. Com isso, inversores multiníveis surgem como solução para aumentar sua capacidade (da Silva, 2003).

Este trabalho aborda um estudo comparativo focado na conversão CC-CA, entre duas topologias de inversores do tipo VSI: (i) inversor trifásico convencional (simples) e (ii) dois inversores trifásicos em série com a máquina a enrolamentos abertos (dual). O estudo visa analisar o desempenho entre as duas topologias para o acionamento de uma máquina a ímã permanente trifásica (MSIP). Alguns critérios como análise de perdas nos conversores e tensão no barramento CC serão levados em consideração bem como a estratégia de chaveamento por PWM.

## 1.3 Revisão Bibliográfica

As cargas associadas a um sistema trifásico podem ser interligadas em dois modos distintos: estrela (Y) ou triângulo ( $\Delta$ ). No entanto, uma máquina elétrica trifásica pode ser alimentada via seus seis terminais sem se especificar, necessariamente, o tipo de ligação. A topologia dual abordada neste trabalho exemplifica tal afirmação.

Esta etapa cita trabalhos correlacionados aos tipos de aplicações industriais possíveis no que diz respeito ao acionamento de máquinas e estudos de otimização de conversores eletrônicos.

### 1.3.1 Inversores multiníveis

Nesta seção, serão apresentadas algumas referências de trabalhos usualmente citados na literatura pela vantagem de tratar inversores multiníveis conhecidos no cenário industrial por sua performance superior em termos de melhorias nos harmônicos, baixo "stress" de tensão nas chaves, e baixa interferência magnética comparada com os inversores convencionais (Figarado et al., 2010).

De fato, conversores multiníveis e acionamento de máquinas são temas de interesse crescente nos últimos anos. Uma das topologias em perspectiva perante os conversores de potência é a de conversores em série com a máquina (dual) os quais utilizam dois inversores trifásicos tipo VSI (Stemmler e Guggenbach, 1993), (Stemmler, 1994) e (Corzine et al., 1999). Este tipo de arranjo entre os conversores, alimentando um motor de indução com os terminais de enrolamento aberto, acarreta numa estrutura multinível (Stemmler e Guggenbach, 1993) e

(Shivakumar et al., 2002)

Sistemas com inversores duais para alimentar máquinas com os terminais de enrolamento aberto aumentam a capacidade do sistema de conversão num fator de  $\sqrt{3}$  se comparada com o inversor simples (Senicar et al., 2010). (Senicar et al., 2010) observaram o surgimento de correntes de frequência com o triplo da fundamental e mostraram uma forma de eliminar essas correntes de componente zero geradas pela própria característica dos inversores duais.

Várias contribuições já foram feitas para o estudo dessa topologia dual alimentando a máquina com terminais de enrolamentos abertos. Entre tais contribuições, pode-se citar estudos utilizando a estrutura com inversores operando em fontes de alimentação isolada simétricas com a metade do valor usado no barramento CC quando se comparado com o inversor convencional (Baiju et al., 2003). A alimentação assimétrica também fora abordada de forma interessante bem como a utilização de apenas uma fonte de alimentação em apenas um dos inversores (Shivakumar et al., 2001), (Mohapatra et al., 2003) e (Figarado et al., 2010).

(Somasekhar et al., 2004) utilizou uma fonte de alimentação no barramento com valor reduzido a  $\frac{1}{4}$  se comparado com o inversor convencional. No aspecto de diferentes arranjos tem-se a possibilidade de obtenção da tensão de fase na máquina com níveis superiores aos já citados anteriormente (Sekhar e Das, 2006), (Baiju et al., 2003), bem como arranjos cascadeados a partir de inversores duais (Baiju et al., 2003).

### 1.3.2 Características da MSIP e suas perspectivas em aplicações

O funcionamento da MSIP é semelhante ao de uma máquina síncrona convencional, com a ressalva que a máquina a ímã permanente tem os seus enrolamentos de campo substituídos por ímãs permanentes. Este tipo de máquina CA é tipicamente operada a partir de acionamento em frequência variável. Em condições de frequência constante, a MSIP se comporta como uma máquina síncrona CA com excitação constante (Fitzgerald et al., 2003).

As máquinas a ímã permanente podem ser classificadas de acordo com a forma de onda da distribuição da densidade de fluxo magnético de entreferro com forma de onda de FEM senoidal ou não-senoidal (trapezoidal). Esta distribuição é produzida pela variação do fluxo concatenado das espiras do estator gerado unicamente pelos ímãs do rotor.

O acionamento de máquinas a ímã permanente é, de fato, o sistema mais eficiente devido as perdas serem mínimas no rotor e a ausência de corrente de magnetização (Chapman et al., 1999). A disponibilidade de grande energia nos ímãs permanentes associada com a alta velocidade dos microprocessadores proporcionaram o acionamento da MSIP como sendo um forte candidato para a terceira geração de aplicações em acionamentos elétricos (Naidu e Bose, 1992).

MSIPs estão se tornando, progressivamente, populares em projetos de sistemas de propulsão nos últimos anos. Este tipo de máquina CA fornece, ao projeto, um alto nível de densidade de potência e, portanto, possibilita desenvolver um acionamento com torque elevado, dimensões relativamente baixas e uma alta eficiência. Este efeito tem estimulado novos conceitos nos sistemas de veículos de transporte moderno (Peroutka et al., 2009).

### 1.3.3 Modulação PWM

A estratégia de chaveamento por PWM tem sido vastamente utilizada nos conversores eletrônicos devido a possibilidade de trabalhar com tensões e frequências diferentes da rede de alimentação.

Existem duas técnicas de chaveamento PWM que possuem abordagem considerável na literatura: (i) PWM vetorial e (ii) PWM clássico (comparação-triangular). No entanto, um método produzido pela combinação entre a teoria do PWM vetorial e a facilidade de implementação do PWM clássico surge com a denominação de PWM híbrido.

Uma técnica de PWM híbrido foi proposta por (Blasko, 1996) enquanto (Jacobina et al., 2001) apresentam um PWM digital escalar onde foi focalizado uma abordagem simples para introduzir formas de onda não-senoidais na modulação bem como uma tensão auxiliar correspondente a uma componente de sequência zero na definição das tensões de pólo do mesmo conversor abordado em (Blasko, 1996).

Neste trabalho será focado a estratégia de chaveamento com PWM híbrido em face as suas vantagens de implementação, aproveitamento do barramento, e redução do esforço computacional com relação à PWM vetorial.

### 1.3.4 Tensão de modo comum

De acordo com (Von Jouanne e Zhang, 1999), dentre os problemas causados pela tensão de modo comum, encontram-se a falha dos mancais, que estatisticamente dos 40% das falhas que ocorrem nos motores é devido aos mancais e desse total, quase 25% é devido a alta frequência de chaveamento e alto  $dv/dt$ .

Com relação ao inversor dual (configuração em cascata), para alimentar máquina com terminais de enrolamento aberto, existem propostas para eliminação da tensão de modo comum de acordo com o balanceamento da tensão no barramento CC (Lakshminarayanan et al., 2006) e (Kanchan et al., 2006).



# 2

## Modelagem do sistema

### 2.1 Introdução

O modelo do sistema consiste basicamente da junção entre o modelo da máquina síncrona a ímã permanente (MSIP) e o inversor trifásico tipo VSI.

### 2.2 Modelo da Máquina Síncrona a Ímã Permanente

O sistema trifásico em estudo é considerado como sendo equilibrado. Assim, a MSIP trifásica simétrica é composta por três fases idênticas no estator e três fases idênticas no rotor, defasadas de  $120^\circ$  entre si. Seu modelo equivalente monofásico de regime permanente está representado conforme a figura 2.1. O sub-índice  $s$  diz respeito ao estator, o super-índice  $r$  representa o referencial rotórico e  $E_f$  representa a força contra eletromotriz (FCEM) induzida produzida pelo deslocamento de fluxo no rotor nos enrolamentos do estator. Observa-se que a MSIP considerada possui FCEM senoidal.

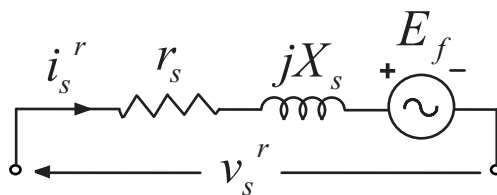


Figura 2.1: Modelo monofásico equivalente de regime permanente da MSIP

### 2.2.1 Modelo odq

Como fora comentado em (Jacobina, 2005), uma máquina trifásica pode ser representada não apenas no sistema 123 mas também no sistema odq, devido a algumas observações:

- A resolução analítica de sistemas de equações para circuitos elétricos acoplados magneticamente é penosa (mesmo se as equações tem coeficientes constantes);
- Se estes coeficientes variam em função do tempo, como em máquinas girantes, esta resolução torna-se impraticável;
- Transformações de variáveis permitem obter relações mais simples que as existentes entre as variáveis reais.

Assim, mediante estas observações, pode-se fazer recorrência à transformação de Park no intuito de se obter um conjunto de equações simplificado se comparado com o sistema trifásico 123. Como a máquina é simétrica pode-se obter um sistema bifásico (dq) e, além disso, fisicamente tem-se a transformação dos enrolamentos estatóricos fixos e os rotóricos girantes em enrolamentos estatóricos fixos e rotóricos pseudo-estacionários.

