



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

Conversores CC-CA Matriciais Indiretos Multiníveis Trifásicos Com Isolação Galvânica NPC e Tipo-T

Ailton do Egito Dutra

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Prof. Dr.Sc. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa

Prof. Dr.Sc. Montiê Alves Vitorino

Orientadores

Campina Grande - PB, Brasil

Março de 2019



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

Conversores CC-CA Matriciais Indiretos Multiníveis Trifásicos Com Isolação Galvânica NPC e Tipo-T

Ailton do Egito Dutra

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Prof. Dr.Sc. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa
Prof. Dr.Sc. Montiê Alves Vitorino
Orientadores

Campina Grande - PB, Brasil

Março de 2019

D978c Dutra, Ailton do Egito.
Conversores CC-CA matriciais indiretos multiníveis trifásicos com isolamento galvânica NPC e tipo-T/ Ailton do Egito Dutra. – Campina Grande, 2019.
88 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.
"Orientação: Prof. Dr. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Prof. Dr. Montiê Alves Vitorino".
Referências.

1. Sistemas fotovoltaicos. 2. Bombeamento fotovoltaico. 3. Conversores multiníveis. I. Corrêa, Maurício Beltrão de Rossiter. II. Vitorino, Montiê Alves. III. Título.

CDU 621.311(043)

**"CONVERSORES CC-CA MATRICIAIS INDIRETOS MULTINÍVEIS TRIFÁSICOS COM
ISOLAÇÃO GALVÂNICA NPC E TIPO-T"**

AILTON DO EGITO DUTRA

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 28/02/2019



MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG

Orientador(a)



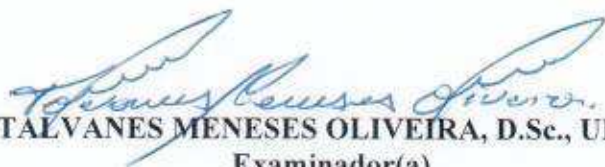
MONTIÉ ALVES VITORINO, D.Sc., UFCG

Orientador(a)



ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG

Examinador(a)



TALVANES MENESES OLIVEIRA, D.Sc., UFCG

Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

A meus pais e minha esposa,
por terem sempre acreditado nos
meus sonhos.

*O que sabemos é uma gota;
o que ignoramos é um oceano.*

(Isaac Newton)

Resumo

Uma aplicação de sistemas fotovoltaicos comumente utilizada é o bombeamento d'água para irrigação. Nessa tarefa, os painéis são responsáveis por alimentar um motor que aciona a bomba hidráulica. Para alimentar um motor de indução, a tensão contínua produzida pelo sistema fotovoltaico deve ser convertida para alternada por meio de um conversor CC/CA (inversor). As topologias de conversores CC/CA mais frequentemente difundidas na literatura empregam capacitores eletrolíticos em seus barramentos CC. Esses tipos de capacitores possuem vida útil consideravelmente menor que os painéis solares, e, portanto, tornam-se atrativas topologias de inversores sem capacitores eletrolíticos no barramento, garantindo maior vida útil ao dispositivo. O presente trabalho tem propõe duas novas topologias baseadas nos conversores multiníveis com ponto neutro grampeado (*Neutral Point Clamped*) e Tipo-T. A diferença das configurações propostas para as já encontradas na literatura está na possibilidade de remover os típicos capacitores eletrolíticos no barramento CC desses inversores. Para isso, um perfil de tensão em pulsos é gerado no barramento e, a partir de uma estratégia de modulação de largura de pulso (*Pulse Width Modulation*) apropriada, é possível se obter as correntes alternadas demandadas nas bobinas do estator da máquina de indução. Além da ausência dos capacitores eletrolíticos no barramento CC, outra vantagem apresentada pelas topologias propostas é que a estratégia *PWM* permite que apenas um par de chaves do circuito é comutada por período de chaveamento. Desse modo, as perdas por comutação tendem a ser reduzidas se comparado a técnicas tradicionais. De modo a validar a teoria explanada, simulações computacionais foram realizadas para observação do funcionamento de cada uma das topologias propostas. Além disso, um protótipo de 2kW foi utilizado para obtenção dos resultados experimentais apenas com a topologia NPC.

Palavras-chave: Sistemas Fotovoltaicos, Bombeamento Fotovoltaico, Conversores Multiníveis.

Abstract

One common application of photovoltaic systems is water pumping for irrigation. In this task, the panels feed a motor which drives the hydraulic pump. In order to feed an induction motor, the continuous voltage generated by the photovoltaic system needs to be converted to alternate through a DC/AC converter (inverter). The most commonly disseminated DC/AC converter topologies in the literature use electrolytic capacitors in their DC links. Those types of capacitors have short lifetime if compared with the solar panels, so, new converter topologies with no need of use of these capacitors in their DC links are attractive, ensuring longer inverter lifetime. The present work aims to propose two new topologies based on the multilevel converters Neutral Point Clamped and T-type. The contrast of the proposed topologies for those found in the literature is in the possibility of removing the typical electrolytic capacitors of the DC link of these inverters. For this, a pulsating voltage profile is generated on the link and, by means of a proper Pulse Width Modulation strategy, it is possible to obtain the alternate currents demanded in the induction machine stator bobbins. Besides the absence of electrolytic capacitors in the DC link, another advantage of the proposed topologies is that the PWM strategy allows that just one pair of switches of the circuits is commuted in a switching period. Thus, the switching losses tend to be reduced if compared to traditional techniques. In order to validate the explained theory, computer simulations were performed to observe the operations of each of the proposed topologies. Furthermore, a 2kW prototype was used to obtain the experimental results with only the NPC topology.

Keywords: Photovoltaic Systems, Photovoltaic Pumping, Multilevel Converters.

Índice

Resumo	vi
Abstract	vii
Índice	viii
Índice de Tabelas	xi
Índice de Figuras	xii
Lista de Símbolos	xvi
Glossário	xxiii
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Revisão bibliográfica	2
1.1.1 Sistemas de bombeamento fotovoltaico	2
1.1.2 Capacitores eletrolíticos	5
1.2 Motivação	6
1.3 Objetivo	6
2 CONVERSORES PROPOSTOS	8
2.1 Introdução	8
2.2 Escolha do conversor CC/CC	10
2.3 Operação do conversor NPC	11
2.3.1 Estratégias de modulação	12
2.4 Operação do conversor Tipo-T	16
2.4.1 Estratégias de modulação	18

2.5	Circuitos <i>snubbers</i>	22
3	DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊN- CIA	25
3.1	Transformador ideal	25
3.2	Transformador não-ideal	29
3.2.1	Resistência dos enrolamentos	30
3.2.2	Dispersão magnética	31
3.2.3	Circuito equivalente	33
3.3	Equações gerais do transformador	34
3.3.1	Equação da tensão	35
3.3.2	Equação da potência	36
3.3.3	Perdas nos enrolamentos	37
3.3.4	Perdas no núcleo	37
3.4	Projeto do transformador	37
3.4.1	Densidade de corrente nos enrolamentos	38
3.4.2	Densidade de fluxo ótima	39
3.4.3	Metodologia de dimensionamento	39
4	RESULTADOS	42
4.1	Dimensionamento do transformador de alta frequência	42
4.2	Resultados de simulação	46
4.2.1	Utilizando fontes ideais	46
4.2.2	Utilizando fontes não-ideais	47
4.2.3	Utilizando o motor de indução como carga	57
4.3	Resultados experimentais	59
5	CONCLUSÕES	67
5.1	Trabalhos futuros	68
5.2	Produção científica	68
6	Agradecimentos	69
	Referências Bibliográficas	70

A	73
A.1	Sistemas fotovoltaicos	73
A.1.1	Associação de painéis fotovoltaicos	74
A.2	Inversores multiníveis	76
A.3	Máquina de indução	81
A.3.1	Modelo matemático geral das máquinas de corrente alternada	82
A.3.2	Aplicação à máquina de indução	87

Índice de Tabelas

2.1	Estados das chaves do conversor NPC proposto.	13
2.2	Estados das chaves do inversor Tipo-T proposto.	18
4.1	Parâmetros de projeto do transformador	42
4.2	Parâmetros do núcleo do transformador	45
4.3	Resultados para o dimensionamento do transformador de alta frequência. . .	46
4.4	Parâmetros de simulação para os conversores alimentados com fontes ideais.	47
4.5	Perdas por chaveamento nos conversores CC/CA para diferentes ligações de carga e estratégias PWM.	47
4.6	Parâmetros do transformador utilizado nas simulações.	48
4.7	Desempenho das topologias para diferentes configurações de carga e com modulação LS-PWM: eficiência, perdas nas chaves do conversor CC/CC, perdas nas chaves do conversor CC/CA, perdas nas chaves dos <i>snubbers</i> e THD das correntes de fase sintetizadas.	57
4.8	Desempenho das topologias para diferentes configurações de carga e com modulação LSO-PWM: eficiência, perdas nas chaves do conversor CC/CC, perdas nas chaves do conversor CC/CA, perdas nas chaves dos <i>snubbers</i> e THD das correntes de fase sintetizadas.	57
4.9	Parâmetros do motor de indução utilizado nas simulações.	57
4.10	Parâmetros para obtenção dos resultados experimentais.	60

Índice de Figuras

1.1	Sistema de bombeamento fotovoltaico típico.	3
1.2	Sistema de bombeamento com os painéis ligados diretamente ao motor CC.	3
1.3	Sistema de bombeamento com os painéis ligados diretamente ao barramento do conversor CC/CA.	4
1.4	Sistema de bombeamento com os painéis ligados a um conversor <i>Boost</i> em série com o conversor CC/CA.	5
2.1	Conversores CC/CC isolados para gerar o barramento pulsado.	9
2.2	Inversor trifásico NPC com barramento pulsado de alta frequência proposto.	10
2.3	Inversor trifásico Tipo-T com barramento pulsado de alta frequência proposto.	10
2.4	Perfil dos sinais de gatilho das chaves do conversor NPC proposto.	12
2.5	Geração do sinal <i>PWM</i> para o conversor NPC proposto no setor II.	13
2.6	Geração do sinal de largura de pulso para o barramento pulsado do conversor NPC proposto.	14
2.7	Comportamento do ciclo de trabalho dos sinais pulsados do barramento para diferentes índices de modulação.	15
2.8	Circuito digital para implementação do <i>PWM</i> para o conversor NPC proposto.	16
2.9	Perfil dos sinais de gatilho das chaves do conversor Tipo-T proposto.	17
2.10	Geração do sinais <i>PWM</i> para o conversor Tipo-T proposto no setor II.	19
2.11	Geração do sinal de largura de pulso para o barramento pulsado.	20
2.12	Comportamento do ciclo de trabalho dos sinais pulsados do barramento para diferentes índices de modulação.	20
2.13	Circuito digital para implementação do <i>PWM</i> para o conversor Tipo-T proposto.	21
2.14	Circuitos <i>snubbers</i> para evitar picos de tensão.	22
2.15	Geração dos sinais de gatilho das chaves dos capacitores <i>snubbers</i>	23

2.16	Circuito digital de acionamento dos <i>snubbers</i>	23
2.17	Fluxos das correntes para $q_{11} = 1$, $q_{21} = 1$, $q_{12} = 1$, $q_{22} = 1$, $q_{13} = 0$ e $q_{23} = 0$	24
2.18	Fluxos de corrente para $q_{11} = 1$, $q_{21} = 1$, $q_{12} = 0$, $q_{22} = 1$, $q_{13} = 0$ e $q_{23} = 0$	24
3.1	Transformador ideal.	25
3.2	Transformador ideal com carga.	27
3.3	Modelo do transformador não ideal adicionando-se a indutância de dispersão.	29
3.4	Modelo do transformador não ideal adicionando-se a indutância e resistência do ramo de dispersão.	30
3.5	Modelo do transformador com bobinas no ar.	31
3.6	Modelo do transformador não ideal adicionando-se as indutâncias de dispersão dos lados primário e secundário.	33
3.7	Modelo do transformador não ideal com o secundário rebatido para o primário.	34
3.8	Modelo do transformador não ideal com a resistência e indutância de dispersão equivalentes.	34
3.9	Núcleo magnético.	35
3.10	Perdas no ferro e nos enrolamentos não limitados por saturação.	39
3.11	Fluxograma com a metodologia para dimensionamento do transformador de alta frequência.	41
4.1	Conversor CC/CC isolado no ambiente de simulação do <i>PowerSim</i>	48
4.2	Circuito digital para geração dos sinais de gatilho das chaves do conversor CC/CC isolado q_a e q_b no ambiente de simulação do <i>PowerSim</i>	49
4.3	Circuito digital para geração dos sinais m_{1j} e m_{2j} para o conversor NPC no ambiente de simulação do <i>PowerSim</i>	49
4.4	Circuito digital para geração dos sinais m_{1j} e m_{2j} para o conversor Tipo-T.	50
4.5	Tensão no secundário do transformador em função dos sinais q_a e q_b	50
4.6	Circuitos <i>snubbers</i> no ambiente de simulação do <i>PowerSim</i>	51
4.7	Circuito digital para geração dos sinais $q_{snubber}$ e $q_{snubber2}$ no ambiente de simulação do <i>PowerSim</i>	51
4.8	Atuação do circuito <i>snubber</i> durante a transição de estado da chave q_{11} do braço do conversor CC/CA.	52

4.9	Mitigação dos <i>spikes</i> de tensão no secundário do transformador pela ação do <i>snubber</i>	52
4.10	Tensões geradas pelo conversor NPC proposto.	53
4.11	Correntes geradas pelo conversor NPC proposto.	54
4.12	Tensões geradas pelo conversor Tipo-T proposto.	55
4.13	Correntes geradas pelo conversor Tipo-T proposto.	56
4.14	Velocidade do eixo do motor alimentado pelo conversor NPC.	58
4.15	Torque desenvolvido pelo eixo do motor alimentado pelo conversor NPC.	58
4.16	Velocidade do eixo do motor alimentado pelo conversor Tipo-T.	59
4.17	Torque desenvolvido pelo eixo do motor alimentado pelo conversor Tipo-T.	59
4.18	Placa de circuito impresso da interface CA/CC do conversor proposto.	60
4.19	Sinais de gatilho das chaves q_{11} e q_{21}	61
4.20	Ação do <i>snubber</i> no momento de transição de estado da chave q_{11}	61
4.21	Tensão de pólo obtida experimentalmente.	62
4.22	Corrente na carga obtida experimentalmente.	62
4.23	Ressonância recorrente na tensão de pólo obtida experimentalmente.	63
4.24	Estrutura do conversor NPC proposto montado em laboratório.	63
4.25	Sinais de gatilho gerados: (a) CH1: q_{11} , CH2: q_{12} , CH3: q_{13} e CH4: q_a (b) CH1: q_{21} , CH2: q_{22} , CH3: q_{23} e CH4: q_b	64
4.26	Sinais de tensão de saída: (a) Pólo (CH1: v_{10} , CH2: v_{20} and CH3: v_{30}) (b) Linha (CH1: v_{12} , CH2: v_{23} and CH3: v_{31}) (c) Fase-neutro para uma carga ligada em Y (CH1: v_{1n} , CH2: v_{2n} and CH3: v_{3n}).	65
4.27	Tensões pulsadas nos barramentos CC de alta frequência: (a) v_{link_1} e v_{link_2} (b) valores médios de v_{link_1} e v_{link_2}	65
4.28	Correntes de saída para carga nominal, $f_s = 10\text{kHz}$ e $m_a = 1$ a 60Hz.	66
4.29	Correntes de fase de saída: (a) comportamento <i>step-down</i> de $m_a = 1$ a 60Hz para $m_a = 0.5$ a 30Hz and (b) comportamento <i>step-up</i> de $m_a = 0.5$ a 30Hz para $m_a = 1$ at 60Hz.	66
A.1	Modelo da célula fotovoltaica.	73
A.2	Associação de painéis fotovoltaicos em série.	75
A.3	Associação de painéis fotovoltaicos em paralelo.	76

A.4	Braços de conversores multiníveis.	77
A.5	Inversor com neutro grampeado.	78
A.6	Técnica <i>Level-Shifted PWM</i>	79
A.7	Geração dos sinais de acionamento q_{11} e q_{21}	79
A.8	Tensões produzidas pelo conversor NPC.	80
A.9	Inversor tipo-T.	81
A.10	Modelo da máquina de corrente alternada.	83
A.11	Circuito equivalente da máquina de indução.	88

Lista de Símbolos

a	- Relação de transformação entre o primário e secundário do transformador.
A_p	- Produto da área da seção reta pela área da janela do núcleo do transformador.
A_s	- Área da seção reta do núcleo do transformador.
A_{wi}	- Área de condução do fio da i -ésima bobina do transformador.
B_{max}	- Densidade de fluxo máxima de operação no núcleo do transformador.
B_o	- Densidade de fluxo de operação no núcleo do transformador.
c_e	- Conjugado eletromagnético da máquina de indução.
CMM	- Caminho médio magnético do núcleo do transformador.
C_{s1}, C_{s2}	- Capacitores superior e inferior dos circuitos <i>snubber</i> , respectivamente.
D_{link1}, D_{link2}	- Ciclos de trabalho das tensões pulsadas nos barramentos médios superior e inferior, respectivamente, do conversor CC/CA.
d_{wi}	- Comprimento do fio da i -ésima bobina do transformador.
e_1, e_2	- Tensões no primário e secundário, respectivamente, do transformador.
E_{1max}, E_{2max}	- Tensões máximas no primário e secundário, respectivamente, do transformador.
E_{1rms}, E_{2rms}	- Valores eficazes das tensões no primário e secundário, respectivamente, do transformador.

f	-	Frequência.
fmm_1, fmm_2	-	Forças magnetomotrizes nos enrolamentos do primário e secundário do transformador, respectivamente.
H_c	-	Campo magnético no núcleo do transformador.
I_c	-	Corrente que representa as perdas no núcleo do transformador.
I_D	-	Corrente no diodo do modelo da célula fotovoltaica.
I_m	-	Corrente no ramo de magnetização do transformador.
I_O	-	Corrente máxima de saturação no diodo do modelo da célula fotovoltaica.
I_p	-	Corrente no resistor em série do modelo da célula fotovoltaica.
I_{ph}	-	Corrente produzida pela célula fotovoltaica.
I_{pt}	-	Corrente na saída do arranjo de painéis fotovoltaicos em série e/ou em paralelo.
I_R	-	Corrente no resistor em paralelo do modelo da célula fotovoltaica.
i_{rj}, i_{sj}	-	Correntes nos enrolamentos do rotor e do estator, respectivamente, do modelo da máquina de indução, onde $j = 1, 2, 3$ representa cada uma das três fases.
I_1, I_2	-	Correntes nos enrolamentos do primário e secundário do transformador, respectivamente.
$I_{1_{rms}}, I_{2_{rms}}$	-	Valores eficazes das correntes nos enrolamentos do primário e secundário do transformador, respectivamente.
I_2^1	-	Corrente no secundário do transformador refletida ao primário.
I_ϕ	-	Corrente no ramo de dispersão do transformador.
j	-	Índice que assume os valores 1, 2 ou 3, para cada fase.
J_o	-	Densidade de corrente no condutor.

- k - Constante de *Boltzmann* ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K).
- k - Coeficiente de acoplamento magnético.
- K - Temperatura absoluta.
- K_c - Constante dependente do material do núcleo do transformador.
- k_f - Fator de empilhamento do núcleo do transformador.
- k_u - Fator de utilização da janela do transformador.
- K_v - Fator de forma de onda.
- l_c - Caminho médio magnético ao redor de um núcleo fechado.
- L_{l1}, L_{l2} - Indutâncias de dispersão das bobinas do primário e secundário do transformador, respectivamente.
- L_m - Indutância da bobina primária do modelo do transformador ideal.
- L_r, L_s - Indutâncias dos enrolamentos do rotor e do estator do modelo da máquina de indução, respectivamente.
- m - Fator de idealidade do diodo.
- M - Indutância mútua entre as bobinas do primário e secundário do transformador.
- MLT - Comprimento médio de uma volta das bobinas no núcleo do transformador.
- M_r, M_s - Indutâncias mútuas entre duas bobinas do rotor e entre duas bobinas do estator, respectivamente, no modelo da máquina de indução.
- M_{rs}, M_{sr} - Indutâncias mútuas máximas entre uma bobina do rotor e uma bobina do estator e entre uma bobina do estator e uma do rotor, respectivamente, no modelo da máquina de indução.
- m_{1j}, m_{2j} - Sinais resultantes da comparação da tensão de referência de fase $j = 1, 2, 3$ com a portadora superior e inferior, respectivamente.

- n_f, n_l, n_p - Número de níveis da tensão de fase, linha e pólo, respectivamente, na saída de conversores multiníveis.
- N_1, N_2 - Número de enrolamentos das bobinas do primário e secundário do transformador, respectivamente.
- p - Potência instantânea.
- P - Número de par de pólos da máquina de indução.
- P_{ca} - Perdas por chaveamento nas chaves dos conversores CC/CA dos inversores propostos.
- P_{cc} - Perdas por chaveamento nas chaves dos conversores CC/CC dos inversores propostos.
- P_{cu} - Perdas nos enrolamentos do transformador.
- P_{fe} - Perdas no núcleo do transformador.
- $P_{snubber}$ - Perdas por chaveamento nas chaves circuitos *snubbers* dos inversores propostos.
- q - Carga do elétron ($q = 1,6 \times 10^{-19}$ C).
- q_a, q_b, q_{b2}, q_{a2} - Sinais de gatilho das chaves do conversor CC/CC pulsante dos inversores propostos.
- q_{link1}, q_{link2} - Sinais para gatilho das chaves dos conversores CC/CC isolados.
- q_{s1}, q_{s2} - Sinais de gatilho das chaves superior e inferior dos circuitos *snubber*, respectivamente.
- q_{1j}, q_{2j} - Sinais de gatilho das chaves superiores e inferiores, respectivamente, do braço referente à fase $j = 1, 2, 3$.
- $\overline{q_{1j}}, \overline{q_{2j}}$ - Sinais de gatilho complementares das chaves superiores e inferiores, respectivamente, do braço referente à fase $j = 1, 2, 3$.
- R_c - Resistência do núcleo do transformador.
- R_{ca}, R_{cc} - Resistências CA e CC, respectivamente, devido aos fluxos nos enrolamentos do transformador.

R_{eq}	- Resistência equivalente do primário e secundário do transformador.
R_m	- Relutância do núcleo do transformador.
r_o	- Raio do condutor.
R_p	- Resistor em paralelo do modelo da célula fotovoltaica.
r_r, r_s	- Resistências dos enrolamentos do rotor e do estator do modelo da máquina de indução, respectivamente.
R_s	- Resistor em série do modelo da célula fotovoltaica.
R_2^1	- Resistência no secundário do transformador refletida ao primário.
s	- Escorregamento da máquina de indução.
t_{link1}, t_{link2}	- Períodos dos sinais pulsados das tensões nos barramentos superior e inferior do conversor CC/CA.
t_{max}, t_{min}	- Tempos de comparação das tensões de maior e menor valores, respectivamente, com as portadoras.
T_s	- Período de chaveamento e de amostragem.
t_{1j}, t_{2j}	- Tempos de condução das chaves superiores e inferiores, respectivamente, do braço referente à fase $j = 1, 2, 3$.
ΔT	- Aumento de temperatura do núcleo do transformador.
\bar{v}	- Valor médio de tensão aplicada.
V_{cc}	- Tensão no barramento CC de conversores CC/CA.
v_j^*	- Tensão de referência referente à fase $j = 1, 2, 3$.
V_{j0}	- Tensão de pólo na saída dos conversores multiníveis, onde $j = 1, 2, 3$ representa cada fase.
V_m	- Amplitude da tensão de referência.
v_{max}, v_{min}	- Tensões com os maiores e menores valores, para um determinado setor, respectivamente.
V_p	- Tensão de saída na célula fotovoltaica.

V_{pt}	- Tensão de saída do arranjo de painéis fotovoltaicos em série e/ou em paralelo.
v_{rj}, v_{sj}	- Tensões dos enrolamentos do rotor e do estator, respectivamente, do modelo da máquina de indução, onde $j = 1, 2, 3$ representa cada uma das três fases.
V_t	- Potencial térmico do diodo do modelo da célula fotovoltaica.
v_{tri}	- Portadora triangular.
V_{tri}	- Amplitude da portadora triangular.
V_w	- Volume dos enrolamentos do transformador.
v_{0n}	- Tensão entre o neutro da fonte e da máquina de indução.
ΣVA	- Somatório das potências na entrada e saída do transformador.
Δv_s	- Variação pequena de tensão para acionamento das chaves dos circuitos <i>snubbers</i> dos conversores propostos.
W	- Energia armazenada em uma bobina.
W_a, W_c	- Áreas da janela total e utilizada para bobinamento, respectivamente, do núcleo do transformador.
X_{eq}	- Reatância equivalente do primário e secundário do transformador.
X_{l2}^1	- Reatância do secundário do transformador refletida ao primário.
X_m	- Reatância no ramo de magnetização do transformador.
X_{11}, X_{22}	- Reatâncias de dispersão próprias das bobinas do primário e secundário do transformador, respectivamente.
α, β	- Constantes dependentes do material do núcleo do transformador.
δ	- Profundidade peculiar do condutor.
η	- Rendimento.

$\lambda_{rj}, \lambda_{sj}$	- Fluxos nos enrolamentos do rotor e do estator, respectivamente, do modelo da máquina de indução, onde $j = 1, 2, 3$ representa cada uma das três fases.
μ_r	- Permeabilidade magnética relativa.
μ_0	- Permeabilidade magnética do ar.
ω	- Frequência angular de oscilação ($\omega = 2\pi f$).
ω_r, ω_s	- Velocidades angulares rotórica e estatórica, respectivamente, da máquina de indução.
ϕ	- Fluxo nas bobinas do transformador.
ϕ_c	- Fluxo no núcleo do transformador.
ϕ_{l1}, ϕ_{l2}	- Fluxos de dispersão nas bobinas do primário e secundário do transformador, respectivamente.
ϕ_{max}	- Fluxo máximo nas bobinas do transformador.
ϕ_{11}, ϕ_{22}	- Fluxos totais nas bobinas do primário e secundário do transformador, respectivamente.
ϕ_{12}, ϕ_{21}	- Fluxos mútuos entre as bobinas primária e secundária e entre as bobinas secundária e primária do transformador, respectivamente.
ρ_w	- Resistividade do material condutor.
τ	- Período de tempo.
θ_m	- Ângulo mecânico no modelo da máquina de indução.
θ_r	- Ângulo entre uma bobina do estator e uma do rotor no modelo da máquina de indução.

Glossário

- AL - Alumínio.
- CA - Corrente alternada.
- CC - Corrente contínua.
- CHB - Pontes H em cascata (*Cascaded H-Bridge*).
- DSP - Processador digital de sinais (*Signal Digital Processor*).
- ESR - Resistência equivalente série (*Equivalent Series Resistance*).
- FC - Capacitor flutuante (*Flying Capacitor*).
- LS-PWM - Modulação por largura de pulso com nível deslocado (*Level-Shifted Pulse Width Modulation*).
- LSO-PWM - Modulação por largura de pulso com nível deslocado oposta (*Level-Shifted Opposite Pulse Width Modulation*).
- NPC - Ponto neutro grampeado (*Neutral-Point-Clamped*).
- PWM - Modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*).
- RMS - Valor quadrático médio (*Root Mean Square*).
- THD - Distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion*).

1

INTRODUÇÃO

O uso da energia solar como fonte alternativa tem se tornado uma tendência mundial, servindo como complemento das matrizes energéticas de diversos países e, também, auxiliando na redução do uso de energias fósseis. Além dos tradicionais sistemas de geração fotovoltaica para carregamento de baterias ou injeção de potência na rede elétrica, aplicações como o bombeamento d'água para irrigação utilizando sistemas fotovoltaicos podem ser exploradas. O motor de indução alimentado pelos geradores fotovoltaicos pode ser utilizado em áreas remotas com difícil acesso a energia elétrica, eliminando a necessidade de bombas a diesel ou acionadas por outros tipos de geradores.

Os painéis solares, a partir do efeito fotovoltaico, são capazes de produzir potência ativa para alimentação de cargas. Visto que a tensão gerada nesse processo é contínua, é necessário, para alimentação de cargas CA, converter essa energia para a forma alternada. Essa conversão pode ser obtida por meio de conversores CC/CA, chamados inversores, e, espera-se que nesse processo, a menor quantidade de potência possível seja perdida. Esses conversores sintetizam em suas saídas tensões (e correntes) senoidais, a partir da comutação de chaves acionadas por sinais resultantes de estratégias de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*).

Neste trabalho, as configurações propostas são baseadas nos inversores multiníveis trifásicos com ponto de neutro grampeado (*Neutral Point Clamped*) e sua variante, Tipo-T. Levando em consideração que a vida útil dos painéis fotovoltaicos é estimada em aproxi-

madamente 25 anos (Pinho e Galdino, 2014), a vida curta útil dos capacitores eletrolíticos, comparada a dos painéis, é um aspecto indesejável. A vantagem das topologias propostas é a possibilidade de remoção dos capacitores eletrolíticos usualmente utilizados no barramento CC desses conversores.

A eliminação dos capacitores eletrolíticos é alcançada ao criar-se um perfil de pulsos tensão no barramento CC, em vez da estratégia tradicional de tensão constante no barramento. Para geração dos pulsos no barramento, pode-se utilizar conversores CC/CC isolados com transformadores de alta frequência. A estratégia *PWM* utilizada deve garantir o sincronismo entre os pulsos de tensão no barramento com a comutação das chaves, de modo que as tensões trifásicas senoidais sejam sintetizadas na saída do inversor.

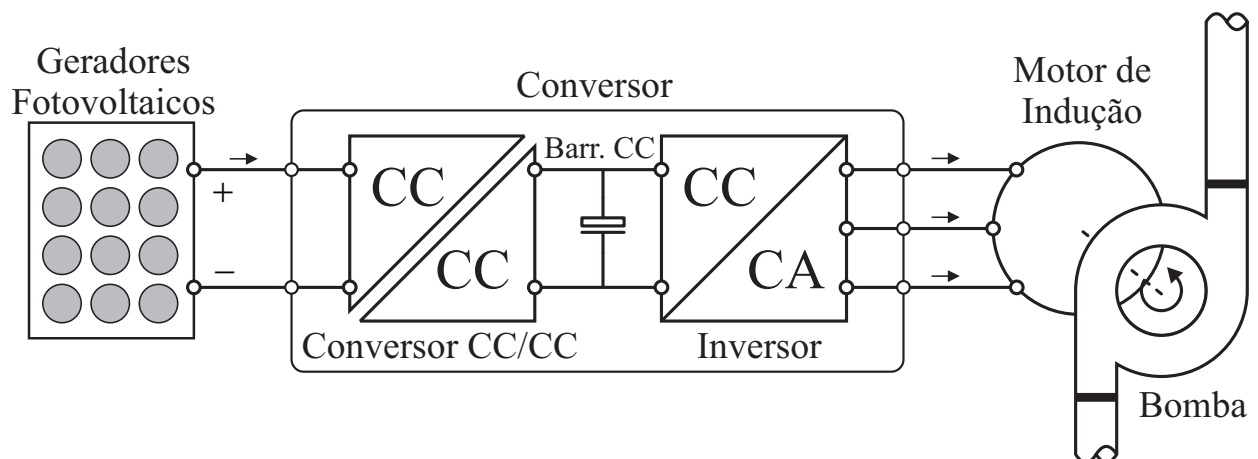
1.1 Revisão bibliográfica

1.1.1 Sistemas de bombeamento fotovoltaico

Em áreas rurais com difícil acesso a energia elétrica, são utilizadas, para a irrigação, usualmente, bombas a diesel ou alimentadas por gerador. Os sistemas de bombeamento d'água para irrigação a partir de sistemas fotovoltaicos passam a ser, então, nesse cenário, uma alternativa interessante visto sua fácil implementação e independência na operação. Um sistema típico de bombeamento de água utilizando energia fotovoltaica pode ser visto na Fig. 1.1. Observa-se três estágios: o primeiro corresponde à geração de potência ativa pelo sistema fotovoltaico, representado na figura pelo geradores fotovoltaicos; o segundo corresponde à conversão da tensão contínua gerada pelos painéis em tensão alternada por meio do conversor de potência, que é formado pelo conjunto de conversores CC/CC e CC/CA; o terceiro é a alimentação do motor de indução, que produz torque mecânico capaz de acionar a bomba hidráulica. Visto que a energia é apenas gerada quando há sol, o conversor entrega toda energia gerada ao motor e o bombeamento é interrompido fora desse período.

