

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica

Sistemas de Geração de Energia Elétrica Utilizando
Máquinas de Seis Fases e Fontes Primárias
Controladas e Não-Controladas

Victor Felipe Moura Bezerra Melo

Campina Grande - PB, Julho de 2013.

Sistemas de Geração de Energia Elétrica Utilizando Máquinas de Seis Fases e Fontes Primárias Controladas e Não-Controladas

Victor Felipe Moura Bezerra Melo

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio em Engenharia Elétrica.

Area de concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing, UFCG

Orientador

Nady Rocha, DSc., UFPB

Orientador



M528s Melo, Victor Felipe Moura Bezerra.
Sistemas de geração de energia elétrica utilizando máquinas de seis fases e fontes primárias controladas e não-controladas / Victor Felipe Moura Bezerra Melo. - Campina Grande, 2013.
140 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2013.
"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina".
Referências.

1. Sistemas de Conversão CA-CC-CA. 2. Máquinas de Seis Fases. 3. Associação em Série de Conversores. 4. Dissertação - Engenharia Elétrica. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.314(043)

"SISTEMAS DE GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA UTILIZANDO MÁQUINAS DE SEIS FASES E FONTES PRIMÁRIAS CONTROLADAS E NÃO-CONTROLADAS"

VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 18/07/2013



CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador(a)



NADY ROCHA, D.Sc., UFPB
Orientador(a)



EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG
Examinador(a)



ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Dedicatória

Dedico este trabalho à toda minha família. Aos meus pais, Antonio e Maria do Carmo, aos meus irmãos, Arthur e Daniel, aos meus tios Mauro, Erisson e “Mano” e às minhas tias Dalva, Luciana, Eliane e “Lulu” por sempre me apoiarem e por sempre se alegrarem com minhas conquistas.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente e sobretudo, a Deus por ter me dado o dom da vida e por ter me guiado ao longo da minha caminhada. Sem Ele, eu nada seria.

À minha família pelo apoio incondicional e pela alegria a cada passo realizado e a cada objetivo alcançado.

Agradeço aos meus orientadores, os professores Cursino Brandão Jacobina e Nady Rocha, pelos ensinamentos e pela paciência ao longo de todo o trabalho, desde a graduação até o mestrado.

Aos demais professores do laboratório, Maurício Corrêa, Edison Roberto e Alexandre Oliveira, que, através de sua sabedoria, nos inspiram a chegar sempre mais longe.

Agradeço aos amigos Ayslan, Edgard, Italo, Tony, Alvaro, Gregory, Vágner, Uchôa, Vinícius, Tiago, Pablo, Nustenil e Marcos “Craque” pelo apoio e pelos momentos de alegria. Com a convivência, eles deixam de ser amigos e passam a ser irmãos, uma segunda família. Agradeço também a Camila “Gaúcha” pela providencial ajuda nos momentos mais importantes.

Por fim, deixo os mais sinceros agradecimentos a todos que torceram por mim e contribuíram para a minha formação pessoal e intelectual.

Resumo

Este trabalho apresenta quatro sistemas de conversão CA-CC-CA utilizando máquinas elétricas alternadas de seis fases funcionando como geradores de energia elétrica. A fonte primária que fornece energia para o sistema pode ser de dois tipos. O primeiro tipo é a Fonte Primária Controlada. Neste caso, o sistema de controle atua de maneira a ajustar a potência gerada pela máquina elétrica à potência requerida por uma carga elétrica. Exemplos deste tipo de fonte são as turbinas a vapor e as turbinas a gás. O segundo tipo é a Fonte Primária não-Controlada. Para este tipo, o sistema de controle atua de maneira a ajustar a demanda da carga elétrica à capacidade de geração da máquina elétrica. Um exemplo bem conhecido deste tipo de fonte é a eólica.

Os sistemas de conversão são compostos por conversores CA-CC-CA que fazem uso de topologias convencionais, como pontes monofásicas completas e mistas (um braço composto por chaves controladas e o outro braço composto por diodos) e a topologia trifásica convencional de três braços. O retificador, ligado à máquina elétrica, é formado por pontes completas ou mistas ou pela topologia trifásica convencional. Já o inversor, ligado à rede elétrica ou a uma carga elétrica trifásica, é formado por pontes completas ligadas em série ou pela topologia trifásica convencional ligada em série com pontes completas.

A ligação em série destes conversores permite a obtenção de conversores do tipo multinível. Ou seja, as tensões geradas por estes conversores apresentam um maior número de níveis quando comparadas com as tensões geradas pelos conversores convencionais, possibilitando a redução da distorção harmônica destas tensões e conseqüentemente das correntes. Além disso, a associação em série permite a redução do valor das tensões nos barramentos CC dos conversores, reduzindo o estresse sobre as chaves semicondutoras e as perdas por chaveamento.

As estratégias PWM e de controle dos sistemas propostos são discutidos. Resultados de simulação e experimentais são apresentados.

Palavras-chave: Sistemas de conversão CA-CC-CA, máquinas de seis fases, associação em série de conversores.

Abstract

This work presents four AC-DC-AC conversion systems utilizing Alternate six-phases electric machines working as electric energy generators. The primary source that supplies the energy to the system may be of two different types. The first type is the Controlled Primary Source. In this case, the control system acts in order to adjust the power generated by the electric machine to the power required by an electric charge. Examples of this kind of source are the vapor turbines and the gas turbines. The second type is the non-controlled Primary Source. For this type, the control system acts in order to adjust the power required by the electric charge to the generation capability of the electric machine. A very well-known source of this type is the eolic.

The conversion systems are composed of AC-DC-AC converters that make use of conventional topologies as single-phase bridges and single-phase bridge-less converters (a leg formed of controlable switches and the other leg formed of diodes) and the three-phase three-leg conventional topology. The rectifier, connected to the machine, is composed of the single-phase bridge converters or by the bridge-less converters or by the conventional three-phase converter. On the other hand, the inverter, connected to the grid or to a three-phase electric charge, is composed of series-connected single-phase bridge converters or by the three-phase conventional converter series-connected to single-phase bridge converters.

The series-connection of these converters permits to obtain multilevel converters. That is, the voltages generated by these converters present a higher number of levels if compared to the voltages generated by the conventional converters, bringing the possibility to decrease the harmonic distortion of voltages and currents. Besides, the series-connection permits the reduction of the DC-link voltage values, reducing the stress over the semiconductor switches and the switching losses.

The PWM and control strategies of the proposed systems are discussed. Simulation and experimental results are presented.

Key words: AC-DC-AC conversion systems, six-phase machines, series-connected converters.

Lista de Abreviaturas

1P Uma Portadora PWM;

2P-90° Duas Portadoras PWM defasadas de 90°;

2P-180° Duas Portadoras PWM Defasadas de 180°;

4P-90° Quatro Portadoras PWM Defasadas de 90°;

CC Corrente Contínua;

CA-CC-CA Corrente Alternada-Corrente Contínua-Corrente Alternada;

GD Geração Distribuída;

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

MH Máquina Hexafásica;

NPC *Neutral Point Clamped* (Ponto Central Grampeado);

PI Proporcional e Integral;

PLL Phase-Locked Loop (Malha de Captura de Fase);

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

pu por unidade;

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

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

Lista de Símbolos

* Indica que a grandeza junto a qual está sobrescrito é de referência;

α Ângulo de defasagem entre as grandezas elétricas dos grupos ímpar e par da máquina de seis fases;

$s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6$ Bobinas estatóricas da máquina de seis fases;

r_1, r_2, r_3 Bobinas rotóricas da máquina de seis fases;

$v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}, v_{s4}, v_{s5}, v_{s6}$ Tensões sobre as bobinas estatóricas da máquina de seis fases;

$\lambda_{s1}, \lambda_{s2}, \lambda_{s3}, \lambda_{s4}, \lambda_{s5}, \lambda_{s6}$ Fluxos magnéticos aos quais as bobinas estatóricas estão submetidas;

$i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}, i_{s4}, i_{s5}, i_{s6}$ Correntes que circulam através das bobinas estatóricas da máquina;

$$\mathbf{v}_s = [v_{s1} \ v_{s3} \ v_{s5} \ v_{s2} \ v_{s4} \ v_{s6}]^T ;$$

$$\mathbf{i}_s = [i_{s1} \ i_{s3} \ i_{s5} \ i_{s2} \ i_{s4} \ i_{s6}]^T ;$$

$$\lambda_s = [\lambda_{s1} \ \lambda_{s3} \ \lambda_{s5} \ \lambda_{s2} \ \lambda_{s4} \ \lambda_{s6}]^T ;$$

λ_{ss} Matriz dos fluxos próprios e mútuos entre as bobinas do estator;

λ_{rs} Matriz dos fluxos mútuos entre as bobinas do estator e do rotor;

\mathbf{L}_{ss} Matriz de indutâncias das bobinas estatóricas;

\mathbf{L}_{rs} Matriz de indutâncias mútuas entre as bobinas estatóricas e rotóricas;

v_{r1}, v_{r2}, v_{r3} Tensões sobre as bobinas rotóricas da máquina de seis fases;

$\lambda_{r1}, \lambda_{r2}, \lambda_{r3}$ Fluxos magnéticos aos quais as bobinas rotóricas estão submetidas;

i_{r1}, i_{r2}, i_{r3} Correntes que circulam através das bobinas rotóricas da máquina;

$$\mathbf{v}_r = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3}]^T ;$$

$$\mathbf{i}_r = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3}]^T ;$$

$$\lambda_r = [\lambda_{r1} \ \lambda_{r2} \ \lambda_{r3}]^T ;$$

λ_{rr} Matriz dos fluxos próprios e mútuos entre as bobinas do rotor;

R_s Resistência do estator;

\mathbf{I}_6 Matriz identidade de ordem 6;

$$\mathbf{R}_s = R_s \mathbf{I}_6;$$

R_r Resistência do rotor;

\mathbf{I}_3 Matriz identidade de ordem 3;

$$\mathbf{R}_r = R_r \mathbf{I}_3;$$

L_{ls} Indutância de dispersão das bobinas estatóricas;

L_{ms} Indutância de magnetização das bobinas estatóricas;

L_{rs} Indutância de dispersão das bobinas rotóricas;

L_{mr} Indutância de magnetização das bobinas rotóricas;

M_{sr} Indutância mútua entre uma bobina do estator e uma bobina do rotor;

$\mathbf{x}_{s135246}$ Matriz que representa as grandezas elétricas do estator;

\mathbf{P}_S Matriz utilizada na transformação de coordenadas estatóricas da decomposição vetorial;

$\mathbf{x}_{sdqxyoo'}^g$ Matriz que representa as grandezas elétricas do estator nos planos dq , xy e oo' no referencial genérico;

θ_g Posição elétrica do referencial genérico;

ω_g Velocidade angular elétrica do referencial genérico;

\mathbf{x}_{r123} Matriz que representa as grandezas elétricas do rotor;

\mathbf{x}_{rodq}^g Matriz que representa as grandezas elétricas do rotor no plano dq no referencial genérico;

\mathbf{P}_R Matriz utilizada na transformação de coordenadas rotóricas;

$v_{sd}^g, v_{sq}^g, v_{sx}^g, v_{sy}^g, v_{so}^g, v_{so'}^g$ Tensões sobre as bobinas estatóricas da máquina de seis fases nos planos nos planos dq , xy e oo' no referencial genérico;

$i_{sd}^g, i_{sq}^g, i_{sx}^g, i_{sy}^g, i_{so}^g, i_{so'}^g$ Correntes nas bobinas estatóricas da máquina de seis fases nos planos nos planos dq , xy e oo' no referencial genérico;

$\lambda_{sd}^g, \lambda_{sq}^g, \lambda_{sx}^g, \lambda_{sy}^g, \lambda_{so}^g, \lambda_{so'}^g$ Fluxos magnéticos nas bobinas estatóricas da máquina de seis fases nos planos nos planos dq , xy e oo' no referencial genérico;

v_{rd}^g, v_{rq}^g Tensões sobre as bobinas rotóricas da máquina de seis fases nos planos nos planos dq no referencial genérico;

i_{rd}^g, i_{rq}^g Correntes nas bobinas rotóricas da máquina de seis fases nos planos nos planos dq no referencial genérico;

$\lambda_{rd}^g, \lambda_{rq}^g$ Fluxos nas bobinas rotóricas da máquina de seis fases nos planos nos planos dq no referencial genérico;

$$v_{sdq}^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g;$$

$$v_{sxy}^g = v_{sx}^g + jv_{sy}^g;$$

$$v_{soo'}^g = v_{so}^g + jv_{so'}^g;$$

$$\lambda_{sdq}^g = \lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g;$$

$$i_{sdq}^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g;$$

$$i_{sxy}^g = i_{sx}^g + ji_{sy}^g;$$

$$i_{soo'}^g = i_{so}^g + ji_{so'}^g;$$

$$v_{rdq}^g = v_{rd}^g + jv_{rq}^g;$$

$$i_{rdq}^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g;$$

$$\lambda_{rdq}^g = \lambda_{rd}^g + j\lambda_{rq}^g;$$

θ_r Posição elétrica rotórica;

ω_g Velocidade angular do referencial genérico;

ω_r Velocidade angular elétrica rotórica (Velocidade do referencial fluxo rotórico);

c_e Conjugado elétrico;

L_{ls} Indutância estatórica de dispersão;

l_s Indutância equivalente própria em dq das bobinas estatóricas ($l_s = L_{ls} + 3L_{ms}$);

l_r Indutância equivalente própria em dq das bobinas rotóricas ($l_r = L_{lr} + 3L_{mr}$);

- l_m Indutância de magnetização equivalente em dq ;
 l_{sr} Indutância mútua estator-rotor equivalente em dq ;
 W Energia elétrica da máquina;
 θ_m Posição mecânica do rotor;
 F_m Coeficiente de atrito da máquina;
 J_m Momento de inércia da máquina;
 T_m Constante de tempo mecânica da máquina ($T_m = J_m/F_m$);
 P Números de pares de pólos da máquina;
 ω_b Velocidade angular do fluxo rotórico;
 ω_{br} Frequência de escorregamento ($\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$);
 ϕ_{pm} Fluxo produzido pelo ímã que enlaça os enrolamentos do estator;
 i Representa a fase da rede elétrica ou da carga. ($i = 1, 2, 3$);
 v_C Tensão no barramento CC da Topologia Convencional;
 i_{g1}, i_{g2}, i_{g3} Correntes na carga trifásica ou na rede elétrica;
 v_{g1}, v_{g2}, v_{g3} Tensões na carga trifásica ou na rede elétrica;
 e_{g1}, e_{g2}, e_{g3} Tensão da rede elétrica;
 r_g Resistência da carga trifásica ou da rede elétrica;
 l_g Indutância da carga trifásica ou da rede elétrica;
 v_{sa0} Tensões de polo dos braços ligados às fases ímpares da máquina ($a = 1, 3, 5$) para a Topologia Convencional;
 v_{sb0} Tensões de polo dos braços ligados às fases pares da máquina ($b = 2, 4, 6$) para a Topologia Convencional;
 q_{s1}, q_{s2}, q_{s3} Estados das chaves do conversor convencional dos braços ligados às fases ímpares da máquina elétrica de seis fases para a Topologia Convencional e para as Topologias Propostas 3 e 4;
 q_{s4}, q_{s5}, q_{s6} Estados das chaves do conversor convencional dos braços ligados às fases pares da máquina elétrica de seis fases para a Topologia Convencional;
 v_C Tensão no barramento CC da Topologia Convencional. Também, para as Topologias Propostas 1 e 2, $v_{C123456}^* = v_C^*$, e para as Topologias Propostas 3 e 4, $v_{C123}^* = v_C^*$;
 v_{k0} Tensão homopolar entre o ponto neutro (k) da ligação Y das fases ímpares da máquina e o centro do barramento CC da Topologia Convencional;
 v_{m0} Tensão homopolar entre o ponto neutro (m) da ligação Y das fases pares da máquina e o centro do barramento CC da Topologia Convencional;
 $v_{g10}, v_{g20}, v_{g30}$ Tensões de polo dos braços do conversor convencional de três braços ligado à carga trifásica ou à rede;
 q_{g1}, q_{g2}, q_{g3} Estados das chaves do conversor convencional de três braços ligado à carga trifásica ou à rede;
 v_{n0} Tensão homopolar entre a o ponto neutro (n) da ligação Y da carga trifásica ou da rede elétrica e o centro do barramento CC da Topologia Convencional;

- ω_m Velocidade mecânica do rotor da máquina;
- c_m Conjugado mecânico no eixo da máquina;
- I_g Amplitude da corrente na carga trifásica ou na rede elétrica;
- q_{saj}, q_{sbj} Estado das chaves do retificador das Topologias Propostas 1 e 2 com $j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$;
- $q_{gai}, q_{gbi}, q_{gci}, q_{gdi}$ Estado das chaves do inversor das Topologias Propostas 1 e 2 com $i = 1, 2, 3$;
- v_{sja0_j} Tensão de polo entre o braço a do conversor $s-j$ e o centro do j -ésimo barramento CC para as Topologias Propostas 1 e 2;
- v_{sjb0_j} Tensão de polo entre o braço b do conversor $s-j$ e o centro do j -ésimo barramento CC para as Topologias Propostas 1 e 2;
- v_{gia0_α} Tensão de polo entre o braço a do conversor $ab-i$ e o centro do α -ésimo barramento CC para as Topologias Propostas 1 e 2;
- v_{gib0_α} Tensão de polo entre o braço b do conversor $ab-i$ e o centro do α -ésimo barramento CC para as Topologias Propostas 1 e 2;
- v_{gic0_β} Tensão de polo entre o braço c do conversor $cd-i$ e o centro do β -ésimo barramento CC para as Topologias Propostas 1 e 2;
- v_{gid0_β} Tensão de polo entre o braço a do conversor $ab-i$ e o centro do β -ésimo barramento CC para as Topologias Propostas 1 e 2;
- v_{Cj} Tensão no j -ésimo barramento CC para as Topologias Propostas 1 e 2;
- S** Potência complexas da máquina elétrica;
- $\mathbf{v}_S = v_{sd} + jv_{sq}$;
- $\mathbf{i}_S^* = i_{sd} - ji_{sq}$;
- P_S Potência ativa da máquina elétrica;
- Q_S Potência reativa da máquina elétrica;
- v_{sh0_t} Tensão de polo entre o braço ao qual está ligado a fase h da máquina e o ponto central do barramento CC do conversor trifásico ($h = 1, 3, 5$);
- v_{spa0_p} Tensão de polo entre o braço a do conversor p ligado à máquina elétrica e o ponto central do barramento CC do conversor p ($p = 1, 2, 3$);
- v_{spb0_p} Tensão de polo entre o braço b do conversor p ligado à máquina elétrica e o ponto central do barramento CC do conversor p ($p = 1, 2, 3$);
- v_{tp0_t} Tensão de polo entre o braço do conversor trifásico ao qual está ligado o conversor monofásico p e o ponto central do barramento CC do conversor trifásico;
- v_{pa0_p} Tensão de polo entre o braço a do conversor p e o ponto central do barramento CC do conversor p ;
- v_{pb0_p} Tensão de polo entre o braço b do conversor p e o ponto central do barramento CC do conversor p ;
- q_{spa}, q_{spb} Estado das chaves dos conversores monofásicos p que compõem o retificador das Topologias Propostas 3 e 4;

q_{tp} Estado das chaves do conversor trifásico que compõe o inversor das Topologias Propostas 3 e 4;

q_{pa} Estado das chaves do braço a do conversor p do inversor das Topologias 3 e 4;

q_{pb} Estado das chaves do braço b do conversor p do inversor das Topologias 3 e 4;

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Apresentação do Tema	1
1.2	Contribuições do Trabalho	3
1.3	Revisão Bibliográfica	5
1.4	Organização do Trabalho	8
2	Topologia de Conversor CA-CC-CA Convencional	9
2.1	Introdução	9
2.2	Modelo Dinâmico	9
2.3	Estratégia PWM	10
2.3.1	PWM Para o Retificador	11
2.3.2	PWM Para o Inversor	12
2.4	Estratégia de Controle	13
2.4.1	Sistema de Controle - Máquina de Indução	14
2.4.1.1	Turbina controlada	14
2.4.1.2	Turbina não-controlada	16
2.4.2	Sistema de Controle - Máquina a Ímã Permanente	19
2.4.2.1	Turbina controlada	19
2.4.2.2	Turbina não-controlada	20
2.5	Conclusão	21
3	Conversores CA-CC-CA com 24 braços e 6 Barramentos	22
3.1	Topologia Proposta 1 - Retificador com pontes completas	22
3.1.1	Estratégia PWM	25
3.1.1.1	PWM Para o Retificador	25
3.1.1.2	PWM Para o Inversor	26
3.1.2	Estratégia de Controle	29
3.1.3	Sistema de Controle - Máquina de Indução	30
3.1.3.1	Turbina Controlada	30
3.1.3.2	Turbina não-Controlada	31
3.1.4	Sistema de Controle - Máquina a Ímã Permanente	33

3.1.4.1	Turbina Controlada	33
3.1.4.2	Turbina não-Controlada	34
3.2	Topologia Proposta 2 - Retificador com Pontes Mistas	35
3.2.1	Estratégia PWM	36
3.2.1.1	PWM para o Retificador	36
3.2.2	Estratégia de controle	37
3.3	Conclusão	39
4	Conversores CA-CC-CA com 18 Braços e 4 Barramentos	40
4.1	Topologia Proposta 3 - Retificador com Pontes Completas	40
4.1.1	Estratégia PWM	42
4.1.1.1	PWM para o Retificador	42
4.1.1.2	PWM para o Inversor	43
4.1.2	Estratégia de Controle	45
4.2	Topologia Proposta 4 - Retificador com Pontes Mistas	51
4.2.1	Estratégia PWM	52
4.2.1.1	PWM para o retificador	52
4.2.2	Estratégia de Controle	53
4.3	Conclusão	55
5	Análise de WTHD e Perdas	56
5.1	Distorção Harmônica Total Ponderada	56
5.1.1	Retificador da Topologia Proposta 1	56
5.1.2	Retificador da Topologia Proposta 2	58
5.1.3	Inversor das Topologias Propostas 1 e 2	59
5.1.4	Retificador da Topologia Proposta 3	64
5.1.5	Retificador da Topologia Proposta 4	65
5.1.6	Inversor das Topologias Propostas 3 e 4	66
5.2	Perdas nos Conversores	69
5.2.1	Retificador da Topologia Proposta 1	70
5.2.2	Inversor da Topologia Proposta 1	71
5.2.3	Retificador da Topologia Proposta 2	71
5.2.4	Retificador da Topologia Proposta 3	72
5.2.5	Inversor da Topologia Proposta 3	73
5.2.6	Retificador da Topologia Proposta 4	74
5.3	Comparação entre as Topologias	75
5.3.1	Distorção Harmônica dos Retificadores	75
5.3.2	Distorção Harmônica nos Inversores	75
5.3.3	Perdas Totais	76
5.4	Conclusão	76

6	Resultados de Simulação	78
6.1	Turbina Controlada + Máquina de Indução - Topologia Proposta 1	79
6.2	Turbina Controlada+Máquina a Ímã Permanente - Topologia Proposta 1 .	86
6.3	Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente - Topologia Pro- posta 1	91
6.4	Topologia Proposta 2	95
6.5	Topologia Proposta 3	101
6.6	Topologia Proposta 4	107
6.7	Conclusão	111
7	Resultados Experimentais	113
7.1	Introdução	113
7.2	Topologia Proposta 1	113
7.3	Topologia Proposta 3	117
7.4	Conclusão	123
8	Conclusão Geral e Trabalhos Futuros	125
8.1	Trabalhos Futuros	126

Lista de Figuras

1.1	Topologias com 24 braços e seis barramentos CC. (a) Topologia Proposta 1. (b) Topologia Proposta 2.	4
1.2	Topologias com 18 braços e quatro barramentos CC. (a) Topologia Proposta 3. (b) Topologia Proposta 4.	5
2.1	Topologia convencional.	10
2.2	Diagrama de controle para a topologia convencional com máquina de indução e turbina controlada.	14
2.3	(a) Diagrama de controle da velocidade mecânica do rotor da máquina. (b) Diagrama de controle da tensão no barramento CC e das correntes estatóricas. (c) Diagrama de controle da corrente na carga ou no rede quando do uso na máquina de indução e turbina controlada.	15
2.4	Diagrama de controle para a topologia convencional com máquina de indução e turbina não-controlada.	17
2.5	(a) Diagrama de controle da velocidade mecânica do rotor da máquina. (b) Diagrama de controle das correntes estatóricas. (c) Diagrama de controle da corrente na carga ou na rede quando do uso na máquina de indução e turbina não-controlada.	18
2.6	Diagrama de controle para a topologia convencional com máquina a ímã permanente e turbina controlada.	19
2.7	Controle de tensão no barramento CC e das correntes na máquina (Configuração <i>máquina a ímã permanente+turbina controlada</i>).	19
2.8	Diagrama de controle para a topologia convencional com máquina a ímã permanente e turbina não-controlada.	20
2.9	Controle das correntes na máquina. (Configuração <i>máquina a ímã permanente+turbina não-controlada</i>).	20
3.1	Diagrama esquemático da Topologia Proposta 1.	23
3.2	Representação da Topologia Proposta 1 pelo modelo de fontes de tensão.	24
3.3	Utilização das portadoras para o Inversor 1.	29

3.4	Diagrama de controle para a Topologia Proposta 1 com Máquina de Indução e Turbina Controlada.	30
3.5	Diagrama de controle das tensões no barramentos CC e das correntes na máquina (Configuração <i>máquina de Indução+Turbina Controlada</i>).	31
3.6	Diagrama de controle para a Topologia Proposta 1 com Máquina de Indução e Turbina não-Controlada.	31
3.7	Diagrama de Controle para a Topologia Proposta 1 com Máquina a Ímã Permanente e Turbina não-Controlada.	33
3.8	Diagrama de Controle das Tensões nos Barramentos CC e das Correntes na Máquina (Configuração <i>Máquina a Ímã Permanente+Turbina Controlada</i>).	34
3.9	Diagrama de Controle para a Topologia Proposta 1 com Máquina a Ímã Permanente e Turbina não-Controlada.	34
3.10	Controle das Correntes na Máquina. (Configuração <i>máquina a ímã permanente+turbina não-controlada</i>).	35
3.11	Diagrama esquemático da Topologia Proposta 2.	36
3.12	Diagrama de controle para a Topologia Proposta 2 com máquina a Ímã Permanente e Turbina não-Controlada.	38
3.13	Controle da potência reativa e das correntes na máquina. (Topologia Proposta 2 - Configuração <i>Máquina a Ímã Permanente+Turbina não-Controlada</i>).	39
4.1	Diagrama esquemático da Topologia Proposta 3.	41
4.2	Representação da Topologia Proposta 3 pelo modelo de fontes de tensão.	42
4.3	Diagrama de controle para a Topologia Proposta 3 - Situação 1.	47
4.4	Diagrama de controle da média das tensões nos barramentos e das correntes da carga.	48
4.5	Malha 1 do Inversor 3.	49
4.6	Varição de μ_{xr1}	49
4.7	Diagrama de controle para a Topologia Proposta 3 - Situação 2.	50
4.8	Diagrama esquemático da Topologia Proposta 4.	52
4.9	Diagrama de controle para a Topologia Proposta 4. (a) Situação 1. (b) Situação 2.	54
5.1	<i>WTHD</i> em função de μ para o Retificador Convencional e o Retificador 1.	57
5.2	Tensões geradas pelos retificadores na fase 1 da máquina elétrica. (a) Convencional com $\mu = 0$. (b) Convencional com $\mu = 0,5$. (c) Retificador 1 com $\mu = 0$. (d) Retificador 1 com $\mu = 0,5$	58
5.3	Tensão gerada pelo retificador 2 na fase 1 da máquina elétrica.	59
5.4	<i>WTHD</i> da tensão na fase 1 da carga em função do fator de distribuição.	60

5.5	WTHD em função do fator de roda livre para o Inversor Convencional e o Inversor 1.	61
5.6	Tensões chaveadas geradas pelos Inversores. (a) Convencional com $\mu=0$. (b) Convencional com $\mu=0,5$. (c) Inversor 1 com $1P$ e $\mu=0$. (d) Inversor 1 com $1P$ e $\mu=0,5$. (e) Inversor 1 com $2P - 180^\circ$ e $\mu=0$. (f) Inversor 1 com $2P - 180^\circ$ e $\mu=0,5$. (g) Inversor 1 com $2P - 90^\circ$ e $\mu=0$. (h) Inversor 1 com $2P - 90^\circ$ e $\mu=0,5$. (i) Inversor 1 com $4P - 90^\circ$ e $\mu=0$. (j) Inversor 1 com $4P - 90^\circ$ e $\mu=0,5$	63
5.7	WTHD em função de μ das tensões geradas pelo Retificador Convencional e pelo Retificador 3.	64
5.8	Tensões geradas pelo Retificador 3. (a) Grupo ímpar com $\mu = 0$. (b) Grupo ímpar com $\mu = 0,5$. (c) Grupo par com $\mu = 0$. (d) Grupo par com $\mu = 0,5$	65
5.9	Tensão chaveada gerada pelo Retificador 4 no grupo par da máquina.	66
5.10	WTHD em função de μ das tensões geradas pelo Inversor Convencional e pelo Inversor 3 (Situação 1).	67
5.11	Tensões chaveadas geradas pelo Inversor 3 (Situação 1). (a) $\mu = 0,0$. (b) $\mu = 0,7$. (c) $\mu = 1,0$	67
5.12	WTHD em função de μ das tensões geradas pelo Inversor Convencional e pelo Inversor 3 (Situação 2).	68
5.13	Tensões chaveadas geradas pelo Inversor 3 (Situação 2). (a) $\mu = 0,0$. (b) $\mu = 0,5$	68
6.1	Correntes na carga - Configuração Turbina Controlada + Máquina de Indução.	80
6.2	(a) Velocidade mecânica. (b) Conjugados elétrico e mecânico - Configuração Turbina controlada + Máquina de indução.	80
6.3	Tensões nos barramentos (a) v_{Cab1} . (b) v_{Ccd1} . (c) v_{Cab2} . (d) v_{Ccd2} . (e) v_{Cab3} . (f) v_{Ccd3} . - Configuração Turbina controlada + Máquina de indução.	82
6.4	Valores de amplitude de i_{sqj}^* das correntes na máquina - Configuração Turbina Controlada + Máquina de Indução.	84
6.5	Correntes fases 1, 3 e 5 - Configuração Turbina Controlada + Máquina de Indução.	85
6.6	Correntes fases 2, 4 e 6 - Configuração Turbina Controlada + Máquina de Indução.	85
6.7	Correntes na carga - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	86
6.8	(a) Velocidade mecânica; (b) Conjugados elétrico e mecânico - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	87

6.9	Tensões nos barramentos (a) v_{Cab1} . (b) v_{Ccd1} . (c) v_{Cab2} . (d) v_{Ccd2} . (e) v_{Cab3} . (f) v_{Ccd3} . - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	88
6.10	Amplitudes das correntes nas fases da máquina. (a) I_{s1}^* . (b) I_{s2}^* . (c) I_{s3}^* . (d) I_{s4}^* . (e) I_{s5}^* . (f) I_{s6}^* . - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	89
6.11	Correntes fases 1, 3 e 5 - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	90
6.12	Correntes fases 2, 4 e 6 - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	90
6.13	Correntes fases 1, 3 e 5 - Configuração Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	91
6.14	Correntes fases 2, 4 e 6 - Configuração Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	92
6.15	(a) Velocidade mecânica. (b) Conjugados elétrico e mecânico - Configura- ção Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	92
6.16	Tensões nos barramentos (a) v_{Cab1} . (b) v_{Ccd1} . (c) v_{Cab2} . (d) v_{Ccd2} . (e) v_{Cab3} . (f) v_{Ccd3} . - Configuração Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente.	93
6.17	Amplitudes das correntes de referência na carga. (a) I_{g1}^* . (b) I_{g2}^* . (c) I_{g3}^*	94
6.18	Correntes na carga.	95
6.19	Correntes fases 1, 3 e 5 para Topologia Proposta 2.	96
6.20	Correntes fases 2, 4 e 6 para Topologia Proposta 2.	96
6.21	Potência reativa na máquina elétrica - Topologia Proposta 2.	97
6.22	(a) Velocidade mecânica. (b) Conjugado mecânico - Topologia Proposta 2.	97
6.23	Tensões nos barramentos. (a) v_{Cab1} . (b) v_{Ccd1} . (c) v_{Cab2} . (d) v_{Ccd2} . (e) v_{Cab3} . (f) v_{Ccd3} . - Topologia Proposta 2.	99
6.24	Amplitudes das correntes na carga. (a) I_{g1}^* . (b) I_{g2}^* . (c) I_{g3}^* . - Topologia Proposta 2.	100
6.25	Correntes na carga - Topologia Proposta 2.	101
6.26	Correntes fases 1, 3 e 5 - Topologia Proposta 3 (Situação 1).	102
6.27	Correntes fases 2, 4 e 6 - Topologia Proposta 3 (Situação 1).	102
6.28	(a) Velocidade mecânica; (b) Conjugados elétrico e mecânico - Topologia proposta 3 (Situação 1).	103
6.29	Tensões nos barramentos. (a) v_{Ct} . (b) v_{C1} . (c) v_{C2} . (d) v_{C3} . - Topologia Proposta 3 (Situação 1).	104
6.30	Amplitude I_g^* das correntes de referência na carga.	105
6.31	Correntes na carga - Topologia Proposta 3.	105
6.32	Correntes fases 1, 3 e 5 - Topologia Proposta 3 (Situação 2).	106
6.33	Correntes fases 2, 4 e 6 - Topologia Proposta 3 (Situação 2).	106

6.34	Tensões nos barramentos CC. (a) v_{Ct} , (b) v_{C1} , (c) v_{C2} , (d) v_{C3} - Topologia Proposta 3 (Situação 2).	107
6.35	Correntes fases 1, 3 e 5 - Topologia Proposta 4.	108
6.36	Correntes fases 2, 4 e 6 para Topologia Proposta 4.	108
6.37	(a) Velocidade mecânica; (b) Conjugados elétrico e mecânico - Topologia proposta 4.	109
6.38	Tensões nos barramentos. (a) v_{Ct} , (b) v_{C1} , (c) v_{C3} , (d) v_{C3} - Topologia Proposta 4.	110
6.39	Amplitude I_g^* das correntes de referência na carga - Topologia Proposta 4.	111
6.40	Correntes na carga - Topologia Proposta 4.	111
7.1	Estrutura implementada experimentalmente para o caso da Topologia Proposta 1.	114
7.2	Correntes na rede elétrica referente à Topologia Proposta 1.	115
7.3	Tensão e corrente na rede referente à Topologia Proposta 1.	115
7.4	Tensões nos barramentos CC referentes à Topologia Proposta 1.	116
7.5	Correntes na carga referentes à Topologia Proposta 1.	116
7.6	Montagem realizada experimentalmente para teste do sistema de controle da Topologia Proposta 3.	117
7.7	Corrente na rede elétrica - Situação 1.	118
7.8	Tensão e corrente na rede - Situação 1.	119
7.9	Tensões nos barramentos CC. (a) v_{Ct} . (b) v_{C1} . (c) v_{C2} . (d) v_{C3} . - Situação 1.	119
7.10	Correntes na rede elétrica - Situação 2.	120
7.11	Tensão e corrente na rede - Situação 2.	120
7.12	Tensões nos barramentos CC. (a) v_{Ct} . (b) v_{C1} . (c) v_{C2} . (d) v_{C3} . - Situação 2.	121
7.13	Correntes estatóricas. (a) Grupo ímpar. (b) Grupo par.	122
7.14	Tensões chaveadas sobre os terminais da máquina. (a) Grupo ímpar. (b) Grupo par.	123
8.1	Máquina de indução hexafásica.	128

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Apresentação do Tema

Atualmente passe-se por um processo de mudança, em escala global, do modo de pensar, agir e produzir. Agora todas as nações se preocupam em produzir e crescer de forma mais sustentável, ou seja, agredindo menos o meio ambiente. Nesse contexto, é necessário o desenvolvimento de novas tecnologias tanto de geração quanto da utilização da energia, em todos os seus tipos, de forma a causar cada vez menos impactos ambientais e com maior eficiência energética.

Um conceito que vem ganhando espaço nos últimos anos é o Sistema de Geração Distribuída (GD), no qual este trabalho *Sistemas de Geração de Energia Elétrica Utilizando Máquinas de Seis Fases e Fontes Primárias Controladas e não-Controladas* está em sintonia. No sistema de geração distribuída, as unidades geradoras estão próximas das cargas (consumidores), desta maneira, o fornecimento de energia elétrica a esses consumidores pode ser realizado diretamente pelo sistema de GD sem a necessidade de acessar o sistema de transmissão.

Os sistemas GD se caracterizam pela baixa potência de geração e pela utilização de fontes renováveis de energia e baixa emissão de poluentes. Dentre as fontes primárias utilizadas em GD estão as turbinas a gás, as centrais eólicas e os painéis fotovoltaicos [1, 2].

Claro que algumas dessas fontes primárias terminam por não serem as únicas que fornecem energia elétrica para uma determinada localidade devido a sua dependência de fatores não-controláveis, como, por exemplo, o vento, a época do ano, o clima etc. Por isso, de maneira geral, essas fontes não-controláveis (ou também chamadas não-controladas) devem ser utilizadas de maneira a complementar o fornecimento principal que vem da rede elétrica.

Dessa maneira, é necessário fazer a diferenciação entre as *fontes primárias controladas e as não-controladas*. No primeiro tipo de fonte, a potência gerada pode ser ajustada

pelo sistema de controle de acordo com demanda solicitada pela carga. Isso é feito regulando o conjugado mecânico (e consequentemente a potência fornecida) exercido sobre o eixo da máquina elétrica (gerador elétrico) pela turbina. No segundo tipo (fonte não-controlada), o conjugado mecânico fornecido ao eixo da máquina pela turbina não pode ser controlado pelo sistema de controle, pois, o conjugado imposto pela turbina ao gerador depende de fatores externos como, por exemplo, o vento.

Os dispositivos de eletrônica de potência fazem o acoplamento entre o sistema de geração de energia elétrica (fonte primária + máquina elétrica) e os consumidores (cargas elétricas) ou a rede. Estes dispositivos têm a função de processar e condicionar a energia elétrica fornecida à carga ou à rede elétrica. Ou seja, a eletrônica de potência tem o objetivo de controlar do fluxo de energia entre o agente fornecedor e uma carga consumidora. O processamento da energia é realizado por meio de dispositivos semicondutores que, em conjunto, formam os conversores estáticos de potência. Nos últimos anos, têm sido desenvolvidos dispositivos com capacidade de suportar elevados níveis de tensão e corrente, com condição de controle facilitada e que operam com frequências de chaveamento cada vez maiores.

Além disso, o desenvolvimento e o crescimento da tecnologia computacional e da microeletrônica permitiram o aparecimento de técnicas de controle cada vez mais eficientes [3]. Os dispositivos de semicondutores mais utilizados em baixa e média potência são os chamados de IGBT (no inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*). De maneira a tornar este dispositivo bi-direcional em corrente, a ele é ligado, em anti-paralelo, um diodo.

Os conversores de potência funcionam por meio do chaveamento (abertura e fechamento) dos dispositivos semicondutores que os compõem. Os instantes de chaveamento são baseados em estratégias de Modulação de Largura de Pulso (em inglês, *Pulse Width Modulation*), conhecidas como estratégias PWM. Sabe-se que as tensões geradas com a abertura e fechamento das chaves trazem consigo um alto conteúdo harmônico que se reflete também nas correntes da máquina e da carga (ou da rede). Assim, as associações de conversores, juntamente com a estratégia PWM, visam a obtenção de tensões com menores distorções harmônicas. A distorção harmônica é quantificada por meio de dois fatores: 1) a distorção harmônica total ponderada (em inglês, *Weighted Total Harmonic Distortion*) dos sinais de tensão, conhecida como WTHD; 2) a distorção harmônica total (em inglês, *Total Harmonic Distortion*) dos sinais de corrente, conhecida como THD.

Da mesma maneira, as associações de conversores também têm o objetivo de reduzir as perdas por condução e chaveamento nos dispositivos. Se os conversores forem ligados em série, a tensão chaveada total a ser obtida é dividida entre eles, possibilitando a redução das tensões dos barramentos CC, permitindo reduzir significativamente as perdas por chaveamento. Se os conversores são ligados em paralelo, há a divisão da corrente total entre eles, possibilitando uma redução significativa nas perdas por condução. Neste trabalho serão utilizadas somente associações em série.

Atualmente, a utilização de máquinas de indução trifásicas, principalmente como motores em aplicações industriais, é bastante difundida, já que a alimentação do motor pode ser feita diretamente por meio da ligação à rede elétrica trifásica, ou então, a partir de um conversor trifásico convencional. Porém, as máquinas multifases, funcionando tanto como motor quanto como gerador, apresentam algumas vantagens em relação às máquinas trifásicas: (1) redução das oscilações de conjugado, (2) redução nas perdas rotóricas da máquina, (3) redução da corrente por fase, (4) redução no conteúdo harmônico da corrente do barramento CC e (5) aumento da potência/conjugado por corrente eficaz, para uma máquina de mesmo volume [4]. Além disso, é possível dividir a potência demandada da máquina (gerador) ou fornecida à ela (motor) entre um maior número de fases, reduzindo a corrente em cada uma delas, trazendo a possibilidade de uma redução em perdas por condução nos braços do conversor.

Este trabalho trará o estudo e a simulação de topologias que utilizam máquinas de seis fases (hexafásicas) funcionando como gerador para realização do fornecimento de energia a uma carga trifásica. Será feita uma análise da topologia convencional, e ela será comparada às quatro topologias propostas do ponto de vista de distorção harmônica e perdas por condução e chaveamento nos conversores.

1.2 Contribuições do Trabalho

Neste trabalho serão apresentadas quatro topologias de conversores CA-CC-CA, utilizando-se uma máquina de seis fases como gerador para alimentação de uma carga trifásica ou conexão à rede elétrica. As duas primeiras topologias, discutidas no Capítulo 4 e ilustradas na Fig. 1.1, apresentam vinte e quatro braços e seis barramentos CC. O retificador é composto por pontes monofásicas conectadas às fases da máquina separadamente, com os terminais abertos. Nota-se que esta configuração é diferente das estruturas a terminais abertos presentes na literatura, já que nestas os terminais de cada fase da máquina são ligados a conversores diferentes, enquanto que neste trabalho a ligação dos mesmos é feita ao mesmo conversor (ponte monofásica). Já o inversor consiste em pontes completas monofásicas ligadas em série, alimentando a carga trifásica ou conectada à rede. Na primeira topologia (Topologia Proposta 1), as pontes conectadas à máquina são completas, ou seja, os dois braços da ponte são compostos por chaves IGBT (do inglês, *Insulated Gated Bipolar Transistor*). Isso permite que o sistema seja bi-direcional em potência. Ou seja, o sistema possibilita que a máquina funcione como gerador e a potência flua no sentido máquina \rightarrow carga/rede ou, caso a máquina funcione como motor, a potência flua no sentido rede \rightarrow máquina. Neste trabalho, porém, é feito o estudo sistema quando a máquina funciona como gerador. Já o retificador da Topologia Proposta 2 é composto pontes monofásicas mistas, ou seja, um dos braços da ponte é composto por chaves IGBT e o outro braço é composto por diodos. Devido à utilização de diodos, o

sistema não é bi-direcional em potência e esta deve sempre fluir no sentido máquina → carga/rede.

As topologias estudadas no Capítulo 5 apresentam dezoito braços e quatro barramentos CC, ilustradas na Fig. 1.2. O retificador é composto por um conversor trifásico de três braços e três pontes monofásicas. As fases ímpares da máquina são ligadas em estrela e conectadas ao conversor trifásico. Já as fases pares são ligadas separadamente às três pontes monofásicas, também em uma configuração com os terminais abertos. O inversor também é composto por um conversor trifásico e pontes completas monofásicas. Porém, cada braço do conversor trifásico é ligado em série a uma ponte monofásica, alimentando por fim uma carga trifásica ou sendo realizada uma conexão à rede elétrica. Na Topologia Proposta 3, as pontes monofásicas utilizadas no retificador são completas, possibilitando a bi-direcionalidade da potência. Já na Topologia Proposta 4, as pontes do retificador são mistas, fazendo com que o sentido do fluxo da potência seja único.

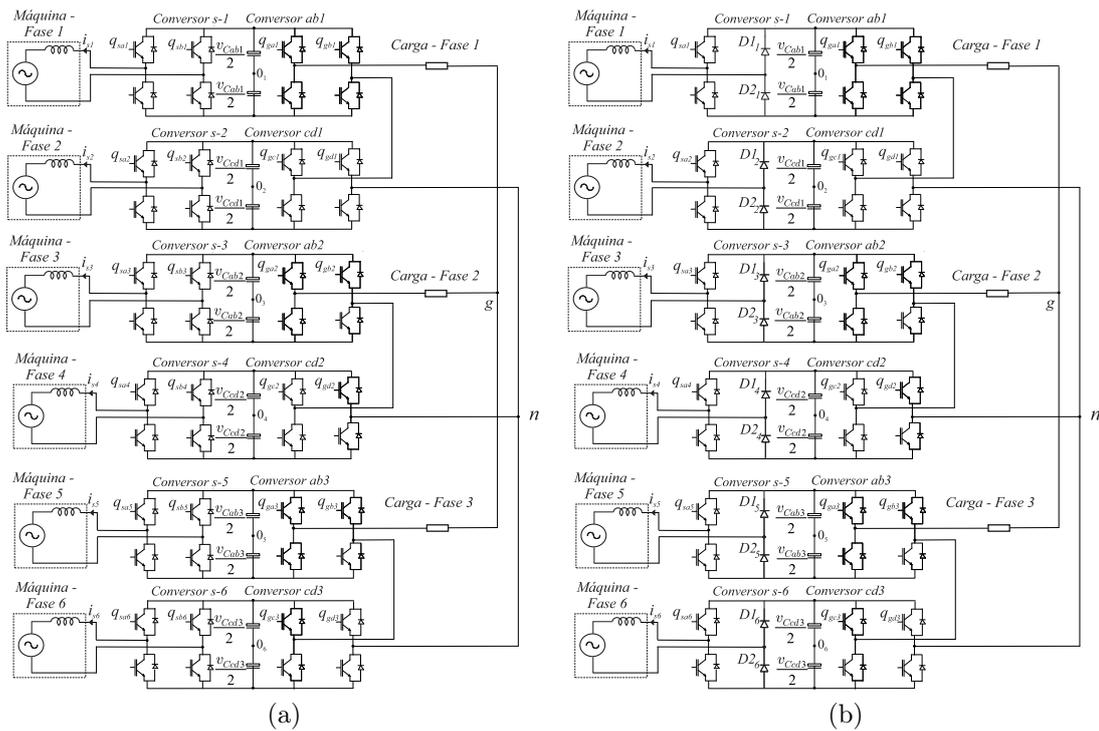


Figura 1.1: Topologias com 24 braços e seis barramentos CC. (a) Topologia Proposta 1. (b) Topologia Proposta 2.

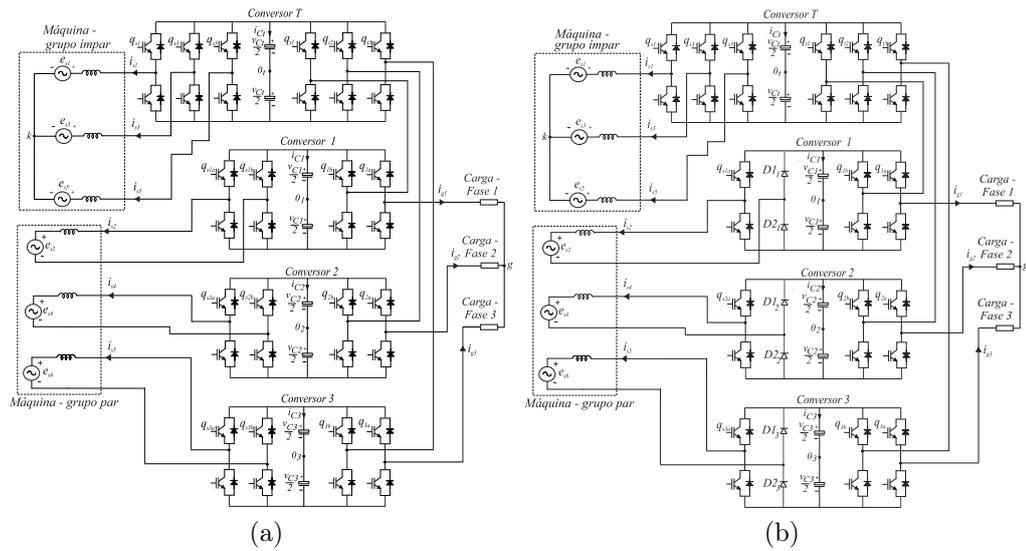


Figura 1.2: Topologias com 18 braços e quatro barramentos CC. (a) Topologia Proposta 3. (b) Topologia Proposta 4.

1.3 Revisão Bibliográfica

Esta seção mostrará como o tema deste trabalho é discutido na literatura.

Nos últimos anos, a eletrônica de potência passou por grandes desenvolvimentos, inclusive no aumento dos níveis de tensão e corrente suportados pelas chaves. Entretanto, os avanços também se deram no sentido contrário, ou seja, no desenvolvimento de conversores que reduzem o estresse sobre os dispositivos que os compõem. Dessa maneira, os conversores multiníveis representam um caminho para a redução das tensões impostas às chaves de potência [5].

Ainda mais, em [6] é mostrado que os conversores multiníveis possibilitam uma redução da distorção harmônica nas correntes e tensões, tornando este tipo de conversor ainda mais atrativo. Nesse contexto, em [7] foi discutido o primeiro inversor de três níveis e, depois dele, vários outros surgiram. Eles passaram a ser divididos em três categorias: conversor multinível com diodo grampeado, conhecido como *NPC* (do inglês, *Neutral Point Clamped*) [7]; conversor multinível com capacitor flutuante [6]; e conversores em ponte H [8, 9, 10]. Neste trabalho, será discutida a última categoria (conversor em pontes H) além de uma variação dela, com pontes H em série com um conversor trifásico convencional, conforme será discutido nos capítulos 4 e 5.

Como os conversores com conexões série apresentados não utilizam transformador ou outro elemento isolador, é necessário que cada módulo H não compartilhe o mesmo barramento entre si [3]. Sabe-se que, se cada barramento CC dos módulos ponte H apresentam valores de tensão diferentes, pode ser obtida a redução da distorção harmônica

devido ao aparecimento de novos níveis. Assim, em [9] é feita a associação de duas pontes H com barramentos próprios. É mostrado que, se as tensões nos dois barramentos CC são iguais a um valor V , a tensão gerada pode apresentar cinco níveis. Se a tensão nos dois barramentos são V e $2V$ (ou $2V$ e V), as tensões geradas podem apresentar sete níveis.

Posteriormente, outros tipos de conversores multinível passaram a ser estudados, entre eles os denominados a terminais abertos (ou “open-end winding”, do inglês), também conhecidos na literatura como conversores duais [11, 12, 13]. Esse tipo de conversor é conectado à máquina ou à carga sem que haja ligação estrela ou delta, ou seja, há acesso a todos os terminais e todos eles estão conectados aos conversores, caracterizando o nome da estrutura. Neste caso, pode-se dizer que os conversores estão ligados em série à máquina.

Nas Topologias Propostas, os terminais da máquina geradora são ligados em aberto aos retificadores, caracterizando uma variação das topologias “open-end”. A topologia a terminais abertos convencional, como a discutida em [14], necessita do uso de transformadores para o acoplamento à rede elétrica. Dependendo do nível de potência do sistema, o peso, os custos e o espaço ocupado pelos transformadores podem representar uma desvantagem para esta topologia convencional.

Do ponto de vista de máquinas elétricas multifases, existem diversos artigos na literatura que tratam de diferentes tipos de máquina com diferentes números de fases. Motores de indução [15, 16, 17, 18, 19, 20], motores síncronos com rotor bobinado [21], motores síncronos a ímã permanente [22, 23] e motores de relutância chaveada [24, 25]. Neste trabalho serão abordados somente a máquina a ímã permanente de seis fases e a máquina de indução com rotor gaiola de esquilo de seis fases.

Sabe-se que a máquina de seis fases é composta por dois grupos de tensão: o grupo ímpar, composto pelas tensões nas fases 1, 3 e 5, defasadas de 120° entre si; e o grupo par, composto pelas tensões 2, 4 e 6, também defasadas de 120° entre si. Entre os dois grupos há um ângulo de defasagem denominado α . Na literatura é estudada a influência deste ângulo no desempenho da máquina. O uso de máquinas com diferentes valores de α , como $\alpha = 0^\circ$ e $\alpha = 60^\circ$, possibilita um controle PWM vetorial mais simples e menor distorção nas correntes da máquina [26]. Em [4] é realizado um estudo sobre o efeito do ângulo de deslocamento entre os grupos trifásicos no desempenho dinâmico da máquina.

Em [27, 28] é mostrado que a necessidade de aumentar o número de fases de uma máquina está principalmente relacionada a aplicações em alta potência. Possibilita-se a circulação de uma menor corrente em cada fase, levando a uma redução no estresse sofrido pelos dispositivos do conversor à ela ligado, podendo-se reduzir as perdas.

Em [29, 30] é evidenciado o fato que, através da utilização de uma máquina de seis fases, elimina-se certas harmônicas no fluxo do entreferro. Dessa maneira, há uma diminuição nas perdas rotóricas, já que essas harmônicas deixam de exercer efeito sobre o rotor.

A respeito do modelo elétrico da máquina hexafásica, um modelo *dqo* do motor hexafásico, incluindo o acoplamento das indutâncias de dispersão foi apresentado em [17], no qual o circuito equivalente foi mostrado. Em [31] foi utilizada a decomposição vetorial para a modelagem de uma máquina de indução hexafásica. Essa abordagem transforma o espaço de dimensão 6 da máquina em três subespaços ortogonais de dimensão dois.

A respeito do uso das máquinas elétricas como gerador, a literatura está repleta de trabalhos sobre o assunto, entretanto utilizam-se quase sempre geradores trifásicos. Em [32] é apresentado o estado da arte de como é feito o acoplamento do gerador à rede para a aplicação em que a fonte primária é o vento. Ou seja, a turbina é não-controlada. É realizado o estudo tanto para geradores de indução como para geradores síncronos, sendo estes a rotor bobinado ou a ímã permanente. É apresentada uma discussão também a respeito dos conversores utilizados para realização do acoplamento.

Em [33] é apresentado o estudo do uso de um gerador de indução trifásico para aplicações de geração distribuída, levando em conta a alta rotação da turbina. É proposto um sistema de controle para as grandezas do gerador e para a tensão do barramento CC. A turbina utilizada é a vapor, ou seja, é do tipo controlada.

Em [34] são mostradas as topologias convencionais de conversor CA-CC-CA para realizar o acoplamento entre o gerador e a rede, levando em conta o tipo de máquina utilizada. Além disso, é apresentada uma progressão, ao longo dos anos, do peso de vários tipos de máquinas elétricas em função da potência por ela gerada, mostrando que a potência gerada pelas máquinas foi incrementada, enquanto seu peso diminuiu, retratando o avanço tecnológico na fabricação.

No contexto dos conversores CA-CC-CA, no qual este trabalho se encontra, a topologia discutida no capítulo 4, chamada de Topologia Proposta 1, já foi anteriormente apresentada em [35, 36]. Porém, as estratégias de controle e PWM propostas neste trabalho são diferentes daquelas apresentadas nas referências citadas, consistindo, portanto, em uma das contribuições do trabalho.

Nas Topologias Propostas, os terminais da máquina geradora são ligados em aberto aos retificadores, caracterizando uma variação das topologias conhecidas na literatura como “open-end”. A topologia de terminais abertos convencional, como a discutida em [14], necessita do uso de transformadores para o acoplamento à rede elétrica. Dependendo do nível de potência do sistema, o peso, os custos e o espaço ocupado pelos transformadores podem representar uma desvantagem para esta topologia convencional.

Para as Topologias Propostas 2 e 4, sabe-se que devido à utilização de pontes mistas, deve-se haver algumas mudanças no funcionamento da máquina quando comparado àquele no caso do uso de pontes completas. Conforme discutido em [37], é interessante fazer com que a componente i_{sd} das correntes estatóricas da máquina a ímã permanente seja sempre nula, já que esta componente não contribui para geração do conjugado elétrico da máquina e conseqüentemente para sua potência ativa. Dessa forma, as correntes estatóricas estarão

sempre em fase com as tensões internas da máquina geradas pelo campo magnético girante. Entretanto, nesta situação, quando da utilização de pontes mistas, há a distorção das correntes estatóricas quando da passagem por zero, conforme mostrado em [38]. Nesse caso, de maneira a se resolver este problema, as correntes estatóricas devem agora estar em fase com as tensões sobre os terminais da máquina provenientes do sistema de controle, não mais com suas tensões internas [38]. Assim, a componente i_{sd} deve apresentar um valor diferente de zero de modo que isso seja possível. É importante mencionar que pontes mistas não podem ser utilizadas quando do uso de máquinas assíncronas, já que não é possível fazer correntes em fase com as tensões sobre seus terminais, pois isso acarreta potência reativa nula, essencial para o funcionamento deste tipo de máquina. Logo, seu uso é restrito para máquina síncronas.

1.4 Organização do Trabalho

No Capítulo 2 é realizado o estudo da topologia convencional do conversor CA-CC-CA, mostrando a estratégia PWM e o sistema de controle.

No Capítulo 3 é realizado o mesmo estudo para os as topologias de conversores CA-CC-CA propostas com 24 braços e 6 Barramentos CC, desenvolvendo-se a estratégia de chaveamento e discutindo-se o sistema de controle.

O Capítulo 4 trata das topologias de conversores CA-CC-CA propostas com 18 Braços e 4 Barramentos CC, desenvolvendo-se a estratégia de chaveamento e discutindo-se o sistema de controle.

No Capítulo 5 é feito um estudo em malha aberta dos sistemas convencional e propostos. São analisadas as distorções harmônicas das tensões chaveadas geradas pelos conversores e as perdas por condução e chaveamento das chaves. De acordo com esses parâmetros de desempenho, serão realizadas as comparações entre as topologias.