O modelo odq da MSIP é reduzido à um sistema bifásico (dq), figura 2.2, pois a componente homopolar (o) é nula visto que o sistema considerado é equilibrado.

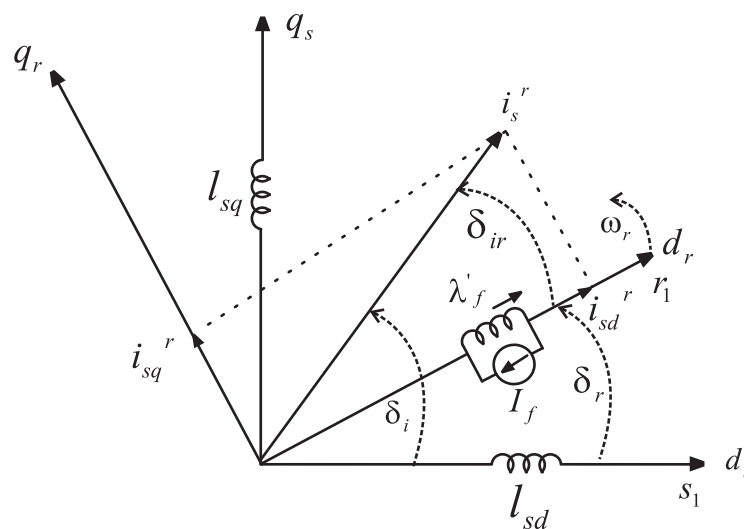


Figura 2.2: diagrama vetorial dq de uma MSIP

A representação bifásica da máquina consiste em duas bobinas nos eixos dq do estator e um ímã permanente no eixo rotórico, representado aqui por uma bobina alimentada por uma fonte de corrente  $I_f$ . O ímã impõe um fluxo constante  $\lambda_f$  segundo o eixo d do rotor.

Como pode se observar em (Jacobina, 2005), as equações para os fluxos (2.1) e (2.2), tensões (2.3) e (2.4) e conjugado eletromagnético (2.5), são:

$$\lambda_{sd}^r = l_{sd}i_{sd}^r + k_f\lambda_f \quad (2.1)$$

$$\lambda_{sq}^r = l_{sq}i_{sq}^r \quad (2.2)$$

$$v_{sd}^r = r_s i_{sd}^r + l_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd}^r - \omega_r l_{sq} i_{sq}^r \quad (2.3)$$

$$v_{sq}^r = r_s i_{sq}^r + l_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq}^r + \omega_r l_{sd} i_{sd}^r + \omega_r k_f \lambda_f \quad (2.4)$$

$$c_e = k_f \lambda_f i_{sq}^r + (l_{sd} - l_{sq}) i_{sd}^r i_{sq}^r \quad (2.5)$$

onde:  $k_f = m_f/l_f$

A equação de movimento é descrita por:

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (2.6)$$

onde: J representa o momento de inércia da máquina, P representa o número de par de pólos e F ( $F = k_f$ ) representa o coeficiente de atrito o qual com seu conjugado ( $F\omega_r$ ) se opõe ao movimento nos mancais do rotor e no ar (Jacobina, 2005).

## 2.3 Modelo do Conversor CC/CA Trifásico

O inversor<sup>1</sup> trifásico estudado é do tipo VSI, e seu modelo convencional representado por chaves tipo IGBT está representado na figura 2.3.

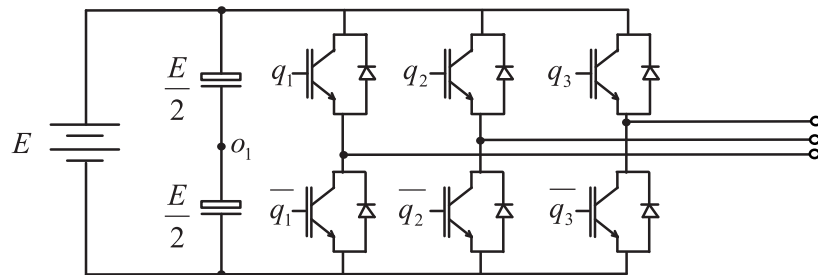


Figura 2.3: Modelo trifásico de um conversor CC/CA convencional.

<sup>1</sup>Inversor - Denominação dada para topologia de conversor CC/CA

Observar que as chaves são tratadas como ideais a nível de simulação. Onde, eventuais perdas serão consideradas com a adição de um bloco analisador de perdas, proposto por (Dias et al., 2009), no diagrama esquemático do sistema. Cada chave é representada por um IGBT (unidirecional em tensão e corrente) com um diodo conectado em antiparalelo. As chaves são representadas pelo seu estado binário (0 → chave aberta ou 1 → chave fechada) e para cada chave existe outra chave complementar, isto é:

$$\bar{q}_k = 1 - q_k \quad (2.7)$$

onde  $k=1,2,3$ .

O barramento capacitivo é representado por dois capacitores em série de forma simétrica, com fonte CC dividida em  $\pm E/2$ , comumente obtida pela retificação e filtragem de um sistema trifásico de alimentação. A bateria (E) garante que a tensão imposta aos capacitores seja E. A topologia apresentada na figura 2.3, diz respeito ao inversor convencional, e a utilização de dois conversores (inversor A e inversor B) semelhantes ao convencional deu origem à estrutura do conversor dual, conforme a figura 2.4.

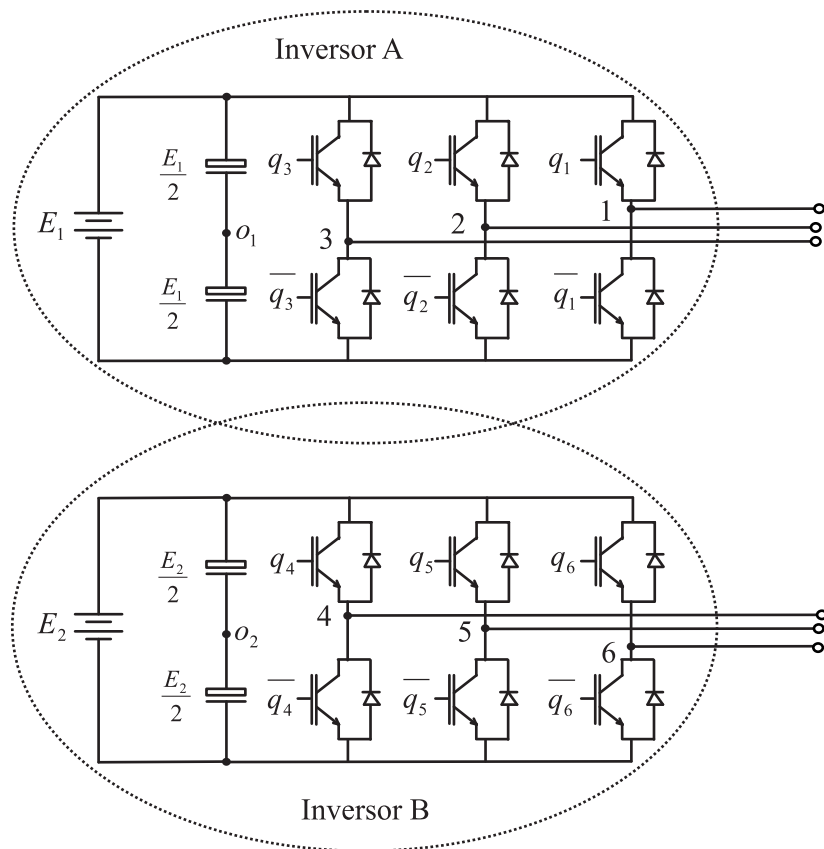
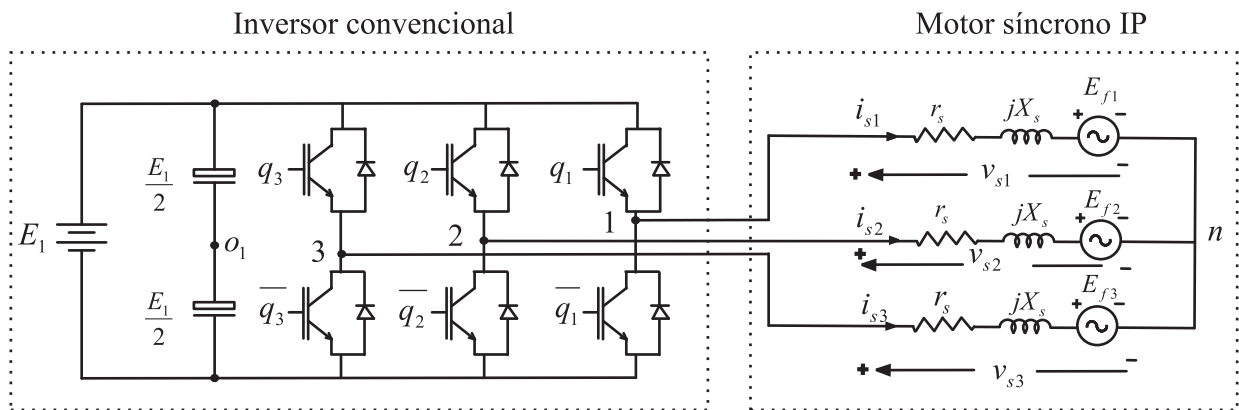