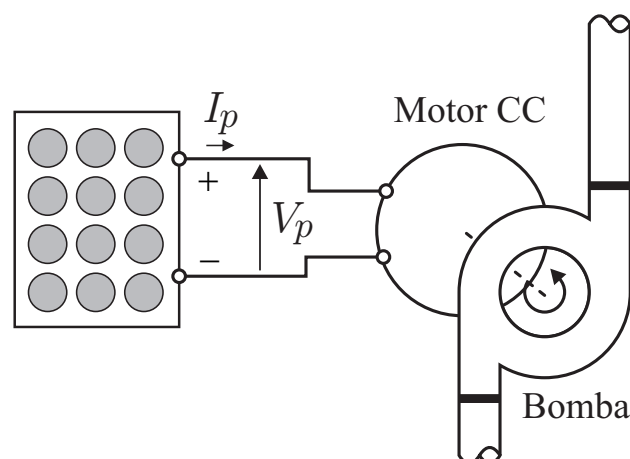
Para alimentar um motor de indução (ligado em Y) de 380 V de tensão eficaz de linha, seria necessário associar vários painéis em série para alcançar os $311\sqrt{3}$ V necessários no barramento do conversor CC/CA. Na ligação em delta, para este mesmo caso, são necessários 311 V no barramento. Em (Kolhe, Joshi e Kothari, 2004) e (Taufik, Anwari e Taufik, 2009) são apresentadas configurações mais simples com os painéis fotovoltaicos diretamente

Figura 1.1: Sistema de bombeamento fotovoltaico típico.



ligados a um motor CC (Fig. 1.2). Contudo, nesses trabalhos, uma desvantagem mostrada desse arranjo é que o sistema fotovoltaico e o motor CC possuem pontos de operação diferentes, fazendo com que o aproveitamento de potência seja prejudicado. Além disso, a utilização de motor CC para bombeamento exige uma manutenção periódica devido às escovas. Desse modo, o uso do máquina CA tornou-se mais aceito, visto a sua baixa necessidade de manutenção, robustez, custo e faixa de potência de operação.

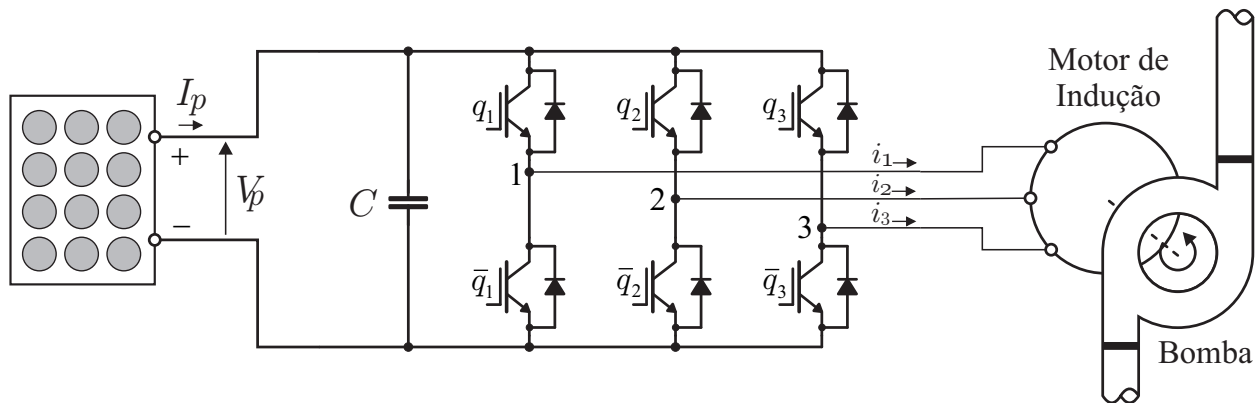
Figura 1.2: Sistema de bombeamento com os painéis ligados diretamente ao motor CC.



Em (Mariem, Arbi, Mouldi e Habib, 2014) e (Chergui e Benaissa, 2015) são mostradas configurações em que o arranjo fotovoltaico é ligado diretamente ao barramento CC do conversor CC/CA (Fig. 1.3). Esse arranjo possui a vantagem de que a corrente é limitada pelo valor de corrente de curto-circuito do gerador fotovoltaico. Assim, em caso de um

curto-circuito no motor ou braço de um inversor, o valor da corrente não excederá o imposto pelo sistema fotovoltaico. Uma desvantagem dessa configuração é que, como já explicado, para alcançar-se o valor de tensão de linha de alimentação do motor é necessário colocar-se muitos painéis em série, o que se torna uma limitação a mais no projeto.

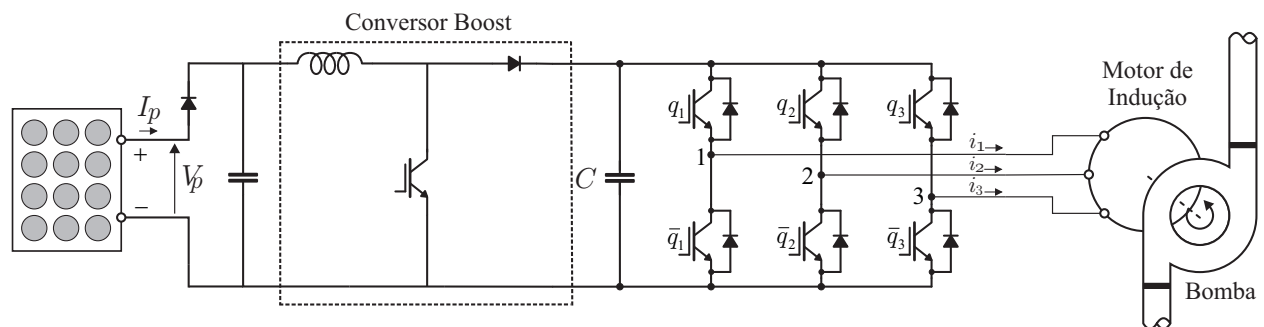
Figura 1.3: Sistema de bombeamento com os painéis ligados diretamente ao barramento do conversor CC/CA.



Uma alternativa a ser aplicada nesse tipo de sistema é utilizar um conversor CC/CC elevador de tensão entre o arranjo fotovoltaico e o conversor CC/CA. Em (Vongmanee, 2004) é apresentada uma configuração de sistema de bombeamento fotovoltaico utilizando o conversor *Boost* como conversor CC/CC elevador de tensão, em série com um inversor monofásico, para alimentação de um motor de indução monofásico. O estudo apresentado nesse trabalho mostrou que o controle para o motor monofásico é trabalhoso e que há limitação de potência imposta.

Em (Pushpraj, Gupta, Gupta e Mulla, 2017) e (Mudlapur, Ramana, Damodaran, Balasubramanian e Mishra, 2018) são feitos estudos para uma configuração utilizando o conversor *Boost* como conversor CC/CC elevador de tensão em série com um conversor CC/CA trifásico para alimentar um motor de indução trifásico (Fig. 1.4). A vantagem desse arranjo é sua estrutura simples. Contudo, o ganho do conversor *Boost* pode ser um empecilho para o projeto bem como a variação na eficiência do mesmo para diferentes ciclos de trabalho. Em (Mudlapur, Ramana, Damodaran, Balasubramanian e Mishra, 2018) também é mostrado que, para uma situação de sombreamento sobre os painéis, o ciclo de trabalho do conversor *Boost* alcança valores altos, comprometendo, severamente, a eficiência do mesmo.

Figura 1.4: Sistema de bombeamento com os painéis ligados a um conversor *Boost* em série com o conversor CC/CA.



Desse modo, uma solução para o ganho de tensão necessário dado pelo conversor CC/CC é utilizar transformadores. Assim, o ganho de tensão é regido simplesmente pelo número de enrolamentos do primário e secundário do transformador. Outra vantagem apresentada pelo uso de transformadores em conversores CC/CC é a isolação galvânica fornecida. Para que o volume do transformador seja pequeno, é necessário projetá-lo para altas frequências.

1.1.2 Capacitores eletrolíticos

Capacitores eletrolíticos são amplamente utilizados em diversas aplicações na eletrônica devido a sua alta capacitância por um custo baixo. Esses dispositivos são utilizados geralmente para filtrar ou armazenar energia em baixa ou alta frequência. Depois dos indutores, os capacitores são, geralmente, os dispositivos mais caros do sistema de potência. (Intertechnology, 2018)

No barramento CC de conversores CC/CA, capacitores eletrolíticos são utilizados para limitar a variação de tensão na entrada e a corrente na carga. Capacitores eletrolíticos de alumínio (Al e-caps) são amplamente empregados devido a sua alta capacitância por um baixo custo. Algumas desvantagens são, por outro lado, a alta resistência em série (ESR) desses dispositivos, o que acarreta em perdas e aquecimento, além do tempo de vida útil reduzido.

Em (Alves, 2018) é mostrado que, para um capacitor eletrolítico da marca Nippon Chemi-con EKXG451ELL101MM40S, com tempo de vida base de 10000 horas, operando a 400V e temperatura de 85°, esse dispositivo tem uma vida útil esperada de 4,6 anos. Um

outro estudo realizado em (Spanik e Kanovsky, 2014) mostrou que, para um conversor de 389W, três capacitores de tipos diferentes com tensões nominais de 100V, tiveram vidas úteis estimadas em 46.838 horas (5,35 anos), 64.425 horas (7,35 anos) e 86.779 horas (9,9 anos). Como o tempo de vida útil de um capacitor eletrolítico depende diretamente da temperatura de operação, é esperado que, para potências mais altas, esta seja menor ainda.

Desse modo, como a vida útil do capacitor eletrolítico é menor que a dos painéis fotovoltaicos, a eliminação deles no barramento CC de inversores representa um avanço na durabilidade do sistema fotovoltaico como um todo, aumento da confiabilidade do sistema e redução de custo.

1.2 Motivação

Este trabalho tem como motivação a melhoria da vida do produtor rural a partir do avanço tecnológico de sistemas de bombeamento capazes de suprir as necessidades do campo. O estado da Paraíba, por exemplo, sofre, constantemente, da falta de água e disponibilidade de energia elétrica em algumas regiões remotas. Desse modo, aproveitar-se da energia fornecida pelo sol é uma alternativa interessante. O território do estado é marcado por altos índices de ensolação em grande parte do dia, constituindo-se, assim, um solo fértil para a implementação de geradores fotovoltaicos.

Diversas configurações de sistemas de bombeamento d'água para irrigação utilizando sistemas fotovoltaicos se encontram na literatura, como já comentado anteriormente. Assim, propõe-se uma nova topologia e, a partir das análises que serão realizadas, concluir-se-á se a mesma apresenta vantagens que compensem a sua aceitação.

1.3 Objetivo

Este trabalho tem como objetivo propor duas novas topologias de conversores fotovoltaicos para aplicação em bombeamento hidráulico. Essas configurações eliminam os capacitores eletrolíticos usualmente utilizados no barramento CC do conversor CC/CA e apresentam modulações relativamente simples de serem implementadas. Os parâmetros de projeto desses conversores são:

- Potência de saída: 2,2 kW (3HP);
- Tensão de entrada: 70 - 92 V;
- Corrente de entrada máxima: 31,5 A;
- Tensão de saída: 220 V RMS(fase);
- Frequência de chaveamento de operação: 40 kHz.

Como já ilustrado na Fig. 1.1, um sistema de bombeamento fotovoltaico é formado pelo conjunto de painéis, conversor CC/CC, conversor CC/CA e conjunto motor-bomba. Pretende-se projetar cada uma das partes baseando-se em conhecimentos disseminados na literatura. Assim, deseja-se construir um conversor eficiente, com maior vida útil e alta densidade de potência. A avaliação do conversor será feita por meio de resultados de simulações e experimentais.

2

CONVERSORES PROPOSTOS

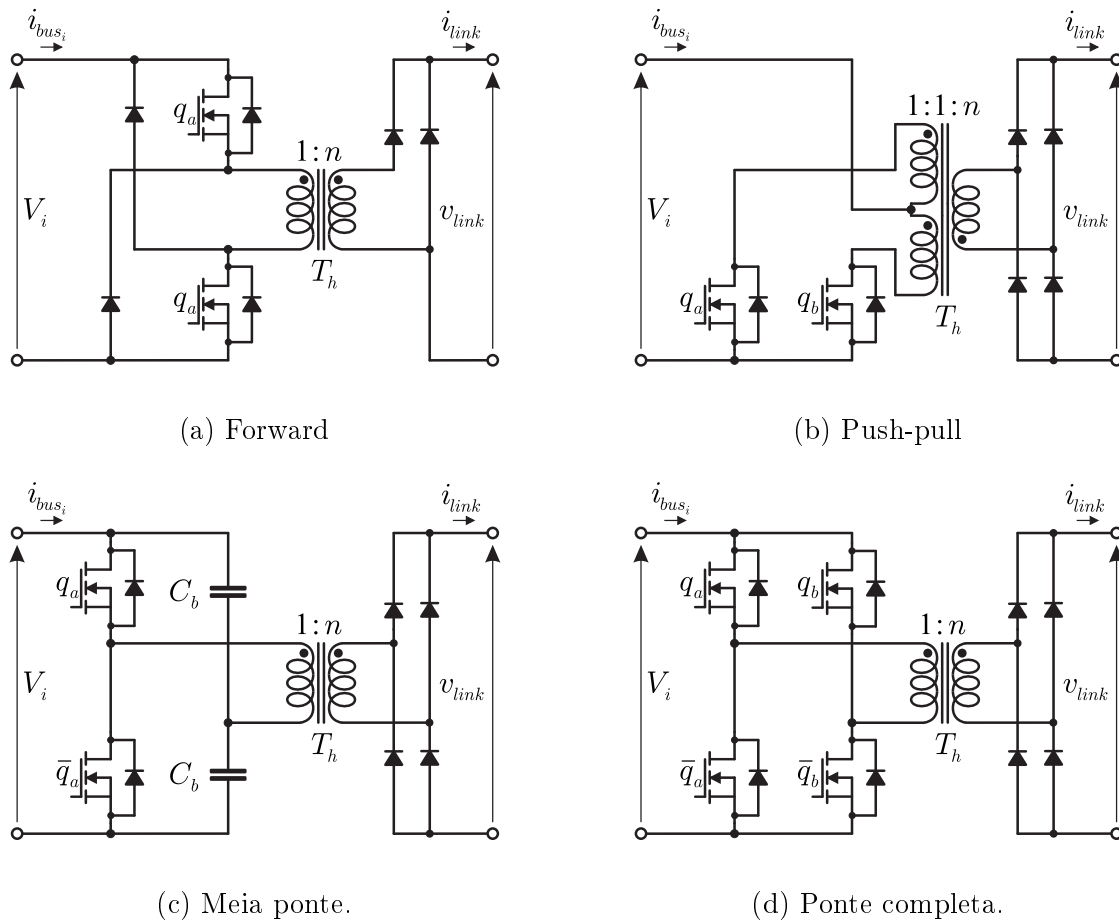
2.1 Introdução

A confiabilidade de conversores chaveados depende fortemente dos capacitores eletrolíticos utilizados, dado que esses componentes tem duração de vida pequena (aproximadamente 50.000 horas) comparada ao de outros componentes passivos do sistema. Por isso, um inversor fotovoltaico capaz de operar sem capacitor eletrolítico em seu barramento constitui uma ideia interessante, visto que os painéis fotovoltaicos possuem sua vida útil estimada em 25 anos (219.096 horas).

De forma a eliminar capacitores eletrolíticos do barramento CC do inversor, é necessário criar um perfil de tensão pulsada no barramento garantindo que sempre haja tensão durante o processo de comutação das chaves. Para gerar o barramento pulsado, conversores CC/CC isolados podem ser utilizados. Na Fig. 2.1 são ilustradas algumas configurações capazes de realizar essa tarefa.

Inversores trifásicos com barramento pulsado de alta frequência já foram explorados em (Huang e Mazumder, 2008) e (Huang e Mazumder, 2009a) utilizando-se uma ponte ativa dual como conversor CC/CC pulsante. Contudo, a estrutura apresenta estratégia de modulação complexa devido a escolha da ponte ativa dual. As topologias apresentadas em (Huang e Mazumder, 2009b), (Prasanna, Rathore e Chakraborty, 2013), (Prasanna e Rathore, 2014) e (Rahnamaee e Mazumder, 2014) utilizam um grande número de semicondutores (no mínimo

Figura 2.1: Conversores CC/CC isolados para gerar o barramento pulsado.



dezesseis chaves) e transformadores de alta frequência (no mínimo dois) como conversor CC/CC pulsante, o que reduz a confiabilidade e controlabilidade e aumenta a complexidade do conversor e sua modulação. Em (Moonem e Krishnaswami, 2012) são utilizadas chaves bidirecionais no inversor trifásico, aumentando a complexidade e diminuindo a eficiência. Em (Vitorino, Alves, Silva, Corrêa e Santos, 2017) é proposta uma nova técnica de modulação que simplifica a implementação e aumenta a eficiência do conversor.

Este trabalho propõe duas topologias de inversores sem capacitor eletrolítico no barramento CC, uma com estrutura similar ao conversor NPC, a outra, similar ao tipo-T. Nas Figuras 2.2 e 2.3 são ilustradas as configurações dos conversores propostos. A explanação detalhada da operação de cada topologia será apresentada, bem como as estratégias de modulações implementadas.

Figura 2.2: Inversor trifásico NPC com barramento pulsado de alta frequência proposto.

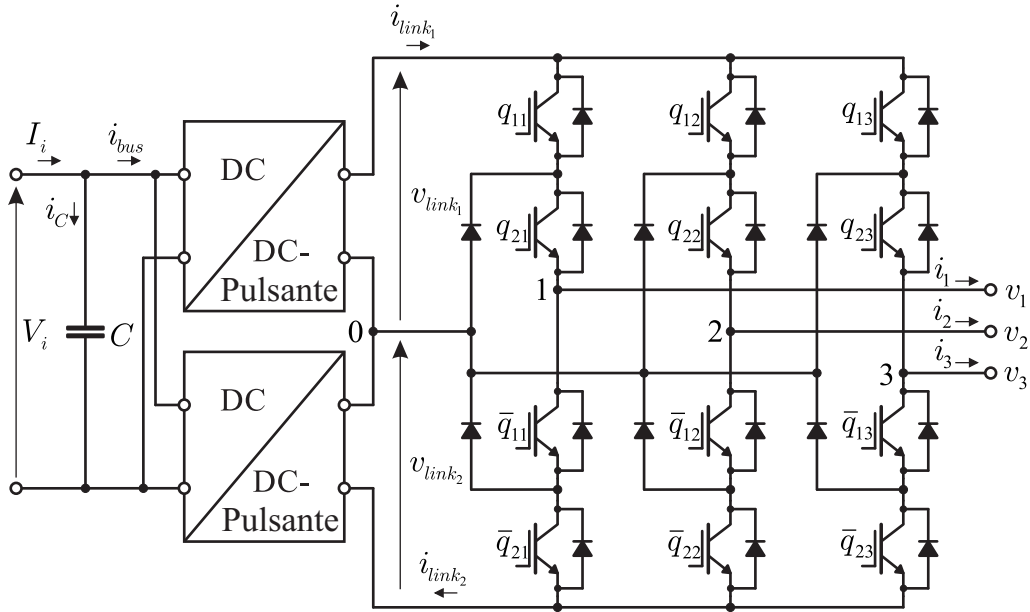
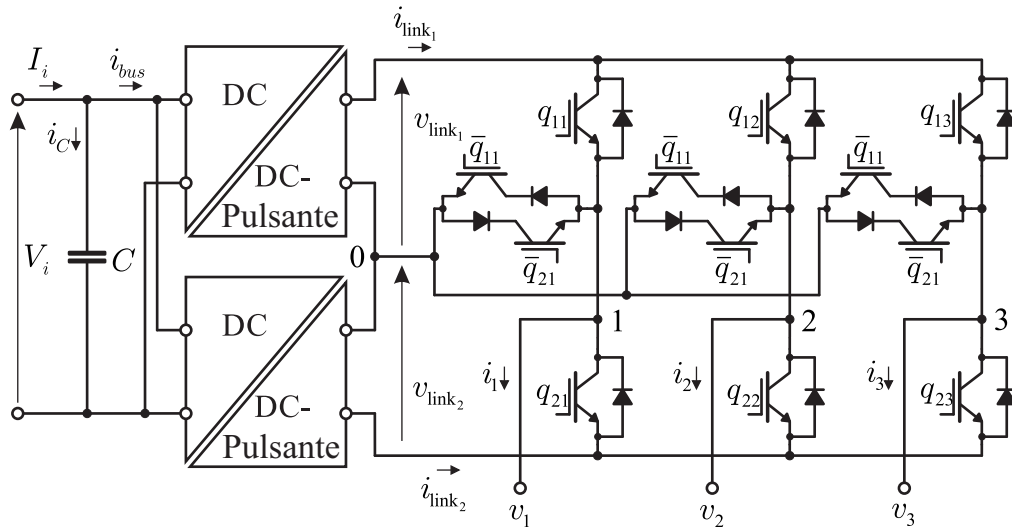


Figura 2.3: Inversor trifásico Tipo-T com barramento pulsado de alta frequência proposto.



2.2 Escolha do conversor CC/CC

Em (Alves, 2018) é realizada uma comparação entre os quatro conversores CC/CC isolados apresentados na Fig. 2.1, em que são levados em consideração o desempenho de cada um relativo a estresse de tensão, estresse de corrente, perdas por chaveamento, capacidade de processamento de potência e custo. É mostrado que o conversor ponte completa (Fig. 2.1d) apresenta vantagem com relação aos outros. Desse modo, para este trabalho, o conversor ponte completa também será utilizado como estágio CC/CC.

2.3 Operação do conversor NPC

É necessário sincronizar o chaveamento do inversor com os pulsos gerados pelo conversor CC/CC para alcançar sua operação correta. Já que o barramento CC não possui capacitor eletrolítico, o seu perfil de tensão é ditado pelo conversor CC/CC pulsado.

Na Fig. 2.4 é ilustrado o comportamento do sinal *PWM* para cada perna do inversor *NPC*. Vê-se que há três referências senoidais usadas para gerar os sinais de modulação q_{11} , q_{21} , q_{12} , q_{22} , q_{13} , q_{23} e seus respectivos complementares. Como pode ser observado na Fig. 2.4, apenas uma chave do inversor é comutada por período de chaveamento ($T_s = 1/f_s$), enquanto as outras chaves estão grampeadas em baixa ou alta impedância (representados pelo binário 0 ou 1). Operando dessa maneira, é possível reduzir as perdas por comutação. De modo a facilitar a visualização, as três referências senoidais são divididas em seis setores ao longo do eixo do tempo e cada setor é dividido em duas partes, A e B, correspondentes aos períodos em que a senoide de referência com valor médio tem seu valor positivo ou negativo, respectivamente. A lógica de modulação é grampear em 1 a perna cuja referência senoidal tem seu valor maior que as outras, grampear em 0 a perna cuja referência senoidal tem seu valor menor que as outras e comutar a perna cuja referência tem seu valor entre as outras. Se a senoide com valor médio é positiva (parte A) o primeiro par de chaves (que recebem os sinais q_{1j} e \bar{q}_{1j} com $j = 1, 2, 3$) da perna são comutadas e o segundo par (que recebem os sinais q_{2j} e \bar{q}_{2j} com $j = 1, 2, 3$) é grampeado em 1; caso contrário, o segundo par de chaves comuta e o primeiro é grampeado em 0.

A Tabela 2.1 mostra os estados possíveis dos sinais de acionamento das chaves das pernas do inversor, em que m_j ($j = 1, 2, 3$) representa o sinal de modulação resultante da comparação da tensão de fase de referência v_j^* com as portadoras v_{tri1} e v_{tri2} , para uma modulação, cujas ondas triangulares são definidas como

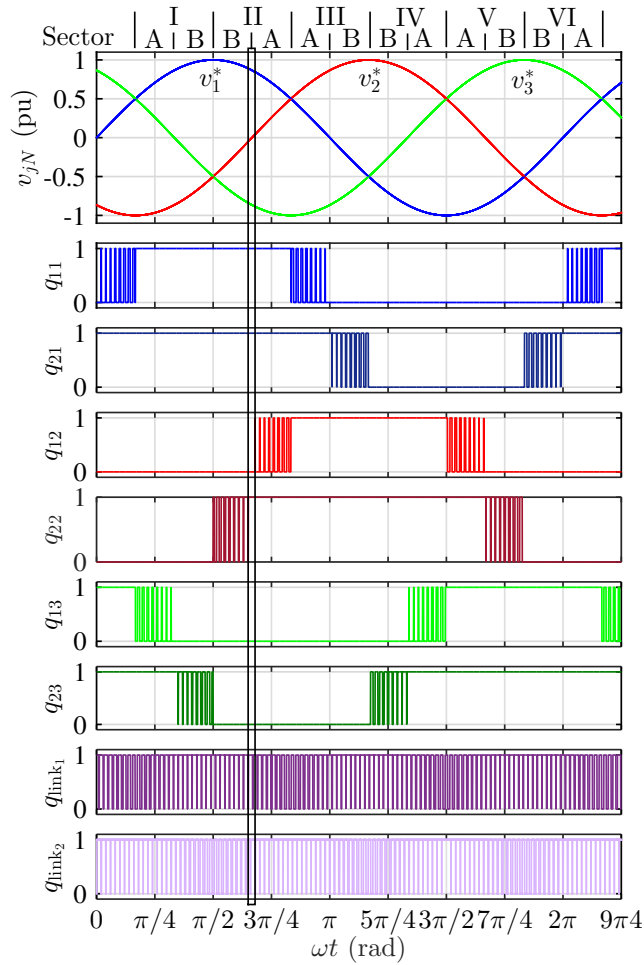
$$v_{tri1} = V_{tri} \frac{t}{T_s/2} \text{ e } v_{tri2} = V_{tri} \frac{t}{T_s/2} - V_{tri}, \text{ para } 0 < t < T_s/2.$$

com as referências senoidais,

$$v_1^* = V_m \sin(\omega t), \tag{2.1}$$

$$v_2^* = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \tag{2.2}$$

Figura 2.4: Perfil dos sinais de gatilho das chaves do conversor NPC proposto.



e

$$v_3^* = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (2.3)$$

em que $V_m = m_a V_{tri}$ e m_a é o índice de modulação de amplitude.

2.3.1 Estratégias de modulação

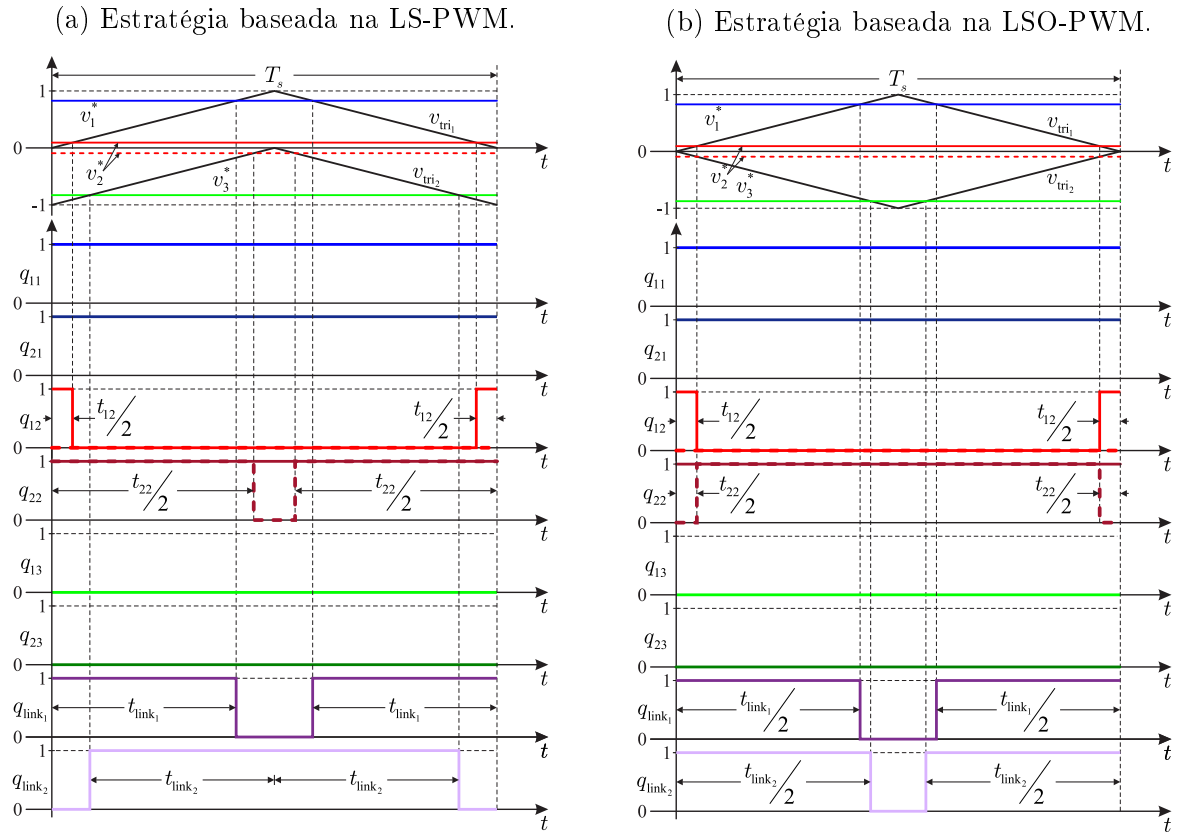
As estratégias de modulação baseadas nas *Level-Shifted PWM* e *Level-Shifted Opposite PWM* para o Setor II, visto na Fig. 2.4, são mostradas nas Figs. 2.5a e 2.5b (vermelho contínuo para $v_2^* > 0$ e vermelho tracejado para $v_2^* < 0$). É possível ver os sinais de acionamento das chaves q_{11} , q_{21} , q_{12} , q_{22} , q_{13} , q_{23} e o comportamento das tensões pulsadas no barramento q_{link1} e q_{link2} .

Os períodos dos sinais q_{1j} e q_{2j} , representados por t_{1j} e t_{2j} , respectivamente, são escritos

Tabela 2.1: Estados das chaves do conversor NPC proposto.

Setor		q_{11}	q_{21}	q_{12}	q_{22}	q_{13}	q_{23}
I	A	1	1	0	0	m	1
	B	1	1	0	0	0	m
II	B	1	1	0	m	0	0
	A	1	1	m	1	0	0
III	A	m	1	1	1	0	0
	B	0	m	1	1	0	0
IV	B	0	0	1	1	0	m
	A	0	0	1	1	m	0
V	A	0	0	m	1	1	1
	B	0	0	0	m	1	1
VI	B	0	m	0	0	1	1
	A	m	1	0	0	1	1

Figura 2.5: Geração do sinal PWM para o conversor NPC proposto no setor II.



como

$$\frac{V_{tri}}{T_s/2} = \frac{v_j}{t_{1j}/2} \rightarrow t_{1j} = \left(\frac{v_j}{V_{tri}} \right) T_s \quad (2.4)$$

$$\frac{-V_{tri}}{T_s/2} = \frac{-V_{tri} - v_j}{t_{2j}/2} \rightarrow t_{2j} = \left(1 + \frac{v_j}{V_{tri}}\right) T_s \quad (2.5)$$

em que $j = 1, 2, 3$.

Como vistas nas Figs. 2.4 e 2.5, as tensões no barramento CC devem apresentar padrões semelhantes aos ilustrados por q_{link_1} e q_{link_2} . Para determinar seus tempos de condução, e consequente ciclo de trabalho, a Fig. 2.6 deve ser analisada (apenas é explicitada a situação para a modulação baseada na LS-PWM, sendo o caso para a modulação baseada na LSO-PWM com comportamento semelhante) onde a menor e maior tensões são dadas por

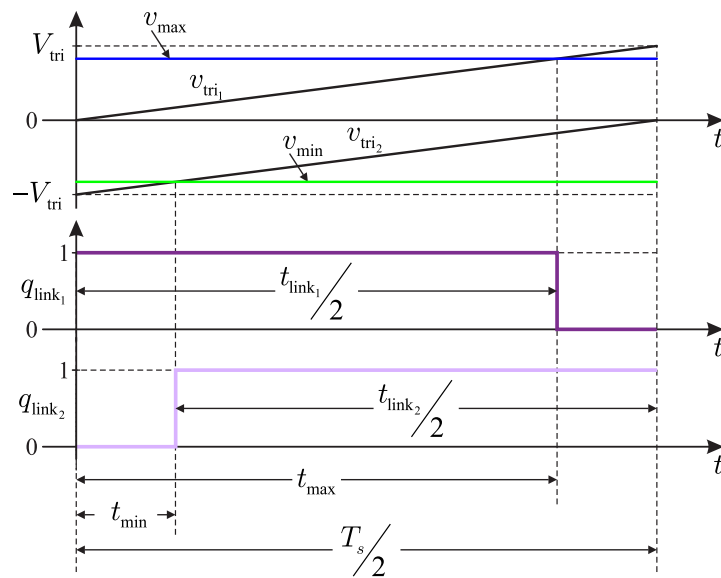
$$v_{max} = \text{MAX}\{v_1^*, v_2^*, v_3^*\} \quad \text{e} \quad v_{min} = \text{MIN}\{v_1^*, v_2^*, v_3^*\}$$

Os tempos definidos pela comparação de v_{max} e v_{min} com as portadoras v_{tri_1} e v_{tri_2} , respectivamente, são:

$$\frac{v_{max}}{t_{max}} = \frac{V_{tri}}{T_s/2} \rightarrow t_{max} = \left(\frac{v_{max}}{V_{tri}}\right) \frac{T_s}{2} \quad (2.6)$$

$$\frac{-V_{tri} - v_{min}}{t_{min}} = \frac{-V_{tri}}{T_s/2} \rightarrow t_{min} = \left(1 + \frac{v_{min}}{V_{tri}}\right) \frac{T_s}{2} \quad (2.7)$$

Figura 2.6: Geração do sinal de largura de pulso para o barramento pulsado do conversor NPC proposto.