No Capítulo 6 são mostrados os resultados de simulação dinâmica para as topologias propostas, mostrando a ação dos sistemas de controle.

O Capítulo 7 apresenta os resultados experimentais, validando as estratégias de controle e PWM para as topologias estudadas.

No Capítulo 8 são apresentados as conclusões e os trabalhos futuros.

O anexo I traz a modelagem da máquina traz a modelagem matemática da máquina de seis fases. A modelagem é feita para os dois tipos de máquina utilizadas neste trabalho.

Capítulo 2

Topologia de Conversor CA-CC-CA Convencional

2.1 Introdução

Este capítulo trata da topologia convencional do conversor CA-CC-CA, ilustrada na Fig. 2.1. Ela consiste na conexão de um retificador convencional de seis braços à máquina hexafásica (MH na figura). Já o inversor conectado à carga consiste em um conversor trifásico convencional de três braços. São apresentadas as estratégias PWM e de controle levando em conta o tipo de máquina (indução ou ímã permanente), bem como a fonte primária utilizada (controlada ou não-controlada).

2.2 Modelo Dinâmico

Nota-se que as correntes estão entrando na máquina, indicando que ela está recebendo energia, ou seja, funcionando como motor. Porém sabe-se que, na verdade, a máquina está funcionando como gerador e está fornecendo energia. Assim, assumindo a convenção motor, algumas grandezas, como o conjugado, apresentarão valores negativos.

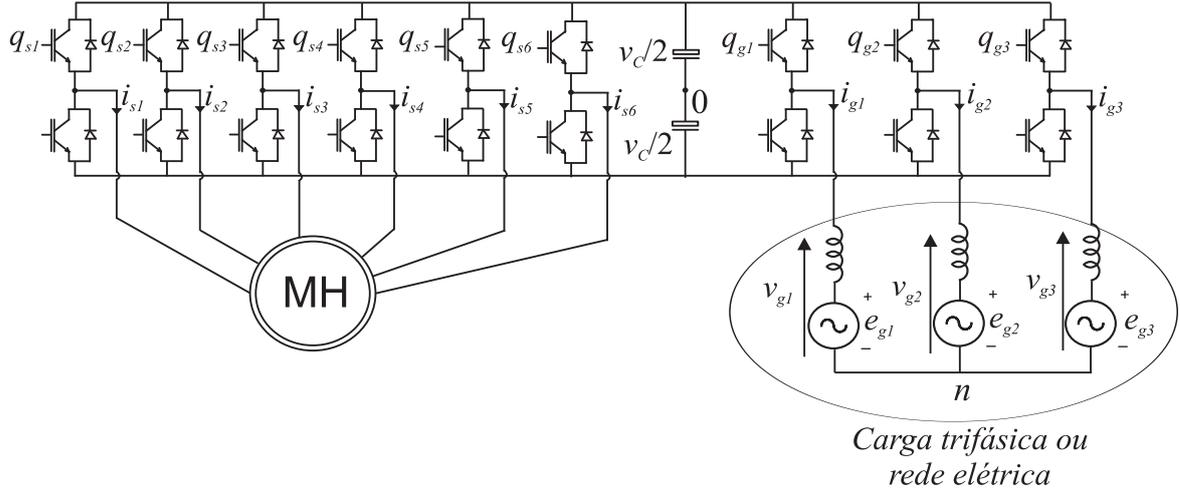


Figura 2.1: Topologia convencional.

A carga pode ser do tipo *resistor+indutor*, dita RL , ou então, quando se trata de uma máquina ou de um acoplamento à rede elétrica, ela se torna do tipo *resistor+indutor+fonte* e é dita RLE . Este é o caso mais genérico e partir dele é obtido o modelo dinâmico do circuito. A equação diferencial que dita o comportamento deste circuito é

$$v_{gi} = r_g i_{gi} + l_g \frac{di_{gi}}{dt} + e_{gi} \quad (2.1)$$

onde $i = 1, 2, 3$, r_g e l_g são a resistência e a indutância da carga trifásica ou da rede, respectivamente.

A máquina hexafásica na topologia convencional é conectada em dupla estrela, na qual as fases ímpares constituem o primeiro conjunto de bobinas conectadas em estrela sendo o centro-estrela desse conjunto representado pela letra k . Por outro lado, as fases pares constituem o outro conjunto de bobinas, mas nesse caso o centro-estrela é representado pela letra m . Desta forma, pode-se definir duas tensões homopolares para a MH, a tensão v_{k0} que representa a diferença de tensão entre o centro-estrela k do conjunto ímpar de bobinas e o ponto central do barramento CC e a tensão v_{m0} entre o centro-estrela m do conjunto par de bobinas e o ponto central do barramento CC.

2.3 Estratégia PWM

Nesta seção será apresentada a estratégia PWM do conversor convencional. Para uma melhor compreensão, as estratégias para o retificador e inversor serão apresentadas separadamente.

2.3.1 PWM Para o Retificador

Sabe-se que cada braço do conversor trabalha de maneira complementar. Ou seja, quando a chave superior está fechada, a inferior está aberta e vice-versa, de modo a evitar que o barramento CC seja curto-circuitado. Os dispositivos semicondutores devem chavear de modo a obter-se nos terminais da máquina tensões chaveadas de valores médios iguais às tensões de referência. Sabendo que a tensão entre o ponto central de um braço e o centro do barramento CC é chamada tensão de polo deste braço, as tensões de polo do retificador são dadas por

$$v_{s10} = (2q_{s1} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (2.2)$$

$$v_{s20} = (2q_{s2} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (2.3)$$

$$v_{s30} = (2q_{s3} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (2.4)$$

$$v_{s40} = (2q_{s4} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (2.5)$$

$$v_{s50} = (2q_{s5} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (2.6)$$

$$v_{s60} = (2q_{s6} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (2.7)$$

onde v_C é a tensão no barramento CC.

As tensões em cada fase da máquina, em função das tensões de polo são

$$v_{sa} = v_{sa0} - v_{k0} \quad (2.8)$$

$$v_{sb} = v_{sb0} - v_{m0} \quad (2.9)$$

onde $a = 1, 3$ e 5 e $b = 2, 4$ e 6 e as tensões homopolares são

$$v_{k0} = \frac{v_{s10} + v_{s30} + v_{s50}}{3} \quad (2.10)$$

$$v_{m0} = \frac{v_{s20} + v_{s40} + v_{s60}}{3}. \quad (2.11)$$

Os controladores de corrente fornecem para a estratégia PWM as tensões de referência nos terminais da máquina. A partir delas, as tensões de polo de referência deverão ser obtidas para serem comparadas com as portadoras triangulares de alta frequência, determinando assim os instantes de chaveamento das chaves semicondutoras. Dessa forma, as tensões de polo de referência são dados por

$$v_{sa0}^* = v_{sa}^* + v_{k0}^* \quad (2.12)$$

$$v_{sb0}^* = v_{sb}^* + v_{m0}^*. \quad (2.13)$$

Sendo v_C^* a tensão de referência no barramento CC, de maneira que as tensões de polo de referência respeitem os limites $(-\frac{v_C^*}{2}$ e $\frac{v_C^*}{2})$ do barramento CC tem-se, para o grupo ímpar

$$v_{k0min}^* \leq v_{k0}^* \leq v_{k0max}^* \quad (2.14)$$

$$v_{k0min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*\} \quad (2.15)$$

$$v_{k0max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*\}. \quad (2.16)$$

De maneira semelhante para o grupo par

$$v_{m0min}^* \leq v_{m0}^* \leq v_{m0max}^* \quad (2.17)$$

$$v_{m0min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*\} \quad (2.18)$$

$$v_{m0max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*\}. \quad (2.19)$$

Assim as tensões homopolares são dadas por

$$v_{k0}^* = \mu_k v_{k0max}^* + (1 - \mu_k) v_{k0min}^* \quad (2.20)$$

$$v_{m0}^* = \mu_m v_{m0max}^* + (1 - \mu_m) v_{m0min}^* \quad (2.21)$$

onde $0 \leq \mu_k \leq 1$ e $0 \leq \mu_m \leq 1$ e representam os fatores de roda livre do retificador.

2.3.2 PWM Para o Inversor

A estratégia PWM do inversor é análoga àquela apresentada anteriormente para o retificador. Entretanto, neste caso, existe somente uma tensão homopolar, já que a carga é trifásica. Dessa maneira, as tensões de polo em função do estado das chaves são dadas por

$$v_{g10} = (2q_{g1} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (2.22)$$

$$v_{g20} = (2q_{g2} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (2.23)$$

$$v_{g30} = (2q_{g3} - 1) \frac{v_C}{2}. \quad (2.24)$$

O ponto n na Fig. 2.1 representa o centro da ligação em estrela da carga e o ponto o representa o centro do barramento CC do conversor. A diferença de tensão entre estes dois pontos é chamada v_{n0} e é conhecida como tensão homopolar. Assim, as tensões em cada fase da carga são

$$v_{g1} = v_{g10} - v_{n0} \quad (2.25)$$

$$v_{g2} = v_{g20} - v_{n0} \quad (2.26)$$

$$v_{g3} = v_{g30} - v_{n0}. \quad (2.27)$$

A tensão homopolar é dada por

$$v_{n0} = \frac{v_{g10} + v_{g20} + v_{g30}}{3}. \quad (2.28)$$

Os controladores de corrente fornecem para a estratégia PWM as tensões de referência nos terminais da carga. A partir das tensões fornecidas pelos controladores, determinam-se as tensões de polo de referência que são então comparadas com as portadoras triangulares de alta frequência, determinando assim, os estados das chaves semicondutoras. Dessa forma, as tensões de polo de referência são definidas por

$$v_{g10}^* = v_{g1}^* + v_{n0}^* \quad (2.29)$$

$$v_{g20}^* = v_{g2}^* + v_{n0}^* \quad (2.30)$$

$$v_{g30}^* = v_{g3}^* + v_{n0}^*. \quad (2.31)$$

De maneira que as tensões de polo de referência respeitem os limites máximo e mínimo do barramento CC tem-se

$$v_{n0min}^* \leq v_{n0}^* \leq v_{n0max}^* \quad (2.32)$$

$$v_{n0min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (2.33)$$

$$v_{n0max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}. \quad (2.34)$$

Assim, a tensão homopolar em função do fator de roda livre μ_n é dada por

$$v_{n0}^* = \mu_n v_{n0max}^* + (1 - \mu_n) v_{n0min}^* \quad (2.35)$$

onde $0 \leq \mu_n \leq 1$ e representa o fator de roda livre do inversor.

Nota-se que quando se faz $\mu_n = 0$ ou $\mu_n = 1$, são selecionados os valores mínimo ($v_{n0}^* = v_{n0min}^*$) ou máximo ($v_{n0}^* = v_{n0max}^*$), respectivamente, da tensão homopolar v_{n0}^* , resultando em um dos braços grampeados durante algum tempo. Quando se escolhe $\mu_n = 0,5$, seleciona-se o valor médio de v_{n0}^* , e os pulsos de tensão se tornam centrados.

2.4 Estratégia de Controle

O sistema de controle deve atuar de maneira a levar as grandezas de interesse do sistema aos seus valores de referência, garantindo assim, que a transferência de energia da máquina geradora à rede ou à carga trifásica aconteça corretamente.

O sistema de controle depende do tipo de fonte primária utilizada, ou seja, se ela é controlada ou não-controlada e ainda do tipo de gerador (ímã permanente ou indução) que faz a conversão da energia mecânica fornecida pela fonte primária em energia elétrica.

Dessa forma, esta seção será dividida em duas sub-seções. Na primeira, serão discutidos os sistemas de controle quando do uso da máquina de indução para os dois tipos de fonte primária. Já a segunda sub-seção tratará dos sistemas de controle quando o gerador é a ímã permanente. As grandezas a serem controladas são: velocidade mecânica do rotor da máquina, tensão no barramento CC, correntes estatóricas e correntes na rede ou carga trifásica.

2.4.1 Sistema de Controle - Máquina de Indução

2.4.1.1 Turbina controlada

No sistema de geração com turbina controlada, a potência gerada pode ser regulada pelo sistema de controle de acordo com a potência solicitada pela carga. Ou seja, o controle altera a potência que a turbina fornece à máquina ou, mais especificamente, define qual deve ser o conjugado mecânico aplicado no eixo da máquina.

A Fig. 2.2 apresenta o diagrama de controle completo para a configuração *fonte primária controlada+máquina de indução*.

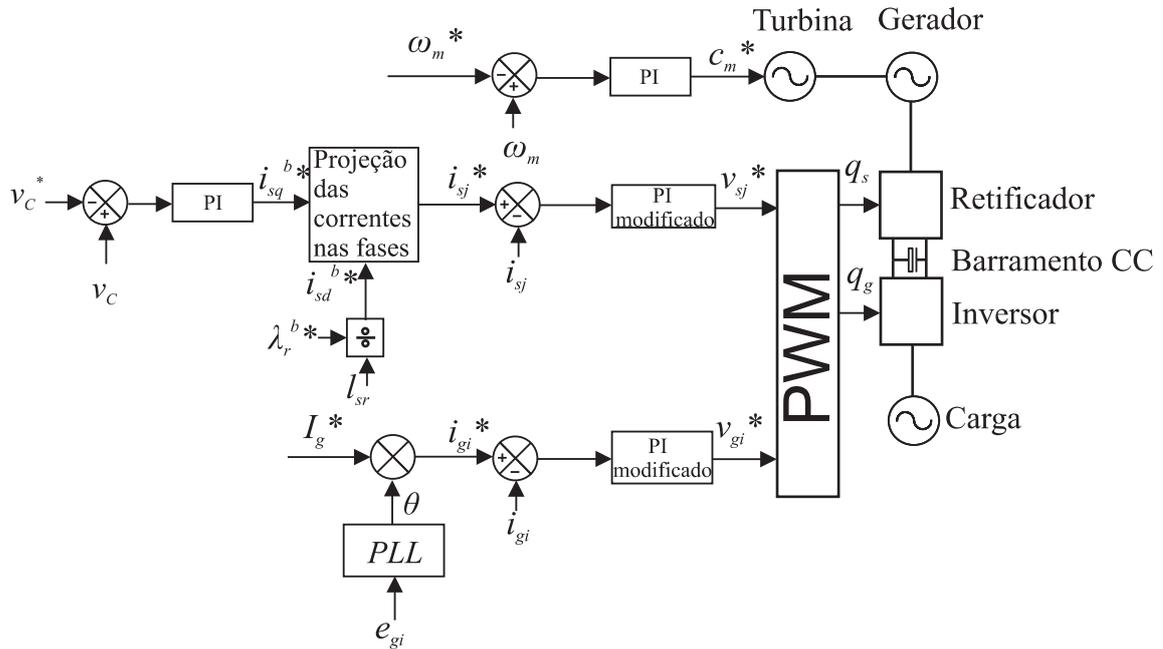


Figura 2.2: Diagrama de controle para a topologia convencional com máquina de indução e turbina controlada.

A Fig. 2.3 mostra separadamente o diagrama de controle de cada grandeza a ser controlada.

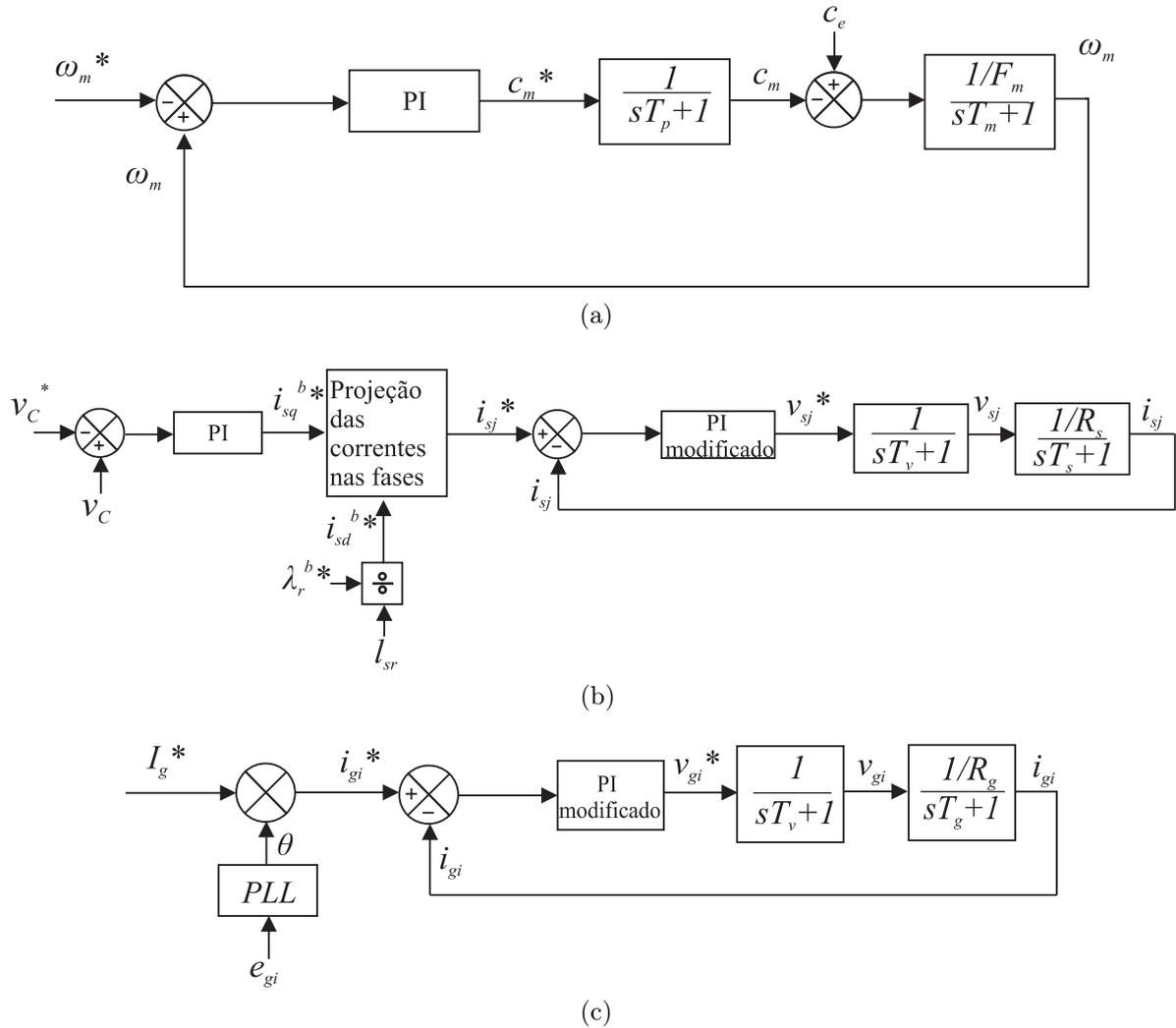


Figura 2.3: (a) Diagrama de controle da velocidade mecânica do rotor da máquina. (b) Diagrama de controle da tensão no barramento CC e das correntes estáticas. (c) Diagrama de controle da corrente na carga ou no rede quando do uso na máquina de indução e turbina controlada.

A Fig. 2.3a ilustra o diagrama de controle da velocidade mecânica do rotor da máquina. O valor de referência ω_m^* é comparado com o valor medido ω_m . O erro entre esses dois valores vai para o controlador Proporcional-Integral (PI). Este, por sua vez, apresenta em sua saída o valor do conjugado mecânico de referência c_m^* . Este valor sofre um atraso devido à função de primeira ordem da turbina, fornecendo então o valor do conjugado instantâneo c_m . Este conjugado é aplicado sobre a máquina, vencendo o conjugado elétrico e o atrito, permitindo ao rotor da máquina adquirir velocidade.

A Fig. 2.3b ilustra as malhas de controle da tensão no barramento CC (malha externa) e das correntes estáticas (malha interna). A tensão v_C^* de referência no barramento é comparada ao valor medido v_C . O erro entre esses dois valores vai para o controlador PI. Este apresenta em sua saída o valor da componente i_{sq}^{b*} das correntes da máquina. O referencial adotado na máquina é o referencial campo rotórico girante

($\omega_g = \omega_b$). Dessa forma, os valores de i_{sd}^{b*} e i_{sq}^{b*} são constantes. Para determinação de i_{sd}^{b*} da maneira como mostra a Fig. 2.2 e a Fig. 2.3b, toma-se a Eq. (8.23) e Eq. (8.26) repetidas em seguida.

$$0 = R_r i_{rdq}^g + \frac{d\lambda_{rdq}^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r)\lambda_{rdq}^g \quad (2.36)$$

$$\lambda_{rdq}^g = l_{sr} i_{sdq}^g + l_r i_{rdq}^g \quad (2.37)$$

No referencial do campo girante, $\lambda_{rq}^b = 0$ e $\lambda_{rd}^b = \lambda_r$. Assim

$$0 = R_r i_{rd}^b + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (2.38)$$

$$\lambda_r = l_{sr} i_{sd}^b + l_r i_{rd}^b \quad (2.39)$$

Sabe-se que em regime permanente, $\frac{d\lambda_r}{dt} = 0$, logo $i_{rd}^b = 0$. Dessa forma

$$i_{sd}^b = \frac{\lambda_r}{l_{sr}} \quad (2.40)$$

As outras componentes das correntes são $i_{sx}^{b*} = i_{sy}^{b*} = i_{so}^{b*} = i_{so'}^{b*} = 0$. Elas não estão ilustradas nas figuras. O bloco *Projeção das correntes nas fases* é feita por meio da Eq. (8.10), obtendo-se as correntes i_{sj}^* , onde $j=1,2,\dots,6$. Elas são comparadas aos valores instantâneos i_{sj} e os erros desta comparação vão para os controladores *PI modificados*. Este tipo de controlador é utilizado para realização do controle de grandezas alternadas. Então, nas saídas dos controladores, obtêm-se os valores de tensão de referência v_{sj}^* . Nota-se que o conversor é representado por uma função de transferência de primeira ordem com constante de tempo T_v . Por fim, são obtidas as correntes instantâneas medidas.

Por fim, a Fig. 2.3c ilustra a malha de controle das correntes para uma carga *RLE*. A amplitude I_g^* , que depende da potência consumida pela carga, é multiplicada por funções senoidais unitárias sincronizadas com as tensões e_{gi} , onde $i=1,2,3$. Para a realização da sincronização entre as tensões e_{gi} e as correntes i_{gi}^* , deve-se impor a fase das tensões às correntes. A obtenção dos valores das fases é realizada por meio de um esquema de PLL (*Phase Locked Loop*, do inglês). Neste trabalho, porém, as simulações foram feitas para uma carga *RL*, para a qual as fases das correntes foram impostas, sendo somente necessário respeitar o fato que elas devem estar defasadas de 120° entre si. Em seguida, os valores das correntes de referência i_{gi}^* são comparados com os valores medidos i_{gi} . Os erros vão para os controladores PI modificados. Em suas saídas, os controladores fornecem as tensões de referência v_{gi}^* sobre os terminais da carga.

2.4.1.2 Turbina não-controlada

Quando do uso de fontes primárias não-controladas, o sistema de controle não pode atuar de maneira a ajustar a potência gerada à demanda da carga. A potência fornecida à máquina pela turbina depende de fatores não-controláveis, podendo variar com o tempo e de maneira aleatória. Assim, o conjugado mecânico exercido sobre o eixo do gerador pela

fonte primária varia da mesma maneira. Neste trabalho, para fins de teste da estratégia de controle e de comparação com o caso da turbina controlada, o conjugado mecânico foi considerado constante.

A Fig. 2.4 ilustra o diagrama de controle completo para o tipo de configuração *fonte primária não-controlada+máquina de indução*.

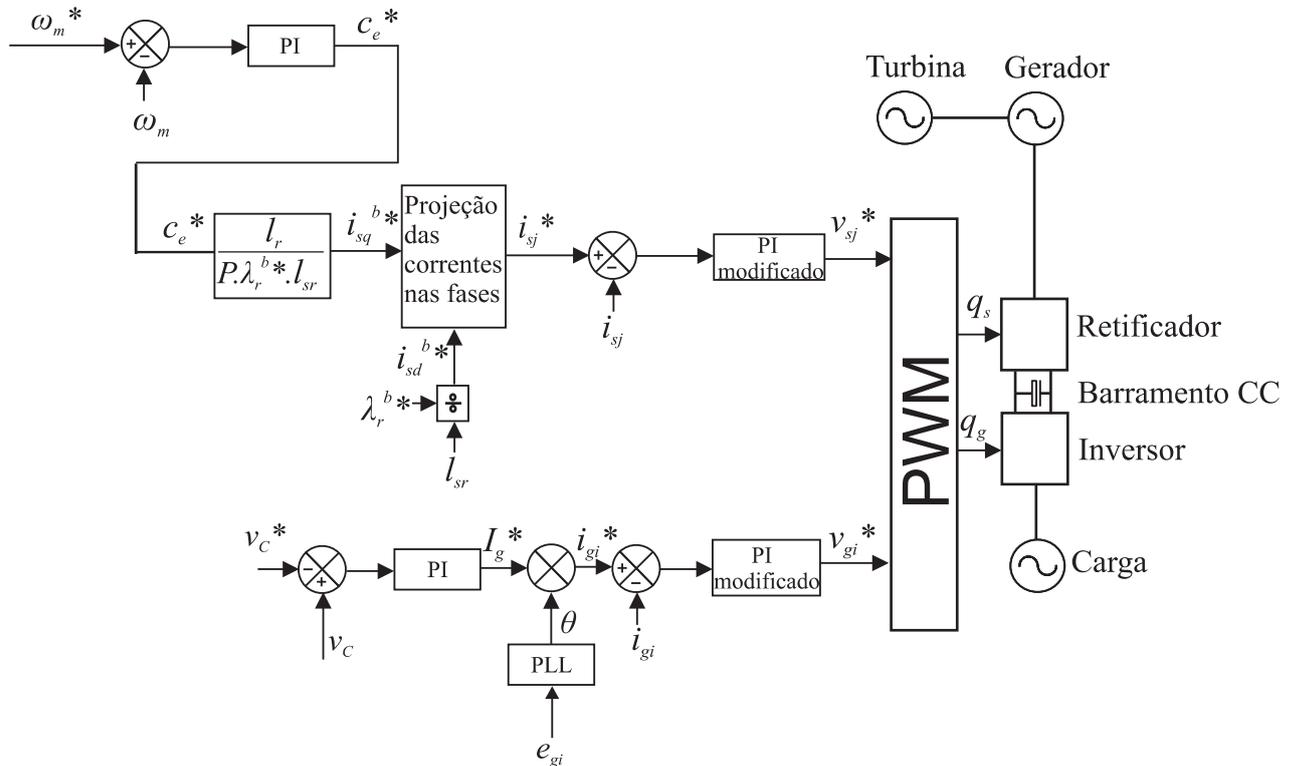


Figura 2.4: Diagrama de controle para a topologia convencional com máquina de indução e turbina não-controlada.

A Fig.2.5 mostra separadamente o diagrama de controle de cada grandeza a ser controlada.

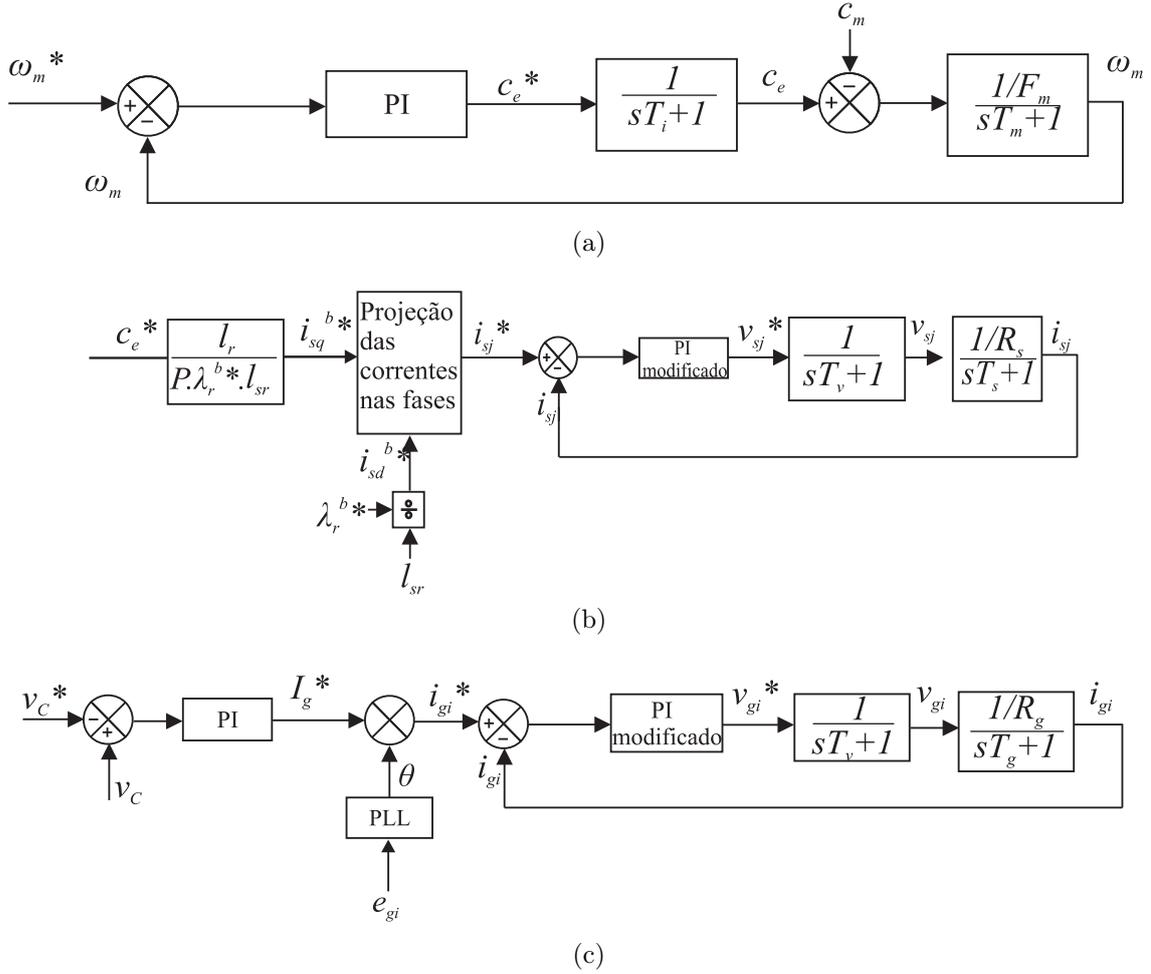


Figura 2.5: (a) Diagrama de controle da velocidade mecânica do rotor da máquina. (b) Diagrama de controle das correntes estáticas. (c) Diagrama de controle da corrente na carga ou na rede quando do uso na máquina de indução e turbina não-controlada.

A Fig. 2.5a ilustra o controle de velocidade do rotor da máquina. O valor de referência ω_m^* é comparado com o valor medido ω_m . O erro entre esses dois valores vai para o controlador PI. Este, por sua vez, apresenta em sua saída o valor do conjugado elétrico de referência c_e^* . Este valor sofre um atraso devido à função de primeira ordem do *FOC* (*Field Oriented Control*), fornecendo então o valor do conjugado instantâneo c_e . A partir de c_e e do valor do conjugado mecânico imposto c_m , é determinada a velocidade do rotor da máquina.

A Fig. 2.5b ilustra o diagrama de controle das correntes nas fases da máquina. A partir de c_e^* a corrente i_{sq}^{b*} é obtida. Juntamente com o valor de i_{sd}^{b*} , são obtidas as correntes de referência nas seis fases. A partir deste ponto, o diagrama é exatamente igual ao da Fig. 2.3b.

A Fig. 2.5c ilustra o diagrama de controle da tensão no barramento CC (malha externa) e da corrente na carga (malha interna). O erro entre o valor v_C^* de referência de tensão no barramento e o valor instantâneo v_C vai para o controlador PI. Em sua saída é fornecido o valor da amplitude I_g^* da corrente na carga. A partir deste ponto, o diagrama

é análogo ao da Fig. 2.3c.

2.4.2 Sistema de Controle - Máquina a Ímã Permanente

2.4.2.1 Turbina controlada

A Fig. 2.6 apresenta o diagrama de controle completo para o tipo de configuração *fonte primária controlada+máquina a ímã permanente*.

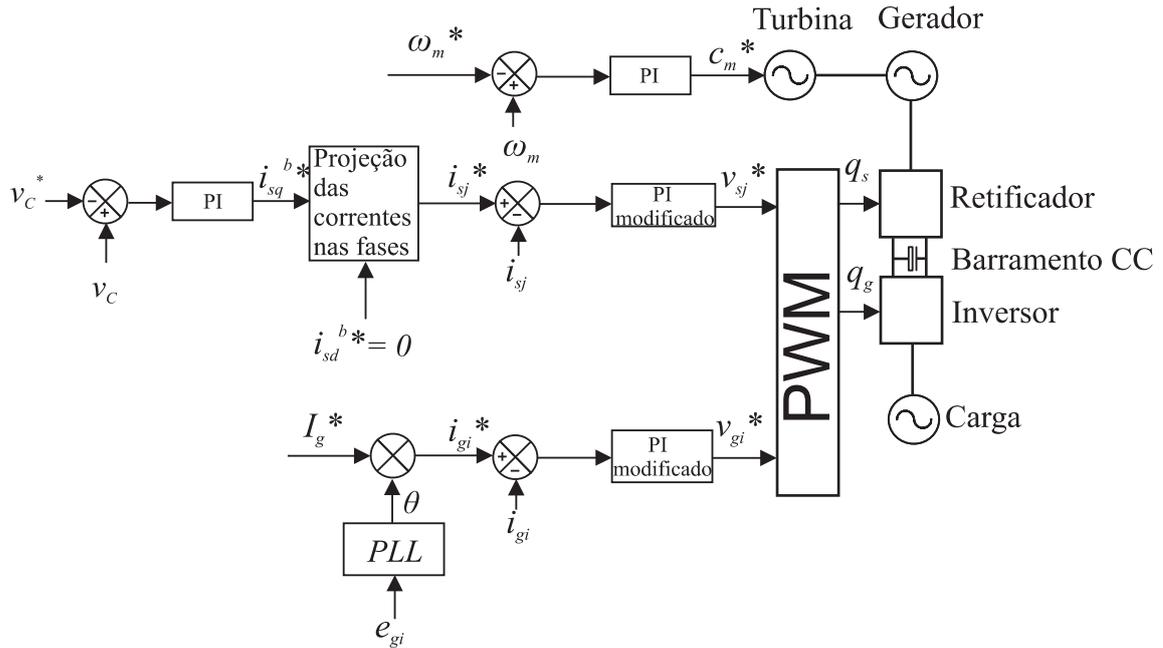


Figura 2.6: Diagrama de controle para a topologia convencional com máquina a ímã permanente e turbina controlada.

Nota-se que o diagrama é bastante semelhante ao da Fig. 2.2. Entretanto, para a máquina síncrona a ímã permanente, $i_{sd}^* = 0$. Dessa forma, o diagrama de controle para a tensão no barramento CC, juntamente com o controle das correntes na máquina é apresentado na Fig. 2.7.

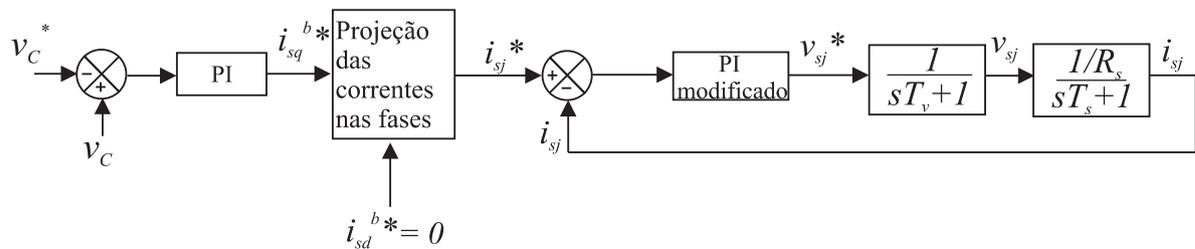


Figura 2.7: Controle de tensão no barramento CC e das correntes na máquina (Configuração máquina a ímã permanente+turbina controlada).

Os sistemas de controle para a velocidade e para as correntes na carga são análogos aos da Fig. 2.3a e da Fig. 2.3c, respectivamente.

2.4.2.2 Turbina não-controlada

A Fig. 2.8 apresenta o diagrama de controle completo para a configuração *fonte primária não-controlada+máquina a ímã permanente*.

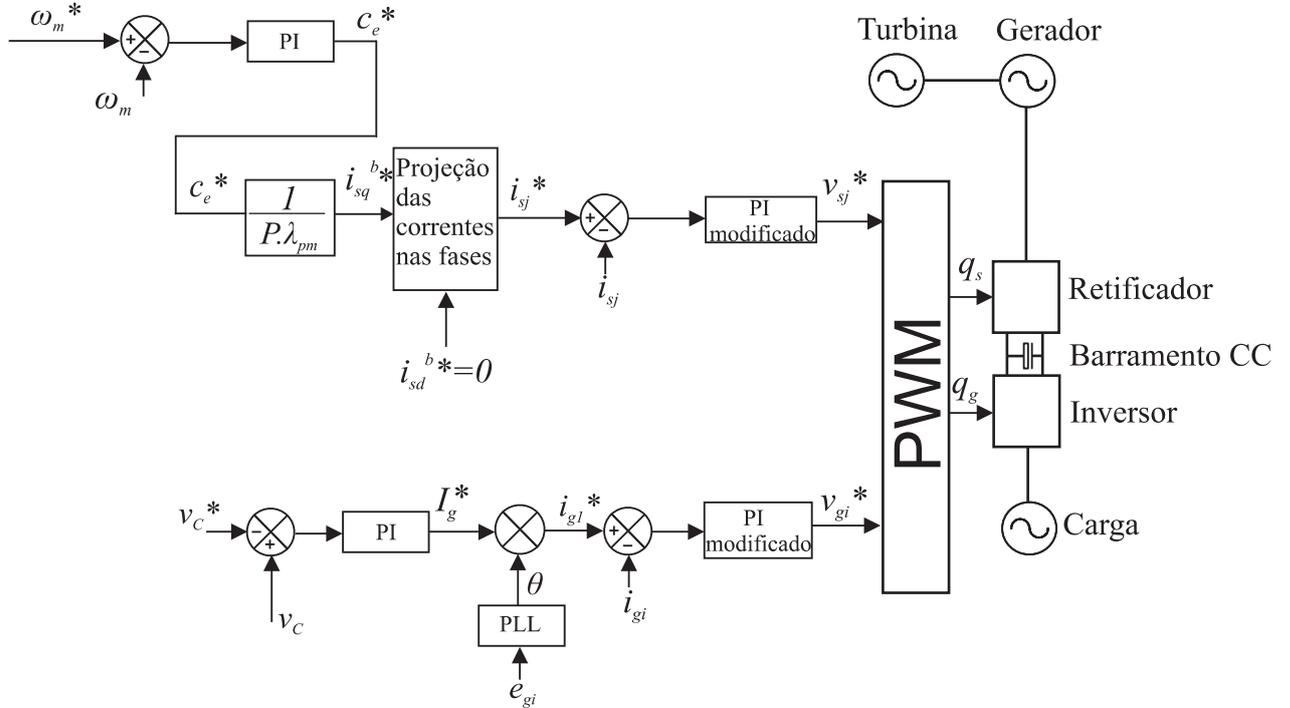


Figura 2.8: Diagrama de controle para a topologia convencional com máquina a ímã permanente e turbina não-controlada.

Mais uma vez, nota-se a semelhança entre a Fig. 2.4 e a Fig. 2.8. Observa-se que diferença entre essas figuras é no valor de determinar o valor de i_{sd}^{b*} . O diagrama de blocos para o controle das correntes na máquina é ilustrado na Fig. 2.9

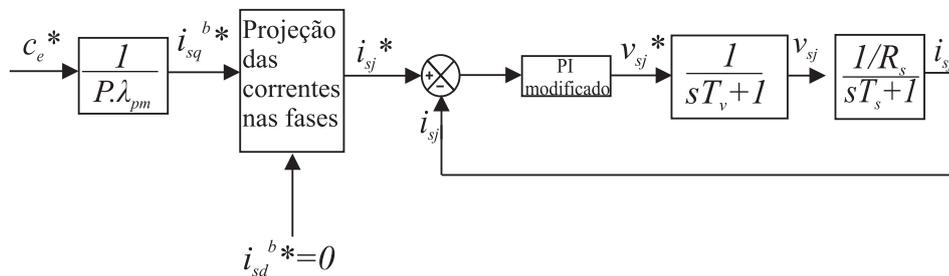


Figura 2.9: Controle das correntes na máquina. (Configuração *máquina a ímã permanente+turbina não-controlada*).

O controle de velocidade é exatamente igual ao da Fig. 2.5a e o controle de tensão no barramento e corrente na carga é exatamente igual ao da Fig. 2.5c.

2.5 Conclusão

Neste capítulo foram mostradas, para o conversor CA-CC-CA convencional, as estratégias *PWM* e de controle para todas as configurações *Fonte Primária + Máquina Elétrica* possíveis. Nota-se que o sistema de controle deve mudar dependendo da fonte primária utilizada, ora regulando a potência gerada (fonte primária controlada) ora regulando a potência solicitada pela carga ou rede elétrica (fonte primária não-controlada).

A apresentação da Topologia Convencional juntamente com suas estratégias de controle e *PWM* é necessária para efeito de comparação com as Topologias descritas nos Capítulos 3 e 4.

Capítulo 3

Conversores CA-CC-CA com 24 braços e 6 Barramentos

3.1 Topologia Proposta 1 - Retificador com pontes completas

A Topologia Proposta 1 é ilustrada na Fig. 3.1 (próxima página). Nota-se que o retificador é formado por seis pontes H completas. Essa característica a difere da Topologia Proposta 2, já que nesta última o retificador é composto por pontes mistas, como será visto posteriormente.

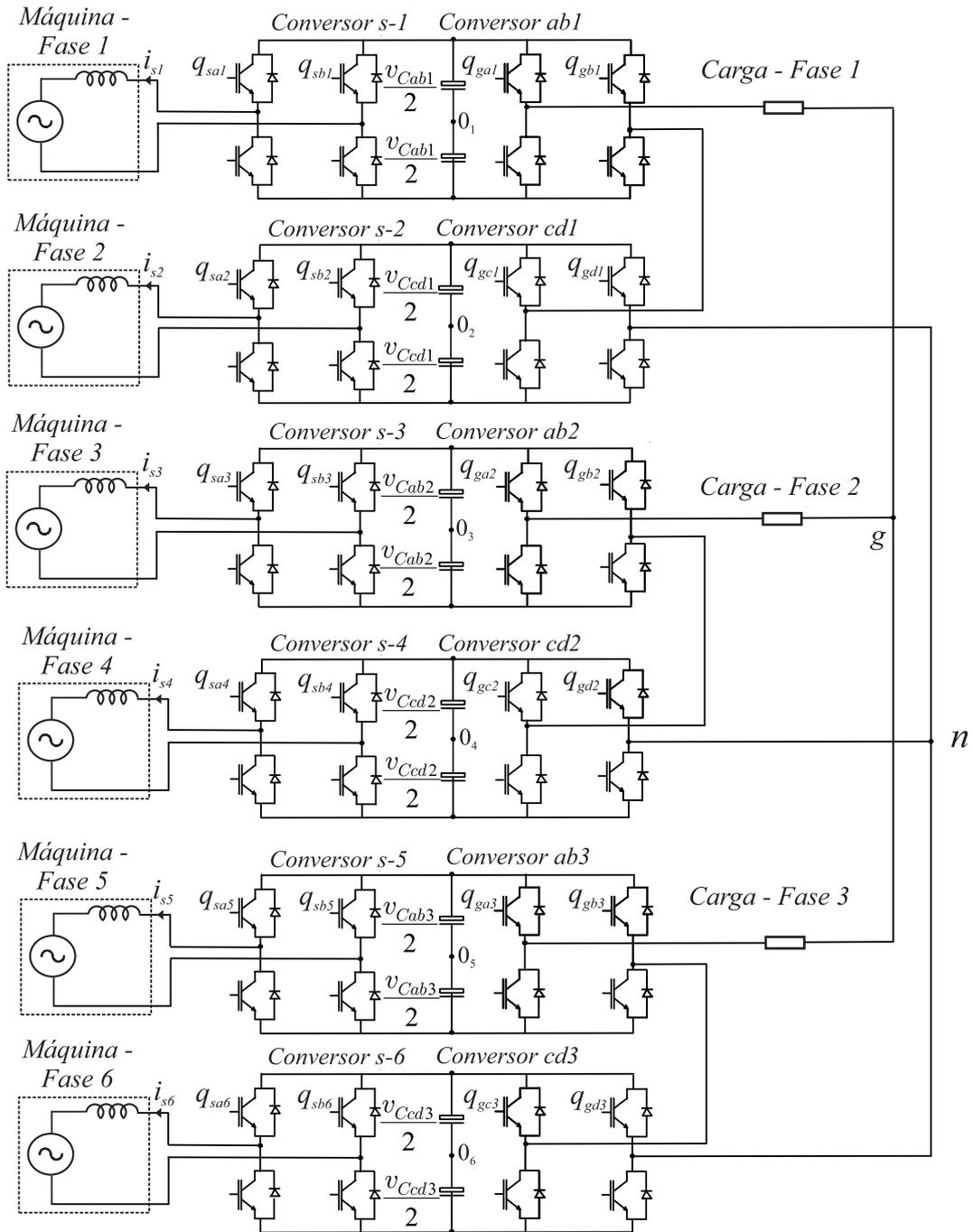


Figura 3.1: Diagrama esquemático da Topologia Proposta 1.

De maneira a facilitar o estudo deste conversor, o diagrama esquemático da Fig. 3.1 pode ser representado por outro, mais simples, onde cada braço é representado por uma fonte de tensão, conforme mostrado na Fig. 3.2.

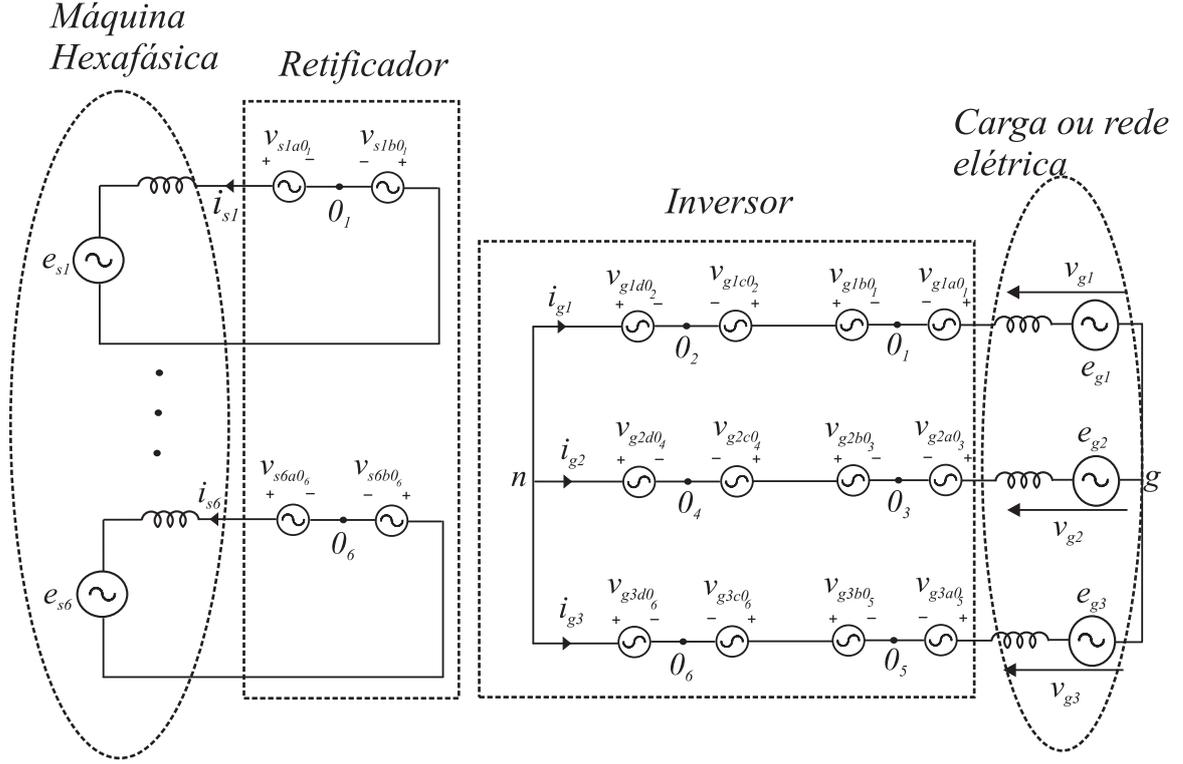


Figura 3.2: Representação da Topologia Proposta 1 pelo modelo de fontes de tensão.

As tensões e_{s1} à e_{s6} são forças eletromotrizes (*fem's*), também chamadas de tensões internas das seis fases da máquina. As tensões de polo v_{s1a0_1} e v_{s1b0_1} são as tensões entre os pontos centrais dos braços *a* e *b* do *conversor s-1* para o centro do primeiro barramento CC, o ponto θ_1 . Do mesmo modo, para o *conversor s-2*, as tensões de polo v_{s2a0_2} e v_{s2b0_2} são as tensões entre os pontos centrais dos braços *a* e *b* para o centro do segundo barramento CC, o ponto θ_2 , e assim por diante. Dessa maneira, pode-se generalizar para todas as pontes H que compõem o retificador, v_{sja0_j} e v_{sjb0_j} , onde $j=1, 2, \dots, 6$, são suas tensões de polo. Assim, as tensões sobre os terminais da máquina são dadas por

$$v_{sj} = v_{sja0_j} - v_{sjb0_j} \quad (3.1)$$

Já sobre a fase 1 da carga, tem-se a tensão v_{g1} . As tensões de polo v_{g1a0_1} e v_{g1b0_1} são as tensões entre os pontos centrais dos braços *a* e *b* do *conversor ab1* e o ponto central do primeiro barramento CC, o ponto θ_1 . Já as tensões de polo v_{g1c0_2} e v_{g1d0_2} são as tensões entre os pontos centrais dos braços *c* e *d* do *conversor cd1* e o ponto central do segundo barramento CC, o ponto θ_2 . Dessa forma, pode-se generalizar para todas as pontes H que compõem o inversor, v_{gia0_α} , v_{gib0_α} , v_{gic0_β} e v_{gid0_β} , onde $i=1, 2, 3$; $\alpha=1, 3, 5$ e $\beta=2, 4, 6$. Nota-se, porém, que se $i = 1$, os valores de α e β são $\alpha = 1$ e $\beta = 2$, se $i = 2$, $\alpha = 3$ e $\beta = 4$ e se $i = 3$, $\alpha = 5$ e $\beta = 6$.

Como os conversores são ligados em série para fornecer a tensão sobre as fases da carga, tem-se que

$$v_{gi} = v_{gia0_\alpha} - v_{gib0_\alpha} + v_{gic0_\beta} - v_{gid0_\beta} - v_{gn} \quad (3.2)$$

onde v_{gn} é a tensão entre os pontos g e n da Fig. 3.1 e da Fig. 3.2. Definindo-se a soma das tensões das pontes H por

$$v_{ri} = v_{gia0_\alpha} - v_{gib0_\alpha} + v_{gic0_\beta} - v_{gid0_\beta} \quad (3.3)$$

tem-se portanto

$$v_{gi} = v_{ri} - v_{gn} \quad (3.4)$$

3.1.1 Estratégia PWM

3.1.1.1 PWM Para o Retificador

A estratégia PWM para o retificador é simples, visto que este é composto por pontes H monofásicas isoladas, ou seja, que não estão ligadas a nenhum outro conversor. Assim, as tensões de polo do retificador em função dos estados dos braços é

$$v_{sja0_j} = (2q_{saj} - 1) \frac{v_{Cj}}{2} \quad (3.5)$$

$$v_{sjb0_j} = (2q_{sbj} - 1) \frac{v_{Cj}}{2} \quad (3.6)$$

onde v_{Cj} é a tensão no barramento CC do conversor ligado à fase j da máquina.

As tensões de referência em cada ponte H:

$$v_{sj}^* = v_{sja0_j}^* - v_{sjb0_j}^* \quad (3.7)$$

Definindo uma tensão auxiliar para cada ponte H dada por v_{xj}^* , as tensões de polo de referência tornam-se:

$$v_{sja0_j}^* = v_{sj}^* + v_{xj}^* \quad (3.8)$$

$$v_{sjb0_j}^* = v_{xj}^* \quad (3.9)$$

De maneira que as tensões de polo respeitem os limites dos barramentos CC:

$$v_{xjmin}^* \leq v_{xj}^* \leq v_{xjmax}^* \quad (3.10)$$

$$v_{xjmin}^* = -\frac{v_{Cj}^*}{2} - \min\{v_{sj}^*, 0\} \quad (3.11)$$

$$v_{xjmax}^* = \frac{v_{Cj}^*}{2} - \max\{v_{sj}^*, 0\} \quad (3.12)$$

Sendo o fator de roda livre de cada ponte H dado por μ_j , as tensões auxiliares são:

$$v_{xj}^* = \mu_j v_{xjmax}^* + (1 - \mu_j) v_{xjmin}^* \quad (3.13)$$

onde $0 \leq \mu_j \leq 1$.

3.1.1.2 PWM Para o Inversor

Os valores das tensões de polo dos conversores que compoem o inversor em função dos estados dos braços são

$$v_{gia0_\alpha} = (2q_{gai} - 1) \frac{v_{C\alpha}}{2} \quad (3.14)$$

$$v_{gib0_\alpha} = (2q_{gbi} - 1) \frac{v_{C\alpha}}{2} \quad (3.15)$$

$$v_{gic0_\beta} = (2q_{gci} - 1) \frac{v_{C\beta}}{2} \quad (3.16)$$

$$v_{gid0_\beta} = (2q_{gdi} - 1) \frac{v_{C\beta}}{2} \quad (3.17)$$

Sendo v_{ri}^* a soma das tensões das pontes H ligadas em série no inversor, onde $i=1,2,3$, tem-se que:

$$v_{ri}^* = v_{giab}^* + v_{gicd}^* \quad (3.18)$$

com

$$v_{giab}^* = v_{gia0_\alpha}^* - v_{gib0_\alpha}^* \quad (3.19)$$

$$v_{gicd}^* = v_{gic0_\beta}^* - v_{gid0_\beta}^* \quad (3.20)$$

onde v_{giab}^* e v_{gicd}^* são as tensões nos conversores ab e cd , respectivamente para a fase i e $v_{gia0_\alpha}^*$, $v_{gib0_\alpha}^*$, $v_{gic0_\beta}^*$ e $v_{gid0_\beta}^*$ são as tensões de polo de referência. Essas tensões de polo são comparadas com a portadora triangular, determinando assim os estados das chaves. É necessário portanto determinar o valor dessas tensões.

Definindo-se a tensão auxiliar v_{gn}^* como sendo a tensão homopolar entre os pontos g e n na Fig. 3.1, a tensão sobre a carga é dada por:

$$v_{gi}^* = v_{ri}^* - v_{gn}^* \quad (3.21)$$

E portanto:

$$v_{ri}^* = v_{gi}^* + v_{gn}^* \quad (3.22)$$

Para determinação de v_{gn}^* , de maneira a garantir que as tensões de polo respeitem os limites das tensões dos barramentos CC:

$$v_{gnmin}^* \leq v_{gn}^* \leq v_{gnmax}^* \quad (3.23)$$

$$v_{gnmin}^* = -2v_C^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.24)$$

$$v_{gnmax}^* = 2v_C^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (3.25)$$

onde v_C^* é a tensão de referência dos barramentos CC. Ou seja, $v_{C\alpha}^* = v_{C\beta}^* = v_C^*$. Assim:

$$v_{gn}^* = \mu_{gn} v_{gnmax}^* + (1 - \mu_{gn}) v_{gnmin}^* \quad (3.26)$$

onde $0 \leq \mu_{gn} \leq 1$ é um fator de distribuição.

De maneira a ter-se uma maior flexibilidade na repartição da potência fornecida por

cada um dos inversores da ligação em série, deve-se criar novas tensões auxiliares que serão responsáveis por fazer essa repartição. Assim, a partir de 3.18 pode-se obter que

$$v_{giab}^* = \frac{v_{ri}^*}{2} + v_{xri}^* \quad (3.27)$$

$$v_{gicd}^* = \frac{v_{ri}^*}{2} - v_{xri}^* \quad (3.28)$$

Assim, de forma que as tensões de polo de referência respeitem os limites de tensão dos barramentos CC

$$v_{xrimin}^* \leq v_{xri}^* \leq v_{xrimax}^* \quad (3.29)$$

$$v_{xrimin}^* = -v_C^* - \min\left\{\frac{v_{ri}^*}{2}, \frac{-v_{ri}^*}{2}\right\} \quad (3.30)$$

$$v_{xrimax}^* = v_C^* - \max\left\{\frac{v_{ri}^*}{2}, \frac{-v_{ri}^*}{2}\right\} \quad (3.31)$$

Logo:

$$v_{xri}^* = \mu_{xri} v_{xrimax}^* + (1 - \mu_{xri}) v_{xrimin}^* \quad (3.32)$$

onde $0 \leq \mu_{xri} \leq 1$. Como as fases da máquina devem fornecer a mesma potência, ou seja, o gerador funciona de maneira equilibrada, as potências processadas pelos dois conversores da ligação em série são, em regime permanente, iguais. Assim, $\mu_{xri} = 0,5$.