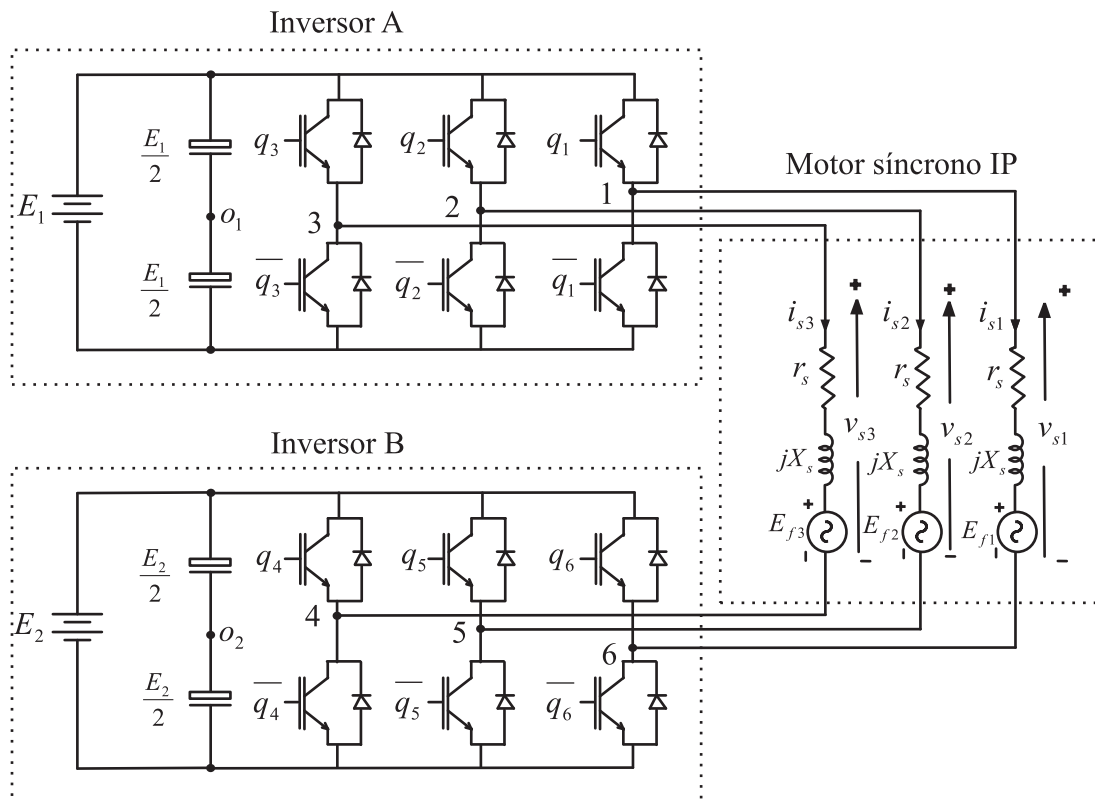
Figura 2.4: Modelo trifásico de um conversor CC/CA dual.

## 2.4 Modelo do Sistema

Mediante a apresentação do modelo individual para máquina e o conversor (convencional ou dual), obtém-se o modelo completo para o sistema em estudo, o qual está descrito na figura 2.5.



(a) Com inversor convencional.



(b) Com inversor dual.

Figura 2.5: Modelo do sistema (inversor + máquina).

## 2.5 Conclusão

De acordo com as referências citadas considerou-se o modelo apresentado com uma aproximação consistente de um sistema real, no que diz respeito para análise comparativa de funcionamento, podendo-se assim obter resultados de algumas grandezas elétricas e investigar o perfil de tais grandezas perante as duas topologias abordadas neste trabalho.

# 3

## Estratégia de Controle de Tensão por PWM

### 3.1 Introdução

Como foi comentado na seção 1.3.3, tem-se que a técnica de chaveamento por PWM pode ser efetuada em diferentes maneiras: (i) vetorial (SVPWM), (ii) escalar(DSPWM) e híbrida(HPWM). Na abordagem escalar se opera com tensões trifásicas por fase, enquanto na abordagem vetorial emprega-se o vetor tensão associado as tensões trifásicas (Jacobina, 2005).

Neste capítulo será abordada com ênfase, a técnica de controle de tensão na máquina através de uma estratégia de chaveamento por PWM modificado (modulação híbrida), que é equivalente a técnica de modulação vetorial e modulação escalar. Serão abordados também os efeitos devido a consideração do fator de distribuição de roda livre ( $\mu$ ) bem como o impacto causado na utilização de uma tensão auxiliar que torna as tensões de referência não senoidais (Jacobina et al., 2001).

Observar-se-á que o estudo feito para controlar a tensão na máquina fora realizado puramente em malha aberta, não havendo, assim, utilização de controladores de corrente nem do barramento CC. De fato este trabalho aborda a análise do comportamento das tensões na máquina perante diferentes topologias.

## 3.2 Princípio do Comando por PWM

Tomando como base a figura 2.3, as tensões aplicadas a carga dependem da configuração das chaves  $q_1$ ,  $q_2$  e  $q_3$ , as quais podem assumir valores binários (0 ou 1) e possuem suas chaves complementares ( $q_4$ ,  $q_5$  e  $q_6$ ), respectivamente. Logo com as três chaves ( $q_1$ ,  $q_2$  e  $q_3$ ) existem oito ( $2^3$ ) combinações possíveis.

As tensões de fase nos terminais da máquina são dadas por:

$$v_{s1}^s = v_{s10}^s - v_{n0} \quad (3.1)$$

$$v_{s2}^s = v_{s20}^s - v_{n0} \quad (3.2)$$

$$v_{s3}^s = v_{s30}^s - v_{n0} \quad (3.3)$$

onde  $v_{n0}$  é a tensão entre o neutro da máquina e o ponto central do barramento CC, conhecida na literatura como tensão de modo comum. Como o sistema é equilibrado tem-se que:

$$v_{n0}^s = \frac{v_{s10}^s + v_{s20}^s + v_{s30}^s}{3} \quad (3.4)$$

As tensões de pólos são calculadas por:

$$v_{s10}^s = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.5)$$

$$v_{s20}^s = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.6)$$

$$v_{s30}^s = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.7)$$

## 3.3 Controle de Tensão com Inversor Convencional

### 3.3.1 Definição das tensões de pólo

No estudo com o inversor convencional, conforme figura 2.4, deu-se enfoque maior na modulação escalar, que como pode ser visto em (Jacobina, 2005), utilizam-se tensões de referência  $v_{s1}^{s*}$ ,  $v_{s2}^{s*}$  e  $v_{s3}^{s*}$  que se deseja impor à máquina, e a partir disso as tensões de pólo de referência são definidas como:

$$v_{s10}^{s*} = v_{s1}^{s*} + v_{\mu} \quad (3.8)$$

$$v_{s20}^{s*} = v_{s2}^{s*} + v_{\mu} \quad (3.9)$$

$$v_{s30}^{s*} = v_{s3}^{s*} + v_{\mu} \quad (3.10)$$



onde  $v_\mu$  é uma tensão auxiliar que corresponde a uma parcela de tensão homopolar comum a todas as fases.

A tensão  $v_\mu$  ajuda na compensação das perdas causadas pela tensão de modo comum  $v_{n0}$ , onde  $v_\mu$  é calculado de tal forma que quando somado a  $v_{n0}$  o resultado seja nulo, reduzindo assim eventuais efeitos da tensão de modo comum nas tensões de fase na máquina. De fato em (Jacobina, 2005) verifica-se que  $v_\mu = -v_{n0}$

As tensões de fase de referência ( $v_{s1}^{s*}$ ,  $v_{s2}^{s*}$  e  $v_{s3}^{s*}$ ) podem ser levadas também para o sistema dq via a transformação de Park, resultando nas seguintes relações no referencial rotórico:

$$v_{sd}^{r*} = \sqrt{\frac{2}{3}}[(v_{s1}^{s*} \cos(\theta_r) + v_{s2}^{s*} \cos(\theta_r - 2\pi/3) + v_{s3}^{s*} \cos(\theta_r + 2\pi/3))] \quad (3.11)$$

$$v_{sq}^{r*} = -\sqrt{\frac{2}{3}}[(v_{s1}^{s*} \sin(\theta_r) + v_{s2}^{s*} \sin(\theta_r - 2\pi/3) + v_{s3}^{s*} \sin(\theta_r + 2\pi/3))] \quad (3.12)$$

### 3.3.2 Fator de distribuição de roda livre

Na sequência, tem-se a utilização do fator de distribuição de roda livre ( $\mu$ ), o qual está relacionado aos vetores nulos que são obtidos quando a máquina opera em curto-circuito (roda livre). O intervalo de tempo associado a aplicação dos vetores nulos é  $t_0$  e o mesmo pode ser distribuído no início ( $t_{0i} = \mu t_0$ ) ou no fim ( $t_{0f} = (1 - \mu)t_0$ ) do intervalo de amostragem  $\tau$ , (Jacobina, 2005). Neste intervalo de tempo diz-se que as tensões de pólo são iguais. Logo, de acordo com estas considerações o fator de distribuição de roda livre é dado por:

$$t_0 = t_{0i} + t_{0f} \quad (3.13)$$

$$\mu = \frac{t_{0i}}{t_0} \quad \text{com } 0 \leq \mu \leq 1 \quad (3.14)$$

Assim a introdução do fator de distribuição de roda livre na estratégia de controle da tensão no inversor contribui para minimizar a distorção harmônica das grandezas elétricas de interesse na máquina.

