

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

Romeu Hausmann

CONVERSORES CC-CA MULTINÍVEIS COM CÉLULA DE
ACOPLAMENTO INDUTIVO

Florianópolis

2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

Romeu Hausmann

CONVERSORES CC-CA MULTINÍVEIS COM CÉLULA DE
ACOPLAMENTO INDUTIVO

Tese submetida ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do Grau de
Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ivo Barbi

Florianópolis

2011

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária
da
Universidade Federal de Santa Catarina

H376c Hausmann, Romeu

Conversores CC-CA multiníveis com célula de acoplamento indutivo [tese] / Romeu Hausmann ; orientador, Ivo Barbi. - Florianópolis, SC, 2011.
251 p.: grafs., tabs.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro de Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Inversores elétricos. 3. Conversores CC-CA. 4. Energia - Transmissão. I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

Romeu Hausmann

**CONVERSORES CC-CA MULTINÍVEIS COM CÉLULA DE
ACOPLAMENTO INDUTIVO**

“Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.”

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Ernesto Ruppert Filho, Ph.D.

Prof. Fernando Pinhabel Marafão, Dr.

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

A minha esposa Elisa e minhas
filhas Ana Carolina e Vivian.
Vocês são a força que me move.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barbi pela competente orientação, profissionalismo, disciplina e, principalmente, pela amizade construída nesse período.

Aos professores Ernesto Ruppert Filho, Fernando Pinhabel Marafão, Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins e Marcelo Lobo Heldwein, membros da banca examinadora, pelas valorosas contribuições à versão final do trabalho.

Aos professores do INEP, Denizar Cruz Martins, Ênio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr, João Carlos dos Santos Fagundes, Marcelo Lobo Heldwein, Samir Ahmad Mussa e, em especial, ao professor Arnaldo José Perin, que muito contribuiu para a minha formação.

Aos meus pais Rudelberto e Sitta, que sempre me apoiaram com muito amor, abnegação e retidão; e o fizeram não somente através das palavras, mas pelo exemplo.

A minha esposa Elisa que, com muito amor e carinho, soube me apoiar, incentivar e compreender nos momentos mais desafiadores e a comemorar comigo cada nova conquista.

As minhas filhas, Ana Carolina e Vivian, pelo amor, pelos abraços carinhosos, pela boa conversa e pelas brincadeiras que me enchem de energia.

Aos técnicos do INEP, Luiz Marceluis Coelho e Antônio Pacheco, pela amizade, profissionalismo e dedicação.

Aos engenheiros Adriano Ruseler, André Rodrigueri e Rodrigo da Silva, pelas contribuições ao trabalho.

Ao INEP e à UFSC pelos recursos financeiros disponibilizados para a divulgação dos trabalhos científicos em eventos nacionais e internacionais.

À Universidade Regional de Blumenau (FURB), pelo apoio financeiro e incentivo à capacitação docente, que proporcionaram a realização deste trabalho.

A Deus, pela proteção, saúde e sabedoria, fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

“O otimismo é a fé que leva à realização. Nada pode ser feito sem confiança.”

Helen Keller

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

CONVERSORES CC-CA COM CÉLULA DE QUATRO ESTADOS COM ACOPLAMENTO INDUTIVO

Romeu Hausmann

Março de 2011.

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Inversores Multiníveis, Conversores de Alta Potência, Inversores Com Baixa THD, Drives.

Número de páginas: 251

RESUMO:

Este trabalho apresenta dois novos conversores empregando a célula de acoplamento indutivo de 4 estados. Inicialmente apresenta-se uma revisão bibliográfica onde são trazidas as publicações mais relevantes na área de estudo. Na seqüência apresentam-se a motivação para o trabalho e a contribuição desta Tese. O trabalho conta com um estudo detalhado do indutor trifásico acoplado, que é parte integrante da célula de acoplamento indutivo. Também descreve o comportamento do indutor, quando submetido às tensões com componentes de seqüência zero e seqüência positiva. A célula de acoplamento indutivo de 4 estados é aplicada a dois conversores clássicos, gerando dois novos conversores: o conversor VSI em ponte completa empregando a célula de acoplamento indutivo e o conversor NPC de 3 níveis com célula de acoplamento indutivo. As análises compreendem o estudo do modulador, principais formas de onda, distorção harmônica da tensão na carga, interpretação vetorial da tensão na carga e resultados experimentais.

Abstract of the thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

DC-AC MULTILEVELS CONVERTERS WITH INDUCTIVE COUPLED CELL

Romeu Hausmann

March 2011.

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Multilevel Inverters, High Power Converters, Low THD Inverters, Drives

Number of pages: 251

ABSTRACT:

This work presents two new converters using a four-state inductive-coupled switching cell. Initially a literature review is presented which brings the most important publications in the study area. Following it is presented the motivation for the work and the contribution of this thesis. The work includes a detailed study of a three-phase coupled inductor, which is part of the four-state inductive-coupled switching cell, and its behavior when it operates with zero sequence voltages and positive sequence voltages. The four-state inductive-coupled switching cell is applied in two classical converters, generating two new converters: the Three-Phase Multilevel DC-AC Converter With Four-State Switching Cell and the NPC Inverter With Four-State Switching Cell. The study includes the modulator analysis in converters, main representative waveforms, load voltage harmonic distortion and the load voltage vectorial interpretation to all the available vectors in both topologies. Finally, the related results obtained from the implemented prototypes are presented and discussed.

SUMÁRIO

ÍNDICE DE FIGURAS	xix
ÍNDICE DE TABELAS	xxxvi
1. Informações Preliminares	1
1.1. Organização do texto	1
1.2. Contextualização e Revisão Bibliográfica	2
1.3. Objeto de Tese	12
1.4. Conclusão.....	12
2. Indutor Trifásico Acoplado	14
2.1. Introdução	14
2.2. Análise do Indutor Trifásico acoplado.....	14
2.3. Comportamento do Indutor Trifásico Alimentado por Tensão de Seqüência Zero.	20
2.4. Modelo Dinâmico do Indutor Trifásico Acoplado.....	30
2.5. Conclusão.....	38
3. Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica	39
3.1. Introdução	39
3.2. Conversor CC-CA com Indutor Trifásico Acoplado - Estrutura Monofásica	39
3.2.1. Detalhamento do Modulador	45
3.2.2. Corrente Magnetizante do Indutor Acoplado.....	48
3.2.3. Corrente Total em uma Bobina do Indutor Acoplado Trifásico	55
3.2.4. Dimensionamento Físico do Indutor Trifásico Acoplado	
	56

3.2.5.	Análise do Inversor como Fonte de Tensão.....	63
3.3.	Conclusão	70
4.	Apresentação e Operação da Estrutura Trifásica do Conversor CC-CA com Célula de Acoplamento Indutivo	71
4.1.	Introdução	71
4.2.	Apresentação da Estrutura	71
4.3.	Operação com Portadora Triangular.....	72
4.4.	Operação com Portadora Dente de Serra.....	77
4.5.	Distorção Harmônica da Tensão na Carga e Conteúdo Harmônico	80
4.6.	Conclusão	86
5.	Interpretação Vetorial da Tensão na Carga	87
5.1.	Introdução	87
5.2.	Introdução à Análise Vetorial	87
5.3.	Interpretação Vetorial da Tensão na Carga em Conversores Multiníveis – NPC 3 Níveis.....	89
5.4.	Interpretação Vetorial da Tensão na Carga para o Conversor CC-CA com Célula de Acoplamento Indutivo.....	107
5.4.1.	Descrição de Operação	107
5.4.2.	Etapas de Operação com Portadora Triangular	108
5.4.3.	Etapas de Operação com Portadora Dente de Serra....	116
5.4.4.	Interpretação Vetorial da Tensão na Carga.....	122
5.5.	Conclusão	142
6.	Conversor NPC de 3 Níveis com Célula de Acoplamento Indutivo	144

6.1.	Introdução	144
6.2.	Análise da Estrutura Monofásica	144
6.3.	Apresentação da Estrutura Trifásica	153
6.4.	Sinais do modulador e etapas de operação.....	158
6.4.1.	Interpretação Vetorial da Tensão na Carga.....	166
6.5.	Conclusão.....	173
7.	Implementação e Experimentação	175
7.1.	Introdução	175
7.2.	Implementação da Primeira Estrutura - Conversor CC- CA Trifásico.....	175
7.2.1.	Resultados experimentais.....	186
7.3.	Implementação da Segunda Estrutura - Conversor CC- CA NPC Monofásico	195
7.4.	Conclusão.....	202
	Conclusão Geral	204
	Trabalhos Futuros	205
	Referências Bibliográficas	207

SIMBOLOGIA

Símbolos Adotados nos Equacionamentos

Símbolo	Descrição	Unidade
M	Indutância mútua	
M_{12}	Indutância mútua entre as bobinas 1 e 2 do indutor trifásico acoplado	H
M_{23}	Indutância mútua entre as bobinas 2 e 3 do indutor trifásico acoplado	H
M_{31}	Indutância mútua entre as bobinas 3 e 1 do indutor trifásico acoplado	H
L_1	Indutância própria da bobina "1" do indutor trifásico acoplado	H
L_2	Indutância própria da bobina "2" do indutor trifásico acoplado	H
L_3	Indutância própria da bobina "3" do indutor trifásico acoplado	H
V_1	Tensão senoidal com ângulo de -90° com relação ao eixo das abscissas	V
V_2	Tensão senoidal com ângulo de -210° com relação ao eixo das abscissas	V
V_3	Tensão senoidal com ângulo de -330° com relação ao eixo das abscissas	V
V_p	Valor máximo da tensão senoidal	V
i_1	Corrente total na bobina "1" do indutor trifásico acoplado	A
i_2	Corrente total na bobina "2" do indutor trifásico acoplado	A
i_3	Corrente total na bobina "3" do indutor trifásico acoplado	A
$(A)^{-1}$	Matriz que define a transformação $\alpha\beta 0$	-
$(V)_{123}$	Representação matricial compacta das tensões V_1, V_2 e V_3	V
$(i)_{123}$	Representação matricial compacta das correntes i_1, i_2 e i_3	A

$(V)_{\alpha\beta 0}$	Representação matricial compacta das tensões V_α, V_β e V_0	V
$(i)_{\alpha\beta 0}$	Representação matricial compacta das correntes i_α, i_β e i_0	A
L_0	Indutância cíclica homopolar	H
L_S	Indutância cíclica	H
i_α	Corrente da componente de seqüência α	A
i_β	Corrente da componente de seqüência β	A
i_0	Corrente da componente de seqüência 0	A
V_α	Componente de seqüência α da tensão	V
V_β	Componente de seqüência β da tensão	V
V_0	Componente de seqüência 0 da tensão	V
$\begin{pmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix}$	Representação matricial das tensões V_α, V_β e V_0	V
$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix}$	Representação matricial das correntes i_1, i_2 e i_3	A
$\begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}$	Representação matricial das correntes i_α, i_β e i_0	A
(L)	Matriz indutância	H
i_{1p}	Corrente total máxima na bobina "1" do indutor trifásico acoplado	A
i_{2p}	Corrente total máxima na bobina "2" do indutor trifásico acoplado	A
i_{3p}	Corrente total máxima na bobina "3" do indutor trifásico acoplado	A
ω	Frequência angular das tensões V_1, V_2 e V_3	rad/s
γ	Coefficiente de dispersão	-
i_{0T}	Corrente total da componente de seqüência 0	A
v_1	Tensão sobre a bobina "1" do indutor trifásico acoplado	V
v_2	Tensão sobre a bobina "2" do indutor trifásico	V

	acoplado	
v_3	Tensão sobre a bobina "3" do indutor trifásico acoplado	V
i_{L1}	Corrente magnetizante na bobina "1" do indutor trifásico acoplado para alimentação trifásica equilibrada	A
i_{L2}	Corrente magnetizante na bobina "2" do indutor trifásico acoplado para alimentação trifásica equilibrada	A
i_{L3}	Corrente magnetizante na bobina "3" do indutor trifásico acoplado para alimentação trifásica equilibrada	A
R_Y	Resistência de carga	Ω
L_Y	Indutância de carga	H
R_0	Resistência da carga de modo comum	Ω
L_0	Indutância da carga de modo comum	H
D_1	Razão cíclica do interruptor S_1	-
D_4	Razão cíclica do interruptor S_4	-
t_1	Tempo de condução do interruptor S_1	s
T	Período de comutação	s
V_c	Sinal modulante	V
V_{cc}	Tensão no barramento CC	V
D	Razão cíclica	-
S	Produto da tensão pelo tempo	V*s
V_{cMAX}	Valor máximo do sinal modulante	V
θ	Ângulo do sinal modulante	$^\circ$
$\Delta\theta$	Intervalo de deslocamento angular do sinal modulante	$^\circ$
I_{mp}	Valor máximo da corrente magnetizante	A
L_m	Indutância magnetizante	H
f_s	Frequência de comutação	Hz
I_{meff}	Valor eficaz da corrente magnetizante	A
I_m	Corrente magnetizante	A
I_x	Corrente de carga	A
I_{xeff}	Valor eficaz da corrente de carga	A
i_{1ef}	Valor eficaz da corrente total na bobina "1" do indutor trifásico acoplado	A
A_c	Área da secção transversal de uma perna do	m ²

	núcleo trifásico	
N	Número de espiras	-
ω_s	Frequência angular de comutação	rad/s
Φ	Fluxo magnético	Wb
Φ_{max}	Fluxo magnético máximo	Wb
B	Indução magnética	T
B_{max}	Indução magnética máxima	T
V_p	Valor máximo da tensão	V
A_w	Área da secção transversal do condutor	m ²
J	Densidade de corrente	A/m ²
A	Área total de cobre em um enrolamento	m ²
K_U	Fator de utilização da janela do núcleo	-
W_a	Área da janela do núcleo	
A_p	Produto das áreas da janela do núcleo e da área da secção transversal de uma perna do núcleo trifásico	m ⁴
A_{p1}	Produto das áreas da janela do núcleo e da área da secção transversal de uma perna do núcleo trifásico, para núcleos comerciais	m ⁴
x	Entreferro mecânico	m
μ_0	Permeabilidade magnética do ar	H/m
V_{a0}	Tensão do ponto "a" ao ponto "0"	V
I_{ht}	Corrente total das componentes harmônicas	A
I_{1h}	Corrente das componentes harmônicas devido às harmônicas de tensão da fonte V_1	A
I_{2h}	Corrente das componentes harmônicas devido às harmônicas de tensão da fonte V_2	A
I_{3h}	Corrente das componentes harmônicas devido às harmônicas de tensão da fonte V_3	A
V_{a0h}	Tensão do ponto "a" ao ponto "0" devido às componentes harmônicas	V
V_x	Tensão sobre a bobina "1" do indutor trifásico acoplado	V
V_y	Tensão sobre a bobina "2" do indutor trifásico acoplado	v
V_z	Tensão sobre a bobina "3" do indutor trifásico acoplado	V
V_{I0}	Tensão do ponto médio do braço "1" do	V

V_{20}	conversor ao ponto médio do barramento CC Tensão do ponto médio do braço "2" do conversor ao ponto médio do barramento CC	V
V_{30}	Tensão do ponto médio do braço "3" do conversor ao ponto médio do barramento CC	V

Símbolos Usados para Referenciar Elementos de Circuitos

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>	<i>Unidade</i>
<i>C</i>	<i>Capacitor</i>	<i>F</i>
<i>D</i>	<i>Diodo</i>	-
<i>L</i>	<i>Indutor</i>	<i>H</i>
<i>R</i>	<i>Resistor</i>	Ω
<i>S</i>	<i>Interruptor</i>	-
<i>T</i>	<i>Transformador</i>	-

Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas

<i>Símbolo</i>	<i>Descrição</i>
<i>A</i>	<i>Ampère</i>
<i>F</i>	<i>Faraday</i>
<i>H</i>	<i>Henry</i>
<i>VA</i>	<i>Volt-Ampère</i>
<i>V</i>	<i>Volts</i>
<i>W</i>	<i>Watt</i>
Ω	<i>Ohm</i>

Acrônimos e abreviaturas

<i>Acr/abr</i>	<i>Descrição</i>
A_{ef}	Valor eficaz de corrente em ampére
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
ef	Eficaz
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
LC	Indutor capacitor
PWM	Pulse width modulation
THD	Taxa de distorção harmônica
UPS	Uninterrupted Power Supply
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
V_{ef}	Valor eficaz de tensão em Volts

Constantes Matemáticas

<i>Constante</i>	<i>Valor</i>
j	$\sqrt{-1}$
s	Operador da Transformada de Laplace

Convenções

<i>Forma da Variável</i>	<i>Descrição</i>
t	Variável tempo
x	Variável
$x(t)$	Variável no domínio t
$X(s)$	Variável no domínio s
$X(j\omega)$	Variável no domínio $j\omega$
$\frac{dx}{dt}$	Derivada de x em relação a t
$\underline{\theta}_x$	Fase da tensão " V_x "

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1 – <i>Interleaving</i> com indutor acoplado.	3
Fig. 2 – <i>Interleaving</i> sem acoplamento entre os indutores.	3
Fig. 3 – Conversor <i>boost</i> com <i>interleaving</i> e indutores acoplados.	4
Fig. 4 – Conversor <i>boost</i> de “2N” fases com <i>interleaving</i> com indutores acoplados.	4
Fig. 5 – Configuração da conexão paralela para uma fase em inversores PWM convencionais.	6
Fig. 6 – Retificadores <i>boost</i> monofásicos empregando indutores acoplados: (a) 3 níveis; (b) 4 níveis e (c) 5 níveis.	7
Fig. 7 – Inversores multiníveis monofásicos: (a) 3 níveis e (b) 5 níveis.	7
Fig. 8 – Estrutura com dois inversores VSI conectados em série.	8
Fig. 9 – Inversor NPC-PWM trifásico.	9
Fig. 10 – Célula de comutação de dois estados.	9
Fig. 11 – Célula de comutação de três estados.	10
Fig. 12 – Célula de comutação de quatro estados.	11
Fig. 13 – Conversor meia ponte empregando célula de comutação de quatro estados.	11
Fig. 14 - Indutor trifásico simétrico.	14
Fig. 15 - Geometria do indutor trifásico montado em núcleo comercial.	15
Fig. 16 - Indutor alimentado por tensões senoidais balanceadas.	15

Fig. 17 - Circuitos monofásicos seqüenciais: (a) – Seqüência zero; (b) – Seqüência α ; (c) – Seqüência β .	18
Fig. 18 - Indutor trifásico alimentado por tensão de seqüência zero.	20
Fig. 19 - Fluxos de seqüência zero.	23
Fig. 20 - Indutor trifásico alimentado por tensão de seqüência zero retangular.	25
Fig. 21 - Formas de onda para o circuito da Fig. 20.	25
Fig. 22 - Circuito equivalente do sistema representado na Fig. 20.	26
Fig. 23 - Circuito incluindo indutor trifásico.	26
Fig. 24 - Circuito equivalente para a componente de seqüência zero	27
Fig. 25 - Tensão e corrente de seqüência zero para o circuito da Fig. 24.	27
Fig. 26 - Circuito equivalente para o cálculo das correntes magnetizantes do indutor.	27
Fig. 27 - Resultados de simulação: (a) Tensão V_x e tensão senoidal da fonte V_i ; (b) Tensão $V_o=V\alpha$; (c) Corrente em um enrolamento do indutor acoplado; (d) Corrente na carga. ...	29
Fig. 28 - Circuito empregado para a simulação.	30
Fig. 29 - Indutor trifásico acoplado, alimentado por 3 fontes de tensão, com uma carga de modo comum R_o e L_o .	31
Fig. 30 – Diagrama empregado para a simulação do modelo dinâmico do indutor acoplado.	36

Fig. 31 – Resultados de simulação do modelo do indutor acoplado: (a) tensões retangulares V1, V2 e V3; (b) correntes nas bobinas do indutor e (c) tensão e corrente na saída do indutor acoplado.	37
Fig. 32 – Circuito empregado para simulação física do indutor acoplado.	37
Fig. 33 - Resultado de simulação física do indutor acoplado: (a) tensões retangulares V1, V2 e V3; (b) correntes nas bobinas do indutor e (c) tensão e corrente na saída do indutor acoplado.	38
Fig. 34 – Representação de uma fase do conversor.....	39
Fig. 35 - Modulador para uma fase do conversor.....	40
Fig. 36 – (a) tensão na carga; (b) tensão sobre uma bobina do indutor trifásico; (c) corrente de carga e (d) corrente em uma bobina do indutor trifásico; (e) tensão do ponto médio de um braço de comutação até o ponto médio da fonte.	41
Fig. 37 – Resultado de simulação contendo: (a) os sinais do modulador; (b) sinais de comando dos interruptores; (c) tensão sobre uma bobina do indutor trifásico e (d) tensão na carga.	42
Fig. 38 – Formas de onda do modulador e tensão sobre uma bobina do indutor.	43
Fig. 39 – Estados topológicos possíveis para a estrutura proposta...	44

Fig. 40 – Circuitos elétricos equivalentes dos estados topológicos da Fig. 39.....	45
Fig. 41 – Detalhe dos sinais do modulador.....	46
Fig. 42 - Razões cíclicas $D1$ e $D4$ em função de Vc	47
Fig. 43 – Formas de onda possíveis sobre uma bobina do indutor trifásico acoplado em função de “D”.....	48
Fig. 44 – Representação gráfica de “S” em função da razão cíclica “D”.....	49
Fig. 45 – Representação gráfica da evolução de “S” em função do ângulo “ θ ”.....	50
Fig. 46 – Comportamento da corrente e da tensão em uma bobina do indutor trifásico: (a) sinal modulante; (b) corrente magnetizante na bobina “1” do indutor acoplado e (c) tensão sobre a bobina “1” do indutor trifásico acoplado.	52
Fig. 47 – Detalhe da corrente magnetizante.	53
Fig. 48 - Resultados de simulação: (a) sinal modulante; (b) corrente magnetizante em uma bobina; (c) tensão em uma bobina; (d) valor eficaz da corrente magnetizante em uma bobina.....	55
Fig. 49 - Correntes nas bobinas do indutor.....	56
Fig. 50 – Geometria do indutor trifásico.	57
Fig. 51 – Um braço do indutor trifásico.	58
Fig. 52 – Forma de onda da tensão sobre uma bobina para $D=0,5$...60	
Fig. 53 - Núcleo trifásico com entreferro mecânico “x”.....	62
Fig. 54 - Relutância considerando o núcleo simétrico.....	62

Fig. 55 – Estrutura do conversor para uma fase.	63
Fig. 56 - modulador para uma fase do conversor.	63
Fig. 57 – Formas de onda da tensão V_{10} , V_{20} e V_{30} da Fig. 55.	64
Fig. 58 – Circuito equivalente da Fig. 55.	64
Fig. 59 – Representação senoidal das tensões V_{10} , V_{20} e V_{30}	65
Fig. 60 – Circuito contendo apenas as fontes de tensão senoidal.	65
Fig. 61 - Circuito contendo apenas as fontes de tensão das harmônicas.	66
Fig. 62 – Tensões para uma fase do conversor: (a) tensão V_{10} ; (b) tensão V_{20} ; (c) tensão V_{30} e (d) tensão V_{a0}	69
Fig. 63 – Espectro harmônico das tensões para uma fase do conversor: (a) espectro harmônico da tensão V_{10} ; (b) espectro harmônico da tensão V_{20} ; (c) espectro harmônico da tensão V_{30} e (d) espectro harmônico da tensão V_{a0}	70
Fig. 64 - Circuito completo do retificador/inversor trifásico com indutor acoplado.	72
Fig. 65 – Modulador do retificador/inversor trifásico com indutor acoplado – portadora triangular.	73
Fig. 66 – Principais sinais do modulador para a operação com portadora triangular no modulador.	74
Fig. 67 – Tensões de linha do conversor CC-CA trifásico com indutor acoplado – portadora triangular.	75
Fig. 68 - Tensões de fase do retificador/inversor trifásico com indutor acoplado – portadora triangular.	75

Fig. 69 – Detalhe dos sinais do modulador, comando de um interruptor e tensões de fase e de linha com portadora triangular.....	76
Fig. 70 – Tensões relevantes para a estrutura trifásica operando com portadora triangular no modulador: (a) tensão de fase na carga; (b) tensão de modo comum e (c) tensão de linha na carga.	77
Fig. 71 - Sinais de comando dos interruptores do retificador/inversor trifásico com indutor acoplado empregando portadora dente de serra no modulador.	78
Fig. 72 – Tensão de linha na carga com portadora dente de serra no modulador.....	79
Fig. 73 - Tensão de fase na carga com portadora dente de serra no modulador.....	79
Fig. 74 - Detalhe dos sinais do modulador, comando de um interruptor e tensões de fase e de linha com portadora dente de serra.....	80
Fig. 75 – Comparativo da evolução da distorção harmônica da tensão de linha na carga em função do índice de modulação.	81
Fig. 76 – Espectro harmônico da tensão de linha na carga empregando portadora triangular e índice de modulação igual a 0,9 e THD=36,36%.....	82