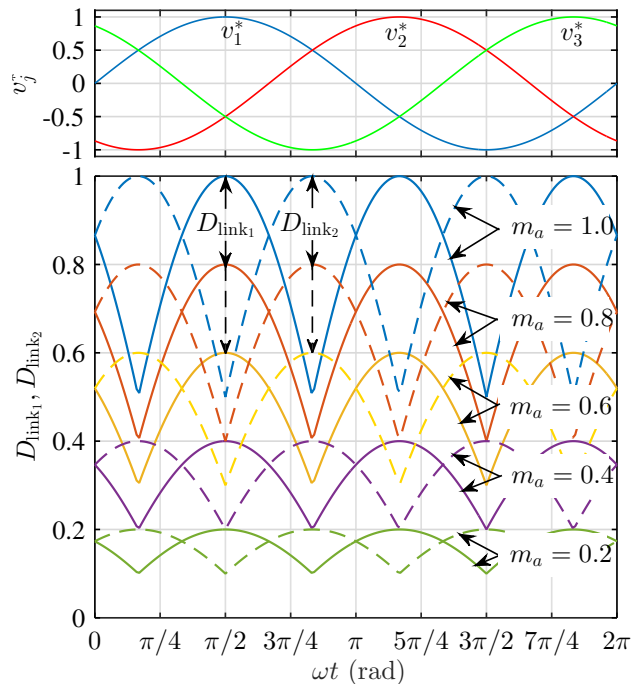
Os ciclos de trabalho para as tensões de saída do conversor CC/CC pulsante são definidos como

$$\frac{t_{link1}}{2} = t_{max} = \left(\frac{v_{max}}{V_{tri}} \right) \frac{T_s}{2} \rightarrow D_{link1} = \frac{v_{max}}{V_{tri}} \quad (2.8)$$

$$\frac{t_{link2}}{2} = \frac{T_s}{2} - t_{min} = \frac{T_s}{2} - \left(1 + \frac{v_{min}}{V_{tri}} \right) \frac{T_s}{2} \rightarrow D_{link2} = -\frac{v_{min}}{V_{tri}} \quad (2.9)$$

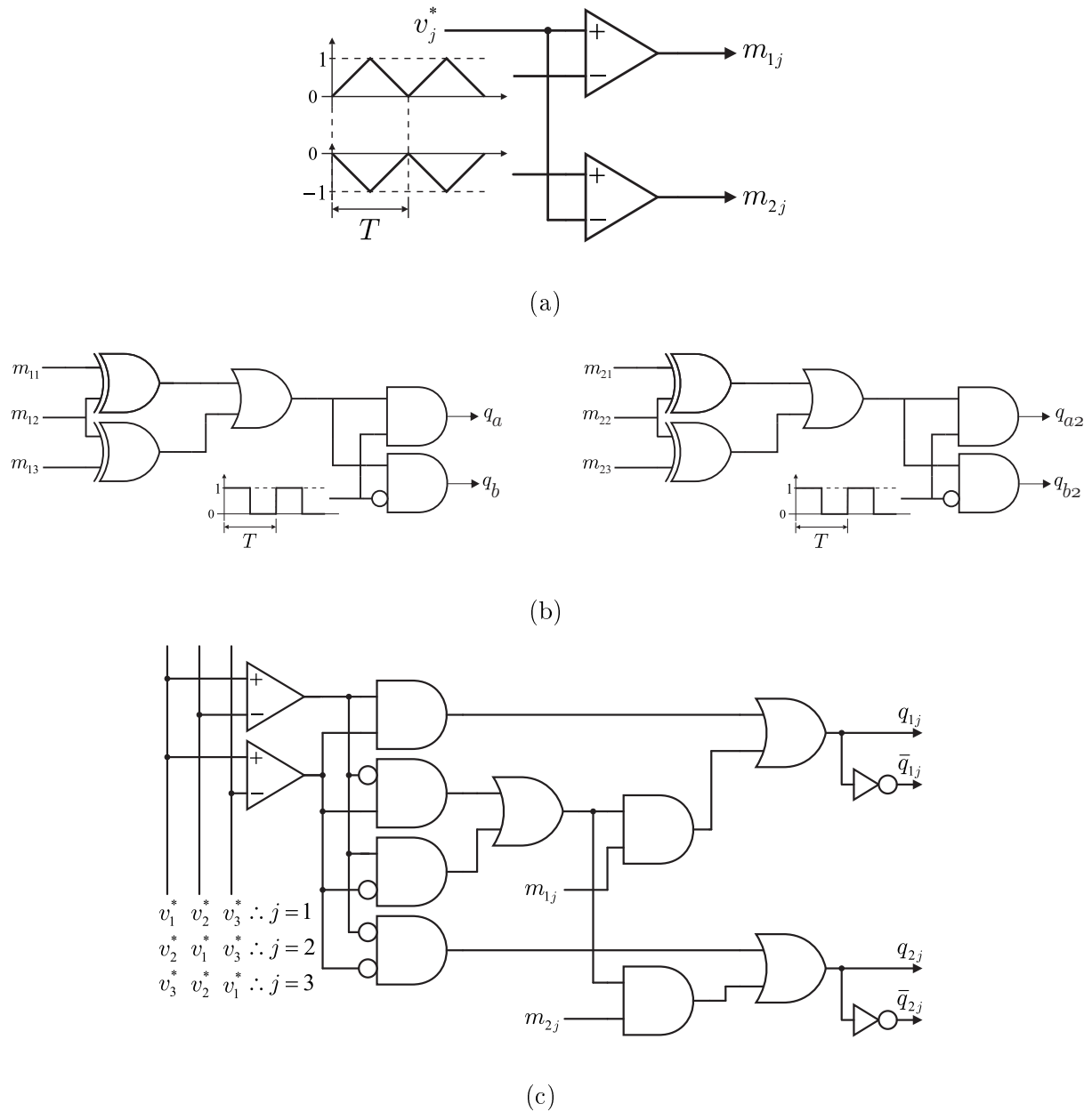
em que $D_{link1} = t_{link1}/T_s$ e $D_{link2} = t_{link2}/T_s$. O comportamento de D_{link1} e D_{link2} em função das tensões de referência CA está ilustrado na Fig. 2.7 para diferentes valores de índice de modulação de amplitude.

Figura 2.7: Comportamento do ciclo de trabalho dos sinais pulsados do barramento para diferentes índices de modulação.



A modulação apresentada permite o correto funcionamento do conversor proposto. Na Fig. 2.8 é ilustrado o circuito digital capaz de implementar a modulação para o conversor. A lógica de modulação mostrada na Fig. 2.8a corresponde ao PWM convencional com deslocamento de nível para determinar os sinais modulados m_{1j} e m_{2j} . Os perfis das tensões pulsadas no barramento CC são gerados pelo chaveamento do conversor CC/CC pulsado com os sinais q_a , q_b , q_{a2} , q_{b2} mostrados na Fig. 2.8b. Os sinais para as chaves das pernas do inversor NPC são gerados pela lógica apresentada na Fig. 2.8c.

Figura 2.8: Circuito digital para implementação do *PWM* para o conversor NPC proposto.

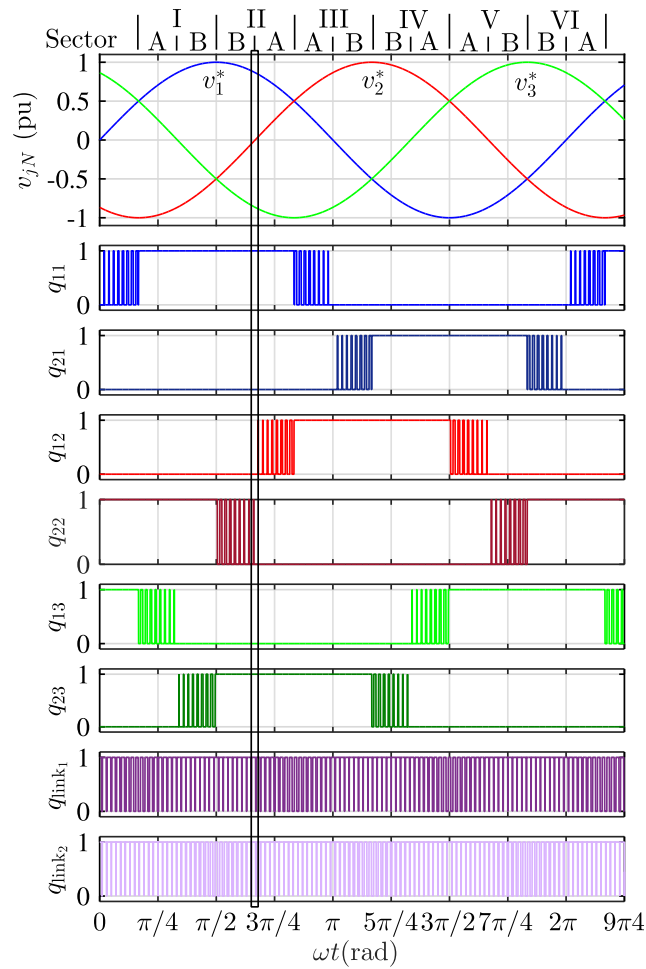


2.4 Operação do conversor Tipo-T

A operação do conversor baseado na topologia Tipo-T é semelhante ao já apresentado para a baseada no NPC, com algumas pequenas modificações. A Fig. 2.9 ilustra o comportamento do sinal *PWM* para cada perna do inversor Tipo-T. As três referências senoidais são utilizadas para gerar os sinais q_{11} , q_{21} , q_{12} , q_{22} , q_{13} e q_{23} que acionam as chaves de cada perna do inversor e suas complementares. Como mostrado, apenas uma chave do inversor é comutada

por período de chaveamento, enquanto as outras chaves são grampeadas em alta ou baixa impedância (representados pelo binário 0 ou 1). Desse modo, as perdas por chaveamento são reduzidas. Para facilitar a visualização, as três referências senoidais são divididas em seis setores ao longo do eixo do tempo e cada setor é dividido em duas partes, A e B, correspondendo aos períodos quando a referência senoidal com valor médio é maior ou menor que 0, respectivamente.

Figura 2.9: Perfil dos sinais de gatilho das chaves do conversor Tipo-T proposto.



A Tabela 2.2 mostra os estados das chaves para cada setor, onde m_j ($j = 1, 2, 3$) representa o sinal modulado resultante, para uma modulação com deslocamento de nível, da comparação da referência senoidal de valor médio com as portadoras v_{tri1} e v_{tri2} definidas como:

$$v_{tri1}(t) = V_{tri} \frac{t}{T_s/2} \text{ e } v_{tri2}(t) = -V_{tri} \frac{t}{T_s/2}, \text{ para } 0 < t < T_s/2.$$

Tabela 2.2: Estados das chaves do inversor Tipo-T proposto.

Setor		q_{11}	q_{21}	q_{12}	q_{22}	q_{13}	q_{23}
I	A	1	0	0	1	m	0
	B	1	0	0	1	0	m
II	B	1	0	0	m	0	1
	A	1	0	m	0	0	1
III	A	m	0	1	0	0	1
	B	0	m	1	0	0	1
IV	B	0	1	1	0	0	m
	A	0	1	1	0	m	0
V	A	0	1	m	0	1	0
	B	0	1	0	m	1	0
VI	B	0	m	0	1	1	0
	A	m	0	0	1	1	0

com as referências senoidais,

$$v_1^* = V_m \sin(\omega t), \quad v_2^* = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad \text{e} \quad v_3^* = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

em que $V_m = m_a V_{tri}$ e m_a é o índice de modulação de amplitude.

2.4.1 Estratégias de modulação

As estratégias de modulação baseadas nas *Level-Shifted PWM* e *Level-Shifted Opposite PWM* para o Setor II, visto na Fig. 2.9, são ilustradas nas Figs. 2.10a e 2.10b (vermelho contínuo para $v_2^* > 0$ e vermelho tracejado para $v_2^* < 0$). É possível ver os sinais de acionamento das chaves q_{11} , q_{21} , q_{12} , q_{22} , q_{13} , q_{23} e o comportamento das tensões pulsadas no barramento q_{link_1} e q_{link_2} .

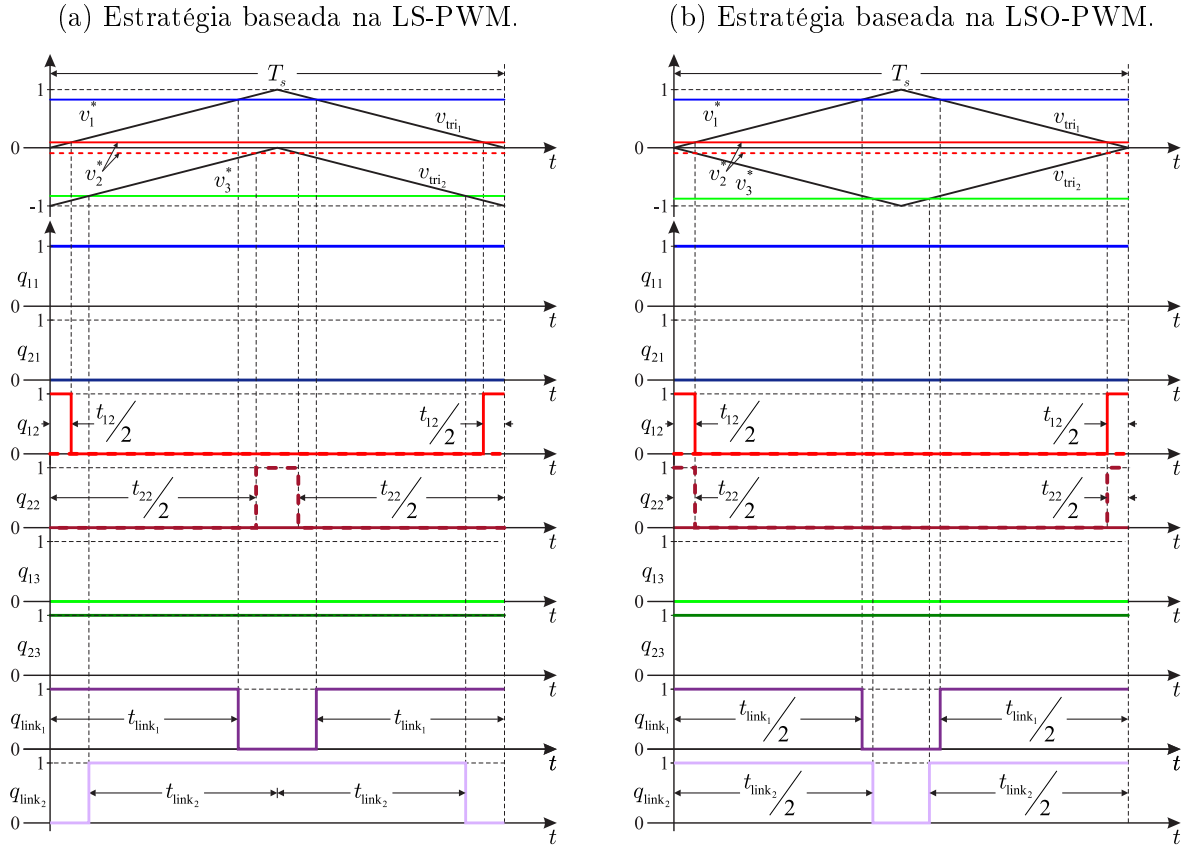
Os períodos dos sinais q_{1j} e q_{2j} , representados por t_{1j} e t_{2j} , respectivamente, são escritos como

$$\frac{V_{tri}}{T_s/2} = \frac{v_j}{t_{1j}/2} \rightarrow t_{1j} = \left(\frac{v_j}{V_{tri}} \right) T_s \quad (2.10)$$

$$\frac{V_{tri}}{T_s/2} = \frac{v_j}{t_{2j}/2} \rightarrow t_{2j} = \left(\frac{v_j}{V_{tri}} \right) T_s \quad (2.11)$$

em que $j = 1, 2, 3$.

Como pode ser visto nas Figs. 2.9 e 2.10, as tensões no barramento CC devem apresentar padrões semelhantes aos ilustrados por q_{link_1} e q_{link_2} . Para determinar seus tempos de con-

Figura 2.10: Geração do sinais *PWM* para o conversor Tipo-T proposto no setor II.


dução e consequente ciclo de trabalho, a Fig. 2.11 deve ser analisada (apenas é explicitada a situação para a modulação baseada na LS-PWM, sendo o caso para a modulação baseada na LSO-PWM com comportamento semelhante) onde a menor e maior tensões são dadas por

$$v_{max} = \text{MAX}\{v_1^*, v_2^*, v_3^*\} \quad \text{e} \quad v_{min} = \text{MIN}\{v_1^*, v_2^*, v_3^*\}$$

Os tempos definidos pela comparação de v_{max} e v_{min} com as portadoras v_{tri1} e v_{tri2} , respectivamente, são

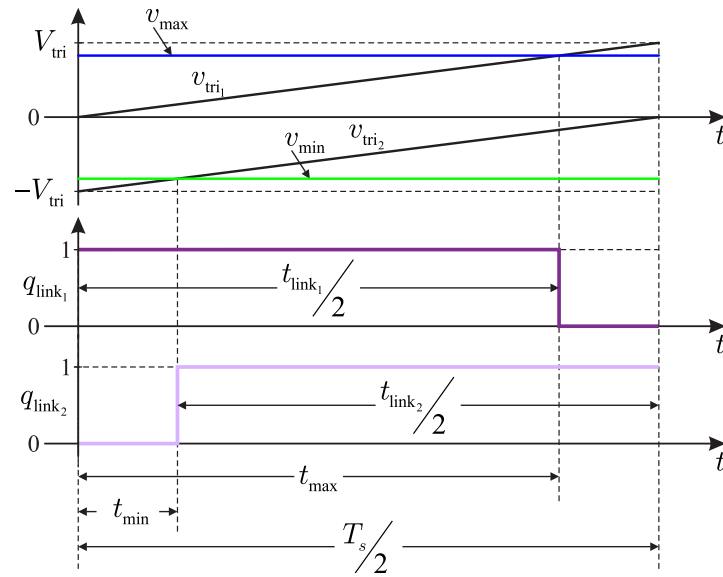
$$\frac{v_{max}}{t_{max}} = \frac{V_{tri}}{T_s/2} \rightarrow t_{max} = \left(\frac{v_{max}}{V_{tri}} \right) \frac{T_s}{2} \quad (2.12)$$

$$\frac{v_{min}}{t_{min}} = \frac{V_{tri}}{T_s/2} \rightarrow t_{min} = \left(\frac{v_{min}}{V_{tri}} \right) \frac{T_s}{2} \quad (2.13)$$

Os ciclos de trabalho para as tensões de saída do conversor CC/CC pulsante são definidas como

$$\frac{t_{link1}}{2} = t_{max} = \left(\frac{v_{max}}{V_{tri}} \right) \frac{T_s}{2} \rightarrow D_{link1} = \frac{v_{max}}{V_{tri}} \quad (2.14)$$

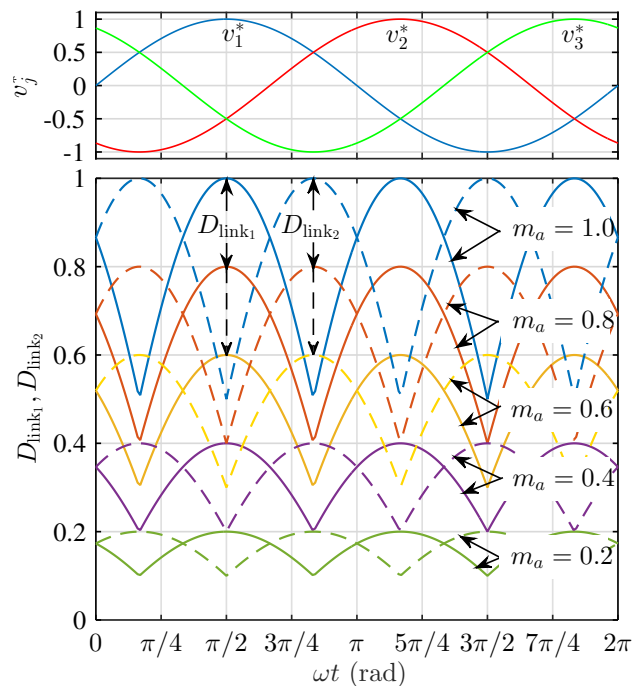
Figura 2.11: Geração do sinal de largura de pulso para o barramento pulsado.



$$\frac{t_{link2}}{2} = t_{min} = \left(\frac{v_{min}}{V_{tri}} \right) \frac{T_s}{2} \rightarrow D_{link2} = \frac{v_{min}}{V_{tri}} \quad (2.15)$$

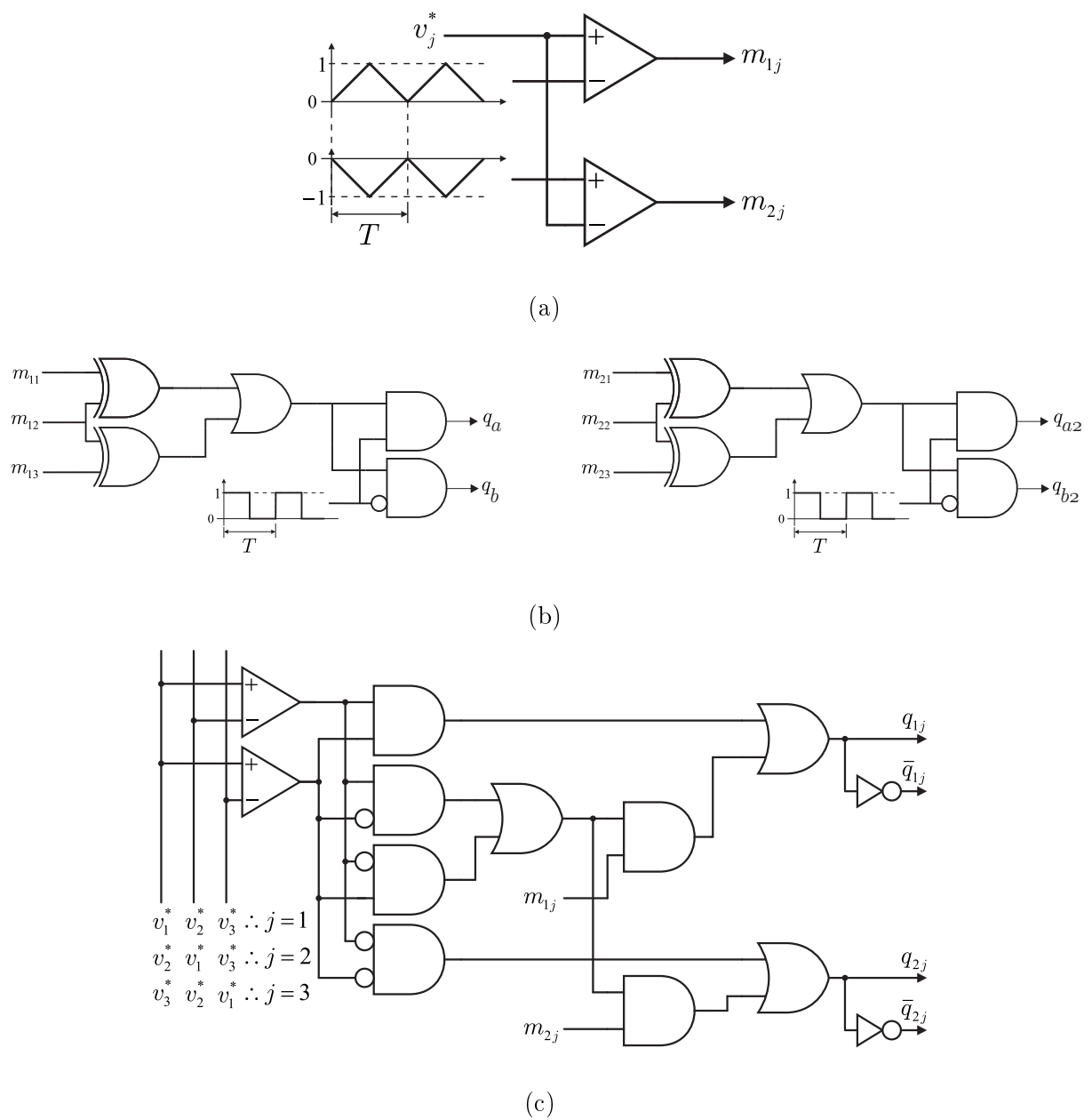
em que $D_{link1} = t_{link1}/T_s$ e $D_{link2} = t_{link2}/T_s$. O comportamento de D_{link1} e D_{link2} em função das tensões de referência CA é mostrado na Fig. 2.12 para diferentes valores de índice de modulação.

Figura 2.12: Comportamento do ciclo de trabalho dos sinais pulsados do barramento para diferentes índices de modulação.



Na Fig. 2.13 é ilustrado o circuito digital capaz de implementar a modulação para o conversor Tipo-T proposto. A lógica de modulação mostrada na Fig. 2.13a corresponde ao PWM convencional com deslocamento de nível para determinar os sinais modulados m_{1j} e m_{2j} . Os perfis de tensão pulsadas no barramento CC são gerados pelo chaveamento do conversor CC/CC pulsado com os sinais q_{link1} e q_{link2} mostrados na Fig. 2.13b. Os sinais para as chaves das pernas do inversor tipo-T são gerados pela lógica apresentada na Fig. 2.13c.

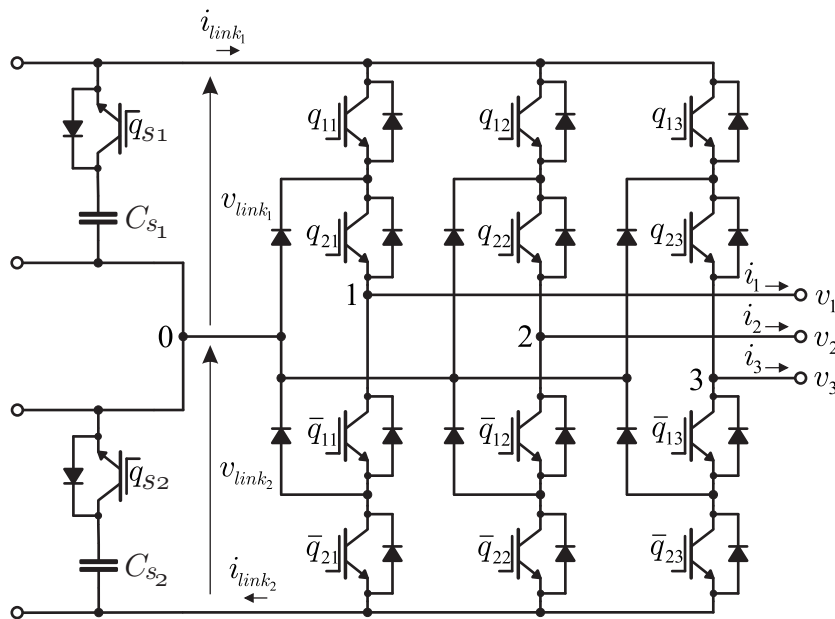
Figura 2.13: Circuito digital para implementação do *PWM* para o conversor Tipo-T proposto.



2.5 Circuitos *snubbers*

Devido às indutâncias de dispersão no secundário dos transformadores de alta frequência, picos de tensão ocorrem no barramento durante a comutação das chaves. Desse modo, é necessário utilizar circuitos *snubbers* no secundário de cada transformador (Fig. 2.14) para inibir a influência dos picos de tensão na operação do conversor. Uma explanação detalhada do uso de circuitos *snubbers* em conversores com barramento pulsado de alta frequência pode ser vista em (Kummari, Chakraborty e Chattopadhyay, 2018). As chaves dos *snubbers* (q_{s1} e q_{s2}) são acionadas um pouco antes da transição de estados de qualquer outra chave e desligadas um pouco depois. Deste modo, os capacitores *snubbers* de grampeamento (capacitores de polipropileno, não eletrolíticos), C_{s1} e C_{s2} , conseguem armazenar a tensão excessiva ou fornecer a faltosa, mantendo as tensões v_{link1} e v_{link2} com seus valores corretos. Na Fig. 2.15 é mostrada a lógica de comparação para os sinais de gatilho das chaves q_{s1} e q_{s2} , onde o *snubber* é acionado em cada transição de chave do conversor. Δv_s é uma constante com valor suficientemente pequeno, de maneira a garantir que as chaves dos *snubbers* estejam fechadas ou abertas um pouco antes e um pouco depois de cada transição de chave no circuito. O circuito para acionamento das chaves dos *snubbers* pode ser visto na Fig. 2.16.

Figura 2.14: Circuitos *snubbers* para evitar picos de tensão.



Para ilustrar esse fenômeno, as Figs. 2.17 e 2.18 mostram a transição do estado do sinal de gatilho q_{12} do estado 1 para o 0, enquanto os outros sinais são mantidos em $q_{11} = 1$,

Figura 2.15: Geração dos sinais de gatilho das chaves dos capacitores *snubbers*.

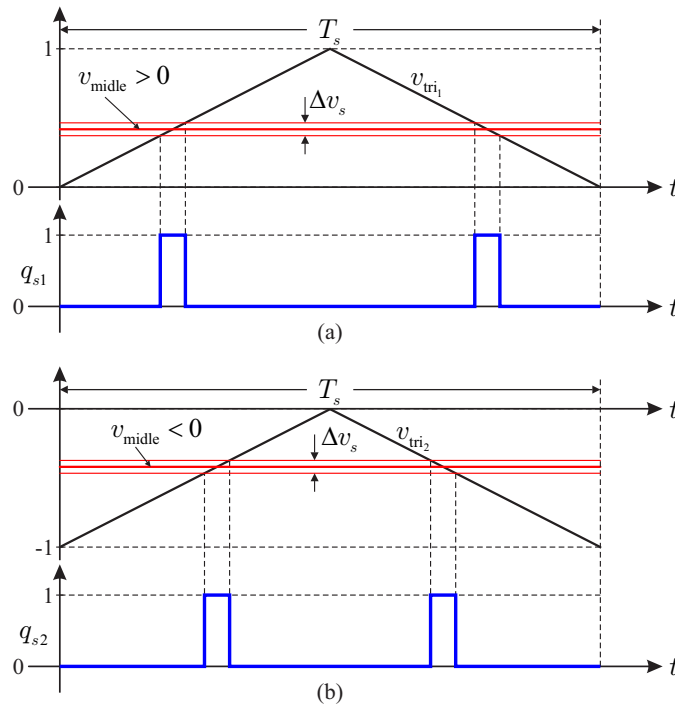
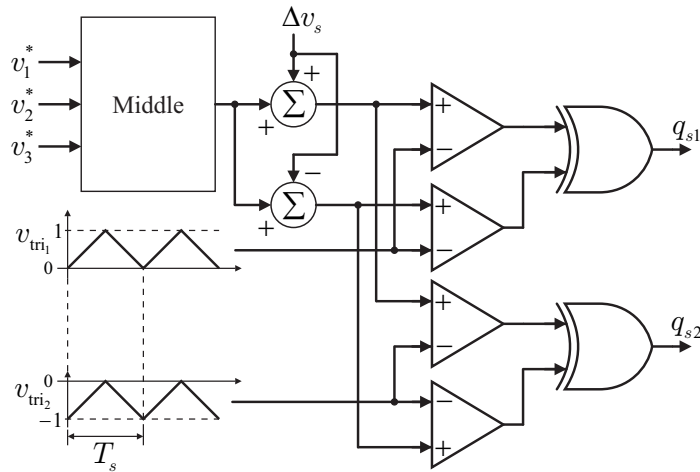


Figura 2.16: Circuito digital de acionamento dos *snubbers*.



$q_{21} = 1$, $q_{22} = 1$, $q_{13} = 0$ e $q_{23} = 0$ (a mesma transição de estados apresentada na Fig. 2.4 para $v_2^* > 0$). Enquanto $q_{12} = 1$ (Fig. 2.17), a corrente i_1 flui através das chaves q_{11} e q_{21} , a corrente i_2 através das chaves q_{12} e q_{22} e a corrente i_3 flui através das chaves \bar{q}_{13} e \bar{q}_{23} . Nesse caso, $i_{\text{link}_1} = i_1 + i_2$ e $i_{\text{link}_2} = i_3$. No exato momento em que q_{12} muda de 1 para 0 (Fig. 2.18), i_{link_1} se torna i_1 mas a corrente na indutância de dispersão i_{LK_1} permanece $i_1 + i_2$ visto que indutores não permitem a mudança brusca de corrente. Depois do exato momento de transição, i_{LK_1} deve tornar-se i_1 rapidamente e essa mudança abrupta no valor de corrente

causa o pico de tensão no secundário, já que $v_{Lk_1} = L \frac{di_{Lk_1}}{dt}$. Para evitar esse inconveniente, o capacitor *snubber* absorve a corrente excessiva i_2 , mantendo v_{link_1} com a amplitude correta. Depois desse transiente, i_2 flui através do diodo em paralelo e da chave q_{22} como mostrado na Fig. 2.18. Processos similares acontecem para cada transição de chave no circuito.