### 3.3.3 Tensão $v_\mu$

Conforme é apresentado em (Jacobina et al., 2001) e (Blasko, 1996), pode-se expressar a tensão  $v_\mu$  como:

$$v_\mu = E(0,5 - \mu) - (1 - \mu)v_{smax}^{s*} - \mu(v_{smin}^{s*}) \quad (3.15)$$

onde:  $v_{smax}^{s*} = \text{Max}V_s$  e  $v_{smin}^{s*} = \text{Min}V_s$ , com  $V_s = \{v_{s1}^{s*}, v_{s2}^{s*}, v_{s3}^{s*}\}$ .

Esta tensão, tem como principais objetivos otimizar o barramento CC e reduzir o THD das tensões de fase na máquina.

### 3.3.4 Diagrama de controle

Em resumo do que foi apresentado tem-se o diagrama de controle básico do sistema com o inversor convencional.

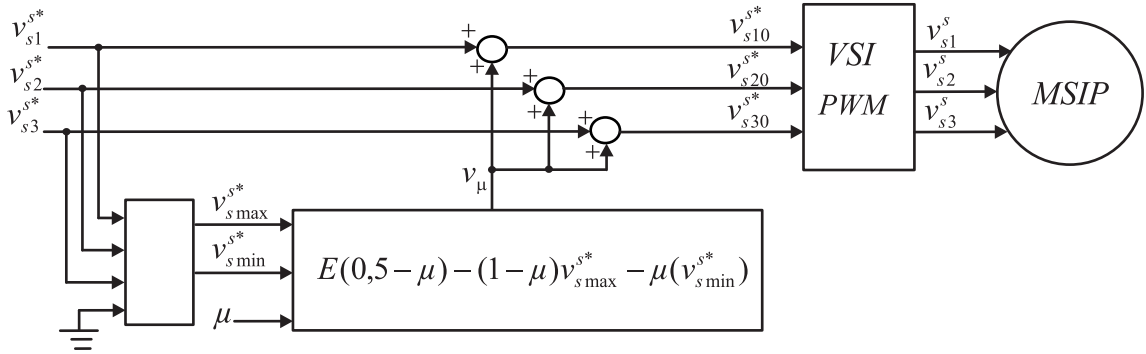


Figura 3.1: Diagrama de blocos do controle com inversor convencional.

## 3.4 Controle de Tensão com Inversor Dual

O estudo com o inversor dual, conforme figura 2.4, teve enfoque na modulação híbrida (HPWM) onde será visto que pode-se definir as tensões de pólo de referência utilizando tensões auxiliares.

### 3.4.1 Definição das tensões de pólo

De modo análogo à seção anterior, utilizam-se as tensões de fase de referência  $v_{s1}^{s*}$ ,  $v_{s2}^{s*}$  e  $v_{s3}^{s*}$  que se deseja impor à máquina. Assim através de definições particulares para tensões auxiliares pode se obter as tensões de pólo individuais na máquina.

Neste método tem-se uma análise inicial semelhante à da seção anterior, de acordo, com as tensões de pólo efetivas ( $v_{kl0}^{s*} = v_{sk0_1}^{s*} - v_{sl0_2}^{s*}$ ), com  $k = \{1, 2, 3\}$  e  $l = 7 - k$ , estas podem

ser definidas como:

$$v_{s160}^{s*} = v_{s1}^{s*} + v_{0201}^* \quad (3.16)$$

$$v_{s250}^{s*} = v_{s2}^{s*} + v_{0201}^* \quad (3.17)$$

$$v_{s340}^{s*} = v_{s3}^{s*} + v_{0201}^* \quad (3.18)$$

onde:  $v_{0201}^* = \frac{1}{3} \sum [v_{sk01}^{s*} - v_{sl02}^{s*}]$ , em que  $k = \{1, 2, 3\}$  e  $l = 7 - k$ .

Definindo duas tensões de fase ( $v_{s1}^{s*}$ ,  $v_{s2}^{s*}$ ), visto que o sistema é equilibrado, e quatro tensões auxiliares ( $v_{0201}^*$ ,  $v_{\mu x1}^*$ ,  $v_{\mu x2}^*$ ,  $v_{\mu x3}^*$ ) em função das tensões de pólo do conversor tem-se:

$$v_{s1}^{s*} = \frac{2}{3}v_{s101}^{s*} - \frac{1}{3}v_{s201}^{s*} - \frac{1}{3}v_{s301}^{s*} + \frac{1}{3}v_{s402}^{s*} + \frac{1}{3}v_{s502}^{s*} - \frac{2}{3}v_{s602}^{s*} \quad (3.19)$$

$$v_{s2}^{s*} = -\frac{1}{3}v_{s101}^{s*} + \frac{2}{3}v_{s201}^{s*} - \frac{1}{3}v_{s301}^{s*} + \frac{1}{3}v_{s402}^{s*} - \frac{2}{3}v_{s502}^{s*} + \frac{1}{3}v_{s602}^{s*} \quad (3.20)$$

$$v_{0201}^* = \frac{1}{3}v_{s101}^{s*} + \frac{1}{3}v_{s201}^{s*} + \frac{1}{3}v_{s301}^{s*} - \frac{1}{3}v_{s402}^{s*} - \frac{1}{3}v_{s502}^{s*} - \frac{1}{3}v_{s602}^{s*} \quad (3.21)$$

$$v_{\mu x1}^* = v_{s402}^{s*} \quad (3.22)$$

$$v_{\mu x2}^* = v_{s502}^{s*} \quad (3.23)$$

$$v_{\mu x3}^* = v_{s602}^{s*} \quad (3.24)$$

A partir das equações (3.19)-(3.24), pode-se determinar as tensões de pólo individuais ( $v_{k01}^{s*}$ ,  $v_{l02}^{s*}$ ) na máquina. De fato, isolando os termos correspondentes das tensões de pólo tem-se:

$$v_{s101}^{s*} = v_{s1}^{s*} + v_{\mu x3}^* + v_{0201}^* \quad (3.25)$$

$$v_{s602}^{s*} = v_{\mu x3}^* \quad (3.26)$$

$$v_{s201}^{s*} = v_{s2}^{s*} + v_{\mu x2}^* + v_{0201}^* \quad (3.27)$$

$$v_{s502}^{s*} = v_{\mu x2}^* \quad (3.28)$$

$$v_{s301}^{s*} = v_{s3}^{s*} + v_{\mu x1}^* + v_{0201}^* \quad (3.29)$$

$$v_{s402}^{s*} = v_{\mu x1}^* \quad (3.30)$$

### 3.4.2 Fator de distribuição de roda livre

O fator de distribuição para este tipo de configuração pode ser utilizado isoladamente ( $\mu_0$ ,  $\mu_{x1}$ ,  $\mu_{x2}$ ,  $\mu_{x3}$ ).

### 3.4.3 Tensão $v_\mu$

Para o método apresentado. Inicialmente, observando as equações (3.16)-(3.18) tem-se que os valores de máximo ( $v_{s_{max}}^{s*}$ ) e mínimo ( $v_{s_{min}}^{s*}$ ) da tensão  $v_{0_20_1}^*$  podem ser calculados levando em consideração os valores de máximo ( $\frac{E_1+E_2}{2}$ ) e mínimo ( $-\frac{E_1+E_2}{2}$ ) das tensões de pólo efetivas  $\{v_{skl0}^{s*}\}$ . Os valores limites da tensão auxiliar  $v_{0_20_1}^*$  são dados por:

$$v_{0_20_1max} = \frac{E_2 + E_1}{2} - v_{s_{max}}^{s*} \quad (3.31)$$

$$v_{0_20_1min} = -\frac{E_2 + E_1}{2} - v_{s_{min}}^{s*} \quad (3.32)$$

onde:  $v_{s_{max}}^{s*} = \max V_{sk}$  e  $v_{s_{min}}^{s*} = \min V_{sk}$ , com  $V_{sk} = \{v_{s1}^{s*}, v_{s2}^{s*}, v_{s3}^{s*}\}$ .

Sabendo-se que a tensão auxiliar adquire valores de máximo ( $\mu = 1$ ) e mínimo ( $\mu = 0$ ) de acordo com o fator de distribuição de roda livre, pode-se representar esta tensão, de forma generalizada, conforme a seguinte expressão:

$$v_\mu = (\mu)v_{max} + (1 - \mu)v_{min} \quad (3.33)$$

Substituindo as expressões (3.31) e (3.32) na expressão geral, equação (3.33), obtém-se a tensão auxiliar  $v_{0_20_1}^*$ , como sendo:

$$v_{0_20_1}^* = (2\mu_0 - 1)\frac{E_2 + E_1}{2} - \mu_0 v_{s_{max}}^{s*} - (1 - \mu_0)v_{s_{min}}^{s*} \quad (3.34)$$

onde:  $v_{s_{max}}^{s*} = \max V_{sk}$  e  $v_{s_{min}}^{s*} = \min V_{sk}$ , com  $V_{sk} = \{v_{s1}^{s*}, v_{s2}^{s*}, v_{s3}^{s*}, 0\}$ .