Fig. 77 - Espectro harmônico da tensão de linha na carga empregando portadora triangular e índice de modulação igual a 0,75 e THD=47,83%.....	83
Fig. 78 - Espectro harmônico da tensão de linha na carga empregando portadora dente de serra e índice de modulação igual a 0,9 e THD=23,55%.....	84
Fig. 79 - Espectro harmônico da tensão de linha na carga empregando portadora dente de serra e índice de modulação igual a 0,75 e THD=27,87%.....	85
Fig. 80 – Tensões de alimentação de um sistema trifásico.....	87
Fig. 81 – Diagrama vetorial.....	88
Fig. 82 – Diagrama vetorial para $\theta=0^\circ$	89
Fig. 83 – Versão trifásica do conversor NPC.....	90
Fig. 84 – Estados topológicos do conversor NPC: (a) estado topológico “P”; (b) estado topológico “0” e (c) estado topológico “N”.	91
Fig. 85 – Estados topológicos que formam os vetores do grupo “a”.	92
Fig. 86 - Estados topológicos que formam os vetores do grupo “b”.	93
Fig. 87 - Estados topológicos que formam os vetores do grupo “c”.	94
Fig. 88 - Estados topológicos que formam os vetores do grupo “d”.	95
Fig. 89 - Estados topológicos que formam os vetores do grupo “z”.	96
Fig. 90 – Modulador para a versão trifásica do conversor NPC.....	96

Fig. 91 – Sinais de comando do conversor, tensão de linha e vetores correspondentes.	97
Fig. 92 – Sinais do modulador e tensão de linha do conversor NPC de 3 níveis.	98
Fig. 93 – Mapa de vetores do conversor NPC de 3 níveis.	102
Fig. 94 – Tensões de fase do conversor NPC de 3 níveis.	102
Fig. 95 - Tensões de linha do conversor NPC de 3 níveis.	103
Fig. 96 – Circuito empregado na simulação do conversor NPC de 3 níveis.	104
Fig. 97 – Obtenção do vetor resultante de três vetores pertencentes a grupos distintos.	105
Fig. 98 – Evolução dos vetores para o NPC de 3 níveis com índice de modulação “M” igual à 0,9.	106
Fig. 99 - Evolução dos vetores para o NPC de 3 níveis com índice de modulação “M” igual à 0,5.	106
Fig. 100 – Etapas de operação do Retificador/Inversor Trifásico com Indutor Acoplado empregando portadora triangular no modulador.	109
Fig. 101 – Estados topológicos das etapas de operação 1, 2 e 3.	110
Fig. 102 - Estados topológicos das etapas de operação 4, 5 e 6.	111
Fig. 103 - Estados topológicos das etapas de operação 7, 8 e 9.	112
Fig. 104 - Estados topológicos das etapas de operação 10, 11 e 12.	113

Fig. 105 - Estados topológicos das etapas de operação 13, 14 e 15.	114
Fig. 106 - Estados topológicos das etapas de operação 16, 17 e 18.	115
Fig. 107 - Etapas de operação do Retificador/Inversor Trifásico com Indutor Acoplado empregando portadora dente de serra no modulador.....	117
Fig. 108 - Estados topológicos das etapas de operação 1, 2 e 3.	118
Fig. 109 - Estados topológicos das etapas de operação 4, 5 e 6.	119
Fig. 110 - Estados topológicos das etapas de operação 7, 8 e 9.	120
Fig. 111 - Estados topológicos das etapas de operação 10, 11 e 12.	121
Fig. 112 – Circuito equivalente do Retificador/Inversor Trifásico com Indutor Acoplado.....	122
Fig. 113 – Representação para a obtenção gráfica do módulo e ângulo do vetor resultante.	124
Fig. 114 – Mapa de vetores do conversor CC-CA trifásico com indutor acoplado.....	126
Fig. 115 – Circuito elétrico empregado para obtenção das tensões relevantes.....	126
Fig. 116 – Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “a”.	127
Fig. 117 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “b”.	128

Fig. 118 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “c”.	130
Fig. 119 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “d”.	131
Fig. 120 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “e”.	133
Fig. 121 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “f”.	134
Fig. 122 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “g”.	136
Fig. 123 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “h”.	137
Fig. 124 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “i”.	139
Fig. 125 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “j”.	140
Fig. 126 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “z”.	142
Fig. 127 – Estrutura monofásica do conversor NPC com indutor acoplado.....	144
Fig. 128 – Modulador para a estrutura monofásica.	145
Fig. 129 – Resultados de simulação: (a) Tensão do ponto médio do braço “1” em relação ao ponto médio das fontes CC – v10; (b) Tensão do ponto médio do braço “2” em relação ao ponto	

médio das fontes CC - v_{20} ; (c) Tensão do ponto médio do braço “3” em relação ao ponto médio das fontes CC - v_{30} - e (d) Tensão na carga - V_{a0}	145
Fig. 130 – Formas de onda relevantes para uma fase do conversor: (a) sinais do modulador; (b) sinais de comando dos interruptores de um braço; (c) tensões entre o ponto médio dos braços e o ponto médio das fontes CC e (d) tensão na carga.	146
Fig. 131 – Análise comparativa da THD da tensão na carga.	147
Fig. 132 – Espectro harmônico da tensão V_{a0} – resultado de simulação.....	148
Fig. 133 – (a) tensão no barramento CC; (b) tensão V_{ce} do interruptor S11; (c) tensão V_{ce} do interruptor S12; (d) tensão V_{ce} do interruptor S11 e (e) tensão V_{ce} do interruptor S14.	149
Fig. 134 – (a) corrente total na fase; (b) corrente em uma bobina do indutor acoplado; (c) corrente no interruptor S11 da Fig. 127; (d) corrente no interruptor S13 da Fig. 127; (e) corrente no interruptor S12 da Fig. 127 e (f) corrente no interruptor S14 da Fig. 127.....	150
Fig. 135 – Estados topológicos possíveis para uma fase do conversor.	151
Fig. 136 – Simplificação adotada para representação dos estados topológicos apresentados na Fig. 135.....	152

Fig. 137 – Estrutura trifásica do conversor NPC de 3 níveis com indutor acoplado.	154
Fig. 138 – Modulador da estrutura trifásica do conversor NPC de 3 níveis com indutor acoplado.....	155
Fig. 139 – Tensões relevantes da estrutura trifásica: (a) tensão de fase na carga; (b) tensão de modo comum e (c) tensão de linha na carga.	156
Fig. 140 – (a) Tensão de linha Vab; (b) tensão de linha Vbc e (c) tensão de linha Vca.....	157
Fig. 141 – (a) tensão no barramento CC; (b) tensão Vce no interruptor S19; (c) tensão Vce no interruptor S110; (d) tensão Vce no interruptor S111 e (d) tensão Vce no interruptor S112.....	157
Fig. 142 – Resultados de simulação: (a) corrente de fase na carga e (b) corrente em uma bobina do indutor acoplado.....	158
Fig. 143 – Formas de onda do modulador com identificação das etapas de operação para um período da frequência de comutação: ($V_{tri_1} \sim V_{tri_6}$) formas de onda com formato triangular das portadoras do modulador; (V_{s11} , V_{s12} , V_{s15} , V_{s16} , V_{s19} e V_{s110}) sinais de base/gatilho dos interruptores comandados da fase “a” do conversor; (V_{s21} , V_{s22} , V_{s25} , V_{s26} , V_{s29} e V_{s210}) sinais de base/gatilho dos interruptores comandados da fase “b” do conversor; (V_{s31} , V_{s32} , V_{s35} ,	

Vs36, Vs39 e Vs310) sinais de base/gatilho dos interruptores comandados da fase “c” do conversor.....	159
Fig. 144 – Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “1” da Fig. 143.	161
Fig. 145 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “2” da Fig. 143.	161
Fig. 146 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “3” da Fig. 143.	161
Fig. 147 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “4” da Fig. 143.	162
Fig. 148 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “5” da Fig. 143.	162
Fig. 149 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “6” da Fig. 143.	162
Fig. 150 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “7” da Fig. 143.	163
Fig. 151 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “8” da Fig. 143.	163
Fig. 152 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “9” da Fig. 143.	163
Fig. 153 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “10” da Fig. 143.	164
Fig. 154 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “11” da Fig. 143.	164

Fig. 155 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “12” da Fig. 143.....	164
Fig. 156 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “13” da Fig. 143.....	165
Fig. 157 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “14” da Fig. 143.....	165
Fig. 158 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “15” da Fig. 143.....	165
Fig. 159 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “16” da Fig. 143.....	166
Fig. 160 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “17” da Fig. 143.....	166
Fig. 161 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “18” da Fig. 143.....	166
Fig. 162 – Representação do conversor a partir de fontes de tensão.	167
Fig. 163 – Circuito equivalente ao mostrado na Fig. 144.....	167
Fig. 164 – Evolução dos vetores da tensão de saída para os sinais de comando mostrados na Tabela 25.	169
Fig. 165 – Constelação dos vetores disponíveis.	173
Fig. 166 – Formas de onda relevantes para especificação dos semicondutores: (a) potência fornecida para a carga; (b) tensão no barramento CC; (c) tensão de coletor-emissor do	

interruptor superior de um braço e (d) tensão de coletor-emissor do interruptor inferior de um braço.....	176
Fig. 167 - Formas de onda relevantes para especificação dos semicondutores: (a) potência fornecida para a carga; (b) tensão no barramento CC; (c) corrente no interruptor superior de um braço; (d) corrente no interruptor inferior de um braço.....	177
Fig. 168 - Diagrama esquemático completo da estrutura implementada.....	178
Fig. 169 – Esquema de ligação das fontes auxiliares.....	179
Fig. 170 – Esquema de ligação para alimentação e proteção do estágio de potência.....	180
Fig. 171 – Circuito de condicionamento de sinal para o conversor da fase “a”.....	180
Fig. 172 - Circuito de condicionamento de sinal para o conversor da fase “b”.....	181
Fig. 173 - Circuito de condicionamento de sinal para o conversor da fase “c”.....	182
Fig. 174 – Geometria do núcleo comercial adotado mostrando o <i>gap</i> maior na perna central do núcleo.....	185
Fig. 175 – Fotos do indutor trifásico.....	185
Fig. 176 – Tensões relevantes para a estrutura trifásica: (a) tensão do barramento CC que alimenta o inversor; (b) tensão de linha V_{ab} ; (c) tensão de linha V_{bc} ; (d) tensão de linha V_{ca}	186

Fig. 177 – Distorção harmônica da tensão de linha V_{ab} em função do índice de modulação.	187
Fig. 178 – Espectro harmônico presente na tensão de linha na carga.	187
Fig. 179 – Foto dos indutores e capacitores do filtro de saída.....	188
Fig. 180 – Tensões de linha na carga com filtro de saída: $L=200\mu\text{H}$ e $C=10\mu\text{F}$	188
Fig. 181 – Correntes na fase “B”da estrutura trifásica: (a) corrente total de saída na fase “B”; (b) correntes nas bobinas do indutor trifásico acoplado da fase “B”.....	189
Fig. 182 – Detalhe das correntes nas bobinas do indutor trifásico da fase “B” na passagem por zero da corrente de fase: (a) corrente na bobina “1” do indutor; (b) corrente na bobina “2”do indutor; (c) corrente na bobina “3”do indutor.	190
Fig. 183 - Detalhe das correntes nas bobinas do indutor trifásico da fase “B” no pico da corrente de fase: (a) corrente na bobina “1” do indutor; (b) corrente na bobina “2”do indutor; (c) corrente na bobina “3”do indutor.	190
Fig. 184 – (a) tensão do barramento CC que alimenta o inversor; (b) corrente magnetizante da bobina “1” do indutor acoplado; (c) corrente magnetizante da bobina “2” do indutor acoplado; (d) corrente magnetizante da bobina “3” do indutor acoplado.....	191

Fig. 185 – (a) tensão em uma bobina do indutor acoplado; (b) corrente magnetizante na mesma bobina do indutor acoplado.	192
Fig. 186 - Detalhe da tensão sobre a bobina do indutor acoplado na passagem por zero do sinal modulante do modulador ($D=0,5$).	193
Fig. 187 - Detalhe da tensão sobre a bobina do indutor acoplado: $D=(0;1/3)$	193
Fig. 188 - Detalhe da tensão sobre a bobina do indutor acoplado ($2/3 \leq D \leq 1$).	194
Fig. 189 - Detalhe da tensão sobre a bobina do indutor acoplado: $D=(1/3;0,5)$	194
Fig. 190 – Foto da estrutura completa implementada.	195
Fig. 191 - Diagrama esquemático completo do conversor CC-CA monofásico NPC com indutor acoplado implementado. ...	196
Fig. 192 – (a) Tensão no barramento CC; (b) Tensão de saída sem filtro.	197
Fig. 193 – (a) Tensão de saída sem filtro; (b) Tensão no ponto médio de um braço do conversor.	198
Fig. 194 – (a) Tensão de saída antes do filtro; (b) Tensão na saída depois do filtro; (c) Corrente na saída do conversor; (d) Corrente em uma bobina do indutor trifásico.	199

Fig. 195 – (a) Corrente magnetizante na bobina “1” do indutor trifásico acoplado; (b) Tensão na bobina “1” do indutor trifásico acoplado.....	199
Fig. 196 - (a) Detalhe da corrente no indutor para $D=1/3$; (b) Detalhe da tensão na bobina do indutor para $D=1/3$	200
Fig. 197 - (a) Detalhe da corrente no indutor para $D=(2/3;1)$ (b) Detalhe da tensão na bobina do indutor para $D=(2/3;1)$	201
Fig. 198 - (a) Detalhe da corrente no indutor para $D=(0;1/3)$ (b) Detalhe da tensão na bobina do indutor para $D=(0;1/3)$	201
Fig. 199 - (a) Detalhe da corrente no indutor para $D=(1/3;0,5)$ (b) Detalhe da tensão na bobina do indutor para $D=(1/3;0,5)$.	202
Fig. 200 – Foto da estrutura implementada.	202

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1 - Razões cíclicas D_1 e D_4 em função de V_C	47
Tabela 2 – Características de núcleos EE.	61
Tabela 3 – Estados topológicos e comando dos interruptores.	91
Tabela 4 – Representação dos sinais de comando dos interruptores e tensão de linha.	98
Tabela 5 – Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “a”	100
Tabela 6 - Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “b”.....	100
Tabela 7 - Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “c”	101

Tabela 8 - Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “d”	101
Tabela 9 - Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “z”	101
Tabela 10 – Tensão em cada bobina do indutor trifásico conforme o estado topológico.....	108
Tabela 11 – Relação entre estados topológicos, comando dos interruptores e tensão na saída do conversor em relação ao ponto comum das fontes.....	123
Tabela 12 – Vetores disponíveis no Retificador/Inversor Trifásico com indutor Acoplado.....	125
Tabela 13 – Vetores do grupo “a” e valores de tensão de fase e de linha.....	129
Tabela 14 - Vetores do grupo “b” e valores de tensão de fase e de linha.....	129
Tabela 15 - Vetores do grupo “c” e valores de tensão de fase e de linha.....	132
Tabela 16 - Vetores do grupo “d” e valores de tensão de fase e de linha.....	132
Tabela 17 - Vetores do grupo “e” e valores de tensão de fase e de linha.....	135
Tabela 18 - Vetores do grupo “f” e valores de tensão de fase e de linha.....	135

Tabela 19 - Vetores do grupo “g” e valores de tensão de fase e de linha.	138
Tabela 20 - Vetores do grupo “h” e valores de tensão de fase e de linha.	138
Tabela 21 - Vetores do grupo “i” e valores de tensão de fase e de linha.	141
Tabela 22 - Vetores do grupo “j” e valores de tensão de fase e de linha.	141
Tabela 23 - Vetores do grupo “z” e valores de tensão de fase e de linha.	141
Tabela 24 – Correlação entre os estados topológicos e a tensão na carga para a estrutura monofásica.	152
Tabela 25 – Sinais de comando dos interruptores da Fig. 143.	168
Tabela 26 – Vetores dos grupos “A” até “K”.....	170
Tabela 27 - Vetores dos grupos “L” até “Z”.....	171
Tabela 28 – Correlação entre módulo, ângulo e grupo dos vetores disponíveis.....	172
Tabela 29 – Comparativo das características da tensão de modo comum e da tensão de linha nos conversores “NPC” e “vsi” empregando-se a célula de acoplamento indutivo.	205

1. Informações Preliminares

1.1. Organização do texto

O documento de Tese está organizado em sete capítulos, sendo que no primeiro apresenta-se uma breve contextualização seguida de revisão bibliográfica. Ainda no capítulo 1 apresenta-se o objetivo da pesquisa e a contribuição inédita que ela traz, situando o trabalho dentro do universo da eletrônica de potência.

No capítulo 2 analisa-se o indutor trifásico acoplado e suas características importantes quando empregado na estrutura proposta. Seus modelos matemáticos, tanto o estático como o dinâmico, são obtidos para realização de simulações numéricas cujos resultados são comprovados experimentalmente. Apresenta-se também uma metodologia de projeto do indutor acoplado.

No capítulo 3 é apresentada a análise para uma fase do conversor CC-CA em ponte completa operando com modulação PWM senoidal. Mostram-se as etapas de operação, estados topológicos possíveis, principais formas de onda e exemplo de projeto do indutor trifásico acoplado. Ao final deste capítulo realiza-se uma análise para comprovar a efetividade do indutor acoplado na redução da distorção harmônica na saída do conversor.

No capítulo 4 apresenta-se a estrutura trifásica do conversor CC-CA em ponte completa. Mostram-se as etapas de operação, principais formas de onda, operação do conversor com portadora triangular e dente de serra no modulador e resultados de simulação.

No capítulo 5 apresenta-se a interpretação vetorial da tensão na carga para a estrutura trifásica do conversor em ponte completa. Propõe-se uma metodologia para identificação e obtenção dos vetores disponíveis em conversores multiníveis, bem como a geração do mapa de vetores.

O emprego da célula de comutação de quatro estados no conversor NPC de 3 níveis é apresentado no capítulo 6. Expõe-se a análise da estrutura monofásica com as principais formas de onda, estados topológicos e resultados de simulação. Ainda nesse capítulo, analisa-se a estrutura trifásica e mostram-se as formas de onda mais relevantes, realiza-se a interpretação vetorial da tensão na carga e todos os vetores disponíveis são identificados.

O capítulo 7 destaca os resultados experimentais do conversor em ponte completa trifásico empregando a célula de acoplamento

indutivo. Na seqüência mostram-se os resultados da experimentação do conversor monofásico NPC de 3 níveis empregando a célula de comutação. As formas de onda mais relevantes dos conversores são apresentadas e os resultados comentados.

1.2. Contextualização e Revisão Bibliográfica

A busca por alternativas para a geração de energia elétrica de forma menos agressiva ao meio ambiente oportuniza o desenvolvimento de novas tecnologias de geração. Muitas dessas formas de geração de energia necessitam de processamento eletrônico de energia elétrica para adequação e conexão aos sistemas comerciais de transmissão de energia elétrica. Com o aumento das potências geradas a partir de fontes alternativas de energia e a interconexão à rede comercial de energia elétrica, torna-se indispensável que os sistemas de processamento eletrônico de energia elétrica acompanhem esse crescimento.

De forma similar à geração alternativa de energia, o acionamento de máquinas elétricas a partir de conversores estáticos também cresce, impulsionado em parte pela indústria e pelo setor de transporte.

O suprimento de energia elétrica de forma ininterrupta e com padrões mínimos de qualidade assegurados também se destaca como uma das áreas onde o processamento eletrônico de energia elétrica está presente. Como aplicações para as unidades ininterruptas de energia – UPSs – podem-se destacar equipamentos hospitalares, sistemas de telecomunicações e sistemas de informática.

Nas aplicações aqui citadas os sistemas de processamento eletrônico de energia têm em comum a necessidade de conversão CC-CA em potências cada vez maiores e, em alguns casos, com possibilidade de bidirecionalidade do fluxo de potência. Entretanto, o processamento eletrônico de energia apresenta algumas limitações de ordem tecnológica, principalmente com relação à potência processada. Com o aumento da potência processada, eleva-se também o volume dos elementos reativos do conversor, o que pode ser resolvido através do aumento da frequência de comutação. Torna-se importante também dividir os esforços de tensão e de corrente impostos aos semicondutores, pois o emprego de semicondutores que suportem os esforços de tensão e de corrente necessários para o processamento de elevadas potências nem sempre é possível, ou muitas vezes apresenta custo muito elevado.

Existem várias técnicas empregadas para aumentar a potência processada nos conversores estáticos, dentre elas pode-se citar paralelismo, *interleaving*, conversores multiníveis e células de acoplamento indutivo.

A técnica de *interleaving* é amplamente tratada na literatura e consiste em se conectar conversores completos em paralelo, com operação complementar sincronizada, conectados a uma mesma carga e com a mesma fonte de alimentação. A publicação mais antiga encontrada é a referência bibliográfica [8] e data de 1977, e não há evidências que esta seja a publicação mais antiga sobre o assunto.

De maneira geral é possível classificar os conversores com *interleaving* de duas formas: sem acoplamento magnético e com acoplamento magnético. A Fig. 1 mostra a técnica aplicada a dois conversores *Buck* empregando indutores acoplados. É importante frisar que, tanto no emprego da técnica de *interleaving*, como no paralelismo, os conversores operam de forma paralela, sendo que no caso da técnica de *interleaving* o comando dos interruptores deve ser complementar e sincronizado. No paralelismo não há necessidade de comando sincronizado.

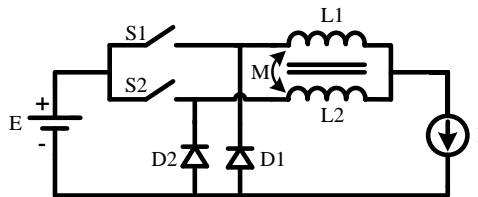


Fig. 1 – *Interleaving* com indutor acoplado.

Na Fig. 2 mostra-se o conversor *Buck*, empregando a técnica de *interleaving* sem acoplamento entre os indutores.

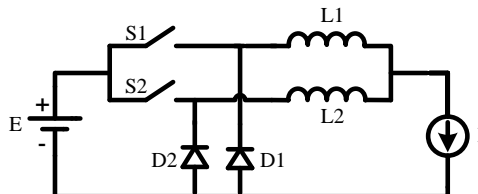


Fig. 2 – *Interleaving* sem acoplamento entre os indutores.

Nas aplicações de elevada potência, a técnica de *interleaving* em conversores *boost* tem sido proposta para aumentar a potência de saída e reduzir a ondulação da tensão de saída. Em [9] apresenta-se a

análise de um conversor *boost*, com *interleaving* com acoplamento entre os indutores. A Fig. 3 apresenta a estrutura desse trabalho que propõe um método para equilibrar as correntes em ambos os conversores sem a necessidade de sensor de corrente. A técnica consiste em operar os dois conversores *boost* em condução descontínua, de tal forma que a corrente total na entrada dos conversores seja contínua e que possa ser considerada constante. Cada interruptor deve ser comandado a cada meio ciclo da frequência de comutação, sendo que um deles com razão cíclica menor, proporcionando dessa forma correntes com pequenas diferenças entre os indutores. Conta ainda com a vantagem de empregar apenas um núcleo magnético para os dois indutores, pelo fato dos indutores estarem acoplados.

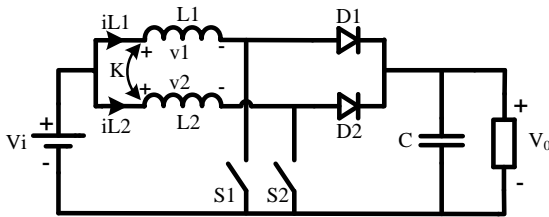


Fig. 3 – Conversor *boost* com *interleaving* e indutores acoplados.

Em [10 e 11] apresenta-se um modelo genérico para conversores *boost* multifase com *interleaving*, com acoplamento dos indutores. Cabe ressaltar que o emprego da palavra “fase” é mantido para resguardar a expressão empregada no trabalho original. A Fig. 4 mostra o circuito da estrutura proposta no trabalho. No desenvolvimento matemático considera-se “2N” conversores *boost*, ou seja, o número de conversores é sempre múltiplo de 2.

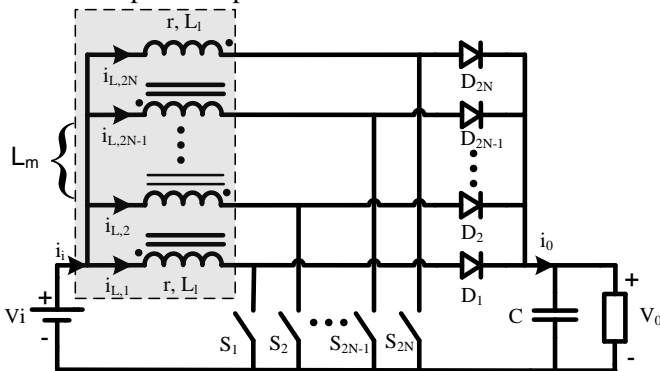


Fig. 4 – Conversor *boost* de “2N” fases com *interleaving* com indutores acoplados.