Por fim, para determinação das tensões de polo de referência, deve-se utilizar mais seis tensões auxiliares, uma para cada ponte H. A partir da Eq. (3.19) e da Eq. (3.20) nota-se que se pode fazer

$$v_{xiab}^* = \frac{1}{2}(v_{gia0_\alpha}^* + v_{gib0_\alpha}^*) \quad (3.33)$$

$$v_{xicd}^* = \frac{1}{2}(v_{gic0_\beta}^* + v_{gid0_\beta}^*) \quad (3.34)$$

Assim:

$$v_{gia0_\alpha}^* = \frac{1}{2}v_{giab}^* + v_{xiab}^* \quad (3.35)$$

$$v_{gib0_\alpha}^* = -\frac{1}{2}v_{giab}^* + v_{xiab}^* \quad (3.36)$$

$$v_{gic0_\beta}^* = \frac{1}{2}v_{gicd}^* + v_{xicd}^* \quad (3.37)$$

$$v_{gid0_\beta}^* = -\frac{1}{2}v_{gicd}^* + v_{xicd}^* \quad (3.38)$$

De maneira que as tensões de polo de referência respeitem os limites de tensão dos barramentos CC

$$v_{xiabmin}^* \leq v_{xiab}^* \leq v_{xiabmax}^* \quad (3.39)$$

$$v_{xiabmin} = \frac{-v_C^*}{2} - \min\left\{\frac{v_{giab}^*}{2}, \frac{-v_{giab}^*}{2}\right\} \quad (3.40)$$

$$v_{xiabmax} = \frac{v_C^*}{2} - \max\left\{\frac{v_{giab}^*}{2}, \frac{-v_{giab}^*}{2}\right\} \quad (3.41)$$

E

$$v_{xicdmin}^* \leq v_{xicd}^* \leq v_{xicdmax}^* \quad (3.42)$$

$$v_{xicdmin} = \frac{-v_C^*}{2} - \min\left\{\frac{v_{gicd}^*}{2}, \frac{-v_{gicd}^*}{2}\right\} \quad (3.43)$$

$$v_{xicdmax} = \frac{v_C^*}{2} - \max\left\{\frac{v_{gicd}^*}{2}, \frac{-v_{gicd}^*}{2}\right\} \quad (3.44)$$

Assim:

$$v_{xiab}^* = \mu_{xiab} v_{xiabmax}^* + (1 - \mu_{xiab}) v_{xiabmin}^* \quad (3.45)$$

$$v_{xicd}^* = \mu_{xicd} v_{xicdmax}^* + (1 - \mu_{xicd}) v_{xicdmin}^* \quad (3.46)$$

onde $0 \leq \mu_{xiab} \leq 1$ e $0 \leq \mu_{xicd} \leq 1$.

Para o inversor da Topologia Proposta 1 (chamado neste trabalho de Inversor 1), que é idêntico ao da Topologia Proposta 2, sabe-se que a ligação em série das pontes H permite o uso da técnica de multi-portadoras, denominada de *interleaved* [3]. Dessa forma, pode-se utilizar até quatro portadoras PWM, como ilustrado na Fig. 3.3 para os *conversores ab-1 e cd-1*.

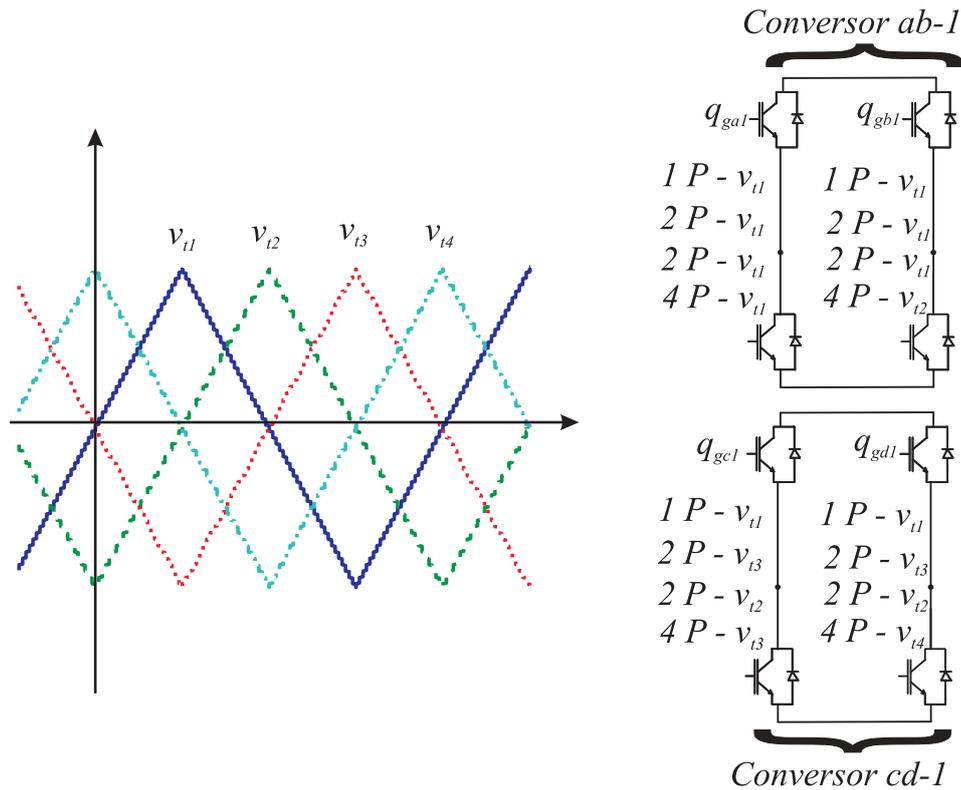


Figura 3.3: Utilização das portadoras para o Inversor 1.

Verifica-se que se pode utilizar uma portadora para todos os braços ($1P - v_{t1}$), duas portadoras defasadas de 180° , uma para o conversor ab ($2P - v_{t1}$) e outra para o conversor cd ($2P - v_{t3}$), duas portadoras defasadas de 90° , uma para o conversor ab ($2P - v_{t1}$) e outra para o conversor cd ($2P - v_{t2}$), e quatro portadoras, uma para o braço a ($4P - v_{t1}$), uma para o braço b ($4P - v_{t2}$), uma para o braço c ($4P - v_{t3}$) e uma para o braço d ($4P - v_{t4}$). Obviamente, as configurações das portadoras PWM podem ser utilizadas da mesma maneira para as outras pontes H que compoem o inversor. Logo, as tensões de polo de referência determinadas através da estratégia PWM são comparadas a essas portadoras, gerando os pulsos para as chaves. Dependendo da configuração das portadoras utilizada, o padrão de pulsos das tensões mudam, possibilitando a redução das distorções harmônicas. Esse aspecto será discutido em detalhe no capítulo 5.

3.1.2 Estratégia de Controle

Da mesma forma que foi feito no Capítulo 2, esta seção será dividida em duas sub-seções. Na primeira serão discutidos os sistemas de controle quando do uso da máquina de indução para os dois tipos de fonte primária. Já a segunda sub-seção tratará a respeito dos sistemas de controle quando o gerador é a ímã permanente.

3.1.3 Sistema de Controle - Máquina de Indução

3.1.3.1 Turbina Controlada

O diagrama completo da configuração *fonte primária controlada+máquina de indução* é apresentado na Fig. 3.4.

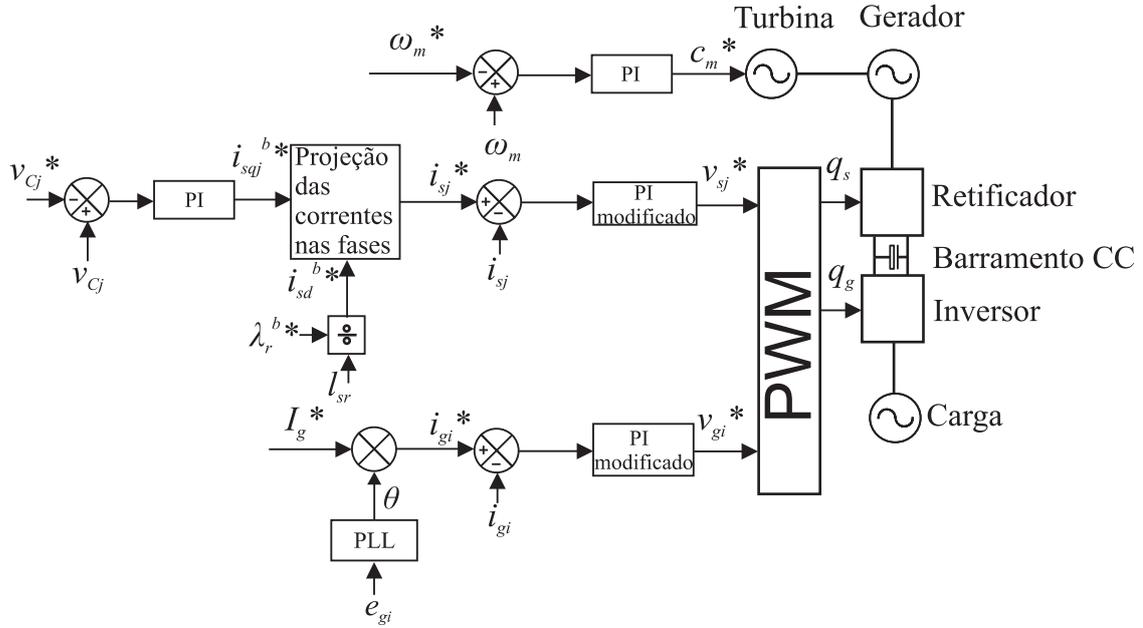


Figura 3.4: Diagrama de controle para a Topologia Proposta 1 com Máquina de Indução e Turbina Controlada.

A Fig. 3.4 é bastante semelhante à Fig. 2.2. Entretanto, verifica-se que, devido à existência de seis barramentos CC no sistema, v_{Cj} , onde $j=1, 2, \dots, 6$, há um controlador de tensão para cada um deles, totalizando, portanto, seis controladores de tensão. Na saída de cada um desses controladores deve estar o valor da corrente i_{sqj}^{b*} , que é a componente q das correntes de cada fase da máquina. Obviamente, em regime permanente, os valores dessas correntes devem ser iguais, de modo que a máquina trabalhe equilibrada. Já a componente i_{sd}^{b*} é determinada, como já discutido anteriormente, a partir do valor do fluxo rotórico e da indutância mútua equivalente entre estator e rotor.

O restante do sistema de controle funciona exatamente da mesma maneira que o controle da Fig. 2.3.

O controle de tensão dos barramentos CC e de corrente na máquina é ilustrado na Fig. 3.5.

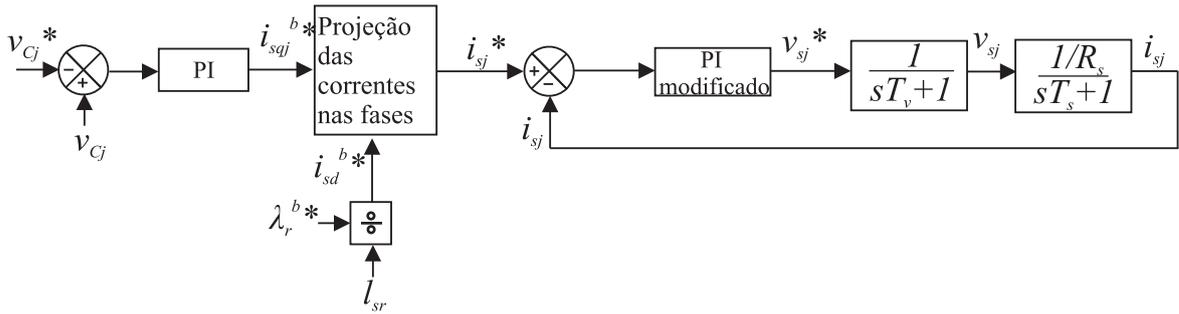


Figura 3.5: Diagrama de controle das tensões no barramentos CC e das correntes na máquina (Configuração *máquina de Indução+Turbina Controlada*).

Os controles de velocidade do rotor e das correntes na carga são exatamente iguais aos das Fig. 2.3a e Fig. 2.3c.

3.1.3.2 Turbina não-Controlada

O diagrama de controle completo para a configuração *fonte primária não-controlada + máquina de indução* é ilustrado na Fig. 3.6.

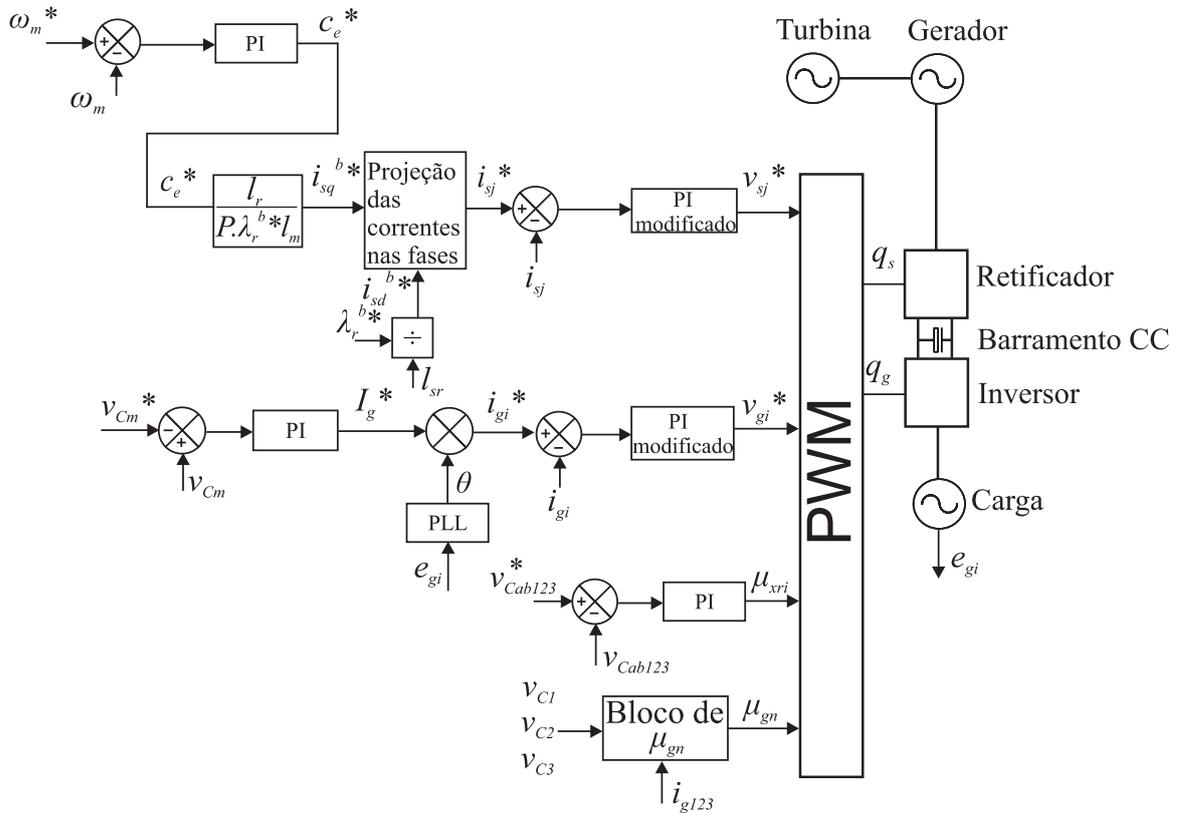


Figura 3.6: Diagrama de controle para a Topologia Proposta 1 com Máquina de Indução e Turbina não-Controlada.

Para obtenção da amplitude das correntes na carga, I_g^* , deve-se realizar o controle da média dos barramentos CC, v_{Cm} . Caso o inversor estiver ligado à rede, há a obtenção

do valor das fases de suas tensões, por meio do esquema de uma PLL, e a imposição destes valores de fases às correntes. Caso a carga seja do tipo RL , as fases das correntes são impostas, devendo-se respeitar o fato que elas devem estar defasadas de 120° .

Como foi visto quando discutida a estratégia PWM, de maneira a ter-se uma flexibilidade na distribuição da potência entre os conversores ligados em série, foram criadas tensões auxiliares v_{xri}^* em função dos fatores de distribuição μ_{xri} . O valor destes fatores devem ser, em regime permanente, $\mu_{xri} = 0,5$, garantindo assim uma repartição igual de potência entre os conversores. Os seus valores são fornecidos pelos controles individuais dos barramentos CC dos conversores ab . Assim, na saída do controlador da tensão v_{Cab1} obtém-se o valor de μ_{xr1} , na saída do controlador da tensão v_{Cab2} obtém-se o valor de μ_{xr2} e na saída do controlador da tensão v_{Cab3} obtém-se o valor de μ_{xr3} . Esses valores são fornecidos ao bloco PWM, que deverá gerar as tensões de polo de referência a serem comparadas com a onda triangular e determinar o estado das chaves.

Porém, como há seis barramentos CC no sistema, os controles até então discutidos não são suficientes para garantir que os valores de tensão de todos alcancem o valor de referência em regime permanente. Dessa forma, considerando que $v_{C1} = (v_{Cab1} + v_{Ccd1})/2$, $v_{C2} = (v_{Cab2} + v_{Ccd2})/2$ e $v_{C3} = (v_{Cab3} + v_{Ccd3})/2$, o “Bloco de μ_{gn} ” realiza o algoritmo a seguir:

1. Se $v_{C1} < (v_C^* - x)$ e $v_{C2} > (v_C^* + x)$ e $v_{C3} > (v_C^* + x)$, então se $i_{g1} < 0$, $\mu_{gn} = 1$, se não $\mu_{gn} = 0$.
2. Caso contrário, se $v_{C1} > (v_C^* + x)$ e $v_{C2} < (v_C^* - x)$ e $v_{C3} > (v_C^* + x)$, então se $i_{g2} < 0$, $\mu_{gn} = 1$, se não $\mu_{gn} = 0$.
3. Caso contrário, se $v_{C1} > (v_C^* + x)$ e $v_{C2} > (v_C^* + x)$ e $v_{C3} < (v_C^* - x)$, então se $i_{g3} < 0$, $\mu_{gn} = 1$, se não $\mu_{gn} = 0$.
4. Caso contrário, se $v_{C1} > (v_C^* + x)$ e $v_{C2} < (v_C^* - x)$ e $v_{C3} < (v_C^* - x)$, então se $i_{g1} > 0$, $\mu_{gn} = 1$, se não $\mu_{gn} = 0$.
5. Caso contrário, se $v_{C1} < (v_C^* - x)$ e $v_{C2} > (v_C^* + x)$ e $v_{C3} < (v_C^* - x)$, então se $i_{g2} > 0$, $\mu_{gn} = 1$, se não $\mu_{gn} = 0$.
6. Caso contrário, se $v_{C1} < (v_C^* - x)$ e $v_{C2} < (v_C^* - x)$ e $v_{C3} > (v_C^* + x)$, então se $i_{g3} > 0$, $\mu_{gn} = 1$, se não $\mu_{gn} = 0$.
7. Caso contrário, $\mu_{gn} = 0,5$.

onde x é a máxima diferença entre o valor instantâneo e o valor de referência de maneira que a condição seja válida. Nota-se que o algoritmo muda μ_{gn} (e consequentemente v_{gn}^*), fazendo as tensões de referência v_{ri}^* maiores ou menores dependendo das tensões nos barramentos CC e do sentido das correntes. Assim, o algoritmo garante que o inversor

com tensão em seu barramento menor que o valor de referência processe menos potência e que o inversor com tensão em seu barramento maior que o valor de referência processe mais potência, durante o estado transitório, fazendo com que os valores das tensões nos barramentos CC convirjam para a referência.

3.1.4 Sistema de Controle - Máquina a Ímã Permanente

3.1.4.1 Turbina Controlada

O diagrama de controle completo para a configuração *fonte primária não-controlada + máquina a ímã permanente* é ilustrado na Fig. 3.7.

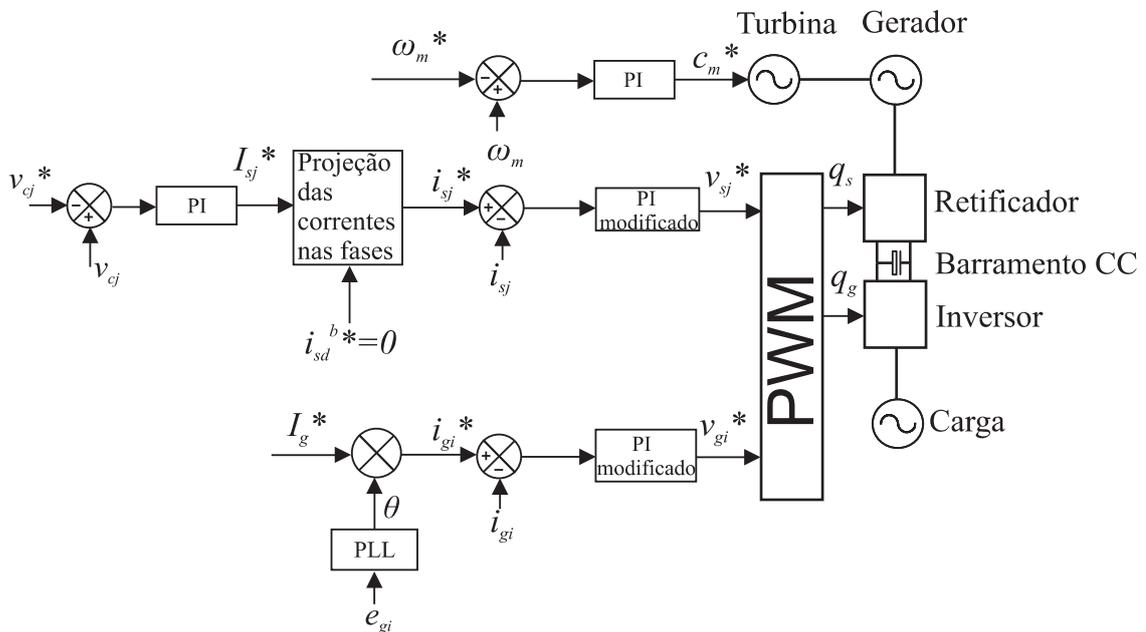


Figura 3.7: Diagrama de Controle para a Topologia Proposta 1 com Máquina a Ímã Permanente e Turbina não-Controlada.

O diagrama é bem semelhante ao da Fig. 3.4. As mudanças consistem no valor da corrente i_{sd}^{b*} que, para a máquina a ímã permanente, apresenta valor nulo, e as saídas dos controladores de tensão nos barramentos fornecem as amplitudes de referência I_{sj}^* das correntes nas fases.

O controle das tensões nos barramentos juntamente com o controle das correntes na carga é ilustrado pelo diagrama da Fig. 3.8.

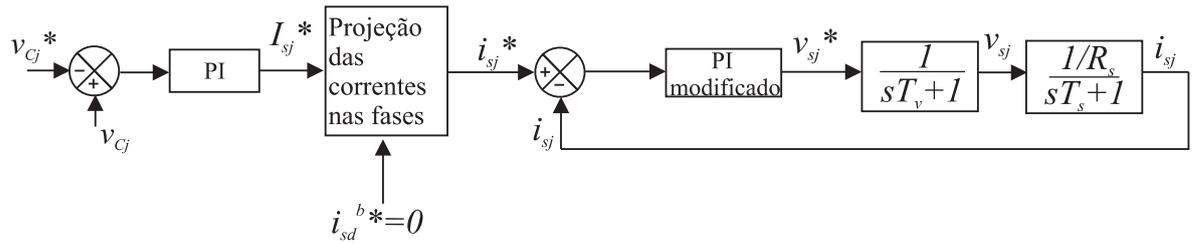


Figura 3.8: Diagrama de Controle das Tensões nos Barramentos CC e das Correntes na Máquina (Configuração *Máquina a Ímã Permanente + Turbina Controlada*).

Os sistemas de controle para a velocidade e para as correntes na carga são exatamente iguais aos da Fig. 2.3a e da Fig. 2.3c, respectivamente.

3.1.4.2 Turbina não-Controlada

O diagrama de controle completo para a configuração *fonte primária não-controlada + máquina a ímã permanente* é ilustrado na Fig. 3.9.

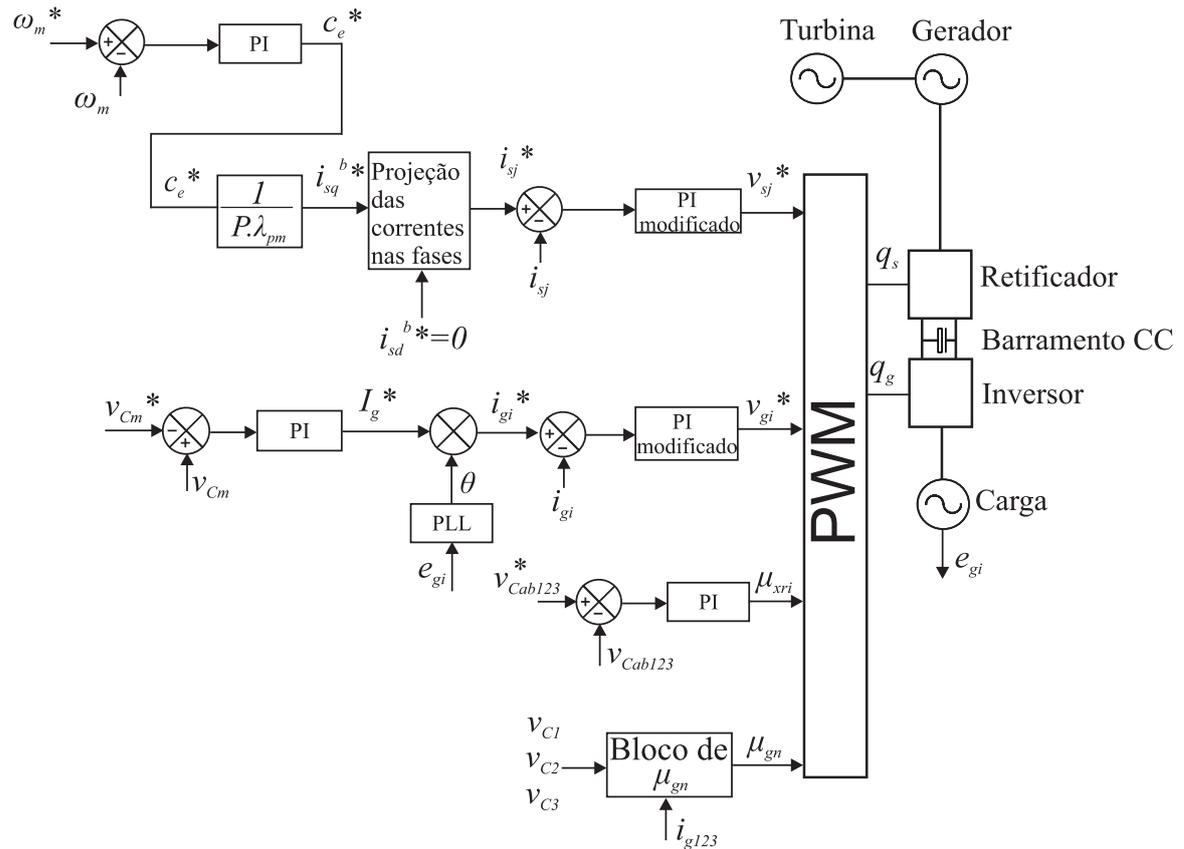


Figura 3.9: Diagrama de Controle para a Topologia Proposta 1 com Máquina a Ímã Permanente e Turbina não-Controlada.

Mais uma vez, note-se a semelhança entre a Fig. 3.9 e a Fig. 3.6. A única diferença é o valor de i_{sd}^{b*} . Dessa forma, o diagrama de controle das correntes na máquina é ilustrado na Fig. 3.10.

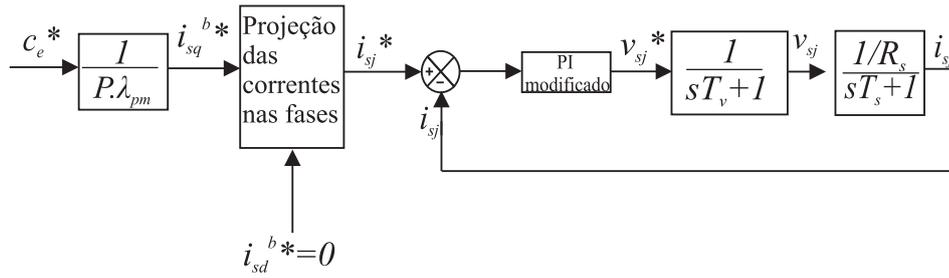


Figura 3.10: Controle das Correntes na Máquina. (Configuração *máquina a ímã permanente+turbina não-controlada*).

O controle de velocidade é exatamente igual ao da Fig. 2.5a e o controle de tensão dos barramentos CC e das correntes na carga são exatamente igual ao da Fig. 2.5c.

3.2 Topologia Proposta 2 - Retificador com Pontes Mistas

A Topologia Proposta 2 é ilustrada na Fig. 3.11. Nota-se que o retificador é composto por pontes mistas, ou seja, o braço controlado da ponte é formado por chaves IGBT, enquanto o braço não-controlado é formado por diodos. Como a ponte apresenta um braço controlado e outro não-controlado, ela é chamada de mista.

A motivação para estudá-la provem do fato que o custo quando do uso de diodos é bem menor quando comparado o seu valor ao de chaves IGBT.

Ainda, como será mostrado neste Capítulo, para que as tensões obtidas no estator do gerador elétrico possam ser retificadas através de pontes mistas, faz-se necessário que a potência reativa fornecida por ele seja nula. Porém, isto não é possível para máquinas de indução, já que estas dependem necessariamente deste tipo de potência para poder operar. Então, as pontes mistas adequa-se ao uso de máquinas a ímã permanente.

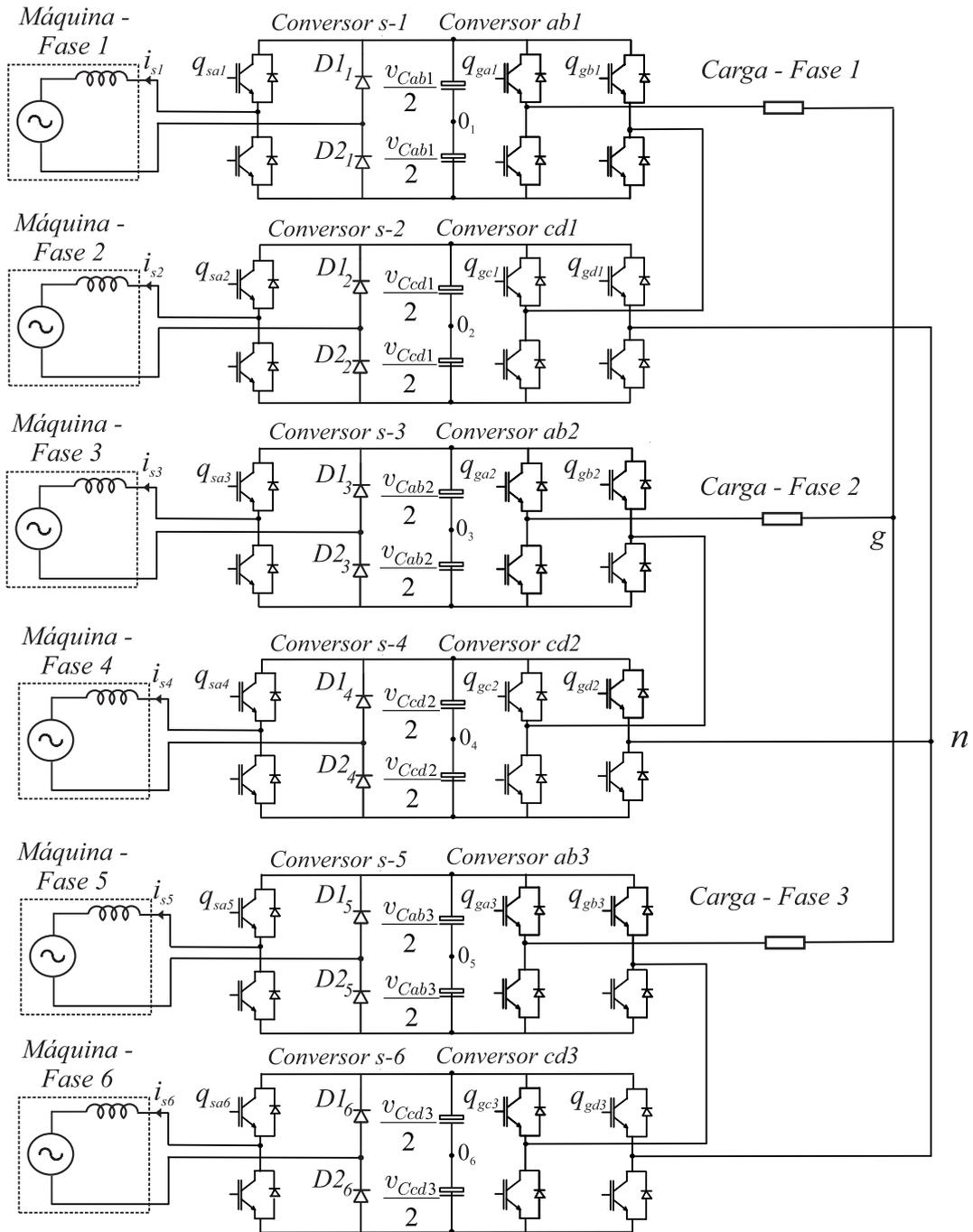


Figura 3.11: Diagrama esquemático da Topologia Proposta 2.

3.2.1 Estratégia PWM

3.2.1.1 PWM para o Retificador

Sabe-se que o estado do braço b (braço não-controlado) de cada conversor depende exclusivamente do sentido da corrente. Como a convenção utilizada para a máquina elétrica é a convenção motor (ou receptora), a corrente é considerada positiva quando ela sai do braço a e entra no braço b . Sendo o braço a controlado, o seu estado é dado por:

$$v_{sja0j} = (2q_{saj} - 1) \frac{v_C}{2} \quad (3.47)$$

Para o braço b , se $i_{sj} > 0$, o Diodo $D1_j$ está em condução e Diodo $D2_j$ está bloqueado:

$$v_{sjb0j} = \frac{v_C}{2} \quad (3.48)$$

Se $i_{sj} < 0$, o Diodo $D2_j$ está em condução e Diodo $D1_j$ está bloqueado:

$$v_{sjb0j} = -\frac{v_C}{2} \quad (3.49)$$

Para realização do *PWM*, a tensão de referência em cada ponte em função das tensões de polo de referência é dada por:

$$v_{sj}^* = v_{sja0j}^* - v_{sjb0j}^* \quad (3.50)$$

Porém, se $i_{sj}^* > 0$:

$$v_{sjb0j}^* = \frac{v_C}{2} \quad (3.51)$$

$$v_{sja0j}^* = v_{sj}^* + \frac{v_C}{2} \quad (3.52)$$

Já, se $i_{sj}^* < 0$:

$$v_{sjb0j}^* = -\frac{v_C}{2} \quad (3.53)$$

$$v_{sja0j}^* = v_{sj}^* - \frac{v_C}{2} \quad (3.54)$$

3.2.2 Estratégia de controle

O sistema de controle para esta topologia é semelhante ao mostrado para Topologia Proposta 1 na Fig. 3.9. Entretanto, o valor da componente d da corrente estatórica, i_{sd}^* , assumido nulo para a topologia anterior, deve apresentar outro valor para a Topologia Proposta 2. Sabe-se que quando $i_{sd}^* = 0$, as correntes estatóricas i_{sj}^* estão em fase com as tensões internas da máquina e_{sj} . Porém, quando do uso de pontes mistas como retificador, esta condição de fator de potência unitário leva a distorção das correntes quando da sua passagem por zero. Assim, para correção deste problema, as correntes i_{sj}^* devem estar em fase com as tensões do retificador v_{sj}^* [38]. De maneira geral, para que isto seja realizado, é empregado um sistema de *PLL* para detecção dos ângulos de fase das tensões v_{sj}^* , impondo-se estes valores também para as correntes.

Dessa forma, nota-se que a potência reativa fornecida pela máquina é nula, já que as tensões em seus terminais vão estar sempre em fase com as correntes. Sendo a potência complexa da máquina elétrica dada por

$$\mathbf{S} = \mathbf{v}_s \mathbf{i}_s^* \quad (3.55)$$

onde $\mathbf{v}_s = v_{sd} + jv_{sq}$ e $\mathbf{i}_s^* = i_{sd} - ji_{sq}$. Assim

$$\mathbf{S} = (v_{sd} + jv_{sq})(i_{sd} - ji_{sq}) \quad (3.56)$$

$$\mathbf{S} = v_{sd}i_{sd} - jv_{sd}i_{sq} + jv_{sq}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \quad (3.57)$$

Dessa forma

$$P_S = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \quad (3.58)$$

$$Q_S = -v_{sd}i_{sq} + v_{sq}i_{sd} \quad (3.59)$$

onde P_S e Q_S são as potências ativa e reativa fornecidas pela máquina, respectivamente.

Então, ao invés de fazer uso de um *PLL*, pode-se realizar o controle da potência reativa, fazendo $Q_S^* = 0$, apresentando na saída do controlador o valor de i_{sd}^* de maneira que esta condição seja satisfeita. O valor de Q_S é calculado a cada passo de simulação, por meio da Eq. (3.59), e comparado com Q_S^* . A Fig. 3.12 ilustra o diagrama completo de controle para a Topologia Proposta 2.

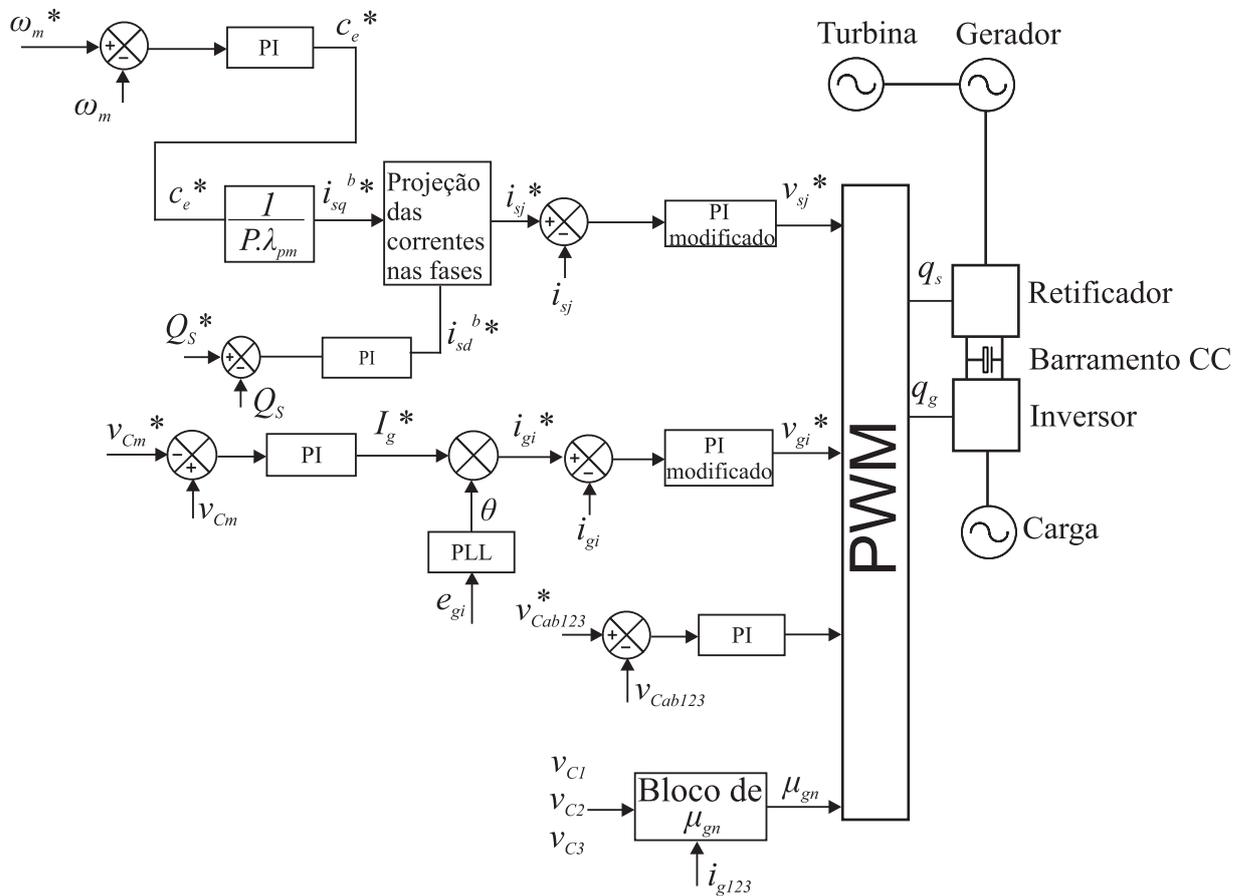


Figura 3.12: Diagrama de controle para a Topologia Proposta 2 com máquina a Ímã Permanente e Turbina não-Controlada.

O diagrama de controle das correntes na máquina é ilustrado na Fig. 3.13.

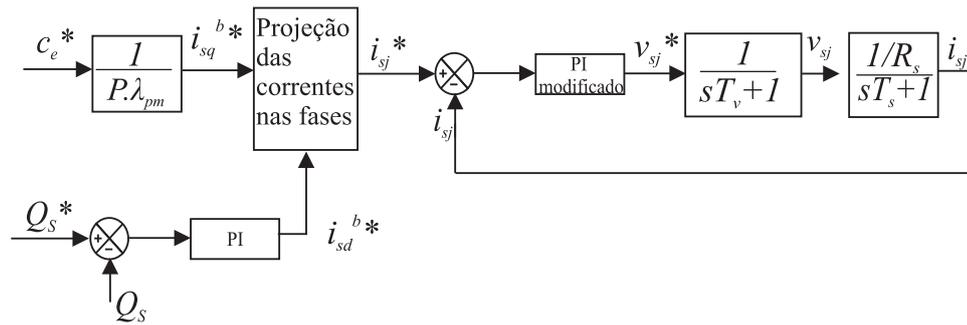


Figura 3.13: Controle da potência reativa e das correntes na máquina. (Topologia Proposta 2 - Configuração Máquina a Ímã Permanente + Turbina não-Controlada).

3.3 Conclusão

Este capítulo descreveu o funcionamento dos conversores CA-CC-CA propostos com 24 braços e 6 barramentos CC, destacando as estratégias PWM e de controle. Nota-se que, quando da utilização de pontes mistas no retificador (Topologia Proposta 2), para evitar a distorção das correntes na passagem por zero, deve-se fazer com que a potência reativa fornecida pela máquina seja nula. Por este motivo, o uso de pontes mistas é restrito à máquina a ímã permanente, já que a máquina de indução necessita de potência reativa para seu funcionamento.

Capítulo 4

Conversores CA-CC-CA com 18 Braços e 4 Barramentos

4.1 Topologia Proposta 3 - Retificador com Pontes Completas

A Topologia Proposta 3 é ilustrada na Fig. 4.1. O retificador é formado por um conversor trifásico convencional e três conversores monofásicos pontes completas. Ao primeiro, são ligadas as fases ímpares da máquina geradora. Nota-se que essas fases estão ligadas em estrela (Y). Já às pontes H, são ligadas as fases pares da máquina separadamente, ou seja, sem ligação entre elas.

O inversor, por sua vez, apresenta um conversor trifásico convencional e, a cada braço deste, é ligado em série uma ponte H completa, alimentando assim, uma carga trifásica ligada em Y .

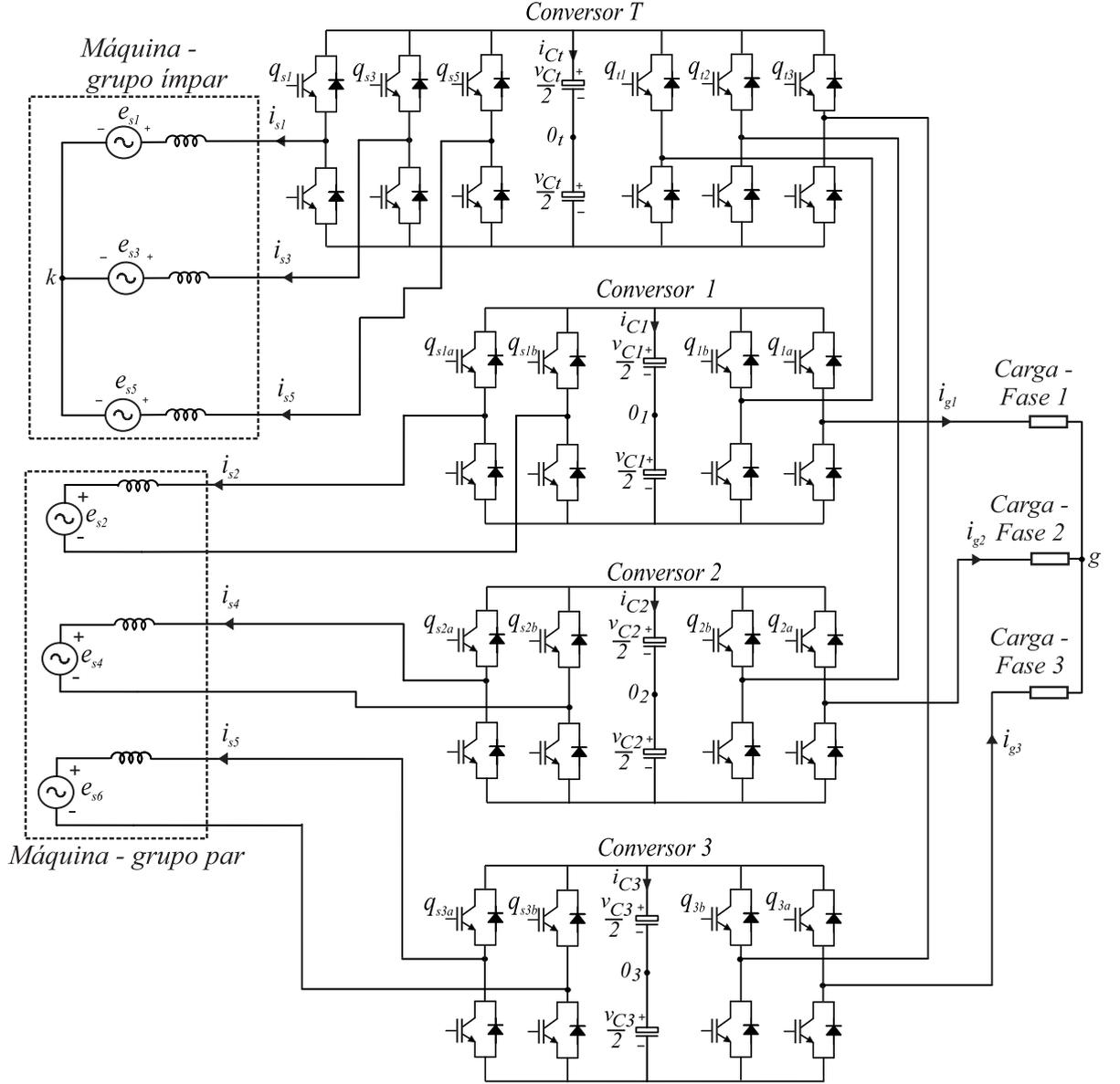


Figura 4.1: Diagrama esquemático da Topologia Proposta 3.

Considerando que as fases ímpares da máquina estão ligadas em Y a um ponto denominado k e que o ponto central do barramento CC do conversor trifásico é chamado de θ_t , a tensão entre esses dois pontos é chamada de $v_{k\theta_t}$ e é dita tensão homopolar. Dessa forma, a tensão sobre as fases ímpares da máquina podem ser expressas por

$$v_{sh} = v_{sh0_t} - v_{k\theta_t} \quad (4.1)$$

onde $h = 1, 3, 5$ e v_{sh0_t} são tensões de polo do retificador trifásico.

Já as fases pares da máquina elétrica como estão ligadas às pontes H separadamente, têm suas tensões dadas por

$$v_{sw} = v_{spa0_p} - v_{spb0_p} \quad (4.2)$$

onde $w = 2, 4, 6$, $p = 1, 2, 3$, v_{spa0_p} é a tensão de polo entre o ponto central do braço a e o centro do barramento CC do conversor p e v_{spb0_p} é a tensão de polo entre o ponto

central do braço b e o centro do barramento CC do conversor p .

De maneira a facilitar a análise do inversor, sua representação pode ser simplificada, fazendo com que cada braço seja representado por uma fonte de tensão, como ilustrado na Fig. 4.2.

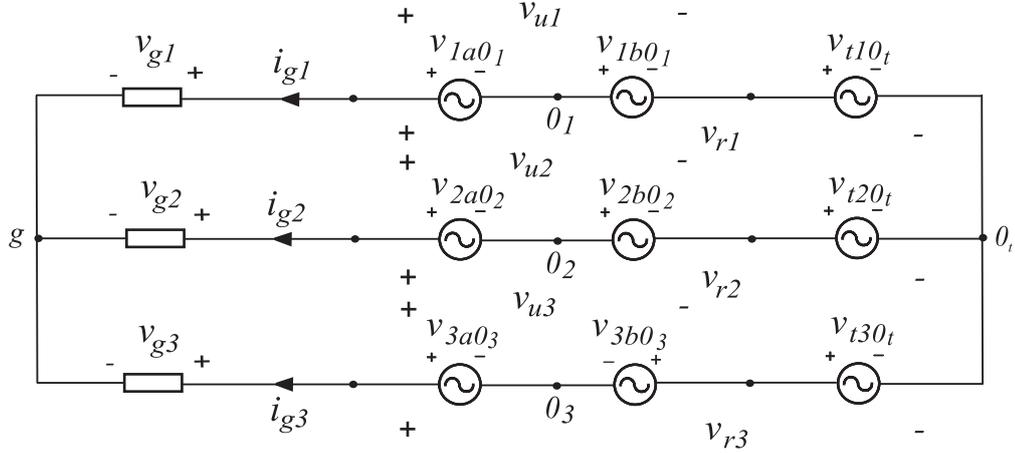


Figura 4.2: Representação da Topologia Proposta 3 pelo modelo de fontes de tensão.

As tensões de polo do inversor trifásico são chamadas v_{tp0_t} e as tensões de polo das pontes H do inversor são dadas por v_{pa0_p} e v_{pb0_p} , representando as tensões entre o ponto central dos a e b ao centro do barramento CC do conversor p .

Dessa forma, como cada braço do inversor trifásico está ligado em série com uma ponte H de maneira a alimentar uma fase da carga trifásica, tem-se que as tensões na carga são dadas por

$$v_{gi} = v_{pa0_p} - v_{pb0_p} + v_{tp0_t} + v_{gt} \quad (4.3)$$

onde $i = 1, 2, 3$ e v_{gt} é a tensão homopolar entre o ponto g da ligação Y da carga trifásica e a o ponto central do barramento CC do conversor trifásico 0_t .

4.1.1 Estratégia PWM

4.1.1.1 PWM para o Retificador

As tensões de polo em função dos estados das chaves para o retificador são dadas por

$$v_{sh0_t} = (2q_{sh} - 1) \frac{v_{Ct}}{2} \quad (4.4)$$

$$v_{spa0_p} = (2q_{spa} - 1) \frac{v_{Cp}}{2} \quad (4.5)$$

$$v_{spb0_p} = (2q_{spb} - 1) \frac{v_{Cp}}{2} \quad (4.6)$$

A tensão homopolar v_{k0_t} é dada por

$$v_{k0_t} = \frac{v_{s10_t} + v_{s30_t} + v_{s50_t}}{3} \quad (4.7)$$

Os controladores de corrente fornecem para a estratégia PWM as tensões de referência nos terminais da máquina. A partir delas, as tensões de polo de referência do conversor trifásico são dadas por

$$v_{sh0_t}^* = v_{sh}^* + v_{k0_t}^* \quad (4.8)$$

De maneira que as tensões de polo de referência respeitem os limites do barramento CC tem-se

$$v_{k0_tmin}^* < v_{k0_t}^* < v_{k0_tmax}^* \quad (4.9)$$

$$v_{k0_tmin}^* = -\frac{v_{Ct}^*}{2} - \min\{v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*\} \quad (4.10)$$

$$v_{k0_tmax}^* = \frac{v_{Ct}^*}{2} - \max\{v_{s1}^*, v_{s3}^*, v_{s5}^*\} \quad (4.11)$$

Assim, a tensão homopolar de referência é dada por

$$v_{k0_t}^* = \mu_{sk} v_{k0_tmax}^* + (1 - \mu_{sk}) v_{k0_tmin}^* \quad (4.12)$$

onde $0 \leq \mu_{sk} \leq 1$.

Já para as tensões do grupo par

$$v_{sw}^* = v_{spa0_p}^* - v_{spb0_p}^* \quad (4.13)$$

Então as tensões de polo de referência podem ser dadas por

$$v_{spa0_p}^* = v_{sw}^* + v_{xw}^* \quad (4.14)$$

$$v_{spb0_p}^* = v_{xw}^* \quad (4.15)$$

De maneira a respeitar os limites dos barramentos CC tem-se

$$v_{xwmin}^* < v_{xw}^* < v_{xwmax}^* \quad (4.16)$$

$$v_{xwmin}^* = -\frac{v_{Cp}^*}{2} - \min\{v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*\} \quad (4.17)$$

$$v_{xwmax}^* = \frac{v_{Cp}^*}{2} - \max\{v_{s2}^*, v_{s4}^*, v_{s6}^*\} \quad (4.18)$$

Assim, a tensão auxiliar de referência é dada por

$$v_{xw}^* = \mu_{sw} v_{xwmax}^* + (1 - \mu_{sw}) v_{xwmin}^* \quad (4.19)$$

onde $0 \leq \mu_{sw} \leq 1$.

4.1.1.2 PWM para o Inversor

As tensões de polo em função dos estados das chaves para o inversor são dadas por

$$v_{tp0_t} = (2q_{tp} - 1) \frac{v_{Ct}}{2} \quad (4.20)$$

$$v_{pa0_p} = (2q_{pa} - 1) \frac{v_{Cp}}{2} \quad (4.21)$$

$$v_{pb0_p} = (2q_{pb} - 1) \frac{v_{Cp}}{2} \quad (4.22)$$

Sendo as tensões v_{ri}^* , a partir da Fig. 4.2, dadas por

$$v_{ri}^* = v_{pa0_p}^* - v_{pb0_p}^* + v_{tp0_t}^* \quad (4.23)$$

Tem-se que as tensões de referência da carga são

$$v_{gi}^* = v_{ri}^* - v_{gt}^* \quad (4.24)$$

Assim

$$v_{r1}^* = v_{g1}^* + v_{gt}^* \quad (4.25)$$

$$v_{r2}^* = v_{g2}^* + v_{gt}^* \quad (4.26)$$

$$v_{r3}^* = v_{g3}^* + v_{gt}^* \quad (4.27)$$

A tensão v_{gt}^* deve ser escolhida de modo que

$$v_{gtmin}^* < v_{gt}^* < v_{gtmax}^* \quad (4.28)$$

$$v_{gtmin}^* = -v_{Cg}^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.29)$$

$$v_{gtmax}^* = v_{Cg}^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\} \quad (4.30)$$

onde $v_{Cg}^* = v_C^* + v_{Ct}^*/2$ e $v_{C1}^* = v_{C2}^* = v_{C3}^* = v_C^*$.

Assim

$$v_{gt}^* = \mu_{gt} v_{gtmax}^* + (1 - \mu_{gt}) v_{gtmin}^* \quad (4.31)$$

De posse dos valores de v_{ri}^* , obtidos pelas Eqs. (4.25)-(4.27), tem-se que

$$v_{ri}^* = v_{ui}^* + v_{tp0_t}^* \quad (4.32)$$

onde v_{ui}^* são as tensões de referência nas pontes H.

Tensões auxiliares podem ser introduzidas de modo que

$$v_{ui}^* = \frac{v_{ri}^*}{2} + v_{xri}^* \quad (4.33)$$

$$-v_{tp0_t}^* = -\frac{v_{ri}^*}{2} + v_{xri}^* \quad (4.34)$$

De maneira a respeitar os limites dos barramentos CC

$$v_{xrimin}^* < v_{xri}^* < v_{xrimax}^* \quad (4.35)$$

$$v_{xrimin}^* = \max\left\{-v_C^* - \frac{v_{ri}^*}{2}, -\frac{v_{Ct}^*}{2} + \frac{v_{ri}^*}{2}\right\} \quad (4.36)$$

$$v_{xrimax}^* = \min\left\{v_C^* - \frac{v_{ri}^*}{2}, \frac{v_{Ct}^*}{2} + \frac{v_{ri}^*}{2}\right\} \quad (4.37)$$

As tensões auxiliares são então dadas por

$$v_{xri}^* = \mu_{xri} v_{xrimax}^* + (1 - \mu_{xri}) v_{xrimin}^* \quad (4.38)$$

Por fim, sendo as tensões v_{ui}^* dadas por

$$v_{ui}^* = v_{pa0_p}^* - v_{pb0_p}^* \quad (4.39)$$

Pode-se introduzir tensões auxiliares tais que

$$v_{xui}^* = \frac{1}{2}(v_{pa0_p}^* + v_{pb0_p}^*) \quad (4.40)$$

Dessa maneira, as tensões de polo de referência são

$$v_{pa0_p}^* = \frac{v_{ui}^*}{2} + v_{xui}^* \quad (4.41)$$

$$v_{pb0_p}^* = -\frac{v_{ui}^*}{2} + v_{xui}^* \quad (4.42)$$

De maneira a respeitar os limites dos barramentos CC

$$v_{xui\min}^* < v_{xui}^* < v_{xui\max}^* \quad (4.43)$$

$$v_{xui\min}^* = -\frac{v_C^*}{2} - \min\left\{\frac{v_{ui}^*}{2}, -\frac{v_{ui}^*}{2}\right\} \quad (4.44)$$

$$v_{xui\max}^* = \frac{v_C^*}{2} - \max\left\{\frac{v_{ui}^*}{2}, -\frac{v_{ui}^*}{2}\right\} \quad (4.45)$$

As tensões auxiliares são por fim

$$v_{xui}^* = \mu_{xui} v_{xui\max}^* + (1 - \mu_{xui}) v_{xui\min}^* \quad (4.46)$$

4.1.2 Estratégia de Controle

O sistema vai operar em duas situações distintas e o sistema de controle vai mudar de acordo com cada uma delas. As situações distintas dependem dos valores das tensões em cada um dos quatro barramentos CC.

Considerando que se deseja obter em cada fase da carga uma tensão com amplitude V , como cada ponte H está ligada em série com um braço do inversor trifásico, então metade da tensão deve ser gerada na ponte H e a outra metade no inversor trifásico. Baseando-se neste fato, a tensão no barramento de cada ponte H deve ser $0,5V$ e a tensão no barramento trifásico deve ser $0,5\sqrt{3}V$. Estes valores de tensão nos barramentos CC são os valores mínimos necessários para gerar tensões de amplitude V na carga trifásica caso a tensão homopolar $v_{gt}^* = 0$, recaindo no caso monofásico.