Figura 2.17: Fluxos das correntes para $q_{11} = 1, q_{21} = 1, q_{12} = 1, q_{22} = 1, q_{13} = 0$ e $q_{23} = 0$.

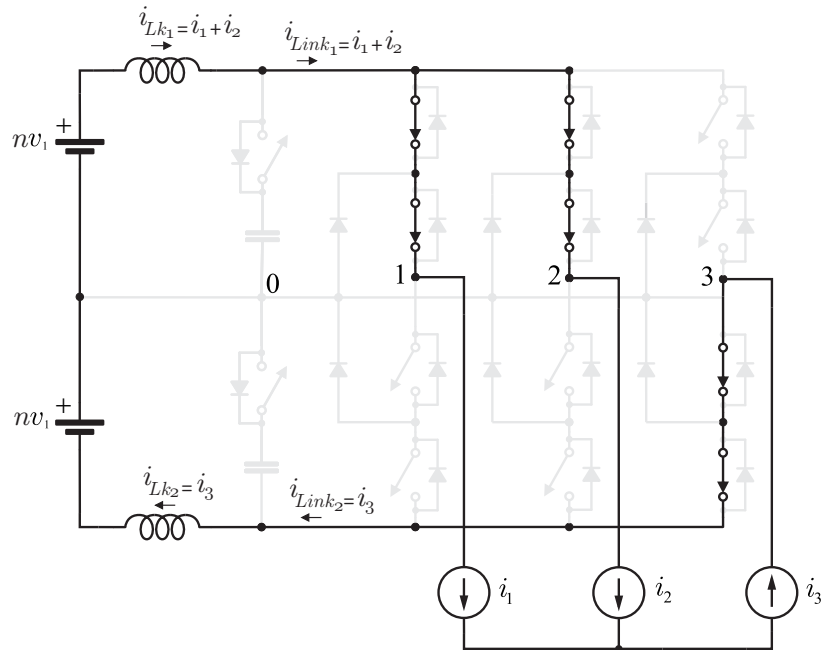
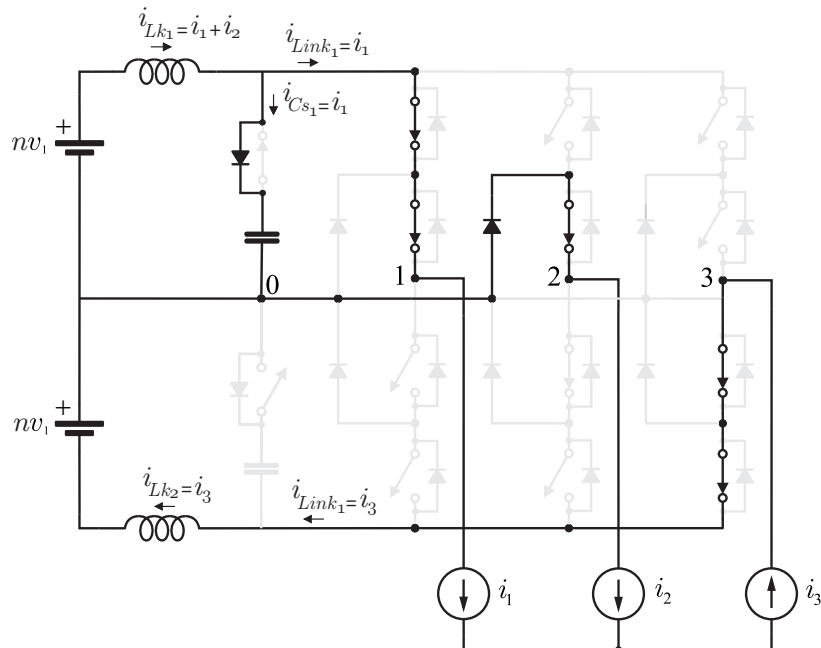


Figura 2.18: Fluxos de corrente para $q_{11} = 1, q_{21} = 1, q_{12} = 0, q_{22} = 1, q_{13} = 0$ e $q_{23} = 0$.



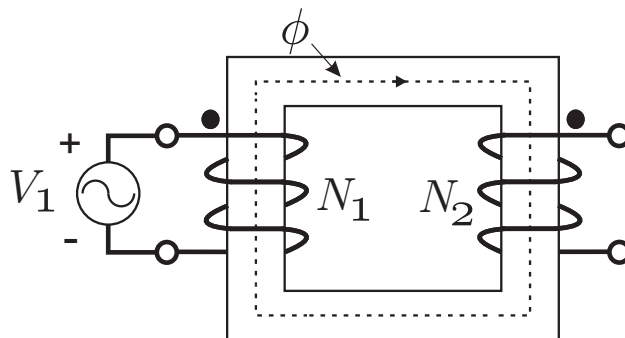
3

DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

3.1 Transformador ideal

Considere duas bobinas enroladas em um núcleo como mostrado na Fig. 3.1. Para fins de explanação, excita-se a bobina primária com tensão senoidal e deixando a secundária em aberto.

Figura 3.1: Transformador ideal.



A indutância na bobina primária é dada por

$$L_m = \frac{N_1^2}{R_m} \quad (3.1)$$

em que N_1 é o número de voltas da bobina primária e R_m é a relutância do núcleo, dada como

$$R_m = \frac{l_c}{\mu_r \mu_0 A_s} \quad (3.2)$$

onde l_c é o caminho médio magnético ao redor de um núcleo fechado e A_s é a área seccional reta do núcleo.

Como a bobina secundária está em aberto (sem carga), é possível expressar a tensão no primário, de acordo com a lei de *Faraday*:

$$e_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (3.3)$$

em que λ_1 é a densidade de fluxo e ϕ_1 é o fluxo na bobina.

Considerando-se a entrada senoidal no primário com frequência f ($\omega = 2\pi f$), tem-se que o fluxo é dado por

$$\phi(t) = \phi_{max} \sin(\omega t) \quad (3.4)$$

Assim, a tensão no primário pode ser também expressa como

$$e_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} = \omega N_1 \phi_{max} \cos(\omega t) \quad (3.5)$$

A amplitude da força eletromotriz no primário é dada por

$$E_{1max} = 2\pi f N_1 \phi_{max} \quad (3.6)$$

O fluxo magnético máximo pode ser expresso em termos da densidade de fluxo:

$$\phi_{max} = B_{max} A_c \quad (3.7)$$

onde B_{max} é a densidade de fluxo máxima de operação.

Por fim, tem-se

$$E_{1_{rms}} = \frac{E_{1_{max}}}{\sqrt{2}} = 4,44fN_1B_{max}A_s \quad (3.8)$$

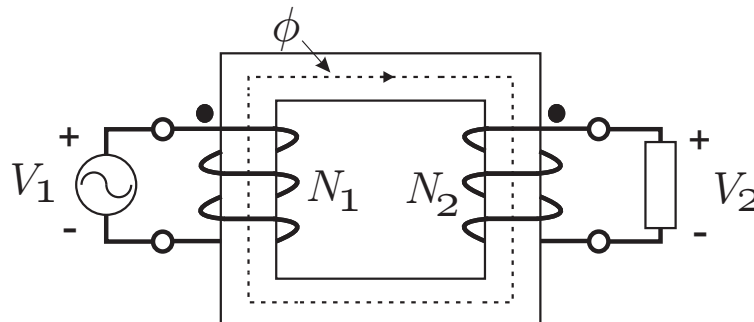
Como $V_{1_{rms}} = E_{1_{rms}}$, obtém-se

$$V_{1_{rms}} = 4,44fN_1B_{max}A_s \quad (3.9)$$

Conectando-se carga no secundário do transformador, como mostra a Fig. 3.2, pela bobina secundária surge um fluxo de corrente i_2 . A tensão no primário permanece como

$$v_1 = e_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.10)$$

Figura 3.2: Transformador ideal com carga.



O fluxo comum que liga as bobinas do primário e secundário induz uma força eletromotriz e_2 no secundário, e conseqüentemente uma tensão v_2 , expressas por

$$v_2 = e_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.11)$$

em que N_2 é o número de voltas da bobina secundária.

Assim, pode-se estabelecer como relação de transformação:

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.12)$$

Em termos de valores *rms*:

$$\frac{V_{1_{rms}}}{V_{2_{rms}}} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (3.13)$$

Para encontrar-se a relação de transformação entre as correntes nos enrolamentos primário e secundário, deve-se lembrar que as forças magnetomotrizes vistas no primário e secundário são dadas, respectivamente, por $fmm_1 = N_1 I_1$ e $fmm_2 = N_2 I_2$. A lei de *Ampere* permite afirmar que a integral da intensidade do campo magnético ao redor de um ciclo fechado que liga o primário e secundário é igual a força magnetomotriz da rede. Assim, tem-se, pela regra da mão direita, para a Fig. 3.2:

$$H_c l_c = N_1 I_1 - N_2 I_2 \quad (3.14)$$

em que H_c é o campo magnético no núcleo do transformador.

O sinal negativo em $N_2 I_2$ ocorre visto que o fluxo no secundário se opõe ao do primário, de acordo com a regra da mão direita.

A densidade de fluxo no núcleo é dada por

$$B_c = \mu_r \mu_0 H_c \quad (3.15)$$

Onde μ_r e μ_0 são, respectivamente, a permeabilidade magnética relativa e do ar. O fluxo no núcleo é

$$\phi_c = B_c A_s \quad (3.16)$$

Combinando-se as equações (3.2), (3.14), (3.15) e (3.16), tem-se

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = \phi_c \times R_c \quad (3.17)$$

em que R_c é a resistência do núcleo do transformador.

Para o caso do transformador ideal, assume-se que a permeabilidade relativa do núcleo é infinita ($\mu_r \rightarrow \infty$), a resistência das bobinas é nula e que não há perdas no núcleo. Com permeabilidade relativa infinita, a relutância do núcleo é desprezível. Assim, tem-se

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = 0 \tag{3.18}$$

logo,

$$N_1 I_1 = N_2 I_2 \tag{3.19}$$

e conseqüentemente,

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \tag{3.20}$$

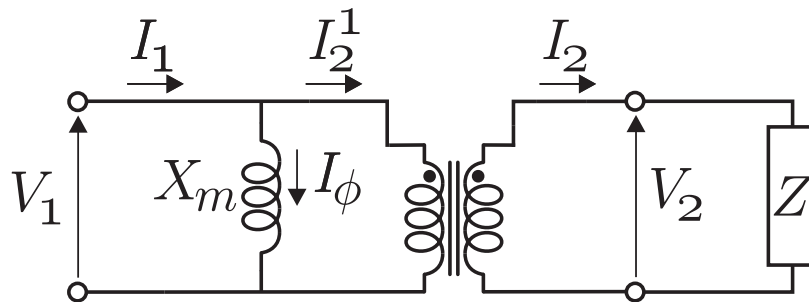
Em termos de valores *rms*:

$$\frac{I_{1rms}}{I_{2rms}} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{a} \tag{3.21}$$

3.2 Transformador não-ideal

Em termos práticos, os transformadores apresentam corrente de magnetização, resistência nas bobinas e fluxo magnético de dispersão. Assim, as equações apresentadas para o caso ideal sofrem alterações devido à inclusão das não-idealidades. A Fig. 3.3 ilustra a representação do transformador não-ideal. Percebe-se a adição de uma indutância de magnetização X_m que representa o fluxo magnético de dispersão, visto que o núcleo real não possui permeabilidade infinita.

Figura 3.3: Modelo do transformador não ideal adicionando-se a indutância de dispersão.



Tem-se a seguinte relação para o transformador prático:

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = \phi_m \times R_c \tag{3.22}$$

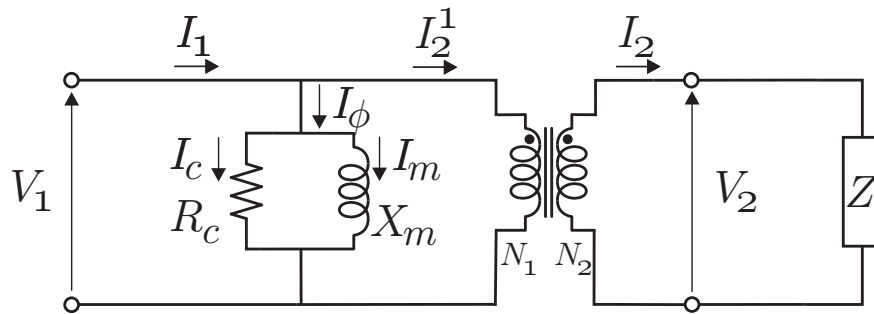
onde ϕ_m é o fluxo no ramo de magnetização.

A corrente no primário tem duas componentes: a de magnetização I_ϕ e a refletida para o secundário I_2^1 , dada por

$$I_2^1 = \frac{1}{a} I_2 \quad (3.23)$$

A corrente de magnetização, I_ϕ , estabelece o fluxo magnético no núcleo e depende das características do mesmo. Essa corrente pode ser representada por duas componentes: uma em fase com a tensão aplicada para as perdas no núcleo, I_c e a outra em fase com o fluxo, I_m . Assim, adiciona-se, em paralelo, uma resistência R_c , que representa as perdas no núcleo, à indutância de dispersão X_m . A Fig. 3.4 ilustra essa representação mais realista do transformador prático.

Figura 3.4: Modelo do transformador não ideal adicionando-se a indutância e resistência do ramo de dispersão.



3.2.1 Resistência dos enrolamentos

As resistências dos enrolamentos são representadas pelas resistências dos fios, R_1 e R_2 , para o primário e secundário, respectivamente. A resistência CA devido ao fluxo nos condutores é dada por

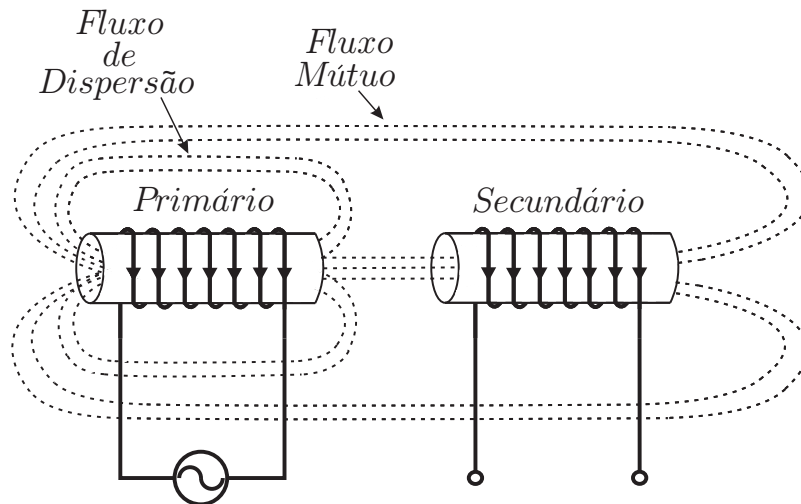
$$R_{ca} = R_{cc} \left[1 + \frac{\left(\frac{r_o}{\delta}\right)^4}{48 + 0,8\left(\frac{r_o}{\delta}\right)^4} \right] \quad (3.24)$$

em que δ e r_o são, respectivamente, a profundidade pelicular e o raio do condutor.

3.2.2 Dispersão magnética

A indutância de dispersão está relacionada com a interação entre os fluxos de bobinas distintas. Se tivermos um transformador com três bobinas, a dispersão entre as bobinas primária e secundária será diferente da dispersão entre as bobinas primária e terciária, por exemplo. Considerando duas bobinas no ar apresentadas na Fig. 3.5. A primeira é alimentada por tensão senoidal, resultando numa corrente i_1 percorrendo a bobina, enquanto que a segunda está em aberto. Na Fig. 3.5 também estão representados os fluxos comum entre as duas bobinas e o de dispersão. Pode se ter uma situação invertida com bobina 2 alimentada por tensão senoidal enquanto a bobina 1 está em circuito aberto.

Figura 3.5: Modelo do transformador com bobinas no ar.



Nomeando ϕ_{11} e ϕ_{22} os fluxos totais nas bobinas 1 e 2, respectivamente, tem-se que:

$$\phi_{11} = \phi_{l1} + \phi_{12} + \phi_{21} \tag{3.25}$$

e

$$\phi_{22} = \phi_{l2} + \phi_{12} + \phi_{21}, \tag{3.26}$$

em que ϕ_{l1} e ϕ_{l2} são os fluxos de dispersão associados às bobinas 1 e 2, ϕ_{12} é o fluxo mútuo entre as bobinas 1 e 2 causado pela corrente i_2 e ϕ_{21} é o fluxo mútuo entre as bobinas 1 e 2 causado pela corrente i_1 . Cada fluxo representa uma indutância, e, a partir das equações dos fluxos, deriva-se as expressões das tensões em cada bobina:

$$V_1 = [L_{l1} + L_1] \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} \tag{3.27}$$

e

$$V_2 = [L_{l2} + L_2] \frac{di_2}{dt} + M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (3.28)$$

As indutâncias próprias das bobinas 1 e 2, considerando as indutâncias mútuas iguais $M_{12} = M_{21} = M$, são expressas por

$$L_{l11} = L_{l1} + L_1 \quad (3.29)$$

e

$$L_{l22} = L_{l2} + L_2 \quad (3.30)$$

A indutância mútua é razão do fluxo ligando uma bobina em função da corrente na outra, então

$$L_1 = \frac{N_1}{N_2} M \quad (3.31)$$

e

$$L_2 = \frac{N_2}{N_1} M \quad (3.32)$$

Assim,

$$M = \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.33)$$

As indutâncias de dispersão são dadas por:

$$L_{l1} = L_{l11} - \frac{N_1}{N_2} M \quad (3.34)$$

e

$$L_{l2} = L_{l22} - \frac{N_2}{N_1} M \quad (3.35)$$

Definindo

$$k_1 = \frac{L_1}{L_{l1}} = 1 - \frac{L_{l1}}{L_{l1}} \quad (3.36)$$

e

$$k_2 = \frac{L_2}{L_{l2}} = 1 - \frac{L_{l2}}{L_{l2}} \quad (3.37)$$

Tem-se:

$$k = \sqrt{k_1 k_2} \quad (3.38)$$

e

$$M = k \sqrt{L_{l1} L_{l2}} \quad (3.39)$$

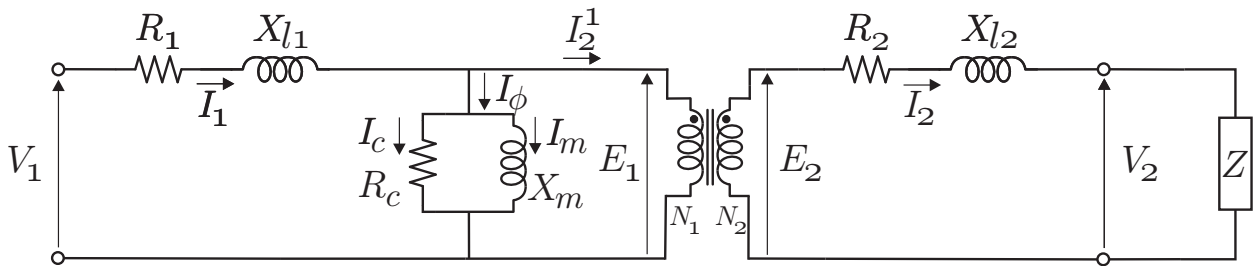
em que k é chamado coeficiente de acoplamento. Os efeitos de dispersão no primário e secundário podem ser representados, respectivamente, por reatâncias de dispersão X_{11} e X_{12} .

3.2.3 Circuito equivalente

O modelo do circuito equivalente pode ser visto na Fig. 3.6. Como visto, para o transformador ideal, tem-se:

$$\frac{E_1}{E_2} = a \quad (3.40)$$

Figura 3.6: Modelo do transformador não ideal adicionando-se as indutâncias de dispersão dos lados primário e secundário.



A reatância de dispersão, resistência, tensão e corrente da bobina secundária referida à primária são dadas por

$$X_{l2}^1 = a^2 X_{l2} \quad (3.41)$$

$$R_2^1 = a^2 R_2 \quad (3.42)$$

$$V_2^1 = a V_2 \quad (3.43)$$

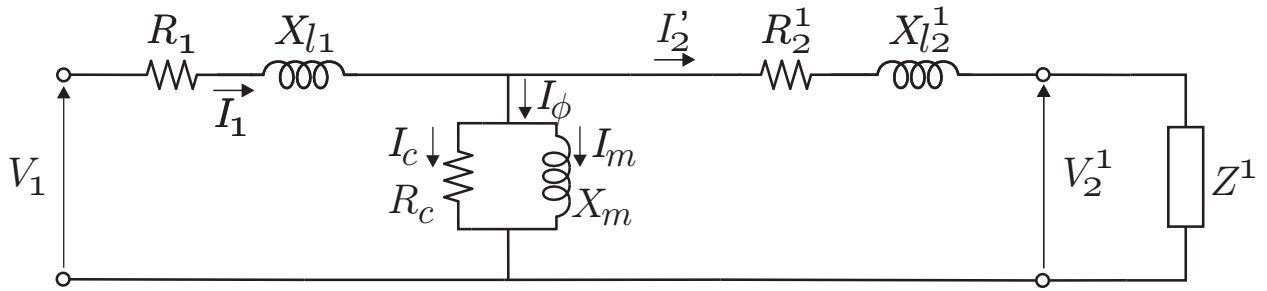
$$I_2^1 = \frac{1}{a} I_2 \quad (3.44)$$

A Fig. 3.7 mostra o modelo equivalente para estas novas expressões.

Assim, tem-se que a resistência e reatância de dispersão equivalentes são:

$$R_{eq} = R_1 + a^2 R_2 \quad (3.45)$$

Figura 3.7: Modelo do transformador não ideal com o secundário rebatido para o primário.

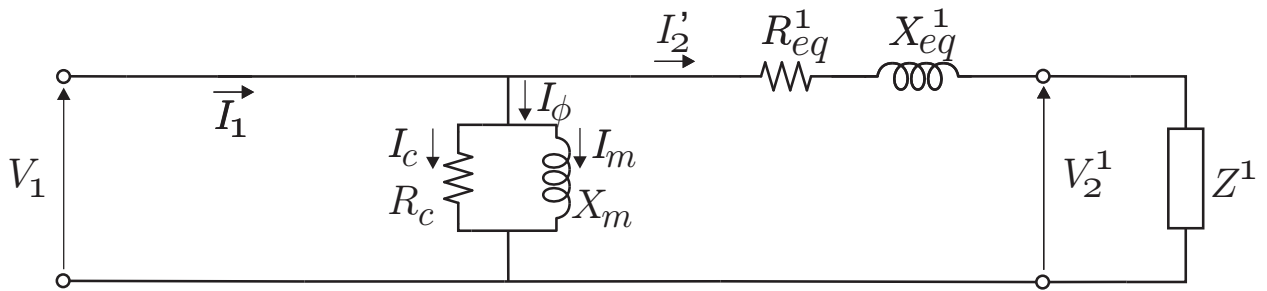


e

$$X_{eq} = X_{l1} + a^2 X_{l2} \quad (3.46)$$

A partir dessas equações finais, o ramo *shunt* pode ser movido para o lado primário, resultando numa nova representação do circuito equivalente exposto na Fig. 3.8. Essa aproximação da Fig. 3.7 pode ser feita, visto que I_ϕ varia pouco. A partir dessa representação final, os cálculos de grandezas elétricas, regulação e eficiência do transformador são simplificados.

Figura 3.8: Modelo do transformador não ideal com a resistência e indutância de dispersão equivalentes.



3.3 Equações gerais do transformador

Em termos de eletrônica de potência, a forma da excitação pode variar e a frequência de operação ser bem maior que o usual. Inicialmente, serão demonstradas as equações para tensão, potência e perdas do transformador.

3.3.1 Equação da tensão

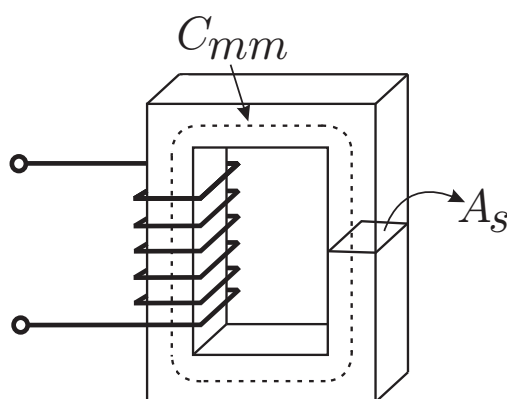
A lei de Faraday fornece a seguinte relação para a tensão numa bobina:

$$v = N \frac{d\phi}{dt} = N A_m \frac{dB}{dt} \quad (3.47)$$

em que N é o número de espiras e A_m é a área da seccional reta efetiva do núcleo magnético.

A Fig. 3.9 mostra a configuração usual de um transformador. A_m e a área seccional reta A_s são relacionadas pelo fator de empilhamento do núcleo, k_f ($A_m = k_f A_s$).

Figura 3.9: Núcleo magnético.



O valor médio da tensão aplicada durante um intervalo τ onde o valor da densidade de fluxo vai de zero até seu ponto máximo B_{max} é dado por

$$\bar{v} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v(t) dt = \frac{1}{\tau} N A_m \int_0^{B_{max}} dB = \frac{1}{\tau} N A_m B_{max} \quad (3.48)$$

Definindo como k_{rms} a razão entre a tensão *rms* e o valor médio, tem-se

$$k_{rms} = \frac{V_{rms}}{\bar{v}} \quad (3.49)$$

Combinando-se as Eqs. (3.49) e (3.48), tem-se

$$V_{rms} = \frac{k}{T} f N B_{max} A_m = K_v f N B_{max} A_m \quad (3.50)$$

com

$$K_v = \frac{k}{\tau f} \quad (3.51)$$

em que T é o período de $v(t)$ e $f = \frac{1}{T}$. K_v é definido como o fator de forma de onda. Para uma onda senoidal, $K_v = 4,44$ e para uma onda quadrada $K_v = 4$.

3.3.2 Equação da potência

A soma das potências em cada bobina do transformador, ou seja, a potência total processada, é dada por

$$\sum VA = K_v f B_{max} A_m \sum_{i=1}^n N_i I_i \quad (3.52)$$

em que N_i é o número de voltas da bobina i que é percorrida pela corrente I_i .

O fator de utilização da janela, k_u , é definido como a razão entre as áreas da janela utilizado para bobinamento, W_c , e a total, W_a :

$$k_u = \frac{W_c}{W_a} \quad (3.53)$$

A área da janela utilizada para bobinamento pode ser calculada como

$$W_c = \sum_{i=1}^n N_i A_{wi} \quad (3.54)$$

em que A_{wi} é a área de condução do fio na bobina i . Substituindo a Eq. (3.54) na Eq. (3.53), tem-se

$$k_u = \frac{\sum_{i=1}^n N_i A_{wi}}{W_a} \quad (3.55)$$

$$\sum_{i=1}^n N_i A_{wi} = k_u W_a \quad (3.56)$$

3.3.3 Perdas nos enrolamentos

As perdas ôhmicas nos enrolamentos são dadas por:

$$I^2 R = \rho_w \frac{l_{wi}}{A_{wi}} I_i^2 = \rho_w \frac{N_i CMM (J_o A_{wi})^2}{A_{wi}} \quad (3.57)$$

em que ρ_w é a resistividade do material do condutor, l_{wi} é o comprimento do condutor que pode ser calculada pelo produto do número de voltas e do caminho médio magnético (CMM).

A corrente no enrolamento é expressa em termos da densidade de corrente. As perdas em condutores de cobre são dadas por

$$P_{cu} = \sum R I^2 = \rho_w \sum_{i=1}^n \frac{N_i CMM (J_o A_{wi})^2}{A_{wi}} \quad (3.58)$$

A partir da Eq. (3.55) que expressa o valor do fator de utilização da janela, k_u , e assumindo o volume de enrolamento $V_w = CMM \times W_a$, tem-se

$$P_{cu} = \rho_w V_w k_u J_o^2 \quad (3.59)$$

3.3.4 Perdas no núcleo

As perdas no núcleo, em W/m³, são dadas por

$$P_{fe} = K_c f^\alpha B_{max}^\beta \quad (3.60)$$

em que K_c , α e β são constantes dependentes do material do núcleo. As perdas no núcleo geralmente incluem perdas por histerese e por correntes de *Foucault*.

3.4 Projeto do transformador

Em eletrônica de potência, transformadores são utilizados para isolar eletricamente o circuito ligado ao primário do conectado ao secundário, garantindo, desse modo, maior confiabilidade ao sistema. Além disso, o transformador é capaz de estabelecer um maior equilíbrio de tensão

que é aplicada nas chaves de potência. O volume do núcleo é indiretamente proporcional à frequência de chaveamento. Por esse fato, em muitas aplicações torna-se vantajosa a operação com frequência alta pois o volume do conversor de potência é reduzido. Claro que, quanto maior a frequência de operação, maiores as perdas, e, portanto, cabe ao projetista definir quais aspectos priorizar.

No projeto do transformador, além das características elétricas, deve-se ter em mente as perdas geradas que provocam aumento de temperatura no núcleo. O valor final de temperatura previsto não deve ultrapassar a capacidade do material do núcleo, conhecida como temperatura de Curie. Assim, um projeto ótimo de transformadores deve incluir as análises de circuito elétrico, magnético e transferência de calor.

Visto que o propósito essencial dos transformadores é transferir a energia recebida no primário para o secundário através de interação magnética, é interessante que as perdas nesse processo (no núcleo e nos enrolamentos) sejam minimizadas ao ponto que satisfaçam uma determinada aplicação. Desse modo, a otimização do processo de projeto deve levar em conta, também, o custo, peso e volume do transformador final.

Como será demonstrado pela revisão do método apresentado em (Hurley e Wolfle, 2013), os principais fatores que afetam a operação do transformador são a temperatura, frequência elétrica e a densidade de fluxo.

3.4.1 Densidade de corrente nos enrolamentos

Para uma frequência fixa, tem-se que as perdas totais no transformador são

$$P_{cu} + P_{fe} = \frac{\beta + 2}{\beta} P_{cu} \quad (3.61)$$

e

$$P_{cu} + P_{fe} = \frac{\beta + 2}{\beta} [\rho_w V_w k_u J_o^2] = h_c A_t \Delta T \quad (3.62)$$

Isolando-se a densidade de corrente,

$$J_o = \sqrt{\left(\frac{\beta}{\beta + 2} \frac{h_c A_t \Delta T}{\rho_w V_w k_u} \right)} \quad (3.63)$$

3.4.2 Densidade de fluxo ótima

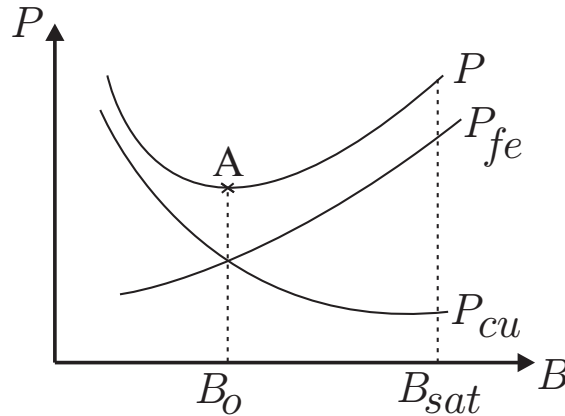
O dimensionamento ótimo é alcançado no ponto A da Fig. 3.10., com densidade de fluxo não limitada pela saturação. Desse modo, a partir da Equação pode-se extrair uma fórmula para a área de janela do núcleo necessária a partir da potência de saída, frequência e aumento de temperatura. Tomando B_o como a densidade de fluxo ótima e J_o como o correspondente valor de densidade de corrente, tem-se

$$A_p = \left[\frac{\sqrt{2} \Sigma V A}{K_v f B_o k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right]^{8/7} \quad (3.64)$$

onde

$$B_o = \frac{[h_c k_a \Delta T]^{2/3}}{2^{2/3} [\rho_w k_w k_u]^{1/12} [k_c K_c f \alpha]^{7/12}} \left[\frac{K_v f k_f k_u}{\Sigma V A} \right]^{1/6} \quad (3.65)$$

Figura 3.10: Perdas no ferro e nos enrolamentos não limitados por saturação.



Considerando a saturação do núcleo, para o cálculo da janela deve-se levar em consideração o valor de densidade do fluxo para esta situação. Desse modo, tem-se

$$A_p = \left[\frac{\sqrt{2} \Sigma V A}{K_v f B_{sat} k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right]^{8/7} \quad (3.66)$$

3.4.3 Metodologia de dimensionamento

O fluxograma apresentado na Fig. 3.11 mostra a metodologia de dimensionamento encontrada em (Hurley e Wolfle, 2013). O número de voltas de cada enrolamento do transformador é dado por

$$N = \frac{V_{rms}}{K_v f B_{max} A_m} \quad (3.67)$$

onde B_{max} é B_o ou B_{sat} , dependendo de qual for menor.