Apresentaram-se aqui resultados experimentais para o caso de duas e quatro fases.

Outras estruturas empregando *interleaving* são apresentadas em [13 e 14].

Em [12] aborda-se o emprego de indutores acoplados na conexão paralela de inversores convencionais, conforme mostra a Fig. 5. Nessa estrutura, os braços são conectados em paralelo sempre aos pares, obtendo-se com isso a divisão da corrente nos semicondutores. Além de reduzir os esforços de corrente conforme citado, a estrutura também proporciona redução do conteúdo harmônico na tensão de saída, bastando para isso uma estratégia de comando adequada. O artigo traz resultados experimentais da tensão na saída do inversor NPC-PWM, empregando indutores acoplados na conexão paralela de dois braços. A topologia proposta pode ser aplicada a inversores trifásicos e generalizada para um número maior de conversores em paralelo, com a desvantagem de só permitir um número par de conversores.

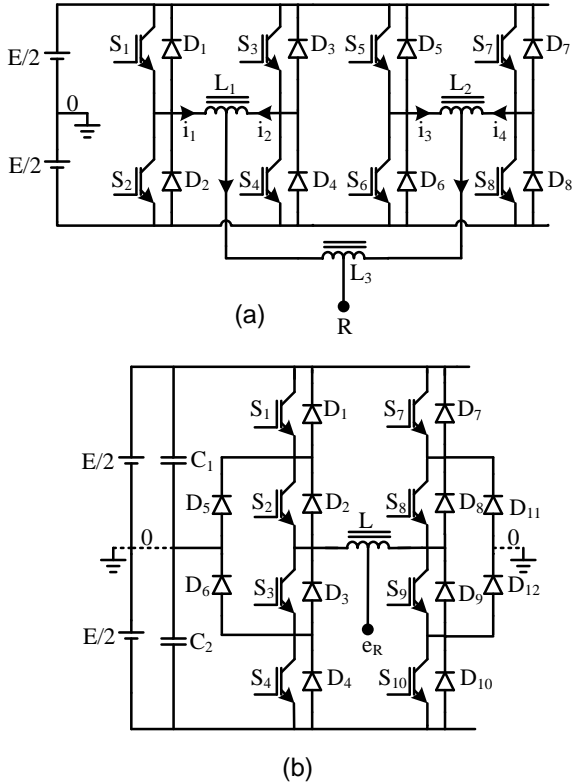


Fig. 5 – Configuração da conexão paralela para uma fase em inversores PWM convencionais.

Em [16] apresenta-se o emprego de indutores acoplados em retificadores empregando conversores *boost* monofásicos. Na Fig. 6 mostram-se as estruturas discutidas no trabalho. Um comparativo entre os indutores dos conversores empregando *interleaving* e indutor acoplado multinível é apresentado. Mostra-se estruturas de 3, 4 e 5 níveis, e destaca-se a vantagem da estrutura de 4 níveis pelo fato do indutor acoplado possuir 3 enrolamentos idênticos e por isso ser possível o uso do núcleo trifásico comercial.

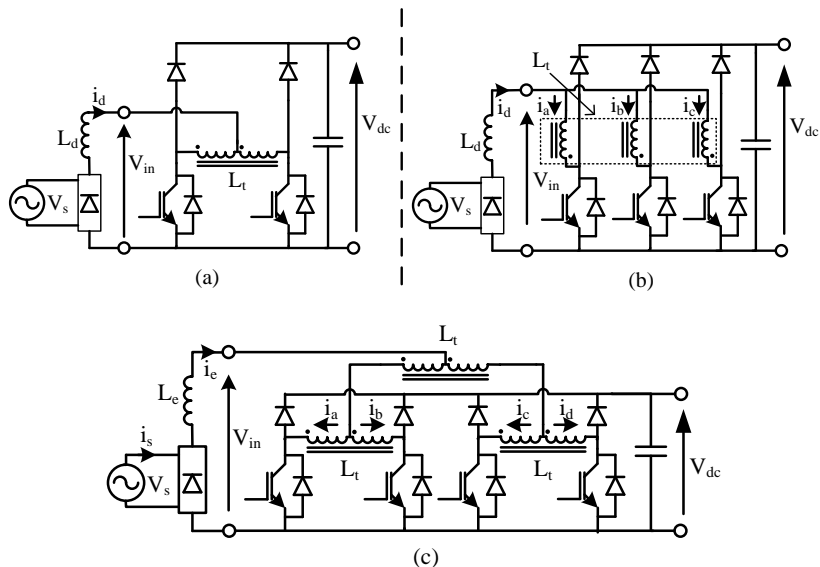


Fig. 6 – Retificadores *boost* monofásicos empregando indutores acoplados: (a) 3 níveis; (b) 4 níveis e (c) 5 níveis.

Em [17] propõe-se duas estruturas de inversores multiníveis empregando indutores acoplados mostradas na Fig. 7. Nessa proposta insere-se um indutor acoplado simétrico entre o interruptor superior e inferior de um braço, sem o acréscimo do número de interruptores/conversores. Essa configuração apresenta como vantagem a geração de tensão multinível na saída e o aumento da frequência de saída com relação à frequência de comutação. Esta estrutura melhora a qualidade da onda PWM, pois dispensa o uso de tempo morto nos sinais de comando dos interruptores.

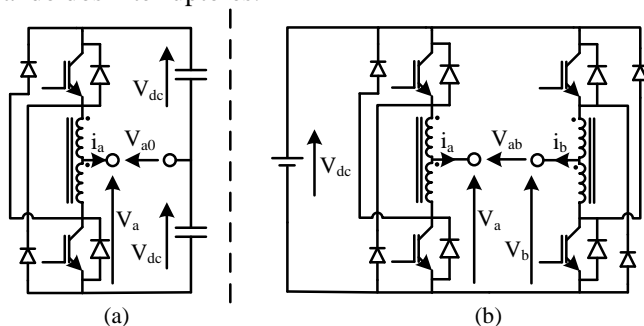


Fig. 7 – Inversores multiníveis monofásicos: (a) 3 níveis e (b) 5 níveis.

Apresentam-se outras estruturas empregando-se indutores acoplados e a análise do indutor em [15, 18 e 19].

Outra solução para conversores estáticos de potências elevadas são os conversores multiníveis de tensão e/ou de corrente. Como características, estes apresentam redução dos esforços de tensão e/ou de corrente dos interruptores e tensão ou corrente multinível na saída e podem ser obtidos através de três técnicas: a associação série e/ou paralela de interruptores, a associação de célula de comutação multinível e a associação de conversores [3, 4, 7, 20, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 36 e 37].

Nos conversores multiníveis emprega-se o princípio da divisão dos esforços de tensão e/ou corrente nos interruptores. Esses conversores apresentam na saída tensão e/ou corrente com múltiplos níveis. É possível assim alcançar potências processadas maiores, quando comparados a conversores clássicos com o emprego de dispositivos semicondutores, com as mesmas especificações de tensão e de corrente, além de proporcionar redução do conteúdo harmônico da tensão e/ou da corrente de saída ou de entrada [3, 4, 7, 20, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 36 e 37].

Apresenta-se na Fig. 8 a associação série de dois inversores monofásicos em ponte completa, que permite impor à carga cinco níveis de tensão. Com a estrutura comandada de forma apropriada, os interruptores são submetidos à metade da tensão máxima que aparece na carga [7, 30 e 37]. A desvantagem principal está na necessidade de se empregar duas fontes de tensão separadas e isoladas.

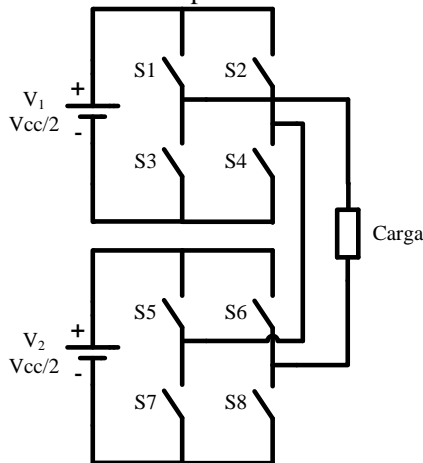


Fig. 8 – Estrutura com dois inversores VSI conectados em série.

Em [20 e 27] apresenta-se a estrutura do inversor NPC-PWM, mostrada na Fig. 9. Nessa estrutura, a tensão máxima aplicada sobre os interruptores é a metade da tensão máxima sobre a carga, proporcionando também tensão multinível na saída, o que reduz a taxa de distorção harmônica.

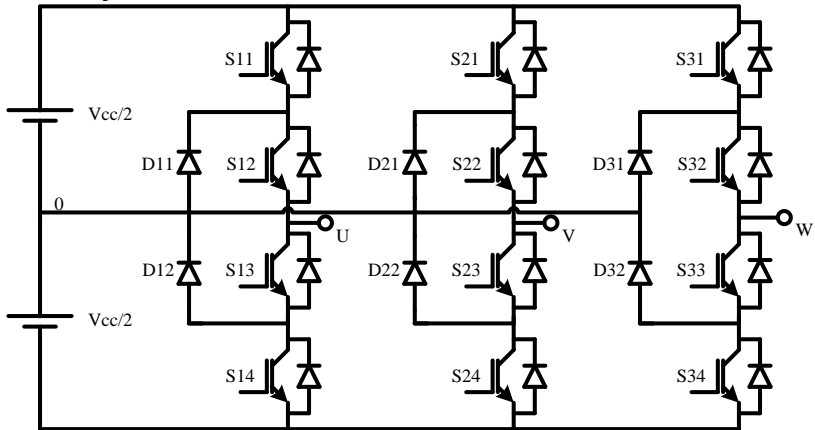


Fig. 9 – Inversor NPC-PWM trifásico.

A célula de comutação de dois estados mostrada na Fig. 10, consiste em uma estrutura de três terminais contendo dois interruptores, e seu funcionamento baseia-se na operação complementar dos interruptores [5 e 6].

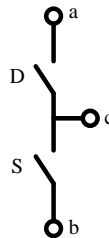


Fig. 10 – Célula de comutação de dois estados.

Apresenta-se o conceito de células de comutação de três estados em [1] e [2], e na Fig. 11 é mostrada a célula “B”. As características principais da célula de três estados são a divisão da corrente que flui através dos interruptores e a multiplicação da frequência da tensão na carga. Essas características permitem melhor distribuição das perdas e redução de volume do filtro de saída.

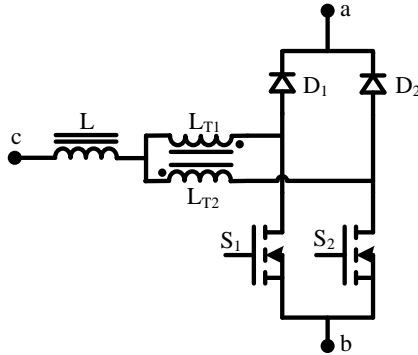


Fig. 11 – Célula de comutação de três estados.

A célula de comutação obtida consiste em duas células de comutação de dois estados [5 e 6] interligadas por um autotransformador. A partir da célula de três estados é gerada uma nova família de conversores CC-CC PWM. Em [2] apresenta-se o critério para a geração de topologias de conversores CC-CC não isolados e o procedimento para a obtenção de cada célula de comutação de três estados.

A célula de comutação de quatro estados é mostrada em [15], [16] e [17] e consiste em três interruptores, três diodos e um indutor trifásico acoplado, conforme é apresentado na Fig. 12. Estendendo-se a técnica de geração de novas topologias apresentada em [2], é possível gerar uma nova família de conversores, agora empregando a célula de quatro estados.

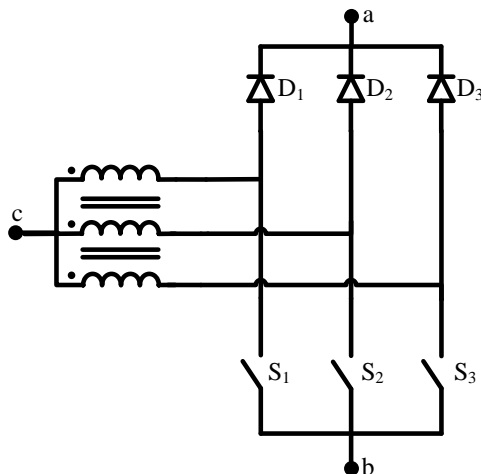


Fig. 12 – Célula de comutação de quatro estados.

As células de comutação de três e quatro estados foram inicialmente aplicadas a conversores CC-CC, mas podem também ser empregadas em conversores CC-CA, conforme é apresentado em [17, 24 e 25]. Nesses trabalhos foram apresentados somente inversores monofásicos empregando células de comutação de três e quatro estados conforme mostra a Fig. 13.

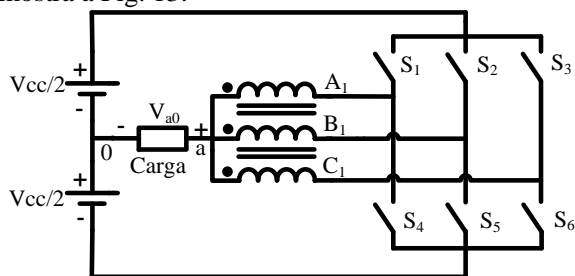


Fig. 13 – Conversor meia ponte empregando célula de comutação de quatro estados.

Em [33, 34, 35 e 38] discutem-se estruturas de inversores trifásicos empregando a célula de acoplamento indutivo de 4 estados.

Há de se fazer distinção entre *interleaving* e células de comutação de “n” estados.

A técnica de *interleaving* é caracterizada pela inserção de estruturas completas de conversores, e o comando dos interruptores

ocorre de forma alternada e sincronizada, como pode ser observado em [7], [8] e [9].

A célula de comutação compreende a substituição apenas da célula de 2 estados, proposta em [5], por uma célula de 3, 4 ou “n” estados, mantendo-se os demais elementos do conversor. O emprego de células de comutação é tratado em [1], [2], [5], [6], [22], [23], [24], [33], [34], [35] e [38].

1.3. Objeto de Tese

A motivação desta pesquisa reside na geração de novas estruturas de conversores de elevada potência, que processem potências maiores se comparadas às estruturas clássicas, empregando os mesmos interruptores controlados.

A contribuição deste trabalho de Tese é a concepção de novas estruturas de conversores empregando a célula de acoplamento indutivo. Neste trabalho são apresentados dois novos conversores CC-CA.

Inicialmente propõe-se o conversor em ponte completa trifásico empregando a célula de acoplamento indutivo. Na seqüência apresenta-se o conversor NPC de 3 níveis empregando a célula de acoplamento indutivo.

A inserção da célula de comutação de 4 estados em conversores permite obter alta resolução da tensão de saída e, desta forma, reduzir os esforços de filtragem. A expressão “alta resolução de tensão” é empregada neste texto como sendo: uma forma de onda modulada PWM, com a componente fundamental senoidal, não filtrada, e com a frequência e o número de níveis tendendo a infinito.

O inversor trifásico em ponte completa, com célula de comutação de quatro estados, encontra aplicação em conversores de elevada potência e reduzida tensão de barramento CC, pois, apesar de apresentar característica multinível na tensão de saída, não apresenta redução dos esforços de tensão sobre os interruptores.

O conversor NPC de 3 níveis com célula de comutação de quatro estados tem aplicação em elevada potência e média tensão de barramento CC, pois o número de níveis na tensão de saída é aumentado com a inserção da célula, e os esforços de tensão nos interruptores continuam reduzidos à metade da tensão do barramento CC.

1.4. Conclusão

Apresentou-se nesse capítulo a organização do texto, seguida de revisão bibliográfica abordando as publicações mais relevantes sobre

o tema deste trabalho. Também foram destacadas as diferenças entre a técnica de *interleaving* e as células de comutação de “n” estados.

Após a revisão bibliográfica foram apresentados a motivação da pesquisa, o objeto de Tese e os conversores propostos.

2. Indutor Trifásico Acoplado

2.1. Introdução

Neste capítulo será apresentado o estudo do indutor trifásico acoplado, quando submetido à tensão de seqüência zero e à tensão de seqüência positiva. Isto se torna necessário, pois na estrutura do conversor proposto o indutor será submetido à tensão de seqüência positiva e seqüência zero. Também será apresentada uma metodologia para o dimensionamento físico do indutor.

2.2. Análise do Indutor Trifásico acoplado

O indutor trifásico, para poder ser considerado simétrico, deve ter a configuração mostrada na Fig. 14.

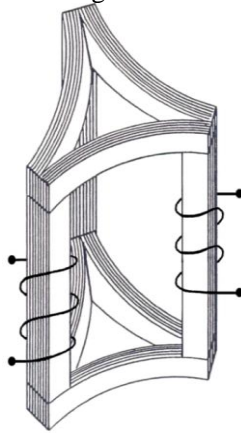


Fig. 14 - Indutor trifásico simétrico.

Por não ser prática tal forma construtiva, emprega-se normalmente o núcleo com a geometria representada na Fig. 15. Tal geometria pode produzir uma pequena assimetria magnética e elétrica no componente, cujas implicações serão discutidas neste trabalho.

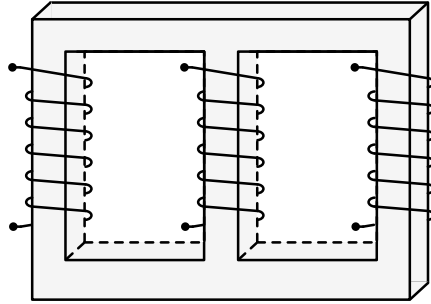


Fig. 15 - Geometria do indutor trifásico montado em núcleo comercial.

O circuito elétrico equivalente do indutor trifásico, alimentado por tensões senoidais equilibradas é apresentado na Fig. 16.

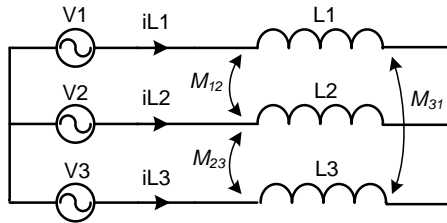


Fig. 16 - Indutor alimentado por tensões senoidais balanceadas.

Considerando que o sistema é simétrico, as relações válidas para as indutâncias próprias e mútuas são:

$$M_{12} = M_{23} = M_{31} = M \tag{2.1}$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = L \tag{2.2}$$

Para a análise, o indutor trifásico é considerado sem perdas, e o material magnético com permeabilidade constante. Por inspeção obtém-se que:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \tag{2.3}$$

As tensões são dadas como sendo:

$$V_1 = V_p \cdot \cos \omega t \tag{2.4}$$

$$V_2 = V_p \cdot \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (2.5)$$

$$V_3 = V_p \cdot \cos(\omega t - 240^\circ) \quad (2.6)$$

Seja a transformação de “Clarke”, ou transformação $\alpha\beta$, definida a seguir:

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Assim:

$$(X)_{0\alpha\beta} = (A)^{-1} \cdot (X)_{123} \quad (2.8)$$

Onde:

$$(X)_{0\alpha\beta} = \begin{pmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

$$(X)_{123} = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

$$(A)^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

Sejam as definições:

$$(V)_{123} = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

$$(L) = \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

$$(i)_{123} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Assim:

$$(V)_{123} = (L) \cdot \frac{d}{dt} \cdot (i)_{123} \quad (2.15)$$

$$(V)_{0\alpha\beta} = (A)^{-1} \cdot (V)_{123} \quad (2.16)$$

$$(i)_{0\alpha\beta} = (A)^{-1} \cdot (i)_{123} \quad (2.17)$$

Assim:

$$(i)_{123} = (A) \cdot (i)_{0\alpha\beta} \quad (2.18)$$

Desse modo, a partir da expressão (2.15), obtém-se:

$$(A)^{-1} \cdot (V)_{123} = (A)^{-1} \cdot (L) \cdot \frac{d}{dt} \cdot [(A) \cdot (i)_{0\alpha\beta}] \quad (2.19)$$

$$(A)^{-1} \cdot (L) \cdot (A) = \begin{pmatrix} L_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

Assim:

$$\begin{pmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

Onde:

$$L_0 = L + 2M \quad (2.22)$$

$$L_S = L - M \quad (2.23)$$

No domínio da frequência obtém-se:

$$V_0 = j \cdot \omega \cdot L_0 \cdot i_0 \quad (2.24)$$

$$V_\alpha = j \cdot \omega \cdot L_S \cdot i_\alpha \quad (2.25)$$

$$V_\beta = j \cdot \omega \cdot L_S \cdot i_\beta \quad (2.26)$$

As expressões (2.24), (2.25) e (2.26) representam os circuitos monofásicos seqüenciais, mostrados na Fig. 17.

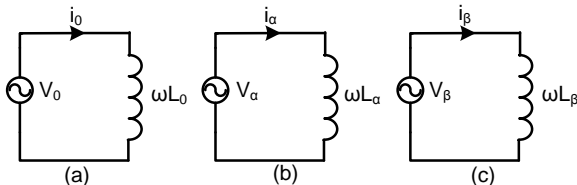


Fig. 17 - Circuitos monofásicos seqüenciais: (a) – Seqüência zero; (b) – Seqüência α ; (c) – Seqüência β .

Para as tensões trifásicas representadas por (2.4), (2.5) e (2.6) obtém-se o que segue:

$$\begin{pmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{-1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V \times \cos(\omega t) \\ V \times \cos(\omega t - 120^\circ) \\ V \times \cos(\omega t - 240^\circ) \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Assim:

$$V_0 = 0 \quad (2.28)$$

$$V_\alpha = V \cdot \cos(\omega t) \quad (2.29)$$

$$V_\beta = V \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.30)$$

Assim:

$$i_\alpha = \frac{V_\alpha}{j \cdot \omega \cdot L_s} = \frac{V}{\omega \cdot L_s} \cdot \cos(\omega t - 90^\circ) \quad (2.31)$$

$$i_\beta = \frac{V_\beta}{j \omega \cdot L_s} = \frac{V}{\omega \cdot L_s} \cdot \text{sen}(\omega t - 90^\circ) \quad (2.32)$$

Mas,

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

Assim:

$$i_1 = \frac{V}{\omega \cdot L_s} \cdot \cos(\omega t - 90^\circ) \quad (2.34)$$

$$i_2 = \frac{V}{\omega \cdot L_s} \cdot \cos(\omega t - 90^\circ - 120^\circ) \tag{2.35}$$

$$i_3 = \frac{V}{\omega \cdot L_s} \cdot \cos(\omega t - 90^\circ - 240^\circ) \tag{2.36}$$

Assim:

$$i_{1p} = i_{2p} = i_{3p} = \frac{V}{\omega \cdot L_s} \tag{2.37}$$

Conclui-se então que L_s é determinante no estabelecimento da corrente. Desta forma é significativo encontrar uma relação entre L e L_s .

$$L_s = L - M \tag{2.38}$$

$$M \cong -\frac{L}{2} \tag{2.39}$$

Assim:

$$L_s = 1,5 \cdot L \tag{2.40}$$

2.3. Comportamento do Indutor Trifásico Alimentado por Tensão de Seqüência Zero.

Na estrutura proposta, o indutor acoplado trifásico é submetido à tensão de seqüência zero durante a operação do conversor em regime permanente. Em virtude disso, é apresentado o estudo do comportamento do indutor acoplado trifásico sendo alimentado por tensão de seqüência zero. Seja a Fig. 18.

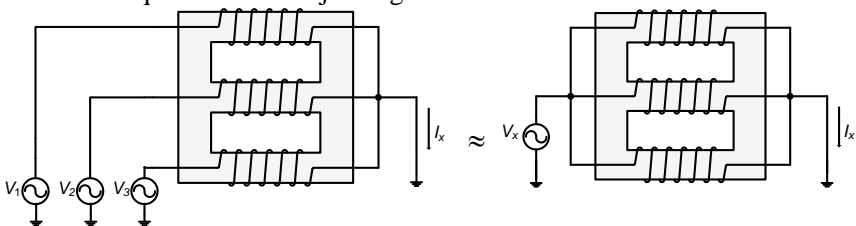


Fig. 18 - Indutor trifásico alimentado por tensão de seqüência zero.

Para que se obtenha componente de sequência zero para a tensão é evidente que:

$$V_1 = V_2 = V_3 \quad (2.41)$$

Assim é possível escrever:

$$\begin{pmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_x \\ V_x \\ V_x \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

Portanto:

$$V_\alpha = V_\beta = 0 \quad (2.43)$$

$$V_0 = V_x \quad (2.44)$$

De modo análogo:

$$i_\alpha = i_\beta = 0 \quad (2.45)$$

$$V_0 = j \cdot \omega \cdot L_0 \cdot i_0 \quad (2.46)$$

$$i_0 = \frac{V_0}{j \cdot \omega \cdot L_0} = \frac{V_x}{j \cdot \omega \cdot L_0} \quad (2.47)$$

Em módulo:

$$i_0 = \frac{V_x}{\omega \cdot L_0} \quad (2.48)$$

Onde:

$$V_x = V \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.49)$$

A partir da equação (2.50) é possível afirmar que quando o indutor é alimentado por tensão de seqüência zero, quem limita a corrente é L_0 .

$$L_0 = L + 2M \quad (2.50)$$

Para o indutor ideal:

$$M \cong -\frac{L}{2} \quad (2.51)$$

Assim,

$$L_0 = L - \frac{2 \cdot L}{2} = 0 \quad (2.52)$$

Portanto, em tal situação o indutor comporta-se como um curto circuito.