Porém, sabe-se que, devido à presença da tensão homopolar, ou seja, $v_{gt}^* \neq 0$, é possível obter mais níveis nas tensões geradas e ainda reduzir as tensões necessárias nos barramentos CC para que as tensões geradas apresentem a amplitude desejada. Assim, foi feito um estudo para as duas situações: 1) *Maiores tensões nos barramentos CC*, com seus valores discutidos no segundo parágrafo desta sub-seção e 2) *Menores tensões nos barramentos CC*, com a determinação dos seus valores ainda nesta sub-seção, por meio das Equações (4.47)-(4.50). Cada situação requisita um sistema de controle diferente.

Para que o controle das tensões nos barramentos possa ser realizado, é necessário que a potência de entrada em cada conversor seja igual à sua potência de saída. Como a potência de entrada do conversor trifásico provém de três fases da máquina elétrica, como mostra a Fig. 4.1, e como a potência de entrada de cada conversor monofásico provém de uma fase da máquina elétrica, nota-se que a potência de entrada do conversor trifásico é

o triplo da potência de entrada de cada conversor monofásico. Assim, para realização do controle dos barramentos CC, a potência de saída do conversor trifásico deve ser o triplo da potência de saída de cada conversor monofásico.

Para a situação 1 (Maiores tensões nos barramentos CC), de maneira que essa distribuição de potência seja respeitada na saída (lado da carga), há uma combinação entre μ_{gt} e μ_{xri} que a realiza. Fazendo estudos do inversor em malha aberta, chega-se a conclusão que essa combinação é $\mu_{gt} = 1,0$ e $\mu_{xri} = 0,68$ ou a combinação simétrica $\mu_{gt} = 0,0$ e $\mu_{xri} = 0,32$. Para qualquer outra combinação, as potências de saída dos conversores não são iguais às suas potências de entrada, não sendo possível, portanto, realizar o controle das tensões dos barramentos CC. Assim, diferentemente das outras configurações, nesta topologia para equilibrar o fluxo de potência processado por cada conversor, o valor de μ_{xri} deve ser diferente de 0,5, em virtude da assimetria dessa configuração, como por exemplo, diferentes valores de tensão dos barramentos CC entre os conversores trifásico e os monofásicos.

O sistema de controle visa a obtenção dos valores esperados (valores de referência) para a garantia da transferência de potência da geração à carga elétrica da maneira desejada. Para esta situação, o diagrama de controle completo para o sistema é mostrado na Fig.4.3.

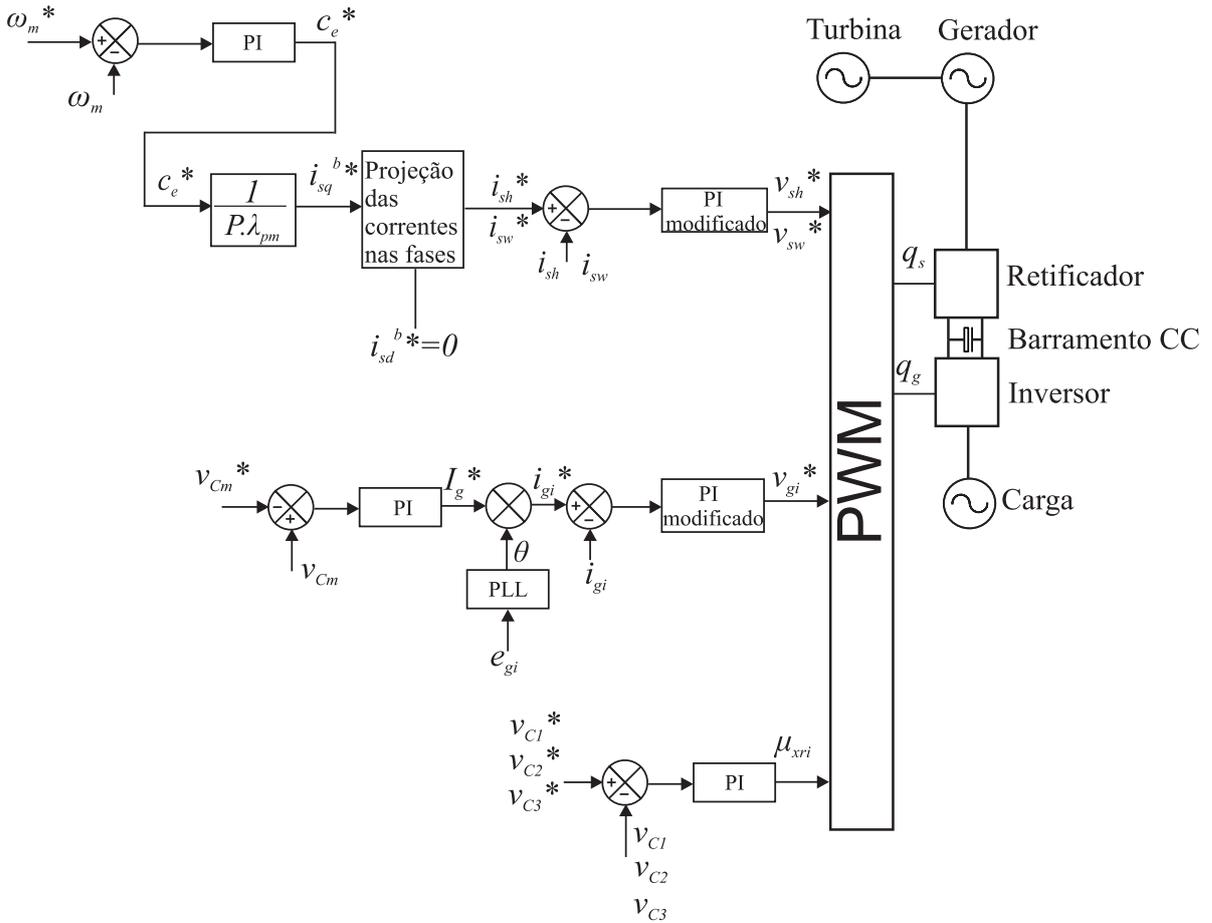


Figura 4.3: Diagrama de controle para a Topologia Proposta 3 - Situação 1.

O controle do gerador é análogo ao apresentado e discutido no sistema de controle apresentado na Figura 2.8. A única diferença é que neste diagrama as correntes do conjunto de bobinas ímpares da máquina são representadas por i_{sh} , enquanto que as correntes do grupo de bobinas pares são representadas por i_{sw} . Como a turbina é não-controlada, o controle das tensões dos barramentos CC deve ser realizado determinando a corrente na carga. Dessa forma, o controle da média das tensões dos barramentos CC, ou seja, da tensão $v_{Cm} = (v_{Ct} + v_{C1} + v_{C2} + v_{C3})/4$, apresenta, na saída do controlador, o valor da amplitude das correntes da carga. Caso o inversor esteja ligado à rede, há a obtenção do valor das fases de suas tensões, por meio do esquema de uma PLL, e a imposição destes valores de fases às correntes. Caso a carga seja do tipo RL , as fases das correntes são impostas, devendo-se respeitar o fato de elas devem estar defasadas de 120° .

Por fim, o controle das tensões v_{C1} , v_{C2} e v_{C3} leva a determinação, na saída dos controladores, dos fatores de distribuição μ_{xri} , chamados de fatores de distribuição externos, responsáveis pela divisão de potência entre as pontes H e o inversor trifásico. Ou seja, cada um destes fatores reparte a potência entre um braço do inversor trifásico e a ponte a ele ligado em série. Então, tomando como base a Eq. (4.32), dependendo dos valores

de μ_{xri} , a potência pode estar ora maior no inversor trifásico (maior v_{tp0t}^*) e ora maior na ponte H (maior v_{ui}^*), mas sempre mantendo o valor de v_{ri}^* constante.

A repartição de potência deve ser igual entre o braço do inversor trifásico e a ponte H a ele conectado e, além disso, deve-se assegurar que a potência processada no retificador trifásico seja o triplo da potência processada em cada ponte H do retificador, garantindo assim que a máquina trabalhe de forma equilibrada e que o controle das tensões dos barramentos CC poderá ser realizado com eficiência.

O diagrama de controle da média das tensões dos barramentos CC e das correntes da carga é mostrado com mais detalhes na Fig.4.4.,

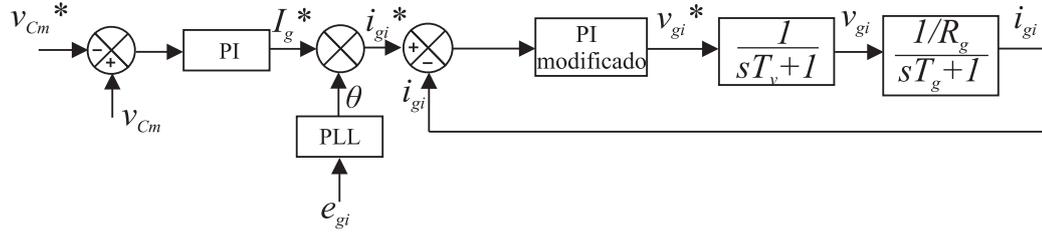


Figura 4.4: Diagrama de controle da média das tensões nos barramentos e das correntes da carga.

Porém, é possível mostrar que as tensões adotadas para os barramentos CC podem ser ainda menores. Como será discutido no Capítulo 5, para menores valores de tensão dos barramentos CC, obtém-se uma redução na WTHD das tensões geradas pelos conversores, além de menores perdas por chaveamento, já que os dispositivos semicondutores sofrem um menor estresse.

A situação 2 (Tensões menores nos barramentos CC) surge da seguinte análise: considerando que deseja-se gerar uma tensão de amplitude V em cada fase da carga, o conversor deve ser capaz de gerar uma tensão de linha de $\sqrt{3}V$. Dessa forma, considerando a malha 1 da Fig. 4.5 tem-se

$$v_C + \frac{v_{Ct}}{2} + \frac{v_{Ct}}{2} + v_C = \sqrt{3}V \quad (4.47)$$

Considerando que $v_{Ct} = \sqrt{3}v_C$

$$2v_C + \sqrt{3}v_C = \sqrt{3}V \quad (4.48)$$

Assim, os valores das tensões nos barramentos CC para a situação 2 devem ser

$$v_C = \frac{\sqrt{3}V}{2 + \sqrt{3}} = 0,4641V \quad (4.49)$$

$$v_{Ct} = \sqrt{3}v_C = 0,8038V \quad (4.50)$$

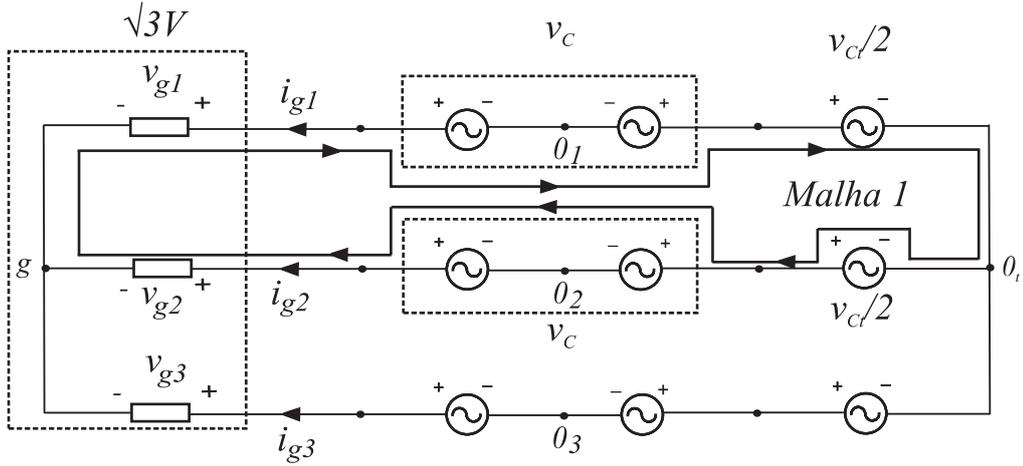


Figura 4.5: Malha 1 do Inversor 3.

Entretanto, para estes valores das tensão nos barramentos CC, não há combinação possível de μ_{gt} e μ_{xri} de maneira a fazer com que a potência de saída do conversor trifásico seja o triplo da potência de saída de cada conversor monofásico, já que o sistema não apresenta mais a “folga” presente na situação 1, já que esta contava com tensões nos barramentos CC de maiores valores que àqueles necessários. A solução para este problema é fazer o valor de μ_{xri} ora 1,0 ora 0,0, e o sistema de controle determinará o instante em que o valor de μ_{xri} será 1,0 ou 0,0 por meio de um ângulo Δ_i . A Fig. 4.6 ilustra como se dá a variação de μ_{xr1} para a fase 1 da carga. Para as outras fases, a variação de μ_{xr2} e μ_{xr3} acontece da mesma maneira, porém defasada de 120° e 240° , respectivamente.

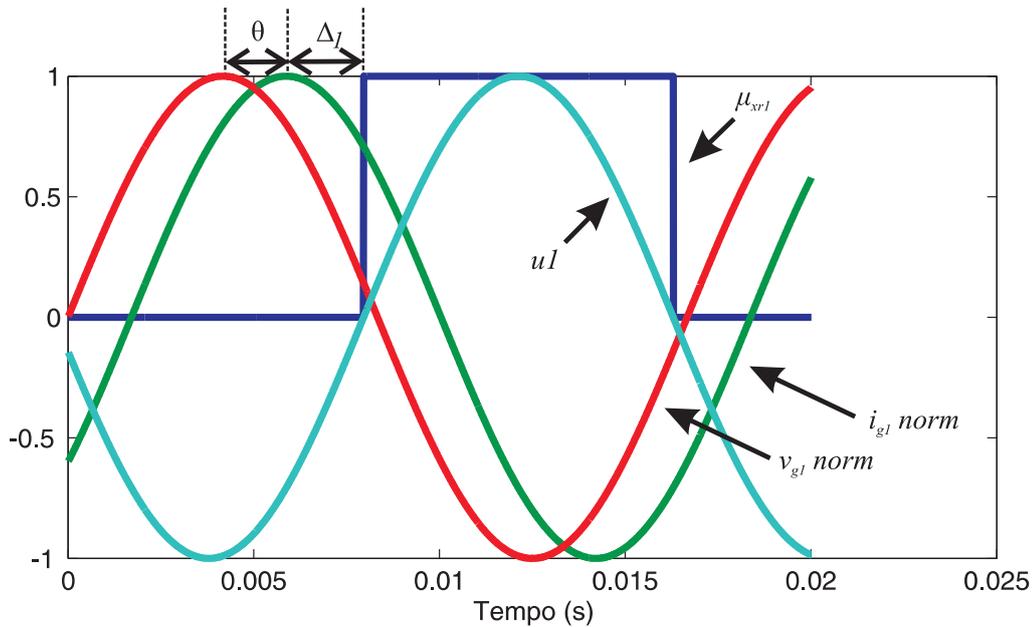


Figura 4.6: Variação de μ_{xr1} .

Os sinais $v_{g1} \text{ norm}$ e $i_{g1} \text{ norm}$ são a tensão e a corrente normalizadas, respectivamente, para a fase 1 da carga. O ângulo θ é a defasagem entre a tensão e a corrente e

Δ_1 é o ângulo de defasagem entre a corrente e a curva de μ_{xr1} , conforme ilustrado na Fig. 4.6. O sinal $u1$ é um sinal senoidal de amplitude unitária criado para facilitar a determinação do instante da variação do valor de μ_{xr1} . Nota-se que ele está em fase com μ_{xr1} , de maneira que

- Se $u1 > 0$, $\mu_{xr1} = 1$;
- Se $u1 < 0$, $\mu_{xr1} = 0$.

Dessa forma, o sistema de controle fornece os valores dos ângulos ($\Delta_i = \Delta_{123}$) de maneira a tornar a potência de saída do conversor trifásico o triplo da potência de saída de cada ponte H, já que, durante meio ciclo a maior parte da potência é processada pelo inversor trifásico e durante meio ciclo essa mesma quantidade de potência é processada pelos inversores monofásicos pontes H. Assim, durante um período, a mesma quantidade de potência é processada pelo inversor trifásico e pelas pontes H, situação essa que não pode ser obtida fazendo os valores de μ_{xri} fixos. A Fig. 4.7 ilustra o diagrama de controle completo para essa situação. Vale salientar que os valores dos três ângulos devem ser iguais quando atingido o regime permanente.

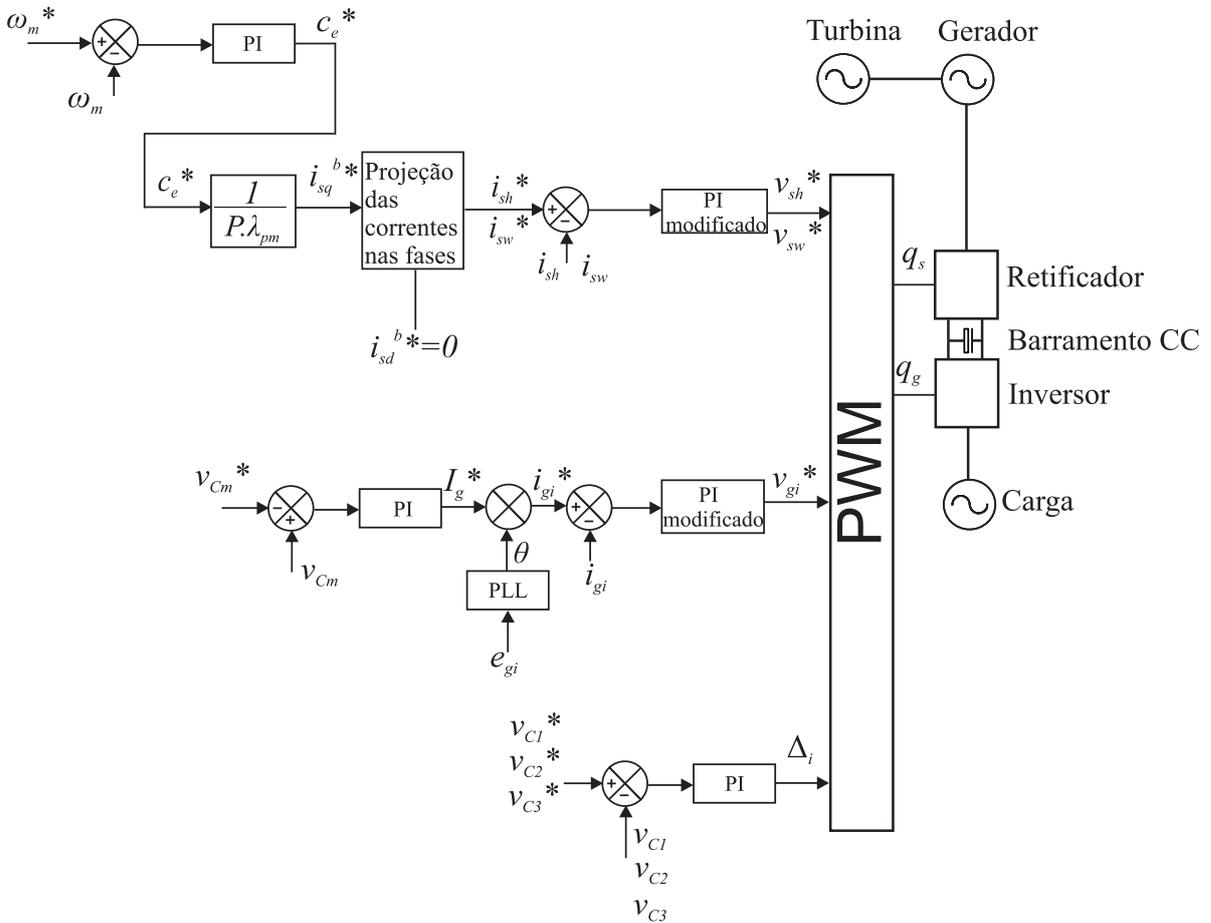


Figura 4.7: Diagrama de controle para a Topologia Proposta 3 - Situação 2.

O diagrama de controle da Fig. 4.7 é bem parecido com o da Fig. 4.3 para a situação com valores maiores nos barramentos CC. A diferença é que o controle das tensões dos barramentos monofásicos, v_{C123} , fornece em sua saída os ângulos Δ_{123} . Dessa maneira, assegura-se o balanço de potência entre a entrada e a saída dos conversores.

4.2 Topologia Proposta 4 - Retificador com Pontes Mistas

A Topologia Proposta 4, ilustrada na Fig.4.8, é bastante semelhante à Topologia Proposta 3, porém, neste caso, os retificadores monofásicos são formados por conversores ponte-completa mistos, isto é, um braço do conversor é controlado (IGBT) e o outro braço é não-controlado (Diodo), conforme mostrado na Fig. 4.8.

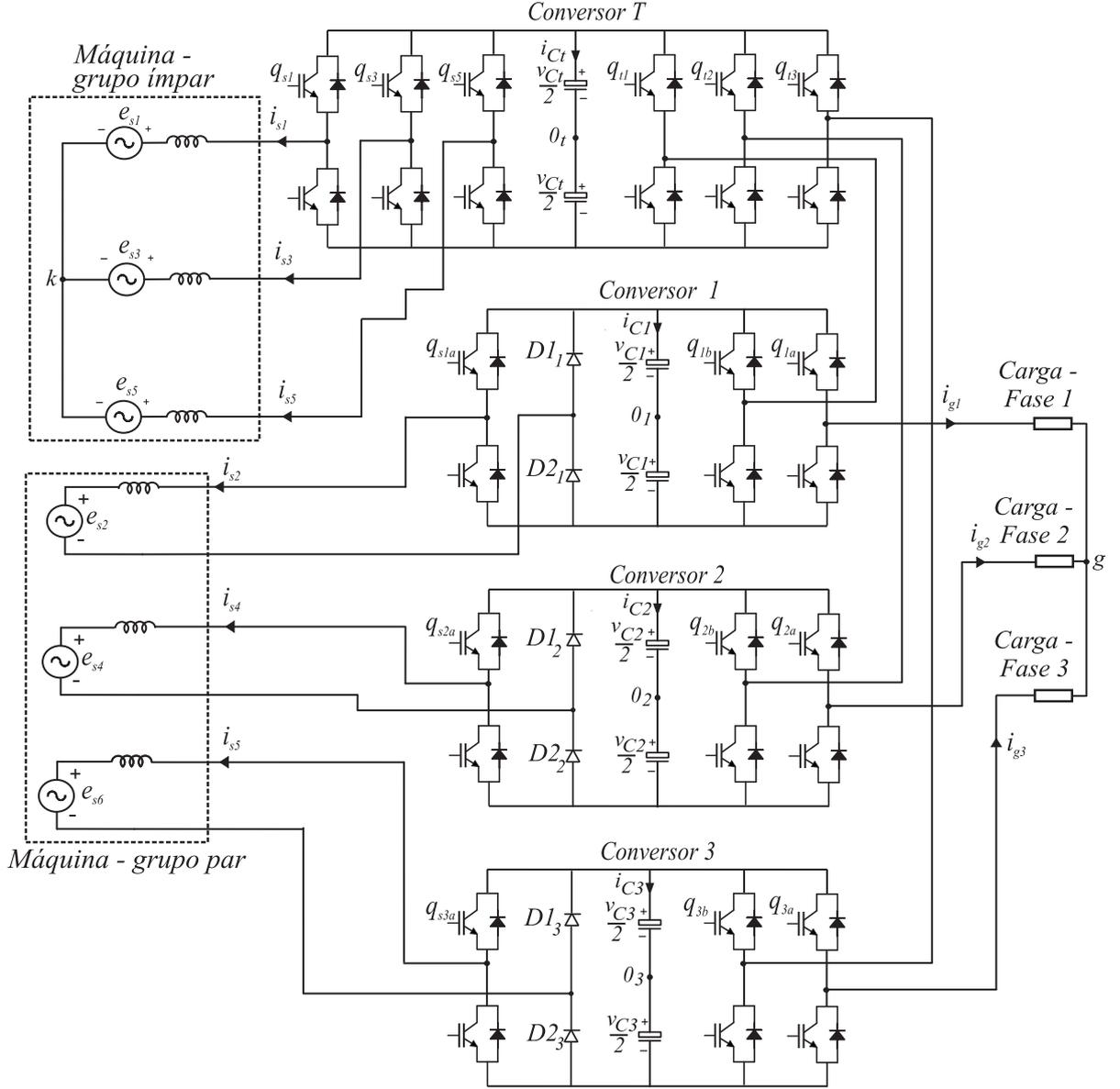


Figura 4.8: Diagrama esquemático da Topologia Proposta 4.

4.2.1 Estratégia PWM

4.2.1.1 PWM para o retificador

As tensões de polo para o retificador trifásico em função dos estados dos braços são

$$v_{sh0_t} = (2q_{sh} - 1) \frac{v_{Ct}}{2} \quad (4.51)$$

Já para as pontes, se $i_{sw} > 0$, o Diodo $D1$ está em condução e Diodo $D2$ está bloqueado, logo:

$$v_{spb0_p} = \frac{v_{Cp}}{2} \quad (4.52)$$

$$v_{spa0_p} = v_{sw} + \frac{v_{Cp}}{2} \quad (4.53)$$

Se $i_{sw} < 0$, o Diodo $D1$ está bloqueado e Diodo $D2$ em condução, assim:

$$v_{spb0_p} = -\frac{v_{Cp}}{2} \quad (4.54)$$

$$v_{spa0_p} = v_{sw} - \frac{v_{Cp}}{2} \quad (4.55)$$

A estratégia PWM para o retificador trifásico permanece idêntico ao da topologia proposta 3. Porém, devido ao uso de diodos no lugar de chaves controladas, a estratégia PWM das pontes do retificador será determinado pelo sentido das correntes estatóricas. Dessa forma:

Se $i_{sw}^* > 0$

$$v_{spb0_p}^* = \frac{v_{Cp}^*}{2} \quad (4.56)$$

$$v_{spa0_p}^* = v_{sw}^* + \frac{v_{Cp}^*}{2} \quad (4.57)$$

Se $i_{sw}^* < 0$

$$v_{spb0_p}^* = -\frac{v_{Cp}^*}{2} \quad (4.58)$$

$$v_{spa0_p}^* = v_{sw}^* - \frac{v_{Cp}^*}{2} \quad (4.59)$$

4.2.2 Estratégia de Controle

O diagrama de controle para esta topologia está ilustrado na Fig. 4.9.

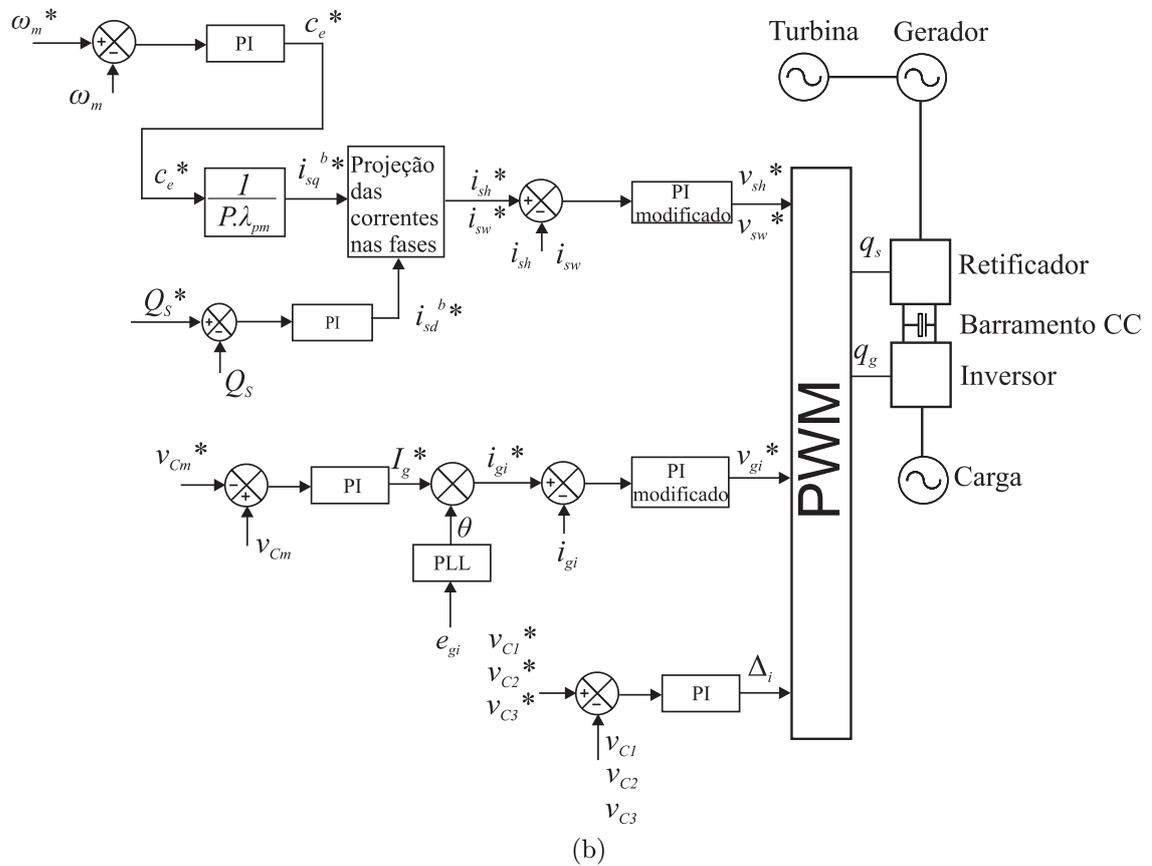
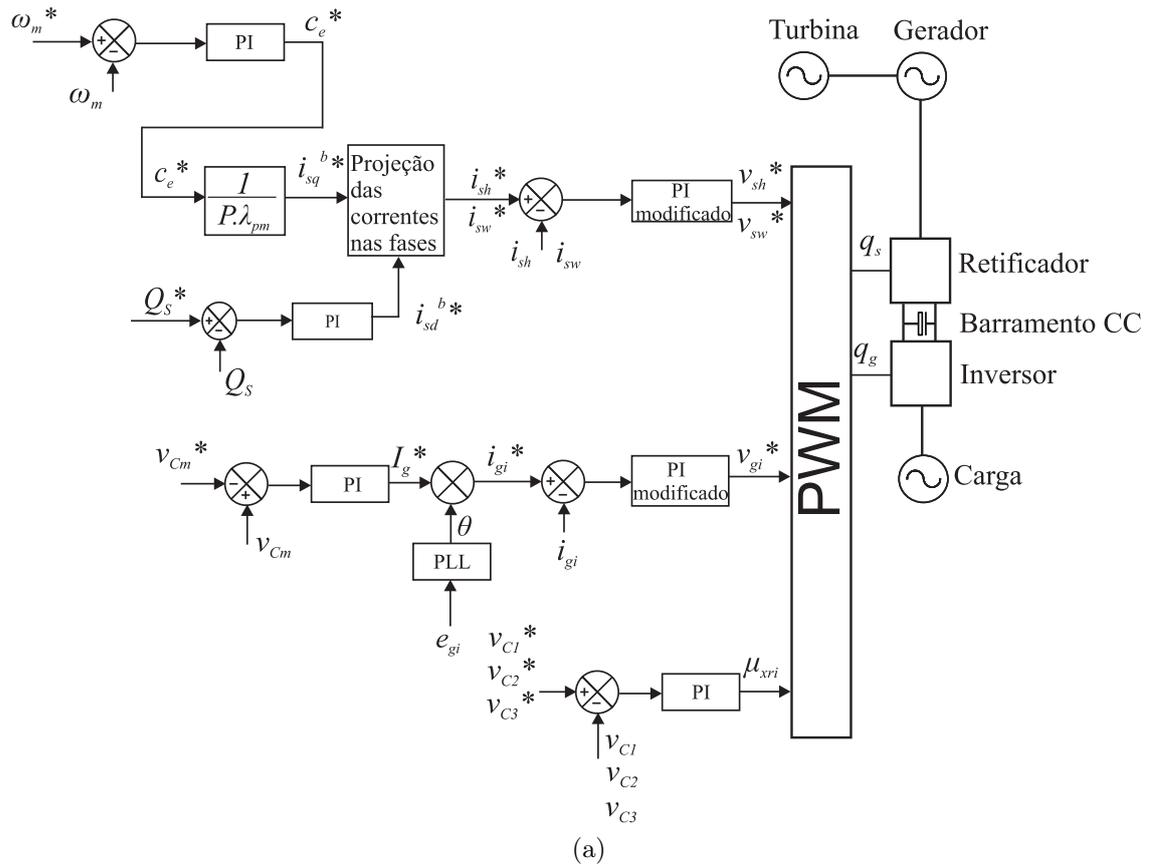


Figura 4.9: Diagrama de controle para a Topologia Proposta 4. (a) Situação 1. (b) Situação 2.

Nota-se que o controle desta topologia é bastante semelhante ao da Topologia Proposta 3. Entretanto, devido ao uso de pontes mistas no retificador e, conseqüentemente, devido às distorções na passagem por zero nas correntes estatóricas quando $i_{sd}^* = 0$, deve-se obter um novo valor da componente d das correntes de maneira a garantir que a potência reativa fornecida pela máquina seja nula, eliminando a distorção das correntes. Para eliminar a distorção no cruzamento pelo zero, é realizado o controle da potência reativa para $Q_s^* = 0$, análogo ao controle da Topologia Proposta 2.

4.3 Conclusão

Este capítulo descreveu o funcionamento dos conversores propostos com 18 Braços e 4 Barramentos CC, destacando as estratégias PWM e de controle. Foram analisadas duas situações para estas topologias. A primeira é com tensões nos barramentos CC maiores do que necessário para gerar as tensões definidas pelo sistema de controle (Situação 1). Com a utilização de valores maiores destas tensões, o sistema apresenta um grau de liberdade que permite que, com uma determinada combinação entre μ_{gt} e μ_{xri} , seja possível repartir igualmente a potência entre o inversor trifásico e os inversores monofásicos, possibilitando assim a regulação dos valores das tensões pelo sistema de controle.

Já para a Situação 2 (menores tensões nos barramentos CC), não foi possível obter a combinação para repartição de potência conforme desejado. Assim, a maneira encontrada para que isso fosse possível foi fazer com que os valores de μ_{xr123} ora fossem 1,0 ora fossem 0,0 e a determinação do instante no qual o valor muda é fornecida pelo sistema de controle por meio dos ângulos Δ_{123} .

Capítulo 5

Análise de WTHD e Perdas

A Distorção Harmônica e as Perdas são os principais parâmetros de desempenho para a comparação entre topologias de conversores. Dessa maneira, quando se deseja conhecer vantagens e desvantagens de um conversor frente a outro, o estudo destes parâmetros se torna primordial.

5.1 Distorção Harmônica Total Ponderada

A WTHD, sigla do inglês que significa *Weighted Total Harmonic Distortion*, que em português significa *Distorção Harmônica Total Ponderada*, é utilizada na medição da distorção harmônica, proveniente do chaveamento, das tensões geradas pelo conversor. Assim, deseja-se que o conversor gere esta tensão de maneira que seu valor médio seja igual ao valor da referência, porém com menos distorção. A Eq. 5.1, apresentada em [3] mostra a maneira como ela é calculada.

$$WTHD(h) = \frac{100}{\alpha_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{Nh} \left(\frac{\alpha_h}{h}\right)^2} \quad (5.1)$$

onde α_1 é a amplitude da tensão fundamental, α_h é a amplitude da componente harmônica de ordem h e N_h é o número de harmônicos considerado.

Neste trabalho, é feito um estudo da WTHD em função do fator de distribuição (μ) para as topologias convencional e propostas. Além disso, será apresentada separadamente a análise da WTHD para os conversores no lado da máquina (retificador) e para os conversores no lado da rede (inversor) para cada configuração proposta.

5.1.1 Retificador da Topologia Proposta 1

Iniciando-se pela comparação entre o retificador convencional e o Retificador 1 (Retificador da Topologia Proposta 1), a Fig. 5.1 ilustra a variação da *WTHD* da tensão sobre o terminal da fase 1 da máquina (v_{s1}) em função do fator de distribuição.

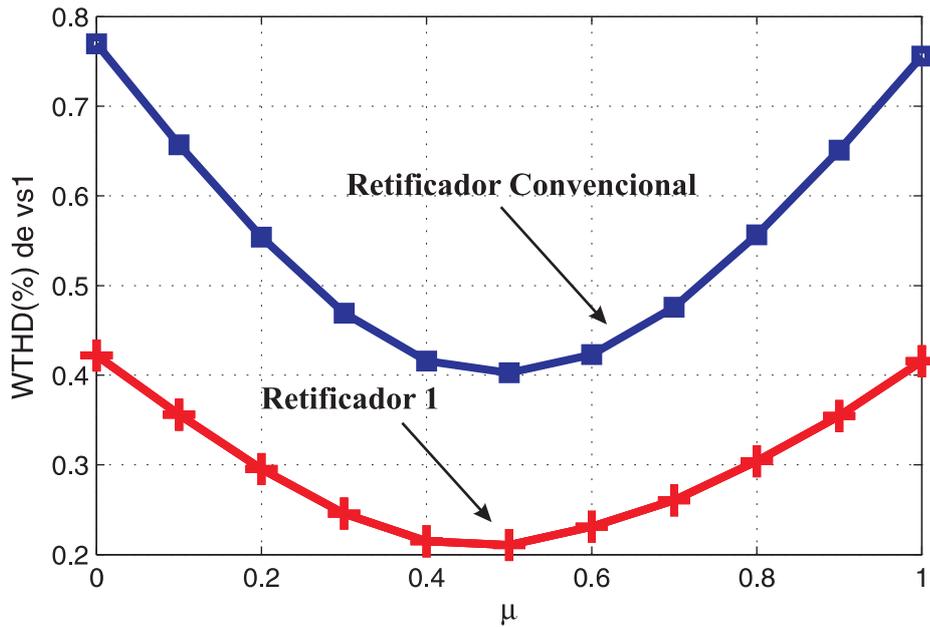


Figura 5.1: *WTHD* em função de μ para o Retificador Convencional e o Retificador 1.

Obviamente, a *WTHD* das tensões nas demais fases da máquina apresentam os mesmos valores que para a fase 1. Nesta análise, para o Retificador Convencional, $\mu_k = \mu_m = \mu$ e para o Retificador 1, $\mu_j = \mu$, onde $j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$. Nota-se claramente que a configuração proposta permite obter um menor valor de distorção harmônica para todos os valores de μ . O menor valor para *WTHD* é obtido, nos dois casos, para $\mu = 0,5$. Eles são mostrados na Tabela 5.1. Para a Topologia 1, usando $\mu = 0,5$, a *WTHD* é 44,75 % menor que a *WTHD* da Topologia Convencional.

Tabela 5.1: Melhor valor da *WTHD* para o Retificador Convencional e o Retificador 1.

	<i>WTHD</i> (%)
<i>Retificador Convencional</i>	0,4
<i>Retificador 1</i>	0,2114

Logo, o retificador em Ponte H utilizado na topologia proposta se tornou mais atrativo que convencional de seis braços do ponto de vista da distorção harmônica.

A Fig. 5.2 ilustra a tensão gerada pelo retificador sobre os terminais da fase 1 da máquina para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$.

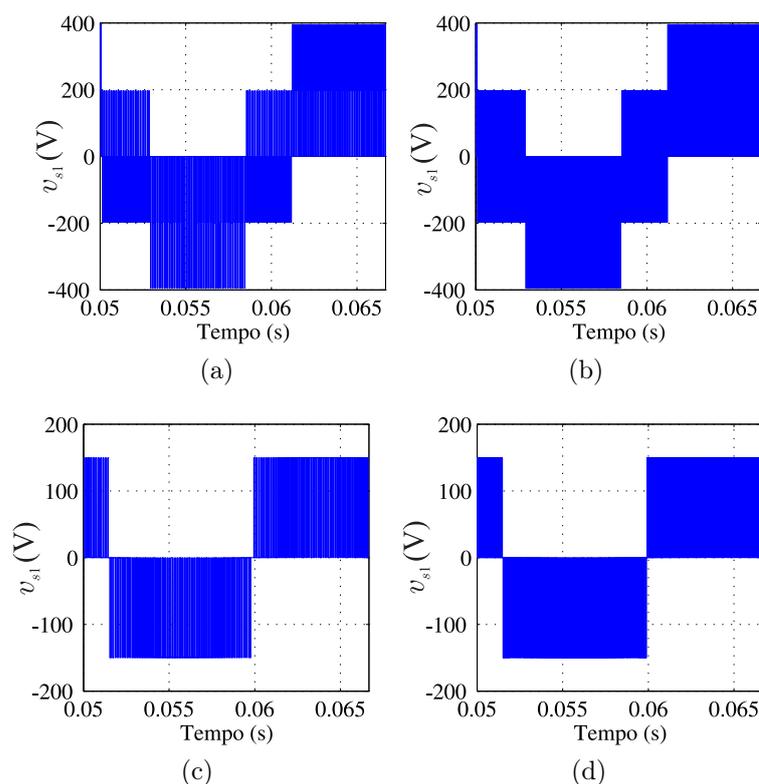


Figura 5.2: Tensões geradas pelos retificadores na fase 1 da máquina elétrica. (a) Convencional com $\mu = 0$. (b) Convencional com $\mu = 0,5$. (c) Retificador 1 com $\mu = 0$. (d) Retificador 1 com $\mu = 0,5$.

Nota-se que as tensões chaveadas para o retificador convencional, vistas na Fig. 5.2a e na Fig. 5.2b, apesar de apresentarem mais níveis, devem chavear entre valores de tensão bem maiores para obtenção de um valor médio que seja igual à referência do que as tensões chaveadas geradas pelo retificador em ponte H. Isto introduz componentes harmônicas de maiores amplitudes na tensão, se refletindo no valor de WTHD. É importante mencionar que a Topologia Proposta 1 permite a redução da tensão nos barramentos CC para gerar as tensões desejadas sobre os terminais da máquina e da carga. Assim, a redução da WTHD é fortemente influenciada por este fato.

5.1.2 Retificador da Topologia Proposta 2

A tensão gerada na fase 1 pela ponte mista da máquina (Topologia Proposta 2, ver Fig. 3.11) é ilustrada na Fig. 5.3 .

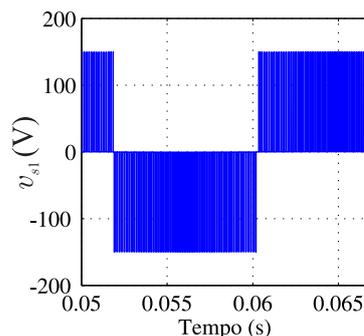


Figura 5.3: Tensão gerada pelo retificador 2 na fase 1 da máquina elétrica.

A Tabela 5.2 traz os valores de WTHD das tensões geradas pelo Retificador Convencional e pelo Retificador 2.

Tabela 5.2: Valores de WTHD para o Retificador Convencional e para o Retificador 2.

	<i>WTHD (%)</i>
<i>Retificador Convencional</i>	0,4
<i>Retificador 2</i>	0,7341

Nota-se que o Retificador 2, composto por pontes mistas, apresentam uma distorção em suas tensões geradas maior que àquelas do Retificador Convencional. Neste caso, tem-se um aumento de 83,52% na distorção harmônica. Isto acontece pelo fato do braço composto por diodos somente mudar de estado quando da inversão do sentido da corrente, como discutido anteriormente.

5.1.3 Inversor das Topologias Propostas 1 e 2

Como discutido no Capítulo 3, cada uma das configurações de portadoras PWM, utilizadas na comparação com as tensões de polo de referência, tem implicações diretas no padrão de chaveamento dos conversores, influenciando fortemente as tensões chaveadas geradas e, conseqüentemente, a distorção harmônica. Como pode-se esperar, cada uma delas leva a valores diferentes de WTHD, sendo seus menores valores obtidos para diferentes valores de μ . A Fig. 5.4 mostra a WTHD em função do fator de roda livre para as quatro configurações. Serão apresentados somente os resultados do inversor da Topologia Proposta 1, pois o inversor da Topologia Proposta 2 possui a mesma configuração e os resultados são iguais.

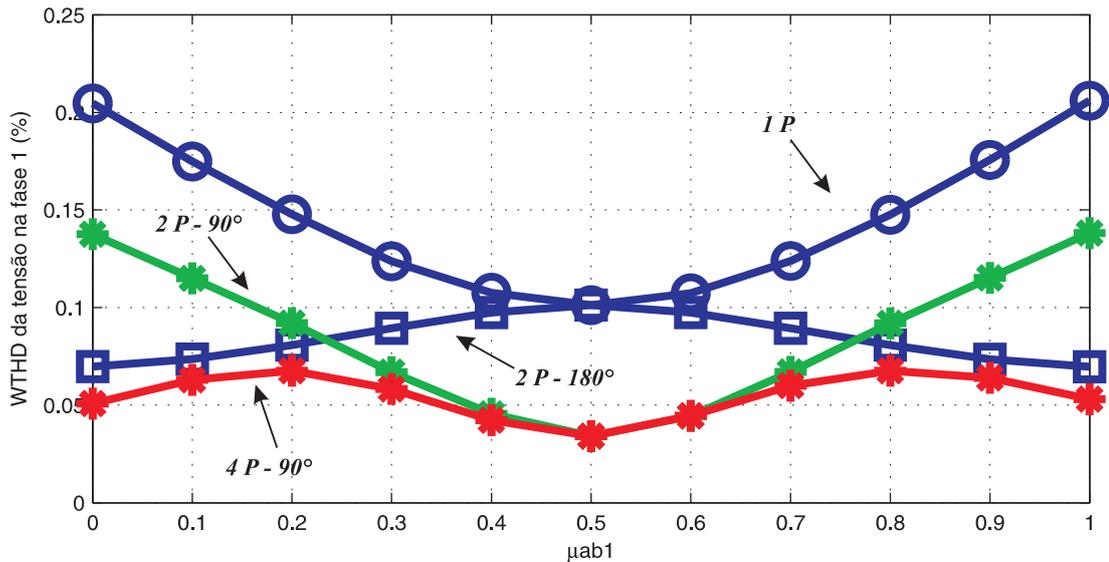


Figura 5.4: WTHD da tensão na fase 1 da carga em função do fator de distribuição.

Nota-se que a WTHD é determinada em função do fator de roda livre interno μ_{ab1} . Entretanto, todos os outros (μ_{cd1} , μ_{ab2} , μ_{cd2} , μ_{ab3} e μ_{cd3}) variam da mesma forma, ou seja, todos apresentam o mesmo valor. Logo, o valor de WTHD para todas as outras fases é o mesmo.

Quando do uso de uma só portadora (1P) obtêm-se os piores valores para a WTHD. Seu menor valor acontece para $\mu_{ab1} = 0,5$. Este valor é igual ao pior caso quando do uso de duas portadoras defasadas de 180° (2P - 180°), que acontece também para $\mu_{ab1} = 0,5$. Para a configuração 2P -180°, o menor valor de WTHD é conseguido para $\mu_{ab1} = 0,0$ e $\mu_{ab1} = 1,0$.

Quando do uso de duas portadoras defasadas de 90° (2P - 90°), a melhor WTHD é obtida para $\mu_{ab1} = 0,5$, com valor igual ao obtido quando utilizam-se quatro portadoras PWM defasadas de 90° (4P - 90°). Entretanto, para a configuração 4P - 90°, o valor de WTHD é baixo para todos valores do fator de roda livre, permitindo trabalhar com, por exemplo, $\mu_{ab1} = 0,0$ ou $\mu_{ab1} = 1,0$, se a prioridade for reduzir as perdas por chaveamento, mas ainda garantindo uma baixa distorção das tensões e correntes.

Vale salientar que foram feitos testes mudando-se os valores de μ_{gn} e μ_{xri} na tentativa de obter melhores resultados em WTHD e perdas. Entretanto, eles proporcionaram os melhores valores quando fixados em 0,5.

Para comparar-se com a WTHD das tensões geradas pelo inversor convencional de três braços, utiliza-se a curva da configuração 4P - 90°. Assim tem-se a Fig. 5.5.

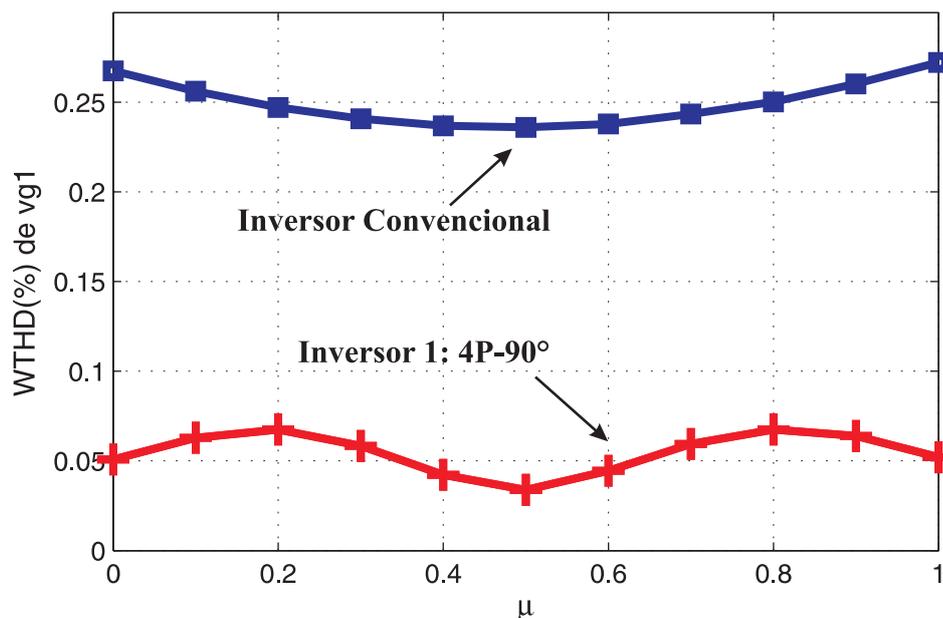


Figura 5.5: WTHD em função do fator de roda livre para o Inversor Convencional e o Inversor 1.

De acordo com a Fig. 5.5, o Inversor Convencional apresenta seu valor mínimo de WTHD para $\mu = 0,5$. Entretanto, ele se mostra bastante superior aos valores obtidos por meio do Inversor 1 (Inversor da Topologia Proposta 1).

A Tabela 5.3 contém todos os melhores valores de WTHD para o inversor convencional e as quatro configurações de portadoras PWM para o Inversor 1 com $\mu = 0$ ou 1 para a estratégia 2P-180° e $\mu = 0,5$ para os demais casos.

Tabela 5.3: Melhores valores de *WTHD* para o Inversor Convencional e para o Inversor 1.

	WTHD(%)
<i>Convencional</i>	0,24
<i>Inversor 1 - 1P</i>	0,1011
<i>Inversor 1- 2P - 180°</i>	0,0701
<i>Inversor 1- 2P - 90°</i>	0,0350
<i>Inversor 1- 4P - 90°</i>	0,0350

As tensões geradas pelo Inversor 1 com uma portadora PWM para todos os seus braços (Inversor 1 - 1P) apresentam uma redução da WTHD de 57,87 % em relação à WTHD das tensões geradas pelo Inversor Convencional. Já a configuração de duas portadoras PWM defasadas de 180° do Inversor 1 (Inversor 1 - 2P - 180°) apresenta uma redução de 70,79 % da WTHD em relação ao Convencional. As configurações duas portadoras PWM defasadas de 90° e quatro portadoras PWM defasadas de 90° do Inversor 1 (Inversor 1 - 2P - 90° e Inversor 1 - 4P - 90°) apresentam uma redução de 85,42 % de WTHD em relação ao convencional.

A Fig. 5.6 ilustra as tensões chaveadas para todas as possibilidades da Tabela 5.3. Observa-se, que as tensões geradas pela Topologia Proposta 1 apresentam um maior número de níveis de tensão que a Convencional, principalmente com as estratégias 2P-90° e 4P-90° com $\mu = 0,5$, conforme mostrada nas Figs. 5.6h e 5.6j .

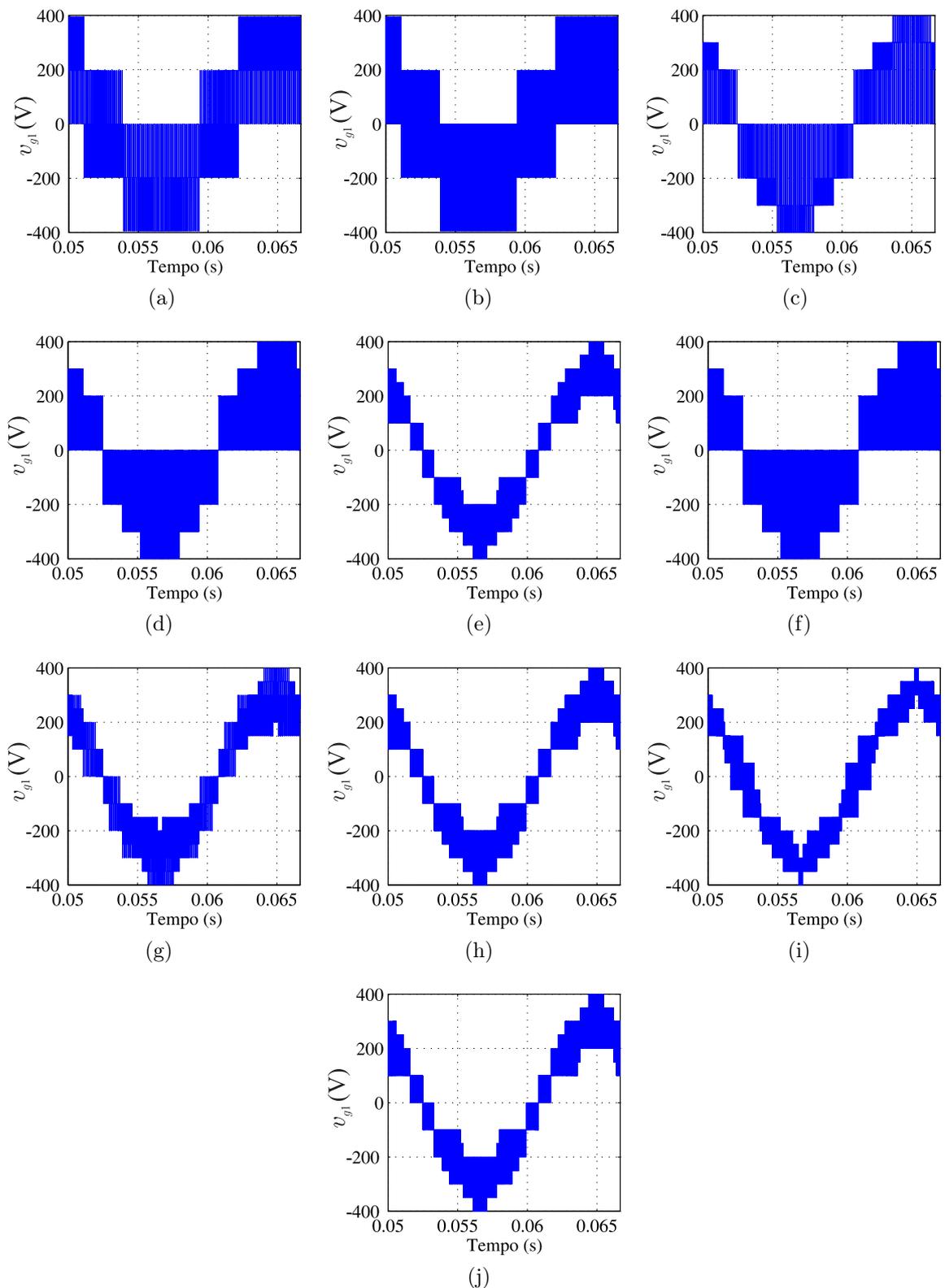


Figura 5.6: Tensões chaveadas geradas pelos Inversores. (a) Convencional com $\mu=0$. (b) Convencional com $\mu=0,5$. (c) Inversor 1 com $1P$ e $\mu=0$. (d) Inversor 1 com $1P$ e $\mu=0,5$. (e) Inversor 1 com $2P - 180^\circ$ e $\mu=0$. (f) Inversor 1 com $2P - 180^\circ$ e $\mu=0,5$. (g) Inversor 1 com $2P - 90^\circ$ e $\mu=0$. (h) Inversor 1 com $2P - 90^\circ$ e $\mu=0,5$. (i) Inversor 1 com $4P - 90^\circ$ e $\mu=0$. (j) Inversor 1 com $4P - 90^\circ$ e $\mu=0,5$.

5.1.4 Retificador da Topologia Proposta 3

A respeito do Retificador 3 (Retificador da Topologia Proposta 3, mostrada na Fig. 4.1), a Fig. 5.7 ilustra a variação da WTHD em função de μ da tensão v_{s1} (representando o grupo ímpar da máquina elétrica) gerada pelo Retificador Convencional e pelo o Retificador 3 e a tensão v_{s2} (representando o grupo par) gerada pelo Retificador 3. Nesta análise, para o Retificador 3, $\mu_{sk} = \mu_{sj} = \mu$ e as tensões nos barramentos CC são aquelas da Situação 2, ou seja, menores valores das tensões nos barramentos CC.

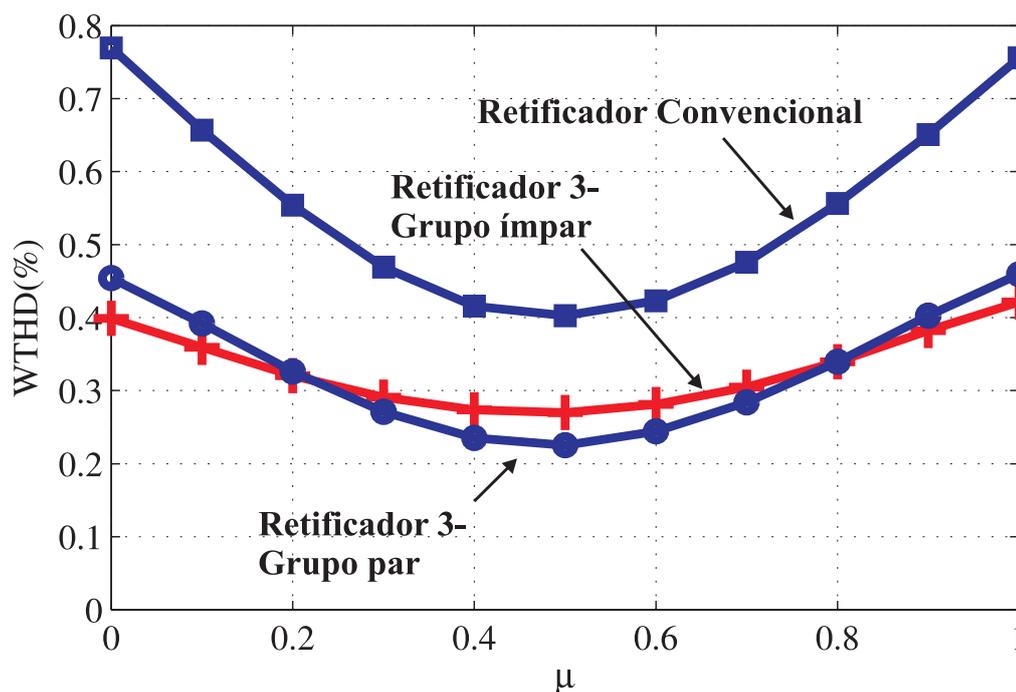


Figura 5.7: WTHD em função de μ das tensões geradas pelo Retificador Convencional e pelo Retificador 3.