Fazendo-se  $E_1 = E_2 = E$ , com intuito de simplificar a análise, a expressão se reduz à:

$$v_{0_20_1}^* = (2\mu_0 - 1)E - \mu_0 v_{s_{max}}^{s*} - (1 - \mu_0)v_{s_{min}}^{s*} \quad (3.35)$$

Analogamente, para as três tensões auxiliares restantes que estão relacionadas às tensões de pólo individuais do conversor, os valores de máximo e mínimo são dados por:

$$v_{\mu_{xk}max} = \frac{E}{2} - v_{skmax}^{s*} \quad (3.36)$$

$$v_{\mu_{xk}min} = -\frac{E}{2} - v_{skmin}^{s*} \quad (3.37)$$

onde:  $v_{s_{kmax}}^{s*} = \max V_{sk}$  e  $v_{s_{kmin}}^{s*} = \min V_{sk}$ , com  $V_{sk} = \{v_{skl0}^{s*}, 0\}$ .

Substituindo as expressões (3.36) e (3.37) na expressão geral, equação (3.33), obtém-se as tensões auxiliares restantes  $v_{\mu_{xk}}$ , como sendo:

$$v_{\mu_{xk}} = (2\mu_k - 1)\frac{E}{2} - \mu_k v_{s_{kmax}}^{s*} - (1 - \mu_k)v_{s_{kmin}}^{s*} \quad (3.38)$$

Da mesma forma como no caso do inversor convencional, a introdução destas tensões implica na otimização do barramento CC e reduz o THD das tensões de fase na máquina.

### 3.4.4 Diagrama de controle

O diagrama de controle básico do sistema com o inversor dual conforme o método apresentado está disposto na figura 3.2.

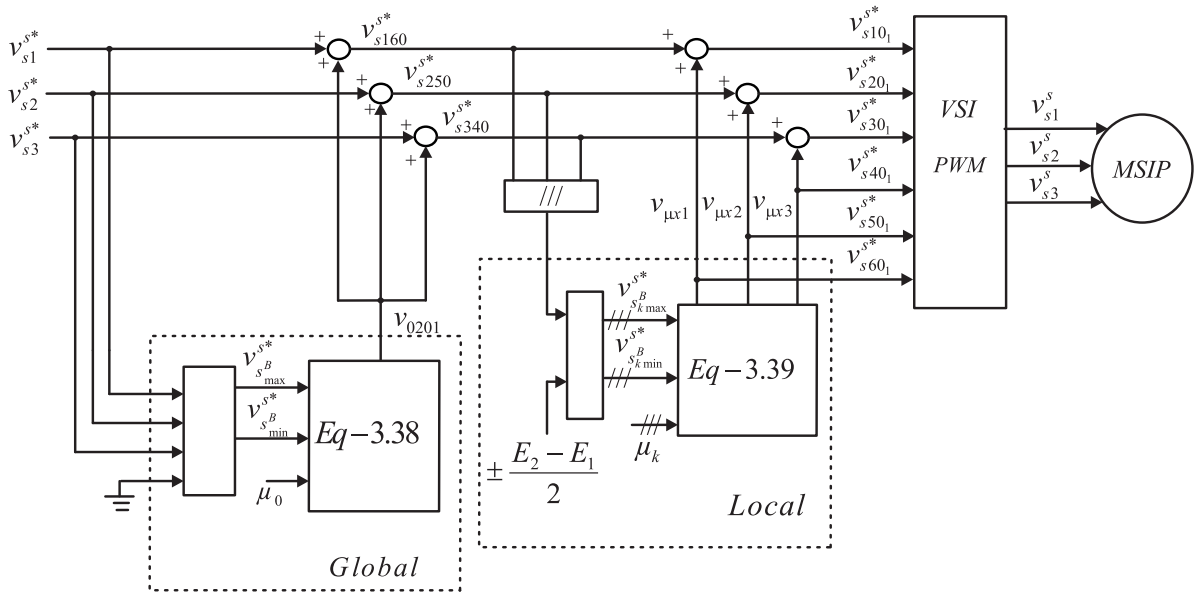


Figura 3.2: Diagrama de blocos do controle com inversor dual.

## 3.5 Conclusão

Neste capítulo foram observadas algumas dentre as diferentes maneiras de se efetuar o controle das tensões de fase numa carga trifásica mediante técnica de chaveamento PWM. Foi visto que se pode efetuar o controle da tensão no inversor dual por meio de método com

quatro tensões auxiliares. O estudo dos resultados obtidos é realizado na sequência deste trabalho.

# 4

## Análises e Resultados de Simulação

### 4.1 Introdução

Neste capítulo pretende-se realizar um estudo comparativo entre as duas topologias de inversores abordadas bem como analisar a distorção harmônica total (THD) das tensões de fase na máquina bem como o impacto que se obtém nas tensões ao se utilizar diferentes métodos para técnica de chaveamento por PWM, quando se utiliza o inversor dual. Todos os resultados de simulação foram obtidos em malha aberta. Utilizam-se o Matlab e PSIM como ambientes de simulação.

### 4.2 Análise no Acionamento da MSIP

#### 4.2.1 Dinâmica da máquina

Com objetivo de analisar o impacto causado decorrente do acionamento da máquina síncrona à ímã permanente (MSIP) fez-se a simulação da máquina em malha aberta, e os parâmetros utilizados estão presentes nas tabelas 4.1 e 4.2.

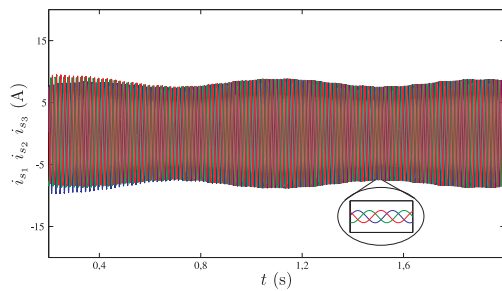
Tabela 4.1: Parâmetros de simulação gerais

$h$ (ns)	$T_{pwm}$ ( $\mu s$ )	$f_{PWM}$ (kHz)	$E$ (V)	$m$	$\mu$
100	100	10	810/405	0,7	0,5

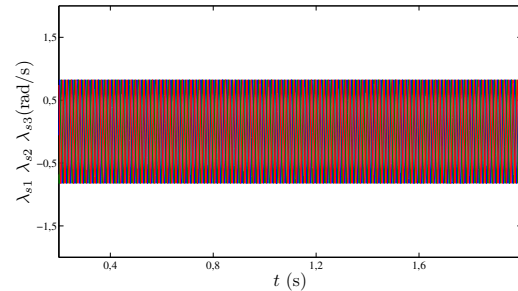
Tabela 4.2: Parâmetros de simulação da máquina síncrona a ímã permanente

$r_s$ ( $\Omega$ )	$l_{sd}$ (H)	$l_{sq}$ (H)	$m_f$ (H)	$l_f$ (H)	$k_f$ (kg·m <sup>2</sup> /s)	$J$ (kg·m <sup>2</sup> )
0,39	0,094	0,089	0,091	0,094	0,01	0,04
$T_m$ (s)	$P_{ativa}$ (W)	$V_{fase}$ (V/ $\phi$ )	$V_{linha}$ (V)	$f_s$ (Hz)	$P$	$\lambda_f$ (Wb)
4	700	220	380	60	2	20

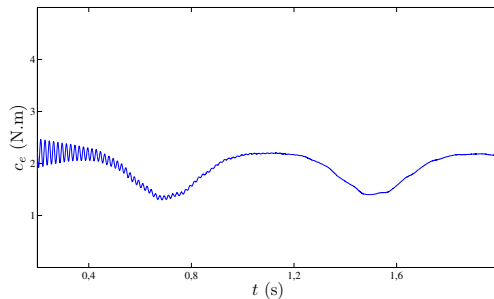
Na simulação da máquina, fez que com que a máquina partisse inicialmente como uma máquina de indução até o instante  $t = 0,2$  s. Assim os resultados de interesse foram obtidos para  $t > 0,2$  s. Na figura 4.1 tem-se alguns resultados obtidos da simulação do acionamento da máquina, observa-se que como não existe controle de corrente e conjugado, as oscilações dos mesmos são consideráveis. Porém, no que diz respeito a velocidade da máquina tem-se que a mesma atinge a velocidade síncrona de  $\omega_s = 377$  rad/s. Observa-se ainda que as curvas particulares para a máquina mostraram o mesmo comportamento de acordo com as duas topologias abordadas.



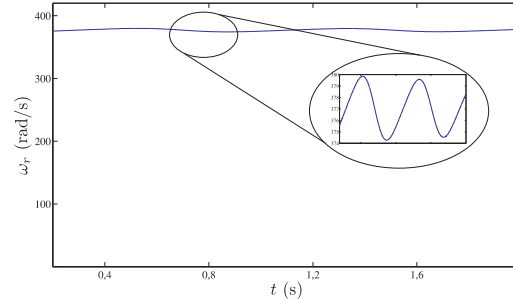
(a) correntes estáticas.