Quando há dispersão:

$$M = -\frac{\gamma \cdot L}{2} \quad (2.53)$$

Onde:

$$\gamma < 1 \quad (2.54)$$

Assim:

$$L_0 = L - \frac{2 \cdot \gamma \cdot L}{2} = L \cdot (1 - \gamma) \quad (2.55)$$

L_0 pode então ser considerado proporcional à indutância de dispersão.

Seja a Fig. 19.

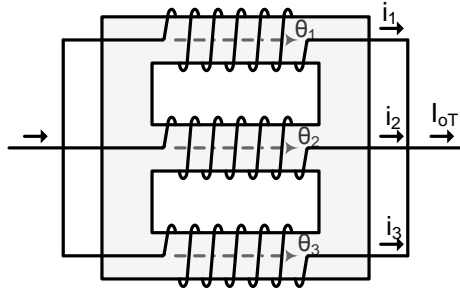


Fig. 19 - Fluxos de seqüência zero.

Sendo

$$i_1 = i_2 = i_3 = i_0 \quad (2.56)$$

E

$$i_{0T} = 3 \cdot i_0 \quad (2.57)$$

Sendo simétrico o indutor,

$$\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_3 = 0 \quad (2.58)$$

Os indutores estão fortemente acoplados e por conta disso considera-se que não há indutância de dispersão. Por isso, a impedância para a componente de seqüência zero é nula.

Na seqüência será apresentado um exemplo numérico para mostrar o comportamento do indutor submetido à tensão de seqüência zero. Sejam as seguintes especificações:

$$V_1 = 100 \cdot \text{sen}(\omega t); \quad V_2 = 100 \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ); \quad V_3 = 100 \cdot \text{sen}(\omega t - 240^\circ)$$

$$\omega = 377 \text{ rad/s}; \quad f = 60 \text{ Hz}$$

Considerando o valor da indutância própria e o valor da indutância mútua:

$$L = 0,1 \text{ H}; \quad M = -0,049 \text{ H}$$

Assim, é possível determinar o valor da corrente magnetizante para cada bobina do indutor. Como o indutor é simétrico, as correntes em cada bobina são idênticas.

$$i_{1p} = i_{2p} = i_{3p} = \frac{100}{\omega \cdot L_s} = i_p$$

$$L_s \cong 0,1 + 0,05 \approx 0,15 \text{ H}$$

$$\omega \cdot L_s = 377 \times 0,15 = 56,55 \ \Omega$$

$$i_p = 1,77 \text{ A}$$

Considerando o indutor alimentado por tensão de seqüência zero:

$$V_1 = V_2 = V_3 = 100 \cdot \text{sen}(\omega t)$$

Pode-se determinar a impedância que o indutor oferece à componente de seqüência zero da tensão e, posteriormente, a corrente máxima para esta componente:

$$L_0 = L + 2 \cdot M = 0,1 - 2 \cdot 0,049 \Rightarrow L_0 = 0,002 \text{ H}$$

$$Z_0 = \omega \cdot L_0 = 377 \cdot 0,002 \Rightarrow Z_0 = 0,754 \ \Omega$$

$$i_{0p} = \frac{100}{Z_0} = \frac{100}{0,754} \Rightarrow i_{0p} = 132,6 \text{ A}$$

$$I_{0T} = 3 \cdot i_{0p} = 397,8 \text{ A}$$

Considerando agora o indutor submetido à tensão de seqüência zero com formato retangular, conforme mostra a Fig. 20.

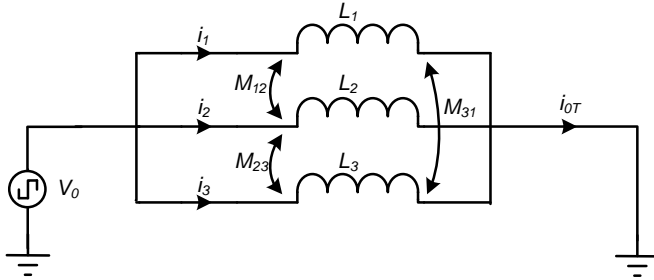


Fig. 20 - Indutor trifásico alimentado por tensão de seqüência zero retangular.

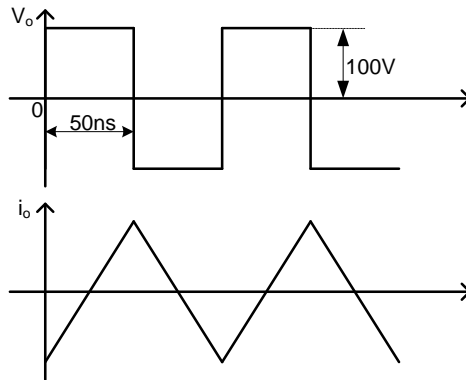


Fig. 21 - Formas de onda para o circuito da Fig. 20.

A partir do valor da indutância de seqüência zero, já calculada no exemplo numérico anterior, e das informações contidas na Fig. 21, pode-se determinar o pico da corrente de seqüência zero:

$$V_0 = L_0 \cdot \frac{i_{0p}}{\frac{T}{4}} = \frac{0,002 \cdot i_{0p}}{25 \cdot 10^{-6}}$$

$$i_{0p} = \frac{100 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{0,002} = 1,25A \rightarrow (p / fase)$$

$$I_{0T} = 3 \cdot i_{0p} = 3,75 A$$

A corrente é limitada apenas pela indutância de seqüência zero. O circuito equivalente está representado na Fig. 22.

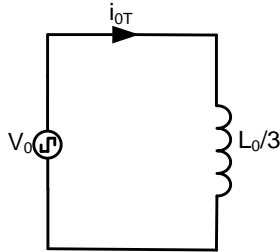


Fig. 22 - Circuito equivalente do sistema representado na Fig. 20.

Seja a situação mostrada na Fig. 23, onde:

$$\begin{aligned} V_1 &= V \cdot \text{sen}(\omega t) \\ V_2 &= V \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ V_3 &= V \cdot \text{sen}(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \tag{2.59}$$

As tensões V_1 , V_2 e V_3 formam um sistema trifásico balanceado. Deste modo sua componente de seqüência zero é nula.

V_x é uma tensão alternada retangular, e sua componente de seqüência zero é V_0 . Como o indutor trifásico ideal tem impedância nula para a corrente de seqüência zero, pode-se concluir que:

$$V_Y = V_X = V_0 \tag{2.60}$$

Assim, apesar da presença do indutor, a tensão retangular, por ser de seqüência zero, aparece integralmente na carga formada por R e L .

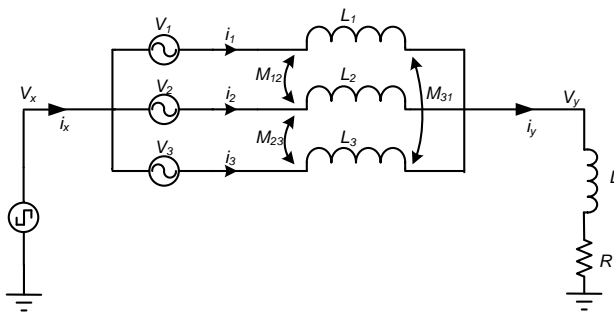


Fig. 23 - Circuito incluindo indutor trifásico.

O circuito equivalente para a determinação da componente de seqüência zero está mostrado na Fig. 24.

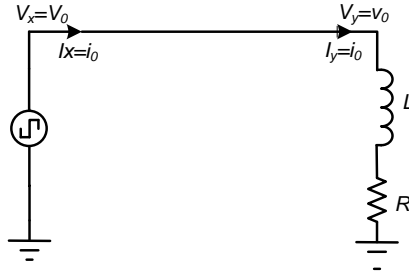


Fig. 24 - Circuito equivalente para a componente de seqüência zero

A tensão e a corrente de seqüência zero são mostradas na Fig. 25, considerando $R \approx 0$, em regime permanente.

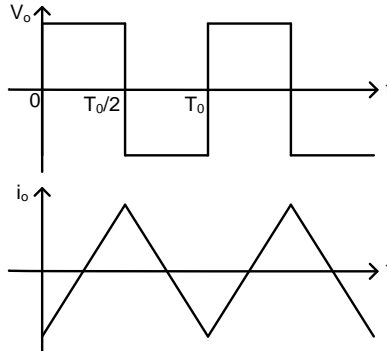


Fig. 25 - Tensão e corrente de seqüência zero para o circuito da Fig. 24.

As correntes iL_1 , iL_2 e iL_3 , nas bobinas do indutor, produzidas pelas tensões V_1 , V_2 e V_3 são determinadas com as expressões já deduzidas, e com o auxílio do circuito equivalente mostrado na Fig. 26.

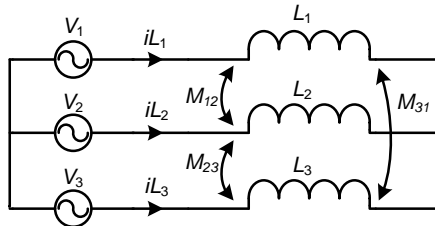


Fig. 26 - Circuito equivalente para o cálculo das correntes magnetizantes do indutor.

As correntes totais nas bobinas são dadas pelas expressões (2.61), (2.62) e (2.63).

$$i_1 = iL_1 + \frac{i_0}{3} \quad (2.61)$$

$$i_2 = iL_2 + \frac{i_0}{3} \quad (2.62)$$

$$i_3 = iL_3 + \frac{i_0}{3} \quad (2.63)$$

Na Fig. 27 são mostrados resultados de simulações realizadas com o programa PSIM, com os parâmetros listados a seguir:

$$L = 0,1 \text{ H}; \quad M = -0,05 \text{ H}$$

$$L_0 = 0; \quad L_S = 0,15 \text{ H}$$

$$R_Y = 1 \text{ } \Omega; \quad L_Y = 0,01 \text{ H}$$

$$V_1 = 70 \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f); \quad f_1 = 60 \text{ Hz}; \quad V_{\alpha\text{pico}} = 50 \text{ V}(f = 1.800 \text{ Hz})$$

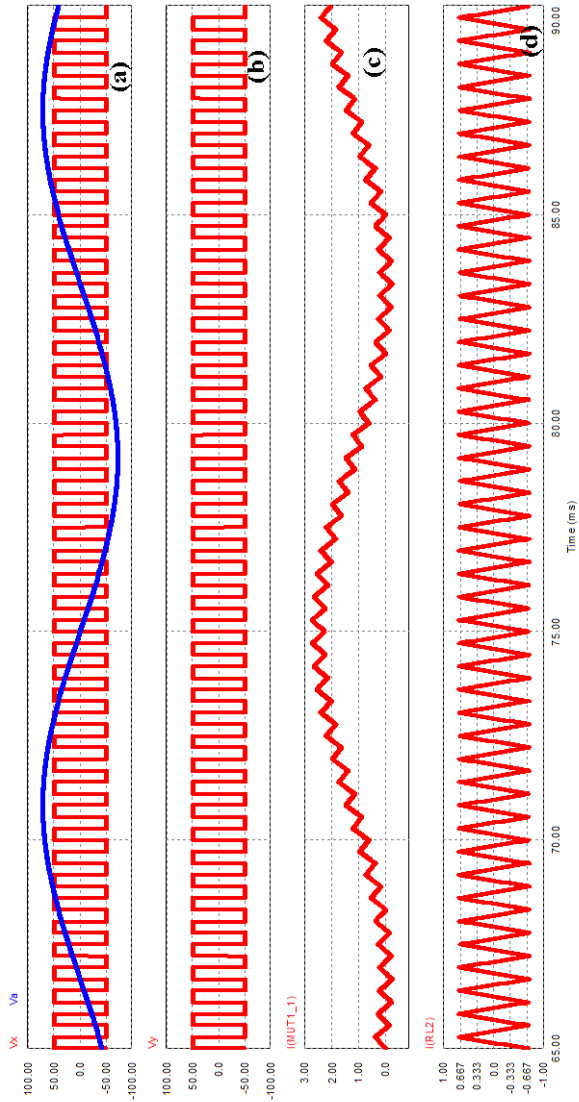


Fig. 27 - Resultados de simulação: (a) Tensão V_x e tensão senoidal da fonte V_j ; (b) Tensão $V_\theta = V_\alpha$; (c) Corrente em um enrolamento do indutor acoplado; (d) Corrente na carga.

É possível observar a partir da Fig. 27(a), que o indutor trifásico acoplado é alimentado com tensão retangular de seqüência zero. Pelo fato do indutor possuir impedância nula para esta componente, a tensão aplicada na entrada aparece integralmente na saída, conforme mostra a Fig. 27(b). Como as tensões senoidais aplicadas ao indutor formam um sistema trifásico equilibrado, a componente senoidal não aparece sobre a carga, dessa forma a corrente na carga é resultado apenas da tensão retangular aplicada.

A Fig. 28 apresenta o circuito utilizado para a simulação realizada.

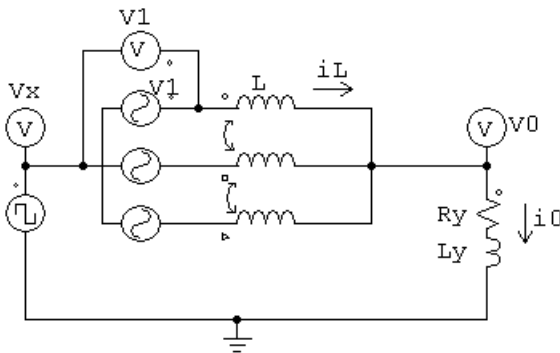


Fig. 28 - Circuito empregado para a simulação.

2.4. Modelo Dinâmico do Indutor Trifásico Acoplado

Considerando o circuito apresentado na Fig. 29 pode-se proceder a análise matemática para obter o modelo dinâmico do indutor trifásico acoplado.

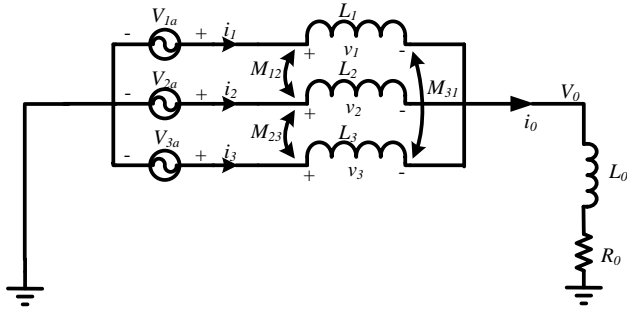


Fig. 29 - Indutor trifásico acoplado, alimentado por 3 fontes de tensão, com uma carga de modo comum R_o e L_o .

Considerando que o indutor é simétrico e ideal pode-se considerar que:

$$L = L_1 = L_2 = L_3 \quad (2.64)$$

E ainda considerar que:

$$M = M_{12} = M_{23} = M_{31} \quad (2.65)$$

As tensões sobre as bobinas do indutor são representadas pelas equações (2.66), (2.67) e (2.68).

$$v_1 = L \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_3}{dt} \quad (2.66)$$

$$v_2 = M \cdot \frac{di_1}{dt} + L \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_3}{dt} \quad (2.67)$$

$$v_3 = M \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + L \cdot \frac{di_3}{dt} \quad (2.68)$$

As tensões v_1 , v_2 e v_3 e as correntes i_1 , i_2 e i_3 são funções do tempo.

As equações (2.66), (2.67) e (2.68) podem ser representadas matricialmente, pela expressão (2.69).

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (2.69)$$

Ainda a partir do circuito da Fig. 29 podem ser extraídas as expressões (2.70), (2.71) e (2.72).

$$v_1 = v_{1a} - R_0 \cdot i_0 - L_0 \cdot \frac{di_0}{dt} \quad (2.70)$$

$$v_2 = v_{2a} - R_0 \cdot i_0 - L_0 \cdot \frac{di_0}{dt} \quad (2.71)$$

$$v_3 = v_{3a} - R_0 \cdot i_0 - L_0 \cdot \frac{di_0}{dt} \quad (2.72)$$

A relação entre as correntes é dada pela equação (2.73).

$$i_0 = i_1 + i_2 + i_3 \quad (2.73)$$

Combinando-se as expressões anteriores, obtém-se a expressão (2.74).

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1a} \\ v_{2a} \\ v_{3a} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R & R & R \\ R & R & R \\ R & R & R \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L_0 & L_0 & L_0 \\ L_0 & L_0 & L_0 \\ L_0 & L_0 & L_0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (2.74)$$

É possível definir que:

$$(V) = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} \quad (2.75)$$

$$(V_a) = \begin{pmatrix} v_{1a} \\ v_{2a} \\ v_{3a} \end{pmatrix} \quad (2.76)$$

$$(I) = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (2.77)$$

$$(R) = R_0 \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.78)$$

$$(L_0) = L_0 \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.79)$$

Assim pode-se reescrever a equação (2.74) de forma matricial como mostra a equação (2.80).

$$(V) = (V_a) - (R_0)(I) - (L_0) \cdot \frac{d}{dt}(I) \quad (2.80)$$

Mas

$$(V) = (L) \cdot \frac{d}{dt}(I) \quad (2.81)$$

E,

$$(L) = \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix} \quad (2.82)$$

Substituindo a equação (2.81) em (2.80) obtém-se:

$$(L) \cdot \frac{d}{dt}(I) = (V_a) - (R_0) \cdot (I) - (L_0) \cdot \frac{d}{dt}(I) \quad (2.83)$$

Isolando o termo da tensão sobre a indutância tem-se:

$$\left[(L) + (L_0) \right] \cdot \frac{d}{dt}(I) = (V_a) - (R_0) \cdot (I) \quad (2.84)$$

Seja

$$(Z) = (L) + (L_0) \quad (2.85)$$

Substituindo (2.85) em (2.84) tem-se:

$$(Z) \cdot \frac{d}{dt}(I) = (V_a) - (R_0) \cdot (I) \quad (2.86)$$

Isolando-se o termo que determina o comportamento dinâmico da corrente obtém-se:

$$\frac{d}{dt}(I) = (Z)^{-1} \cdot (V_a) - (Z)^{-1} \cdot (R_0) \cdot (I) \quad (2.87)$$

Onde,

$$(Z) = \begin{pmatrix} L + L_0 & M + L_0 & M + L_0 \\ M + L_0 & L + L_0 & M + L_0 \\ M + L_0 & M + L_0 & L + L_0 \end{pmatrix} \quad (2.88)$$

Fazendo a inversão da matriz (Z), obtém-se a expressão (2.89)

$$(Z)^{-1} = \begin{pmatrix} \alpha & \beta & \beta \\ \beta & \alpha & \beta \\ \beta & \beta & \alpha \end{pmatrix} \quad (2.89)$$

Onde,

$$\alpha = \frac{(L + L_0)^2 - (M + L_0)^2}{(L + L_0)^2 + 2 \cdot (M + L_0)^2 - 3 \cdot (M + L_0)^2 \cdot (L + L_0)^2} \quad (2.90)$$

E,

$$\beta = \frac{(M + L_0)^2 - (M + L_0)^2}{(L + L_0)^2 + 2 \cdot (M + L_0)^2 - 3 \cdot (M + L_0)^2 \cdot (L + L_0)^2} \quad (2.91)$$

Desse modo, a partir da expressão (2.87), com a expressão (2.89), (2.90) e (2.91), obtém-se a expressão (2.92).

$$\begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha & \beta & \beta \\ \beta & \alpha & \beta \\ \beta & \beta & \alpha \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{1a} \\ v_{2a} \\ v_{3a} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \alpha & \beta & \beta \\ \beta & \alpha & \beta \\ \beta & \beta & \alpha \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} R_0 & R_0 & R_0 \\ R_0 & R_0 & R_0 \\ R_0 & R_0 & R_0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad (2.92)$$

O modelo pode ainda ser reescrito, segundo as expressões (2.93), (2.94) e (2.95).

$$\frac{di_1}{dt} = \alpha \cdot v_{1a} + \beta \cdot v_{2a} + \beta \cdot v_{3a} - R_0 \cdot (\alpha \cdot i_1 + \beta \cdot i_2 + \beta \cdot i_3) \quad (2.93)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \beta \cdot v_{1a} + \alpha \cdot v_{2a} + \beta \cdot v_{3a} - R_0 \cdot (\beta \cdot i_1 + \alpha \cdot i_2 + \beta \cdot i_3) \quad (2.94)$$

$$\frac{di_3}{dt} = \beta \cdot v_{1a} + \beta \cdot v_{2a} + \alpha \cdot v_{3a} - R_0 \cdot (\beta \cdot i_1 + \beta \cdot i_2 + \alpha \cdot i_3) \quad (2.95)$$

Para validar o modelo dinâmico obtido serão apresentados os resultados de simulação das equações do modelo dinâmico e comparados aos resultados de simulação do circuito elétrico do indutor.

Na Fig. 30 é apresentado o diagrama empregado para simular o modelo do indutor acoplado. O simulador utilizado é o PSIM. Os parâmetros empregados são:

$$R_0 = 0,000001\Omega; L_0 = 1mH; L = 100mH; M = -0,0495mH; f = 1.000Hz$$

O sistema foi alimentado com uma fonte de tensão retangular, com amplitude de 100V.

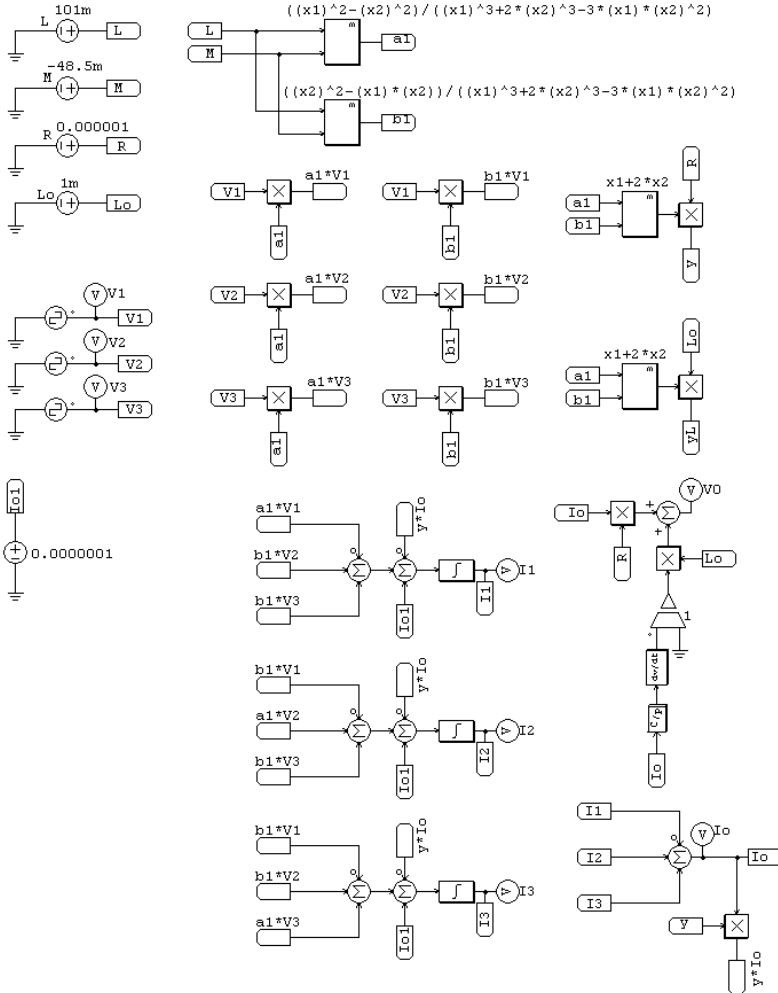


Fig. 30 – Diagrama empregado para a simulação do modelo dinâmico do indutor acoplado.

Os resultados da simulação do modelo dinâmico do indutor acoplado são mostrados na Fig. 31.

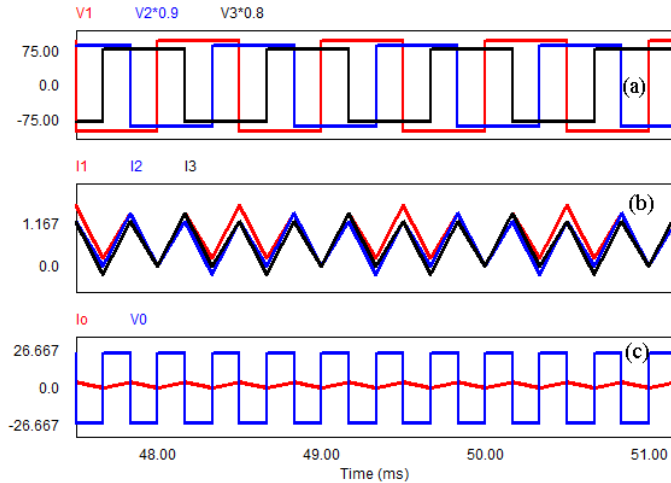


Fig. 31 – Resultados de simulação do modelo do indutor acoplado: (a) tensões retangulares V1, V2 e V3; (b) correntes nas bobinas do indutor e (c) tensão e corrente na saída do indutor acoplado.