Desse modo, tem-se que o procedimento do dimensionamento é dado por

Especificações:

- Tensão e corrente de entrada;
- Tensão e corrente de saída;
- Potência de saída;
- Frequência de operação;
- Máxima temperatura do núcleo ou aumento de temperatura;
- Temperatura ambiente.

Seleção do Núcleo:

- Material do núcleo;
- Densidade de fluxo máxima;
- Produto da área da janela de enrolamento do núcleo.

Dimensionamento dos enrolamentos:

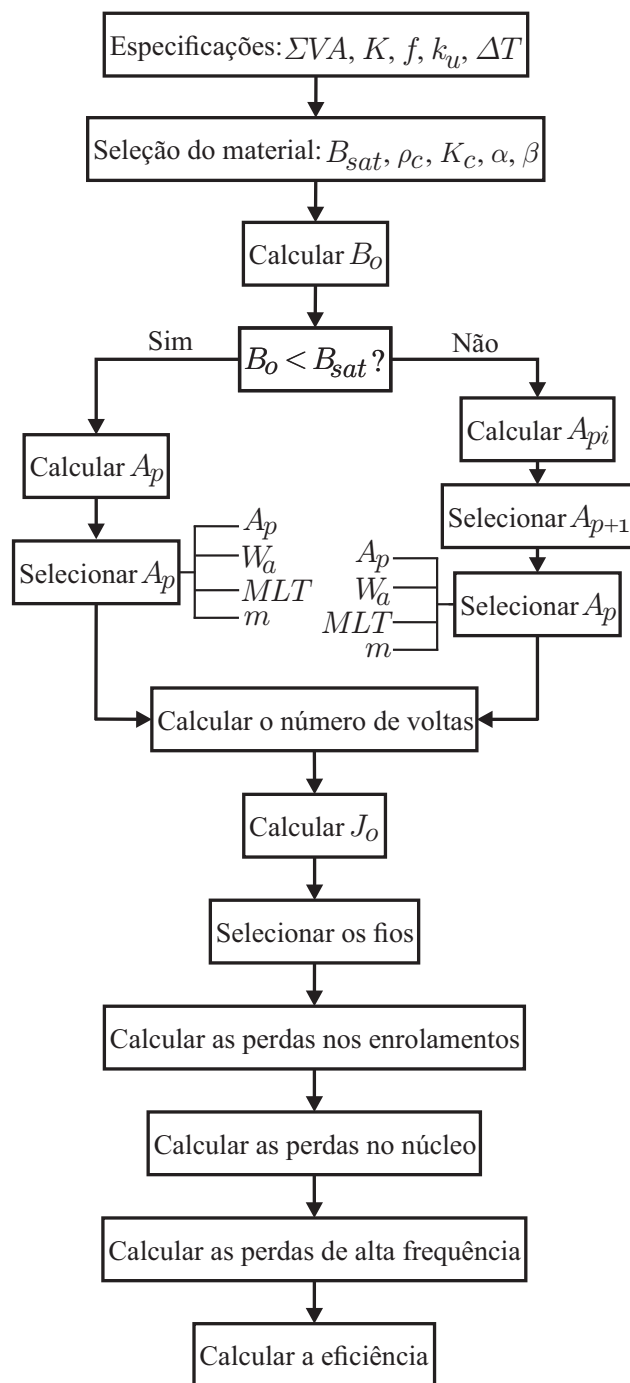
- Número de voltas;
- Densidade de corrente;
- Seleção dos fios.

Cálculo das Perdas:

- Perdas no núcleo;

- Perdas nos enrolamentos;
- Eficiência.

Figura 3.11: Fluxograma com a metodologia para dimensionamento do transformador de alta frequência.



4

RESULTADOS

4.1 Dimensionamento do transformador de alta frequência

De forma a isolar o lado CC do CA do conversor, é utilizado um transformador de alta frequência para tal tarefa. A metodologia para dimensionamento do mesmo foi apresentada no capítulo 3. Os parâmetros de projeto de cada transformador estão listados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Parâmetros de projeto do transformador

Potência de saída (P_s)	1.1kW
Tensão no primário (V_{in})	80 - 92V
Tensão no secundário (V_{out})	200V
Razão de transformação (a)	0.4
Frequência de operação (f)	40kHz
Aumento de temperatura (T_r)	40°C
Temperatura ambiente (T_a)	40°C
Eficiência (η)	90%
Fator de utilização da janela (k_u)	40%
Máximo ciclo de trabalho (D_{max})	1

Os núcleos candidatos serão avaliados no catálogo da empresa brasileira Thornton. Previamente, definiu-se como material do núcleo o ferrite IP12R cujas informações são disponibilizadas no catálogo da Thornton. Como primeiro passo, definiu-se a densidade de fluxo

de saturação para um núcleo com esse material, sendo $B_{sat} = 0,4\text{T}$. A partir do gráfico de perdas por potência *versus* frequência de operação ($P_p \times f$), fornecido no catálogo da Thornton para o material IP12R, foi possível calcular as constantes α , β e K_c do material. Para isso, primeiramente escolhe-se três pontos de operação, sendo dois pontos com mesma frequência de operação e mais outro que tenha a mesma densidade de fluxo de operação que um dos dois pontos anteriores. Os pontos escolhidos foram

- P_1 : $f_1 = 10\text{kHz}$, $B_{o1} = 50\text{mT}$ e $P_{p1} = 0,2\text{mW/g}$;
- P_2 : $f_2 = 10\text{kHz}$, $B_{o3} = 200\text{mT}$ e $P_{p1} = 8\text{mW/g}$;
- P_3 : $f_2 = 50\text{kHz}$, $B_{o3} = 200\text{mT}$ e $P_{p1} = 70\text{mW/g}$;

Assim, tem-se

$$\alpha = \frac{\log\left(\frac{70 \times 4800}{8 \times 4800}\right)}{\log\left(\frac{50000}{10000}\right)} = 1,3477$$

$$\beta = \frac{\log\left(\frac{8 \times 4800}{0,2 \times 4800}\right)}{\log\left(\frac{200 \times 10^{-3}}{50 \times 10^{-3}}\right)} = 2,661$$

$$K_{cm} = \frac{70 \times 4000}{50000^{1,3477} \times (200 \times 10^{-3})^{2,661}} = 11,3091$$

A partir desses dados calcula-se os fatores de forma e de forma de onda:

$$k_{ff} = \frac{V_{in}}{V_{in}} = 1$$

$$k_{wf} = 4/k_{ff} = 4$$

Os valores *rms* da corrente e tensão no primário e secundário do transformador são obtidas, de modo que

$$I_{s_{rms}} = I_s = P_s/V_s = 1100/200 = 5,5\text{A}$$

$$V_{s_{rms}} = V_s = 200V$$

$$I_{p_{rms}} = I_{s_{rms}}/a = 5,5/0,4 = 13,75A$$

$$V_{p_{rms}} = V_p = 80V$$

A potência total processada pelo transformador é a soma da potência de entrada com a de saída, logo

$$TVA = P_e + P_s = P_s/\eta + P_s = 1100/0,9 + 1100 = 2322W$$

Determinando-se a densidade de fluxo de operação esperada:

$$B_o = \frac{[h_c k_a \Delta T]^{2/3}}{2^{2/3} [\rho_w k_w k_u]^{1/12} [k_c K_c f^\alpha]^{7/12}} \left[\frac{K_v f k_f k_u}{\Sigma VA} \right]^{1/6}$$

$$B_o = \frac{(10 \times 40 \times 40)^{2/3}}{2^{2/3} (1,72 \times 10^{-8} \times 10 \times 0,4)^{1/12} (5,6 \times 11,3091 \times 40000^{1,3477})^{7/12}} \left(\frac{4 \times 40000 \times 1 \times 0,4}{2322} \right)^{1/6}$$

$$B_o = 0,06 \text{ T}$$

Como $B_o < B_{sat}$, pode-se continuar o projeto sem necessidade de reescolha dos parâmetros. O produto da área seccional reta do núcleo pela área da janela A_p , é calculado como

$$A_p = \left(\frac{\sqrt{2} \Sigma VA}{K_v f B_{sat} k_f K_t \sqrt{k_u T_r}} \right)^{8/7} = \left(\frac{\sqrt{2} \times 2322}{4 \times 40000 \times 0,06 \times 1 \times 48200 \sqrt{0,4 \times 40}} \right)^{8/7}$$

$$A_p = 27,33 \text{ cm}^4$$

Deve-se, então, escolher um núcleo com A_p igual ou maior que o valor encontrado. Escolheu-se dois núcleos NEE-65/33/26 de modo a formar um núcleo EE. A Tabela 4 mostra os parâmetros do núcleo escolhido.

Depois de escolhido o núcleo, calcula-se o número de espiras no primário:

Tabela 4.2: Parâmetros do núcleo do transformador

Área seccional reta (A_s)	5,211cm ²
Área da janela (W_a)	10,956cm ²
Produto $A_s \times W_a$ (A_p)	57,0917cm ⁴
Massa (m)	387g
Caminho médio por volta (CMV)	9,26cm
Volume (V_c)	156,4cm ³

$$N_p = \left(\frac{V_{prms}}{K_{wf} f B_o A_s} \right) \times 10^4 = \left(\frac{80}{4 \times 40000 \times 0,06 \times 5,211} \right) \times 10^4 = 16,7351 \approx 17$$

Para o cálculo do número de espiras no secundário, utiliza-se a razão de transformação:

$$N_s = \frac{N_p}{a} = \frac{17}{0,4} = 42,5 \approx 43$$

Calculando-se a densidade de corrente nos condutores:

$$J_i = K_t \left(\sqrt{\frac{T_r}{2k_u}} \right) \left(\frac{1}{A_{pn}^{1/8}} \right) \times 10 = 48200 \left(\sqrt{\frac{40}{2 \times 0,4}} \right) \left(\frac{1}{57,0917^{1/8}} \right) \times 10$$

ou seja,

$$J_i = 2,4143 \times 10^6 \text{ A/m}^2$$

Com o valor de densidade de corrente encontrado, calcula-se a seção mínima dos condutores para o primário e secundário, obtendo-se

$$I_{pn} = \frac{P_s}{\eta V_e} = \frac{1100}{0,9 \times 80} = 15,2778 \text{ A}$$

$$A_{wp} = \left(\frac{I_{pn}}{J_i} \right) \times 10^6 = \left(\frac{15,2778}{2414300} \right) \times 10^6 = 6,328 \text{ mm}^2$$

$$I_{sn} = \frac{P_s}{V_s} = \frac{1100}{200} = 5,5 \text{ A}$$

$$A_{ws} = \left(\frac{I_{sn}}{J_i} \right) \times 10^6 = \left(\frac{5,5}{2414300} \right) \times 10^6 = 2,2781\text{mm}^2$$

Um valor de densidade de corrente maior poderia ter sido escolhido de modo a diminuir a seção mínima dos condutores, contudo, essa escolha acarreta em mais perdas por condução, cabendo ao projetista decidir que parâmetros priorizar.

A Tabela 4.3 resume os valores calculados para o dimensionamento do transformador de alta frequência.

Tabela 4.3: Resultados para o dimensionamento do transformador de alta frequência.

Material do núcleo	Ferrite IP12R
Densidade de fluxo de saturação (B_{sat})	0,4T
Densidade de fluxo de operação (B_o)	0,06T
Produto da área da janela pela área seccional (A_p)	27,33cm ⁴
Núcleos escolhidos	2 NEE-65/33/26
Número de voltas do enrolamento primário	17
Número de voltas do enrolamento secundário	43
Área mínima da seção reta do condutor primário	6,328mm ²
Área mínima da seção reta do condutor secundário	2,2781mm ²

4.2 Resultados de simulação

4.2.1 Utilizando fontes ideais

Primeiramente, simulações computacionais foram realizadas no *software PowerSim* para as topologias NPC e Tipo-T, considerando o barramento tradicional com capacitores eletrolíticos e, em segundo caso, com o barramento pulsado proposto. Buscou-se comparar as perdas de chaveamento nos estágios CC/CA, considerando-se o estágio CC/CC ideal. Como explicado anteriormente, é esperado que as perdas por chaveamento com a modulação proposta para o barramento pulsado sejam menores que para o chaveamento tradicional. A Tabela 4.4 mostra os parâmetros de simulação utilizados. Para a topologia NPC com a carga ligada em estrela foram utilizados módulos simuladores dos semicondutores SiHP25N40D da Vishay para todas as chaves. Para a carga em triângulo, com a mesma topologia, os semicondutores reais simulados foram os AUIRFSL6535-ND da Infineon. Para a topologia Tipo-T, com carga em estrela, foram utilizados módulos simuladores dos semicondutores SiHP25N40D da

Vishay para as chaves que formam a chave bidirecional e SPA21N50C3 da Infineon para as chaves inferior e superior de cada braço. Com a carga ligado em triângulo, para a mesma topologia, os semicondutores reais simulados foram os SiHP25N40D da Vishay para todas as chaves. Avaliou-se, também, as perdas por chaveamento com estratégias de modulação *Level Shifted PWM* e *Level Shifted Opposite PWM*.

Tabela 4.4: Parâmetros de simulação para os conversores alimentados com fontes ideais.

Potência de entrada	2200W
Tensão de entrada	80V
Tensão de fase na carga	220V(RMS)
Carga RL	50Ω e 78mH
Índice de modulação (m_a)	1
Frequência de chaveamento	40kHz
Frequência da onda senoidal na saída	60Hz

A partir dos resultados obtidos listados na Tabela 4.5, é possível ver que, para as topologias com o barramento pulsado, as perdas por chaveamento foram menores em todos os casos, exceto com o NPC pulsado com a carga em Y com a técnica LSO-PWM. Assim, vê-se que a modulação proposta apresenta vantagens com relação às técnicas tradicionais de chaveamento em quase todos os cenários apresentados.

Tabela 4.5: Perdas por chaveamento nos conversores CC/CA para diferentes ligações de carga e estratégias PWM.

Topologia	Perdas por chaveamento (W)
NPC clássico (carga em Y) com LS-PWM / LSO-PWM	17,11 / 17,11
NPC pulsado (carga em Y) com LS-PWM / LSO-PWN	14,00 / 17,39
NPC clássico (carga em Δ) com LS-PWM / LSO-PWM	36,93 / 36,96
NPC pulsado (carga em Δ) com LS-PWM / LSO-PWM	34,44 / 34,02
Tipo-T clássico (carga em Y) com LS-PWM / LSO-PWM	30,45 / 30,47
Tipo-T pulsado (carga em Y) com LS-PWM / LSO-PWM	21,83 / 23,37
Tipo-T clássico (carga em Δ) com LS-PWM / LSO-PWM	35,93 / 35,93
Tipo-T pulsado (carga em Δ) com LS-PWM / LSO-PWM	25,57 / 32,76

4.2.2 Utilizando fontes não-ideais

De modo a validar os aspectos teóricos apresentados, as simulações das duas topologias propostas também foram realizadas no *software* PowerSim. Utilizou-se, para tal, simuladores

de chaves reais para realizar o chaveamento dos conversores CC/CC isolado e do CC/CA. Não foi possível obter-se os parâmetros do transformador com precisão satisfatória, pois a ponte RLC disponibilizada no laboratório mede os parâmetros com frequência de operação de 10 kHz ou 100 kHz, mas não os 40 kHz projetados. Assim, para as simulações, utilizou-se um transformador com parâmetros apresentados na Tabela 4.6.

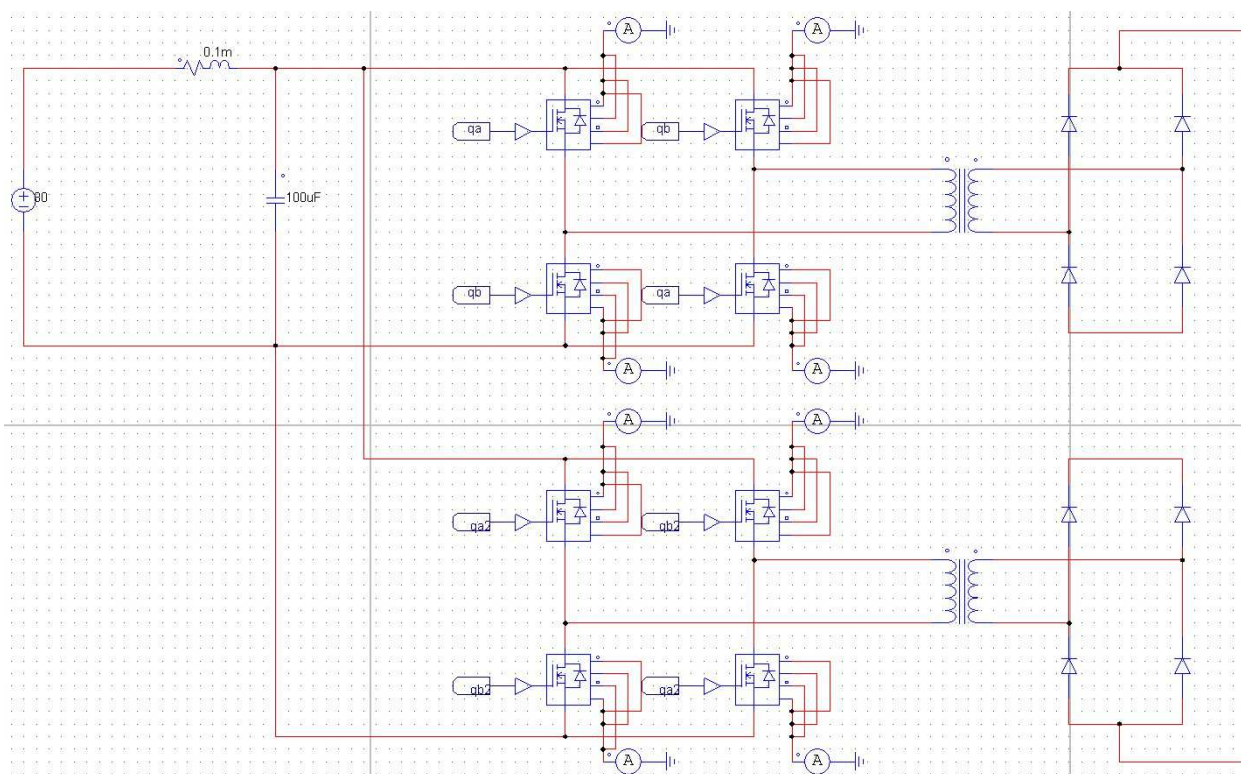
Tabela 4.6: Parâmetros do transformador utilizado nas simulações.

R_p (Ω)	R_s (Ω)	L_p (H)	L_s (H)	L_m (H)	N_p	N_s (carga em Y/ Δ)
0,001	0,001	$0,5\mu$	$0,5\mu$	1m	20	80/48

Conversor CC/CC isolado

Para as duas topologias propostas, o conversor CC/CC isolado utilizado foi o Ponte Completa (Fig. 2.1d). Na Fig. 4.1 é ilustrado o conversor CC/CC no ambiente de simulação do *PowerSim*.

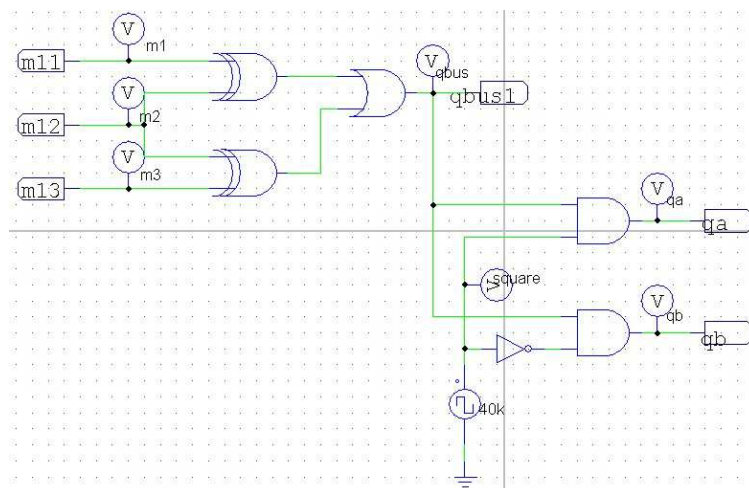
Figura 4.1: Conversor CC/CC isolado no ambiente de simulação do *PowerSim*



O circuito para síntese dos sinais de gatilho das chaves q_a , q_b , q_{a2} e q_{b2} dos dois conversores

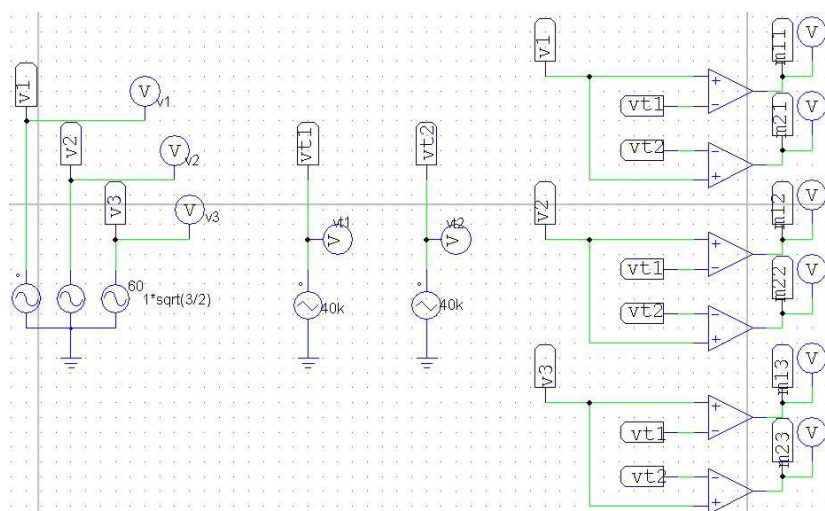
Ponte Completa pode ser visto na Fig. 4.2.

Figura 4.2: Circuito digital para geração dos sinais de gatilho das chaves do conversor CC/CC isolado q_a e q_b no ambiente de simulação do *PowerSim*



Os sinais m_{11} , m_{12} , m_{13} , m_{21} , m_{22} e m_{23} são obtidos pela comparação das senóides de referência com as portadoras triangulares como mostrado na Figs. 4.3 e 4.4, sendo a primeira para o conversor NPC e a segunda para o Tipo-T.

Figura 4.3: Circuito digital para geração dos sinais m_{1j} e m_{2j} para o conversor NPC no ambiente de simulação do *PowerSim*



A tensão resultante no secundário do transformador em função dos sinais produzidos q_a e q_b pode ser vista na Fig. 4.5. Também está destacado o momento de desmagnetização do transformador, onde $q_a = q_b = 0$.

Figura 4.4: Circuito digital para geração dos sinais m_{1j} e m_{2j} para o conversor Tipo-T.

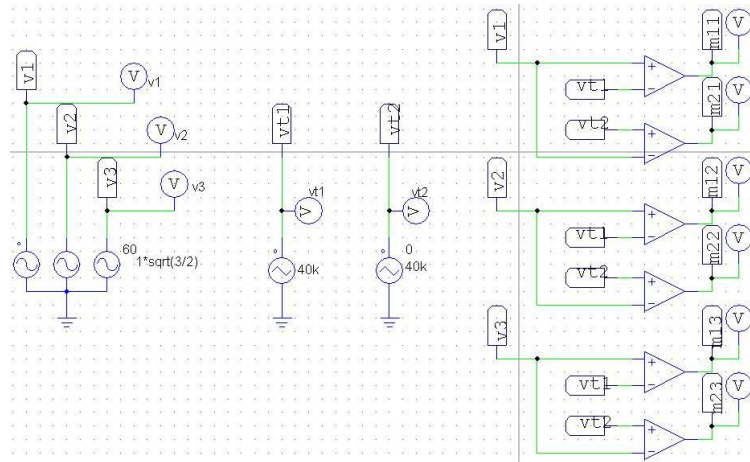
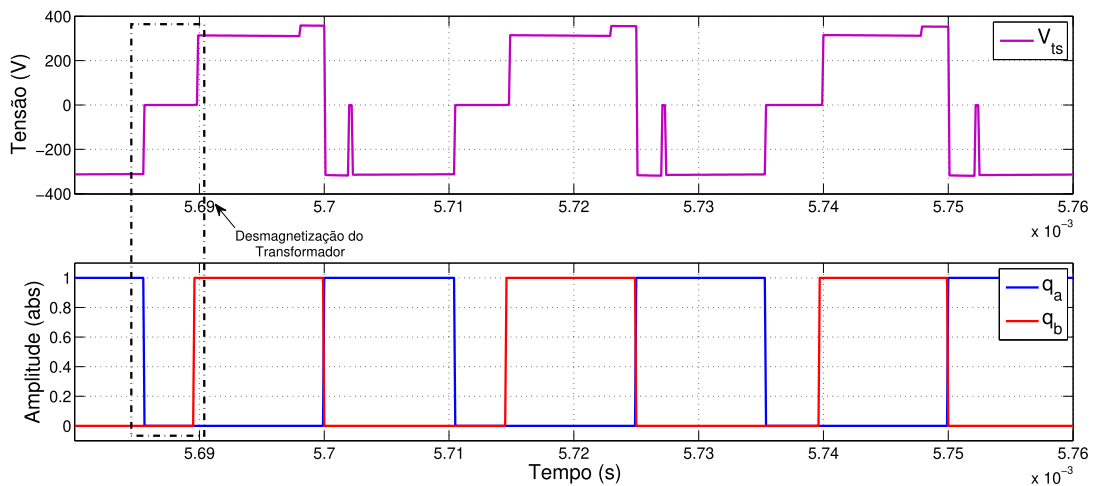


Figura 4.5: Tensão no secundário do transformador em função dos sinais q_a e q_b .



Circuitos *snubbers*

Como explanado anteriormente na seção 2.5, a indutância de dispersão do secundário dos transformadores de alta frequências ocasionam picos de tensão no barramento nos momentos de transição de estados das chaves, sendo uma alternativa, para redução deste efeito, o uso de circuitos *snubbers*. Os chaves atuam nos momentos corretos de modo que o capacitor em série forneça ou receba a energia extra ou faltante no secundário dos transformadores, de modo que a tensão no barramento tenha um perfil mais constante.

A Fig. 4.6 ilustra a topologia do circuito utilizando simulação no ambiente do PowerSim, esses circuitos no barramento do conversor CC/CA. A Fig. 4.7 ilustra o circuito digital

responsável pela síntese dos sinais de gatilho das chaves $q_{snubber1}$ e $q_{snubber2}$. A Fig. 4.8 ilustra a ação dos *snubbers* em um momento de transição de estado da chave q_{11} do conversor CC/CA. O processo é repetido para todas as outras chaves. Na Fig. 4.9 estão ilustradas a tensão no barramento pulsado sem e com a ação dos *snubbers*, podendo ser observado que os picos de tensão produzidos são mitigados.

Figura 4.6: Circuitos *snubbers* no ambiente de simulação do *PowerSim*

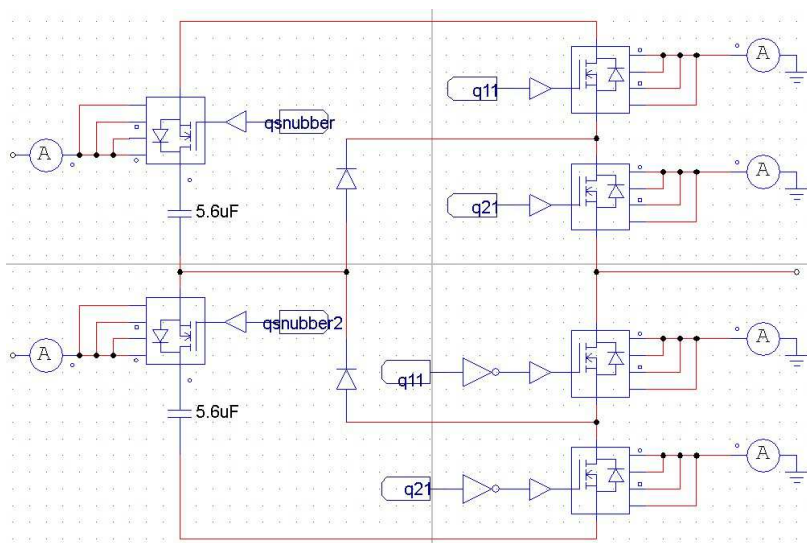


Figura 4.7: Circuito digital para geração dos sinais $q_{snubber}$ e $q_{snubber2}$ no ambiente de simulação do *PowerSim*

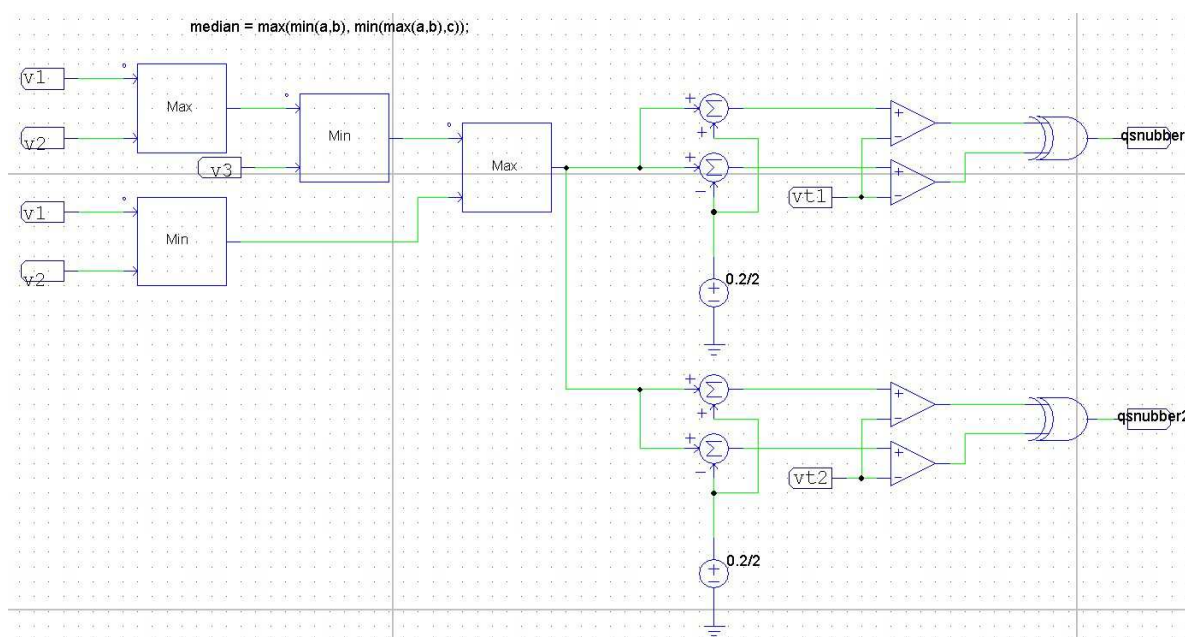


Figura 4.8: Atuação do circuito *snubber* durante a transição de estado da chave q_{11} do braço do conversor CC/CA.