(b) fluxos estáticos.



(c) conjugado eletromagnético.



(d) velocidade da máquina.

Figura 4.1: Resultados do acionamento da máquina a vazio.



Pode-se dizer que uma vantagem do inversor dual perante o inversor convencional é que o dual necessita de uma tensão de barramento menor para alimentar a máquina se comparado com o inversor convencional. De fato as simulações, figura 4.1, para o mesmo valor de barramento ( $E = 405 V$ ) diverge no caso do inversor convencional. No entanto, o resultado deste converge usando-se o dobro do valor do barramento ( $E = 810 V$ ) utilizado no caso do inversor dual.

### 4.2.2 Tensões na máquina

Na figura 4.2, tem-se os resultados das tensões de fase na máquina. Podem-se perceber que estas tensões alimentadas através do inversor dual, possuem uma forma mais senoidal se comparadas com as tensões alimentadas via o inversor convencional (5 níveis).

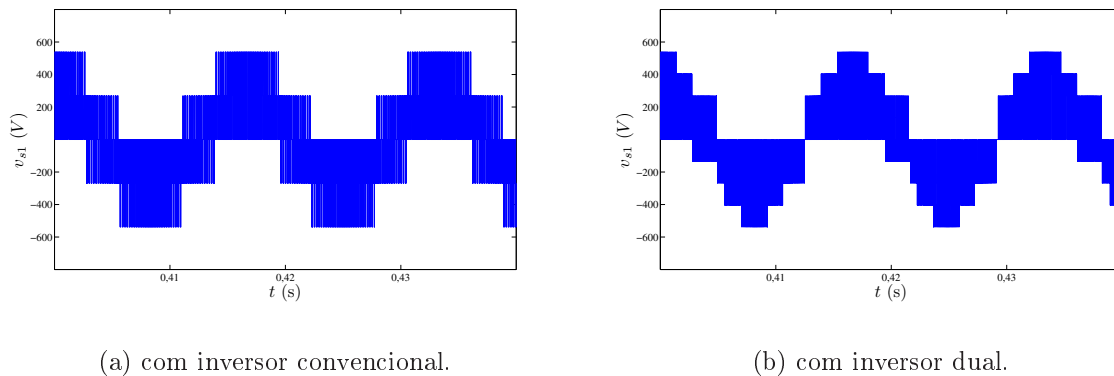


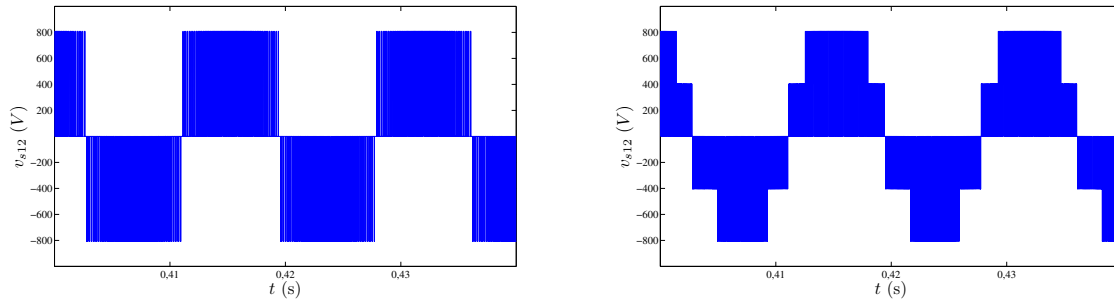
Figura 4.2: Tensões de fase na máquina.

Na figura 4.3, tem-se as tensões de linha na máquina onde observa-se que estas tensões com alimentação do inversor convencional, dual, possuem 3 e 5 níveis respectivamente.

Analisando o resultado do inversor dual, acredita-se que através de uma escolha adequada dos fatores de distribuição ( $\mu_0$  e  $\mu_k$ ), pode-se obter uma distribuição melhor nas tensões, seja de fase ou de linha, uma vez que foram consideradas tensões iguais no barramento ( $E_1 = E_2 = E$ ) e também  $\mu_0 = \mu_k = 0,5$ .

### 4.2.3 Tensão de modo comum

A análise da tensão de modo comum foi um aspecto levado em consideração neste trabalho devido ao fato de que esta tensão está diretamente relacionada com a consequência



(a) com inversor convencional.

(b) com inversor dual.

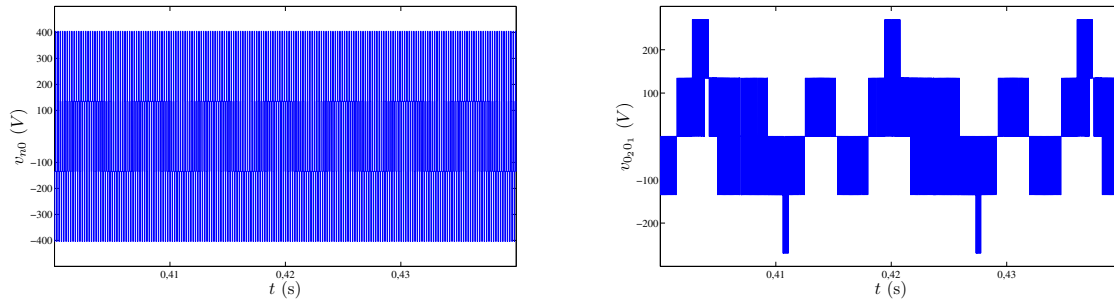
Figura 4.3: Tensões de linha na máquina.

do uso da técnica de chaveamento por PWM. De fato, mesmo o sistema sendo equilibrado e simétrico encontra-se uma tensão entre o neutro da máquina e o ponto central do barramento CC, tal tensão é denominada tensão de modo comum ( $v_{n0}$ ).

Para o caso de alimentação da máquina com o inversor dual, mesmo não havendo o neutro da máquina conectado, considerar-se-á que exista uma tensão não nula oriunda do ponto central do barramento de cada inversor ( $0_1$  e  $0_2$ ) a qual será vista também como tensão de modo comum ( $v_{0_1 0_2}$ ). Logo, esta abstração pode ser feita imaginando-se que o efeito da tensão no neutro da máquina se propagaria para os pontos centrais do inversor dual.

Na figura 4.4, nota-se que o inversor convencional produz uma tensão de modo comum com nível de tensão mais elevado, a qual pode tornar, eventualmente, o sistema menos eficiente quando comparado com o sistema de acionamento com o inversor dual.

Uma análise visual na figura 4.4, induz a pensar que o inversor dual possui vantagem perante o inversor convencional por produzir uma tensão de modo comum com menor nível de tensão e uma distribuição menos uniforme.



(a) com inversor convencional.

(b) com inversor dual.

Figura 4.4: Tensão de modo comum.

### 4.3 Análise Comparativa da WTHD

Analisar as formas de onda da tensão de forma grosseira não garante argumentos consistentes. É necessário buscar parâmetros ou aspectos que enfatizem eventuais análises. Assim para avaliar o desempenho das tensões dos inversores em questão, será feita recorrência à análise de distorção harmônica ponderada (WTHD).

A WTHD caracteriza quão poluída está uma determinada tensão que possui harmônicas. Por definição tem-se que a WTHD é dada por:

$$WTHD(n) = \frac{100}{v_1} \sqrt{\sum_{h=1}^N \left(\frac{v_h}{h}\right)^2} \quad (4.1)$$

onde  $n$  é o número de harmônicas consideradas,  $v_1$  é a amplitude da tensão fundamental da  $h^{th}$  harmônica.

Nesta seção, as simulações realizadas foram feitas a partir de uma carga RL, desconsiderando-se o modelo da MSIP. De fato, como o intuito nesta etapa é de comparar os conversores sobre as mesmas condições de operação então a substituição do modelo da carga, em princípio, não afetará nos resultados comparativos.

Na Tabela 4.3, tem-se os parâmetros utilizados na simulação em p.u, variando-se o índice de modulação ( $m$ ) de 0,1 a 0,9. Neste caso na consideração da tensão do barramento fixou-se um valor máximo de tensão na carga ( $v_{smax}$ ) conforme é mostrado em(Chaoui et al., 2008). Assim, o sinal modulante foi mantido constante enquanto o sinal da portadora varia de acordo com a tensão no barramento ( $E$ ), que de acordo com (Chaoui et al., 2008) é dada por:

$$E \geq V_{smax} \frac{\sqrt{3}}{m} \quad (4.2)$$

Ressaltando que as tensões mínimas de operação normal do conversor dual e convencional, respectivamente, devem ser:

$$E_{dual} \geq \max \left| \frac{\sqrt{3}}{2} v_{s_j}^* \right| \quad (4.3)$$

$$E_{conv} \geq \max \left| \sqrt{3} v_{s_j}^* \right| \quad (4.4)$$

onde  $j = 1, 2, 3$ .

Tabela 4.3: Parâmetros de simulação em p.u.