Na Fig. 31(a) são mostradas as tensões retangulares aplicadas na entrada do modelo. Na Fig. 31(b) são mostradas as correntes nas bobinas do indutor, onde pode-se verificar o bom equilíbrio entre as correntes, e na Fig. 31(c) são mostrados a corrente e a tensão de saída do indutor.

Na Fig. 32 é mostrado o circuito utilizado para a simulação física do indutor acoplado.

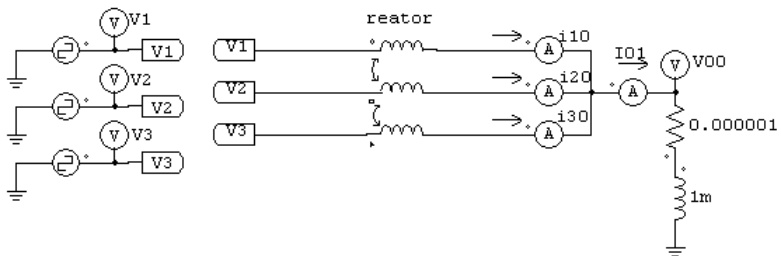


Fig. 32 – Circuito empregado para simulação física do indutor acoplado.

Na Fig. 33 são mostrados os resultados da simulação do circuito elétrico do indutor, com os mesmos parâmetros empregados na simulação das equações.

É possível verificar a grande similaridade entre os resultados, o que comprova a validade das equações deduzidas.

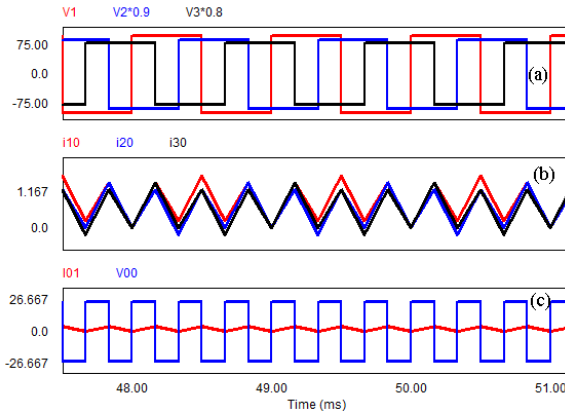


Fig. 33 - Resultado de simulação física do indutor acoplado: (a) tensões retangulares V1, V2 e V3; (b) correntes nas bobinas do indutor e (c) tensão e corrente na saída do indutor acoplado.

2.5. Conclusão

Neste capítulo realizou-se o estudo do indutor trifásico acoplado. Inicialmente, apresentou-se a geometria do indutor e seu circuito elétrico equivalente, alimentado por tensões senoidais balanceadas. Na seqüência, mostrou-se o comportamento do indutor quando alimentado por tensão de seqüência zero, com formatos senoidal e retangular. Para concluir a análise do indutor foi apresentado o modelo dinâmico do indutor.

Para todas as análises feitas foram realizadas simulações numéricas para comprovação das conclusões apresentadas.

3. Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

3.1. Introdução

Neste capítulo será apresentado o estudo da estrutura monofásica do conversor CC-CA com célula de acoplamento indutivo.

O objetivo principal deste capítulo é demonstrar o princípio de operação da estrutura para que seja possível dimensionar o indutor acoplado e comprovar sua efetividade na redução da distorção harmônica da tensão na carga.

3.2. Conversor CC-CA com Indutor Trifásico Acoplado - Estrutura Monofásica

Na Fig. 34 é apresentada uma fase do conversor PWM empregando célula de acoplamento indutivo. Os transistores S11 a S16 são os interruptores controlados para a fase “a” com seus respectivos diodos de recuperação. A carga é conectada aos interruptores através de um indutor trifásico simétrico.

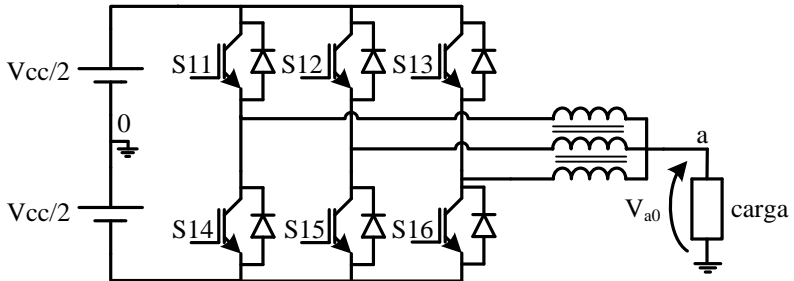


Fig. 34 – Representação de uma fase do conversor.

A modulação empregada é do tipo PWM senoidal, o modulador para uma fase da estrutura é formado por três comparadores e o diagrama esquemático é apresentado na Fig. 35 **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

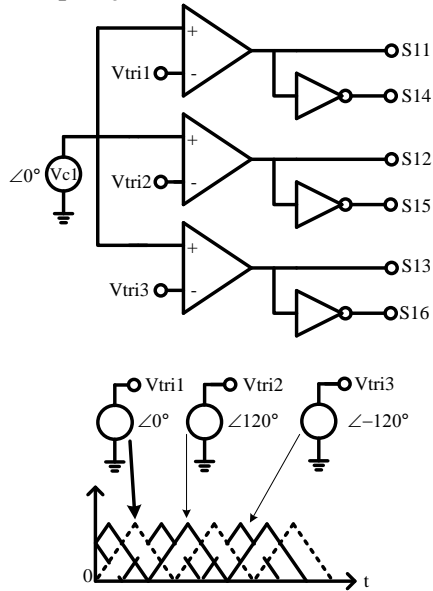


Fig. 35 - Modulador para uma fase do conversor.

As formas de onda das grandezas mais relevantes são apresentadas na Fig. 36.

Verifica-se que a tensão na carga possui quatro níveis, e a tensão de um braço tem dois níveis. Há, portanto, uma transformação de dois para quatro níveis. Esta transformação acarreta diminuição do conteúdo harmônico da tensão sobre a carga, possibilitando a redução do tamanho do filtro de saída. A corrente em cada braço do inversor equivale à $1/3$ da corrente de carga, possibilitando o emprego de interruptores de menor capacidade de corrente.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

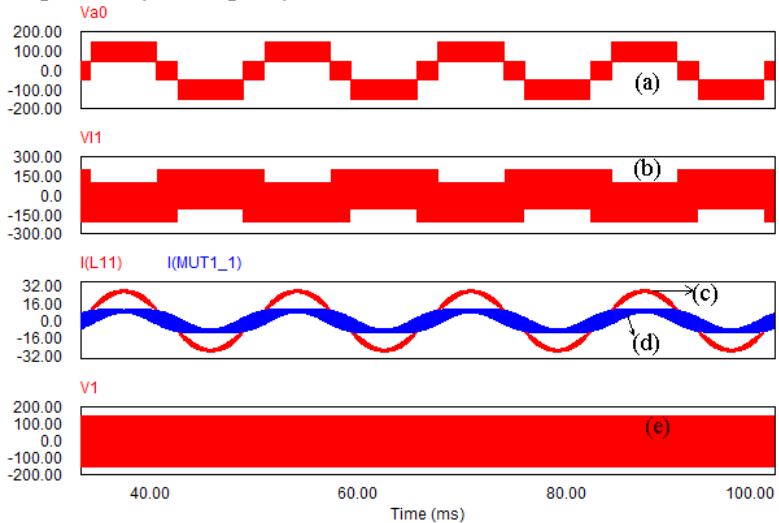


Fig. 36 – (a) tensão na carga; (b) tensão sobre uma bobina do indutor trifásico; (c) corrente de carga e (d) corrente em uma bobina do indutor trifásico; (e) tensão do ponto médio de um braço de comutação até o ponto médio da fonte.

O fato de apenas $1/3$ da corrente de carga circular em cada braço do conversor permite que sejam processadas potências bem mais elevadas com o emprego de interruptores de menor capacidade de corrente. Essa característica torna o conversor melhor adaptado para médias e altas potências.

A componente de alta frequência da tensão na carga é três vezes maior que o valor da frequência de comutação dos interruptores. Ocorre assim a multiplicação da frequência de comutação, possibilitando que os interruptores operem em $1/3$ da frequência da tensão na carga. Isto permite que o volume e o custo do filtro de saída sejam reduzidos. O mesmo fenômeno ocorre com a frequência da tensão aplicada sobre as bobinas do indutor trifásico, levando também à redução do custo e do volume.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

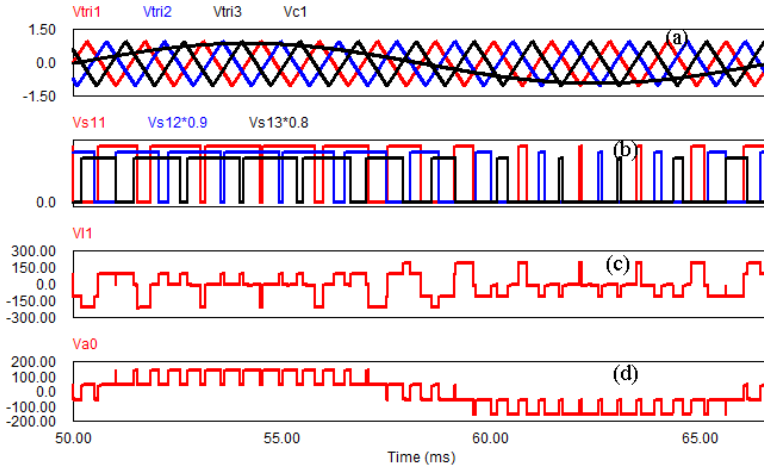


Fig. 37 – Resultado de simulação contendo: (a) os sinais do modulador; (b) sinais de comando dos interruptores; (c) tensão sobre uma bobina do indutor trifásico e (d) tensão na carga.

Na Fig. 37 (a) o sinal modulante representado por V_{c1} é senoidal, e os sinais das ondas portadoras são de formato triangular e simétrico, defasados de 120° . Dessa forma, obtêm-se um sistema trifásico equilibrado. Os sinais de comando dos interruptores S11, S12 e S13 são apresentados na Fig. 37 (b); a tensão v_1 , mostrada na Fig. 37 (c), representa a tensão sobre uma bobina do indutor trifásico. Por inspeção pode-se verificar que a frequência da tensão “ v_1 ” é três vezes maior que a frequência de comutação dos interruptores, caracterizando o fenômeno da multiplicação de frequência. A tensão “ V_{a0} ” é apresentada na Fig. 37 (d), e mostra os 4 níveis da tensão na carga.

Para facilitar a visualização, a Fig. 38 mostra os mesmos sinais para um ciclo da frequência de comutação dos interruptores.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

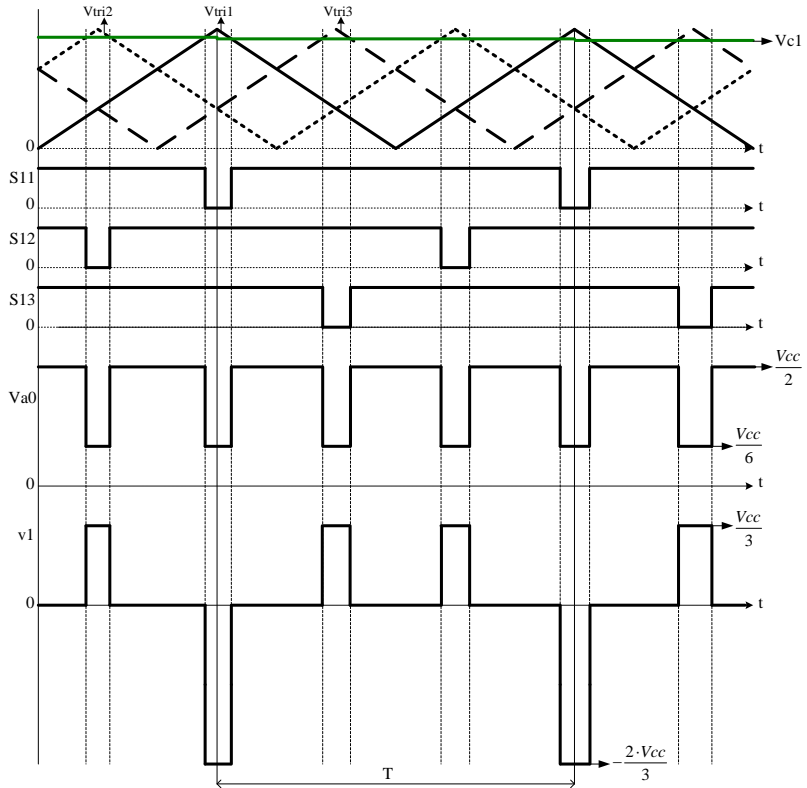


Fig. 38 – Formas de onda do modulador e tensão sobre uma bobina do indutor.

Os estados topológicos possíveis para uma fase da estrutura do conversor estão representados na Fig. 39. Por inspeção pode-se verificar que os interruptores possuem comando complementar em cada braço e sempre três interruptores estão comandados a conduzir. Nestas condições são possíveis 8 estados topológicos diferentes para a estrutura de uma fase do conversor proposto.

Por questões de simplificação de representação assume-se que todos os componentes sejam ideais.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

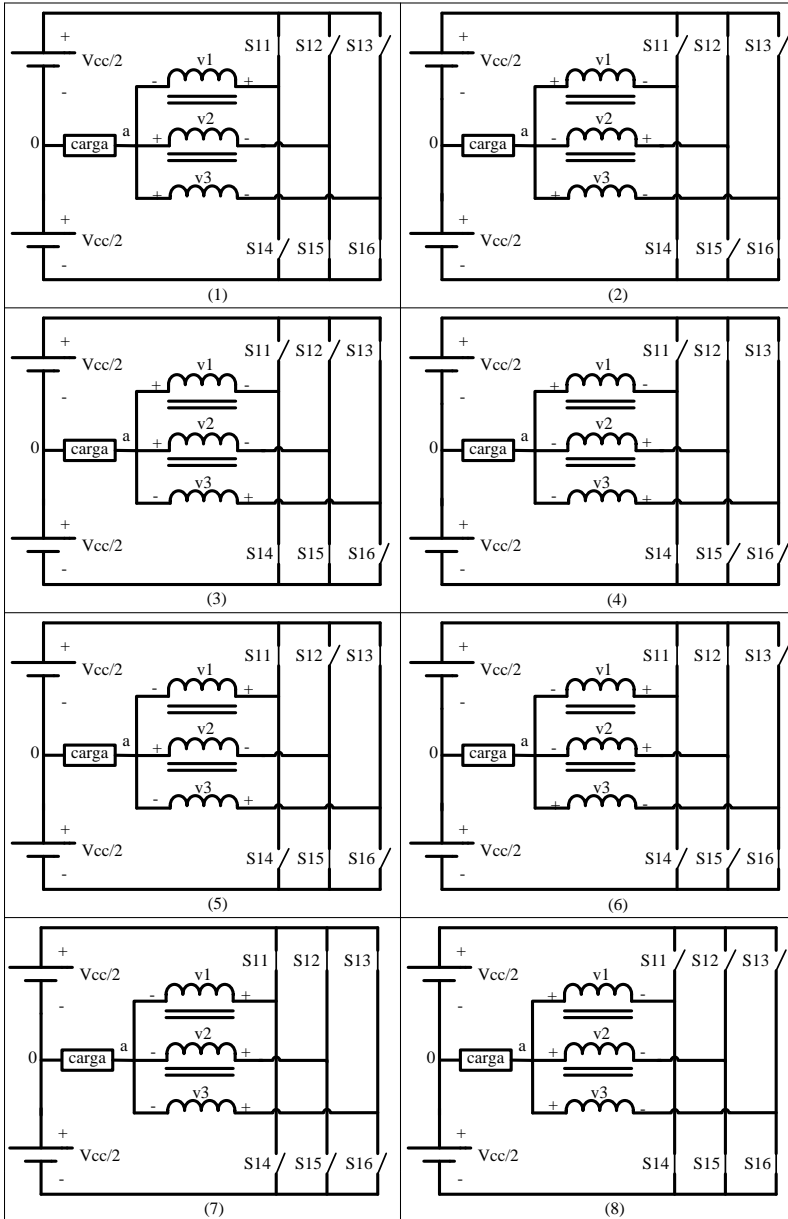


Fig. 39 – Estados topológicos possíveis para a estrutura proposta.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

Para cada estado topológico da Fig. 39 é possível obter um circuito elétrico equivalente e, a partir deste, a tensão na saída do conversor e a tensão sobre cada bobina do indutor trifásico podem ser obtidas. A Fig. 40 apresenta os circuitos elétricos equivalentes dos respectivos estados topológicos.

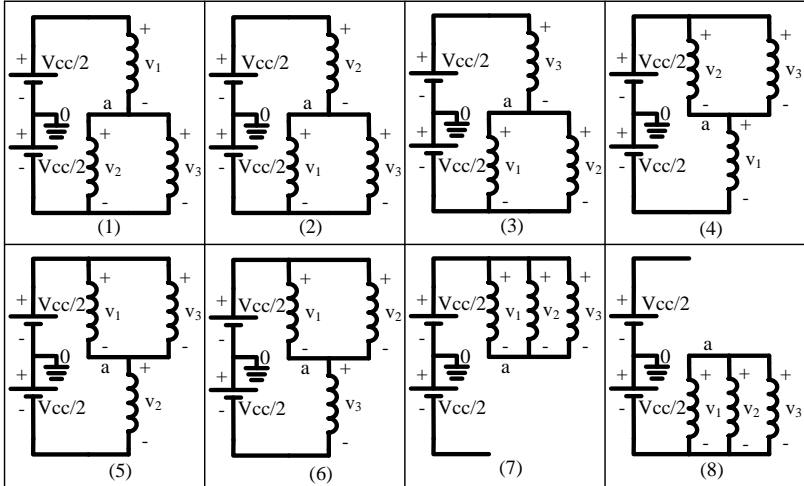


Fig. 40 – Circuitos elétricos equivalentes dos estados topológicos da Fig. 39.

A partir do circuito elétrico equivalente de cada estado topológico é possível determinar a forma de onda sobre cada bobina em função da razão cíclica imposta ao interruptor. Como citado anteriormente, a determinação dos possíveis formatos de onda da tensão das bobinas do indutor é necessária para o adequado projeto do indutor trifásico.

3.2.1. Detalhamento do Modulador

O funcionamento do modulador pode ser detalhado com o auxílio das formas de onda mostradas na Fig. 41. O sinal modulante é V_c , a onda portadora é o sinal triangular simétrico V_{tri} e os sinais S_1 e S_4 são os sinais de comando dos interruptores superior e inferior de um braço, respectivamente.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

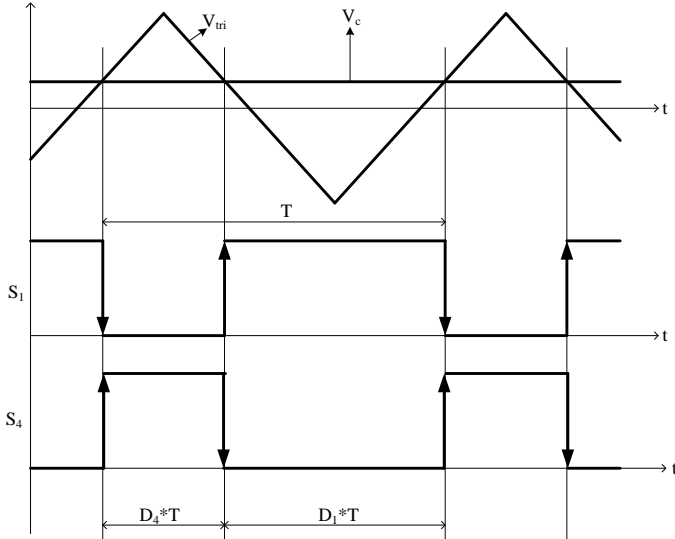


Fig. 41 – Detalhe dos sinais do modulador.

Sejam as seguintes definições:

$$D_1 = \frac{t_1}{T} \quad (3.1)$$

$$D_4 = 1 - D_1 \quad (3.2)$$

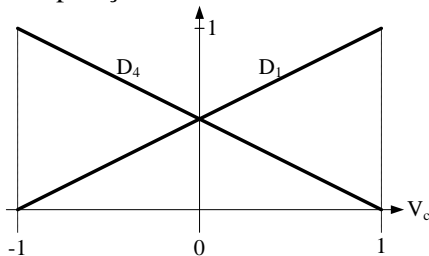
A partir da Fig. 41 pode-se concluir que:

$$D_1 = 0,5 \cdot (1 + V_C) \quad (3.3)$$

$$D_4 = 0,5 \cdot (1 - V_C) \quad (3.4)$$

Considerando a amplitude da onda portadora triangular como sendo unitária, pode-se representar D_1 e D_4 graficamente, conforme mostrado na Fig. 42.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

Fig. 42 - Razões cíclicas D_1 e D_4 em função de V_C .

Algumas relações entre a amplitude do sinal modulante e as razões cíclicas D_1 e D_4 são expressas numericamente na Tabela 1 e delimitam regiões para as formas de onda da tensão sobre as bobinas do indutor acoplado.

Tabela 1 - Razões cíclicas D_1 e D_4 em função de V_C .

V_C	D_1	D_4
1	1	0
1/3	2/3	1/3
0	0,5	0,5
-1/3	1/3	2/3
-1	0	1

As diferentes formas de onda possíveis de ser encontradas sobre a bobina do indutor trifásico são mostradas na Fig. 43. Também são apresentados, na mesma figura, os valores relativos à tensão de barramento CC – V_{cc} - sobre a bobina do indutor conforme a razão cíclica “D”.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

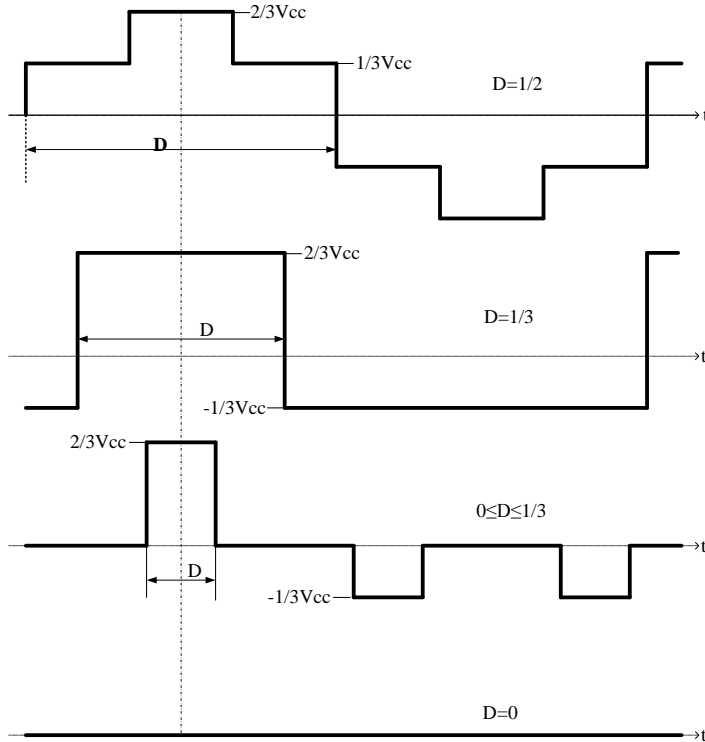


Fig. 43 – Formas de onda possíveis sobre uma bobina do indutor trifásico acoplado em função de “D”.

3.2.2. Corrente Magnetizante do Indutor Acoplado

A partir das formas de onda apresentadas na Fig. 43 é possível determinar o comportamento da corrente magnetizante, fundamental para o dimensionamento do indutor acoplado. A corrente magnetizante é proporcional ao produto da tensão aplicada à bobina pelo tempo que permanece aplicada, e seu comportamento muda ao longo de um ciclo do sinal modulante do modulador. Denominando-se “ S ” como sendo o produto da tensão “ v ” em uma bobina pelo tempo “ t ”, pode-se escrever:

$$S = v \cdot t \quad (3.5)$$

Conhecendo-se o comportamento da tensão sobre a bobina do indutor em função da razão cíclica, pode-se determinar o produto “ $v \times t$ ” para cada região de operação do conversor.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

Para a condição onde $D=0,5$:

$$S = \frac{V_{cc}}{3} \cdot \frac{T}{6} + \frac{2 \cdot V_{cc}}{3} \cdot \frac{T}{6} + \frac{V_{cc}}{3} \cdot \frac{T}{6} \quad (3.6)$$

O que resulta em:

$$S = \frac{2}{9} \cdot T \cdot V_{cc} \quad (3.7)$$

Para a região onde $D=1/3$:

$$S = \frac{2}{9} \cdot T \cdot V_{cc} \quad (3.8)$$

As equações (3.7) e (3.8) mostram que o produto “ $v \times t$ ” permanece constante para $0,5 \geq D \geq 1/3$.