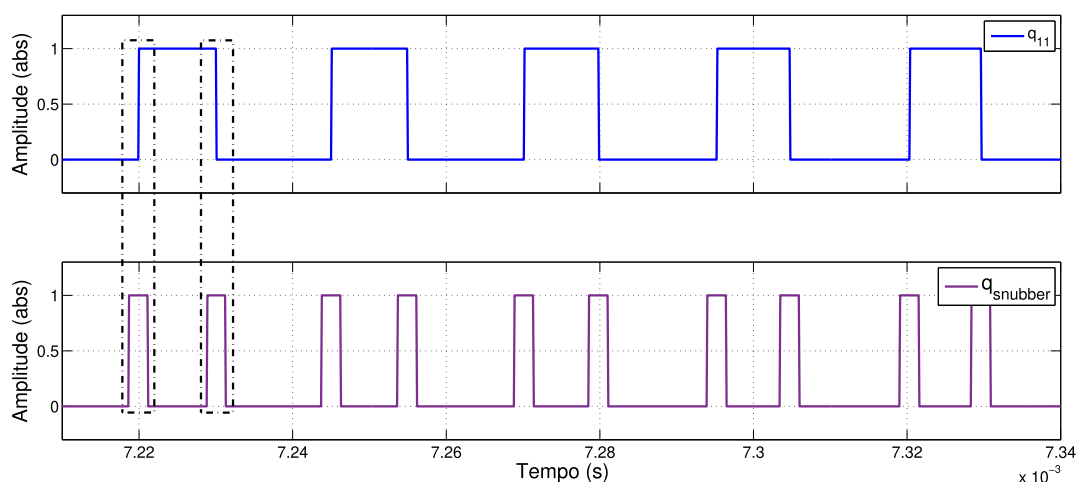
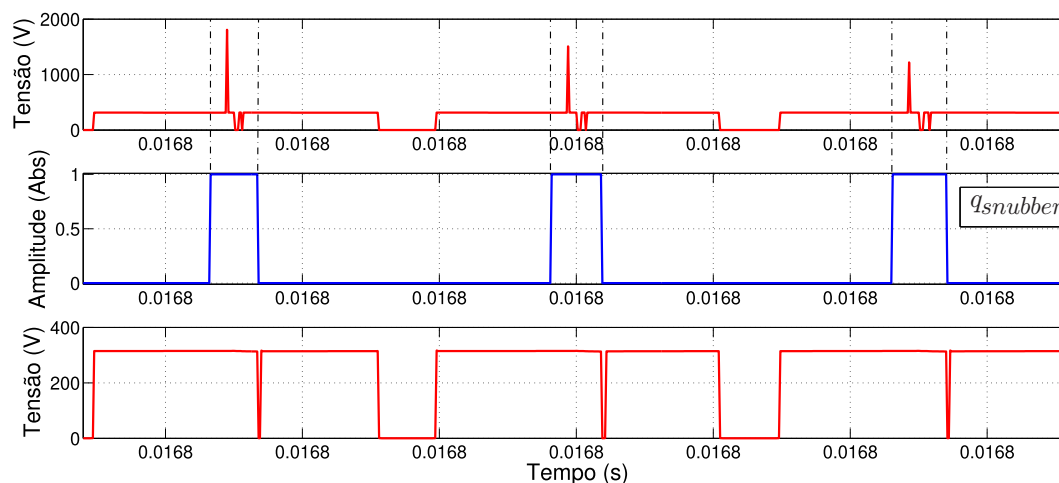


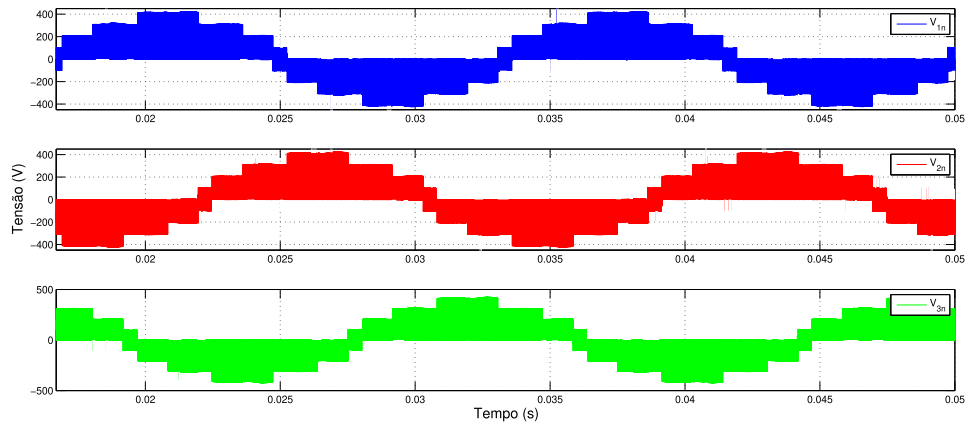
Figura 4.9: Mitigação dos *spikes* de tensão no secundário do transformador pela ação do *snubber*.



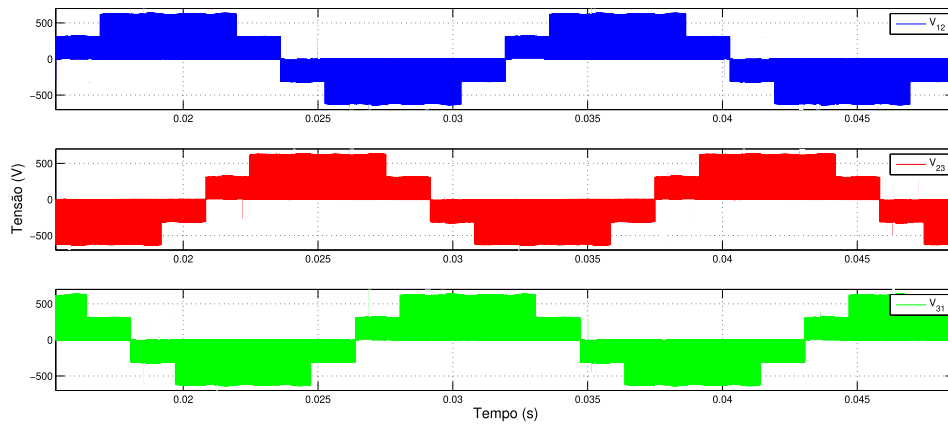
Topologia NPC

Assim como os circuitos anteriores, o conversor NPC foi montado no ambiente de simulação do PowerSim. Utilizou-se os mesmos parâmetros de simulação apresentados na Tabela 4.4. As Figs. 4.10a e 4.10b mostram os resultados obtidos para as tensões de fase e linha, respectivamente, com a carga RL ligada em estrela. Na Fig. 4.10c são ilustradas as tensões de fase (ou linha) para a carga RL ligada em triângulo. Percebe-se o número correto de níveis em cada uma: nove para as tensões de fase e cinco para as tensões de linha.

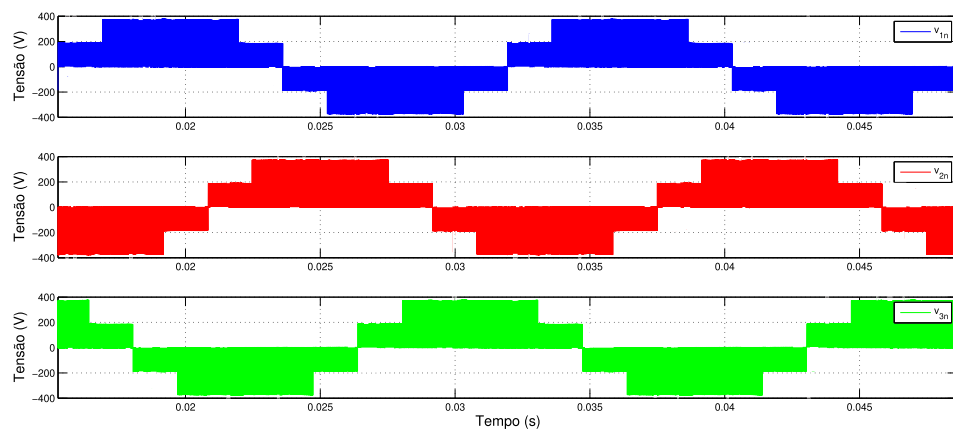
Figura 4.10: Tensões geradas pelo conversor NPC proposto.



(a) Tensões de fase para uma carga em Y.



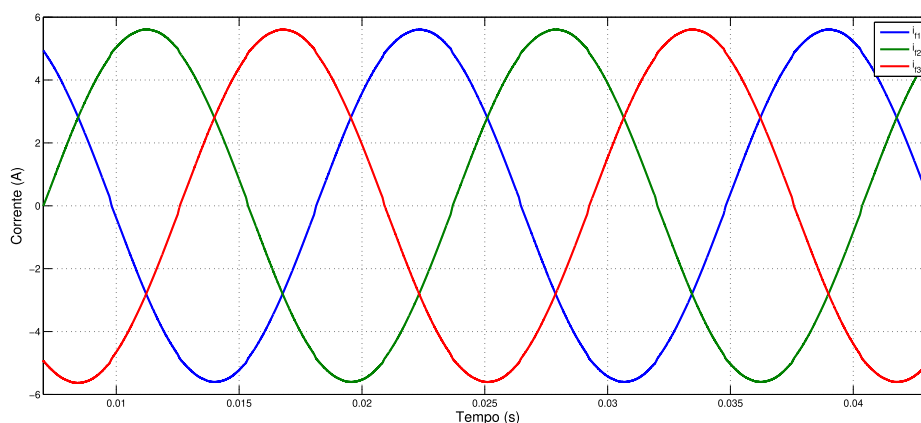
(b) Tensões de linha para uma carga em Y.



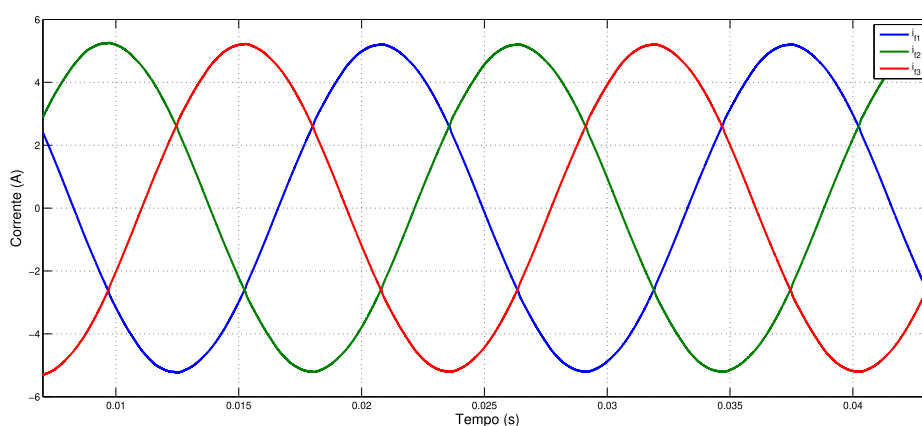
(c) Tensões de fase para uma carga em Δ .

As correntes de fase, para a carga em estrela e triângulo, respectivamente, são mostradas nas Figs. 4.11a e 4.11b. Vê-se forma de onda senoidal de corrente com baixa distorção harmônica.

Figura 4.11: Correntes geradas pelo conversor NPC proposto.



(a) Correntes de fase para uma carga em Y.



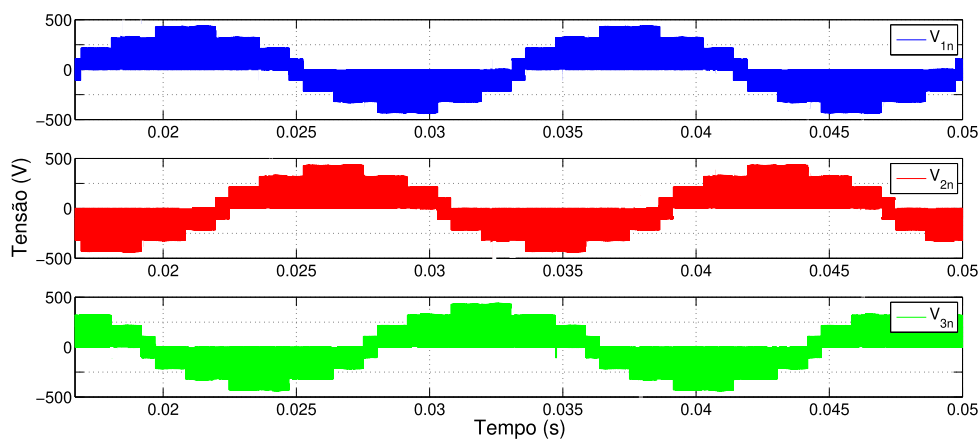
(b) Correntes de fase para uma carga em Δ .

Topologia tipo-T

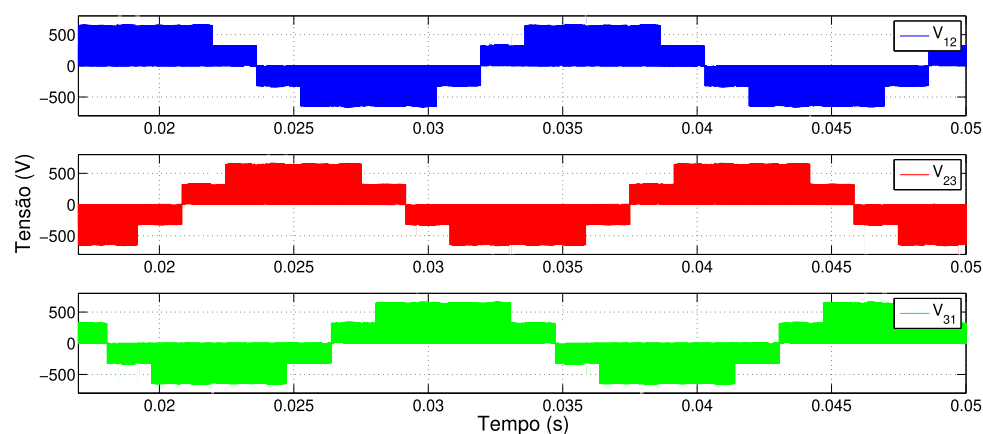
O conversor Tipo-T também foi estruturado para simulação no ambiente do PowerSim. Utilizou-se os mesmos parâmetros de simulação apresentados na Tabela 4.4. Nas Figs. 4.12a e 4.12b são ilustrados os resultados obtidos para as tensões de fase e linha, respectivamente, com a carga RL ligada em estrela. Na Fig. 4.12c são ilustradas as tensões de fase (ou linha) para a carga RL ligada em triângulo. Percebe-se o número correto de níveis em cada uma:

noventa para as tensões de fase e cinco para as tensões de linha.

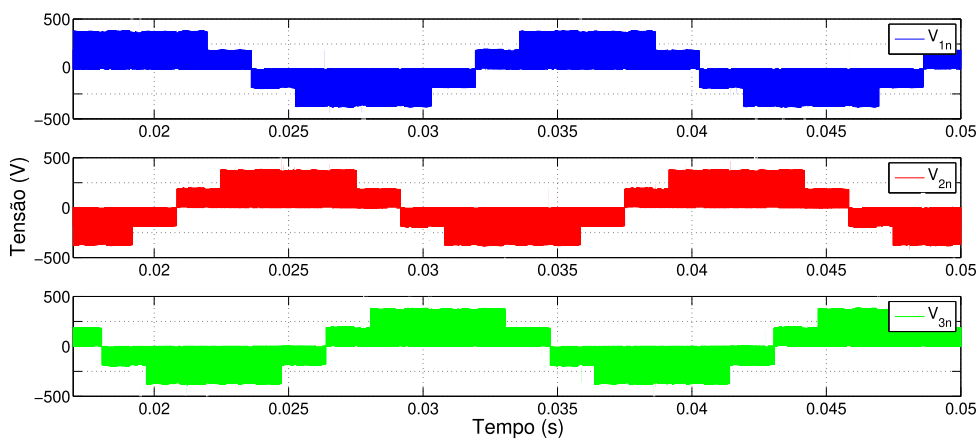
Figura 4.12: Tensões geradas pelo conversor Tipo-T proposto.



(a) Tensões de fase para uma carga em Y.



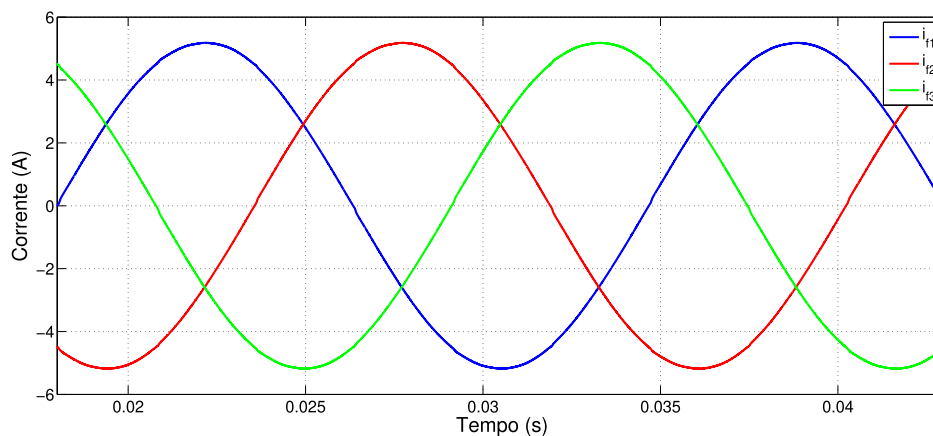
(b) Tensões de linha para uma carga em Y.



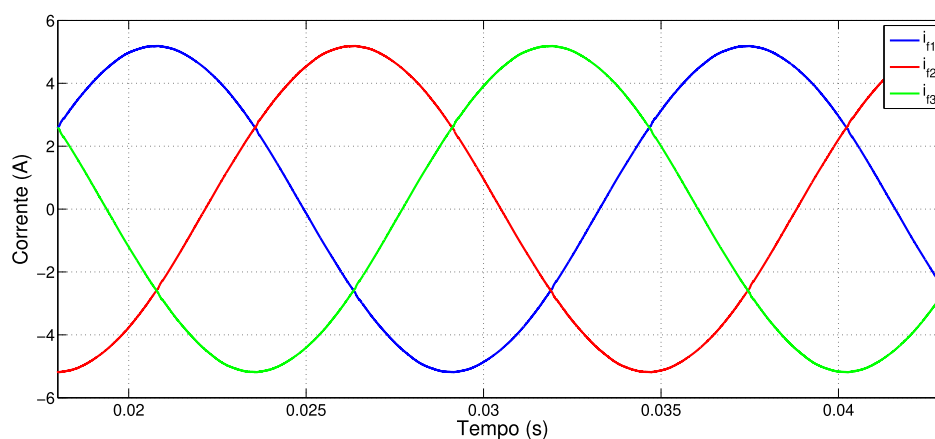
(c) Tensões de fase para uma carga em Δ .

As correntes de fase, para a carga em estrela e triângulo, respectivamente, são mostradas nas Figs. 4.13a e 4.13b. Vê-se forma de onda senoidal de corrente com baixa distorção harmônica.

Figura 4.13: Correntes geradas pelo conversor Tipo-T proposto.



(a) Correntes de fase para uma carga em Y.



(b) Correntes de fase para uma carga em Δ .

Desempenho das topologias

As Tabelas 4.7 e 4.8 mostram os resultados obtidos para as topologias propostas, com ligações da carga RL em estrela ou triângulo e com as técnicas LS-PWM e LSO-PWM, respectivamente.

Percebe-se pelos resultados apresentados que os conversores tiveram eficiências altas,

Tabela 4.7: Desempenho das topologias para diferentes configurações de carga e com modulação LS-PWM: eficiência, perdas nas chaves do conversor CC/CC, perdas nas chaves do conversor CC/CA, perdas nas chaves dos *snubbers* e THD das correntes de fase sintetizadas.

Topologia	Eficiência (%)	P_{cc} (W)	P_{ca} (W)	$P_{snubber}$ (W)	THD _i (%)
NPC (carga em Y)	95,85	22,71	15,66	1,54	0,2969
NPC (carga em Δ)	94,87	22,55	32,18	1,1	0,3391
Tipo-T (carga em Y)	95,84	22,56	19,92	1,46	0,2845
Tipo-T (carga em Δ)	95,32	22,63	26,02	1,11	0,2958

Tabela 4.8: Desempenho das topologias para diferentes configurações de carga e com modulação LSO-PWM: eficiência, perdas nas chaves do conversor CC/CC, perdas nas chaves do conversor CC/CA, perdas nas chaves dos *snubbers* e THD das correntes de fase sintetizadas.

Topologia	Eficiência (%)	P_{cc} (W)	P_{ca} (W)	$P_{snubber}$ (W)	THD _i (%)
NPC (carga em Y)	95,78	22,82	15,69	1,46	0,3377
NPC (carga em Δ)	94,40	22,62	31,97	1,08	0,3724
Tipo-T (carga em Y)	95,81	22,91	20,01	1,39	0,3897
Tipo-T (carga em Δ)	95,33	23,04	25,66	1,11	0,4196

contudo, eficiências menores são esperadas visto que o transformador utilizado nas simulações não pode ser aproximado de um real. As perdas por chaveamento nos conversores CC/CC e CC/CA representaram, juntas, menos de 2,5% da potência de entrada para todos os cenários. Os THDs das correntes de fase, para todos os casos, apresentaram baixos valores, mostrando a qualidade dos conversores e da modulação propostos.

4.2.3 Utilizando o motor de indução como carga

Substituiu-se, no ambiente do *software Powersim* a carga RL por um motor de indução de 1,5 cv de 4 pólos, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 4.9.

Tabela 4.9: Parâmetros do motor de indução utilizado nas simulações.

r_s (Ω)	r_s (Ω)	l_s (H)	l_m (H)	P	J (kg.m ²)	F
8,7	1,95	0,35	0,32	4	$0,33 \cdot 10^{-2}$	$0,14 \cdot 10^{-2}$

Na Fig. 4.14 está ilustrada a velocidade no eixo do motor alimentado pelo conversor NPC, cujo valor foi 1760 RPM. Desse modo, conclui-se que o escorregamento do motor é de aproximadamente 2,5%. Na Fig. 4.15, está ilustrado o conjugado eletromagnético desenvolvido na máquina. Vê-se que seu valor se aproxima dos 6 N.m teóricos. O conversor NPC

entregou a máquina aproximadamente 1105W de potência.

Figura 4.14: Velocidade do eixo do motor alimentado pelo conversor NPC.

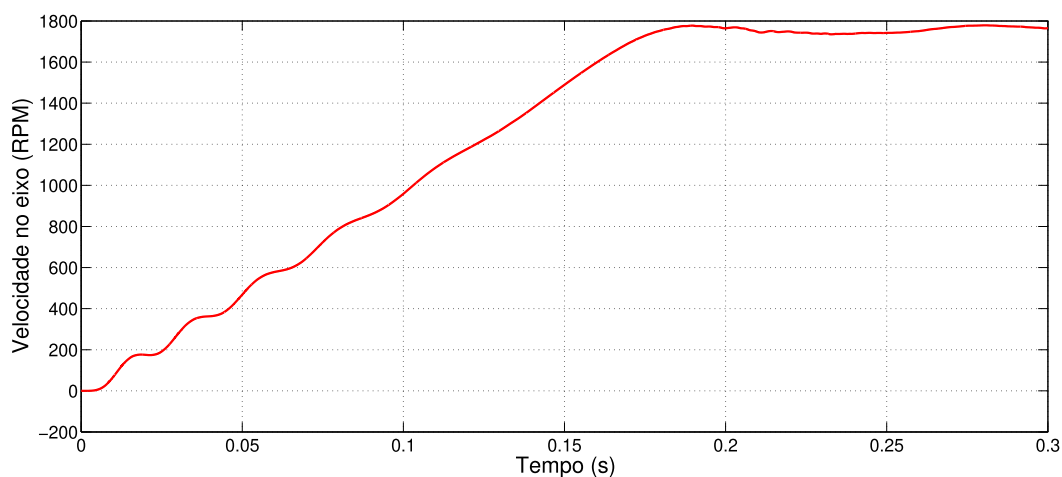
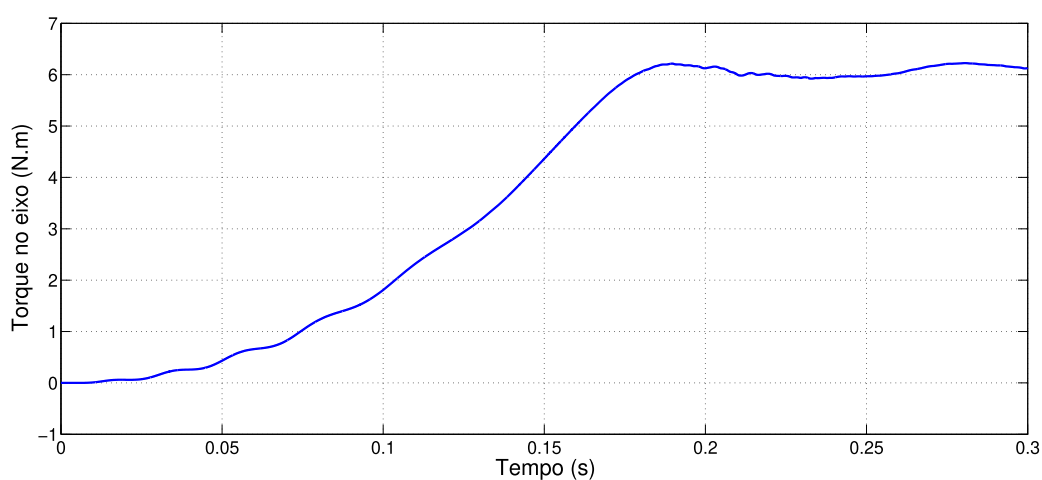


Figura 4.15: Torque desenvolvido pelo eixo do motor alimentado pelo conversor NPC.



Para o motor alimentado pelo conversor tipo-T, a Fig. 4.16 ilustra a velocidade no eixo do motor, cujo valor foi 1760 RPM. Desse modo, conclui-se que o escorregamento do motor é de aproximadamente 2,5%. Na Fig. 4.17, está ilustrado o conjugado eletromagnético desenvolvido na máquina. Vê-se que seu valor se aproxima dos 6 N.m teóricos. O conversor Tipo-T entregou a máquina aproximadamente 1105W de potência.

Figura 4.16: Velocidade do eixo do motor alimentado pelo conversor Tipo-T.

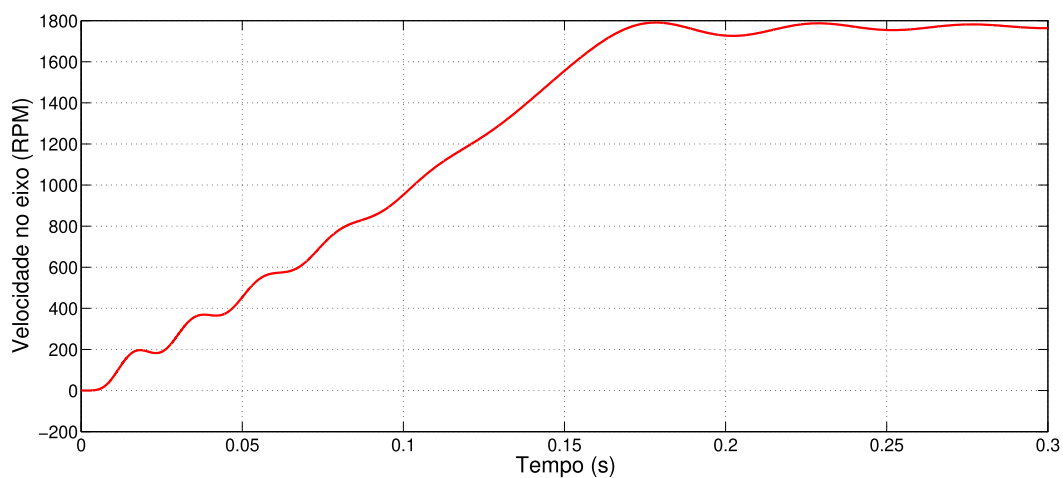
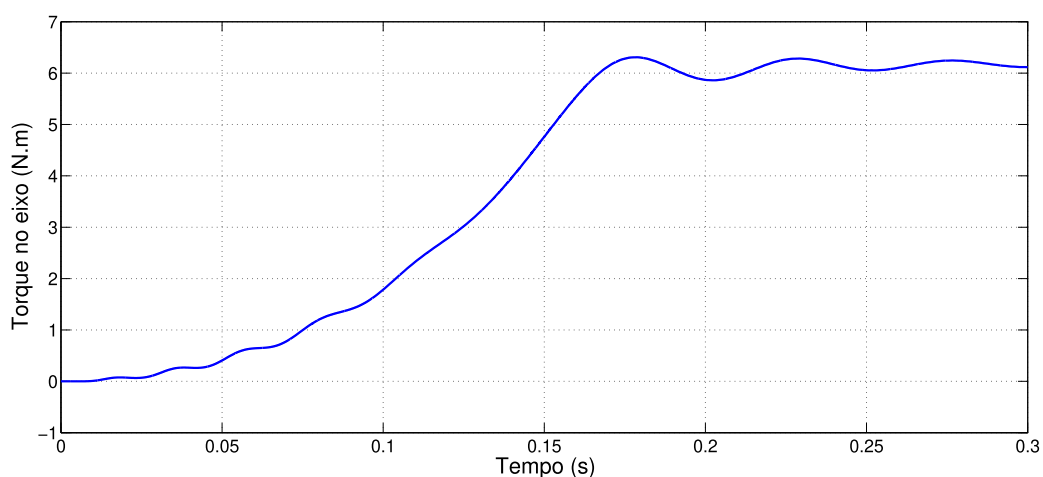


Figura 4.17: Torque desenvolvido pelo eixo do motor alimentado pelo conversor Tipo-T.



4.3 Resultados experimentais

De modo a validar os conceitos apresentados, foi montado, em laboratório, a estrutura do conversor NPC proposto utilizando uma bancada com módulos da Semikron SKM50GB123D e SKKD 60F17. Também, foi confeccionada em placa de circuito impresso a interface CA/CC formada pelos transformadores de alta frequência, retificadores de onda completa e *snubbers* como está ilustrado na Fig. 4.18. O DSP utilizado foi o TMS320F28335 da Texas Instruments e os *drivers* para acionar as chaves o SKHI 10/17R da Semikron.

Figura 4.18: Placa de circuito impresso da interface CA/CC do conversor proposto.



A bancada utilizada possui a limitação de que são necessários cabos flat relativamente longos para conexão entre os pinos de saída do DSP com os de gatilho das chaves e, portanto, frequências de chaveamento maiores que 20kHz carregam o perigo de perda e/ou atraso dos sinais PWM gerados. Outra limitação enfrentada é que, para a estrutura trifásica do conversor NPC proposto, são necessários 14 sinais PWM totais para a correta operação do mesmo: 4 sinais para os dois conversores Ponte Completa, 4 sinais para o gatilho dos dois *snubbers* e 6 sinais para os três braços do conversor NPC (juntamente com os 6 complementares). A bancada utilizada tinha disponível apenas 12 sinais (mais seus 12 complementares implementados por *hardware*). Desse modo, os resultados apresentados são para apenas um braço do conversor NPC. Os parâmetros para obtenção dos resultados experimentais são mostrados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10: Parâmetros para obtenção dos resultados experimentais.

Tensão de entrada	80V
Tensão de fase na carga	200V
Carga RL	200Ω e 7mH
Índice de modulação (m_a)	0,9
Frequência de chaveamento	15kHz
Frequência da onda senoidal na saída	60Hz

Na Fig. 4.19 estão ilustrados os sinais de gatilho das chaves q_{11} (em roxo) e q_{21} (em vermelho). Vê-se que o comportamento é semelhante ao ilustrado na Fig. 2.4. A ação dos sinais do *snubber* (em vermelho) está ilustrada na Fig. 4.20.

Figura 4.19: Sinais de gatilho das chaves q_{11} e q_{21} .

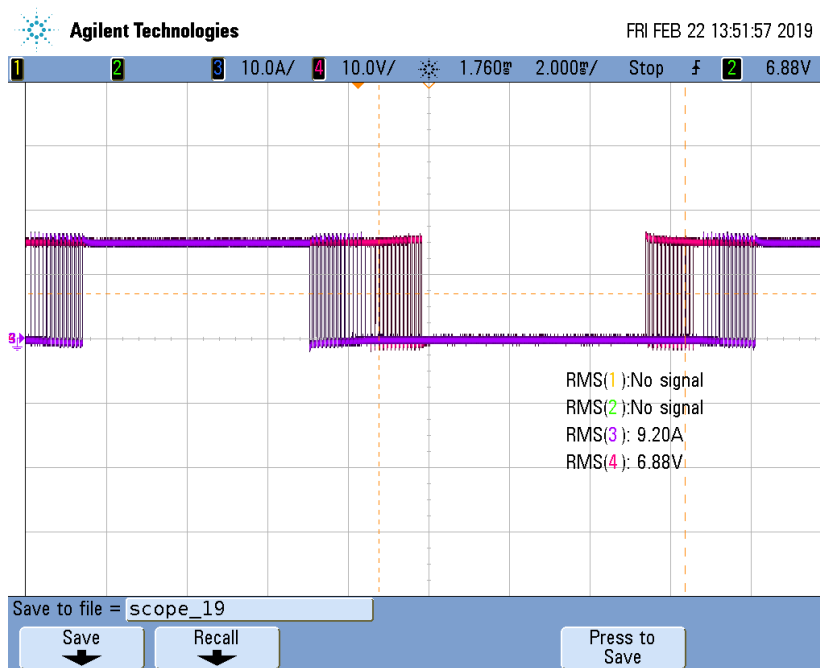
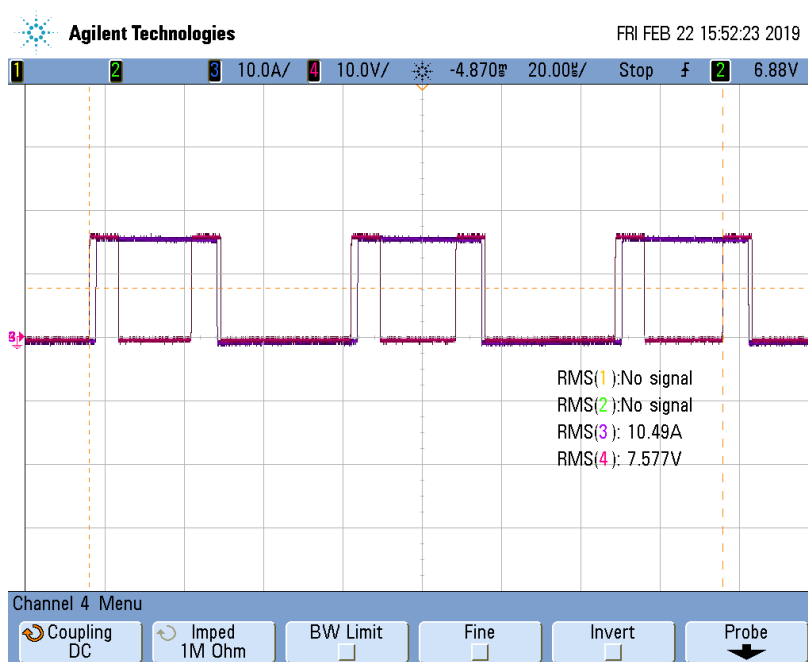


Figura 4.20: Ação do *snubber* no momento de transição de estado da chave q_{11} .