Quando da comparação com a WTHD da tensão gerada pelo Retificador Convencional, fica claro que o Retificador 3 gera tensões nos grupos ímpar e par da máquina com valores de distorção menores. Nota-se também que todas as curvas apresentam seus menores valores em $\mu = 0,5$, o que é esperado, já que o Retificador 3 é composto por um retificador trifásico convencional e pontes H monofásicas. A Tabela 5.4 apresenta os melhores valores de WTHD para as tensões geradas pelos dois retificadores.

A redução dos valores de distorção harmônica observada na curva “Retificador 3 - Grupo ímpar” em relação à curva “Retificador Convencional” (esta comparação é válida já que o grupo ímpar estar ligado a um conversor trifásico convencional de três braços), se dá ao fato que a Topologia Proposta 3 permite uma redução das tensões dos barramentos CC, levando a uma melhora do índice de modulação das tensões nos terminais da máquina. Vale salientar que as tensões nos barramentos CC são determinados baseando-se nas tensões que se deseja gerar pelo inversor sobre a carga, podendo acarretar mudanças nos índices de modulação das tensões da máquina, dependendo da topologia utilizada.

Tabela 5.4: Valores de WTHD para Retificador Convencional e para o Retificador 3.

	WTHD (%)
<i>Retificador convencional</i>	0,4
<i>Retificador 3 - v_{s1}</i>	0,27
<i>Retificador 3 - v_{s2}</i>	0,225

Em relação à WTHD obtida por meio do Retificador Convencional, a WTHD das tensões no grupo ímpar apresentam uma redução de 32,5 % e as tensões no grupo par apresentam uma redução de 43,75 %.

A Fig. 5.8 ilustra a tensão gerada pelo retificador sobre os terminais da fase 1, representando o grupo ímpar, e 2 da máquina, representando o grupo par, para $\mu = 0$ e $\mu = 0,5$.

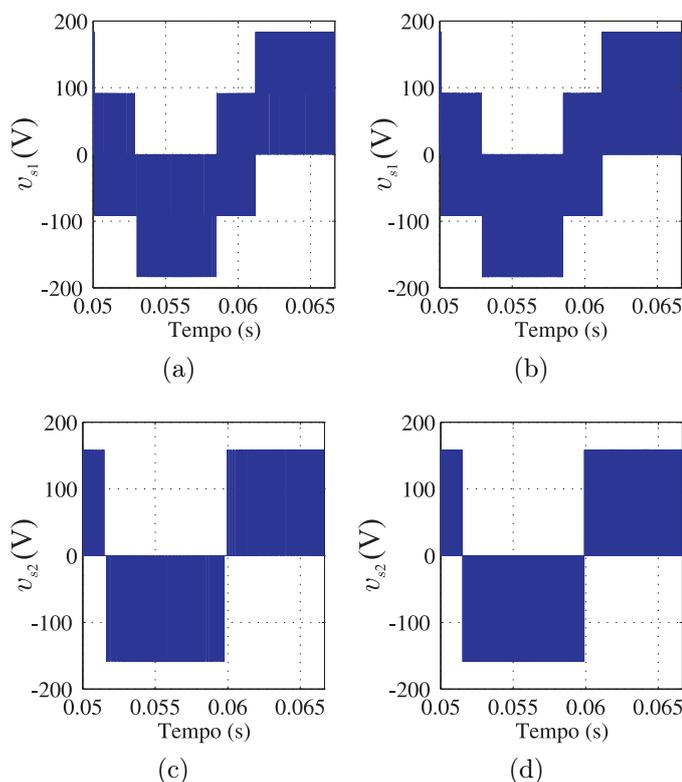


Figura 5.8: Tensões geradas pelo Retificador 3. (a) Grupo ímpar com $\mu = 0$. (b) Grupo ímpar com $\mu = 0,5$. (c) Grupo par com $\mu = 0$. (d) Grupo par com $\mu = 0,5$.

5.1.5 Retificador da Topologia Proposta 4

A variação da WTHD em função de μ para o grupo ímpar da máquina (ligado ao retificador trifásico convencional) é idêntico ao do retificador da Topologia Proposta 3

(Retificador 3). Já as pontes monofásicas não apresentam fator de roda livre já que elas são pontes mistas.

As tensões chaveadas geradas pelo Retificador da Topologia Proposta 4 (Retificador 4) sobre o grupo ímpar são idênticas às tensões geradas pelo Retificador 3. As tensões geradas pelas pontes mistas nas fases pares da máquina são ilustradas por meio da tensão v_{s2} conforme mostrado na Fig. 5.9 .

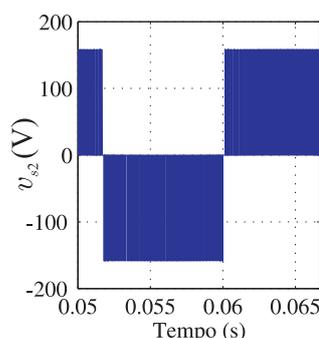


Figura 5.9: Tensão chaveada gerada pelo Retificador 4 no grupo par da máquina.

A Tabela 5.5 traz os valores da WTHD das tensões geradas pelo Retificador Convencional e pelo Retificador 4. Da mesma maneira que para o Retificador 2, o Retificador 4 gera tensões com valor de distorção maior que o Retificador Convencional devido ao braço composto por diodos. Neste, caso há um aumento de 88,60 % comparado com a topologia convencional.

Tabela 5.5: Valores de WTHD para o Retificador Convencional e para o Retificador 4.

	<i>WTHD (%)</i>
<i>Retificador Convencional</i>	0,4
<i>Retificador 4 - v_{s2}</i>	0,7544

5.1.6 Inversor das Topologias Propostas 3 e 4

O estudo do inversor da Topologia Proposta 3 (Inversor 3), idêntico ao da Topologia Proposta 4, é feito para as duas situações discutidas no Capítulo 4. Assim, para a situação do uso de maiores tensões no barramento (Situação 1), a curva da WTHD em função de μ é mostrada na Fig. 5.10. Nesta análise, para o Inversor 3, $\mu_{xvi} = \mu$, $\mu_{gt} = 1,0$ e $\mu_{xri} = 0,68$.

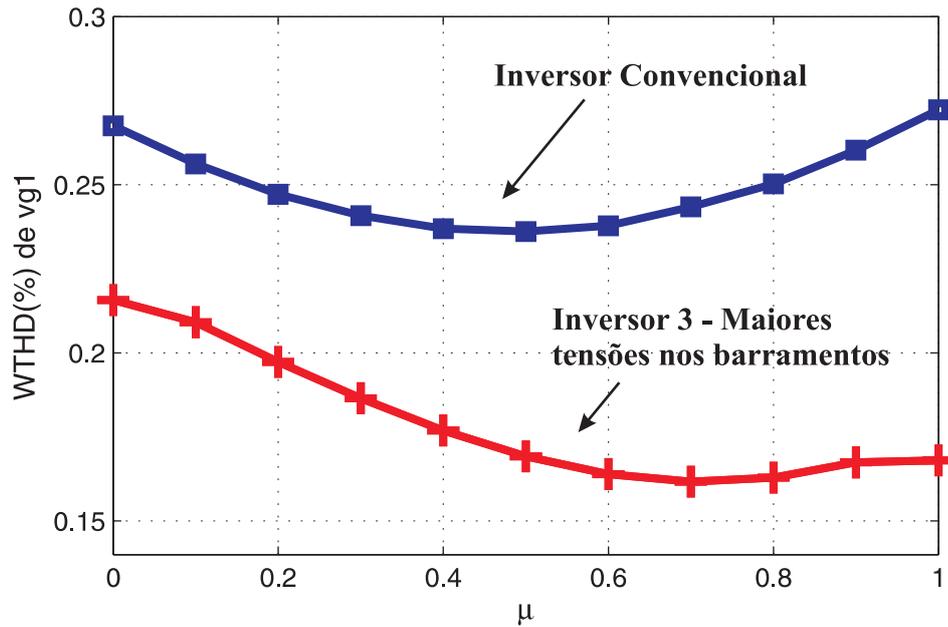


Figura 5.10: WTHD em função de μ das tensões geradas pelo Inversor Convencional e pelo Inversor 3 (Situação 1).

As tensões chaveadas para esta situação para $\mu = 0,0$, $\mu = 0,7$ e $\mu = 1,0$ são ilustradas na Fig. 5.11.

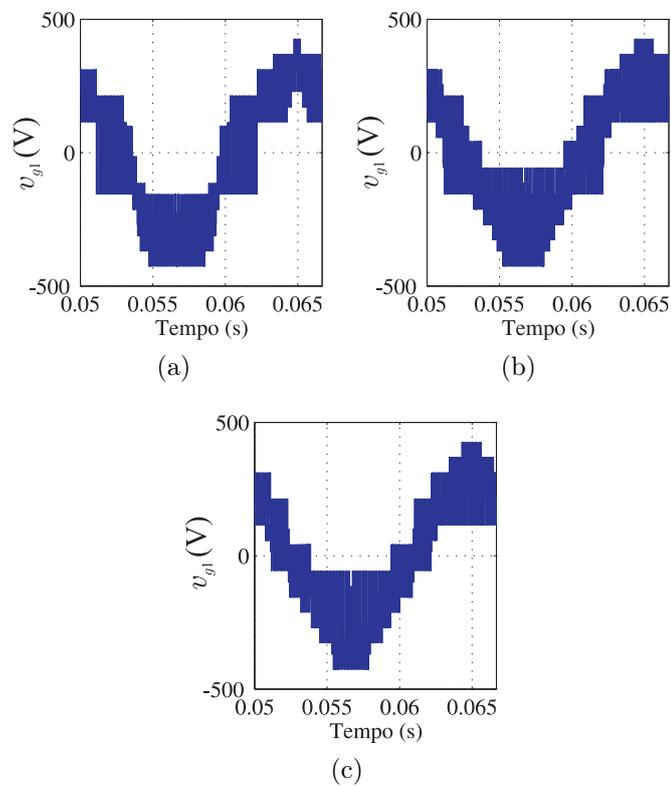


Figura 5.11: Tensões chaveadas geradas pelo Inversor 3 (Situação 1). (a) $\mu = 0,0$. (b) $\mu = 0,7$. (c) $\mu = 1,0$.

Já para a situação com menores valores das tensões nos barramentos CC (Situação

2), obtém-se a curva da WTHD em função de μ mostrada na Fig. 5.12

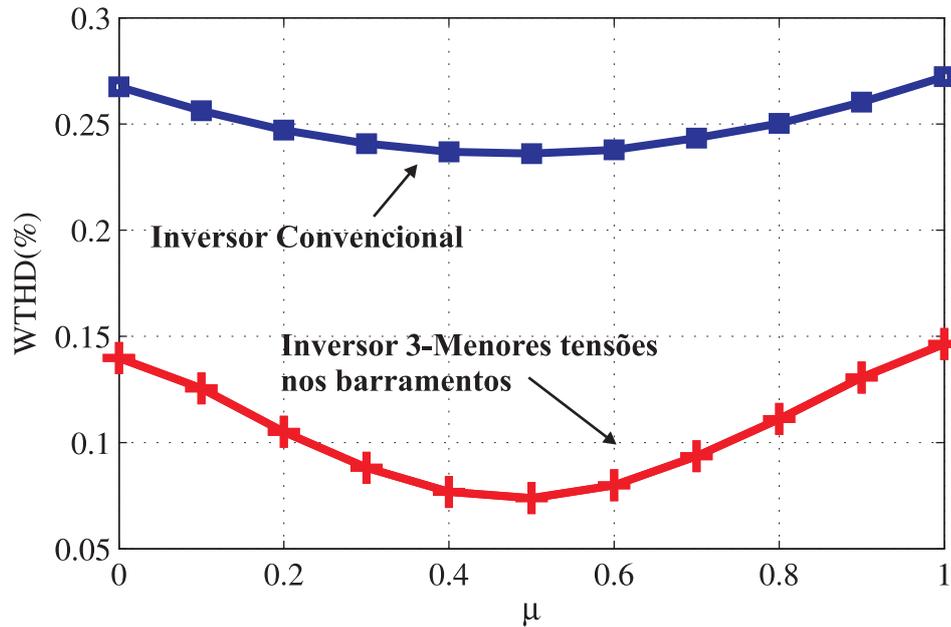


Figura 5.12: WTHD em função de μ das tensões geradas pelo Inversor Convencional e pelo Inversor 3 (Situação 2).

As tensões chaveadas para esta situação para $\mu = 0,0$ e $\mu = 0,5$ são ilustradas na Fig. 5.13.

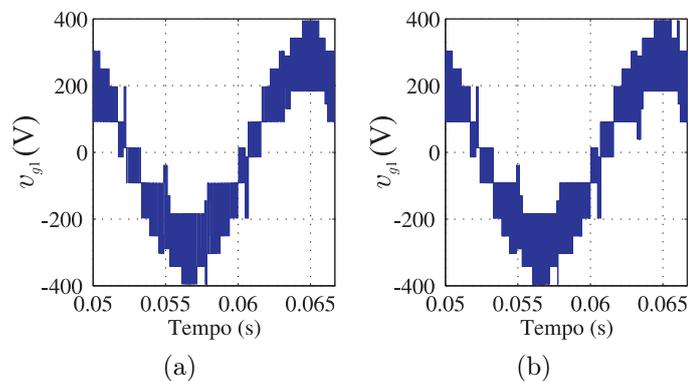


Figura 5.13: Tensões chaveadas geradas pelo Inversor 3 (Situação 2). (a) $\mu = 0,0$. (b) $\mu = 0,5$.

A Tabela 5.6 mostra os melhores valores de WTHD da tensão v_{g1} para as duas situações, isto é, a Situação 1 com $\mu = 0,7$ e a Situação 2 com $\mu = 0,5$.

Tabela 5.6: Valores de WTHD para o Inversor Convencional e para o Inversor 3 nas duas situações estudadas.

	WTHD (%)
<i>Convencional</i>	0,24
<i>Inversor 3 (Situação 1)</i>	0,1617
<i>Inversor 3 (Situação 2)</i>	0,0738

Observa-se que o Inversor 3 na Situação 2, com $\mu = 0,5$, a distorção harmônica é menor que aquelas do Inversor 3 com maiores tensões dos barramentos CC (Situação 1) e da Convencional. Neste contexto, a redução na WTHD da Situação 2 em relação à Convencional foi de aproximadamente 69,25 %, enquanto que a redução da Situação 1 frente a Topologia Convencional foi somente de 32,62 %. Essa redução na distorção harmonica da Topologia 3 na Situação 2 é devido à redução do nível de tensão dos barramentos CC.

5.2 Perdas nos Conversores

As perdas de potência nos conversores estáticos representam o segundo parâmetro de desempenho utilizado na comparação entre as topologias de conversores apresentadas neste trabalho. Elas acontecem quando da passagem de corrente pelo dispositivo semicondutor, caracterizando as perdas por condução, e quando da abertura e fechamento da chave, caracterizando as perdas por chaveamento. Porém, vale salientar que as perdas por chaveamento também dependem da corrente que passa pelo conversor.

O método de contabilização das perdas adotado é proposto em [40]. Através de procedimentos experimentais, determina-se as expressões, levando em conta a temperatura da junção do dispositivo semicondutor. Assim, as perdas por condução e chaveamento, respectivamente, são dadas por

$$P_{cond} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d i_{cl}^2 + e(T_j)^f i_{cl}^3 \quad (5.2)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_C)^b (T_j)^c + d(v_C)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_C)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (5.3)$$

onde T_j é a temperatura de junção, a , b , c , d , e , f , g e h são parâmetros do modelo e i_{cl} é a corrente instantânea de coletor.

Nesse modelo proposto, utilizou-se uma chave IGBT com módulo dual CM50DY-24H produzido pela POWEREX com drive SKHI-10 produzido pela SEMIKRON cujos parâmetros foram obtidos experimentalmente [40].

Nota-se que as perdas por condução são determinadas pelo nível de corrente que atravessa o dispositivo. Assim, quanto maior a corrente, maiores são as perdas por condução. Já as perdas por chaveamento são determinadas pelo padrão de chaveamento das chaves, ditado pelo PWM, e pelo valor da tensão do barramento CC. Assim, quando da utilização de fatores de roda livre de valor $\mu = 0,0$ ou $\mu = 1,0$, haverá uma redução

nas perdas por chaveamento, já que há o grampeamento do estado de algum braço do conversor e ele passa um certo tempo sem chavear. Também, quanto maior a tensão no barramento, maior o estresse sobre a chave, e maiores são as perdas por chaveamento.

Para determinação das perdas, foi utilizada uma frequência de chaveamento de $f_s = 10kHz$ e potência da carga de $P = 4800W$ e tensão na carga de $E_g = 220V$ RMS.

5.2.1 Retificador da Topologia Proposta 1

Serão mostradas e discutidas em seguida as perdas por condução e chaveamento no Retificador Convencional, visto na Fig. 2.1, e no Retificador 1, presente na Fig. 3.1. Assim, a Tabela 5.7 quantifica essas perdas para o fator de roda livre de valores $\mu = 0,0$ e $\mu = 0,5$. A tensão no barramento CC da Topologia Convencional é $592,5346V$ e a tensão nos barramentos CC da Topologia Proposta 1 é $150V$.

Tabela 5.7: Perdas para o Retificador Convencional e o Retificador 1.

<i>Perdas</i>	<i>Conv: $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv: $\mu = 0,0$</i>	<i>Ret 1: $\mu = 0,5$</i>	<i>Ret 1: $\mu = 0,0$</i>
<i>Condução</i>	85,6190W	85,6238W	173,1298W	173,2508W
<i>Chaveamento</i>	243,7768W	157,0744W	124,6420W	62,1068W
<i>Totais</i>	329,3958W	242,6982W	297,7718W	235,3576W

Nesta análise, para o Retificador Convencional, $\mu_k = \mu_m = \mu$ e para o Retificador 1, $\mu_j = \mu$. Nota-se que as perdas por condução praticamente dobram do Retificador Convencional para o Retificador 1. Este fato acontece por ter-se o dobro de braços no Retificador 1 sendo percorridos pela mesma corrente que os braços do Retificador Convencional. Porém, as perdas por chaveamento são reduzidas devido ao menor estresse ao qual as chaves são submetidas, já que o Retificador 1 permite uma redução no valor do barramento para geração das tensões chaveadas nos terminais da máquina.

A redução percentual das perdas por chaveamento entre o Retificador Convencional e o Retificador 1 para $\mu = 0,5$ é de $48,87\%$. Para este mesmo valor do fator de roda livre, as perdas totais apresentam uma redução de $9,60\%$. Já para $\mu = 0,0$ para ambos os retificadores, a redução das perdas por chaveamento entre os retificadores convencional e proposto é de $60,46\%$. As perdas totais são reduzidas em $3,02\%$.

Sabendo que a potência ativa da carga é de $P = 4800W$, a Tabela 5.8 quantifica, normalizadas em função da potência da carga, em porcentagem, as perdas totais dos retificadores convencional e proposto para os dois valores do fator de roda livre.

Tabela 5.8: Perdas totais dos retificadores convencional e proposto em porcentagem.

<i>Conv: $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv: $\mu = 0,0$</i>	<i>Ret 1: $\mu = 0,5$</i>	<i>Ret 1: $\mu = 0,0$</i>
6,86 %	5,06 %	6,20 %	4,90 %

5.2.2 Inversor da Topologia Proposta 1

Da mesma maneira, a Tabela 5.9 apresenta os valores das perdas para o Inversor Convencional e o Inversor 1.

Tabela 5.9: Perdas para o Inversor Convencional e para o Inversor 1.

<i>Perdas</i>	<i>Conv: $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv: $\mu = 0,0$</i>	<i>Inv 1: $\mu = 0,5$</i>	<i>Inv 1: $\mu = 0,0$</i>
<i>Condução</i>	32,5508W	32,5520W	125,9112W	125,9198W
<i>Chaveamento</i>	101,6562W	66,4290W	98,6655W	49,2267W
<i>Totais</i>	134,2070W	98,9810W	224,5767W	175,1465W

Vale salientar que nesta análise para o Inversor 1, $\mu_{xiab} = \mu_{xicd} = \mu$ e que $\mu_{gn} = 0,5$ e $\mu_{xri} = 0,5$. A Tabela 5.9 retrata a desvantagem do Inversor 1. Devido ao elevado número de braços (quatro vezes o número utilizado no Inversor Convencional), as perdas por condução se tornam aproximadamente quatro vezes maiores para o Inversor 1. Entretanto, mesmo com este número maior de braços, as perdas de chaveamento se tornaram menores já que a Topologia Proposta 1 possibilita a utilização de uma menor tensão nos barramentos CC. Nota-se porém que a redução das perdas por chaveamento não é suficiente para compensar o aumento das perdas por condução, tornando a Topologia Proposta 1 desvantajosa em relação à Topologia Convencional quanto às perdas.

Porém, utilizando-se o Retificador 1 com $\mu = 0,5$ e o Inversor 1 com $\mu = 0,0$, as perdas totais da Topologia Proposta 1 (Retificador 1 + Inversor 1) são, em porcentagem, 9,85 %, contra 9,66 % da Topologia Convencional, mas com uma distorção harmônica bem menor (ver Figs. 5.1 e 5.5), compensando o fato das perdas da Topologia 1 serem um pouco maiores que a Convencional.

A Tabela 5.10 quantifica, em porcentagem, as perdas totais no Inversor Convencional e no Inversor 1 para os dois valores do fator de distribuição μ .

Tabela 5.10: Perdas totais do Inversor Convencional e do Inversor 1 em porcentagem.

<i>Conv $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv $\mu = 0,0$</i>	<i>Inv 1: $\mu = 0,5$</i>	<i>Inv 1: $\mu = 0,0$</i>
2,80 %	2,06 %	4,68 %	3,65 %

5.2.3 Retificador da Topologia Proposta 2

A Tabela 5.11 traz os valores das perdas do Retificador Convencional e do Retificador 2.

Tabela 5.11: Perdas no Retificador Convencional e no Retificador 2.

<i>Perdas</i>	<i>Conv $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv $\mu = 0,0$</i>	<i>Ret 2</i>
<i>Condução</i>	85,6190W	85,6238W	238,4429W
<i>Chaveamento</i>	243,7768W	157,0744W	77,5514W
<i>Totais</i>	329,3958W	242,6982W	315,9944W

Sabe-se que o retificador da Topologia Proposta 2 é composto por pontes mistas e, como discutido na sua estratégia PWM, não faz uso de fatores de distribuição de roda livre. As perdas por condução são maiores que àquelas para o Retificador 1 devido ao aumento da amplitude das correntes estatóricas da máquina, aumento este proveniente da adição da componente i_{sd} para obtenção de potência reativa nula na máquina. O retificador 2 se mostra vantajoso frente ao convencional quando este utiliza $\mu = 0,5$.

A partir da tabela 5.11, as perdas totais do Retificador 2 normalizadas em função da potência ativa da carga é igual a 6,58 %. Comparada com a Topologia Convencional com $\mu = 0,5$, as perdas apresentam uma redução de 4,07 %.

5.2.4 Retificador da Topologia Proposta 3

A Topologia Proposta 3 teve seu funcionamento estudado para dois casos, dependendo dos valores das tensões nos seus barramentos CC, conforme discutido no Capítulo 4. Então, para o caso em que os valores das tensões nos capacitores são maiores (Situação 1), as perdas de potência são apresentadas na Tabela 5.12. A tensão no barramento CC do conversor trifásico nesta situação é $v_{Ct}^* = 296,26V$ e as tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos são iguais a $v_C^* = v_{Ct}^*/\sqrt{3} = 171,05V$.

Tabela 5.12: Perdas no Retificador Convencional e no Retificador 3 (Situação 1).

<i>Perdas</i>	<i>Conv: $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv: $\mu = 0,0$</i>	<i>Ret 3: $\mu = 0,5$</i>	<i>Ret 3: $\mu = 0,0$</i>
<i>Condução</i>	85,6190W	85,6238W	129,0399W	129,0906W
<i>Chaveamento</i>	243,7768W	157,0744W	131,0785W	74,0297W
<i>Totais</i>	329,3958W	242,6982W	260,1183W	203,1203W

Nesta análise, para o Retificador 3, $\mu_{sk} = \mu_{sj} = \mu$. Nota-se que as perdas por condução no Retificador 3 aumentam quando comparadas àquelas do retificador convencional. Isso acontece devido a um número maior de braços no retificador 3 sendo percorridos por correntes de mesma amplitude que os braços do conversor convencional. Apesar disso, as perdas por chaveamento são reduzidas devido à utilização de valores menores nos barramentos da Topologia Proposta 3 quando comparados ao valor de tensão do barramento da Topologia Convencional.

Em porcentagem, as perdas do Retificador Proposto 3 são quantificadas na Tabela 5.13.

Tabela 5.13: Perdas em porcentagem no Retificador 3 (Situação 1).

<i>Ret 3: $\mu = 0,5$</i>	<i>Ret 3: $\mu = 0,0$</i>
5,42 %	4,23 %

Já para o caso que apresenta valores de tensão nos barramentos menores (Situação 2), a Tabela 5.14 apresenta os valores das perdas encontradas para o Retificador 3. A

tensão no barramento CC do conversor trifásico nesta situação é $v_{Ct}^* = 275V$ e as tensões dos conversores monofásicos são iguais a $v_C^* = v_{Ct}^*/\sqrt{3} = 158,76V$

Tabela 5.14: Perdas no Retificador Convencional e no Retificador 3 (Situação 2).

<i>Perdas</i>	<i>Conv: $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv: $\mu = 0,0$</i>	<i>Ret 3: $\mu = 0,5$</i>	<i>Ret 3: $\mu = 0,0$</i>
<i>Condução</i>	85,6190W	85,6238W	128,9506W	128,9959W
<i>Chaveamento</i>	243,7768W	157,0744W	121,9407W	68,6705W
<i>Totais</i>	329,3958W	242,6982W	250,8912W	197,6664W

Devido à utilização de valores ainda menores para as tensões nos barramentos, as perdas por chaveamento apresentam uma redução. Os valores em porcentagem são apresentados na Tabela 5.15.

Tabela 5.15: Perdas em porcentagem no Retificador 3 (Situação 2).

<i>Ret 3: $\mu = 0,5$</i>	<i>Ret 3: $\mu = 0,0$</i>
5,23 %	4,12 %

5.2.5 Inversor da Topologia Proposta 3

As perdas para o Inversor 3 quando do uso de maiores tensões nos barramentos (Situação 1) são apresentadas na Tabela 5.16.

Tabela 5.16: Perdas no Inversor Convencional e no Inversor 3 (Situação 1).

<i>Perdas</i>	<i>Conv: $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv: $\mu = 0,0$</i>	<i>Inv 3: $\mu = 0,7$</i>	<i>Inv 3: $\mu = 0,0$</i>
<i>Condução</i>	32,5508W	32,5520W	95,2127W	96,1897W
<i>Chaveamento</i>	101,6562W	66,4290W	68,7899W	50,6113W
<i>Totais</i>	134,2070W	98,9810W	164,0026W	146,8009W

Nesta análise, para o Inversor 3, $\mu_{xui} = \mu$, $\mu_{gt} = 1,0$ e $\mu_{xri} = 0,68$. Foram calculadas as perdas para $\mu = 0,7$ porque é para este valor que a WTHD das tensões geradas pelo inversor é melhor. Mais um vez, devido ao maior número de braços do Inversor 3 frente ao Convencional, as perdas por condução são bem maiores. As perdas por chaveamento são menores devido ao menor estresse sofrido pelos dispositivos semicondutores do inversor, porém esta redução não é suficiente para compensar o aumento nas perdas por condução. Desta forma, o Inversor 3 apresenta perdas totais maiores que o Inversor Convencional. As perdas totais da Topologia Proposta 3 (Retificador 3 + Inversor 3) na Situação 1, porém, são de 8,84 %, contra 9,66 % da Topologia Convencional.

A Tabela 5.17 retrata em porcentagem as perdas do Inversor 3.

Tabela 5.17: Perdas em porcentagem no Inversor 3 (Situação 1).

<i>Inv 3: $\mu = 0,7$</i>	<i>Inv 3: $\mu = 0,0$</i>
3,42 %	3,06 %

Quando do uso de tensões menores nos barramentos CC (Situação 2), as perdas calculadas no Inversor 3 são mostradas na Tabela 5.18. Nesta análise, para o Inversor 3, $\mu_{xui} = \mu$, $\mu_{gt} = 0,5$ e μ_{xri} ora apresenta o valor 1,0 ora apresenta o valor 0,0, conforme discutido no capítulo 4.

Tabela 5.18: Perdas no Inversor Convencional e no Inversor 3 (Situação 2).

<i>Perdas</i>	<i>Conv: $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv: $\mu = 0,0$</i>	<i>Inv 3: $\mu = 0,5$</i>	<i>Inv 3: $\mu = 0,0$</i>
<i>Condução</i>	32,5508W	32,5520W	95,6289W	95,6293W
<i>Chaveamento</i>	101,6562W	66,4290W	52,5754W	27,0229W
<i>Totais</i>	134,2070W	98,9810W	148,2043W	122,6521W

Como esperado, as perdas por condução são praticamente iguais ao caso anterior e as perdas por chaveamento são reduzidas. Entretanto, essa redução continua não sendo suficiente para compensar o aumento nas perdas por condução frente ao inversor convencional. Desta forma, as perdas totais do Inversor 3 são maiores que no inversor convencional, mesmo para o melhor caso das tensões nos barramentos CC. As perdas totais da Topologia Proposta 3 (Retificador 3 + Inversor 3) na Situação 2, porém, são 8,32% contra 9,66% da Topologia Convencional.

A Tabela 5.19 ilustra as perdas do Inversor 3 em porcentagem para este caso.

Tabela 5.19: Perdas em porcentagem no Inversor 3 (Situação 2).

<i>Inv 3: $\mu = 0,5$</i>	<i>Inv 3: $\mu = 0,0$</i>
3,09 %	2,56 %

5.2.6 Retificador da Topologia Proposta 4

As perdas do Retificador 4 são mostradas na Tabela 5.20. A análise das perdas para este retificador foi feita somente para a Situação 2.

Tabela 5.20: Perdas no Retificador Convencional e no Retificador 4.

<i>Perdas</i>	<i>Conv $\mu = 0,5$</i>	<i>Conv $\mu = 0,0$</i>	<i>Ret 4: $\mu = 0,5$</i>	<i>Ret 4: $\mu = 0,0$</i>
<i>Condução</i>	85,6190W	85,6238W	176,0292 W	175,9768 W
<i>Chaveamento</i>	243,7768W	157,0744W	108,8539 W	81,7478 W
<i>Totais</i>	329,3958W	242,6982W	284,7502 W	256,4005 W

Como as pontes monofásicas que compõem o retificador são mistas, então elas não apresentam fator de roda livre. Porém o retificador trifásico convencional, ao qual as fases

ímpares da máquina elétrica estão ligadas, apresenta. Logo, na Tabela 5.20, $\mu_{sk} = \mu$. Nota-se o aumento das perdas por condução frente ao retificador convencional e redução das perdas por chaveamento, devido ao uso dos diodos e menores tensões nos barramentos quando comparadas ao valor da tensão no barramento da topologia convencional.

As perdas normalizadas para o Retificador 4 são apresentadas na Tabela 5.21.

Tabela 5.21: Perdas em por unidade no Retificador 4.

<i>Ret 4: $\mu = 0,5$</i>	<i>Ret 4: $\mu = 0,0$</i>
5,93 %	5,34 %

5.3 Comparação entre as Topologias

Esta seção traz a comparação entre as topologias estudadas do ponto de vista de distorção harmônica e perdas totais. A discussão a respeito da distorção harmônica será feita separadamente para retificadores e inversores. Já as perdas mostradas serão do conjunto Retificador + Inversor de todas as topologias, permitindo perceber-se mais claramente quais são as melhores topologias em relação a esse parâmetro.

5.3.1 Distorção Harmônica dos Retificadores

A Tabela 5.22 apresenta os melhores valores de WTHD para os retificadores de todas as topologias estudadas neste trabalho. Nota-se, portanto, que o Retificador 1 apresenta o melhor valor de WTHD dentre todos (0,2114 %) quando da utilização do fator de roda livre $\mu = 0,5$. As tensões geradas pelo Retificador 3 sobre o grupo par da máquina, na situação de menores tensões nos barramentos CC (Situação 2), apresentam o segundo melhor valor de WTHD (0,225 %).

Tabela 5.22: Melhores valores de WTHD dos retificadores de todas as topologias estudadas.

	Fator μ	WTHD(%)
Convencional	0,5	0,4
Retificador 1	0,5	0,2114
Retificador 2	-	0,7341
Retificador 3 - Grupo ímpar (Sit. 2)	0,5	0,27
Retificador 3 - Grupo par (Sit. 2)	0,5	0,225
Retificador 4 - Grupo par (Sit. 2)	-	0,7544

5.3.2 Distorção Harmônica nos Inversores

A Tabela 5.23 a seguir retrata os valores de WTHD para as tensões geradas por todos os inversores das topologias estudadas neste trabalho. Nota-se, portanto, que o

inversor das Topologias Proposta 1 e 2 apresentam o melhor valor de WTHD dentre todos os inversores (0,035 %), valor este obtido quando $\mu = 0,5$ e utilizando-se duas ou quatro portadoras defasadas de 90° , conforme discutido no Capítulo 3. O Inversor das Topologias Propostas 3 e 4 vem em seguida, apresentando o segundo melhor valor de WTHD (0,0738 %) com $\mu = 0,5$.

Tabela 5.23: Melhores valores de WTHD dos inversores de todas as topologias estudadas.

	Fator μ	WTHD(%)
Convencional	0,5	0,24
Inversor 1 e 2	0,5	0,035
Inversor 3 e 4 (Sit. 1)	0,7	0,1617
Inversor 3 e 4 (Sit. 2)	0,5	0,0738

Dessa forma, conclui-se que, do ponto de vista de distorção harmônica, a melhor estrutura estudada foi a Topologia Proposta 1, já o seu retificador e seu inversor apresentam os melhores valores de WTHD.

5.3.3 Perdas Totais

A Tabela 5.24 apresenta os valores das perdas totais, em porcentagem, de todas as topologias estudadas neste trabalho. Os valores nela presentes são aqueles referentes melhores valores de WTHD. Nota-se portanto que o menor valor é obtido para a Topologia Proposta 3 na situação de menores valores nos barramentos CC (Situação 2).

Tabela 5.24: Perdas totais de todas as topologias estudadas.

	Perdas totais (%)
Topologia Convencional	9,66
Topologia Proposta 1	10,88
Topologia Proposta 2	11,26
Topologia Proposta 3 (Sit. 1)	8,84
Topologia Proposta 3 (Sit. 2)	8,32
Topologia Proposta 4 (Sit. 2)	9,02

5.4 Conclusão

Este capítulo trouxe a análise da distorção harmônica das tensões geradas pelos conversores, bem como as perdas por condução e chaveamento que acontece nos dispositivos semicondutores que os compõem.

A distorção harmônica, medida por meio da WTHD, das tensões geradas pelos retificadores das topologias propostas que utilizam pontes H completas se mostra bem

melhor (menor) quando comparada àquela obtida nas tensões geradas pelo retificador convencional. Quando as pontes passam a ser mistas, os valores da WTHD se tornam elevados, comparando-se àquela do retificador convencional quando $\mu = 0,0$ ou $\mu = 1,0$ (valores do fator de roda livre para os quais a tensão gerada pelo retificador convencional apresentam os maiores valores de WTHD).

Já os inversores de todas as topologias propostas apresentam valores de distorção bem menores que o inversor convencional.

As perdas por condução nas topologias propostas são bem maiores que na topologia convencional, já que o número de braços se torna bem maior e as correntes percorridas por eles é a mesma para as topologias convencional e propostas. As perdas por chaveamento são menores nas topologias propostas já que estas permitem o uso de tensões nos barramentos CC com valores menores que a tensão no barramento da topologia convencional.

Os retificadores de todas as topologias propostas apresentam valores de perdas menores que o retificador convencional. Entretanto, as perdas nos inversores das topologias propostas são superiores às perdas da topologia convencional. Isso acontece porque as perdas por condução se tornam muito elevadas devido ao número de braços e a redução nas perdas por chaveamento não são suficientes para compensar o aumento das perdas por condução.

Realizando-se a comparação entre as topologias estudadas, verificou-se que, do ponto de vista de distorção harmônica, a melhor topologia dentre as estudadas foi a Topologia Proposta 1, já que tanto o seu retificador quanto o seu inversor apresentaram os melhores valores de WTHD. Já para as perdas totais do conjunto retificador + inversor, a melhor estrutura foi a Topologia Proposta 3 na situação de menores tensões nos barramentos CC (Situação 2).

Analisando o conjunto dos dois parâmetros (Distorção Harmônica e Perdas), pode-se concluir que a melhor topologia entre todas as analisadas é a Topologia Proposta 3, já que esta apresenta o menor valor de perdas e ainda valores muito baixos de distorção harmônica.

Ainda assim, é possível que as tensões geradas pelos inversores das Topologias Propostas sejam melhoradas, conseqüentemente melhorando os valores de WTHD. Esta melhoria pode vir através do emprego do PWM vetorial, no qual os estados das chaves dos conversores são escolhidos de maneira que as tensões geradas pelos conversores chaveiem entre dois níveis por vez (onde o valor dos níveis depende da tensão nos barramentos CC e os níveis escolhidos dependem do valor de referência da tensão do conversor) e as tensões sobre os terminais da carga chaveiem entre, no máximo, três níveis por vez (devido à tensão homopolar). Esta análise será feita em um trabalho futuro.

Capítulo 6

Resultados de Simulação

Neste capítulo são apresentados os resultados das simulações realizadas para as configurações *fonte primária controlada+máquina elétrica*. Serão ilustradas todas as grandezas controladas, desde o transitório ao regime permanente, bem como a saída dos controladores, permitindo avaliar a eficiência do sistema de controle.

A carga a ser alimentada apresenta os mesmos parâmetros para todas as configurações. Eles são mostrados na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros da carga.

<i>Parâmetro</i>	<i>Definição</i>	<i>Valor</i>
r_g	<i>Resistência</i>	19,36 Ω
l_g	<i>Indutância</i>	38,52 mH
f	<i>Frequência</i>	60 Hz
N	<i>Potência aparente</i>	6 kVA
$\cos(\vartheta)$	<i>Fator de potência</i>	0,8

Os parâmetros da máquina a ímã permanente de seis fases utilizada são mostrados na Tabela 6.2

Tabela 6.2: Parâmetros da máquina a ímã permanente

<i>Parâmetro</i>	<i>Definição</i>	<i>Valor</i>
P	<i>Número de pares de polos da máquina</i>	11
l_{sd}	<i>Indutância do eixo direto</i>	9,987 mH
l_{sq}	<i>Indutância do eixo em quadratura</i>	9,987 mH
r_s	<i>Resistência dos enrolamentos do estator</i>	1,928 Ω
J_m	<i>Momento de inércia</i>	0,03 kg.m ²
F_m	<i>Coefficiente de atrito</i>	10 ⁻³
ϕ_{pm}	<i>Fluxo do ímã permanente</i>	0,342 Wb
ω_r	<i>Frequência das grandezas elétricas do estator</i>	377 rad/s
ω_m	<i>Velocidade mecânica do rotor</i>	34,27 rad/s
a	<i>Ângulo de defasagem entre os grupos par e ímpar</i>	0°
L_{ls}	<i>Indutância de dispersão do estator</i>	0,11 _{sd}

Os parâmetros da máquina de indução de seis fases utilizada são mostrados na Tabela 6.3.

Tabela 6.3: Parâmetros da máquina de indução

<i>Parâmetro</i>	<i>Definição</i>	<i>Valor</i>
P	<i>Número de pares de polos da máquina</i>	3
l_s	<i>Indutância equivalente do estator</i>	0,2792 H
l_r	<i>Indutância equivalente do rotor</i>	0,2886 H
R_s	<i>Resistência dos enrolamentos do estator</i>	1,63 Ω
r_r	<i>Resistência dos enrolamentos do rotor</i>	1,08 Ω
J_m	<i>Momento de inércia</i>	0,109 $kg.m^2$
F_m	<i>Coefficiente de atrito</i>	0,01
λ_r	<i>Fluxo rotórico induzido</i>	1,6 Wb
ω_r	<i>Frequência elétrica do rotor</i>	316,8 rad/s
ω_m	<i>Velocidade mecânica do rotor</i>	105,6 rad/s
α	<i>Ângulo de defasagem entre os grupos par e ímpar</i>	30°
L_{ls}	<i>Indutância de dispersão do estator</i>	0,1 l_s

6.1 Turbina Controlada + Máquina de Indução - Topologia Proposta 1

A seguir serão apresentados os resultados de simulação da Topologia Proposta 1 apresentada na Fig. 3.1, utilizando a estratégia de controle Turbina Controlada + Máquina de Indução ilustrada na Fig. 3.4. Esses resultados foram obtidos com os parâmetros do sistema apresentados na Tabela 6.4.

Tabela 6.4: Parâmetros do sistema.

<i>Parâmetro</i>	<i>Definição</i>	<i>Valor</i>
C	<i>Capacitância do barramento</i>	2200 μF
v_C^*	<i>Tensão de referência do barramento</i>	350 V
f_t	<i>Frequência da portadora triangular</i>	10 kHz
T_p	<i>Constante de tempo da turbina</i>	2s

Além disso, foi escolhido o menor valor de tensão para os barramentos CC da Topologia Proposta 1, capaz de gerar corretamente tensões chaveadas nos terminais da máquina para geração da potência demandada pela carga. Desse modo, percebe-se que o valor da tensão nos barramentos CC sofre influência dos parâmetros da máquina utilizada. Quando do uso da máquina a ímã permanente, este valor será outro.

Sabe-se que, quando a turbina é controlada, a potência demandada pela carga é imposta e o sistema de controle deve se ajustar a essa demanda. Para mostrar que a carga foi corretamente alimentada, as suas correntes são ilustradas na Fig.6.1.

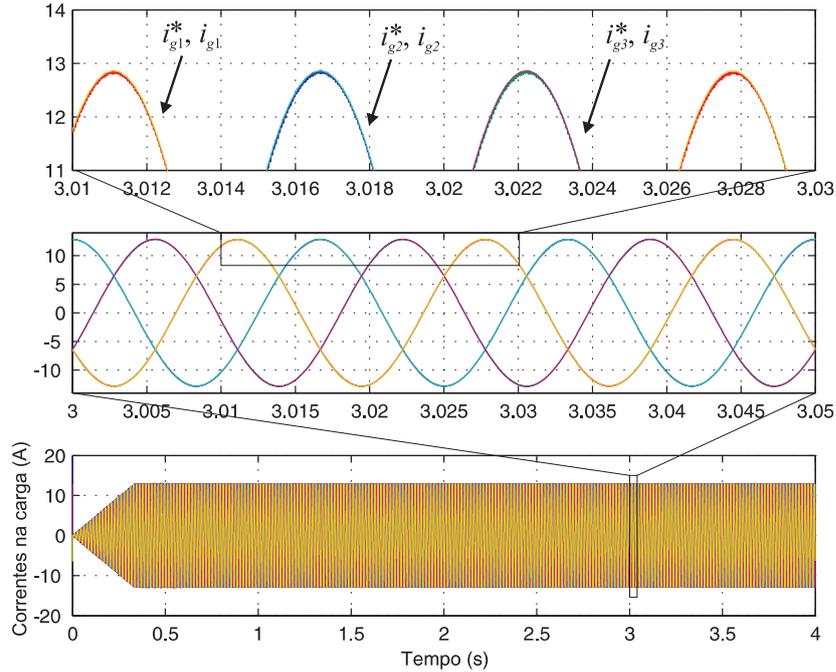


Figura 6.1: Correntes na carga - Configuração Turbina Controlada + Máquina de Indução.

Nota-se na Fig. 6.1 que a amplitude das correntes da carga foram aumentadas em rampa, de maneira a facilitar o trabalho do controlador. Percebe-se que o controle das correntes foi realizado satisfatoriamente. Devido à possibilidade da obtenção de tensões com níveis baixos de distorção harmônica por meio do inversor proposto, nota-se que oscilação (*ripple*) das correntes se torna bem pequena.

A velocidade é ilustrada na Fig. 6.2, bem como os conjugados elétrico e mecânico.

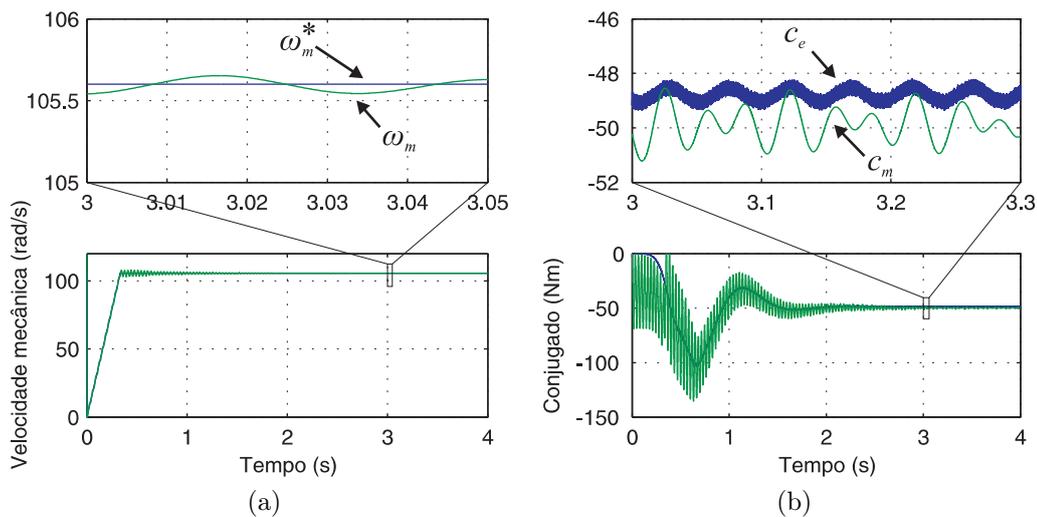


Figura 6.2: (a) Velocidade mecânica. (b) Conjugados elétrico e mecânico - Configuração Turbina controlada + Máquina de indução.

A exemplo da amplitude das correntes da carga, também a velocidade tem seu

valor de referência aumentado em rampa com o objetivo de evitar grandes oscilações no regime transitório. Nota-se que o controle foi realizado de maneira eficiente e satisfatória. Sabe-se que, como o atrito é muito pequeno, os valores dos dois conjugados devem ser praticamente iguais em regime permanente de maneira a manter torque resultante nulo no eixo da máquina e a velocidade rotórica constante.

Nota-se também que os conjugados (elétrico e mecânico) apresentam valores negativos. Isto é devido ao fato de assumir-se para a máquina a convenção motor, também chamada de convenção receptor. Ou seja, admite-se que a máquina funciona como motor, recebendo energia para o seu funcionamento. Porém, como na verdade a máquina está trabalhando como gerador, ela está fornecendo energia. Assim, os conjugados terminam por apresentar valores negativos.

A Fig. 6.3 ilustra a tensão nos seis barramentos CC do sistema.

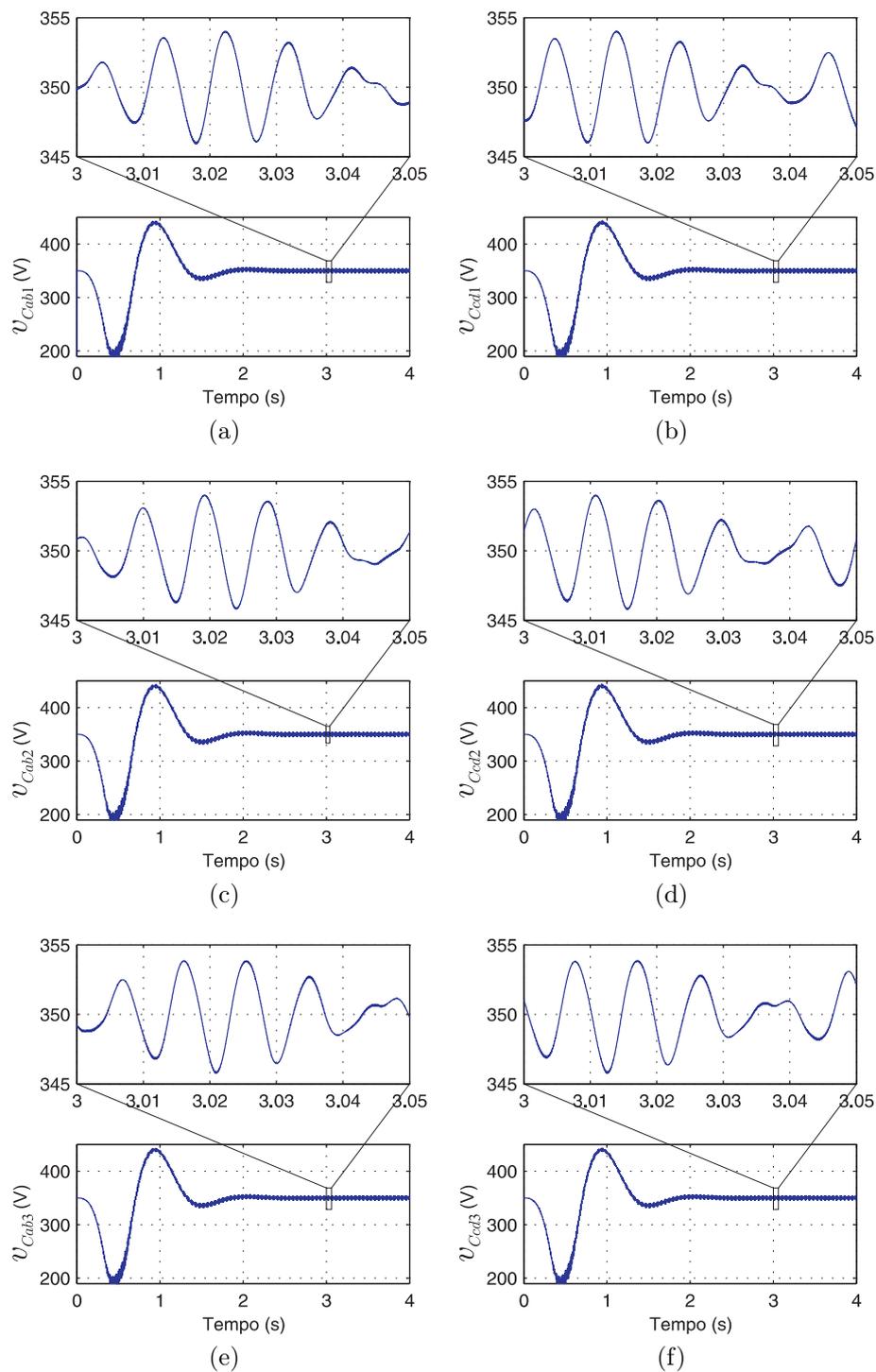


Figura 6.3: Tensões nos barramentos (a) v_{Cab1} . (b) v_{Ccd1} . (c) v_{Cab2} . (d) v_{Ccd2} . (e) v_{Cab3} . (f) v_{Ccd3} . - Configuração Turbina controlada + Máquina de indução.

O valor inicial de tensão é igual à referência. Durante o transitório, o capacitor descarrega porque a potência gerada pela máquina é menor que a potência demandada pela carga. Assim, esta potência deve ser suprida pelo capacitor, descarregando-o. Porém, o sistema de controle atua, fazendo com que a tensão nos seis capacitores atinja o valor de referência e a potência gerada seja igual à potência requerida.

O comportamento das tensões dos capacitores em regime permanente, observado na Fig. 6.3, ocorre porque a frequência das grandezas elétricas da máquina e da carga apresentam frequências diferentes (50 Hz e 60 Hz, respectivamente). Logo, devido a essa diferença, as tensões no capacitor se comportam da maneira vista na Fig. 6.3.

Os valores de referência de amplitude de i_{sqj}^* das correntes na máquina são ilustrados na Fig. 6.4.

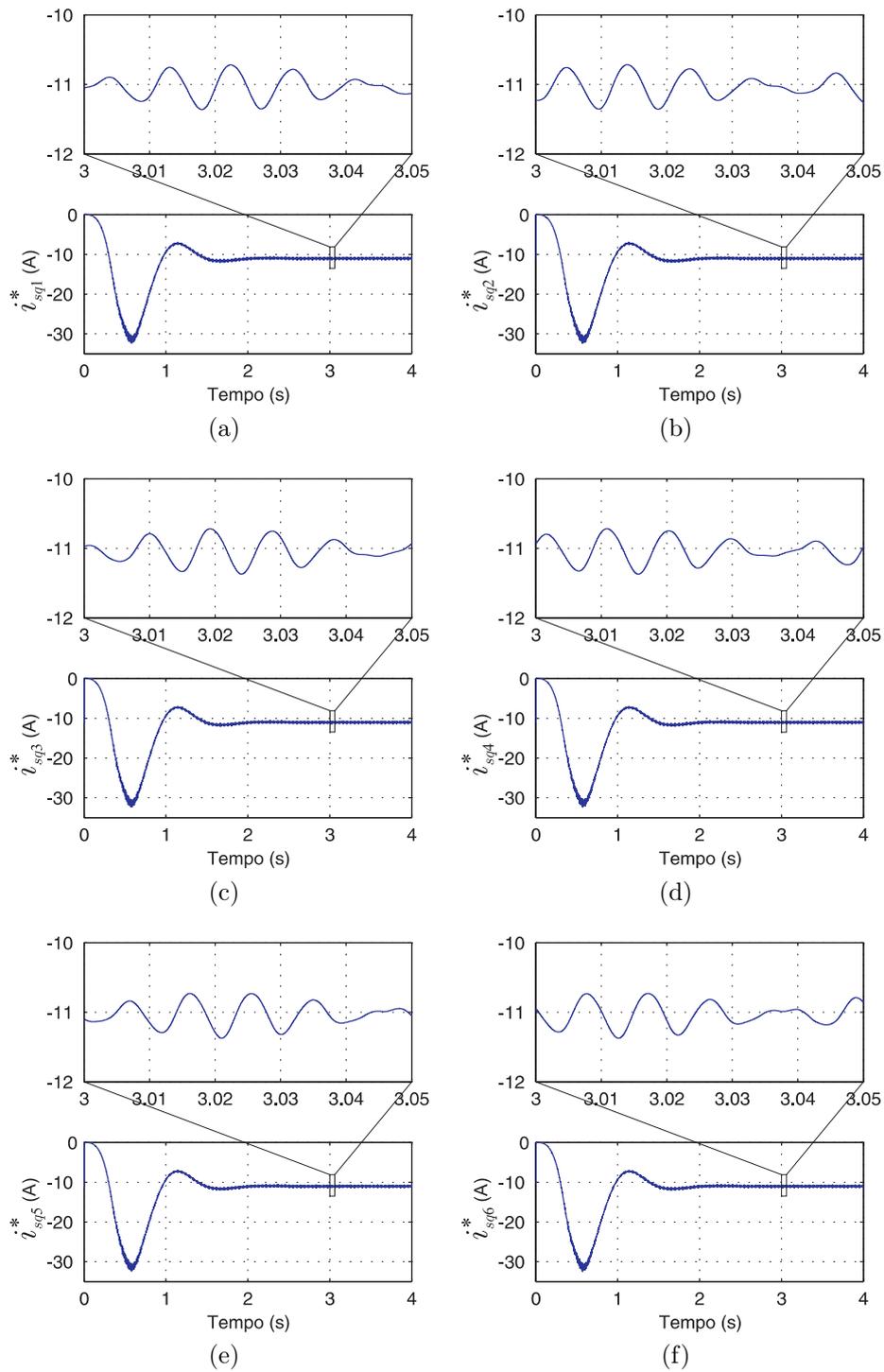


Figura 6.4: Valores de amplitude de i_{sqj}^* das correntes na máquina - Configuração Turbina Controlada + Máquina de Indução.

As Figs. 6.5 e 6.6 ilustram as correntes nos grupos ímpar e par da máquina, respectivamente.

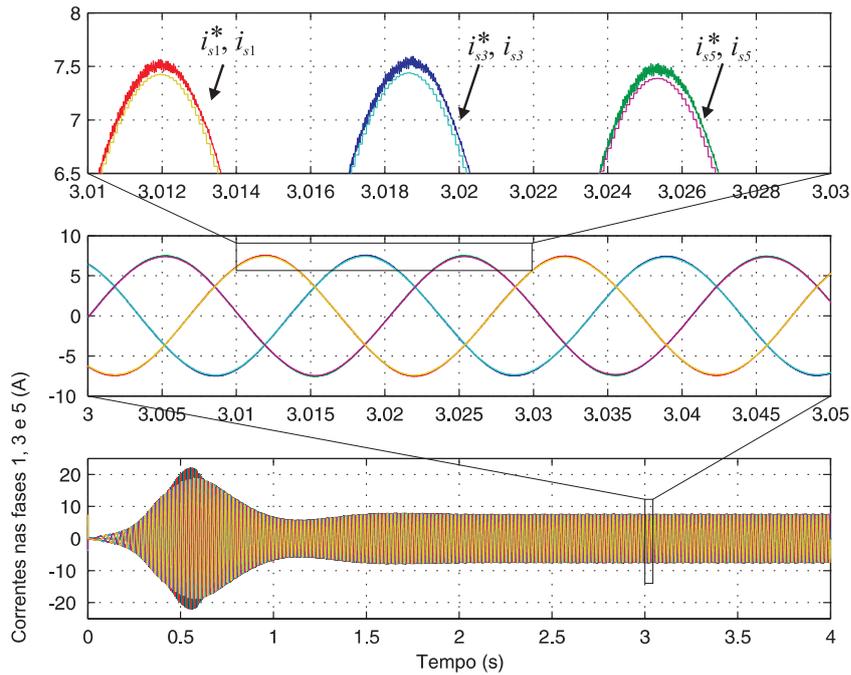


Figura 6.5: Correntes fases 1, 3 e 5 - Configuração Turbina Controlada + Máquina de Indução.