Para a região onde $0 \geq D \geq 1/3$:

$$S = \frac{2}{3} \cdot D \cdot T \cdot V_{cc} \quad (3.9)$$

É possível representar graficamente o produto “ $v \times t$ ” de cada uma das bobinas para $0 \geq D \geq 1$. A Fig. 44 mostra o comportamento de “S” em função de “D”.

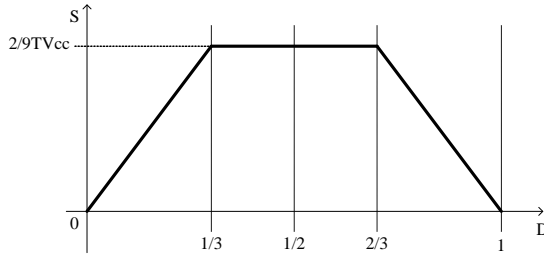


Fig. 44 – Representação gráfica de “S” em função da razão cíclica “D”.

Seja o sinal modulante representado pela expressão (3.10).

$$V_c = V_{c_{MAX}} \cdot \text{sen}\theta \quad (3.10)$$

Assim

$$D_1 = 0,5 \cdot (1 - V_{c_{MAX}} \cdot \text{sen}\theta) \quad (3.11)$$

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

Substituindo a expressão (3.11) na equação (3.9), tem-se:

$$S = \frac{1}{3} \cdot T \cdot V_{cc} \cdot (1 - V_{c_{MAX}} \cdot \text{sen}\theta) \quad (3.12)$$

Por questões de simplificação faz-se $V_{c_{MAX}}=1$, dessa forma a equação (3.11) pode ser reescrita como sendo:

$$D_1 = 0,5 \cdot (1 - \text{sen}\theta) \quad (3.13)$$

Considerando o modulador da Fig. 35 com sinal modulante “Vc” senoidal a representação de V_c , D_1 e S em função de θ é mostrada na Fig. 45.

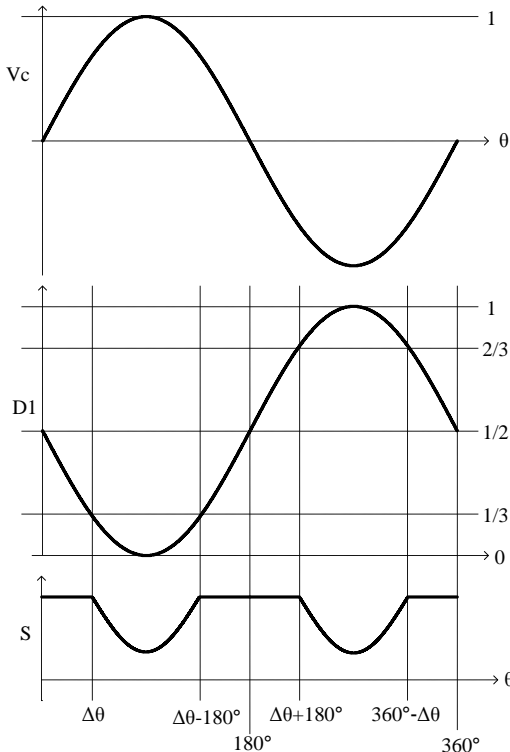


Fig. 45 – Representação gráfica da evolução de “S” em função do ângulo “ θ ”.

É possível verificar que “S” – e conseqüentemente a corrente magnetizante - é constante para três intervalos distintos para um ciclo do

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica
sinal modulante. A equação (3.14) apresenta os intervalos onde “S” é constante.

$$\left. \begin{array}{l} 0 \leq \theta \leq \Delta\theta \\ (180^\circ - \Delta\theta) \leq \theta \leq (180^\circ + \Delta\theta) \\ (360^\circ - \Delta\theta) \leq \theta \leq 360^\circ \end{array} \right\} \rightarrow S = \frac{2}{9} \cdot T \cdot V_{cc} \quad (3.14)$$

E para os intervalos onde o comportamento de “S” não é constante tem-se:

$$\left. \begin{array}{l} \Delta\theta \leq \theta \leq (180^\circ - \Delta\theta) \\ (180^\circ + \Delta\theta) \leq \theta \leq (360^\circ - \Delta\theta) \end{array} \right\} \rightarrow S = \frac{1}{3} \cdot T \cdot V_{cc} \cdot (1 - \text{sen}\theta) \quad (3.15)$$

Onde

$$\frac{1}{3} = 0,5 \cdot (1 - \text{sen}\theta) \quad (3.16)$$

E

$$\frac{2}{3} = (1 - \text{sen}\theta) \quad (3.17)$$

Daí vem que:

$$\text{sen}\Delta\theta = 1 - \frac{2}{3} = \frac{1}{3} \Rightarrow \Delta\theta \cong 19,5^\circ \quad (3.18)$$

A importância da expressão “S” em função de “ θ ” reside no fato de que a corrente magnetizante do indutor é proporcional a “S”.

A corrente magnetizante pode ser calculada de acordo com a região de operação. Pela expressão (3.19) pode-se determinar a corrente magnetizante nos intervalos definidos na equação (3.14).

$$I_{mp}(\theta) = \frac{2}{9} \cdot \frac{T \cdot V_{cc}}{L_s} \cdot \frac{1}{2} \quad (3.19)$$

Para a região definida pelos intervalos da expressão (3.15) a corrente magnetizante é calculada através da equação (3.20).

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

$$I_{mp}(\theta) = \frac{1}{3} \cdot \frac{T \cdot V_{cc} \cdot (1 - \text{sen}\theta)}{2 \cdot L_s} \quad (3.20)$$

A Fig. 46 mostra o resultado de simulação para as principais grandezas do indutor trifásico, quando o conversor é operado a vazio. São mostrados os comportamentos de tensão e de corrente conforme a evolução do sinal modulante.

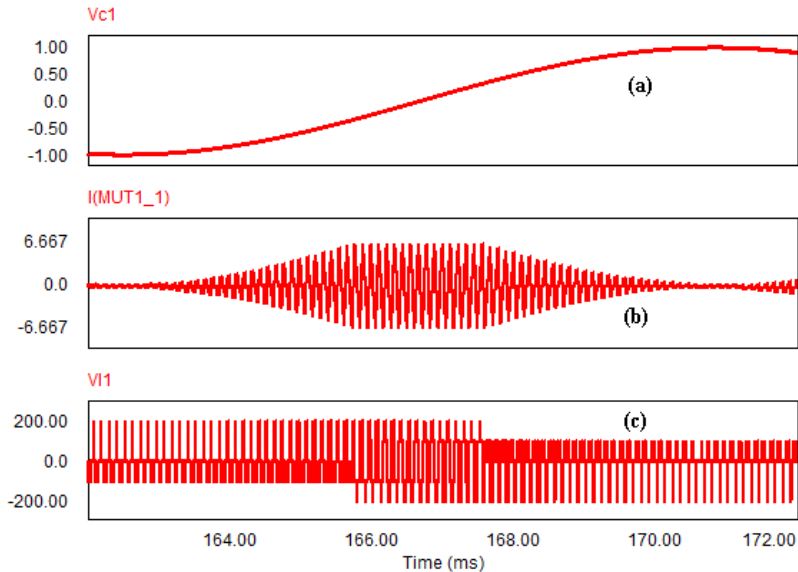


Fig. 46 – Comportamento da corrente e da tensão em uma bobina do indutor trifásico: (a) sinal modulante; (b) corrente magnetizante na bobina “1” do indutor acoplado e (c) tensão sobre a bobina “1” do indutor trifásico acoplado.

Na seqüência será apresentado um exemplo numérico para a determinação dos valores de corrente magnetizante do indutor trifásico acoplado. Considerando um valor de “D” qualquer conforme mostrado na Fig. 47.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

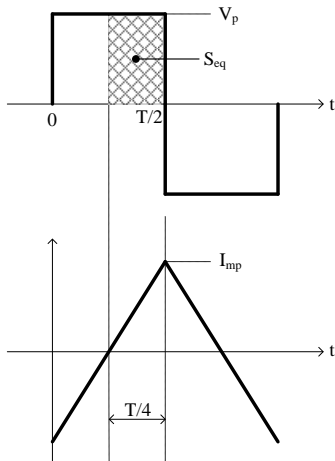


Fig. 47 – Detalhe da corrente magnetizante.

A corrente magnetizante de pico pode ser determinada como segue:

$$I_{mp} = \frac{V_p}{L_m} \cdot \frac{T}{4} \quad (3.21)$$

Já foi demonstrado que:

$$L_m = 1,5 \cdot L_S \quad (3.22)$$

$$S_{eq} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_p \cdot T}{2} \quad (3.23)$$

Onde \$S_{eq}\$ é o produto “V x t” equivalente que quando substituído na equação (3.21), resulta em:

$$I_{mp} = \frac{1}{2} \cdot \frac{S_{eq}}{L_m} \quad (3.24)$$

Assim pode-se calcular a corrente magnetizante através das expressões (3.25) e (3.26) dependendo da região de operação.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

$$I_{mp}(\theta) = \frac{2}{9} \cdot \frac{T \cdot V_{cc}}{L_m} \cdot \frac{1}{2} \quad (3.25)$$

Ou ainda,

$$I_{mp}(\theta) = \frac{1}{3} \cdot \frac{T \cdot V_{cc} \cdot (1 - \text{sen}\theta)}{2 \cdot L_m} \quad (3.26)$$

Sejam as seguintes especificações:

$$L_s = 385 \mu\text{H}; \quad f_s = 9 \text{ kHz}; \quad T = 111,11 \cdot 10^{-6} \text{ s}; \quad V_{cc} = 300 \text{ V}$$

A indutância magnetizante será:

$$L_m = 1,5 \cdot L_s = 577,5 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Para os intervalos onde a expressão (3.25) é válida, a corrente magnetizante pode ser determinada como segue.

$$I_{mp}(\theta) = \frac{2}{9} \cdot \frac{T \cdot V_{cc}}{2 \cdot L_m} = \frac{2 \cdot 111,11 \cdot 10^{-6} \cdot 300}{9 \cdot 2 \cdot 577,5 \cdot 10^{-6}}$$

$$I_{mp} \cong 6,4 \text{ A}$$

Para os intervalos onde a expressão (3.26) é válida tem-se que:

$$I_{mp}(\theta) = \frac{1}{3} \cdot \frac{T \cdot V_{cc} \cdot (1 - \text{sen}\theta)}{2 \cdot L_m}$$

$$I_{mp}(\theta) = \frac{1}{3} \cdot \frac{111,11 \cdot 10^{-6} \cdot 300}{2 \cdot 577,5 \cdot 10^{-6}} \cdot (1 - \text{sen}\theta)$$

$$I_{mp}(\theta) = 9,62 \cdot (1 - \text{sen}\theta)$$

O valor eficaz da corrente magnetizante pode ser calculado pela equação

$$I_{mef} \approx \frac{T \cdot V_{cc}}{23 \cdot L_m} \quad (3.27)$$

Resultando em:

$$I_{mef} = \frac{111,11 \cdot 10^{-6} \cdot 300}{23 \cdot 577,5 \cdot 10^{-6}} \approx 2,51 \text{ A}$$

A Fig. 48 mostra os resultados de simulação com os parâmetros do exemplo numérico anterior.

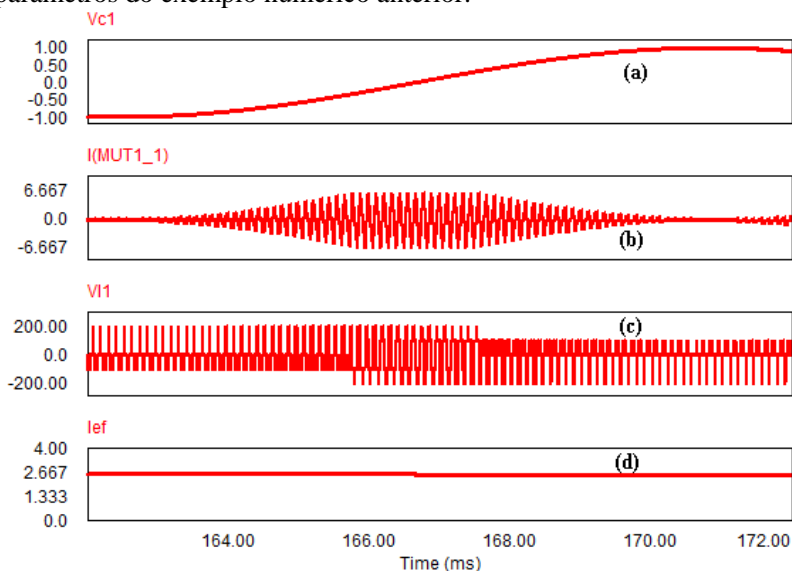


Fig. 48 - Resultados de simulação: (a) sinal modulante; (b) corrente magnetizante em uma bobina; (c) tensão em uma bobina; (d) valor eficaz da corrente magnetizante em uma bobina.

3.2.3. Corrente Total em uma Bobina do Indutor Acoplado Trifásico

Seja o circuito da Fig. 49.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

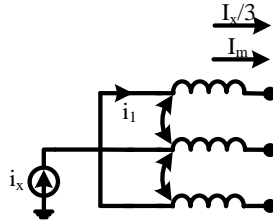


Fig. 49 - Correntes nas bobinas do indutor.

A corrente total em cada bobina pode ser então calculada a partir da equação (3.28).

$$i_1 = I_m + \frac{I_x}{3} \quad (3.28)$$

Onde “ I_m ” é a corrente magnetizante e “ I_x ” é a corrente de carga e “ i_1 ” é a corrente total em uma bobina do indutor trifásico.

A corrente eficaz em uma bobina pode então ser determinada a partir da expressão (3.29).

$$i_{1ef} = \sqrt{I_{mef}^2 + \frac{I_{xef}^2}{9}} \quad (3.29)$$

3.2.4. Dimensionamento Físico do Indutor Trifásico Acoplado

Uma vez determinadas todas as grandezas a que o indutor será submetido neste conversor pode-se fazer seu dimensionamento físico começando pelo produto das áreas. A Fig. 50 mostra a geometria do indutor trifásico.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

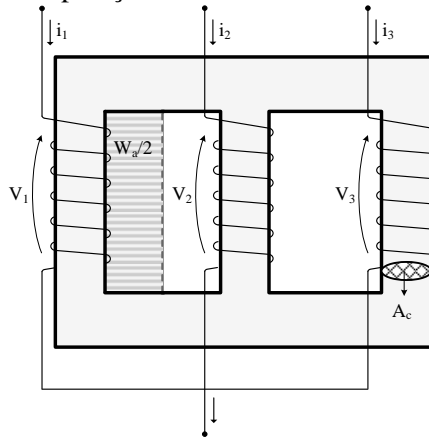


Fig. 50 – Geometria do indutor trifásico.

Seja a fase “1” do indutor, que por questões de simplificação é considerado simétrico. A tensão sobre o enrolamento é considerada senoidal e dada pela expressão (3.30).

$$V = V_p \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) \quad (3.30)$$

Onde,

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad (3.31)$$

O fluxo magnético máximo é:

$$\Phi_{\max} = B_{\max} \cdot A_c \quad (3.32)$$

A tensão em uma bobina pode ser descrita como sendo:

$$V = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.33)$$

Substituindo (3.30) em (3.33) tem-se que:

$$N \cdot \Phi = \int \frac{V_p}{\omega_s} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) \cdot d\omega_s t \quad (3.34)$$

E isolando-se o fluxo fica

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

$$\Phi = \frac{V_P}{N \cdot \omega_s} \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (3.35)$$

O valor máximo do fluxo é dado pela equação (3.36).

$$\Phi_{\max} = \frac{V_P}{N \cdot \omega_s} \quad (3.36)$$

Substituindo a equação (3.36) na expressão (3.32) obtém-se a equação

$$B_{\max} \cdot A_C = \frac{V_P}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot N} \quad (3.37)$$

Rearranjando a equação (3.37) de forma adequada encontra-se a expressão da tensão máxima aplicada sobre o enrolamento de uma fase do indutor. Esta expressão correlaciona parâmetros de projeto do indutor com a área do núcleo.

$$V_P = 2 \cdot \pi \cdot N \cdot f_s \cdot B_{\max} \cdot A_C \quad (3.38)$$

Considerando a Fig. 51 pode-se estabelecer uma relação entre os parâmetros do indutor e a área total dos condutores.

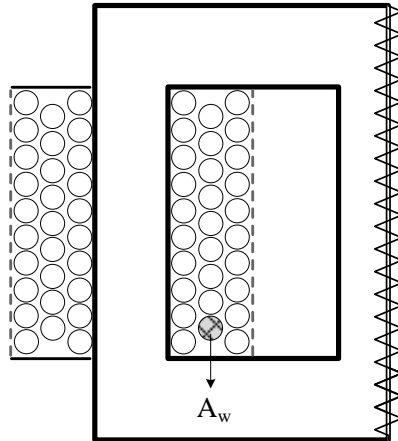


Fig. 51 – Um braço do indutor trifásico.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

A densidade de corrente em um condutor é dada pela equação (3.39).

$$J = \frac{I}{A_w} \quad (3.39)$$

A área total de cobre em um enrolamento é definida pelo produto do número de espiras e pela área de um condutor, como mostra a equação (3.40).

$$A = N \cdot A_w \quad (3.40)$$

Definindo o fator de utilização da janela como K_U e considerando a ocupação da janela do núcleo conforme a Fig. 51, chega-se na expressão (3.41).

$$A = \frac{W_a}{2} \cdot K_U \quad (3.41)$$

Substituindo (3.41) em (3.40) e igualando com a expressão (3.39) tem-se:

$$N = \frac{J \cdot W_a \cdot K_U}{2 \cdot I} \quad (3.42)$$

Da equação (3.38) obtém-se a expressão (3.43).

$$N = \frac{V_P}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot B_{\max} \cdot A_C} \quad (3.43)$$

Igualando-se as expressões (3.42) e (3.43), obtém-se a equação (3.44).

$$A_C \cdot W_a = \frac{V_P \cdot I}{\pi \cdot f_s \cdot B_{\max} \cdot J \cdot K_U} \quad (3.44)$$

Por definição,

$$A_P = A_C \cdot W_a \quad (3.45)$$

Então a equação (3.44) fica:

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

$$A_P = \frac{V_P \cdot I}{\pi \cdot f_S \cdot B_{\max} \cdot J \cdot K_U} \quad (3.46)$$

E para núcleos comerciais,

$$A_{P1} = 1,5 \cdot A_P \quad (3.47)$$

Assim

$$A_{P1} = \frac{1,5 \cdot V_P \cdot I}{\pi \cdot f_S \cdot B_{\max} \cdot J \cdot K_U} \quad (3.48)$$

Em cm^4 a equação (3.48) fica:

$$A_{P1} = \frac{1,5 \cdot V_P \cdot I \cdot 10^8}{\pi \cdot f_S \cdot B_{\max} \cdot J \cdot K_U} (\text{cm}^4) \quad (3.49)$$

Exemplo de cálculo: seja $D=0,5$, que é a situação onde ocorre a maior tensão em uma bobina, cuja forma de onda está representada na Fig. 52.

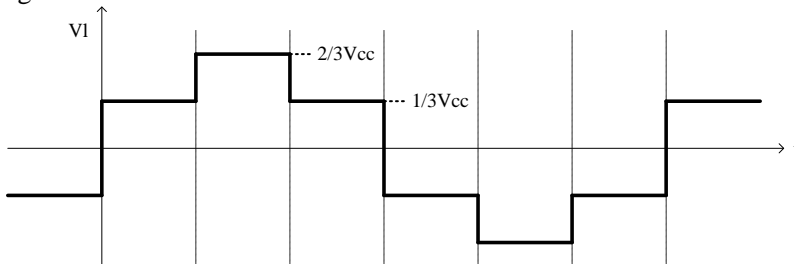


Fig. 52 – Forma de onda da tensão sobre uma bobina para $D=0,5$.

A componente fundamental da tensão é dada pela expressão (3.50).

$$V_{1P} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{CC} \quad (3.50)$$

Considerando a tensão $V_{CC}=400$ V tem-se:

$$V_{1P} \cong 255 \text{ V}$$

Sejam as correntes,

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

$$I_{xef} = 30 \text{ A} \quad \text{e} \quad I_{mef} = 2 \text{ A}$$

Assim

$$I = \sqrt{\left(\frac{I_{xef}}{3}\right)^2 + I_{mef}^2} \cong 10,2 \text{ A}$$

Considerando que:

$$B_{\max} = 0,4 \text{ T}; \quad J = 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} = 350 \cdot 10^4 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}; \quad K_U = 0,4$$

Assim

$$A_{P1} = 22,147 \text{ cm}^4$$

A partir da Tabela 2 escolhe-se o núcleo CTA 25 da NATIONAL-ARNOLD MAGNETICS.

Tabela 2 – Características de núcleos EE.

Núcleos "E" Trifásicos, <i>National-Arnold Magnetics, 14 mil</i> (1 mil = 1 milésimo de polegada)									
Núcleo	W _{tcu} (g)	W _{tfe} (g)	MLT (cm)	W _a	A _c (cm ²)	W _a (cm ²)	A _p (cm ⁴)	K _{g₅} (cm ⁵)	A _p (cm ⁷)
				2A _c					
CTA-25	326	686	11,2	0,789	3,448	5,44	28,16	3,461	261
CTA-22	682	1073	12,8	1,158	4,310	9,98	64,53	8,686	324
CTA-17	867	1422	13,4	1,148	5,266	12,10	95,56	14,977	400
CTA-14	916	1803	15,1	0,846	6,705	11,34	114,06	20,203	468
CTA-12	1391	2899	17,3	0,822	9,194	15,12	208,50	44,438	613
CTA-20	1834	4420	21,3	0,585	13,79	16,13	333,64	86,347	737
CTA-03	3717	4597	20,3	1,602	10,73	34,38	553,15	117,079	993
CTA-15	2266	6544	22,0	0,574	16,86	19,35	489,40	150,340	956

Da Tabela 2 obtém-se:

$$A_c = 3,448 \text{ cm}^2 \rightarrow 3,448 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$$

Pode-se agora, a partir da equação (3.43), calcular o número de espiras.

$$N = \frac{255}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 3,448 \cdot 10^{-4}} \Rightarrow N = 29,4 \Rightarrow 30 \text{ espiras}$$

Para o cálculo da indutância será considerado o núcleo com entreferro mecânico "x" mostrado na Fig. 53.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

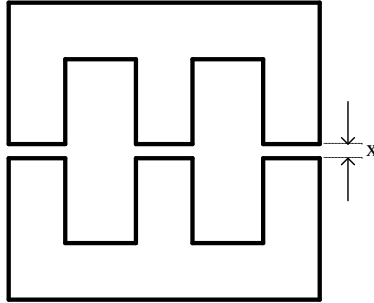


Fig. 53 - Núcleo trifásico com entreferro mecânico “x”.

Para o cálculo da indutância própria de uma bobina faz-se uso da relutância equivalente “ \mathfrak{R}_e ”, representada na Fig. 54.

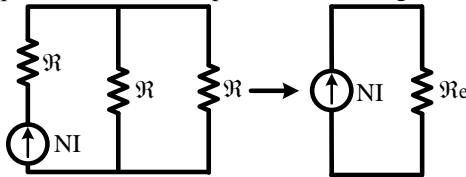


Fig. 54 - Relutância considerando o núcleo simétrico.

Sabe-se que:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_e} \quad (3.51)$$

E,

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{x}{A_C} \Rightarrow \mathfrak{R}_e = \frac{1,5 \cdot x}{\mu_0 \cdot A_C} \quad (3.52)$$

Substituindo (3.52) em (3.51) obtém-se:

$$L = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot N^2 \cdot A_C}{1,5 \cdot x} \quad (3.53)$$

Sabendo que:

$$N = 30; \quad A_C = 3,448 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad \text{e} \quad x = 0,5 \text{ mm} \Rightarrow 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

Chega-se ao valor da indutância própria de cada bobina do indutor acoplado, como apresentado em (3.54).

$$L \cong 520 \mu\text{H} \quad (3.54)$$

Conseqüentemente,

$$M \cong -260 \mu\text{H} \quad (3.55)$$

3.2.5. Análise do Inversor como Fonte de Tensão

Na Fig. 55 é apresentado o circuito para uma fase do conversor proposto.