Na Fig. 4.21 está ilustrada a tensão de pólo obtida na carga. Percebe-se que possui 3

níveis e que a amplitude varia de -200 V a 200 V, como esperado. Na Fig. 4.22 está ilustrada a corrente na carga juntamente com a tensão de pólo. Percebe-se que a forma senoidal foi obtida.

Figura 4.21: Tensão de pólo obtida experimentalmente.

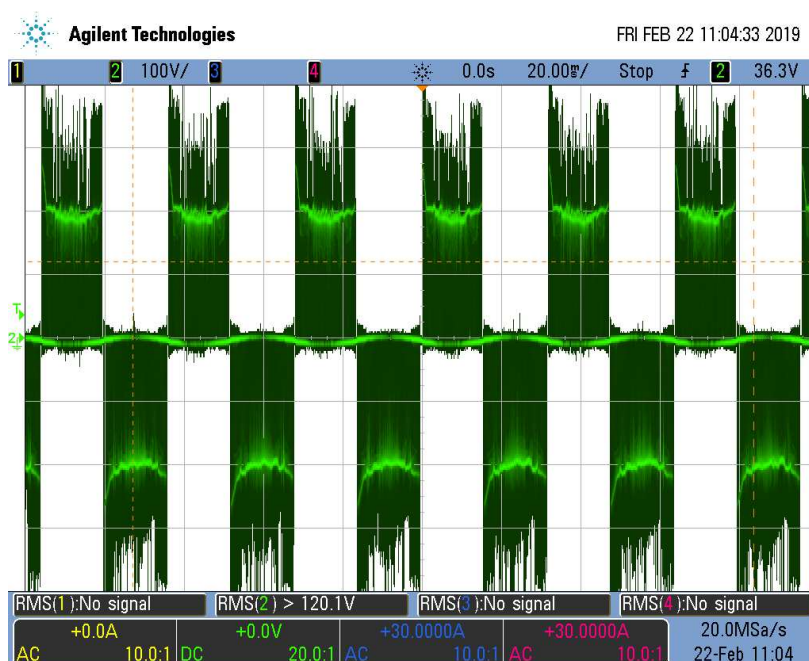
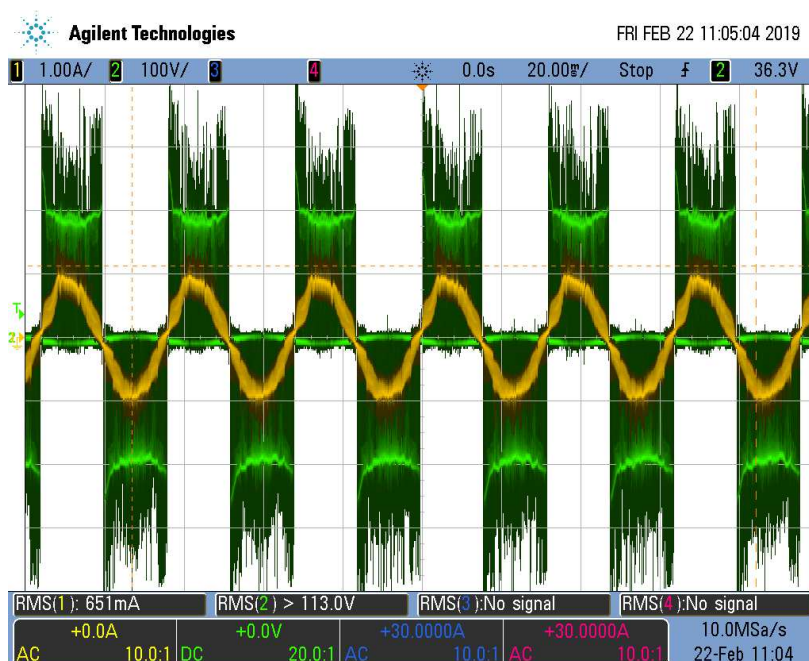


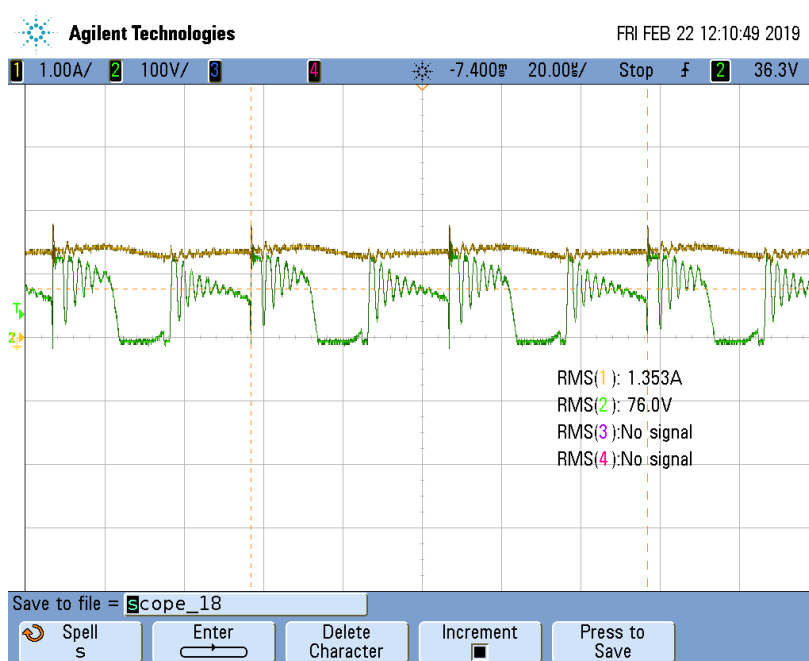
Figura 4.22: Corrente na carga obtida experimentalmente.



Um problema enfrentado foi que, ao aumentar-se a carga, observou-se uma distorção

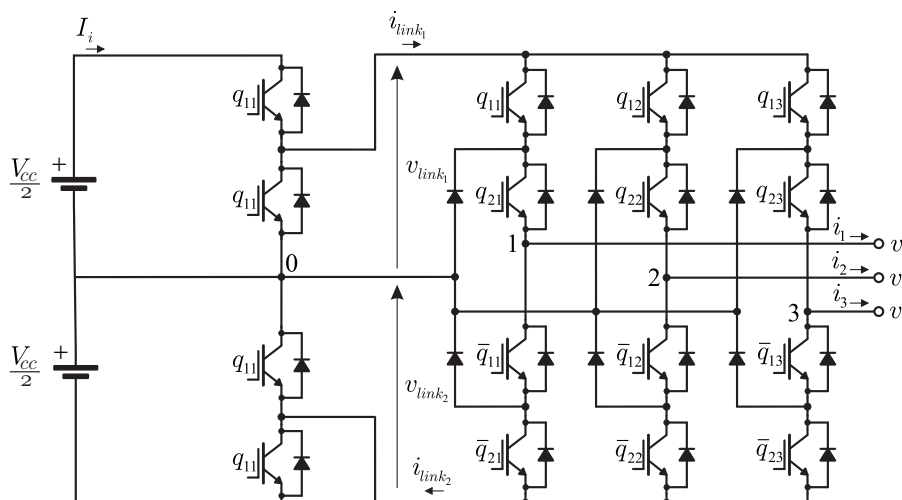
nos picos da corrente. Após investigação, observou-se a ocorrência de ressonância na tensão de pólo nesses pontos (Fig. 4.23), o que comprometeu a forma de onda da corrente vista. Suspeita-se que a causa sejam elementos parasitas introduzidos no sistema pelos fios de conexão utilizados na bancada.

Figura 4.23: Ressonância recorrente na tensão de pólo obtida experimentalmente.



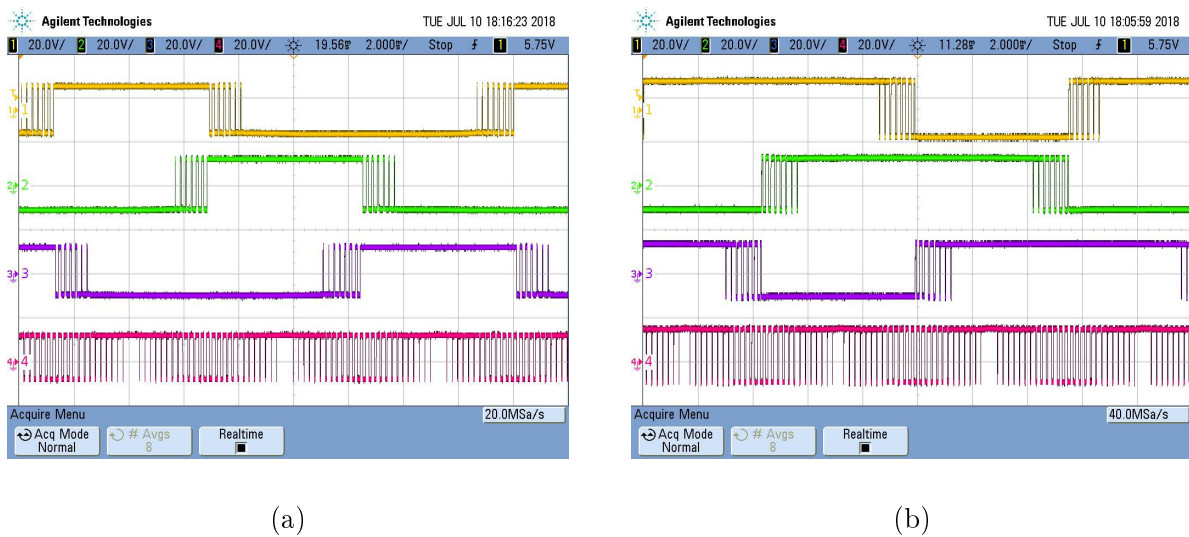
De modo a obter-se resultados experimentais para um sistema trifásico, retirou-se a interface CA/CC e substituiu-se por conversores de dois níveis para gerar o perfil de tensão pulsada no barramento CC do conversor CC/CA, como está ilustrado na Fig. 4.24.

Figura 4.24: Estrutura do conversor NPC proposto montado em laboratório.



Os componentes utilizados foram chaves SEMIKRON SK50MLI066, controladas por um DSP TMS320F28335 da Texas Instruments, interligado a placas de acionamento e sensores de corrente e de tensão. O protótipo montado operou com potência de 2kW, com tensão de entrada de 500V, índice de modulação de amplitude 0,9 e uma carga RL de 65Ω e 7mH ligada em estrela foi utilizada. A frequência de chaveamento de operação foi de 5kHz. Os sinais de gatilho das chaves obtidos podem ser vistos na Fig. 4.25. Vê-se que se trata do padrão apresentado na Fig. 2.4.

Figura 4.25: Sinais de gatilho gerados: (a) CH1: q_{11} , CH2: q_{12} , CH3: q_{13} e CH4: q_a (b) CH1: q_{21} , CH2: q_{22} , CH3: q_{23} e CH4: q_b .

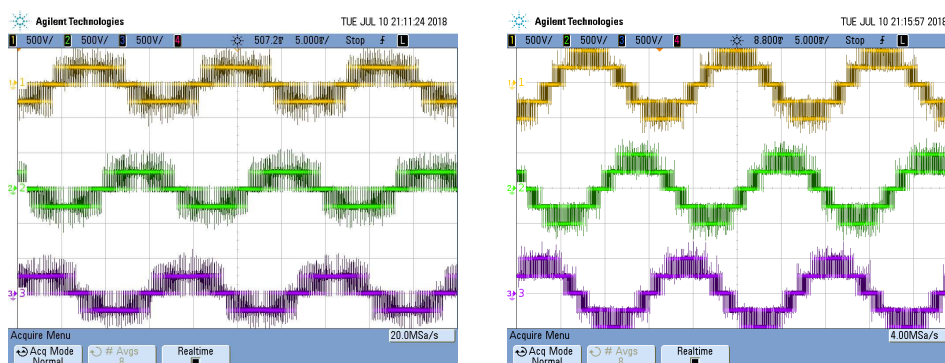


As tensões de pólo (três níveis), linha (cinco níveis) e fase (nove níveis) são mostradas na Fig. 4.26. Percebe-se que o número de níveis esperado está correto. As tensões do barramento CC de alta frequência, v_{link_1} e v_{link_2} , estão expostas na Fig. 4.27a e seus valores médios na Fig. 4.27b.

As correntes de fase para uma carga nominal (2kW) com uma frequência de chaveamento de 10kHz, índice de modulação de amplitude 0,9 e frequência fundamental de 60Hz podem ser vistas na Fig. 4.28. É possível observar a forma de onda senoidal com baixa distorção harmônica.

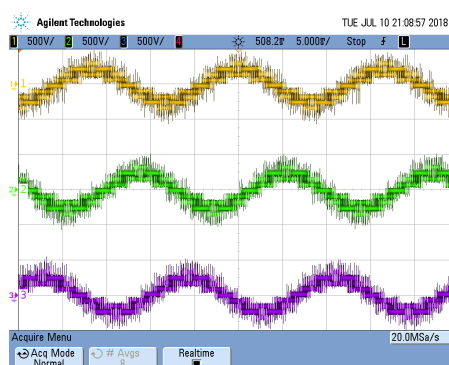
De modo a verificar a resposta do sistema a mudanças de velocidade de um motor de indução, a estratégia de controle Volt/Hertz foi implementada. Esse teste consiste em aplicar um degrau no índice de modulação e frequência CA ao mesmo tempo, mantendo a relação

Figura 4.26: Sinais de tensão de saída: (a) Pólo (CH1: v_{10} , CH2: v_{20} and CH3: v_{30}) (b) Linha (CH1: v_{12} , CH2: v_{23} and CH3: v_{31}) (c) Fase-neutro para uma carga ligada em Y (CH1: v_{1n} , CH2: v_{2n} and CH3: v_{3n}).



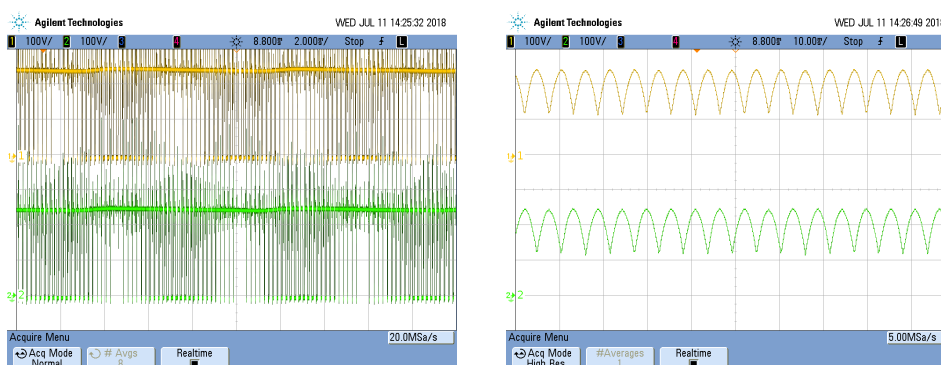
(a)

(b)



(c)

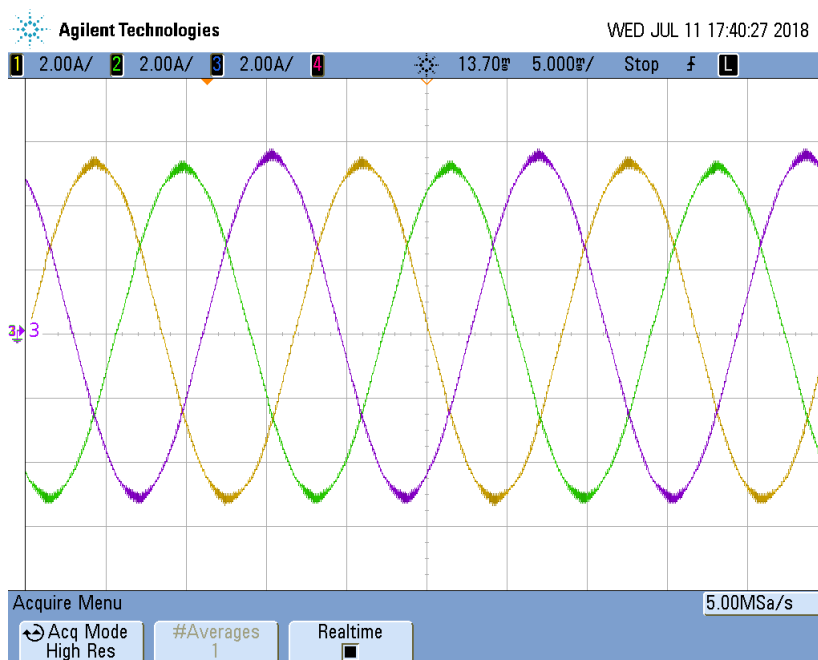
Figura 4.27: Tensões pulsadas nos barramentos CC de alta frequência: (a) v_{link1} e v_{link2} (b) valores médios de v_{link1} e v_{link2} .



(a)

(b)

Figura 4.28: Correntes de saída para carga nominal, $f_s = 10\text{kHz}$ e $m_a = 1$ a 60Hz.



entre os dois constante. Na Fig. 4.29 é ilustrado, inicialmente, as correntes produzidas para um índice de modulação era 0,9 e a frequência CA 60Hz. Então, um degrau é aplicado diminuindo o índice de modulação para 0,45 e a frequência CA para 30Hz. Percebe-se que a resposta é rapidamente regenerativa.

Figura 4.29: Correntes de fase de saída: (a) comportamento *step-down* de $m_a = 1$ a 60Hz para $m_a = 0.5$ a 30Hz and (b) comportamento *step-up* de $m_a = 0.5$ a 30Hz para $m_a = 1$ at 60Hz.



(a)

(b)

5

CONCLUSÕES

Foram propostas topologias de conversores CC/CA multiníveis, sem capacitor eletrolítico no barramento, objetivando o aumento da vida útil do equipamento. Juntamente a essas novas configurações, estratégias de PWM inéditas foram apresentadas e, a partir de resultados de simulação, foi possível observar a melhora, em termos de perdas por chaveamento, face às técnicas tradicionais.

Por meio de simulações computacionais, pôde-se verificar as operações dos conversores propostos, em que obteve-se resultados satisfatórios em termos de perdas por chaveamento, eficiência e distorção harmônica nas correntes produzidas. Em termos experimentais, os resultados foram aquém do esperado, mas razoáveis para validar a apresentação teórica. Algumas limitações enfrentadas durante a execução deste trabalho, que resultaram em resultados experimentais com qualidade abaixo da esperada, foram: ausência de um protótipo experimental mais robusto, quantidade insuficiente de sinais *PWM* que puderam ser gerados pelo *DSP* utilizado, não modelagem do transformador de alta frequência, entre outras.

Desse modo, esse estudo contribuiu para o início da investigação acerca de topologias de conversores multiníveis sem a utilização de capacitores eletrolíticos em seus barramentos.

5.1 Trabalhos futuros

Como parte do estudo desenvolvido, alguns aprimoramentos, resultados e novos estudos foram elegidos como trabalhos a serem realizados. São estes:

- Expansão da apresentação teórica da operação dos conversores propostos para n níveis;
- Resultados experimentais para a topologia baseada no conversor Tipo-T;
- Comparação do desempenho das topologias propostas face às configurações tradicionais de conversores aplicados ao bombeamento fotovoltaico;
- Propor novas topologias utilizando chaves bi-direcionais no retificador de onda completa, tornando os conversores capazes de processar potência nos dois sentidos;
- Implementação de estratégias de controle de malha fechada para os conversores propostos.

5.2 Produção científica

Como parte do estudo realizado, foram publicados ou aceitos artigos em congressos internacionais:

- "High-Frequency Pulsating DC-Link Three-Phase Multilevel NPC Inverter Without Electrolytic Capacitor"
Autores: Dutra, A. do E.; Vitorino, M. A.; Sousa, R. P. R. de; Corrêa, M. B. de R.; Santos, G. G. dos.
Publicado em: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2018 IEEE, Sept. 2018.
- "DC-AC Multilevel T-Type Isolated Three-Phase Indirect Matrix Inverter"
Autores: Dutra, A. do E.; Vitorino, M. A.; Corrêa, M. B. de R.
Aceito em: European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2019 IEEE, Sept. 2019.

6

Agradecimentos

Agradeço ao Pai Celestial pelas inspirações concedidas durante a execução deste trabalho.

Agradeço a meus pais, José Ailton e Margareth, por não medirem esforços e tempo em me dar uma boa educação, amor e terem investido em meu futuro profissional. Por também apoiarem meus sonhos.

Agradeço a minha esposa, Guaíra, que foi minha companheira durante todo esse percurso, dando-me força e me fazendo enxergar meu potencial. E também pela paciência nesse período de abdições.

Agradeço aos meus orientadores deste trabalho, Profs. Drs. Maurício Corrêa e Montê Vitorino, por me fornecerem auxílio na minha formação científica de nível mais alto. Também, pela paciência com os erros cometidos.

Agradeço aos colegas do LEIAM pela convivência e aprendizado. Em especial a Bruna Gherke, Diego Bueno, Itaiara Carvalho, João André Oliveira, Maxsuel Cunha, Nayara Santos, Reuben Sousa e Ruan Gomes pelo companheirismo e ajuda nos momentos em que precisei.

Agradeço também aos servidores que fazem parte da Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica por todos os momentos em que precisei sanar dúvidas e ajuda com processos burocráticos.

Agradeço à Capes pelo auxílio financeiro para execução desta pesquisa.

Referências Bibliográficas

- Alves, L. F. S. (2018) Inversor Trifásico Sem Barramento CC Aplicado ao Bombeamento Fotovoltaico, Dissert. de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Brasil.
- Chergui, M. e Benaissa, M. (2015) Strategy photovoltaic pumping system in scattered area, 2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp. 283–286.
- Huang, R. e Mazumder, S. K. (2008) A novel soft-switching scheme for an isolated dc/dc converter with pulsating dc output for a three-phase high-frequency-link pwm converter, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 1–9.
- Huang, R. e Mazumder, S. K. (2009a) A soft-switching scheme for an isolated dc/dc converter with pulsating dc output for a three-phase high-frequency-link pwm converter, IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 2276–2288.
- Huang, R. e Mazumder, S. K. (2009b) Soft switching schemes for multiphase dc/dc converter with six-pulse modulated pulsating output, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 853–860.
- Hurley, W. G. e Wolfe, W. H. (2013) Transformers and Inductors for Power Electronics - Theory, Design and Applications, John Wiley and Sons Ltd., 1^o edic..
- Intertechnology, V. (2018) Engineering solutions aluminum capacitors in power supplies, Rel. Téc..
- Jacobina, C. B. (2018) Modelo da maquina de corrente alternada trifasica de polos lisos, Notas de aula.
- Kolhe, M.; Joshi, J. e Kothari, D. P. (2004) Performance analysis of a directly coupled photovoltaic water-pumping system, IEEE Transactions on Energy Conversion, **19**(3):613–618.
- Kummari, N.; Chakraborty, S. e Chattopadhyay, S. (2018) An isolated high-frequency link

- microinverter operated with secondary-side modulation for efficiency improvement, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **33**(3):2187–2200.
- Mariem, K.; Arbi, K. M.; Mouldi, B. F. e Habib, R. (2014) Modeling and simulation of photovoltaic water pumping system, 2014 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM).
- Moonem, M. A. e Krishnaswami, H. (2012) Analysis of dual active bridge based power electronic transformer as a three-phase inverter, 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 238–243.
- Mudlapur, A.; Ramana, V. V.; Damodaran, R. V.; Balasubramanian, V. e Mishra, S. (2018) Effect of partial shading on pv fed induction motor water pumping systems, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 1–10.
- Pinho, J. T. e Galdino, M. A. (2014) Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos, CEPEL - CRESESB.
- Prasanna, U. R. e Rathore, A. K. (2014) Dual three-pulse modulation-based high-frequency pulsating dc link two-stage three-phase inverter for electric/hybrid/ fuel cell vehicles applications, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, **2**(3):477–486.
- Prasanna, U. R.; Rathore, A. K. e Chakraborty, C. (2013) High-frequency three-phase inverter employing new six-pulse-modulation (spm) technique for rural electrification/micro-grid/ders/evs, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1585–1590.
- Pushpraj, N.; Gupta, N.; Gupta, V. e Mulla, M. A. (2017) Solar energy harvesting for irrigation water pumping system, 2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI), pp. 1398–1402.
- Rahnamaee, A. e Mazumder, S. K. (2014) A soft-switched hybrid-modulation scheme for a capacitor-less three-phase pulsating-dc-link inverter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **29**(8):3893–3906.
- Rodriguez, J.; Franquelo, L. G.; Kouro, S.; León, J. I.; Portillo, R. C.; Prats, M. n. M. e Pérez, M. A. (2009) Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications, *Proceedings of the IEEE*, **97**(11):1786–1817.

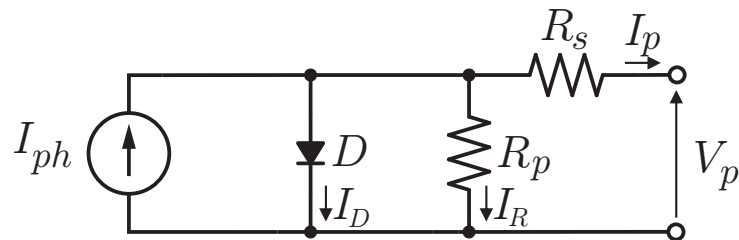
- Schweizer, M. e Kolar, J. W. (2013) Design and implementation of a highly efficient three-level t-type converter for low-voltage applications, *IEEE Transactions On Power Electronics*, **28**(2):899–907.
- Spanik, M. F. P. e Kanovsky, A. (2014) Life time of the electrolytic capacitors in power applications, 2014 ELEKTRO, pp. 233–238.
- Taufik, A. O.; Anwari, M. e Taufik, M. (2009) Modeling and simulation of photovoltaic water pumping system, 2009 Third Asia International Conference on Modelling Simulation, pp. 497–502.
- Vitorino, M. A.; Alves, L. F. S.; Silva, t. R. F. M. P. d.; Corrêa, M. B. R. e Santos, G. G. d. (2017) High-frequency pulsating dc-link three-phase inverter without electrolytic capacitor, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 3456–3461.
- Vongmanee, V. (2004) The photovoltaic pumping system using a variable speed single phase induction motor drive controlled by field oriented principle, *The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, **2**:1185–1188.

A

A.1 Sistemas fotovoltaicos

Os painéis solares são formados por um conjunto de células fotovoltaicas constituídas de silício e quartzo (SiO_2). Ao incidir luz sobre as células, a partir do efeito fotovoltaico, há geração de potência elétrica. O modelo da célula pode ser visto na Fig. A.1.

Figura A.1: Modelo da célula fotovoltaica.



Para este modelo, I_{ph} representa a corrente gerada para uma dada incidência sobre a célula. Como a célula é composta de silício, o mesmo se comportará como um diodo que é percorrido por uma corrente I_D que depende da tensão V_p nos terminais do gerador. Existe uma queda de tensão na célula até o contato exterior, representada por uma resistência série R_s e, também, há corrente de fuga, representada pela resistência em paralelo R_p .

A corrente no terminal exterior da célula é dada por:

$$I_p = I_{ph} - I_D - I_R \quad (\text{A.1})$$

em que:

$$I_D = I_O \left(\exp \left(\frac{V_p + R_s I_p}{m V_t} \right) - 1 \right) \quad (\text{A.2})$$

onde I_O é a corrente máxima reversa de saturação do diodo, m é o fator de idealidade do diodo, V_t é o potencial térmico dado por $V_t = \frac{kT}{q}$ sendo k a constante de Boltzman ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ J/K), T é a temperatura absoluta em K e q é a carga do elétron ($q = 1,6 \times 10^{-19}$ C).

Tem-se, também:

$$I_R = \frac{V_p + R_s I_p}{R_p} \quad (\text{A.3})$$

Desse modo, substituindo-se as expressões (1.2) e (1.3) na expressão (1.1), encontra-se:

$$I_p = I_{ph} - I_O \left(\exp \left(\frac{V_p + R_s I_p}{m V_t} \right) - 1 \right) - \frac{V_p + R_s I_p}{R_p} \quad (\text{A.4})$$

Para representação matemática do painel, é necessário considerar um conjunto de células em série e paralelo. Assim, para um painel, a equação (1.4) torna-se:

$$I_p = I'_{ph} - I'_O \left(\exp \left(\frac{V_p + R'_s I_p}{m' V_t} \right) - 1 \right) - \frac{V_p + R'_s I_p}{R'_p} \quad (\text{A.5})$$

em que $I'_{ph} = N_p I_{ph}$, $I'_O = N_p I_O$, $m' = N_s m$, $R'_s = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) R_s$, $R'_p = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) R_p$ e N_s e N_p são, respectivamente, o número de células em série e paralelo existentes no painel.

A.1.1 Associação de painéis fotovoltaicos

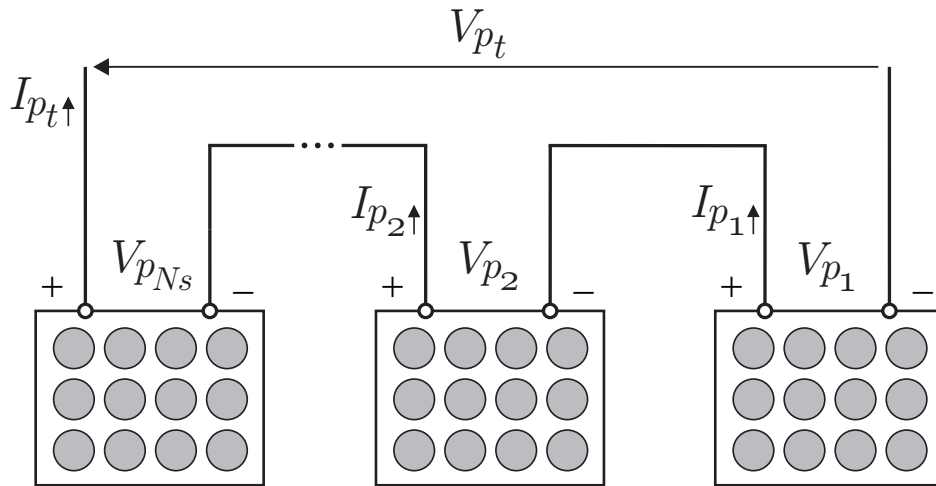
Em cada painel solar é indicado a potência máxima capaz de ser gerada em condições padrão de teste (irradiação incidente de 1000 W/m² e temperatura de 25°C). Comercialmente, no Brasil, são encontrados, geralmente, painéis de 10W até 330W. Caso a aplicação pretendida

exija potências maiores que dessa faixa, associa-se os painéis em série e/ou paralelo de modo a obter-se a potência desejada.

A ligação em série é feita conectando-se o terminal positivo de um módulo ao terminal negativo do outro e assim sucessivamente (Fig. A.2). Desse modo, a tensão resultante do conjunto é a soma das tensões de cada um dos N_s painéis ligados em série:

$$V_{p_t} = V_{p_1} + V_{p_2} + \dots + V_{p_{N_s}} \quad (\text{A.6})$$

Figura A.2: Associação de painéis fotovoltaicos em série.



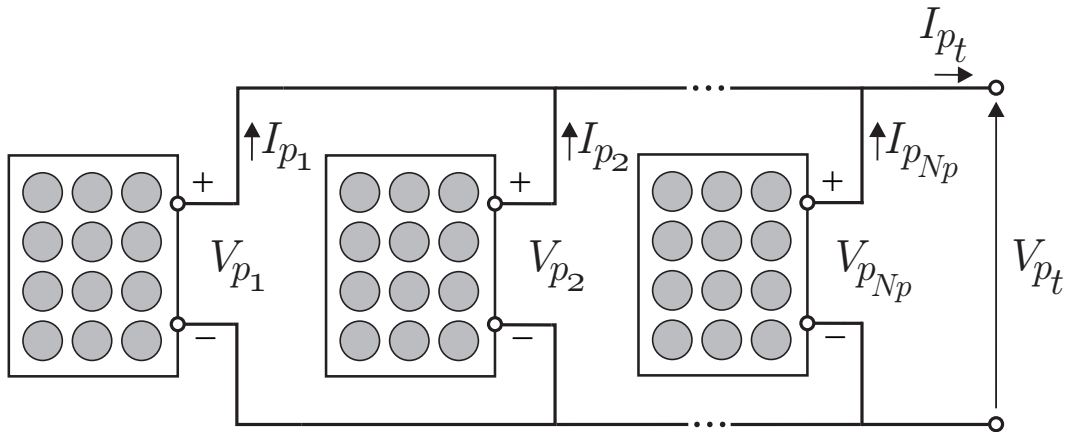
Caso os módulos sejam iguais e o par temperatura-irradiância seja o mesmo para todos, a corrente de saída para o arranjo dos N_s painéis ligados em série é igual a corrente de cada painel individualmente:

$$I_{p_t} = I_{p_1} = I_{p_2} = \dots = I_{p_{N_s}} \quad (\text{A.7})$$

A ligação em paralelo é feita conectando-se o terminal positivo de um módulo ao terminal positivo do outro e o terminal de negativo do primeiro com o terminal negativo do segundo e assim sucessivamente (Fig. A.3). Desse modo, caso o par temperatura-irradiância seja o mesmo para todos os painéis, a tensão de saída para um arranjo de N_p painéis ligados em paralelo é igual a tensão de um painel do arranjo:

$$V_{p_t} = V_{p_1} = V_{p_2} = \dots = V_{p_{N_p}} \quad (\text{A.8})$$

Figura A.3: Associação de painéis fotovoltaicos em paralelo.