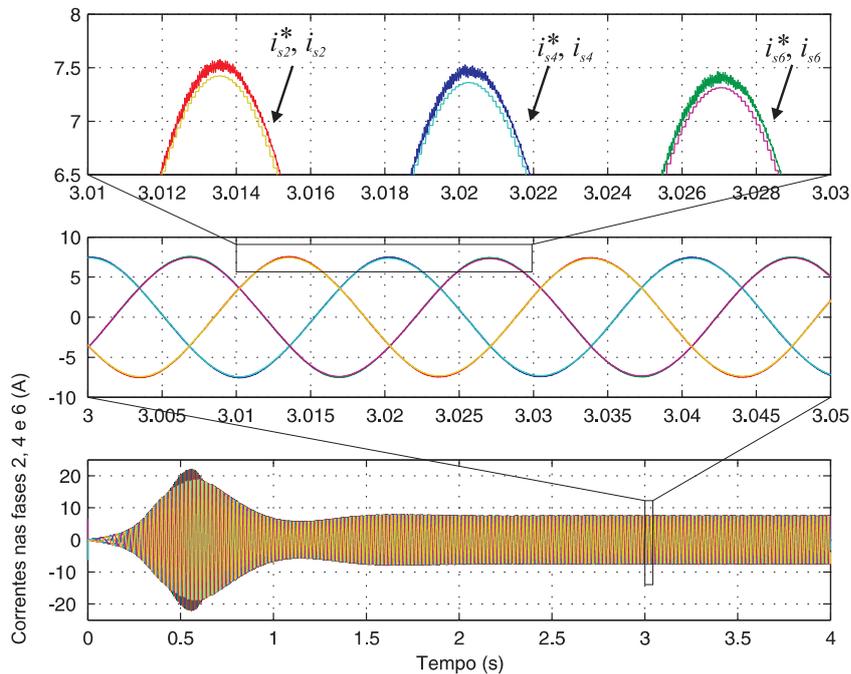


Figura 6.6: Correntes fases 2, 4 e 6 - Configuração Turbina Controlada + Máquina de Indução.

Nota-se que o controle foi realizado para as correntes nas fases da máquina. Nota-se também que, como o retificador em ponte H permite a obtenção de tensões com somente três níveis, elas apresentam um nível maior de distorção quando comparada ao inversor. Essa distorção se reflete diretamente na corrente, que apresenta uma oscilação maior que

a corrente na carga.

6.2 Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente - Topologia Proposta 1

Os resultados para a Topologia Proposta 1 obtidos com o sistema de controle apresentado na Fig. 3.7 para um turbina controlada acionando uma máquina a ímã permanente são apresentados nas Figs. 6.7 à 6.12. Neste caso, devido a utilização da máquina a ímã permanente, a tensão nos barramentos CC necessária para a geração das tensões chaveadas no retificador se torna menor, sendo utilizado um valor de tensão de $v_C^* = 150$ V.

A Fig. 6.7 ilustra as correntes na carga.

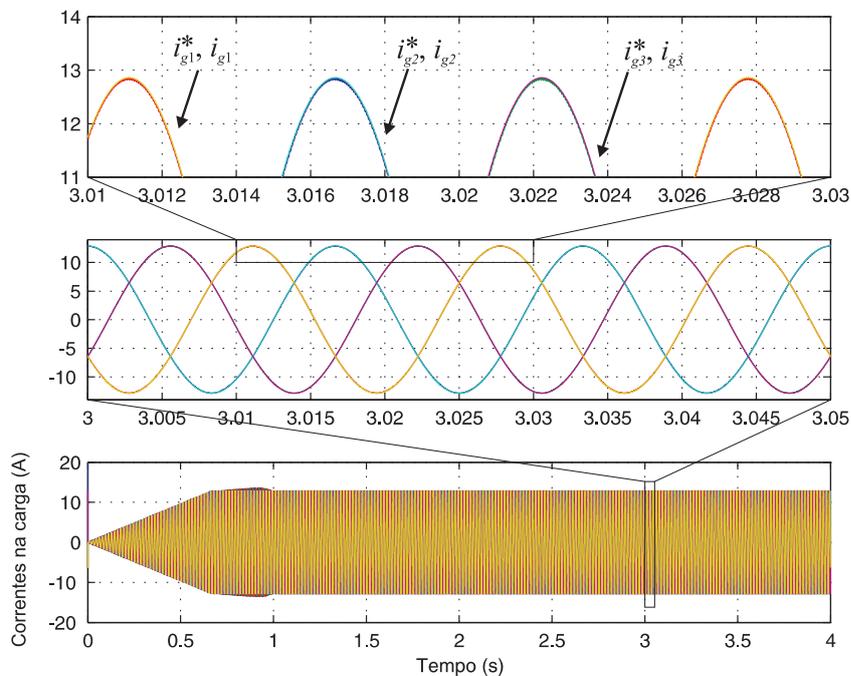


Figura 6.7: Correntes na carga - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

A velocidade e os conjugados elétrico e mecânico são ilustrados na Fig. 6.8.

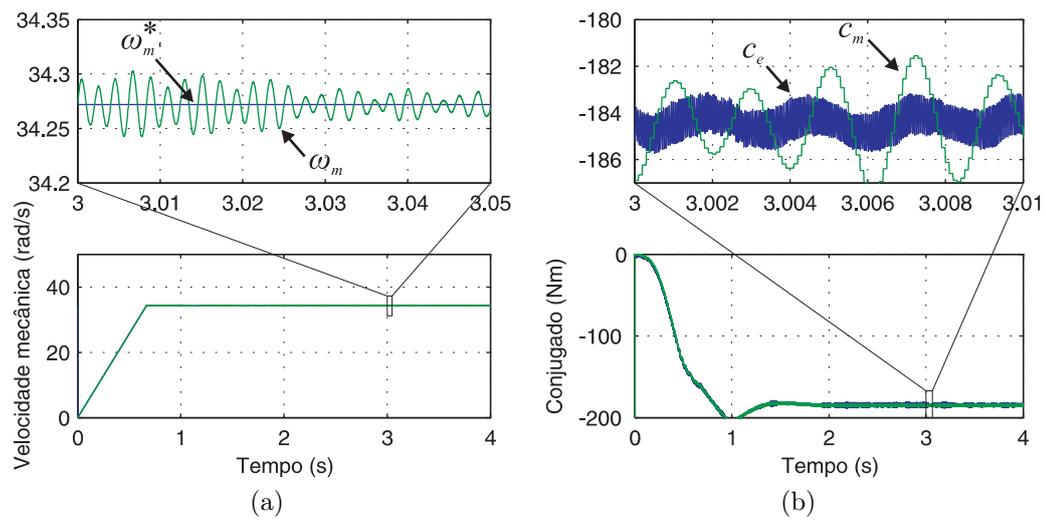


Figura 6.8: (a) Velocidade mecânica; (b) Conjugados elétrico e mecânico - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

As tensões dos barramentos CC são ilustradas na Fig. 6.9

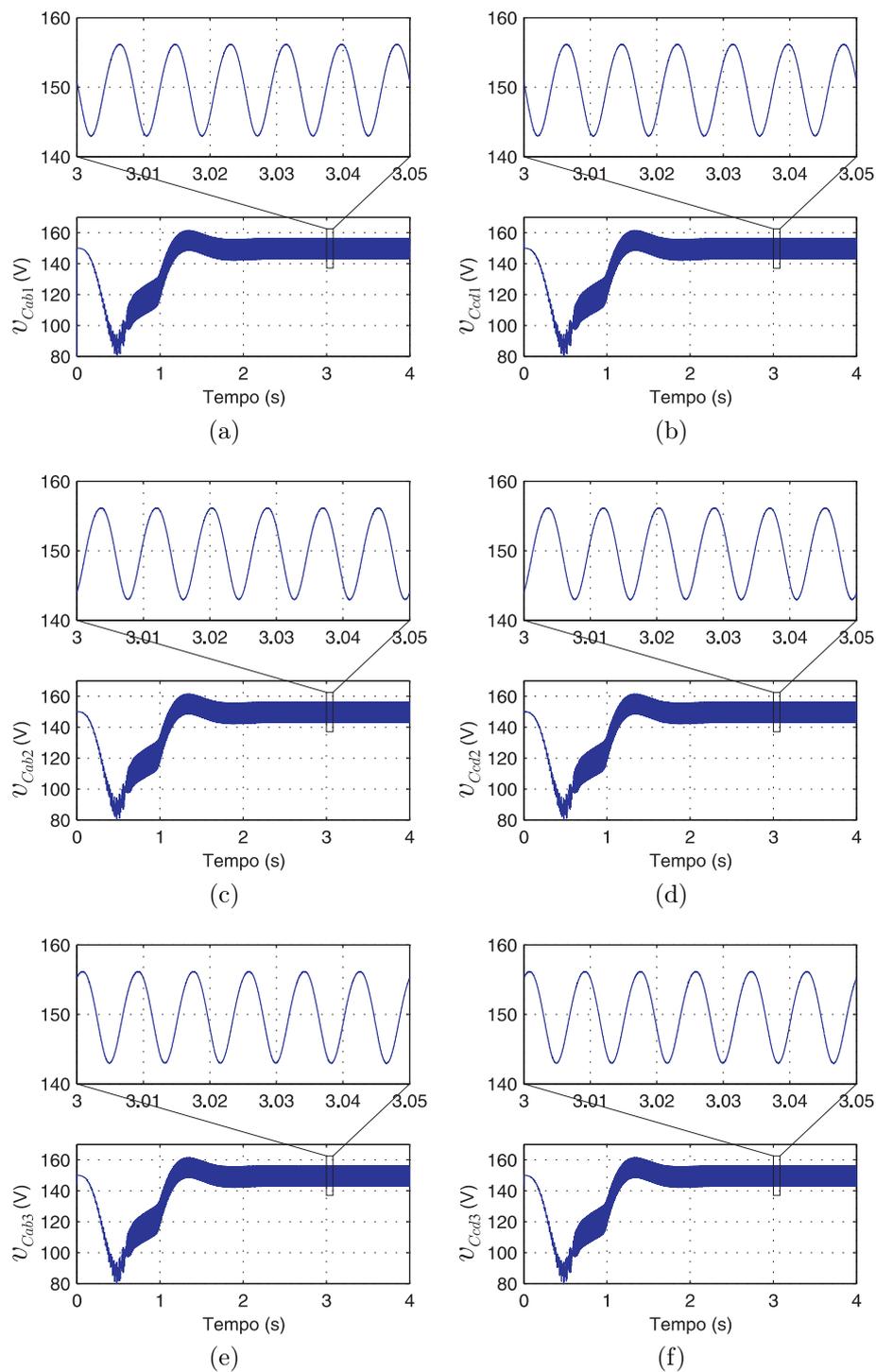


Figura 6.9: Tensões nos barramentos (a) v_{Cab1} . (b) v_{Ccd1} . (c) v_{Cab2} . (d) v_{Ccd2} . (e) v_{Cab3} . (f) v_{Ccd3} . - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

Nota-se que as tensões dos barramentos CC oscilam com o dobro da frequência da fundamental. A frequência fundamental das grandezas elétricas da máquina e da carga é 60 Hz.

As amplitudes das correntes nas fases estáticas são dadas nas saídas dos controladores das tensões dos barramentos CC, sendo ilustradas na Fig. 6.10.

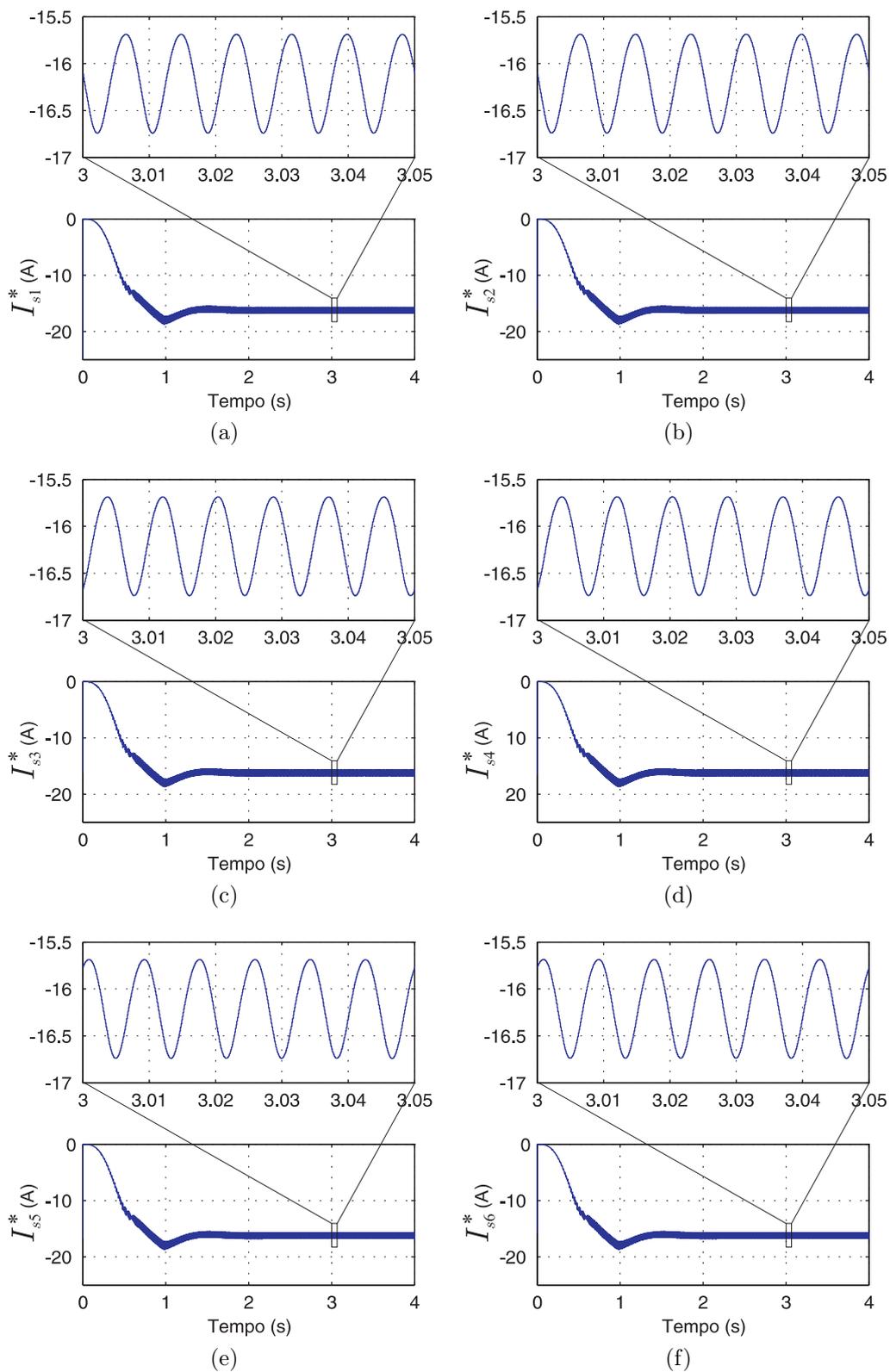


Figura 6.10: Amplitudes das correntes nas fases da máquina. (a) I_{s1}^* . (b) I_{s2}^* . (c) I_{s3}^* . (d) I_{s4}^* . (e) I_{s5}^* . (f) I_{s6}^* . - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

As Figs. 6.11 e 6.12 ilustram as correntes nos grupos ímpar e par da máquina, respectivamente.

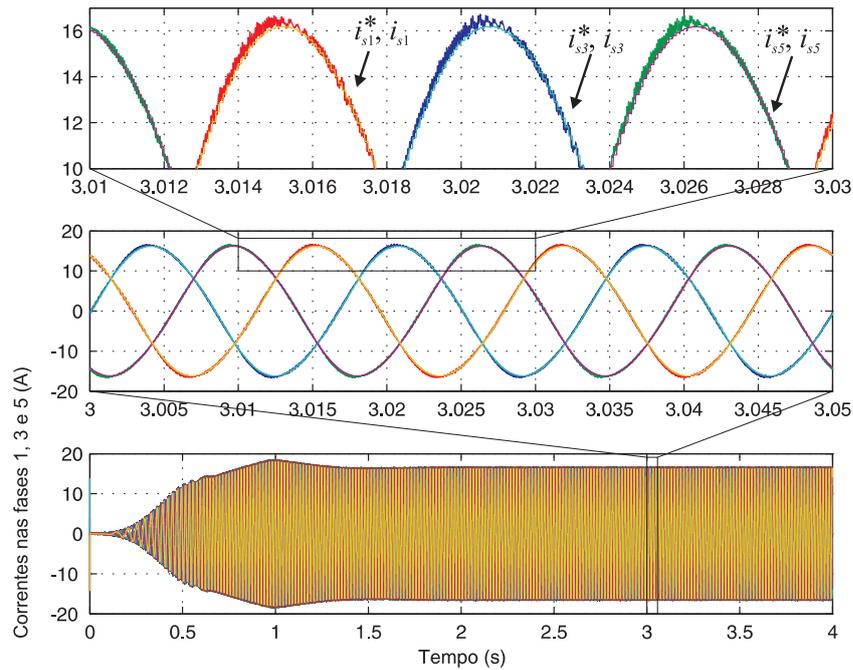


Figura 6.11: Correntes fases 1, 3 e 5 - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

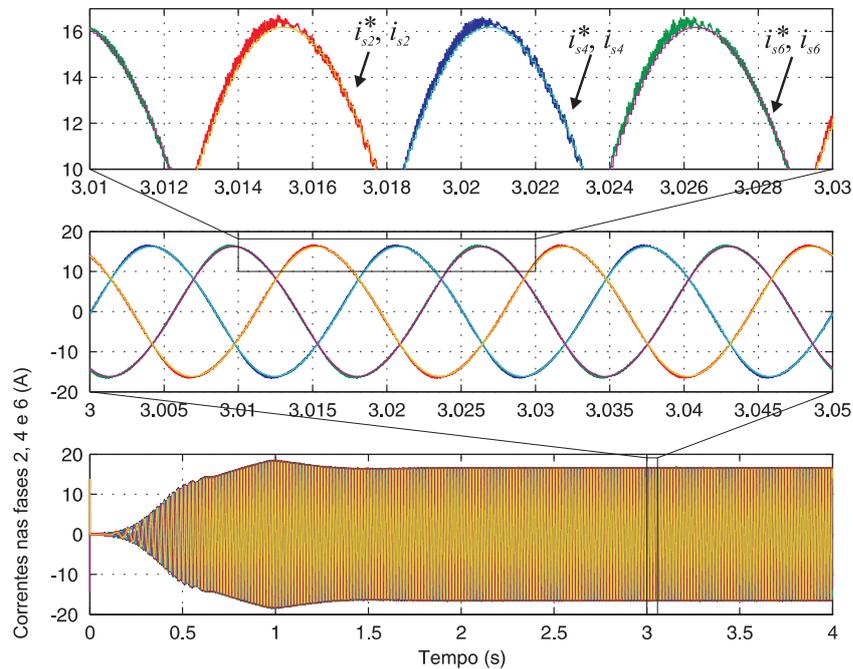


Figura 6.12: Correntes fases 2, 4 e 6 - Configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

A partir dos resultados apresentados nas Figs 6.7 à 6.12, nota-se que o controle das grandezas de interesse foi realizado de maneira satisfatória, isto é, a velocidade e a corrente da máquina foram controladas e as tensões dos seis barramentos CC são devidamente controladas e equilibradas.

6.3 Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente - Topologia Proposta 1

Um terceiro conjunto de resultados para a Topologia Proposta 1 é apresentado. Esses resultados são ilustrados nas Figs. 6.13 a 6.18 e foram obtidos com o sistema de controle Turbina Não-Controlada (apresentado na Fig. 3.9) com uma máquina síncrona a ímã permanente.

As correntes estatóricas da máquina são ilustradas nas Figs.6.13 e 6.14.

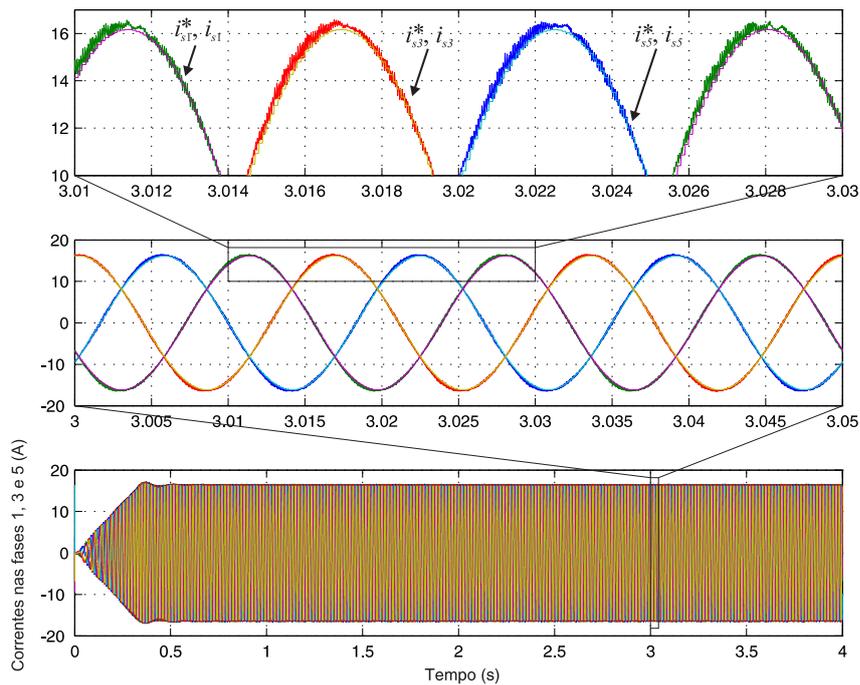


Figura 6.13: Correntes fases 1, 3 e 5 - Configuração Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

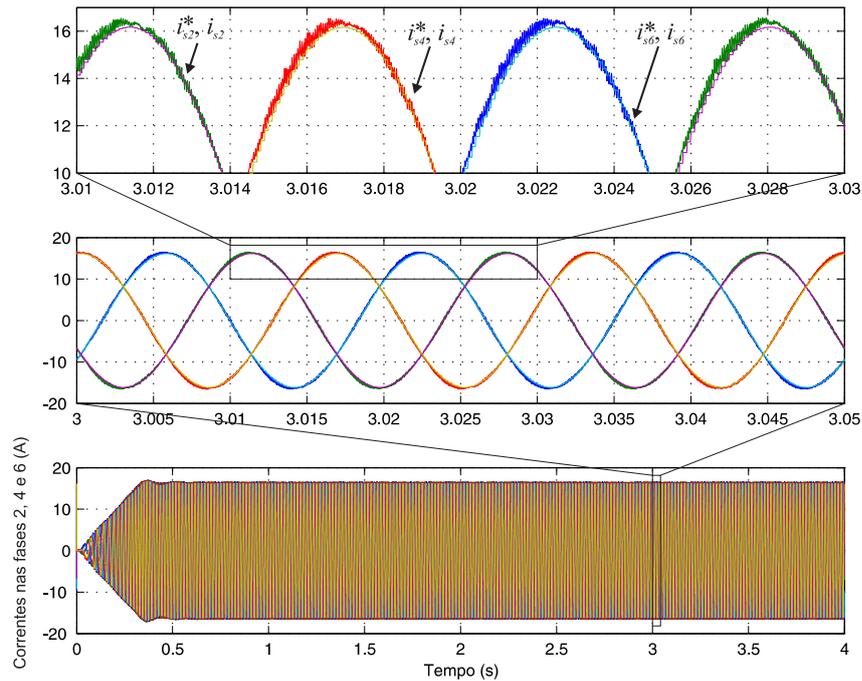


Figura 6.14: Correntes fases 2, 4 e 6 - Configuração Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

As curvas para a velocidade e conjugados elétrico e mecânico são ilustradas na Fig. 6.15

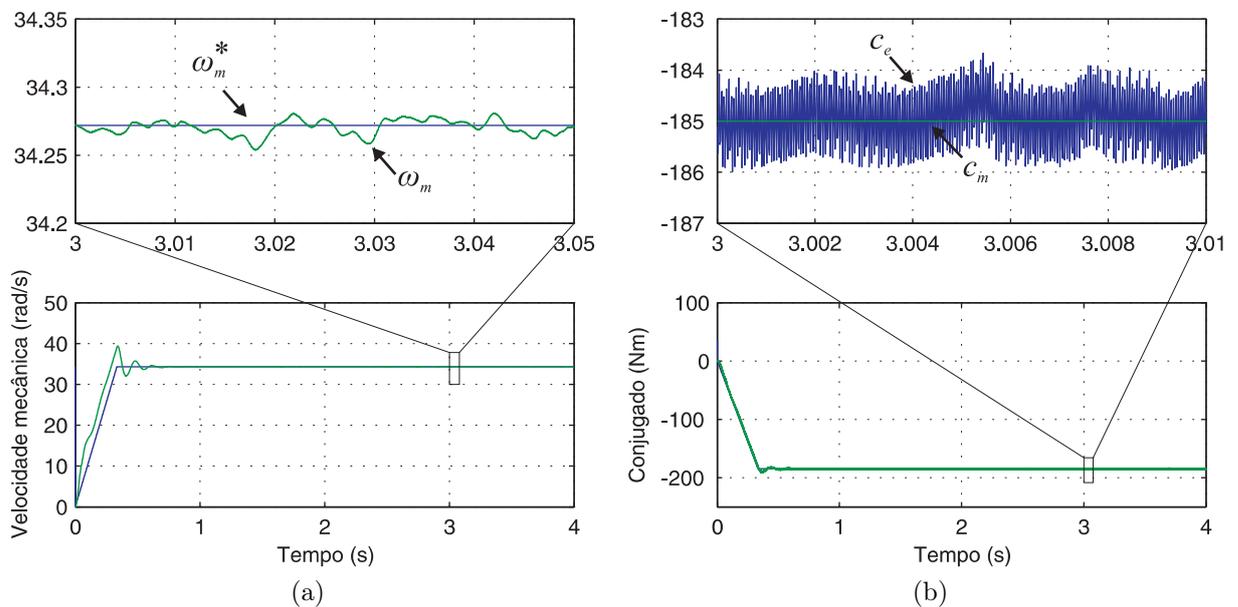


Figura 6.15: (a) Velocidade mecânica. (b) Conjugados elétrico e mecânico - Configuração Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

As tensões nos barramentos são ilustrados na Fig. 6.16.

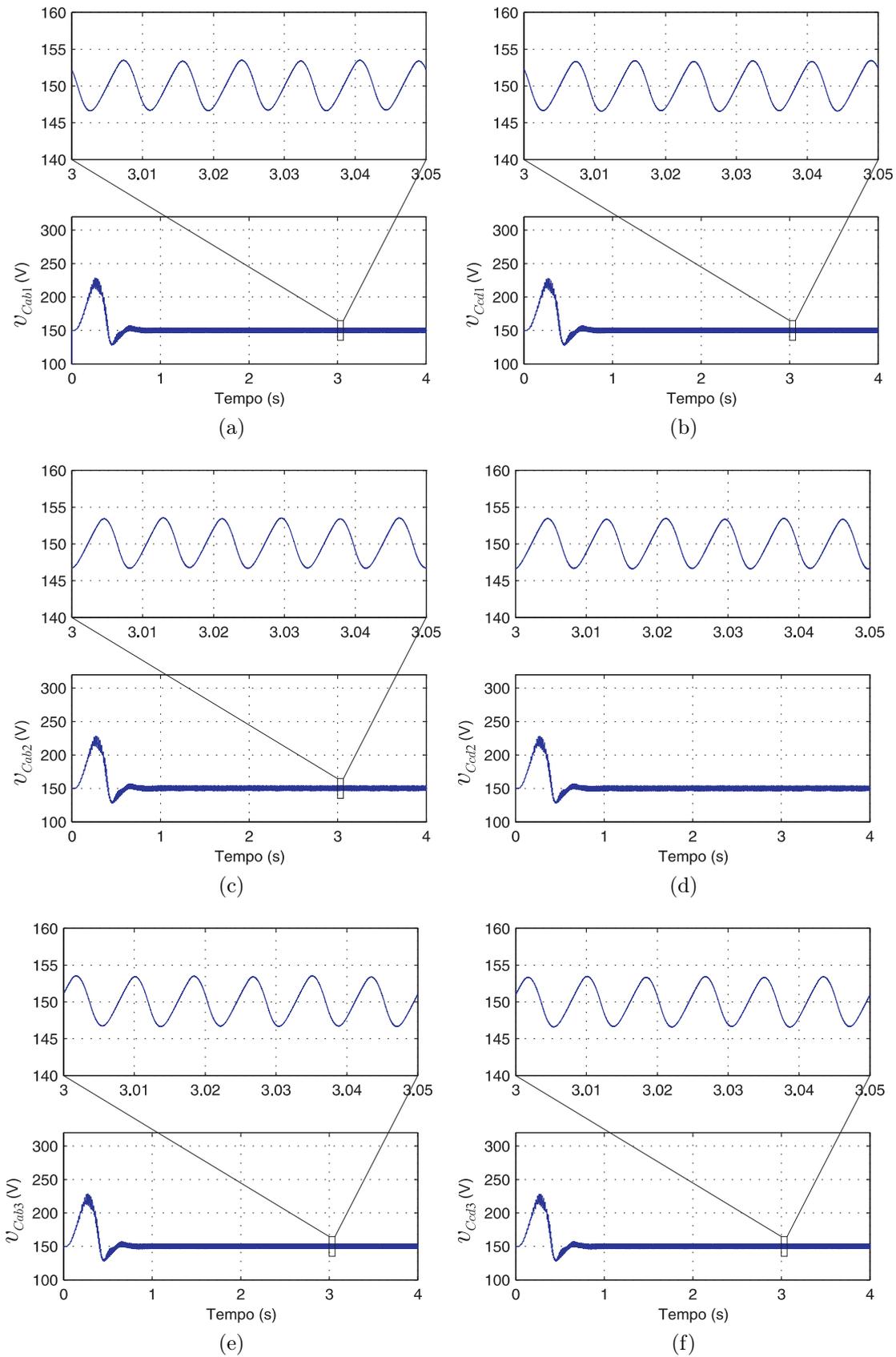


Figura 6.16: Tensões nos barramentos (a) v_{Cab1} . (b) v_{Ccd1} . (c) v_{Cab2} . (d) v_{Ccd2} . (e) v_{Cab3} . (f) v_{Ccd3} . - Configuração Turbina não-Controlada + Máquina a Ímã Permanente.

Para que o controle das tensões dos barramentos CC seja realizado, os controladores devem fornecer as amplitudes das correntes na carga, de maneira a equilibrar sua demanda à potência fornecida pelo gerador. Essas amplitudes são ilustradas na Fig. 6.17.

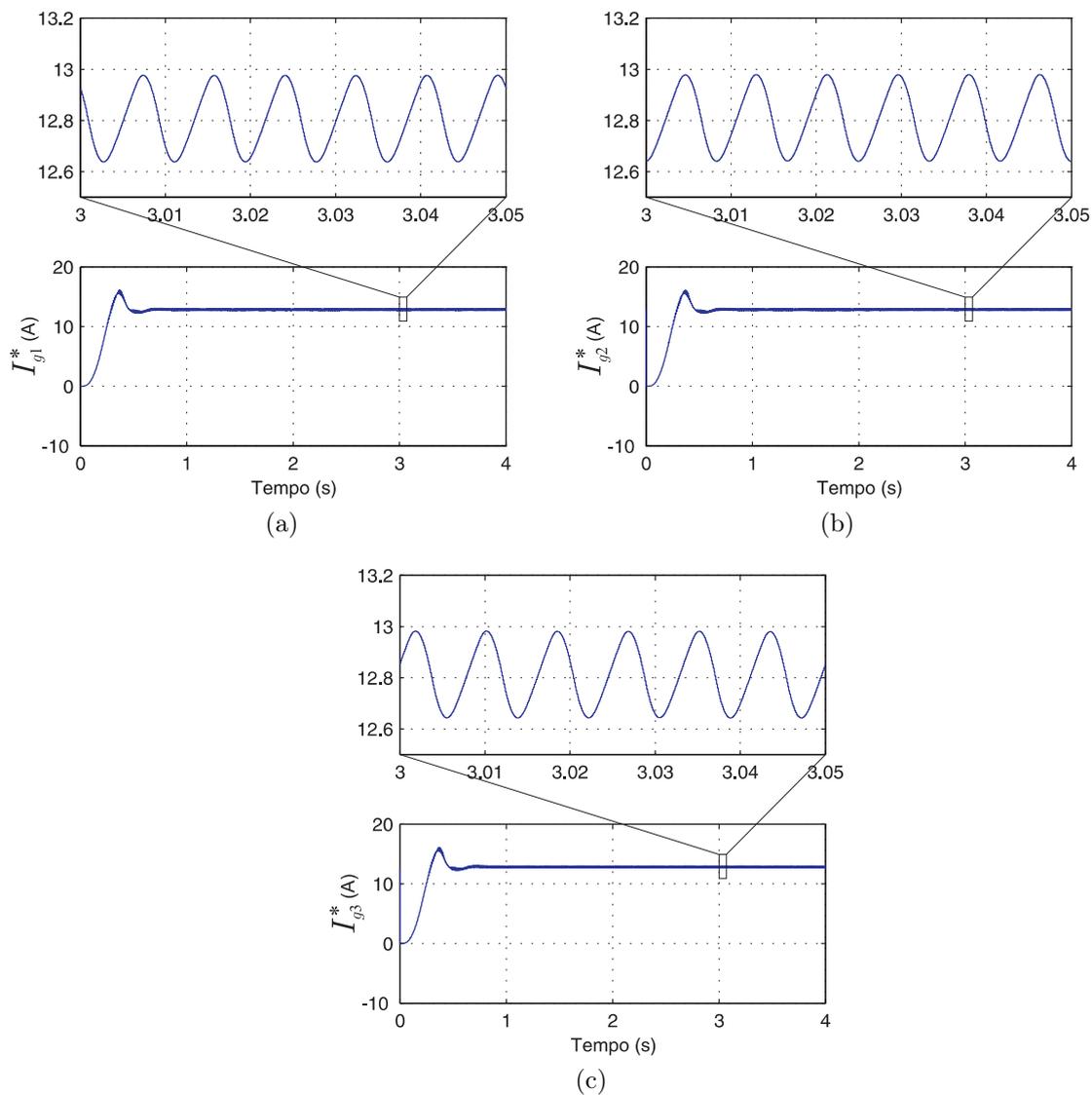


Figura 6.17: Amplitudes das correntes de referência na carga. (a) I_{g1}^* . (b) I_{g2}^* . (c) I_{g3}^* .

As correntes na carga são mostradas na Fig. 6.18.

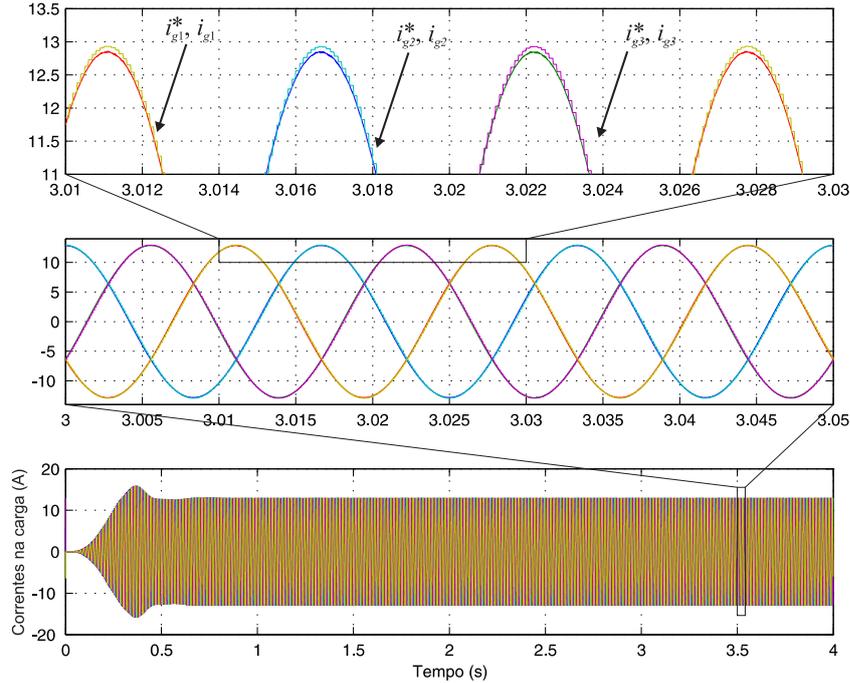


Figura 6.18: Correntes na carga.

Conforme discutido no capítulo 4, a única mudança quando da utilização de uma máquina de indução no lugar da máquina a ímã permanente é o valor da componente i_{sd}^* das correntes estatóricas. Dessa maneira, não há um avanço significativo em realizar as simulações para todas as topologias utilizando os dois tipos de máquinas. Os próximos resultados mostrados foram obtidos realizando simulações somente com máquinas a ímã permanente.

Já sobre o sistema de controle, as maiores contribuições foram obtidas quando faz-se o controle das tensões dos capacitores pelo lado da carga elétrica, ou seja, quando a turbina é não-controlada, já que esta configuração permite a realização dos controladores dos barramentos CC fornecendo os valores de μ_{xri} , dando uma maior flexibilidade na repartição da potência entre os conversores. Assim, a partir da Topologia Proposta 2, serão mostrados os resultados de simulação utilizando sempre a configuração Turbina não-controlada + Máquina a ímã permanente.

6.4 Topologia Proposta 2

Os resultados para a Topologia Proposta 2, ilustrada na Fig. 3.11, obtidos com o sistema de controle apresentado na Fig. 3.12 para a configuração Turbina Controlada + Máquina a Ímã Permanente, são apresentados nas Figs. 6.19 à 6.25.

As correntes estatóricas das fases ímpares e pares da máquina a ímã permanente são ilustradas nas Fig. 6.19 e 6.20, respectivamente.

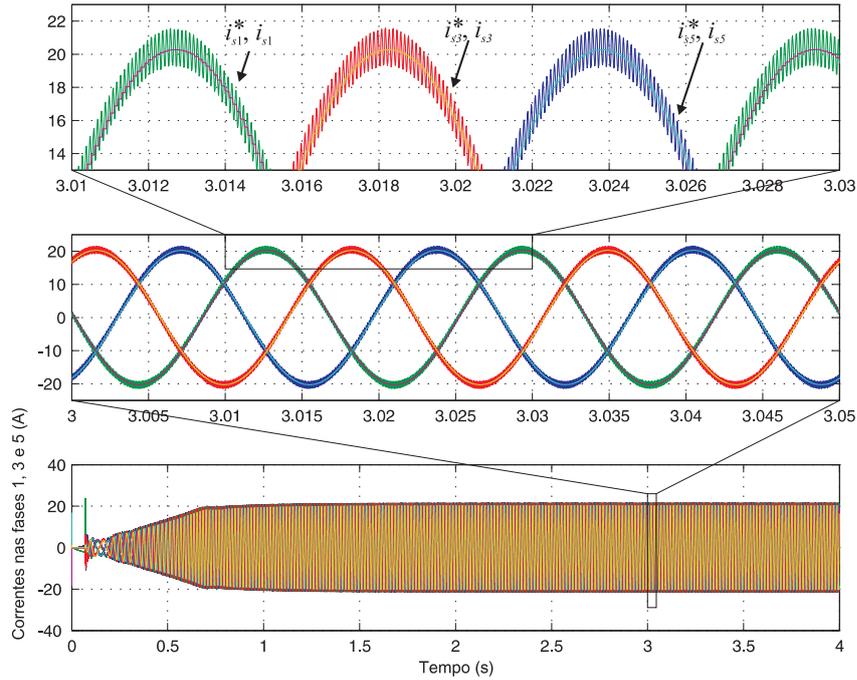


Figura 6.19: Correntes fases 1, 3 e 5 para Topologia Proposta 2.

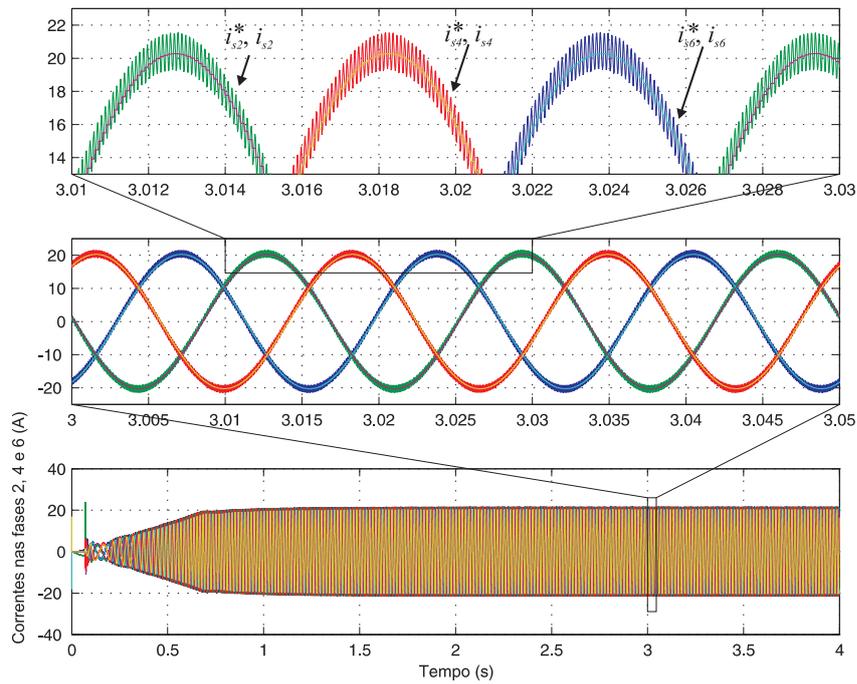


Figura 6.20: Correntes fases 2, 4 e 6 para Topologia Proposta 2.

Nota-se que as ondulações das correntes são bem mais elevadas para a Topologia 2 que para a Topologia 1. Isso acontece devido ao fato de um dos braços do conversor ser não-controlado. Assim, a tensão de polo deste braço este que tem seu valor grampeado em $-v_C/2$ ou $v_C/2$, dependendo do valor da corrente. Desta maneira, as correntes e tensões geradas por essa topologia apresentam valores de distorção harmônica maiores quando comparados com a Topologia Proposta 1. Nota-se também a ausência da distorção das

correntes quando da passagem por zero, já que fazendo-se $Q_S = 0$ as correntes se tornam em fase com as tensões nos terminais da máquina, anulando o efeito da distorção. A potência reativa é ilustrada na Fig. 6.21.

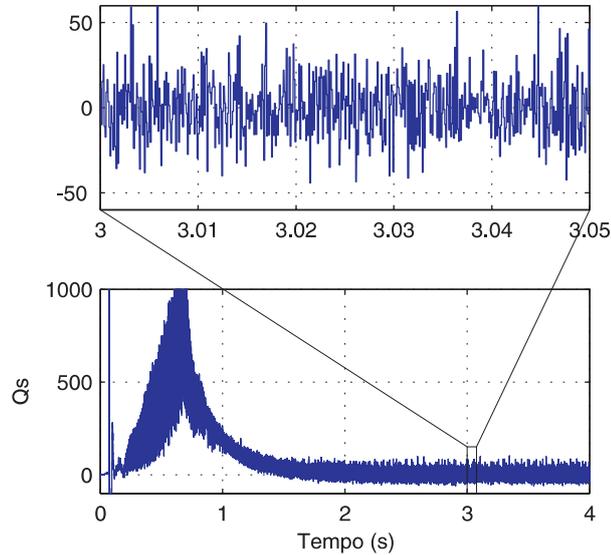


Figura 6.21: Potência reativa na máquina elétrica - Topologia Proposta 2.

As curvas para a velocidade e conjugados elétrico e mecânico são ilustradas na Fig. 6.22.

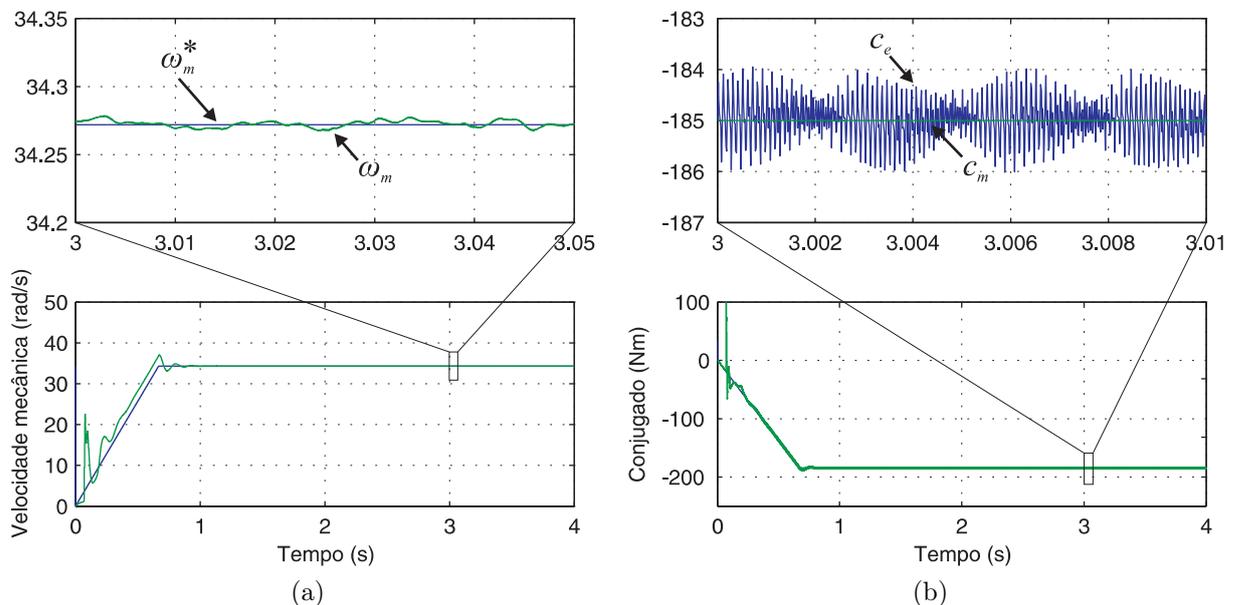


Figura 6.22: (a) Velocidade mecânica. (b) Conjugado mecânico - Topologia Proposta 2.

O controle de velocidade garante a regulação da velocidade no seu valor de referência, conforme mostrada na Fig. 6.22a, gerando na saída de seu controlador o valor de conjugado elétrico de referência necessário para fazer com que o torque resultante no eixo da máquina seja nulo, fazendo com que a velocidade permaneça constante.

As tensões nos barramentos são ilustrados na Fig. 6.23. Observa-se mais uma vez, a existência de harmônicos de segunda ordem nas tensões dos barramentos CC, devido à utilização de conversores monofásicos.

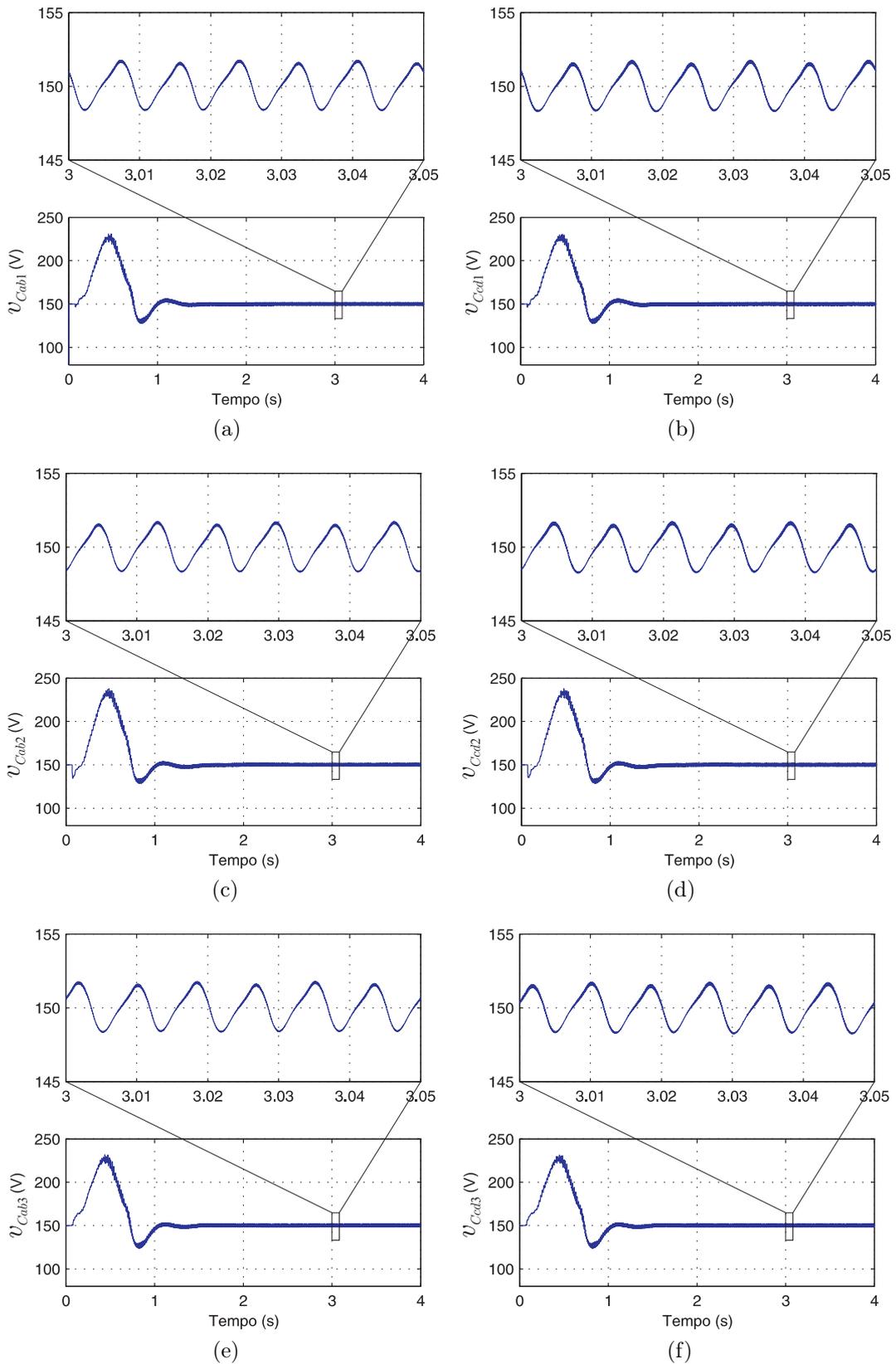


Figura 6.23: Tensões nos barramentos. (a) v_{Cab1} . (b) v_{Ccd1} . (c) v_{Cab2} . (d) v_{Ccd2} . (e) v_{Cab3} . (f) v_{Ccd3} .- Topologia Proposta 2.

Para que o controle dos barramentos CC seja realizado, a saída dos controladores

deve fornecer as amplitudes das correntes na carga, de maneira a equilibrar sua demanda à potência fornecida pelo gerador. Essas amplitudes são ilustradas na Fig.6.24. Por fim são mostradas na Fig. 6.25, devidamente controladas e equilibradas, as correntes instantâneas fornecidas à carga elétrica.

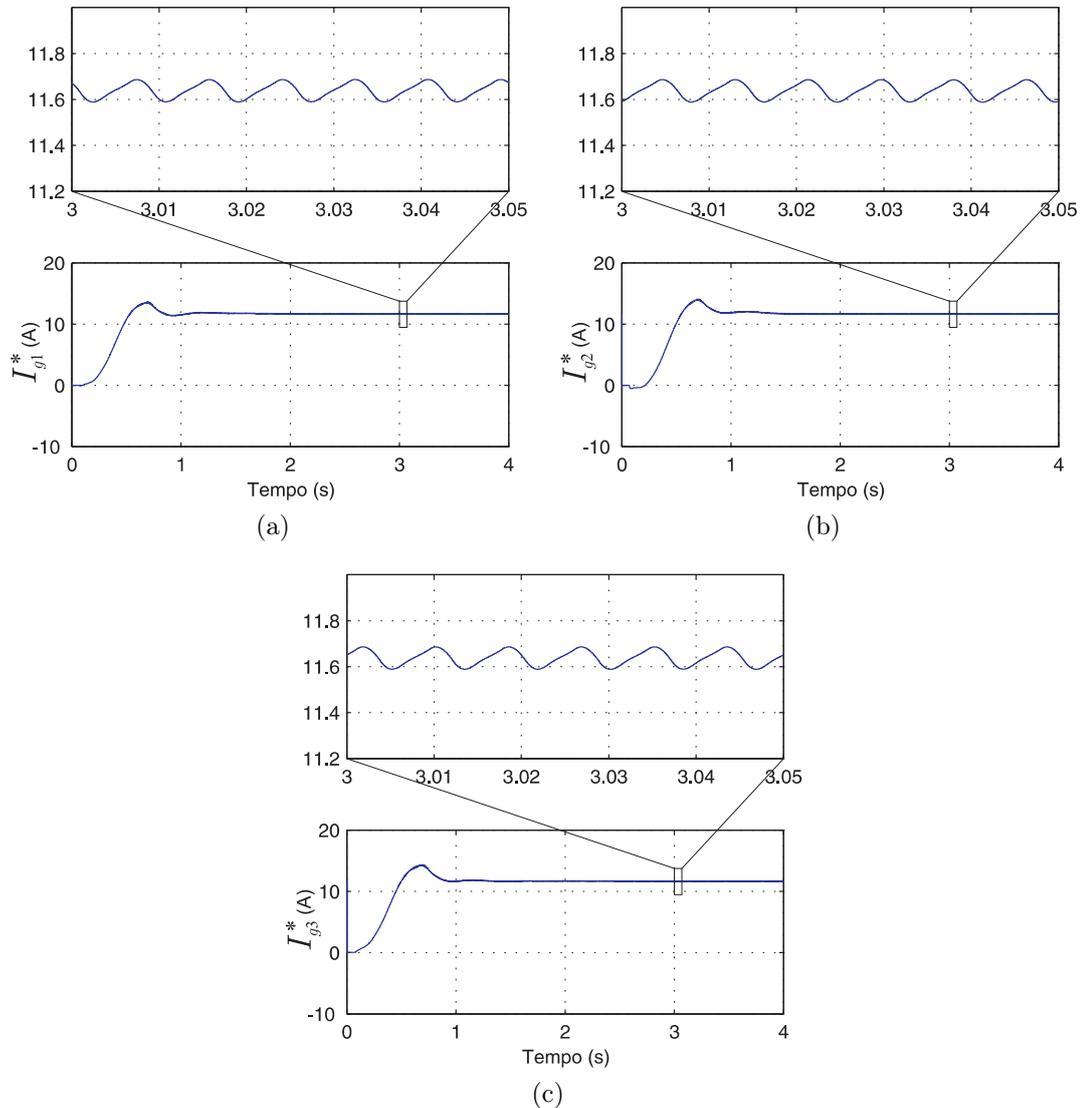


Figura 6.24: Amplitudes das correntes na carga. (a) I_{g1}^* . (b) I_{g2}^* . (c) I_{g3}^* . - Topologia Proposta 2.

As correntes na carga são mostradas na Fig. 6.25.

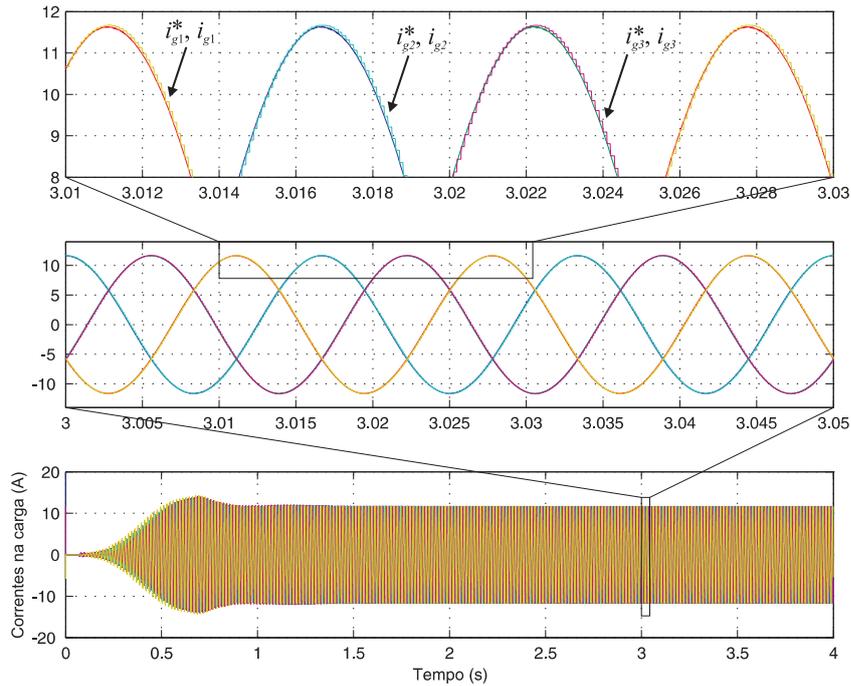


Figura 6.25: Correntes na carga - Topologia Proposta 2.

6.5 Topologia Proposta 3

Os resultados para a Topologia Proposta 3, ilustrada na Fig. 4.1, foram obtidos para duas situações diferentes, de acordo com os valores de referência adotados para as tensões dos barramentos CC. Para a Situação 1, com maiores tensões nos barramentos CC, foi utilizado o sistema de controle apresentado na Fig. 4.3 e os resultados são apresentados nas Figs. 6.26 à 6.31.