$v_{smax}$	$r_l$	$X_l$	$f_p$	$f_{PWM}$	$\mu$
1,22 p.u	0,15 p.u	0,10 p.u	0,83	10 (KHz)	0,5

Na figura 4.5, tem-se o resultado obtido da WTHD das tensões de fase na máquina para  $\mu = 0,5$ . Logo, observa-se que configuração do inversor dual utilizando proporciona uma menor poluição de harmônicas nas tensões de fase da máquina. A justificativa de se usar um fator de distribuição de roda livre igual a 0,5 pode ser compreendida observando-se a figura 4.6. De fato, utiliza-se o valor que oferece a menor WTHD.

Na figura 4.6, tem-se o resultado obtido da WTHD nas tensões de fase para  $m = 0,7$ . Nitidamente observa-se, neste caso particular, que os resultados com inversor dual utilizando-se o método B garante as menores WTHD para o cenário simulado..

## 4.4 Análise de Perdas nos Conversores

Na seção anterior foi visto um parâmetro que fortalece o estudo comparativo entre as duas topologias abordadas. Porém, WTHD não é o único parâmetro levado em conta no projeto

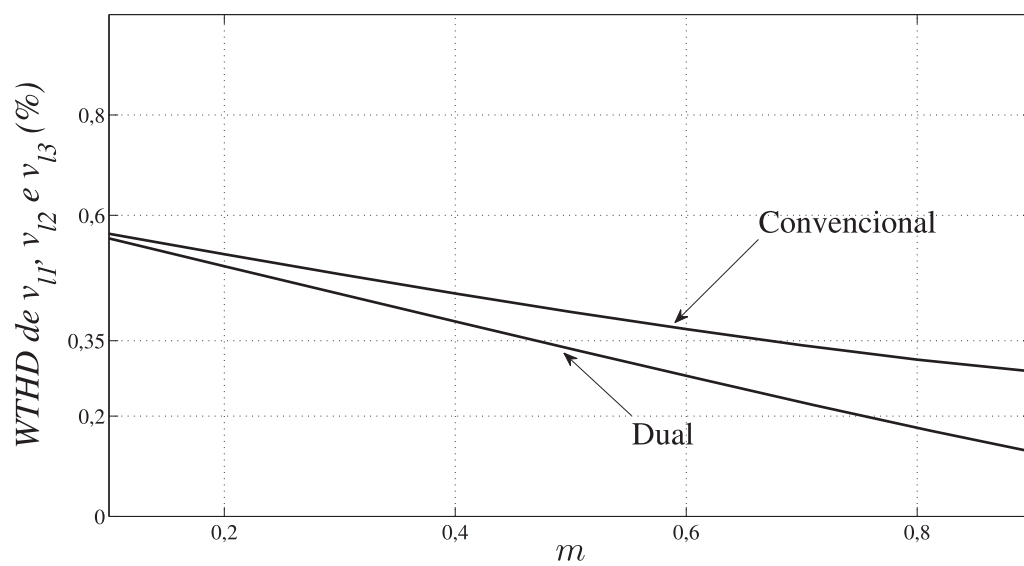


Figura 4.5: WTHD para  $\mu = 0,5$ .

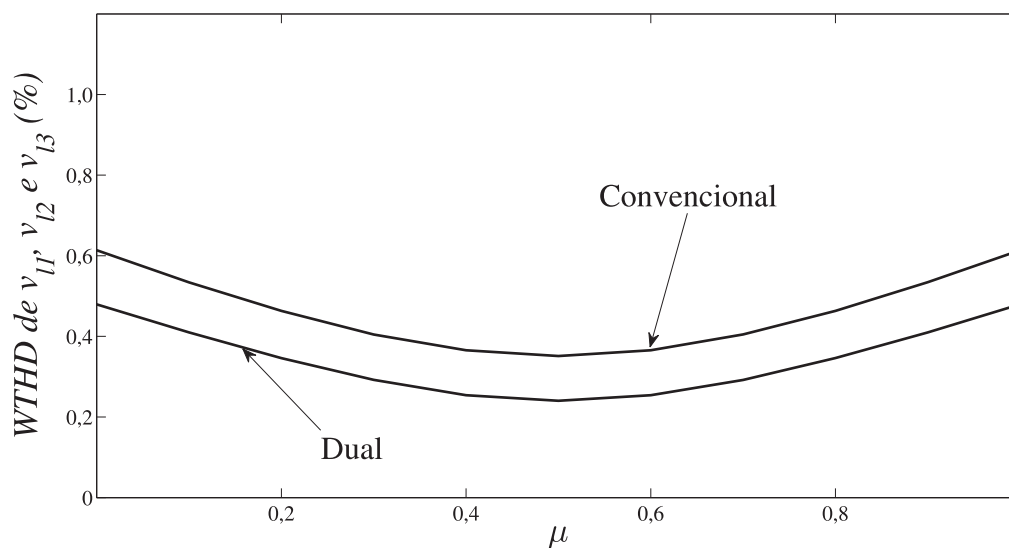


Figura 4.6: WTHD para  $m = 0,7$ .

de inversores trifásicos. Outro parâmetro relevante é o estudo de perdas nos conversores que é extremamente importante quando se deseja saber quão eficiente é o conversor. A estimativa de potência útil está diretamente relacionada com o projeto de minimização dos custos e tamanho do material.

A estimativa de perdas utilizada neste trabalho, foi obtida experimentalmente a partir de um modelo de regressão e um conjunto de medidas das perdas instantâneas nos dispositivos semicondutores (Cavalcanti et al., 2003). O modelo engloba perdas de condução na chave (composta por um IGBT e um diodo em antiparalelo), perdas por chaveamento no IGBT (instantes de comutação) e no diodo (condução reversa), estas perdas são descritas por:

$$P_{cond} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d i_{cl}^2 + c(T_j)^f i_{cl}^3 \quad (4.5)$$

$$P_{chav} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (4.6)$$

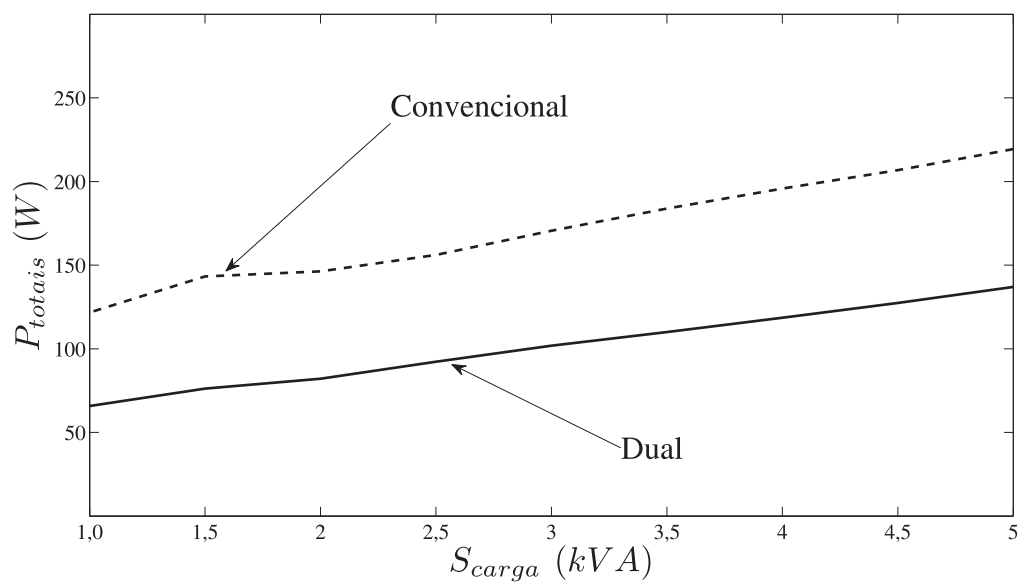
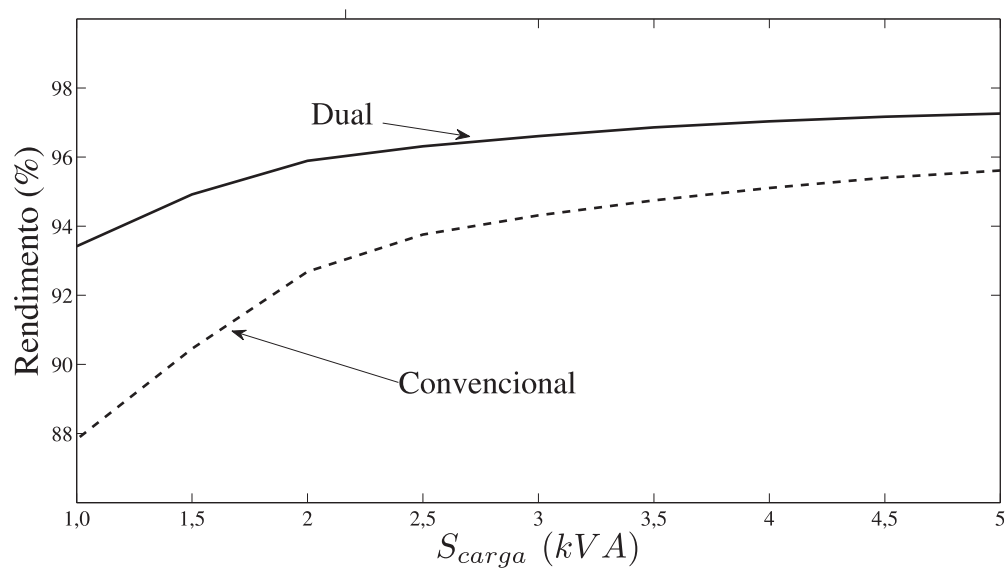
$$P_{tot} = P_{chav} + P_{cond} \quad (4.7)$$

em que  $P_{chav}$  são as perdas por chaveamento,  $P_{cond}$  são as perdas por condução,  $P_{tot}$  são as perdas totais,  $T_j$  é a temperatura de junção,  $i_{cl}$  é a corrente instantânea no coletor e as variáveis a,b,c,d,e,f,g e h são parâmetros do modelo.