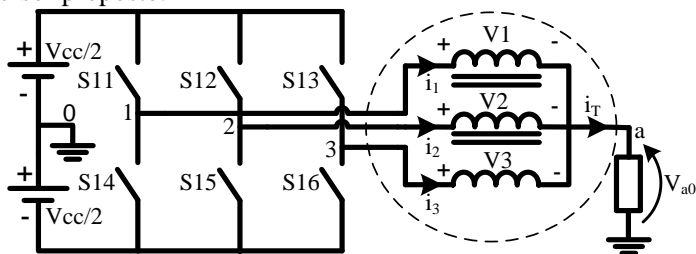


Fig. 55 – Estrutura do conversor para uma fase.

O modulador para uma fase do conversor é formado por três comparadores conforme apresentado na Fig. 56. As ondas portadoras V_{tri1} , V_{tri2} e V_{tri3} são triangulares simétricas defasadas de 120° e o sinal modulante V_{sin1} é senoidal.

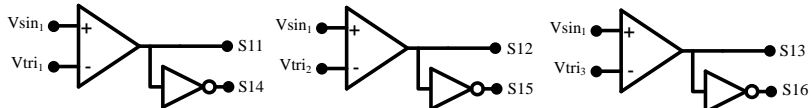


Fig. 56 - modulador para uma fase do conversor.

As formas de onda produzidas no ponto médio de cada braço do conversor com relação ao ponto médio das fontes de alimentação CC são dadas pela Fig. 57. Verifica-se que as tensões aplicadas ao indutor trifásico possuem duas componentes: uma de seqüência zero de baixa frequência e outra que forma um sistema trifásico equilibrado na frequência de comutação.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

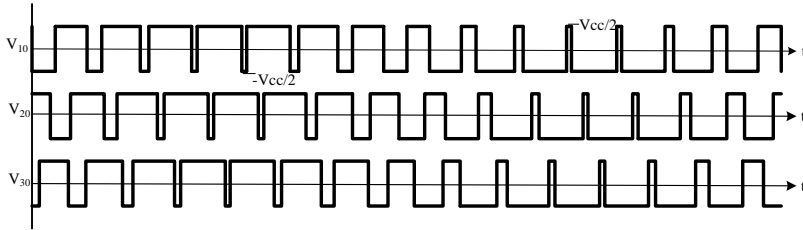


Fig. 57 – Formas de onda da tensão V_{10} , V_{20} e V_{30} da Fig. 55.

O circuito apresentado na Fig. 55 pode ser representado pelo circuito equivalente mostrado na Fig. 58. As tensões V_{10} , V_{20} e V_{30} são de formato retangular, conforme mostrado na Fig. 57, e podem ser expressas como sendo a componente fundamental senoidal mais o somatório de harmônicos.

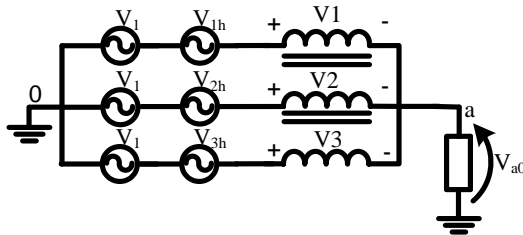


Fig. 58 – Circuito equivalente da Fig. 55.

A Fig. 59 mostra a representação senoidal das tensões V_{10} , V_{20} e V_{30} .

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

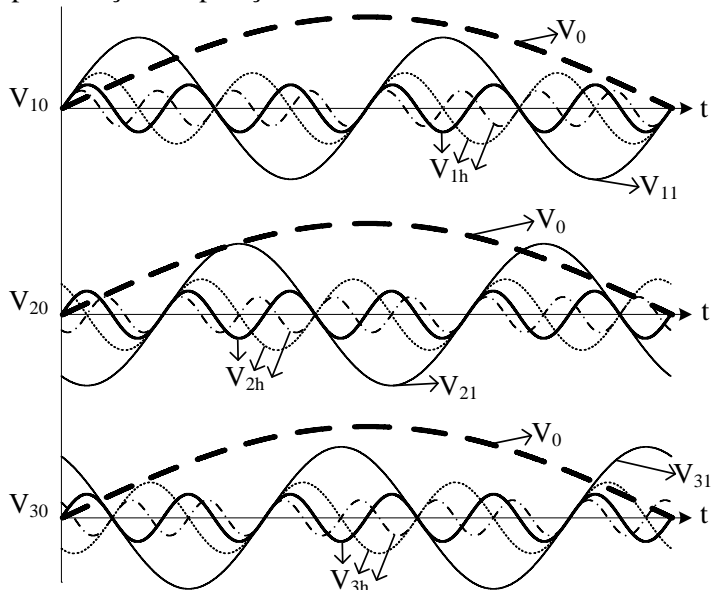


Fig. 59 – Representação senoidal das tensões V_{10} , V_{20} e V_{30} .

Para simplificar a análise, o circuito da Fig. 58 será representado por dois circuitos distintos: um deles contendo as fontes de tensão senoidal e o outro contendo as fontes de tensão das componentes harmônicas.

As fontes de tensão senoidal “ V_1 ” mostradas na Fig. 60 possuem a mesma amplitude, a mesma frequência e estão em fase. Para esta situação o indutor trifásico acoplado é submetido apenas à tensão de seqüência zero.

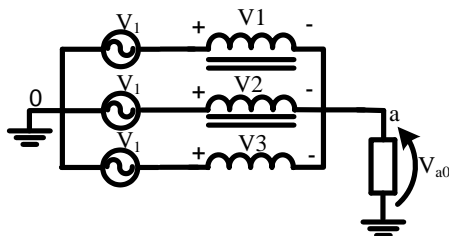


Fig. 60 – Circuito contendo apenas as fontes de tensão senoidal.

Sendo o sistema simétrico e considerando a ausência de dispersão o indutor trifásico acoplado se comporta como um curto-

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica
circuito para a componente de seqüência zero da tensão. Por inspeção
verifica-se que:

$$V_{a0} = V_1 \quad (3.56)$$

A Fig. 61 representa o circuito equivalente com as fontes de
tensão dos harmônicos.

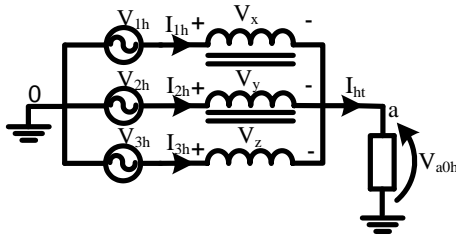


Fig. 61 - Circuito contendo apenas as fontes de tensão das harmônicas.

Do circuito pode-se escrever que,

$$I_{ht} = I_{1h} + I_{2h} + I_{3h} \quad (3.57)$$

As equações das tensões nas bobinas do indutor são mostradas
em (3.58), (3.59) e (3.60).

$$V_x = \frac{Ld_{i1}}{dt} + \frac{Md_{i2}}{dt} + \frac{Md_{i3}}{dt} \quad (3.58)$$

$$V_y = \frac{Md_{i1}}{dt} + \frac{Ld_{i2}}{dt} + \frac{Md_{i3}}{dt} \quad (3.59)$$

$$V_z = \frac{Md_{i1}}{dt} + \frac{Md_{i2}}{dt} + \frac{Ld_{i3}}{dt} \quad (3.60)$$

A tensão na carga pode ser escrita como sendo

$$V_{a0h} = V_{1h} - V_x \quad (3.61)$$

E,

$$V_{a0h} = V_{2h} - V_y \quad (3.62)$$

Ou ainda

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

$$V_{a0h} = V_{3h} - V_z \quad (3.63)$$

Combinando as equações (3.61), (3.62) e (3.63) pode-se escrever;

$$3V_{a0h} = V_{1h} + V_{2h} + V_{3h} - (V_x + V_y + V_z) \quad (3.64)$$

Isolando o termo que representa a tensão na carga tem-se

$$V_{a0h} = \frac{V_{1h} + V_{2h} + V_{3h}}{3} - (V_x + V_y + V_z) \quad (3.65)$$

As tensões sobre as bobinas do indutor são descritas pela equação (3.66).

$$\begin{aligned} V_x + V_y + V_z = & \frac{Ld_{i1}}{dt} + \frac{Md_{i2}}{dt} + \frac{Md_{i3}}{dt} + \frac{Md_{i1}}{dt} + \frac{Ld_{i2}}{dt} + \\ & + \frac{Md_{i3}}{dt} + \frac{Md_{i1}}{dt} + \frac{Md_{i2}}{dt} + \frac{Ld_{i3}}{dt} \end{aligned} \quad (3.66)$$

Agrupando os termos comuns da equação (3.66), tem-se:

$$V_x + V_y + V_z = L \left(\frac{d_{i1}}{dt} + \frac{d_{i2}}{dt} + \frac{d_{i3}}{dt} \right) + 2M \left(\frac{d_{i1}}{dt} + \frac{d_{i2}}{dt} + \frac{d_{i3}}{dt} \right) \quad (3.67)$$

Ou ainda

$$V_x + V_y + V_z = (L + 2M) \left(\frac{d_{iht}}{dt} \right) \quad (3.68)$$

Para o indutor trifásico ideal tem-se:

$$M = -\frac{L}{2} \quad (3.69)$$

Logo

$$L + 2M = 0 \quad (3.70)$$

Isto implica que

$$V_x + V_y + V_z = 0 \quad (3.71)$$

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

A substituição da equação (3.71) em (3.65) resulta em:

$$V_{a0h} = \frac{V_{1h} + V_{2h} + V_{3h}}{3} \quad (3.72)$$

Ou ainda

$$\sum V_{a0h} = \frac{\sum V_{1h} + \sum V_{2h} + \sum V_{3h}}{3} \quad (3.73)$$

As tensões no ponto médio de cada braço apresentadas na Fig. 57 podem ser representadas pelas expressões (3.74), (3.75) e (3.76).

$$V_{10}(t) = V_{11} + \sum V_{1h} \quad (3.74)$$

$$V_{20}(t) = V_{21} + \sum V_{2h} \quad (3.75)$$

$$V_{30}(t) = V_{31} + \sum V_{3h} \quad (3.76)$$

A tensão resultante na carga considerando uma das fases do conversor é então a soma das tensões do ponto médio de cada braço conforme mostra a equação (3.77).

$$V_{a0h} = V_3 \sin 3\omega st + V_6 \sin 6\omega st + V_9 \sin 9\omega st + \dots \quad (3.77)$$

Na equação (3.77) é possível verificar que as harmônicas presentes na tensão de carga serão sempre múltiplas de 3 com relação à frequência de comutação.

A Fig. 62 mostra a tensão no ponto médio de cada braço com relação ao ponto médio do barramento CC e a tensão na saída do indutor acoplado também com relação ao ponto médio do barramento CC.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

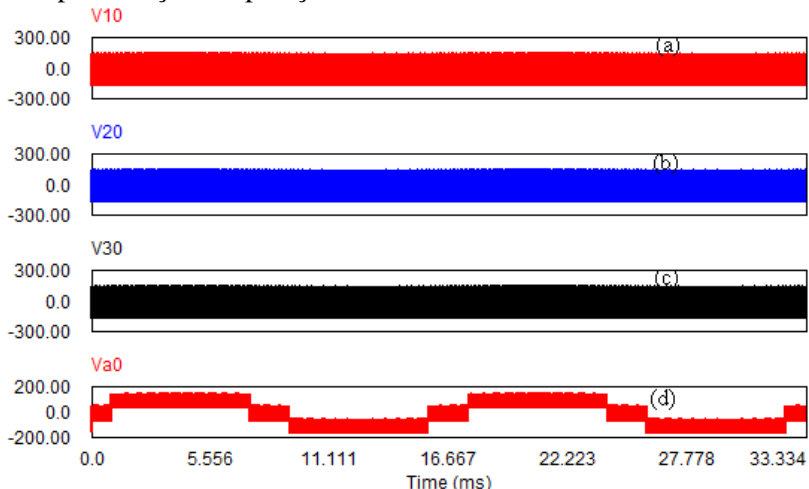


Fig. 62 – Tensões para uma fase do conversor: (a) tensão V_{10} ; (b) tensão V_{20} ; (c) tensão V_{30} e (d) tensão V_{a0} .

A Fig. 63 mostra o espectro harmônico das tensões nos pontos médio de cada braço com relação ao ponto médio do barramento CC; e também apresenta o espectro harmônico da tensão na saída do indutor acoplado com relação ao ponto médio do barramento CC.

Verifica-se a grande semelhança entre os resultados obtidos a partir da análise matemática com os resultados obtidos a partir de simulação numérica, o que permite validar a análise realizada.

Os resultados de simulação apresentados nas Fig. 62 e Fig. 63 foram obtidos com os seguintes parâmetros de simulação: frequência de comutação de 9 kHz, índice de modulação de 0,9 e tensão no barramento CC de 300 V.

Apresentação e Operação da Estrutura Monofásica

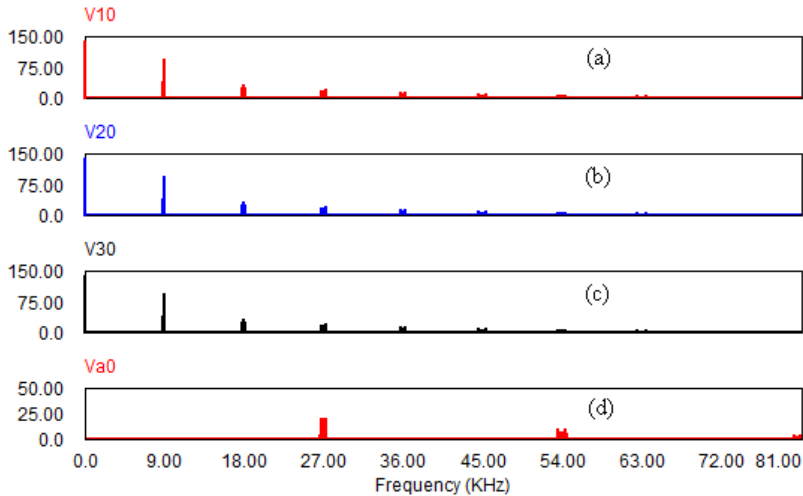


Fig. 63 – Espectro harmônico das tensões para uma fase do conversor: (a) espectro harmônico da tensão V_{10} ; (b) espectro harmônico da tensão V_{20} ; (c) espectro harmônico da tensão V_{30} e (d) espectro harmônico da tensão V_{a0} .

3.3. Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a estrutura monofásica do conversor CC-CA com célula de comutação de 4 estados e o circuito do modulador para uma fase. As principais características da estrutura foram apresentadas e simulações numéricas foram realizadas para comprovar a análise. A partir do estudo do modulador foram obtidas as principais formas de onda e todos os estados topológicos possíveis foram apresentados, juntamente com os circuitos elétricos equivalentes.

Foi mostrada uma metodologia para o dimensionamento físico do indutor acoplado e um exemplo de projeto foi apresentado.

Foi apresentada a análise teórica que demonstrou a efetividade do emprego do indutor trifásico acoplado na redução da distorção harmônica da tensão na carga.

4. Apresentação e Operação da Estrutura Trifásica do Conversor CC-CA com Célula de Acoplamento Indutivo

4.1. Introdução

Neste capítulo será apresentada a estrutura trifásica do conversor CC-CA com célula de acoplamento indutivo.

O objetivo deste capítulo é apresentar a estrutura trifásica e seu princípio de operação. Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, destacadas suas principais características e será realizado um estudo por simulação numérica da distorção harmônica na tensão de saída.

4.2. Apresentação da Estrutura

A estrutura monofásica do conversor bidirecional pode ser estendida para a versão trifásica. A Fig. 64 apresenta a estrutura de potência da estrutura trifásica empregando indutor acoplado. De forma similar à estrutura monofásica, tem-se como vantagem dessa topologia o fato de a componente de alta frequência da tensão na carga ser três vezes o valor da frequência de comutação nos interruptores e a corrente em cada braço da estrutura trifásica ser igual à $1/3$ da corrente de fase.

Conversor CC-CA com Célula de Acoplamento Indutivo

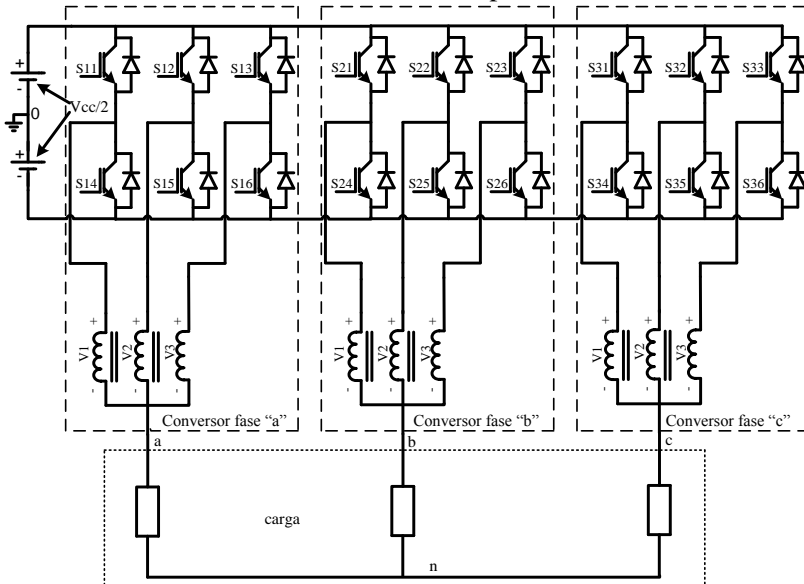


Fig. 64 - Circuito completo do retificador/inversor trifásico com indutor acoplado.

A tensão de linha na carga apresenta 7 níveis proporcionando significativa redução da distorção harmônica e conseqüente redução do volume do filtro de saída.

Estas características fazem com que este conversor apresente tensão na carga de alta resolução, não podendo ser classificado como um conversor multinível por não apresentar redução dos esforços de tensão sobre os interruptores.

Verifica-se a partir da Fig. 64 que é empregada uma estrutura monofásica para cada fase da estrutura, sendo necessárias três estruturas monofásicas para compor a estrutura trifásica, com um total de 18 interruptores. Para o estudo da estrutura foram empregadas duas formas de onda distintas para o sinal da portadora do modulador: triangular e dente de serra.

4.3. Operação com Portadora Triangular

Na Fig. 65 é apresentado o circuito modulador para gerar os sinais de comando dos interruptores de potência. Neste caso são empregadas três portadoras triangulares defasadas em 120° , os sinais modulantes V_{c1} , V_{c2} e V_{c3} são senoidais e estão defasados em 120° .

Conversor CC-CA com Célula de Acoplamento Indutivo

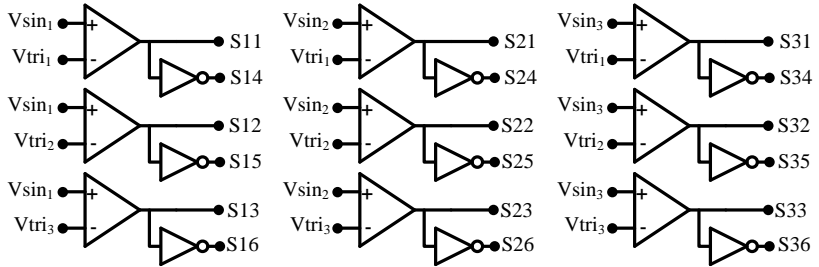


Fig. 65 – Modulador do retificador/inversor trifásico com indutor acoplado – portadora triangular.

As principais formas de onda do circuito modulador são mostradas na Fig. 66.

São mostrados apenas os sinais de comando dos interruptores superiores de cada braço, pois o sinal de comando dos interruptores inferiores de cada braço é complementar.

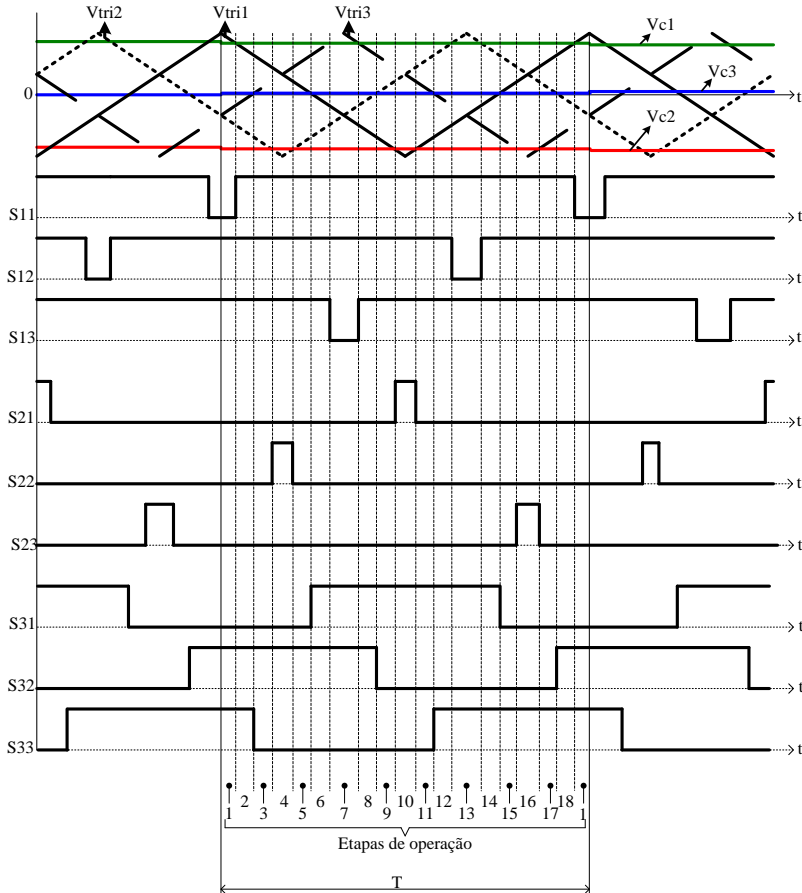


Fig. 66 – Principais sinais do modulador para a operação com portadora triangular no modulador.

Na seqüência são apresentados os resultados de simulação das formas de onda das tensões de linha e de fase. As especificações adotadas para a simulação são:

$$M = 0,99 \rightarrow \text{índice de modulação}$$

$$f_s = 14.400Hz \rightarrow \text{frequência de comutação}$$

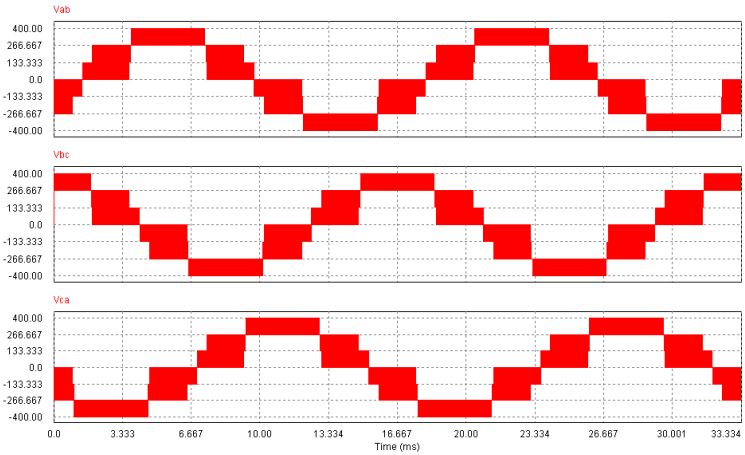


Fig. 67 – Tensões de linha do conversor CC-CA trifásico com indutor acoplado – portadora triangular.

A partir das formas de onda da Fig. 67 é possível identificar os 7 níveis da tensão de linha na carga.

A Fig. 68 mostra o resultado de simulação das tensões de fase da estrutura.

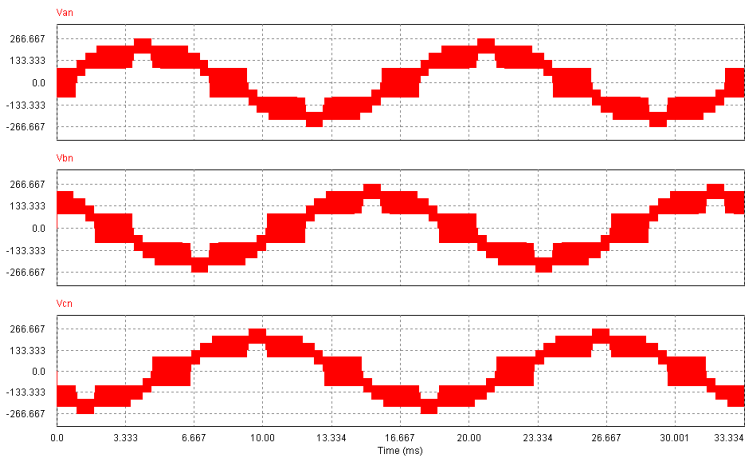


Fig. 68 - Tensões de fase do retificador/inversor trifásico com indutor acoplado – portadora triangular.

Conversor CC-CA com Célula de Acoplamento Indutivo

Na Fig. 69 são mostradas em detalhe as formas de onda do modulador, do comando de um interruptor e das tensões de linha e de fase. Nota-se claramente que a frequência das tensões aplicadas na carga é o triplo da frequência de comutação dos interruptores.