A corrente de saída para o arranjo dos N_p painéis ligados em paralelo é a soma das correntes individuais geradas por cada painel do arranjo:

$$I_{p_t} = I_{p_1} + I_{p_2} + \dots + I_{p_{N_p}} \quad (\text{A.9})$$

De um modo geral, para uma associação de N_s painéis em série e N_p painéis em paralelo iguais, tem-se

$$V_{p_t} = N_s \times V_{p_1} \quad (\text{A.10})$$

$$I_{p_t} = N_p \times I_{p_1} \quad (\text{A.11})$$

Alguns fatores que influenciam na produção de potência elétrica pelo painel são: temperatura de operação, irradiância incidente e sombreamento. Desse modo, é importante sempre instalá-los onde a geração de potência seja otimizada.

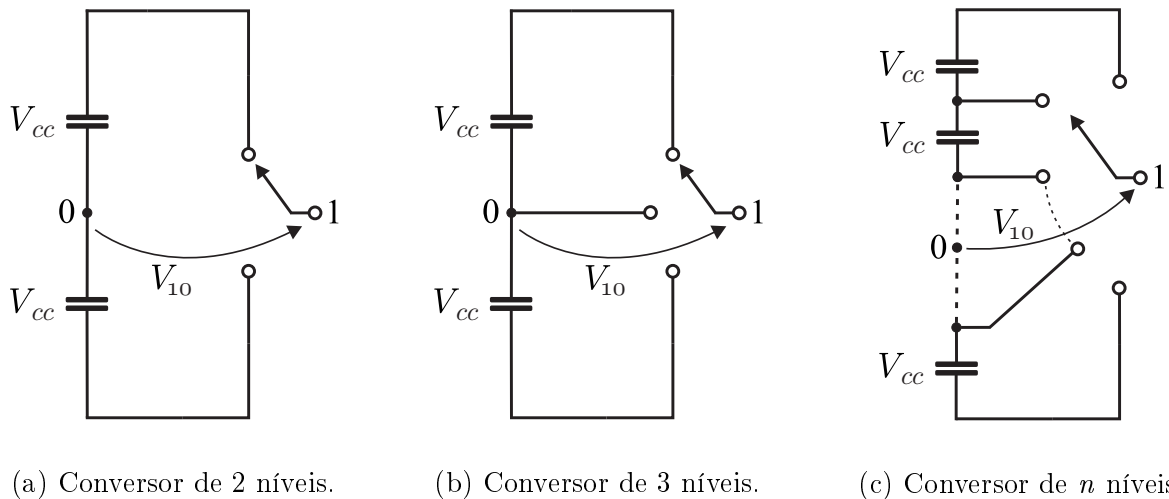
A.2 Inversores multiníveis

Como o próprio nome sugere, os inversores multiníveis consistem em topologias que conseguem sintetizar, em sua saída, tensões de fase e linha com múltiplos níveis. O desenvolvimento de estruturas multinível vem da necessidade de manter a qualidade da energia gerada

especialmente em aplicações de alta potência utilizando chaves semicondutoras de custo baixo. Contudo, a medida que as estruturas dos conversores ficam mais complexas, consequentemente, a estratégia de controle também é dificultada. Esses conversores são formados por um conjunto de dispositivos semicondutores e fontes capacitivas que, mediante controle das chaves, sintetiza em sua saída tensões (ou correntes) com amplitude, fase e frequência ajustáveis. A forma de onda em níveis é gerada selecionando os diferentes níveis de tensão a partir da conexão entre a carga e a fonte capacitiva. (Rodríguez, Franquelo, Kouro, León, Portillo, Prats e Pérez, 2009)

O número de níveis é definido pelo número de constantes de tensões disponíveis que podem ser gerados entre a ligação do terminal de saída e um nó de referência no conversor. Tipicamente, este nó é o do barramento CC de entrada do inversor denotado por 0. A Fig. A.4 ilustra um esquema simplificado do funcionamento dos conversores multiníveis. As tensões entre a carga e o ponto central 0 são denominadas tensões de pólo e denotadas por V_{10} , V_{20} e V_{30} . No caso da Fig. A.4a, o número de níveis possíveis de V_{10} são dois: $+V_{CC}$ ou $-V_{CC}$. Já para a estrutura na Fig. A.4b, V_{10} pode assumir três níveis: $+V_{CC}$, 0 ou $-V_{CC}$. Desejando-se obter tensões de pólo com n_p níveis, a Fig. A.4c ilustra esse caso geral.

Figura A.4: Braços de conversores multiníveis.



Para um conversor multinível trifásico, o número de níveis nas tensões de linha na carga (V_{12} , V_{23} e V_{31}) é dado por:

$$n_l = 2n_p - 1 \quad (\text{A.12})$$

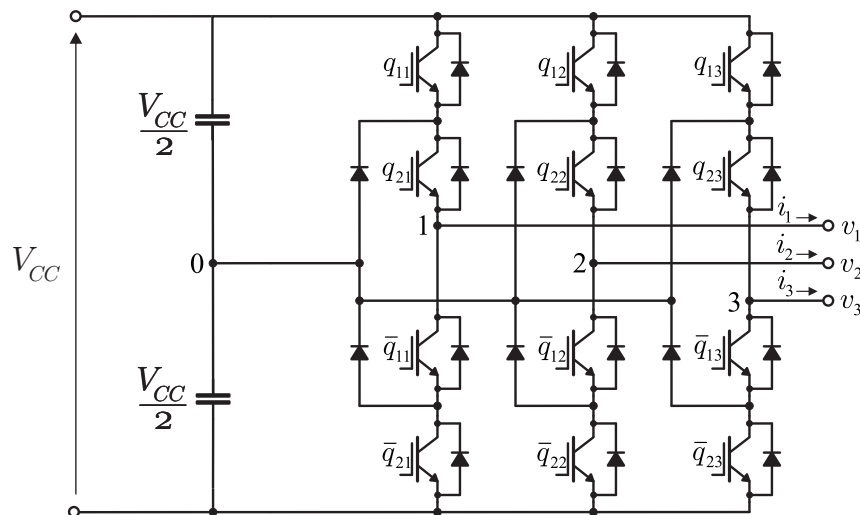
Já o número de níveis das tensões de fase na carga (V_{1N} , V_{2N} e V_{3N}) é obtido:

$$n_f = 2n_l - 1 \quad (\text{A.13})$$

Algumas topologias de conversores multiníveis foram consolidadas e são utilizadas hoje em dia para diversas aplicações. Entre elas, pode-se destacar as seguintes configurações: Neutro Grampeado (*Neutral Point Clamped* - NPC), Capacitor Flutuante (*Flying Capacitor* - FC) e Ponte-H em Cascata (*Cascaded H-Bridge* - CHB). Para fins de base deste trabalho, apenas a topologia NPC será explorada como também sua variante NPC Tipo-T (*T-Type NPC Inverter*).

A configuração NPC de três níveis de tensão de pólo pode ser vista na Fig. A.5. É composta de três braços com quatro chaves em cada um. Os diodos em paralelo em cada braço são usados para gerar o ponto central do barramento, $\mathbf{0}$, dividindo-o em dois. Assim, as chaves tem que apenas bloquear metade da tensão total do conversor. Também, o ponto central $\mathbf{0}$ é responsável por sintetizar o nível de tensão zero na saída.

Figura A.5: Inversor com neutro grampeado.



As chaves são representadas por q_{ij} onde i representa chave superior (1) ou inferior (2) e j a fase correspondente ao braço (1, 2 ou 3). Os dispositivos semicondutores são acionados

por estratégia PWM. As chaves $\overline{q_{ij}}$ são acionadas pelo sinal complementar enviado a q_{ij} . Para o NPC, a modulação PWM clássica é a de nível deslocado (*Level Shifted PWM*). Essa estratégia consiste na comparação entre as senóides de referência de cada fase (V_{ref1} , V_{ref2} e V_{ref3}) com duas portadoras em fase (V_{tri1} e V_{tri2}), uma com amplitude de 0 a 1 e a outra de -1 a 0. Na Fig. A.6 está ilustrada a técnica descrita. Os sinais resultantes das comparações das referências com V_{tri1} acionam as chaves superiores (q_{1j}) e os sinais resultantes das comparações das referências com $-V_{tri2}$ acionam as chaves inferiores (q_{2j}). Na Fig. A.7 estão ilustrados, como exemplo, os sinais de acionamento q_{11} e q_{21} resultantes da comparação de V_{ref1} com V_{tri1} e V_{tri2} . Também pode-se acionar as chaves dos braços defasando-se V_{tri2} 180° em relação a V_{tri1} . Essa segunda técnica é denominada nível deslocado oposto (*Level Shifted Opposite PWM*).

Figura A.6: Técnica *Level-Shifted PWM*.

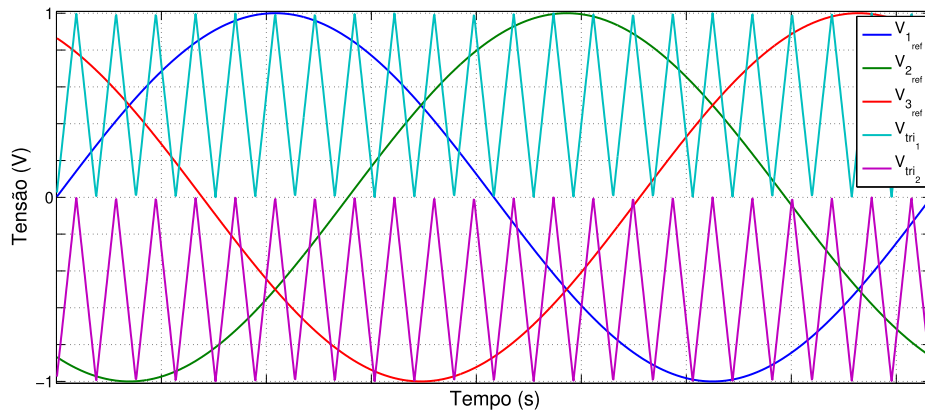
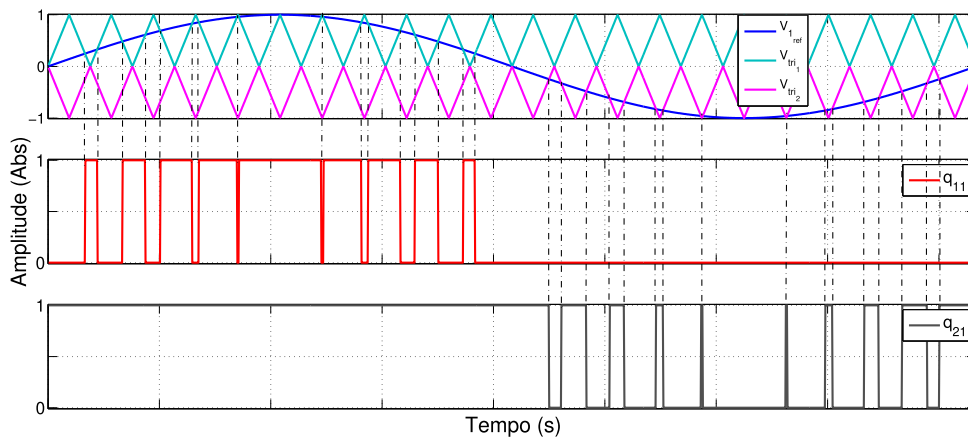
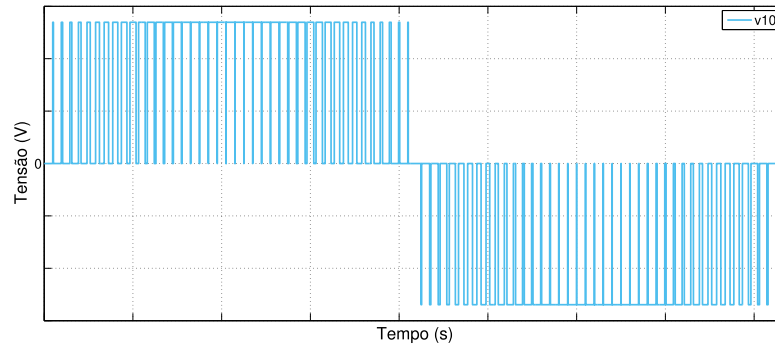


Figura A.7: Geração dos sinais de acionamento q_{11} e q_{21} .

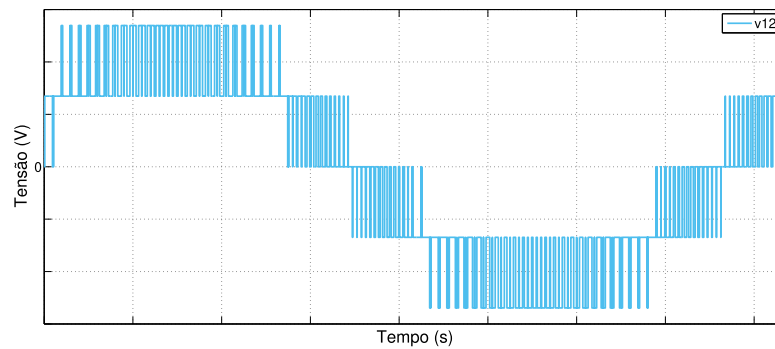


Para esse caso do NPC de três níveis de tensão de pólo ($n_p = 3$), utilizando-se das expressões (1.12) e (1.13), tem-se como resultado 5 níveis na tensão de linha ($n_l = 5$) e 9 níveis na tensão de fase ($n_f = 9$) para uma carga em Y. Na Fig. A.8 estão ilustradas as tensões de pólo, linha e fase para este conversor.

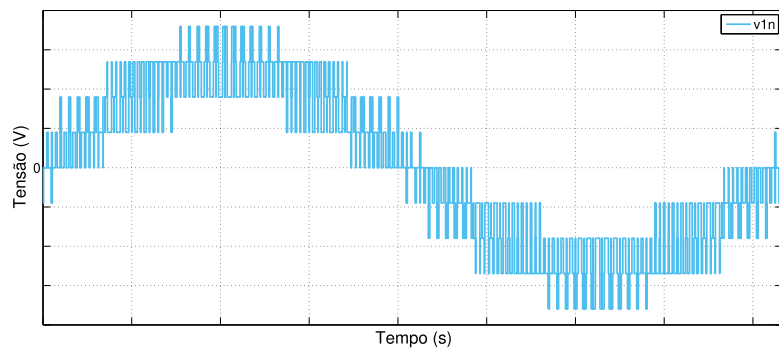
Figura A.8: Tensões produzidas pelo conversor NPC.



(a) Tensão de pólo.



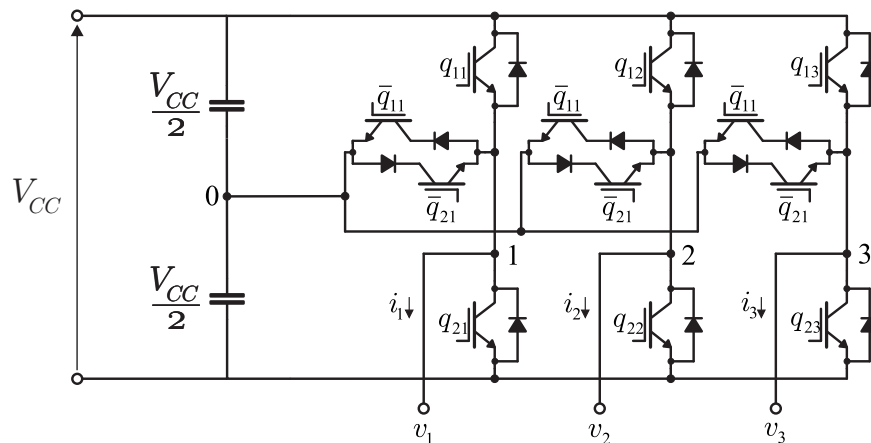
(b) Tensão de linha.



(c) Tensão de fase.

A topologia multinível Tipo-T foi desenvolvida adicionando-se aos braços do inversor de dois níveis chaves bidirecionais no ponto $\mathbf{0}$, de modo a obter-se o nível de tensão zero na saída do conversor. Essa configuração é mostrada na Fig. A.9. A tensão que as chaves \bar{q}_{ij} tem que bloquear é metade do valor para as chaves q_{ij} . Isso implica uma vantagem visto que dispositivos semicondutores de custo menor podem ser utilizados para o segmento bidirecional. Além disso, a tensão de bloqueio reduzida na chave bidirecional diminui as perdas por comutação. (Schweizer e Kolar, 2013) As técnicas *PWM* para esse conversor são as mesmas às apresentadas para o NPC clássico e as formas de onda na saída são as mesmas ilustradas na Fig. A.8 para uma carga em Y.

Figura A.9: Inversor tipo-T.



A.3 Máquina de indução

Máquinas elétricas são dispositivos capazes de converter energia elétrica em mecânica (motores) ou energia mecânica em elétrica (geradores). Os motores elétricos são classificados em dois grandes grupos: de corrente contínua (CC) ou de corrente alternada (CA). Neste trabalho, será utilizado uma máquina CA (motor de indução) como carga a ser alimentada pelo conversor.

O motor de indução (ou máquina assíncrona) é o mais utilizado na indústria. Algumas vantagens desse dispositivo são: baixo custo de aquisição e manutenção, torque de partida não nulo, robustez e faixa de potência disponível de 0,25 até 30.000HP. Algumas desvantagens desse equipamento são: difícil controle da velocidade, corrente de partida elevada e fator de potência baixo e sempre indutivo.

A parte fixa do motor, chamada estator, é alimentada com correntes senoidais trifásicas e equilibradas. O aspecto de construção do motor permite com que um campo magnético girante se instaure entre as bobinas do estator, induzindo nas bobinas do rotor (parte livre da máquina), tensões alternadas. Devido a diferença de velocidade de rotação do campo girante e do rotor, esse motor é chamado de assíncrono.

Em termos de controle de velocidade da máquina, é necessário conhecer as equações que regem o comportamento dinâmico do motor de indução. Será apresentado, a seguir, o modelo matemático que descreve as máquinas de corrente alternada no geral e a aplicação dessas equações no caso do motor de indução.

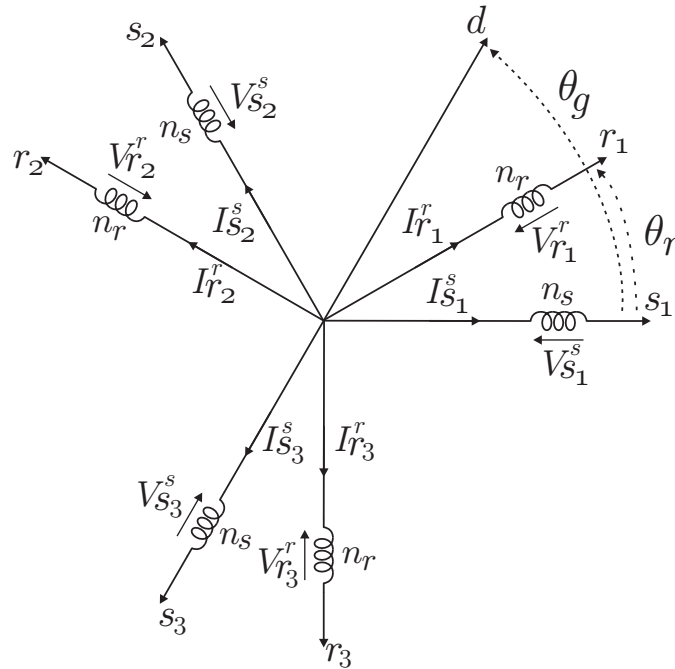
A.3.1 Modelo matemático geral das máquinas de corrente alternada

A dedução aqui exposta pode ser encontrada em (Jacobina, 2018). Nas equações matemáticas que representam a operação de uma máquina CA, é levado em conta os seguintes aspectos:

- Máquina simétrica trifásica composta por três fases idênticas no estator (s_1 , s_2 e s_3) e três fases idênticas no rotor (r_1 , r_2 e r_3);
- Ângulos elétricos entre as bobinas do estator e rotor de $2\pi/3$ radianos;
- Correntes positivas criam fluxos positivos no sentido do eixo;
- Convenção receptor;
- Máquina bipolar: número de par de pólos $P = 1$ (para a máquina multipolar $\theta_r = P\theta_m$);
- Distribuição senoidal do fluxo magnético;
- Entreferro constante: máquina a pólos lisos;
- Máquina não-saturada: coenergia (W') igual a energia (W).

Na Fig. A.10 é representada a máquina de indução trifásica com três bobinas no estator defasadas entre si de $2\pi/3$ radianos e três bobinas no rotor também defasadas entre si de $2\pi/3$ radianos.

Figura A.10: Modelo da máquina de corrente alternada.



Tem-se as seguintes notações:

- $v_s^s, v_r^r, i_s^s, i_r^r, \lambda_s^s$ e λ_r^r : tensões, correntes e fluxos nas bobinas do estator e rotor, respectivamente. O expoente s e r indica o referencial utilizado: s para estator e r para rotor;
- L_s e L_r : indutâncias próprias do estator e rotor, respectivamente. Para a dedução aqui apresentada, considera-se $L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = L_s$ e $L_{r1} = L_{r2} = L_{r3} = L_r$;
- M_s e M_r : indutância mútua entre duas bobinas do estator e entre duas bobinas do rotor, respectivamente. Para a dedução aqui apresentada, considera-se $M_{s12} = M_{s23} = M_{s31} = M_s$ e $M_{r12} = M_{r23} = M_{r31} = M_r$;
- $M_{sr} \cos(\theta_i)$ e $M_{rs} \cos(\theta_i)$: indutâncias mútuas entre uma bobina do estator e rotor ou entre uma bobina do rotor e estator, respectivamente. Para a dedução aqui apresentada, considera-se $M_{sr} = M_{rs}$;

- R_s e R_r : resistências de uma bobina do estator e de uma do rotor, respectivamente. Para a dedução aqui apresentada, considera-se $R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = R_s$ e $R_{r1} = R_{r2} = R_{r3} = R_r$.

Expressões dos Fluxos

Para o caso da máquina não saturada, o fluxo total em uma bobina do rotor ou estator é dado pela soma dos fluxos parciais:

$$\lambda_{s1}^s = L_s i_{s1}^s + M_s i_{s2}^s + M_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r1}^r + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{r2}^r + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{r3}^r \quad (\text{A.14})$$

$$\lambda_{s2}^s = M_s i_{s1}^s + L_s i_{s2}^s + M_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{r1}^r + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r2}^r + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{r3}^r \quad (\text{A.15})$$

$$\lambda_{s3}^s = M_s i_{s1}^s + M_s i_{s2}^s + L_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{r1}^r + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{r2}^r + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r3}^r \quad (\text{A.16})$$

$$\lambda_{r1}^r = L_r i_{r1}^r + M_r i_{r2}^r + M_r i_{r3}^r + M_{rs} \cos(\theta_r) i_{s1}^s + M_{rs} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{s2}^s + M_{rs} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{s3}^s \quad (\text{A.17})$$

$$\lambda_{r2}^r = M_r i_{r1}^r + L_r i_{r2}^r + M_r i_{r3}^r + M_{rs} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{s1}^s + M_{rs} \cos(\theta_r) i_{s2}^s + M_{rs} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{s3}^s \quad (\text{A.18})$$

$$\lambda_{r3}^r = M_r i_{r1}^r + M_r i_{r2}^r + L_r i_{r3}^r + M_{rs} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{s1}^s + M_{rs} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{s2}^s + M_{rs} \cos(\theta_r) i_{s3}^s \quad (\text{A.19})$$

Escrevendo na forma matricial, tem-se

$$\lambda_{s123}^s = \bar{L}_{ss} i_{s123}^s + \bar{L}_{sr} i_{r123}^r \quad (\text{A.20})$$

e

$$\lambda_{r123}^r = \bar{L}_{rr} i_{r123}^r + \bar{L}_{rs} i_{s123}^s \quad (\text{A.21})$$

em que:

$$i_{s123}^s = \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix}, \quad i_{r123}^r = \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix}, \quad \lambda_{s123}^s = \begin{bmatrix} \lambda_{s1}^s \\ \lambda_{s2}^s \\ \lambda_{s3}^s \end{bmatrix}, \quad \lambda_{r123}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{r3}^r \end{bmatrix}$$

e

$$\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad \bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$\bar{L}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

e

$$\bar{L}_{rs} = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

As matrizes indutâncias tem as seguintes propriedades:

- \bar{L}_{ss} e \bar{L}_{rr} são matrizes simétricas;
- \bar{L}_{sr} e \bar{L}_{rs} são matrizes circulantes, isto é, $x_{i,j} = x_{i+1,j+1}$;
- $\bar{L}_{sr} = \bar{L}_{rs}^T$.

De forma mais compacta ainda, o sistema pode ser escrito como

$$\bar{\lambda} = \bar{L}\bar{i} \tag{A.22}$$

em que:

$$\bar{i} = \begin{bmatrix} i_{s123} \\ i_{r123} \end{bmatrix} \quad \bar{\lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_{s123} \\ \lambda_{r123} \end{bmatrix} \quad \bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_{ss} & \bar{L}_{sr} \\ \bar{L}_{rs} & \bar{L}_{rr} \end{bmatrix}$$

Expressões das Tensões

Como a orientação das bobinas está de tal forma que uma corrente positiva produz fluxo positivo, então pode-se escrever:

$$v_i = \frac{d\lambda}{dt} \tag{A.23}$$

em que v_i é a tensão induzida nos terminais da bobina antes da queda de tensão resistiva e λ é o fluxo na bobina. Visto a escolha da convenção receptor:

$$v = Ri + v_i = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \tag{A.24}$$

Assim, para a máquina trifásica, pode-se escrever em termos de matrizes:

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \frac{d\lambda_{s123}^s}{dt} \tag{A.25}$$

$$v_{r123}^s = R_r i_{r123}^r + \frac{d\lambda_{r123}^r}{dt} \tag{A.26}$$

em que:

$$v_{s123}^s = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \quad v_{r123}^r = \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix}$$

A partir das equações matriciais dos fluxos, escreve-se:

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \bar{L}_{ss} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \bar{L}_{sr} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r \quad (\text{A.27})$$

$$v_{r123}^r = R_r i_{r123}^r + \bar{L}_{rr} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \bar{L}_{rs} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (\text{A.28})$$

em que $\omega_r = d\theta_r/dt$ é a velocidade do rotor em rad./elétricos/s.

De forma mais sucinta, pode-se escrever:

$$\bar{v} = \bar{R}\bar{i} + \bar{L} \frac{d\bar{i}}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}}{d\theta_r} \right] \bar{i} \quad (\text{A.29})$$

em que:

$$\bar{v} = \begin{bmatrix} \bar{v}_s \\ \bar{v}_r \end{bmatrix} \quad \bar{R}_s = R_s \bar{I}_3 \quad \bar{R}_r = R_r \bar{I}_3 \quad \bar{R} = \begin{bmatrix} \bar{R}_s & \bar{0}_3 \\ \bar{0}_3 & \bar{R}_r \end{bmatrix}$$

Expressão do conjugado eletromagnético

A expressão geral para a energia numa bobina é dada por

$$W = \frac{1}{2} \bar{i}^T \bar{L} \bar{i} \quad (\text{A.30})$$

O conjugado é obtido diferenciando-se a energia em relação ao ângulo mecânico:

$$c_e = \frac{dW}{d\theta_m} \quad (\text{A.31})$$

Substituindo-se a expressão (1.30) na expressão (1.31), obtém-se:

$$c_e = \frac{1}{2} \bar{i}^T \left[\frac{d\bar{L}}{d\theta_m} \right] \bar{i} = \frac{P}{2} \bar{i}^T \left[\frac{d\bar{L}}{d\theta_r} \right] \bar{i} \quad (\text{A.32})$$

Como as sub-matrizes \bar{L}_{ss} , \bar{L}_{rr} e \bar{L} são independentes do ângulo elétrico θ_r , pode-se escrever:

$$c_e = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} i_{s123}^s \\ i_{r123}^r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{0}_3 & d\bar{L}_{sr}/d\theta_r \\ d\bar{L}_{rs}/d\theta_r & \bar{0}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s123}^s \\ i_{r123}^r \end{bmatrix} \quad (\text{A.33})$$

ou

$$c_e = \frac{P}{2} i_{s123}^s T \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r + \frac{P}{2} i_{r123}^r T \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (\text{A.34})$$

Como c_e é um número tem-se $c_e^T = c_e$ e como para duas matrizes quaisquer A e B , $(ABC)^T = C^T B^T A^T$, então:

$$\frac{P}{2} i_{s123}^s T \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r = \frac{P}{2} i_{r123}^r T \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (\text{A.35})$$

Como $\bar{L}_{sr} = \bar{L}_{rs}^T$, obtêm-se:

$$c_e = P i_{s123}^s T \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r \quad (\text{A.36})$$

$$c_e = P i_{r123}^r T \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (\text{A.37})$$

Expressão da potência instantânea

A expressão da potência instantânea é dada por:

$$p = \bar{i}^T \bar{v} \quad (\text{A.38})$$

Substituindo-se \bar{v} pelo valor dado na Eq. (A.29), tem-se

$$p = \bar{i}^T \bar{R} \bar{i} + \bar{i}^T \bar{L} \frac{d\bar{i}}{dt} + \omega_r \bar{i}^T \left[\frac{d\bar{L}}{d\theta_r} \right] \bar{i} \quad (\text{A.39})$$

O termo diferencial da corrente corresponde à potência de transformação e o termo em ω_r corresponde à potência de rotação.

A.3.2 Aplicação à máquina de indução

Para a máquina de indução, as bobinas estáticas do modelo da máquina CA apresentado são alimentadas por um sistema trifásico equilibrado, com tensões dadas por:

$$v_1^s = (2/\sqrt{3})V_s \cos(\omega_s t + \phi_v) + v_{0n} \quad (\text{A.40})$$

$$v_2^s = (2/\sqrt{3})V_s \cos(\omega_s t + \phi_v - 2\pi/3) + v_{0n} \quad (\text{A.41})$$

$$v_3^s = (2/\sqrt{3})V_s \cos(\omega_s t + \phi_v + 2\pi/3) + v_{0n} \quad (\text{A.42})$$

em que ϕ_v é o ângulo inicial constante e v_{0n} é a tensão entre o neutro da fonte e da máquina.

As tensões rotóricas da máquina de indução, ligadas em Y, são $v_{r1}^r = v_{r2}^r = v_{r3}^r = 0$. As expressões para tensão, fluxo e conjugado podem ser escritas como:

$$\mathbf{v}_s^e = V_s e^{j\phi_{so}} = r_s \mathbf{i}_s^e + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s^e}{dt} + j\omega_s \boldsymbol{\lambda}_s^e \quad (\text{A.43})$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^e + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r^e}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \boldsymbol{\lambda}_r^e \quad (\text{A.44})$$

$$\boldsymbol{\lambda}_s^e = l_s \mathbf{i}_s^e + l_m \mathbf{i}_r^e \quad (\text{A.45})$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r^e = l_r \mathbf{i}_r^e + l_m \mathbf{i}_s^e \quad (\text{A.46})$$

$$c_e = l_m \text{Im}(\mathbf{i}_s^e \mathbf{i}_r^{e*}) \quad (\text{A.47})$$

Em regime permanente, tem-se $d\boldsymbol{\lambda}_s^e/dt = 0$ e $d\boldsymbol{\lambda}_r^e/dt = 0$, resultando num sistema com equações:

$$\mathbf{v}_s^e = V_s e^{j\phi_{so}} = r_s \mathbf{i}_s^e + j\omega_s (l_s \mathbf{i}_s^e + l_m \mathbf{i}_r^e) \quad (\text{A.48})$$

$$0 = \frac{r_r}{s} \mathbf{i}_r^e + \frac{j(\omega_s - \omega_r)}{s} (l_r \mathbf{i}_r^e + l_m \mathbf{i}_s^e) \quad (\text{A.49})$$

Estas equações podem ser representadas pelo circuito da Fig. A.11, em que $s = (\omega_s - \omega_r)/\omega_s$ é o escorregamento da máquina.

Figura A.11: Circuito equivalente da máquina de indução.