Dessa forma, primeiramente, são mostrados os resultados de simulação quando do uso dos valores maiores de tensão nos barramentos (Situação 1). As tensões de referência nos barramentos CC são $v_{Ct}^* = 296,26V$ e $v_C^* = v_{Ct}^*/\sqrt{3} = 171,05V$. As correntes estatóricas nos grupos ímpar e par são mostradas nas Figs. 6.26 e 6.27, respectivamente.

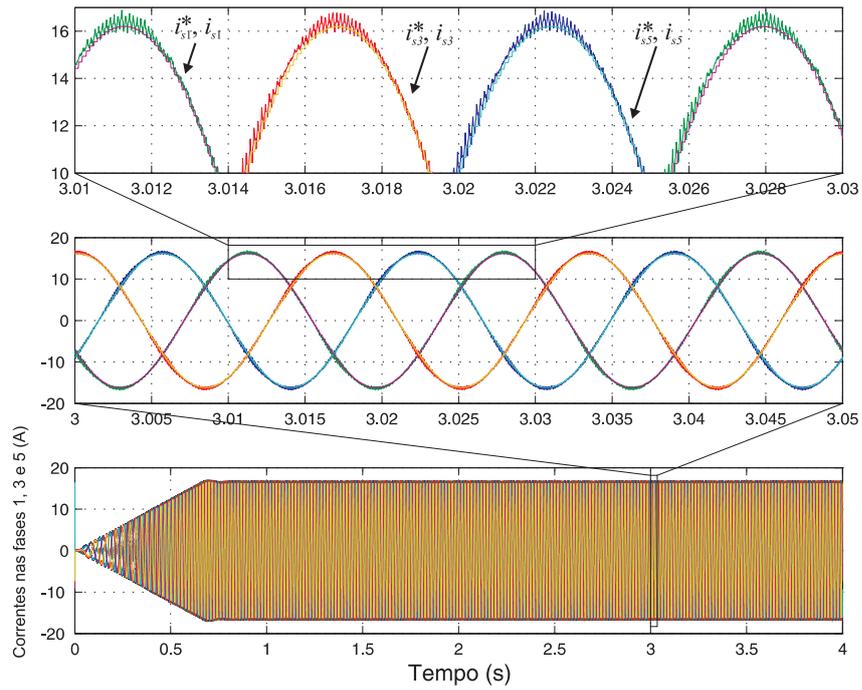


Figura 6.26: Correntes fases 1, 3 e 5 - Topologia Proposta 3 (Situação 1).

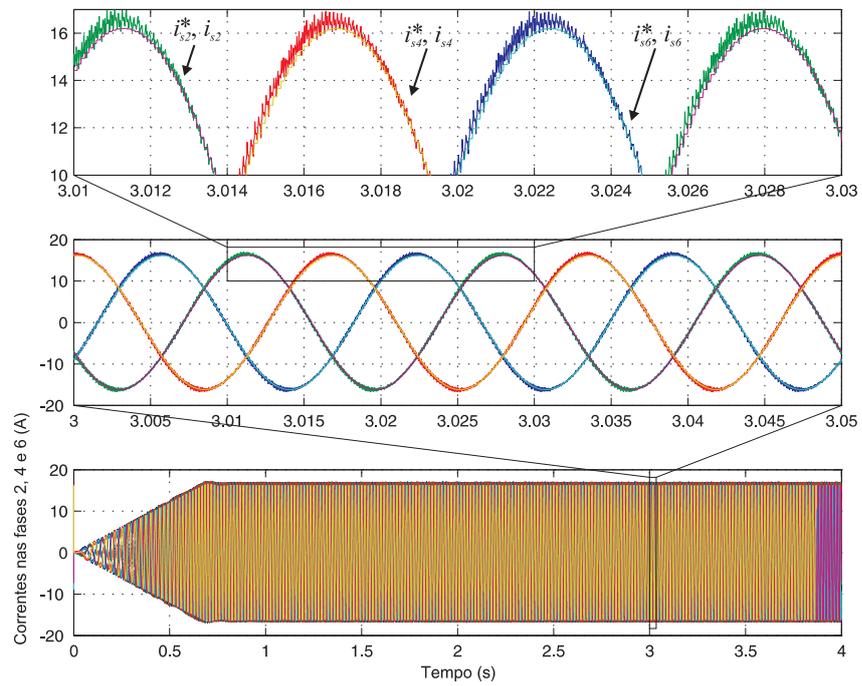


Figura 6.27: Correntes fases 2, 4 e 6 - Topologia Proposta 3 (Situação 1).

As curvas para a velocidade e conjugados elétrico e mecânico são ilustradas na Fig. 6.28.

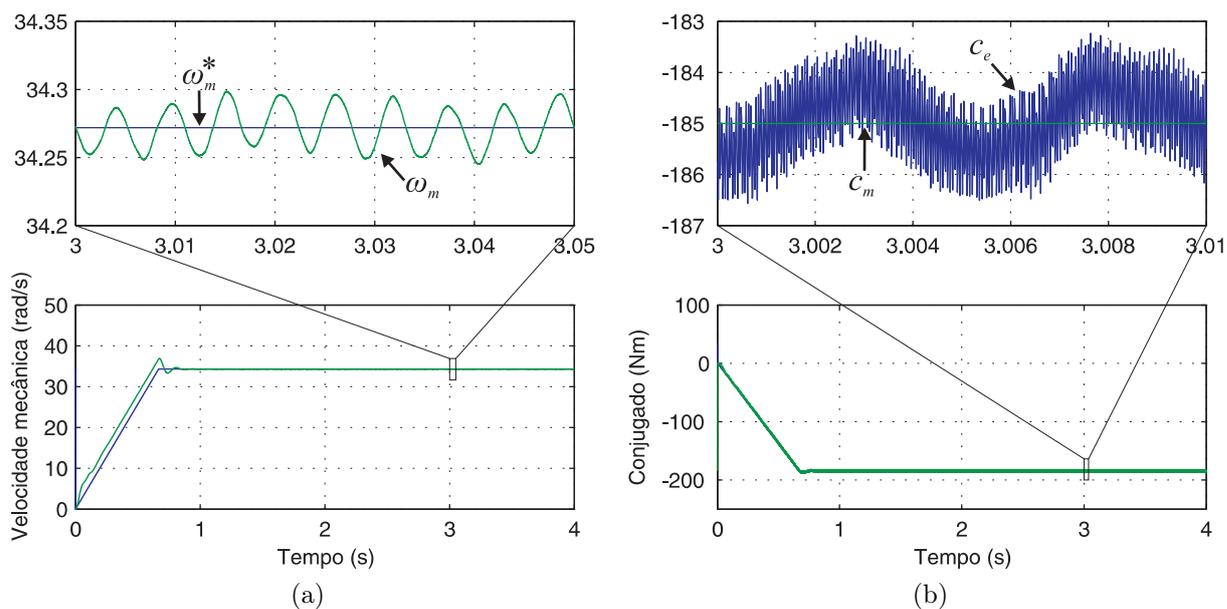


Figura 6.28: (a) Velocidade mecânica; (b) Conjugados elétrico e mecânico - Topologia proposta 3 (Situação 1).

As tensões nos barramentos são ilustradas na Fig. 6.29.

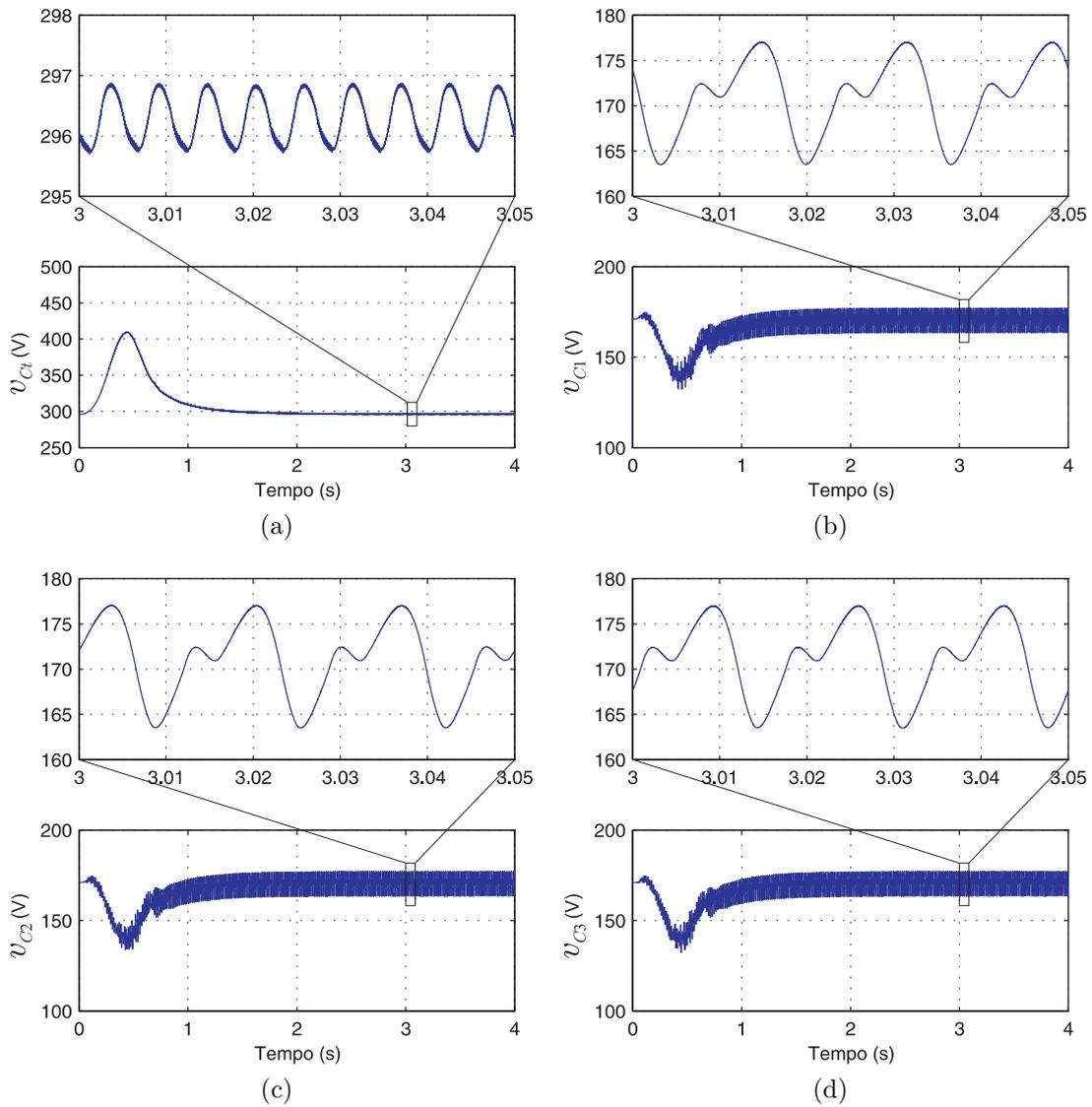


Figura 6.29: Tensões nos barramentos. (a) v_{Ct} . (b) v_{C1} . (c) v_{C2} . (d) v_{C3} .- Topologia Proposta 3 (Situação 1).

A amplitude das correntes na carga obtida na saída do controlador da média das tensões nos barramentos é ilustrada na Fig. 6.30.

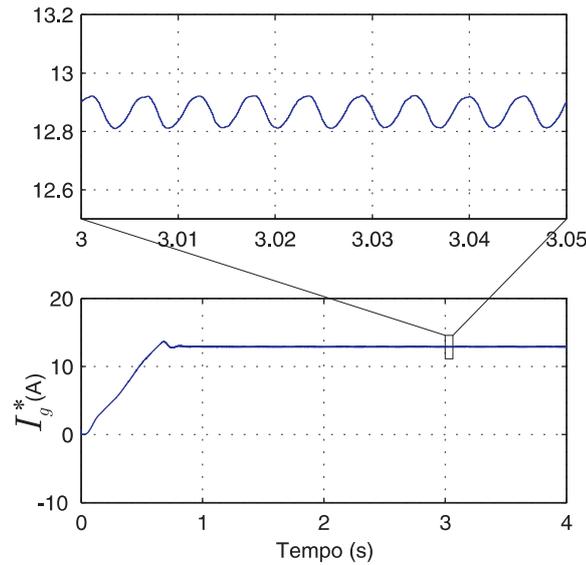


Figura 6.30: Amplitude I_g^* das correntes de referência na carga.

As correntes na carga são ilustradas na Fig. 6.31.

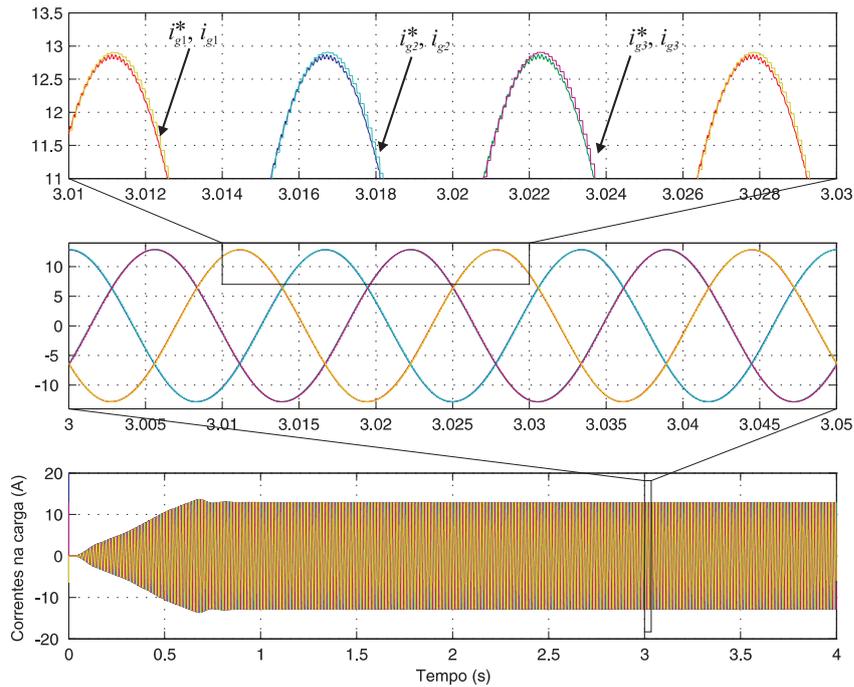


Figura 6.31: Correntes na carga - Topologia Proposta 3.

Por fim, quando do uso de tensões menores nos barramentos (Situação 2), é utilizado o sistema de controle da Fig. 4.7 e os resultados são mostrados nas Figs. 6.32 à 6.34. As tensões de referência nos barramentos CC são $v_{Ct}^* = 275V$ e $v_C^* = v_{Ct}^*/\sqrt{3} = 158,76V$.

As correntes estatóricas nos grupos ímpar e par são mostradas nas Figs. 6.32 e 6.33, respectivamente.

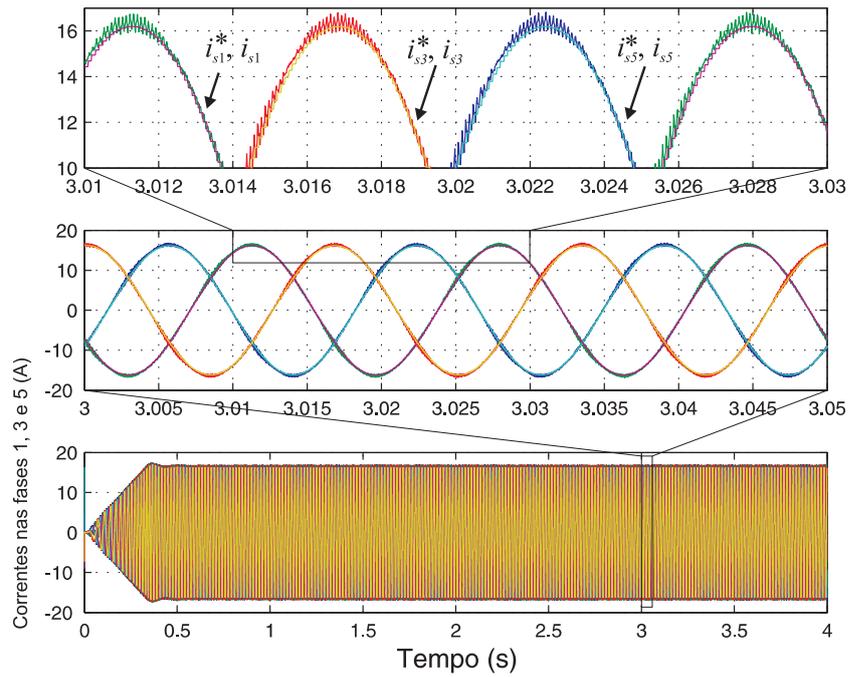


Figura 6.32: Correntes fases 1, 3 e 5 - Topologia Proposta 3 (Situação 2).

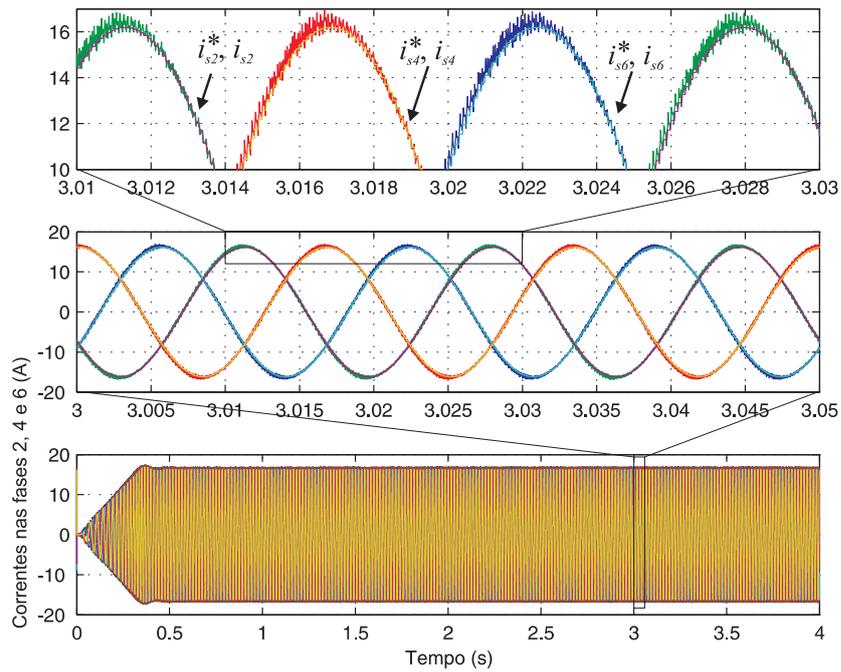


Figura 6.33: Correntes fases 2, 4 e 6 - Topologia Proposta 3 (Situação 2).

As tensões nos barramentos são ilustradas na Fig. 6.34.

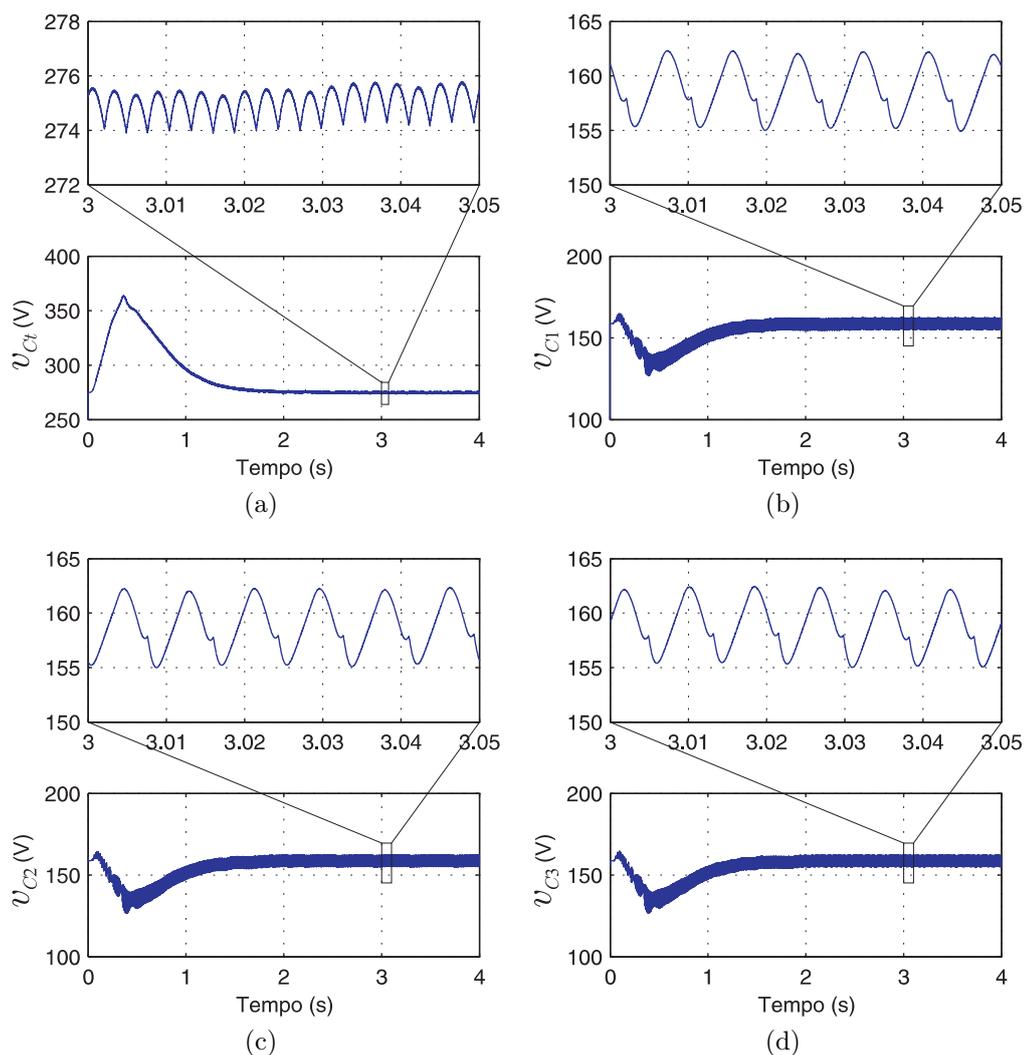


Figura 6.34: Tensões nos barramentos CC. (a) v_{Ct} , (b) v_{C1} , (c) v_{C2} , (d) v_{C3} - Topologia Proposta 3 (Situação 2).

Nota-se portanto que ambos os sistemas de controle, utilizados para as duas situações diferentes, realizam o ajuste de maneira satisfatória das grandezas do sistema (velocidade rotórica, correntes estatóricas, correntes na carga e tensões nos barramentos CC).

6.6 Topologia Proposta 4

Os resultados para a Topologia Proposta 4, ilustrada na Fig. 4.8, utilizando o sistema de controle apresentado na Fig. 4.9 são apresentados nas Figs. 6.35 à 6.40. Os resultados mostrados para a Topologia Proposta 4 foram obtidos para a Situação 1 das tensões nos barramentos CC. As correntes estatóricas nas fases ímpares são ilustradas na Fig. 6.35.

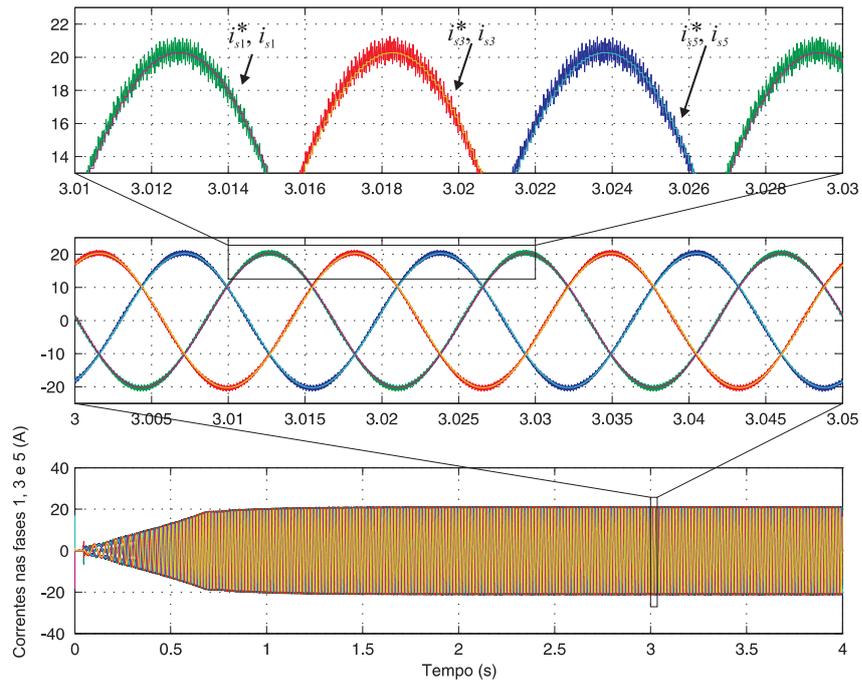


Figura 6.35: Correntes fases 1, 3 e 5 - Topologia Proposta 4.

Já correntes estáticas nas fases pares são ilustradas na Fig. 6.36.

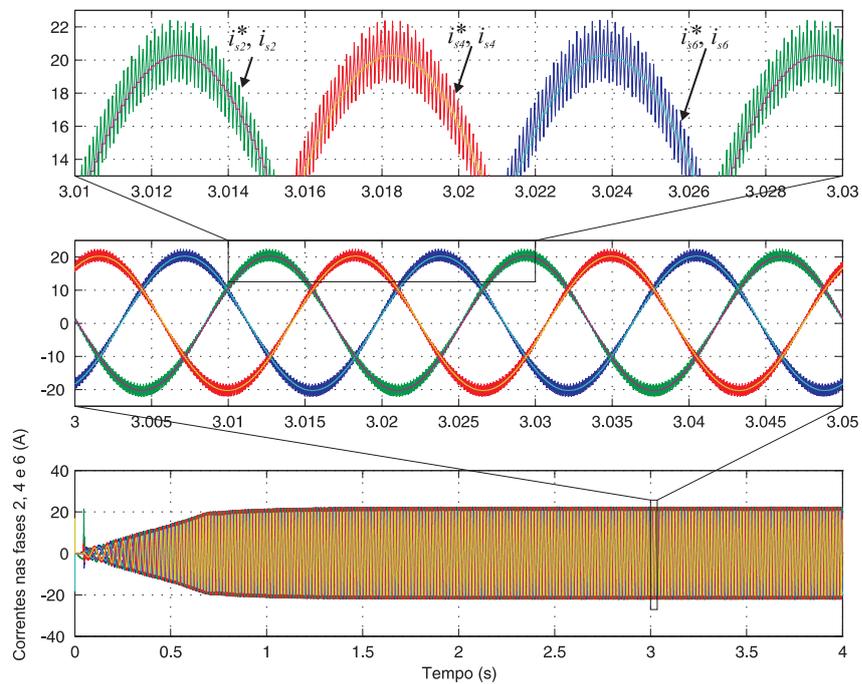


Figura 6.36: Correntes fases 2, 4 e 6 para Topologia Proposta 4.

As curvas para a velocidade e conjugados elétrico e mecânico são ilustradas na Fig. 6.37.

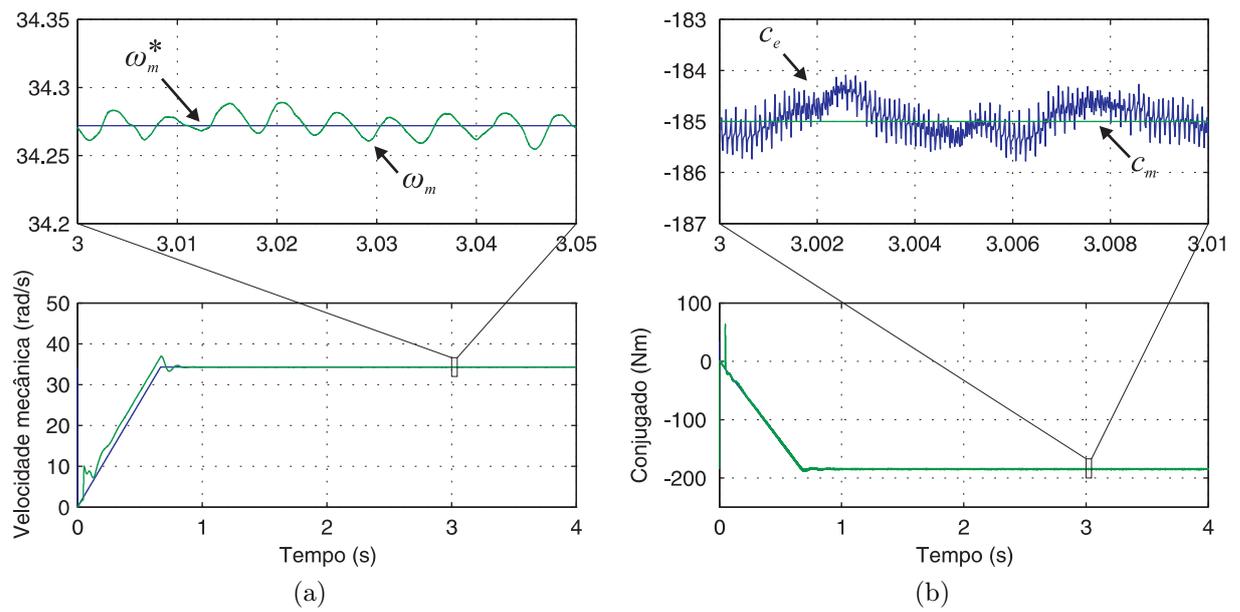


Figura 6.37: (a) Velocidade mecânica; (b) Conjugados elétrico e mecânico - Topologia proposta 4.

As tensões nos barramentos são ilustradas na Fig. 6.38.

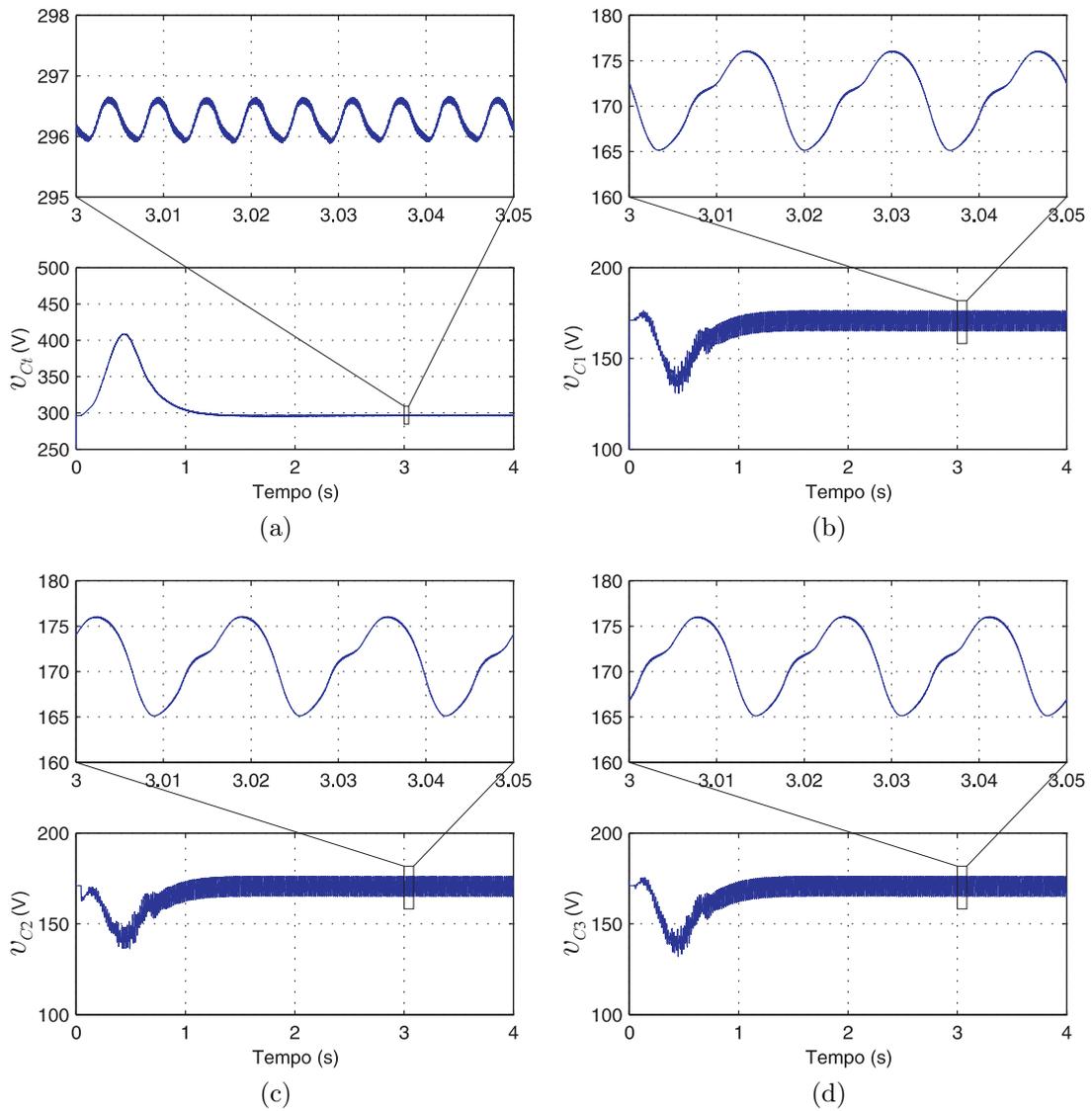


Figura 6.38: Tensões nos barramentos. (a) v_{Ct} , (b) v_{C1} , (c) v_{C2} , (d) v_{C3} - Topologia Proposta 4.

A amplitude das correntes na carga obtida na saída do controlador da média das tensões nos barramentos é ilustrada na Fig. 6.39.

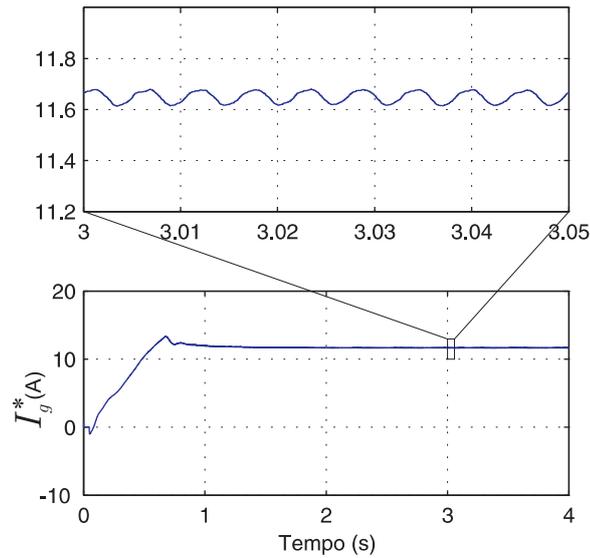


Figura 6.39: Amplitude I_g^* das correntes de referência na carga - Topologia Proposta 4.

As correntes na carga são ilustradas na Fig. 6.40.

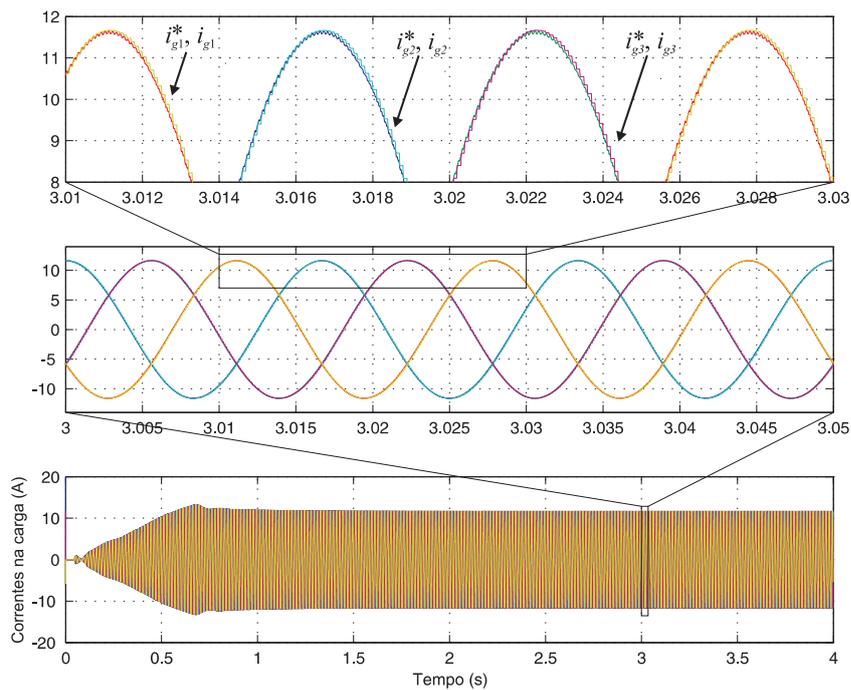


Figura 6.40: Correntes na carga - Topologia Proposta 4.

6.7 Conclusão

Os realização de simulações é o primeiro passo para testar se os sistemas de controle propostos para as topologias são válidos. Nota-se que a regulação das grandezas de interesse (velocidade mecânica do rotor da máquina, correntes estáticas e na carga elétrica, tensões nos barramentos CC e potência reativa) é realizada, permitindo afirmar

que os controles atuam da maneira desejada, processando e condicionando corretamente a potência gerada fornecida à carga elétrica.

Nota-se, para as Topologias Propostas 2 e 4, que o controle da potência reativa é realizado e garante que não haja a distorção na passagem por zero das correntes estatóricas, já que estas estão sincronizadas às tensões nos terminais da máquina geradas pelos conversores.

Para a Topologia Proposta 3, as estratégias de controle e PWM estudadas, para as Situações 1 e 2, garantem a repartição de potência igual entre os conversores trifásico e monofásicos, possibilitando a realização de maneira satisfatória do ajuste das tensões nos barramentos CC.

Capítulo 7

Resultados Experimentais

7.1 Introdução

Devido a limitações na plataforma experimental, somente os resultados referentes às Topologias Propostas 1 e 3 foram obtidos. Para a Topologia Proposta 1, devido ao elevado número de conversores, os resultados foram obtidos para um caso mais simples, ilustrado na Fig. 7.1. Além disso, eles foram obtidos na sua versão de acionamento, ou seja, a rede elétrica fornece energia para o sistema de maneira a realizar-se o acionamento de uma máquina trifásica. Dessa forma, o que era inversor quando da presença da carga elétrica, como no caso das simulações, passa a funcionar como retificador. Já o que funcionava como retificador passa a trabalhar como inversor. É válido obter-se os resultados experimentais para esta topologia simplificada porque o princípio de funcionamento é o mesmo que a Topologia Proposta 1, inclusive suas estratégias de controle e PWM são similares.

Já para a Topologia Proposta 3, também devido ao número elevado de componentes da estrutura, os resultados são obtidos separadamente para o inversor e para o retificador. Além disso, de maneira a testar o sistema de controle do lado da carga, ela foi substituída pela rede elétrica, que passa a alimentar cargas resistivas ligadas em paralelo aos barramentos CC, conforme ilustrado na Fig 7.6. Dessa forma, o que era inversor quando da presença da carga elétrica, como no caso das simulações, passa a funcionar como retificador. É possível realizar esta modificação sem que se perca a validade do que foi discutido no capítulo 4, já que as estratégias de controle e PWM permanecem as mesmas, exceto o controle de velocidade mecânica rotórica.

7.2 Topologia Proposta 1

A Fig. 7.1 ilustra a topologia implementada experimentalmente. É importante mencionar que não é possível realizar o controle da máquina, já que o laboratório não conta com sensores de velocidade. Assim, uma maneira de contornar esse problema é

substituir a máquina por uma carga RL, sem perda na validade das estratégias PWM e de controle.

O sistema de controle consiste em controladores de corrente nas três fases da carga, em controladores de corrente em duas fases da rede e no controle da média dos barramentos CC, o qual fornece em sua saída a amplitude das correntes na rede. Além disso, um “Bloco de μ_{gn} ”, similar àquele discutido para a Topologia Proposta 1 no capítulo 3, é utilizado de maneira a garantir, através do fator μ_{gn} , a convergência das tensões dos barramentos CC ao valor de referência. Entretanto, ao invés da soma dos valores dos barramentos CC (v_{C12} , v_{C34} e v_{C56} na Fig. 3.7), os valores individuais das tensões nos barramentos são utilizados na topologia simplificada da Fig. 7.1.

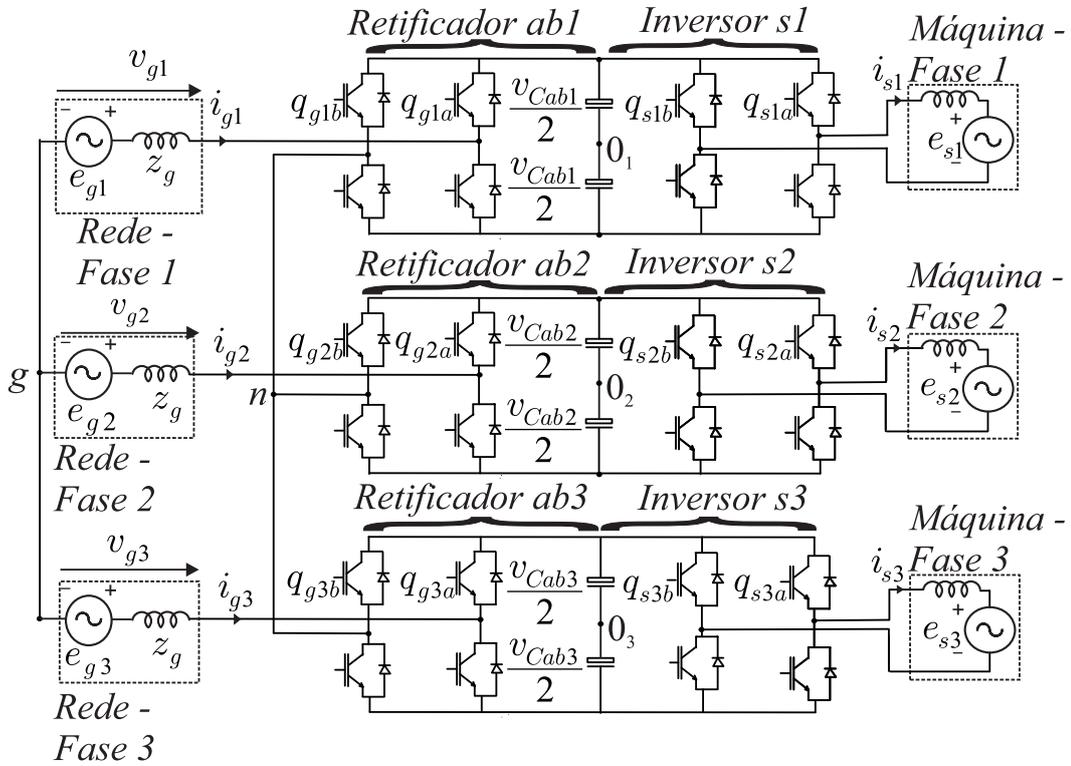


Figura 7.1: Estrutura implementada experimentalmente para o caso da Topologia Proposta 1.

Os parâmetros para realização desta montagem são apresentados na Tabela 7.1.

Tabela 7.1: Parâmetros utilizados na montagem da topologia da Fig. 7.1.

Parâmetro	Definição	Valor
E_g	Amplitude da tensão da rede elétrica	120 V
r_g	Resistência de entrada da rede elétrica	1,2 Ω
l_g	Indutância de entrada da rede elétrica	14 mH

O valor de referência das tensões nos barramentos CC é $v_C^* = 1,1\sqrt{3}E_g/2 = 114,31V$. A Fig. 7.2 ilustra a as correntes na rede. A Fig. 7.3 apresenta a corrente

e a tensão em uma das fases da rede, mostrando que o sistema de controle e o esquema PLL são eficientes na sincronização da tensão e da corrente. A Fig. 7.4 ilustra as tensões nos barramentos CC. Por fim, a Fig. 7.5 ilustra as correntes na carga.

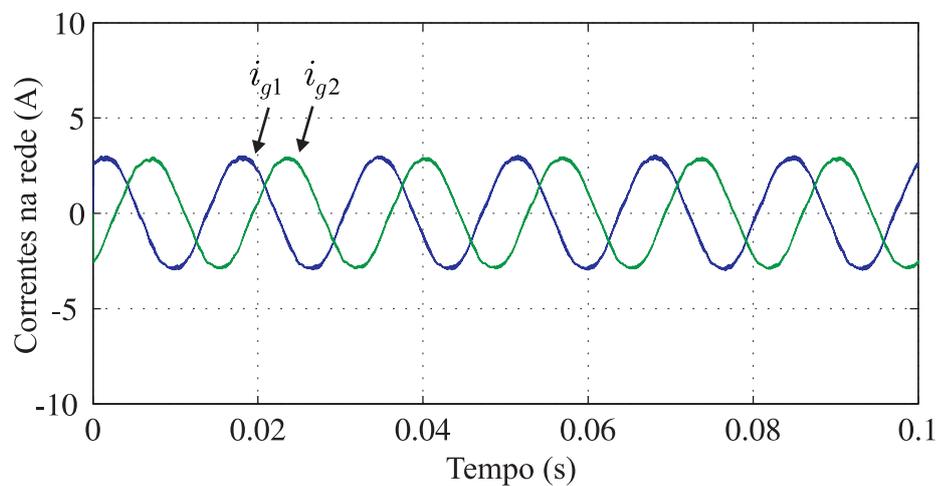


Figura 7.2: Correntes na rede elétrica referente à Topologia Proposta 1.

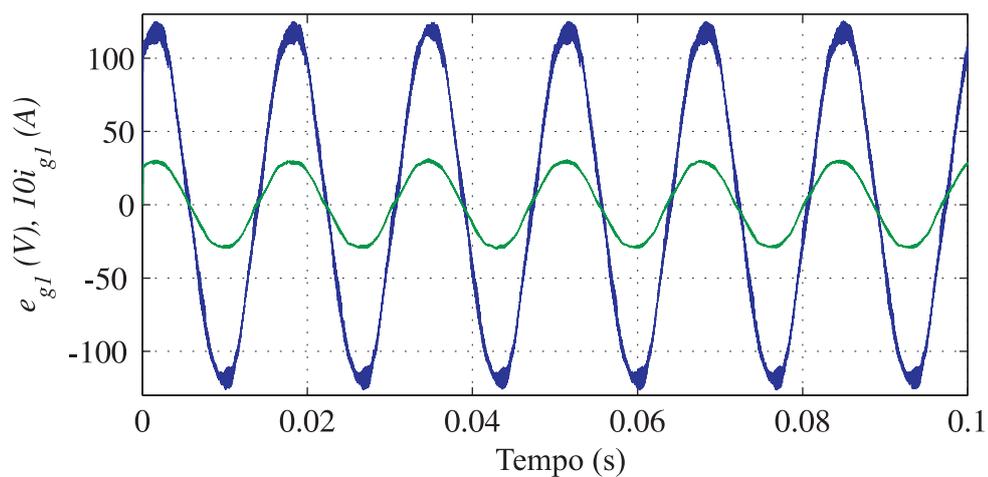


Figura 7.3: Tensão e corrente na rede referente à Topologia Proposta 1.

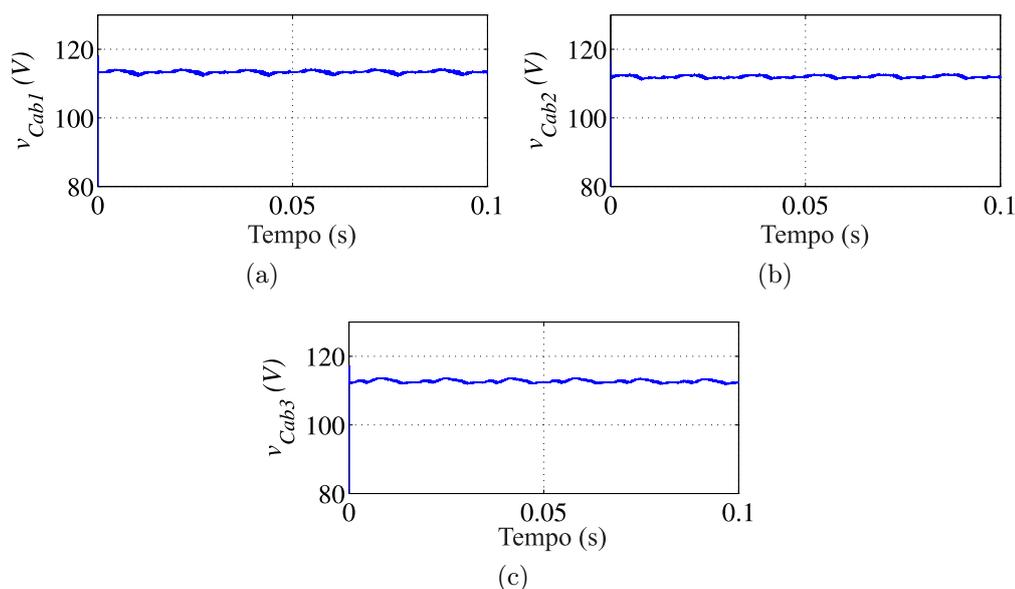


Figura 7.4: Tensões nos barramentos CC referentes à Topologia Proposta 1.

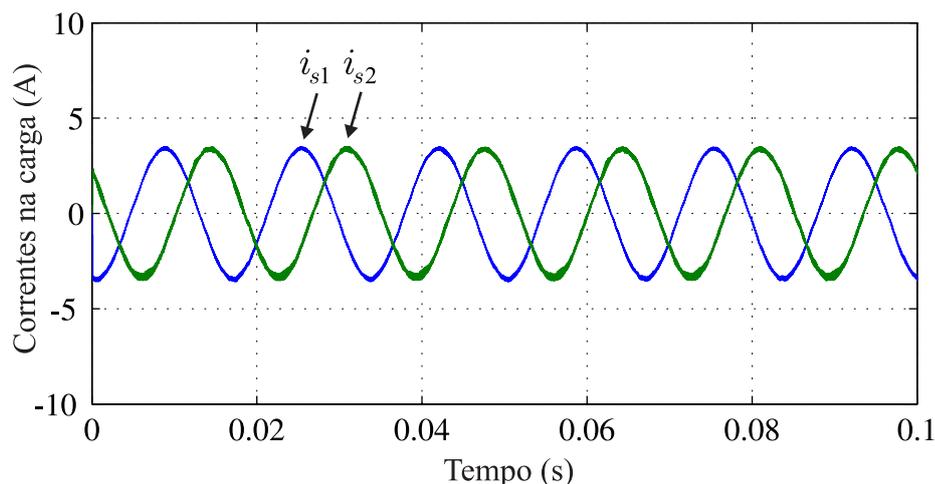


Figura 7.5: Correntes na carga referentes à Topologia Proposta 1.

Nota-se portanto que as tensões nos barramentos CC são ajustados ao valor de referência e estão equilibrados. As oscilações presentes nas tensão dos barramentos são devido à utilização de conversor monofásicos, havendo uma oscilação das tensões em uma frequência de duas vezes a fundamental. Nota-se também que as correntes na carga e na rede também são controlados.

Logo, apesar de serem realizadas simulações de uma estrutura com mais conversores, elas são validades através dos resultados experimentais devido ao fato dos sistemas apresentarem o mesmo princípio de funcionamento, com estratégias de controle e PWM similares. Assim, como feito nas simulações, o controle da média das tensões dos barramentos CC, juntamente com a ação do Bloco de μ_{gn} , possibilitou o controle dos valores das tensões dos barramentos CC.

7.3 Topologia Proposta 3

A Fig. 7.6 ilustra a estrutura montada para teste do sistema de controle referente à Topologia Proposta 3.

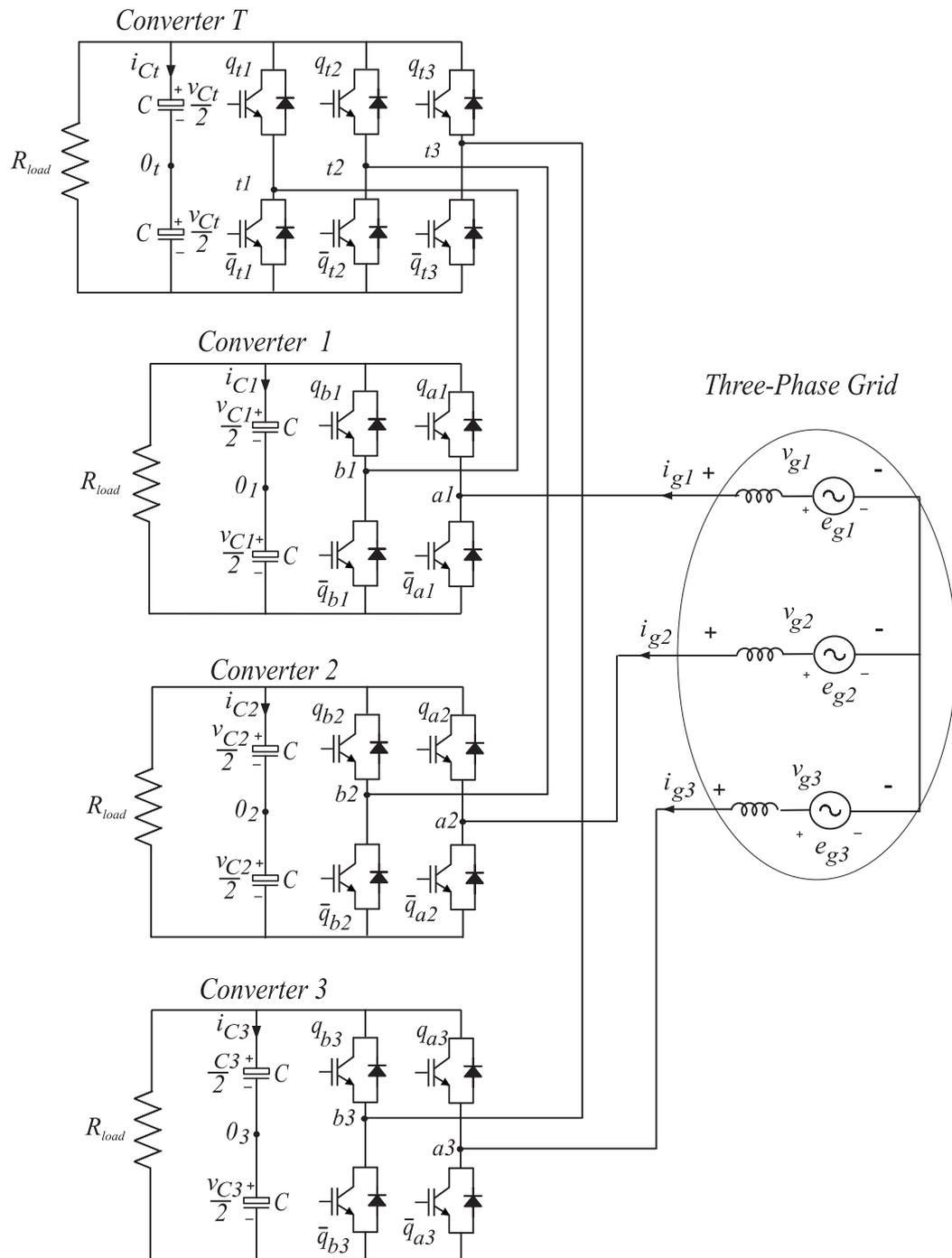


Figura 7.6: Montagem realizada experimentalmente para teste do sistema de controle da Topologia Proposta 3.

Os parâmetros para realização desta montagem são apresentados na Tabela 7.2.

Tabela 7.2: Parâmetros utilizados na parte experimental

Parâmetro	Definição	Valor
E_g	Amplitude da tensão da rede elétrica	120 V
r_g	Resistência de entrada da rede elétrica	1,2 Ω
l_g	Indutância de entrada da rede elétrica	14 mH
R_{load}	Resistência das cargas ligadas em paralelo aos barramentos CC	50 Ω

Conforme discutido no capítulo 4, a Topologia Proposta 3 trabalha em duas situações diferentes, de acordo com os valores das tensões nos barramentos CC. Então, para a Situação 1, a tensão dos barramentos CC das pontes monofásicas deve ser $v_C^* = 0,55E_g = 66$ V e a tensão no conversor trifásico deve ser $v_{Ct}^* = 0,55\sqrt{3}E_g = 114,3$ V. Lembrando que, para esta situação, o controle das tensões nos barramentos CC v_{C123} apresenta na saída dos controladores os valores de μ_{xr123} e que $\mu_{gt} = 1,0$.

A Fig. 7.7 apresenta as correntes na rede elétrica.

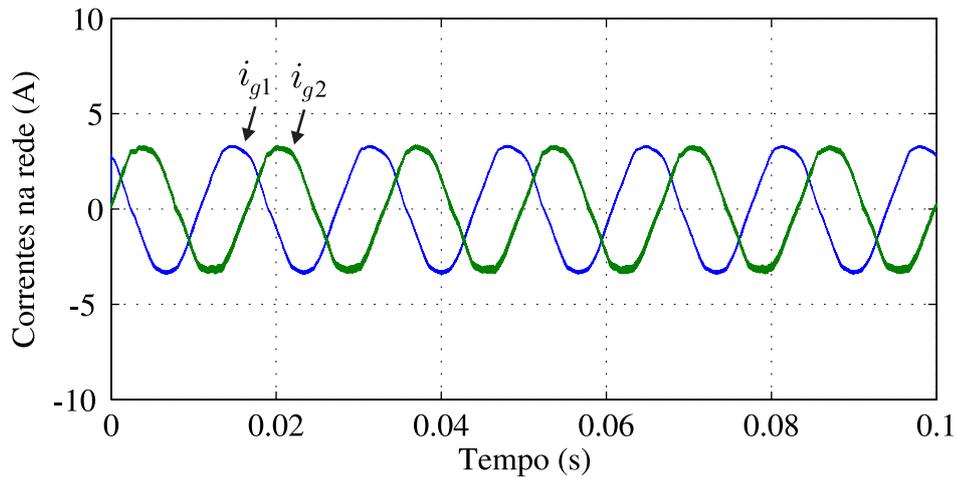


Figura 7.7: Corrente na rede elétrica - Situação 1.

A Fig. 7.8 ilustra a tensão na rede na fase 1 e a corrente na fase 1. Nota-se que os dois sinais estão em fase, mostrando que o esquema PLL para detecção da fase da tensão e a imposição desta fase para corrente através do sistema de controle funcionam corretamente.