A estimativa de perdas feita nesta seção corresponde a chave utilizada nos testes experimentais em (Cavalcanti et al., 2003) foi: IGBT com módulo dual CM50DY-24H (POWEREX) com drive SKI-10 (SEMIKRON).

Na figura 4.7 são apresentadas as perdas totais nos conversores para uma carga com potência entre 1 kVA e 5 kVA. Pode-se observar que o conversor dual garante as perdas mínimas mesmo utilizando o dobro das chaves do inversor convencional.

Com o intuito de quantificar o nível percentual das perdas no inversor com relação à potência na carga, fez-se uma análise do rendimento nos inversores, a qual está presente na figura 4.8. Observa-se que o inversor convencional apresenta baixa eficiência. Porém, para cargas superiores a 3 kVA ambos os dos inversores tendem a não comprometer a eficiência do sistema.

Figura 4.7: Perdas nos inversores para  $m = 0,7$  e  $\mu = 0,5$ .Figura 4.8: Rendimento dos inversores para  $m = 0,7$  e  $\mu = 0,5$ .

## 4.5 Conclusão

De acordo com os resultados obtidos conclui-se que o inversor trifásico dual, com a configuração em série para alimentar uma determinada carga trifásica, vence em todos as análises comparativas com o inversor convencional. No entanto, deve-se tomar precaução quanto à utilização da estratégia de controle de tensão por PWM. No estudo das perdas, observou-se que a topologia dual proporcionou os melhores resultados das análises das perdas.

É importante salientar neste estudo que, o método utilizado no inversor dual, considerou-se as fontes  $E_1 = E_2$ . Isto fez com que o impacto da tensão de modo comum ou de circulação ( $v_{0_10_2}$ ) pudesse adquirir menores e melhores valores de perdas e WTHD na topologia dual. O que se imagina é que, na prática, com tensões diferentes ( $E_1 \neq E_2$ ) a tensão  $v_{0_10_2}$  poderia impor níveis de poluição maiores nas tensões de fase da máquina. Todavia, a estratégia abordada com diferentes tensões no barramento diferentes não foi testada para o inversor dual, o que impossibilita a concretização deste comentário.



# 5

## Conclusão Geral e Perspectivas

Mediante o estudo apresentado, observou-se que o acionamento da MSIP em malha aberta não sofreu variações com relação ao tipo de inversor utilizado para alimentação. Foi visto em casos particulares que o estudo torna-se interessante a medida que se leva em consideração a escolha de diferentes tensões auxiliares, isto foi concretizado parcialmente ao se empregar a estratégia de controle por PWM.

A topologia dual apresenta características vantajosas em face ao inversor convencional. No entanto, um estudo mais profundo de diferentes métodos de escolha das tensões auxiliares deve ser feito, pois acredita-se que os resultados obtidos podem ser melhorados em escala crescente, aumentando assim a forte aplicação de inversores duais no acionamento de máquinas de três ou mais fases. Com relação ao inversor dual, a abordagem de quatro fatores de distribuição de roda livre na definição das tensões de pólo efetivas e individuais fez com que os resultados obtidos fossem bastante satisfatórios.

O estudo de perdas para uma maior faixa potência da carga possibilitará o uso consistente da topologia estudada em aplicações de baixa, média ou até mesmo alta potência. Técnicas como utilização de múltiplas portadoras podem ser abordadas para se reduzir mais a WTHD e melhorar ainda mais o desempenho dos inversores duais.

# Referências Bibliográficas

- Baiju, M.; Mohapatra, K. e Gopakumar, K. (2003) PWM signal generation for dual inverter fed open-end winding induction motor drive using only the instantaneous reference phase amplitudes, The Fifth International Conf. on Power Electronics and Drive Systems, **1**:450–455.
- Blasko, V. (1996) Analysis of a hibrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods, IEEE Trans. Ind. Appl., **33**:756–764.
- Cavalcanti, M.; da Silva, E.; Boroyevich, D.; Dong, W. e Jacobina, C. (2003) A feasible loss model for IGBT in soft-switching inverters, IEEE Conf. PESC'03, **4**:1845–1850.
- Chaoui, A.; Gaubert, J.-P.; Krim, F. e Rambault, L. (2008) On the design of shunt active filter for improving power quality, IEEE International Symposium on Ind. Electron., pp. 31–36.
- Chapman, P.; Sudhoff, S. e Whitcomb, C. (1999) Optimal current control strategies for surface-mounted permanent-magnet synchronous machine drives, IEEE transactions on Energy Conversion, **14**:1043–1050.
- Corzine, K.; Sudhoff, S. e Whitcomb, C. (1999) Performance Characteristics of a cascaded two-level converter, IEEE Trans. Energy Conversion, **14**:433–439.
- Dias, J.; dos Santos, E.; Jacobina, C. e da Silva, E. (2009) Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction, COBEP 09', pp. 1155–1162.
- Figarado, S.; Sivakumar, K.; Ramchand, R.; Das, A.; Patel, C. e Gopakumar, K. (2010) Five-Level inverter scheme for an open-end winding induction machine with less number of switches, Power Eletronics, IET., **3**:637–647.
- Fitzgerald, A.; Kingsley Jr, C. e Umans, S. (2003) Electric Machinery, McGraw-Hill.

- Jacobina, C.; Lima, A.; da Silva, E.; Alves, R. e Seixas, P. (2001) Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce non-sinusoidal modulating waveforms, *IEEE Trans. Power Electron.*, **16**:351–359.
- Jacobina, C. B. (2005) *Sistemas de Acionamento Estático de Máquina Elétrica*, vol. 1, UFCG.
- Kanchan, R.; Tekwani, P. e Gopakumar, K. (2006) three-level inverter scheme with common mode voltage elimination and DC link capacitor voltage balancing for an open-end winding induction motor drive, *IEEE Trans. Power Electron.*, **21**:1676–1683.
- Lakshminarayanan, S.; Mondal, G.; Tekwani, P. e Gopakumar, K. (2006) Elimination of common mode voltage and fifth and seventh harmonics in a multilevel inverter fed IM drive using 12-sided polygonal voltage space phasor, *IEEE Conf. Power Electron.*, pp. 1–6.
- Mohapatra, K.; Gopakumar, K.; Somasekhar, V. e Umanand, L. (2003) A harmonic elimination and suppression scheme for an open-end winding induction motor drive, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **50**:1187–1199.
- Naidu, M. e Bose, B. (1992) Rotor position estimation scheme of a permanent magnet synchronous machine for high performance variable speed drive, *Conference Record of the IEEE in Industry Applications Society Annual Meeting*, **1**:48–53.
- Peroutka, Z.; Zeman, K.; Krus, F. e Kosta, F. (2009) Control of permanent magnet synchronous machine wheel drive for low-floor tram, *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9.
- Rashid, M. H. (1993) *Power Electronics - Circuits, Devices, and Applications*, Prentice-Hall, Inc, New York.
- Sekhar, K. e Das, G. (2006) A Nine-level inverter system for an open-end winding induction motor drive, *1st IEEE Conf. on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1–6.
- Senicar, F.; Junge, C.; Gruber, S. e Soter, S. (2010) Zero sequence current elimination for dual-inverter fed machines with open-end windings, *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 853–856.
- Shivakumar, E.; Somasekhar, V.; Mohapatra, K.; Gopakumar, K.; Umanand, L. e Sinha, S. (2001) A multi level space phasor based PWM strategy for an open-end winding induction

- motor drive using two inverters with different DC link voltages, 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, **1**:169–175.
- Shivakumar, E.; Gopakumar, K. e Ranganathan, V. (2002) Space Vector PWM control of dual inverter-fed open-end winding induction motor drive, *EPE J.*, **12**:9–18.
- da Silva, C. R. (2003) Sistemas de acionamento de máquinas de indução hexafásica, Dissertação de mestrado, UFCG, Campina Grande, Brasil.
- Somasekhar, V.; Gopakumar, K. e Baiju, M. (2004) Dual two-level inverter scheme for an open-end winding induction motor drive with a single DC power supply and improved DC bus utilisation, *IEE Proc. - Electric Power Applications*, **151**:230–238.
- Stemmler, H. (1994) High-Power industrial drives, *IEEE Proc.*, **82**:1266–1286.
- Stemmler, H. e Guggenbach, P. (1993) Configurations of high power voltage source inverter drives, *Proc. European Power Electr. Conf.*, pp. 7–12.
- Von Jouanne, A. e Zhang, H. (1999) A dual-bridge inverter approach to eliminating common mode voltages and bearing and leakage currents, *IEEE Trans. Power Electron.*, **14**:43–48.