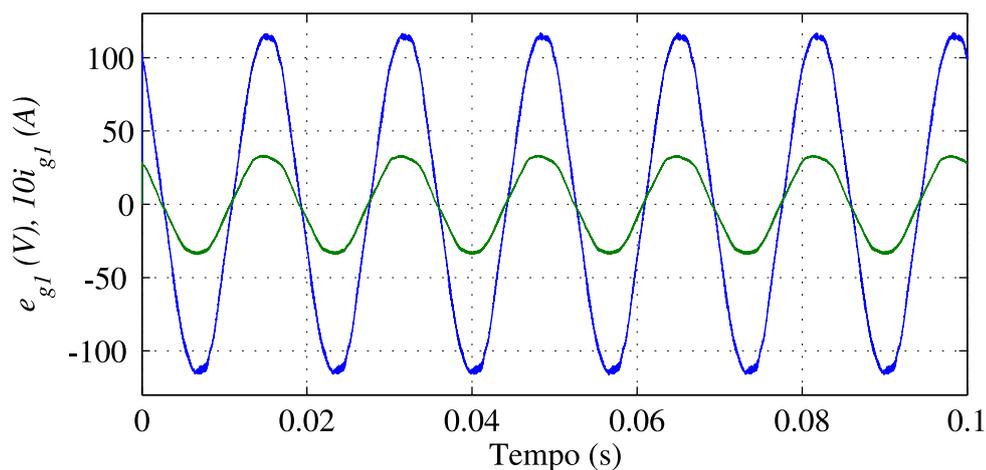


Figura 7.8: Tensão e corrente na rede - Situação 1.

A Fig. 7.9 apresenta as tensões nos quatro barramentos CC do sistema.

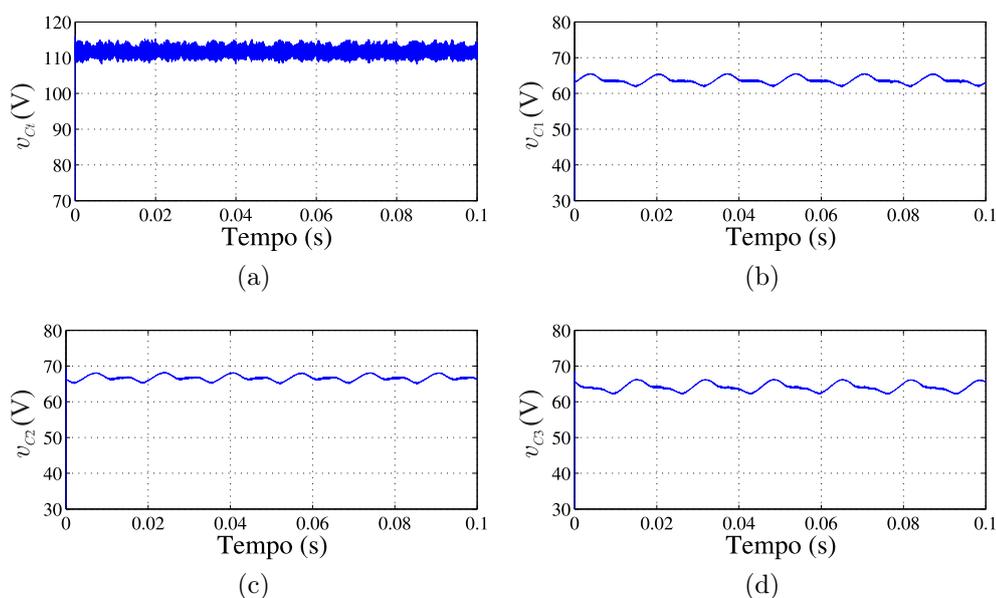


Figura 7.9: Tensões nos barramentos CC. (a) v_{Ct} . (b) v_{C1} . (c) v_{C2} . (d) v_{C3} . - Situação 1.

Nota-se que o controle das tensões dos barramentos CC bem como das correntes funciona de maneira satisfatória, fazendo com que os valores cheguem aos seus valores de referência, além de assegurar que a corrente esteja em fase com a tensão da rede. A pequena diferença que existe entre os valores das tensões nos barramentos CC são devido a descalibragem dos sensores de tensão, que não compromete porém o funcionamento do sistema.

Já para a Situação 2, a tensão dos barramentos CC das pontes monofásicas deve ser $v_C^* = 1,1 \times 0,4641 E_g = 61,3V$ e a tensão no conversor trifásico deve ser $v_{Ct}^* = 1,1 \times 0,4641 \sqrt{3} E_g = 106,1V$. É bom lembrar que, para esta situação, o controle das tensões nos barramentos CC, v_{C123} , apresenta na saída dos controladores os valores de

Δ_{123} , determinando o momento em que μ_{xr123} mudam seu estado de 1 para 0 ou de 0 para 1.

A Fig. 7.10 apresenta as correntes na rede elétrica.

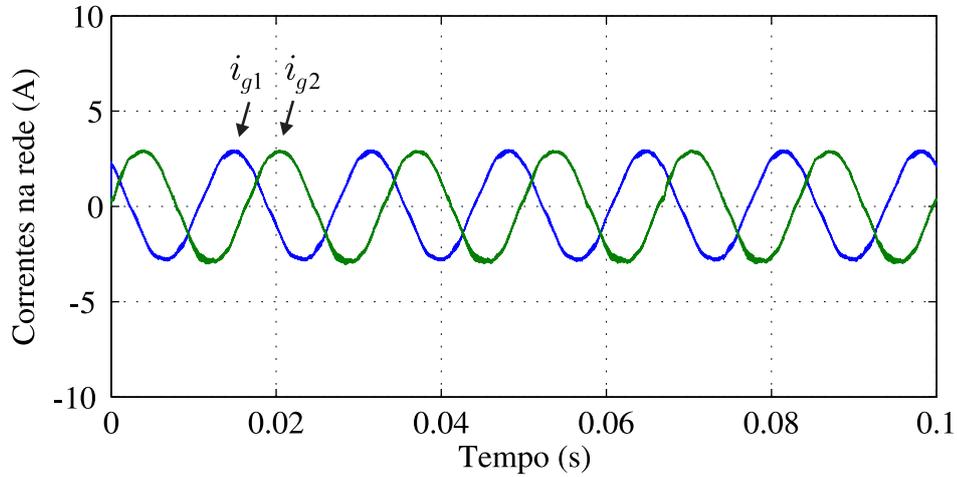


Figura 7.10: Correntes na rede elétrica - Situação 2.

A Fig. 7.11 ilustra a tensão na rede na fase 1 e a corrente na fase 1.

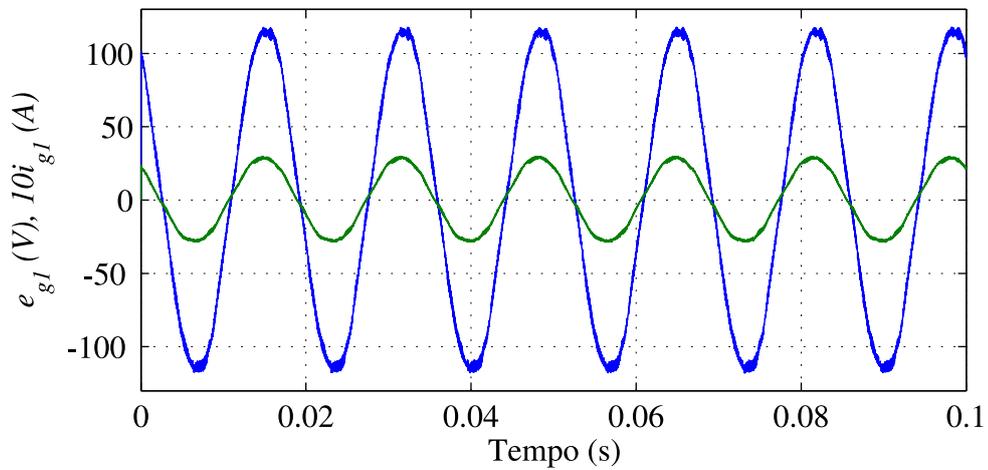


Figura 7.11: Tensão e corrente na rede - Situação 2.

A Fig. 7.12 apresenta as tensões no quatro barramentos CC do sistema.

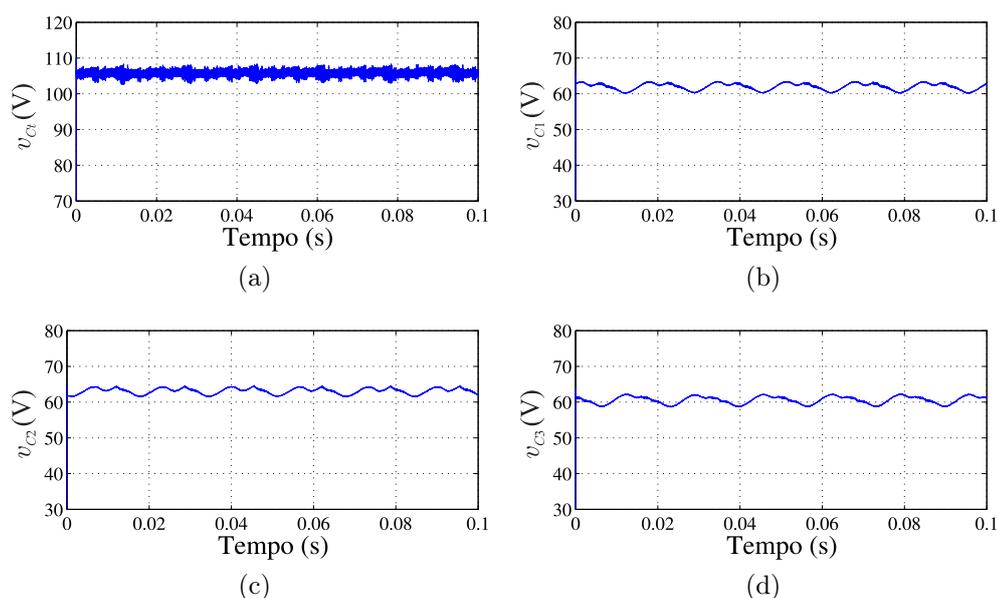


Figura 7.12: Tensões nos barramentos CC. (a) v_{Ct} . (b) v_{C1} . (c) v_{C2} . (d) v_{C3} . - Situação 2.

Nota-se que o controle das tensões dos barramentos CC bem como das correntes funciona de maneira satisfatória, fazendo com que os valores cheguem aos seus valores de referência, além de assegurar que a corrente esteja em fase com a tensão da rede. Nota-se portanto que, assim como realizado nas simulações, as estratégias de controle, com a determinação de μ_{xr123} por meio do ajuste das tensões dos barramentos CC dos conversores monofásicos (Situação 1) ou com a determinação de Δ_{123} (Situação 2), garantem o processamento correto da potência entre a fonte geradora e a carga elétrica, assegurando portanto que os valores das tensões dos barramentos CC convirjam a seus valores de referência.

Já para a máquina, para os resultados experimentais, o que funcionava como retificador nas simulações (máquina funcionando como gerador) passa a funcionar como inversor, de maneira a acionar a máquina. Também o controle de suas grandezas não foi realizado. O conversor é utilizado para acionar uma máquina de indução de seis fases a vazio e em malha aberta. Desta forma, somente a estratégia PWM foi testada.

A Fig. 7.13 ilustra as correntes nos grupos ímpar e par da máquina de seis fases.

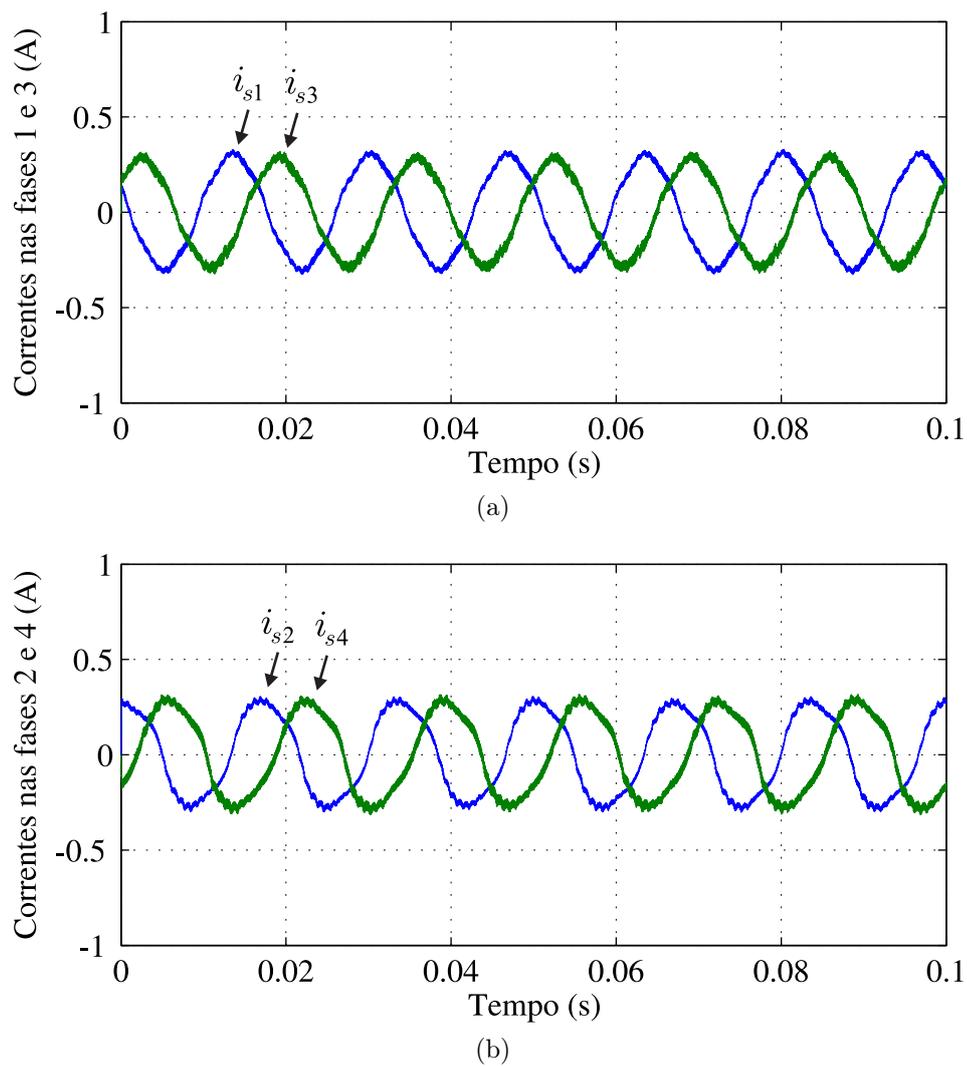


Figura 7.13: Correntes estatóricas. (a) Grupo ímpar. (b) Grupo par.

As tensões chaveadas sobre os terminais da máquina são ilustradas na Fig. 7.14.

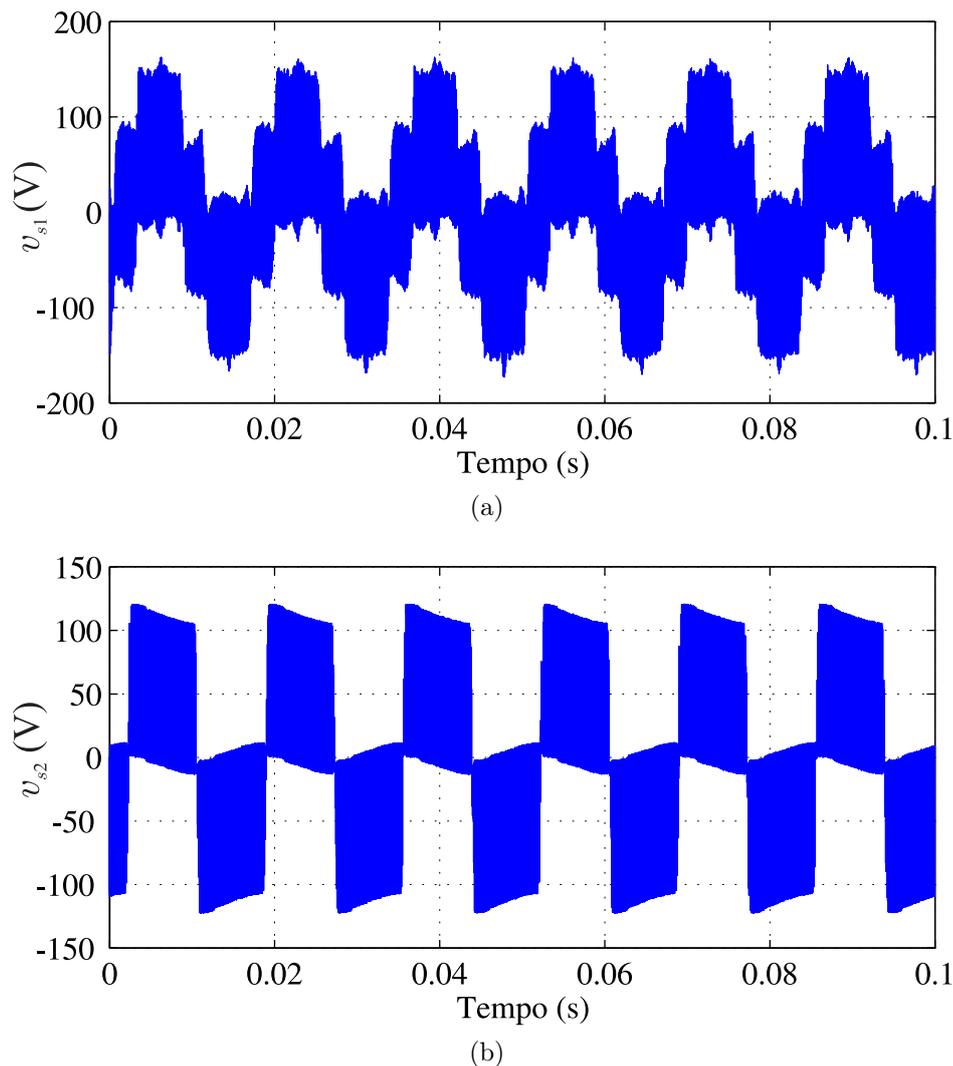


Figura 7.14: Tensões chaveadas sobre os terminais da máquina. (a) Grupo ímpar. (b) Grupo par.

As tensões chaveadas do grupo ímpar apresentam cinco níveis, conforme esperado, já que as fases ímpares da máquina estão ligadas a um conversor trifásico convencional. Já as tensões do grupo par, por sua vez, apresentam três níveis, já que as fases pares da máquina estão ligadas a pontes H monofásicas.

7.4 Conclusão

Conclui-se que os resultados experimentais validam as estratégias de controle e PWM para as Topologias Propostas 1 e 3, apesar da parte experimental ter sido realizado de uma maneira diferente das simulações, inclusive com níveis de potência diferentes.

A montagem experimental para a Topologia Proposta 1 foi realizada para uma topologia mais simples, devido ao elevado número de componentes presentes na topologia original. Esta montagem valida os estudos realizados nas simulações já que o princípio

de funcionamento de ambas as estruturas são semelhantes, inclusive em suas estratégias de controle e PWM. Nota-se que o “Bloco de μ_{gn} ” permite que os valores das tensões nos barramentos CC convirjam para o seu valor de referência. Este bloco executa um algoritmo que permite que os conversores que estão processando uma menor quantidade de potência e conseqüentemente, apresentam uma menor tensão no barramento CC, passam a processar uma maior quantidade de potência, aumentando os valores das tensões nos seus barramentos. Da mesma forma, os conversores com maior tensão de barramento CC têm a redução da tensão, devido a redução da potência processada por esse conversor. Desta maneira, esse algoritmo garante o balanceamento das tensões dos barramentos CC entre os conversores.

Para a Topologia Proposta 3, duas situações foram verificadas experimentalmente. A Situação 1, na qual os valores das tensões dos barramentos CC são um pouco maiores que o necessário, fazendo $\mu_{gt} = 1,0$, a saída dos controladores das tensões nos barramentos CC fornecem os valores de μ_{xr123} de maneira a repartir igualmente a potência entre os conversores trifásico e as pontes monofásicas, sendo que a potência processada pelo conversor trifásico é o triplo daquela processada por cada ponte monofásica.

Já para a Situação 2, faz-se $\mu_{gt} = 0,5$ e a saída dos controladores das tensões nos barramentos CC fornece os valores de Δ_{123} , fazendo-se ora $\mu_{xr123} = 1,0$ ora $\mu_{xr123} = 0,0$, repartindo a potência igualmente entre os conversores trifásico e pontes monofásicas.

Capítulo 8

Conclusão Geral e Trabalhos Futuros

Este trabalho apresentou quatro topologias de conversores CA-CC-CA utilizadas para o acoplamento entre máquina geradora de seis fases e carga elétrica trifásica ou a rede elétrica. Foram utilizadas as máquinas de indução e a ímã permanente, além de utilizarem-se fontes primárias controladas e não-controladas. O foco porém é na utilização da máquina a ímã permanente e fontes primárias não-controladas.

A comparação entre as Topologias se dá pela análise de seus parâmetros de desempenho: WTHD e Perdas. Quanto ao primeiro, as topologias propostas se mostram bem superiores à convencional, apresentando valores de distorção bem menores tanto para o retificador quanto para o inversor. Para o inversor das Topologias Propostas 1 e 2, foi feito um estudo com quatro configurações de portadoras, variando o fator de roda livre, analisando o efeito na WTHD. No que concerne as Perdas, os retificadores propostos se mostram melhores que o convencional, porém as perdas nos inversores propostos se tornam maiores. Isso acontece devido ao grande número de braços, aumentando enormemente as perdas por condução.

Especificamente, os retificadores das Topologias Propostas 1 e 3 apresentam menor valores de WTHD. O Retificador 1 gera tensões com WTHD de valor 0,2214% e o Retificador 3 gera tensões com valores de WTHD de 0,225% (grupo par) e 0,27% (grupo ímpar).

Já a respeito dos inversores, aqueles das Topologias Propostas 1 e 3 apresentam os menores valores de WTHD. O Inversor 1 gera tensões de WTHD de 0,035% quando da utilização da técnica de multi-portadoras. Já o Inversor 3 gera tensões com WTHD de valor 0,0738% quando da utilização dos menores valores das tensões dos barramentos CC (Situação 2).

Do ponto de vista das perdas, a Topologia Proposta 3 apresenta os menores valores, tanto no seu retificador quanto no seu inversor, sendo que o Retificador 3 apresenta perdas de 5,23% da potência ativa do sistema, enquanto que o Inversor 3 apresenta perdas de 3,09%.

Dessa forma, quando realizada a comparação dos parâmetros de desempenho das

quatro topologias de conversor CA-CC-CA estudadas neste trabalho, pode-se concluir que a melhor é a Topologia Proposta 3, já que ela apresenta baixos valores de distorção harmônica, apesar de não serem os melhores, porém suas perdas são as menores dentre as quatro.

Os resultados de simulação para todas as topologias propostas mostram que os sistemas de controle atuam de maneira satisfatória, levando as grandezas do sistema aos seus valores de referência.

Os resultados experimentais validam os resultados de simulação, mostrando a robustez das estratégias de controle e PWM para as Topologias Propostas 1 e 3.

8.1 Trabalhos Futuros

Para estas topologias, deverão ser estudados novos sistemas de controle para quando a carga trifásica ou a rede elétrica trabalharem de forma desequilibrada. Além disso, deve-se fazer uma análise da reversibilidade de potência dos sistemas que utilizam diodos, de maneira que, quando houver necessidade de devolução de parte da potência à máquina devido à redução da demanda da carga ou rede, ou quando a máquina passe a trabalhar como motor.

Também será feito o estudo para utilização do PWM vetorial para as topologias estudadas neste trabalho, de maneira a melhorar as tensões geradas pelo conversor e conseqüentemente reduzir sua distorção harmônica.

Anexo I - Modelagem da Máquina Hexafásica

Introdução

Neste anexo será discutida a modelagem matemática da máquina de indução com rotor gaiola de esquilo e da máquina a ímã permanente de seis fases. A modelagem consiste na obtenção das equações que regem o comportamento das grandezas elétricas (tensões, correntes e fluxos magnéticos) da máquina e de suas grandezas mecânicas (velocidade do rotor e conjugados eletromagnético e mecânico), bem como a influência das grandezas umas sobre as outras. A obtenção do modelo matemático é feita adotando-se algumas simplificações, como será discutido posteriormente, levando a um modelo aproximado para a máquina, porém sem comprometer sua validade.

Sabe-se que o modelo matemático obtido se torna demasiadamente complexo, trazendo consigo, entre outros problemas, indutâncias que variam dependendo da posição do rotor. A literatura apresenta vários métodos para que seja realizada a simplificação deste modelo, sendo um deles o método da *Decomposição Vetorial*, apresentado neste capítulo.

Máquina de Indução

A máquina de indução de seis fases é composta por dois conjuntos trifásicos, consistindo no conjunto ímpar, formado pelas fases 1, 3 e 5, e no conjunto par, formado pelas fases 2, 4 e 6. As fases do conjunto ímpar devem estar defasadas de 120° entre si, assim como as fases do conjunto par. Os dois conjuntos estão deslocados de um ângulo denominado α . A Fig. 8.1 ilustra as bobinas do estator s_1, s_2, s_3, s_4, s_5 e s_6 e as bobinas do rotor trifásico r_1, r_2 e r_3 . De maneira geral, as fases ímpares e pares são ligadas em estrela. Os neutros das conexões estrela (neutro do grupo ímpar e neutro do grupo par) podem ser conectados de forma independente, denominado neutro duplo, ou conexão com um único neutro, denominado neutro simples. Porém, sabe-se também que as fases podem ser totalmente independentes uma da outra, sem nenhuma ligação física, com os enrolamentos em aberto. O rotor é do tipo gaiola de esquilo.

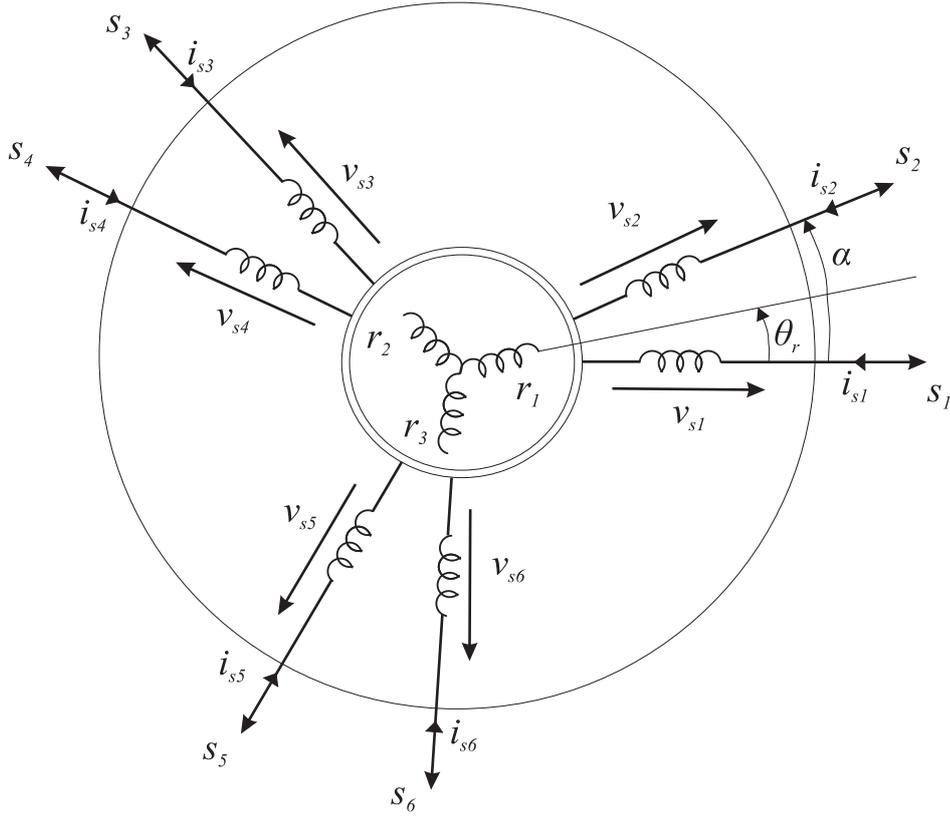


Figura 8.1: Máquina de indução hexafásica.

O desenvolvimento das equações do modelo original elétrico da máquina é feito considerando as seguintes simplificações:

- Entreferro uniforme.
- As perdas no ferro, rotacionais e saturação do núcleo (máquina linear) são desprezadas.
- Fluxos do estator e do rotor distribuídos de maneira senoidal ao longo do entreferro.
- Enrolamentos idênticos nos dois grupos de bobinas trifásicos para todas as fases.

As tensões estatóricas são então dadas por:

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \quad (8.1)$$

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt}(\lambda_{ss} + \lambda_{sr}) \quad (8.2)$$

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}_{ss} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{i}_r) \quad (8.3)$$

onde $\mathbf{v}_s = [v_{s1} \ v_{s3} \ v_{s5} \ v_{s2} \ v_{s4} \ v_{s6}]^T$, $\mathbf{i}_s = [i_{s1} \ i_{s3} \ i_{s5} \ i_{s2} \ i_{s4} \ i_{s6}]^T$ e $\lambda_s = [\lambda_{s1} \ \lambda_{s3} \ \lambda_{s5} \ \lambda_{s2} \ \lambda_{s4} \ \lambda_{s6}]^T$ são as matrizes de tensão, corrente e fluxo no estator. λ_{ss} é a matriz dos fluxos próprios e mútuos no estator e λ_{sr} é a matriz dos

fluxos mútuos estator-rotor. \mathbf{L}_{ss} é a matriz de indutâncias do estator e \mathbf{L}_{sr} é a matriz de indutâncias mútuas entre o rotor e o estator. Elas serão obtidas posteriormente. $\mathbf{R}_s = R_s \mathbf{I}_6$, onde R_s é o valor da resistência do estator e \mathbf{I}_6 é a matriz identidade de ordem 6.

As tensões rotóricas são dadas por:

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (8.4)$$

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt}(\lambda_{rr} + \lambda_{sr}) \quad (8.5)$$

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \frac{d}{dt}(\mathbf{L}_{rr} \mathbf{i}_r + \mathbf{L}_{rs} \mathbf{i}_s) \quad (8.6)$$

onde $\mathbf{v}_r = [v_{r1} \ v_{r2} \ v_{r3}]^T$, $\mathbf{i}_r = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3}]^T$ e $\lambda_r = [\lambda_{r1} \ \lambda_{r2} \ \lambda_{r3}]^T$ são as matrizes de tensão, corrente e fluxo do rotor. λ_{rr} é a matriz dos fluxos próprios e mútuos no rotor e λ_{sr} é a matriz dos fluxos mútuos rotor-estator. \mathbf{L}_{rr} é a matriz de indutâncias do rotor e \mathbf{L}_{rs} é a matriz de indutâncias mútuas entre o rotor e o estator. Elas também serão obtidas posteriormente. $\mathbf{R}_r = R_r \mathbf{I}_3$, onde R_r é o valor da resistência do rotor e \mathbf{I}_3 é a matriz identidade de ordem 3.

A matriz de indutâncias do estator é obtida levando-se em conta as indutâncias mútuas entre as bobinas do estator. Ou seja, esses valores dependem do ângulo α . Dessa forma:

$$\mathbf{L}_{ss} = L_{ls} \mathbf{I}_6 + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \\ \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ (\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (8.7)$$

onde L_{ls} é a indutância de dispersão do estator e L_{ms} é a indutância de magnetização do estator.

Para o rotor, a matriz de indutâncias é obtida da mesma maneira, porém pelo fato do rotor ser trifásico, seus valores não dependem do ângulo α . Assim:

$$\mathbf{L}_{rr} = L_{lr} \mathbf{I}_3 + L_{mr} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

onde L_{lr} é a indutância de dispersão do rotor e L_{mr} é a indutância de magnetização do rotor.

Sabendo-se que $\mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}_{sr}^T$, a matriz de indutâncias mútuas entre o estator e o rotor depende da posição elétrica θ_r do rotor. Assim:

$$L_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

onde M_{sr} é a indutância mútua entre uma bobina do estator e uma bobina do rotor.

O modelo da máquina hexafásica, representado pelas Eqs. (8.1)-(8.9), depende da posição do rotor, o que exige em um elevado esforço computacional para a simulação digital da máquina de indução. Entretanto, em [17, 31], foi proposto um modelo simplificado. Neste modelo, as indutâncias não dependem da posição elétrica do rotor e do ângulo entre os conjuntos trifásicos, sendo valores constantes e independentes do movimento do rotor. Este novo modelo permite o estudo e simulação da máquina com esforço computacional consideravelmente mais baixo, já que o programa não necessitará calcular as indutâncias a cada passo de cálculo. Além disso, no modelo original há seis equações diferenciais não-lineares a serem resolvidas para obter as tensões nos terminais do estator e três equações para obtenção das tensões nos terminais do rotor. Por esta razão, uma transformação apropriada deve ser usada para obter-se um modelo mais simples, já que as equações obtidas no modelo simplificado passam a ser lineares.

Na literatura são propostas duas maneiras de fazer essa transformação: 1) *modelagem como duplo trifásico* e 2) *decomposição vetorial*.

A *modelagem com duplo trifásico* consiste em aplicar a transformação para cada um dos conjuntos que compõem a máquina (ímpar e par) de maneira semelhante à discutida em [39] para uma máquina trifásica. As grandezas do conjunto ímpar (tensões, correntes e fluxos) passam por uma transformada de coordenadas, realizada através de uma matriz, onde essas grandezas são obtidas em um outro domínio, denominado $d_1q_1o_1$. O mesmo é feito para o conjunto par da máquina, para o qual as grandezas são lançadas, através da transformada, no domínio $d_2q_2o_2$. Os dois tipos de transformação são discutida detalhadamente em [4]. Este trabalho tratará mais a fundo o segundo método.

Decomposição vetorial

A decomposição vetorial realiza a transformação de coordenadas das grandezas elétricas de todas as fases da máquina, não fazendo distinção entre os dois conjuntos. As grandezas das seis fases são transformadas para três outros domínios de planos mutuamente ortogonais de duas dimensões cada. Os planos são chamados dq , xy e oo' .

Portanto, como mostrado em [4], para uma máquina hexafásica com deslocamento α qualquer pode-se escrever a Eq. (8.10)

$$\mathbf{x}_{s135246} = \mathbf{P}_s \mathbf{x}_{sdqxyoo'}^g \quad (8.10)$$

onde

$$\mathbf{P}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_g) & -\sin(\theta_g) & \cos(\theta_g) & -\sin(\theta_g) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_g - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_g - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_g - \frac{4\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_g - \alpha) & -\sin(\theta_g - \alpha) & -\cos(\theta_g - \alpha) & \sin(\theta_g - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\theta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & -\cos(\theta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \sin(\theta_g - \frac{2\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & -\sin(\theta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & -\cos(\theta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \sin(\theta_g - \frac{4\pi}{3} - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\text{com } \mathbf{x}_{s135246} = \begin{bmatrix} x_{s1} & x_{s3} & x_{s5} & x_{s2} & x_{s4} & x_{s6} \end{bmatrix}^T, \mathbf{x}_{sdqxyoo'}^g = \begin{bmatrix} x_{sd} & x_{sq} & x_{sx} & x_{sy} & x_{so} & x_{so'} \end{bmatrix}^T \text{ e } \theta_g = \int \omega_g dt.$$

O expoente g diz respeito a um referencial genérico utilizado para os eixos d e q . A frequência ω_g é a velocidade de rotação do eixo dq no referencial genérico.

Para o rotor, tem-se a Eq. (8.11).

$$\mathbf{x}_{r123} = \mathbf{P}_r \mathbf{x}_{sodq}^g \quad (8.11)$$

onde

$$\mathbf{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_g - \theta_r) & -\sin(\theta_g - \theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\cos(\theta_g - \theta_r + \frac{\pi}{3}) & \sin(\theta_g - \theta_r + \frac{\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\sin(\theta_g - \theta_r + \frac{\pi}{6}) & -\cos(\theta_g - \theta_r + \frac{\pi}{6}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

Os coeficientes $\frac{1}{\sqrt{3}}$ e $\sqrt{\frac{2}{3}}$ que multiplicam as matrizes \mathbf{P}_s e \mathbf{P}_r , respectivamente, são escolhidos de maneira a torná-las ortogonais, ou seja, $\mathbf{P}_s^T = \mathbf{P}_s^{-1}$ e $\mathbf{P}_r^T = \mathbf{P}_r^{-1}$. Além disso, estes coeficientes tornam a transformação das variáveis invariável em potência. Isso quer dizer que a soma dos produtos *tensão e corrente* para cada fase no modelo original deve ser igual à soma dos produtos das mesmas grandezas no novo domínio. Entretanto, como discutido em [4], as componentes de corrente nos subespaços xy e oo' não contribuem para o fluxo de entreferro e são limitadas apenas pela resistência e pela indutância de dispersão, que normalmente são pequenas. Estas correntes apenas irão produzir perdas e conseqüentemente deverão ser mantidas tão pequenas quanto possível. Com alimentação balanceada, algumas máquinas com valores específicos de α estão livres destas correntes.

A partir da transformada realizada pela Eq. (8.10), os fluxos magnéticos no estator no novo domínio tornam-se:

$$\lambda_{sdqxyoo'}^g = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{P}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{P}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (8.12)$$

onde

$$\mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{ss} \mathbf{P}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3L_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} e$$

$$\mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{L}_{sr} \mathbf{P}_r = \begin{bmatrix} \frac{3}{\sqrt{2}} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{\sqrt{2}} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Assim, substituindo a Eq. (8.10) na Eq. (8.3) para as tensões estatóricas, obtêm-se

$$\mathbf{v}_{sdqxyoo'}^g = \mathbf{P}_s^{-1} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \mathbf{P}_s^{-1} \frac{d}{dt} [\mathbf{P}_s \lambda_{sdqxyoo'}^g] \quad (8.13)$$

$$\mathbf{v}_{sdqxyoo'}^g = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \omega_g \mathbf{P}_s^{-1} \frac{d\mathbf{P}_s}{d\theta_g} \lambda_{sdqxyoo'}^g \quad (8.14)$$

$$\mathbf{v}_{sdqxyoo'}^g = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{sdqxyoo'}^g + \frac{d\lambda_{sdqxyoo'}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdqxyoo'}^g \quad (8.15)$$

Por meio da Eq. (8.11), os fluxos magnéticos no rotor no novo domínio tornam-se

$$\lambda_{rdqo}^g = \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{L}_{rr} \mathbf{P}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g + \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{L}_{rs} \mathbf{P}_s \mathbf{i}_{sdqo}^g \quad (8.16)$$

onde

$$\mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{L}_{rr} \mathbf{P}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + 3L_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + 3L_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} + 3L_{mr} \end{bmatrix} e$$

$$\mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{L}_{rs} \mathbf{P}_s = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Assim, substituindo a Eq. (8.11) na Eq. (8.6) para as tensões rotóricas, obtêm-se

$$\mathbf{v}_{rodq}^g = \mathbf{P}_r^{-1} \mathbf{R}_s \mathbf{P}_r \mathbf{i}_{rodq}^g + \frac{d\lambda_{rodq}^g}{dt} + \mathbf{P}_r^{-1} \frac{d}{dt} [\mathbf{P}_r \lambda_{rodq}^g] \quad (8.17)$$

$$\mathbf{v}_{\text{rodq}}^{\mathbf{g}} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{\text{rodq}}^{\mathbf{g}} + \frac{d\lambda_{\text{rodq}}^{\mathbf{g}}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \mathbf{P}_r^{-1} \frac{d\mathbf{P}_s}{d(\theta_g - \theta_r)} \lambda_{\text{rodq}}^{\mathbf{g}} \quad (8.18)$$

$$\mathbf{v}_{\text{rodq}}^{\mathbf{g}} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{\text{rodq}}^{\mathbf{g}} + \frac{d\lambda_{\text{rodq}}^{\mathbf{g}}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{\text{rodq}}^{\mathbf{g}} \quad (8.19)$$

Adotando-se uma representação vetorial para as tensões e fluxos estatóricos e rotóricos, têm-se

$$v_{sdq}^g = R_s i_{sdq}^g + \frac{d\lambda_{sdq}^g}{dt} + j\omega_g \lambda_{sdq}^g \quad (8.20)$$

$$v_{sxy}^g = R_s i_{sxy}^g + L_{ls} \frac{di_{sxy}^g}{dt} + j\omega_g \lambda_{sxy}^g \quad (8.21)$$

$$v_{soo'}^g = R_s i_{soo'}^g + L_{ls} \frac{di_{soo'}^g}{dt} \quad (8.22)$$

$$v_{rdq}^g = R_r i_{rdq}^g + \frac{d\lambda_{rdq}^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_{rdq}^g \quad (8.23)$$

$$v_{ro}^g = R_r i_{ro}^g + L_{lr} \frac{di_{ro}^g}{dt} \quad (8.24)$$

$$\lambda_{sdq}^g = l_s i_{sdq}^g + l_{sr} i_{rdq}^g \quad (8.25)$$

$$\lambda_{rdq}^g = l_{sr} i_{sdq}^g + l_r i_{rdq}^g \quad (8.26)$$

$$c_e = Pl_{sr}(i_{sq}^g i_{rd}^g + i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (8.27)$$

onde $v_{sdq}^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $v_{sxy}^g = v_{sx}^g + jv_{sy}^g$, $v_{soo'}^g = v_{so}^g + jv_{so'}^g$, $\lambda_{sdq}^g = \lambda_{sd}^g + j\lambda_{sq}^g$, $i_{sdq}^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$, $i_{sxy}^g = i_{sx}^g + ji_{sy}^g$, $i_{soo'}^g = i_{so}^g + ji_{so'}^g$, $v_{rdq}^g = v_{rd}^g + jv_{rq}^g$, $i_{rdq}^g = i_{rd}^g + ji_{rq}^g$, $\lambda_{rdq}^g = \lambda_{rd}^g + j\lambda_{rq}^g$, $l_s = L_{ls} + 3L_{ms}$ é a indutância própria equivalente do estator, $l_r = L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr}$ é a indutância própria equivalente do rotor, $l_m = 3L_{ms}$ é a indutância de magnetização equivalente e $l_{sr} = \frac{3}{\sqrt{2}}M_{sr}$ é a indutância mútua estator-rotor equivalente da máquina. P é o número de polos e c_e é o conjugado elétrico.

Sabe-se que para a máquina de indução com rotor gaiola de esquilo $v_{rd}^g = 0$ e $v_{rq}^g = 0$.

Conjugado Elétrico

Para obtenção da expressão do conjugado elétrico, parte-se do modelo original da máquina, onde considera-se a matriz $\bar{\mathbf{L}} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix}$, formada a partir das matrizes de indutâncias próprias e mútuas do estator e do rotor, $\bar{\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s135246} \\ \mathbf{i}_{r123} \end{bmatrix}$, formada a partir das matrizes das correntes do estator e do rotor.

Dessa maneira, sabe-se que a energia elétrica da máquina é dada por

$$W = \frac{1}{2} \bar{\mathbf{i}}^T \bar{\mathbf{L}} \bar{\mathbf{i}} \quad (8.28)$$

O conjugado elétrico desenvolvido pela máquina consiste em

$$c_e = \frac{dW}{d\theta_m} \quad (8.29)$$

onde θ_m é a posição mecânica do rotor. Dessa forma

$$c_e = \frac{1}{2} \bar{\mathbf{i}}^T \frac{d\bar{\mathbf{L}}}{d\theta_m} \bar{\mathbf{i}} = \frac{P}{2} \bar{\mathbf{i}}^T \frac{d\bar{\mathbf{L}}}{d\theta_r} \bar{\mathbf{i}} \quad (8.30)$$

Substituindo as matrizes $\bar{\mathbf{L}}$ e $\bar{\mathbf{i}}$ obtém-se

$$c_e = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} i_{s135246} \\ i_{r123} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} d\mathbf{L}_{ss}/d\theta_r & d\mathbf{L}_{sr}/d\theta_r \\ d\mathbf{L}_{rs}/d\theta_r & d\mathbf{L}_{rr}/d\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s135246} \\ i_{r123} \end{bmatrix} \quad (8.31)$$

Entretanto, as matrizes de indutâncias próprias não dependem da posição elétrica do rotor, logo as suas derivadas são nulas. Dessa maneira

$$c_e = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} i_{s135246} \\ i_{r123} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{0}_6 & d\mathbf{L}_{sr}/d\theta_r \\ d\mathbf{L}_{rs}/d\theta_r & \mathbf{0}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s135246} \\ i_{r123} \end{bmatrix} \quad (8.32)$$

$$c_e = \frac{P}{2} \bar{\mathbf{i}}_{s135246}^T \frac{d\bar{\mathbf{L}}_{sr}}{d\theta_r} \bar{\mathbf{i}}_{r123} + \frac{P}{2} \bar{\mathbf{i}}_{r123}^T \frac{d\bar{\mathbf{L}}_{rs}}{d\theta_r} \bar{\mathbf{i}}_{s135246} \quad (8.33)$$

Considerando três matrizes A , B e C , tem-se que $(ABC)^T = C^T B^T A^T$, logo a partir da Eq. (8.33) tem-se

$$\frac{P}{2} \bar{\mathbf{i}}_{s135246}^T \frac{d\bar{\mathbf{L}}_{sr}}{d\theta_r} \bar{\mathbf{i}}_{r123} = \frac{P}{2} \bar{\mathbf{i}}_{r123}^T \frac{d\bar{\mathbf{L}}_{rs}}{d\theta_r} \bar{\mathbf{i}}_{s135246} \quad (8.34)$$

Dessa forma, o conjugado elétrico torna-se

$$c_e = P \bar{\mathbf{i}}_{s135246}^T \frac{d\bar{\mathbf{L}}_{sr}}{d\theta_r} \bar{\mathbf{i}}_{r123} \quad (8.35)$$

ou

$$c_e = P \bar{\mathbf{i}}_{r123}^T \frac{d\bar{\mathbf{L}}_{rs}}{d\theta_r} \bar{\mathbf{i}}_{s135246} \quad (8.36)$$

Utilizando-se as equações de transformação (8.10) e (8.11), obtém-se que

$$c_e = P \mathbf{i}_{sdqxyoo}^g{}^T \mathbf{P}_s^T \frac{d\mathbf{L}_{sr}}{d\theta_r} \mathbf{P}_r \mathbf{i}_{rdqo}^g \quad (8.37)$$

Fazendo-se as multiplicações internas das matrizes, chega-se à Eq. (8.27) repetida na Eq. (8.38)

$$c_e = Pl_{sr}(i_{sq}^g i_{rd}^g + i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (8.38)$$

Vale a pena destacar que o conjugado elétrico depende somente das componentes d e q das correntes estatóricas e rotóricas. Ou seja, as componentes x , y , o e o' não contribuem para o fluxo do entreferro e, conseqüentemente, para a potência da máquina.

Dessa maneira, foram obtidas todas as equações do modelo matemático da máquina de indução de seis fases.

Referenciais

Em [4], o modelo da máquina de indução hexafásica foi desenvolvido em um referencial genérico. Entretanto, o par de eixos dq da máquina de indução pode ser sincronizado com diferentes referenciais. Conforme mostrado em [39], algumas possibilidades de interesse para localização do par de eixos dq são:

- No estator, com o eixo d ligado ao estator segundo sua fase 1, fazendo-se $\omega_g = 0$ ($\theta_g = 0$). Desta maneira, em regime permanente, as variáveis dq são senoidais e com frequência igual a das correntes estatóricas.
- No rotor, com o eixo d ligado ao rotor segundo sua fase 1, fazendo-se $\omega_g = \omega_r$ ($\theta_g = \theta_r$). Assim, em regime permanente, as variáveis dq são senoidais com a mesma frequência das correntes rotóricas ($\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$), também chamada de frequência de escorregamento.
- No campo rotórico girante, fazendo-se $\omega_g = \omega_b$. Neste referencial, em regime permanente, as grandezas dq são contínuas

Existem outras possibilidades para sincronização dos eixos dq , como o referencial corrente estatórica ($\omega_g = \omega_i$) ou o referencial campo estatórico ($\omega_g = \omega_a$), porém os três referenciais descritos anteriormente são os mais comuns.

Neste trabalho, será utilizado o referencial do campo rotórico girante para modelo e controle da máquina de indução.

Máquina a Ímã Permanente

A seguir, serão obtidas as equações do modelo da máquina a ímã permanente de seis fases. Elas são obtidas utilizando-se o mesmo método já descrito, o método da *decomposição vetorial*. A diferença principal entre as duas máquinas é que o fluxo rotórico na máquina de indução, como o próprio nome sugere, é induzido. Já na máquina a ímã permanente, o fluxo rotórico é o fluxo do próprio ímã, não havendo enrolamentos no rotor e, conseqüentemente, indutâncias mútuas entre estator e rotor. Para a máquina a

ímã permanente, o referencial é tomado no fluxo rotórico $\omega_g = \omega_b$. Entretanto, como a máquina é síncrona, $\omega_b = \omega_r$.

Sabe-se que o fluxo estatórico é dado pela Eq. (8.39).

$$\lambda_{s135246} = \mathbf{L}_{ss}\mathbf{i}_{s135246} + \lambda_{r135246} \quad (8.39)$$

onde

$$\lambda_{r135246} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r - \alpha) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3 - \alpha) \\ \cos(\theta_r - 4\pi/3 - \alpha) \end{bmatrix} \phi_{pm} \quad (8.40)$$

e ϕ_{pm} é o valor da amplitude do fluxo produzido pelo ímã que enlaça os enrolamentos do estator.

As tensões estatóricas são dadas pela Eq. (8.41).

$$\mathbf{v}_{s135246} = R_s \mathbf{i}_{s135246} + \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{i}_{s135246}}{dt} + \omega_r \frac{d\mathbf{L}_{ss}}{d\theta_r} \mathbf{i}_{s135246} + \omega_r \frac{\lambda_{r135246}}{d\theta_r} \quad (8.41)$$

Assim, substituindo a transformação da Eq. (8.10) na Eq. (8.41), da mesma maneira como feito para a máquina de indução, obtém-se

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + l_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r l_{sq} i_{sq} \quad (8.42)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + l_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r l_{sd} i_{sd} + \omega_r \lambda_{pm} \quad (8.43)$$

$$v_{sx} = R_s i_{sx} + L_{ls} \frac{di_{sx}}{dt} - \omega_r L_{ls} i_{sy} \quad (8.44)$$

$$v_{sy} = R_s i_{sy} + L_{ls} \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_r L_{ls} i_{sx} \quad (8.45)$$

$$v_{so} = R_s i_{so} + L_{ls} \frac{di_{so}}{dt} \quad (8.46)$$

$$v_{so'} = R_s i_{so'} + L_{ls} \frac{di_{so'}}{dt} \quad (8.47)$$

onde $\lambda_{pm} = \sqrt{3}\phi_{pm}$ e $l_{sd} = l_{sq} = L_{ls} + 3L_{ms}$.

O conjugado elétrico é dado pela Eq. (8.48).

$$c_e = P[\lambda_{pm} i_{sq} + (l_{sd} - l_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \quad (8.48)$$

Referências Bibliográficas

- [1] Gustavo K. Dill, “Análise da operação de células combustíveis e microturbinas a gás em sistemas de potência”, Dissertação de Mestrado, PUC-RS, Porto Alegre, 2008.
- [2] Felipe S. de Bona, “As Microturbinas e a Geração Distribuída”, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, UNICAMP, Campinas.
- [3] Antonio de Paula Queiroz, “Conversores Estáticos CA-CC-CA Obtidos a Partir da Conexão de Módulos Monofásicos”, Dissertação de Mestrado, UFCG, Setembro 2010.
- [4] Reginaldo Sousa Miranda, “Sistemas de Acionamentos CA Multifases com Estratégias de Controle Tolerante à Falhas e Redução da Tensão de Modo Comum”, Tese de Doutorado, UFCG, Julho 2007.
- [5] C. Keller, Y. Tadros, “Are paralleled IGBT modules or paralleled IGBT inverters the better choice?”, In: PEA’93, pp. 1–6, Vol.5, 1993
- [6] J. Rodriguez, J.-S. Lai, e F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications", IEEE Transactions Industrial Electronics, (4):724–738, Vol.49, 2002.
- [7] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, “A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter”, IEEE Transactions Industry Applications, (5):518–523, Vol.17, 1981
- [8] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, S. Tenconi, “A nonconventional power converter for plasma stabilization”, IEEE Transactions Power Electronics, (2):212–219, Vol.5, 1990.
- [9] M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, “A generalized structure of multilevel power converter”, pp. 62–67, Vol.1, 1998.
- [10] M. D. Manjrekar, P. K. Steimer, P. K., T. A. Lipo, “Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications”, IEEE Transactions Industry Applications, (3):834–841, Vol.36, 2000.

- [11] H. Stemmler, P. Guggenbach, “Configurations of High Power Voltage Source Inverter Drives”, Proc. European Power Electr. Conf., pp. 7-12, 1993.
- [12] H. Stemmler, “High Power Industrial Drives”, IEEE Proc., 82: 1266-1286, 1994.
- [13] K. Corzine, S. Sudhoff, C. Whitcomb, “Performance Characteristics of a Cascated Two-Level Converter”, IEEE Trans. Energy Conversion, 14: 433-439.
- [14] F. Patkar, E. Levi, M. Jones, “A six-phase multilevel space vector PWM algorithm for a dual-inverter supplied drive”, 6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2012.
- [15] E. E. Ward, H. Härer, “Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor”, IEE Proceedings, v. 116, n. 6, p. 980–984, June 1969.
- [16] R. H. Nelson, P. C. Krause, “Induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple windings sets”, IEEE Trans. on Power App. and Syst., v. 93, n. 3, p. 841–848, May 1974.
- [17] T. A. Lipo, “A d-q model for six phase induction machine”, In: Rec. Int. Conf. Electric Machine, p. 860–867, Greece, 1980.
- [18] K. N. Pavithran, R. Parimelalagan, M. R. Krishnamurthy, “Studies on inverter-fed 5-phase induction motor drive”, IEEE Trans. Power Electron., v. 3, n. 2, p. 224–235, April 1988.
- [19] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, J. C. White, “Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications part 1”, IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 6, n. 4, p. 679–683, December 1991.
- [20] J. R. Fu, T. A. Lipo, “Disturbance free operation of a multiphase current regulated motor drive with an opened phase”, IEEE Trans. Ind. Applicat., v. 30, n. 5, p. 1267–1274, Sept./Oct. 1994.
- [21] T. Rafesthain, R. Feuillet, R. Perret, “Double-star synchronous machine modelisation”, Conf. Rec. PEMC90, p. 686–689, Oct. 1990.
- [22] T. Gopalarathnam, H. A. Toliyat, J. C. Moreira, “Multi-phase fault-tolerant brushless DC motor drive”, In: Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting. 2000. v. 3, p. 1683–1688.
- [23] L. Parsa, H. A. Toliyat, “Five-phase permanent-magnet motor drives”, IEEE Trans. Ind. Applicat., v. 41, n. 1, p. 30–37, Jan./Feb. 2005.

- [24] H. A. Toliyat, L. Xu, T. A. Lipo, “A five-phase reluctance motor with high specific torque”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 28, n. 3, p. 659–667, May/June 1992.
- [25] H. A. Toliyat, S. P. Waikar, T. A. Lipo, “Analysis and simulation of five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of airgap mmf”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 34, n. 2, p. 332–339, Mar./Apr. 1998.
- [26] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, “Modeling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings”, In: *Conf. Rec. EPE-PEMC.* . p. 125–130, 2000.
- [27] F. Terrien, M. F. Benkhoris, “Analysis of double star motor drives for electrical propulsion”, In: *IEE Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives*, p. 90–94, 1999.
- [28] L. Parsa, H. A. Toliyat, “Five phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications”, *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, p. 371–378, July 2005.
- [29] M. A. Abbas, R. Chrisen, T. M. Jahns, “Six-phase voltage source inverter driven induction motor”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 20, n. 5, p. 1251–1259, Sept./Oct. 1984.
- [30] G. K. Singh, “Multi-phase induction machine drive research - a survey”, *Electric Power Systems Research*, v. 62, p. 139–147, December 2002.
- [31] Y. Zhao, T. A. Lipo, “Space vector pwm control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 31, n. 5, p. 1100–1109, May 1995.
- [32] M. A. Fnaiech, G. A. Capolino, F. Betin, F. Fnaiech, B. Nahidmobarakeh, “Synchronous and Induction Wind Power Generators as Renewable Power Energy Sources”, *Environment Identities and Mediterranean Area*, 2006. ISEIMA '06. First international Symposium on , vol., no., pp.167-172, July 2006.
- [33] R. K. Jordan, I. Nagy, “High Speed Turbine - Induction Generator System for Utilization of Renewable and Waste Energies”, *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE* , vol., no., pp.2639-2645, 17-21 June 2007.

- [34] L. H. Hansen, P. H. Madsen, F. Blaabjerg, H. C. Christensen, U. Lindhard, K. Eskildsen, “Generators and power electronics technology for wind turbines”, Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE , vol.3, no., pp.2000-2005 vol.3, 2001.
- [35] F. Blaabjerg, M. Liserre, Ke Ma, “Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems”, IEEE Transactions On Industry Applications, vol. 48, no. 2, pp. 708-719, March/April 2012.
- [36] C. H. Ng, M. A. Parker, L. Ran, P. J. Tavner, J. R. Bumby, and E. Spooner, “A multilevel modular converter for a large, light weight wind turbine generator,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 3, pp. 1062–1074, May 2008.
- [37] Eisenhower M. Fernandes, “Estimação de Posição e Velocidade de uma Máquina Síncrona a Ímã Permanente”, Dissertação de Mestrado, UFCG, 2006.
- [38] Nustenil S. M. L. Marinus, “Conversores Estáticos a partir de Retificadores Monofásicos Mistos”, Dissertação de Mestrado, UFCG, 2012.
- [39] C. B. Jacobina, “Sistema de acionamento estático de máquina elétrica”, Apostila de Acionamentos Elétricos, UFCG, 2005.
- [40] J. A. A. Dias, E. C. dos Santos, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, “Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction”, Brazilian Power Electronics Conference, CO-BEP, vol. 1, p.p. 1155 – 1162, Bonito, MS, Brazil, 27-01 set./Oct. 2009.