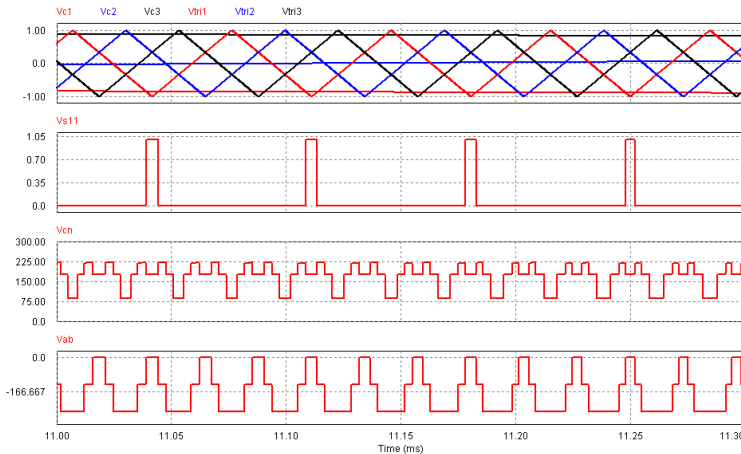


Fig. 69 – Detalhe dos sinais do modulador, comando de um interruptor e tensões de fase e de linha com portadora triangular.

A Fig. 70(a) mostra a tensão de fase sobre a carga para a estrutura trifásica operando como inversor em malha aberta e com portadora triangular no modulador. Verifica-se a presença de 11 níveis na tensão com patamares de $1/9$ da tensão de barramento CC. Isto implica em reduzido esforço de filtragem e conseqüente redução no volume do filtro de saída.

A Fig. 70(b) mostra a tensão de modo comum. Nela é possível identificar a pequena amplitude $-5/18V_{cc}$ – e 6 níveis de tensão. Esta característica da tensão de modo comum traz como vantagem a redução na geração de interferência eletromagnética conduzida e, conseqüentemente, menor esforço de filtragem para adequação do conversor às normas de interferência eletromagnética.

A Fig. 70(c) apresenta a tensão de linha na carga. Verifica-se a presença de 7 níveis na tensão com patamares de $1/3$ de V_{cc} , e com o auxílio da Fig. 69 também se verifica que a frequência da tensão de linha na carga é três vezes a frequência de comutação dos interruptores. A redução da amplitude dos níveis da tensão de saída juntamente com a multiplicação da frequência favorece a redução do esforço de filtragem.

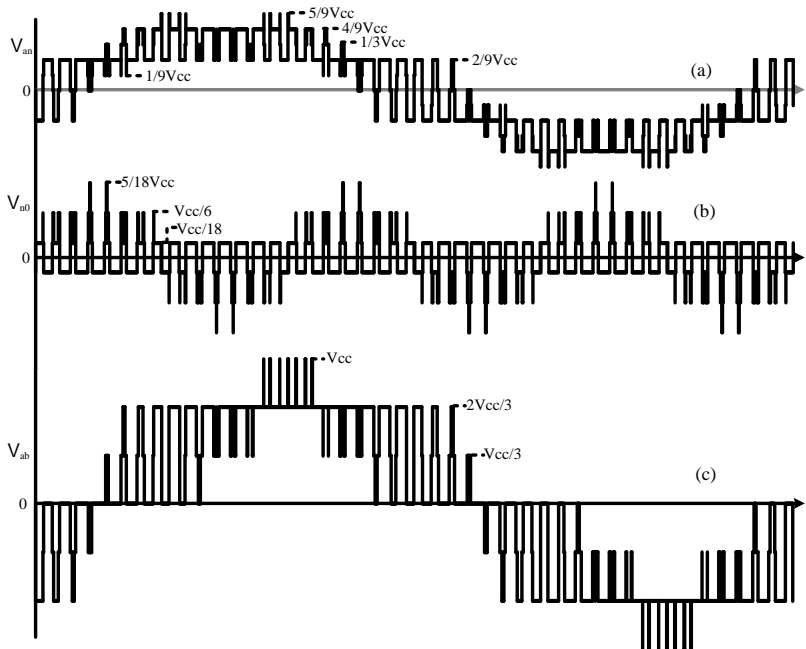


Fig. 70 – Tensões relevantes para a estrutura trifásica operando com portadora triangular no modulador: (a) tensão de fase na carga; (b) tensão de modo comum e (c) tensão de linha na carga.

4.4. Operação com Portadora Dente de Serra

O circuito modulador para gerar os sinais de comando para a estrutura trifásica operando com portadora dente de serra é idêntico àquele apresentado na Fig. 65, neste caso empregando três portadoras dente de serra defasadas em 120° ao invés de portadoras triangulares. Os sinais modulantes V_{c1} , V_{c2} e V_{c3} são senoidais e estão defasadas em 120° .

As formas de onda relevantes do circuito modulador são mostradas na Fig. 71.

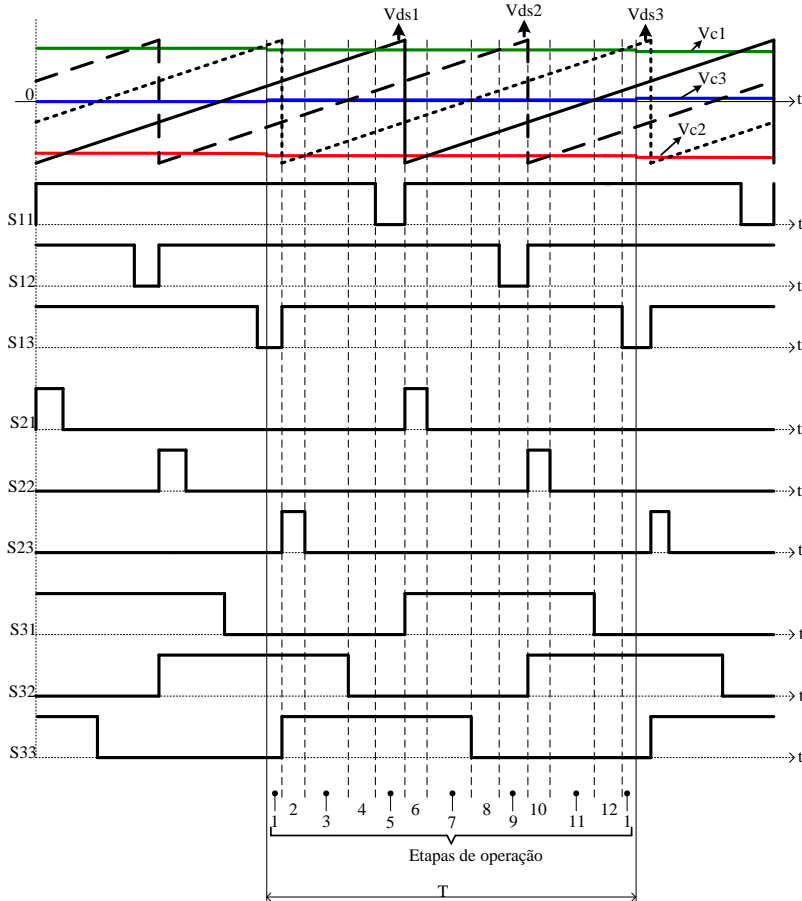


Fig. 71 - Sinais de comando dos interruptores do retificador/inversor trifásico com indutor acoplado empregando portadora dente de serra no modulador.

É possível verificar a ocorrência de três comutações simultâneas quando se emprega portadoras com formato dente de serra no modulador. Dessa forma o conversor não apresenta característica favorável à redução de interferência eletromagnética..

Na seqüência são apresentados os resultados de simulação empregando portadora dente de serra no modulador. São apresentadas as formas de onda das tensões de linha e de fase. As especificações adotadas para a simulação são:

$M = 0,99 \rightarrow$ índice de modulação

$f_s = 14.400Hz \rightarrow$ frequência de comutação

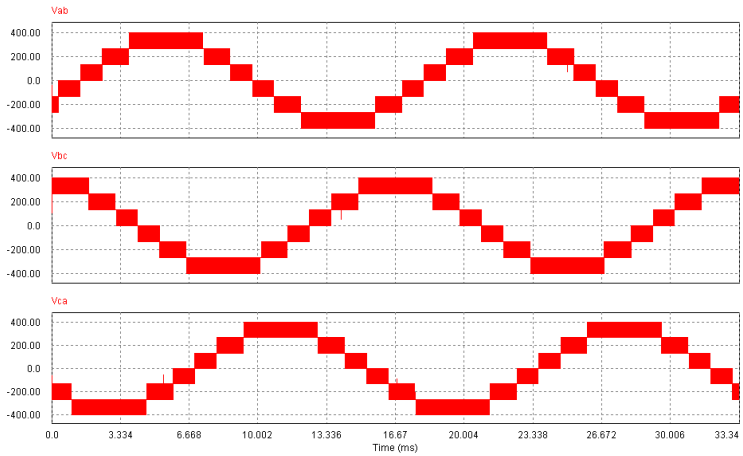


Fig. 72 – Tensão de linha na carga com portadora dente de serra no modulador.

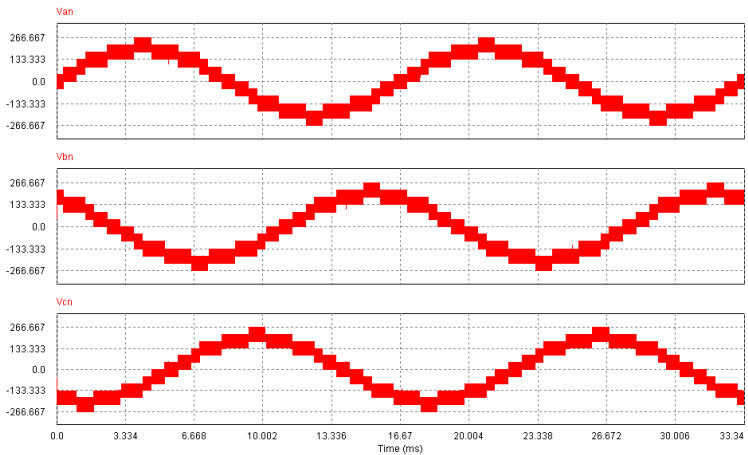


Fig. 73 - Tensão de fase na carga com portadora dente de serra no modulador

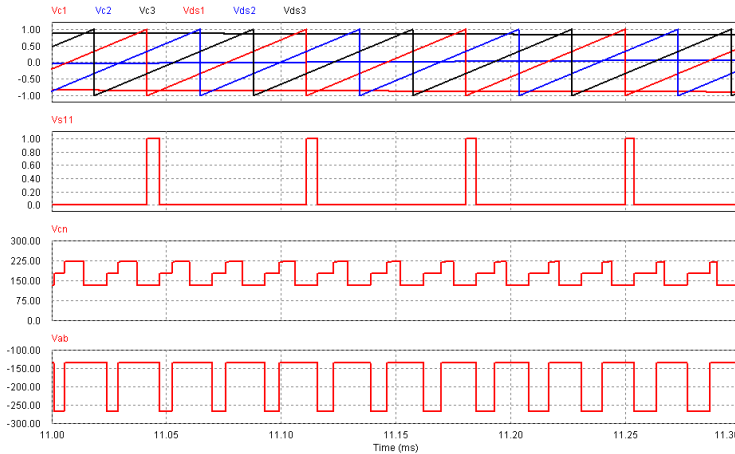


Fig. 74 - Detalhe dos sinais do modulador, comando de um interruptor e tensões de fase e de linha com portadora dente de serra.

4.5. Distorção Harmônica da Tensão na Carga e Conteúdo Harmônico

Nas formas de onda apresentadas anteriormente pode-se observar que há diferenças entre as formas de onda da tensão na carga quando se emprega a portadora triangular e dente de serra no modulador.

Nesta seção será apresentado um estudo da distorção harmônica da tensão na carga, feito a partir de resultados obtidos a partir de simulação numérica.

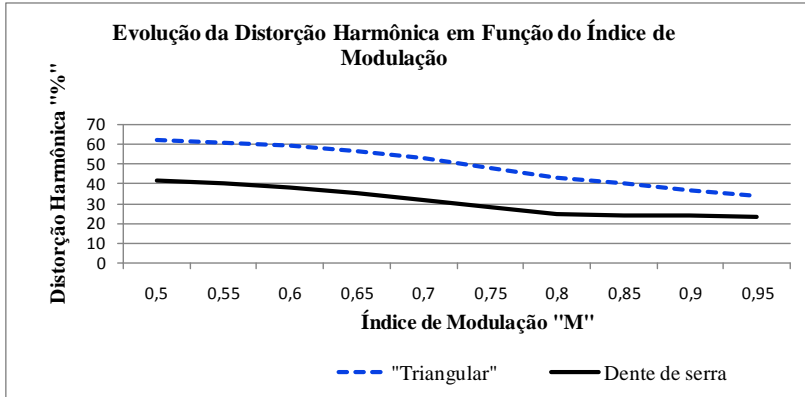


Fig. 75 – Comparativo da evolução da distorção harmônica da tensão de linha na carga em função do índice de modulação.

O conteúdo harmônico da tensão de linha na carga para diversos valores do índice de modulação, empregando portadora triangular e dente de serra, é apresentado na seqüência. A frequência de comutação dos interruptores é de 7,2KHz.

A Fig. 76 mostra o espectro harmônico da tensão de linha na carga com o emprego de portadora triangular no modulador e índice de modulação igual a 0,9.

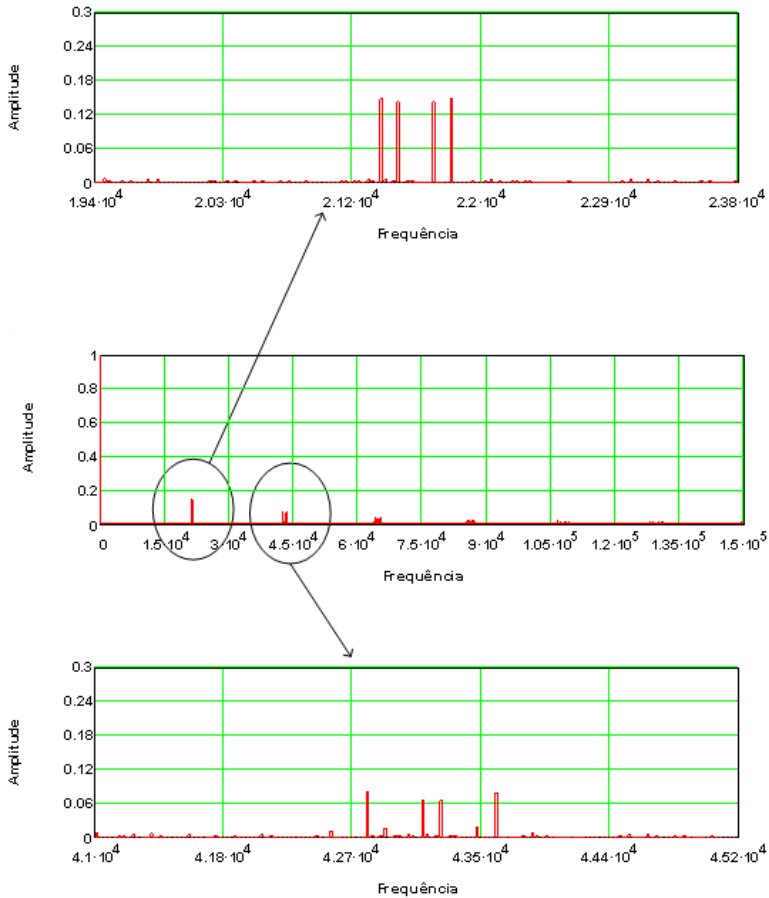


Fig. 76 – Espectro harmônico da tensão de linha na carga empregando portadora triangular e índice de modulação igual a 0,9 e THD=36,36%.

Na Fig. 77 é apresentado o espectro harmônico da tensão de linha na carga utilizando sinal triangular como portadora do modulador e índice de modulação igual a 0,75.

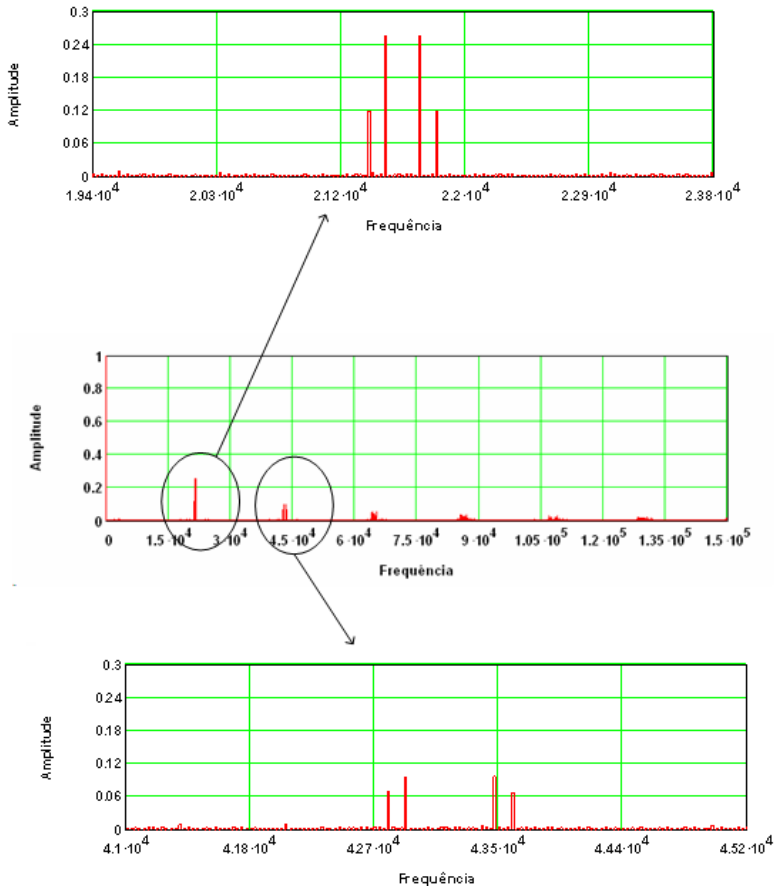


Fig. 77 - Espectro harmônico da tensão de linha na carga empregando portadora triangular e índice de modulação igual a 0,75 e THD=47,83%.

É possível verificar a partir das Fig. 76 e Fig. 77 que a componente de alta frequência da tensão na carga é três vezes a frequência de comutação dos interruptores. Verifica-se ainda que as harmônicas presentes na tensão de carga são múltiplas de 3 da frequência de comutação, conforme demonstrado na equação (3.77).

Nas figuras a seguir é apresentado o conteúdo harmônico da tensão de linha na carga empregando forma de onda dente de serra no modulador e índice de modulação igual a 0,9 e 0,75, respectivamente.

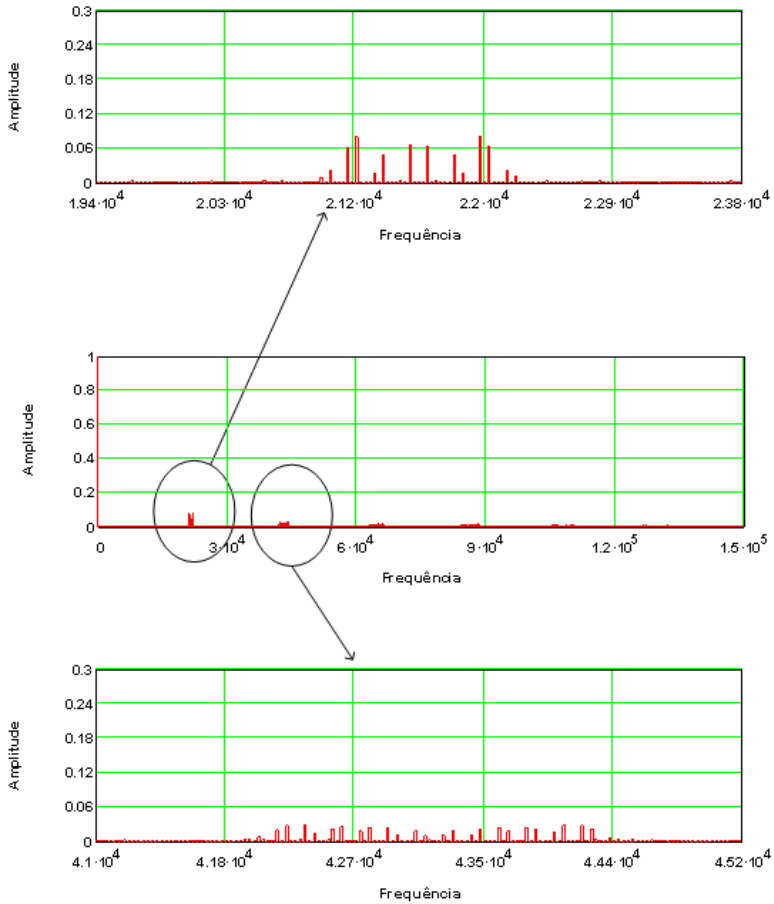


Fig. 78 - Espectro harmônico da tensão de linha na carga empregando portadora dente de serra e índice de modulação igual a 0,9 e THD=23,55%.

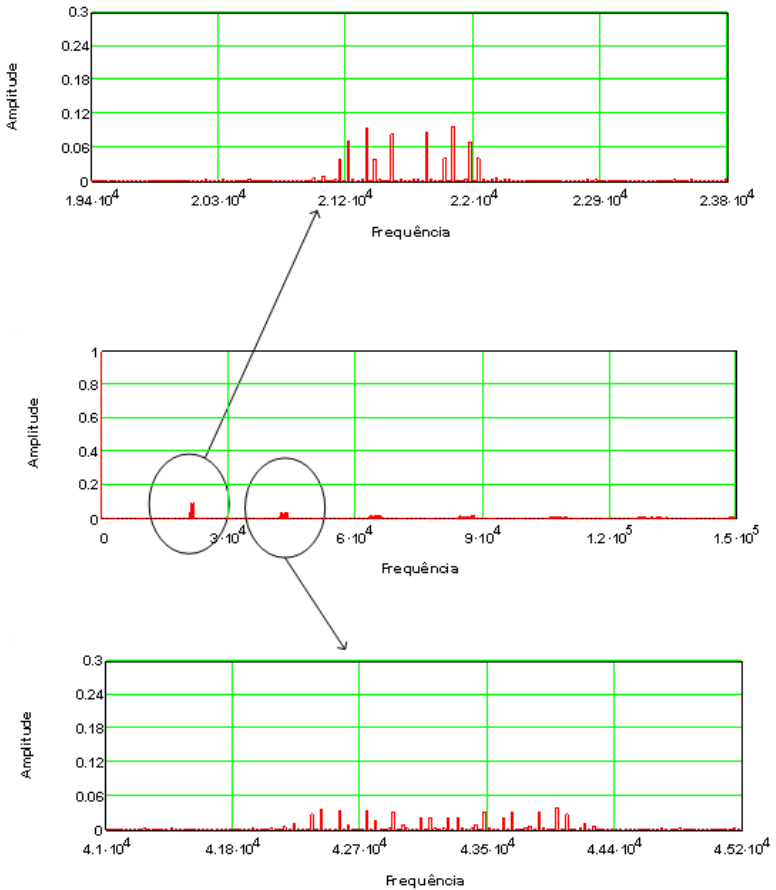


Fig. 79 - Espectro harmônico da tensão de linha na carga empregando portadora dente de serra e índice de modulação igual a 0,75 e THD=27,87%.

A partir da comparação dos resultados de simulação obtidos com as duas portadoras, verifica-se que a distorção harmônica presente na tensão de saída é menor quando o conversor opera com onda portadora dente de serra no modulador. Deve-se ressaltar que a implementação desta estrutura com onda portadora dente de serra requer grande precisão do circuito modulador. Os tempos de entrada em condução e de bloqueio dos interruptores também são muito críticos para este tipo de portadora e devem ser reduzidos.

4.6. Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o conversor CC-CA trifásico com indutor acoplado e o circuito modulador. Também foram apresentados os sinais do modulador e as etapas de operação da estrutura operando com onda portadora triangular e dente de serra.

Foram apresentadas a tensão de fase na carga, tensão de linha na carga e tensão de modo comum. Verificou-se o elevado número de níveis presentes na tensão de fase e de linha tendo como consequência baixa distorção harmônica e redução no volume do filtro de saída.

A partir do estudo realizado por simulação numérica verificou-se a baixa distorção harmônica da tensão na carga e a presença de harmônicas múltiplas de três vezes a frequência de comutação dos interruptores.

Os resultados das análises apresentadas mostraram que a operação do conversor empregando onda portadora dente de serra no modulador apresenta menor distorção harmônica na tensão da carga. Entretanto a implementação desta estrutura com portadora dente de serra no modulador é crítica, pois há a necessidade de entrada em condução simultânea de três interruptores. Não havendo a entrada em condução simultânea dos três interruptores poderão surgir tensões instantâneas indesejáveis na saída do conversor deteriorando a distorção harmônica e a tensão de modo comum.

5. Interpretação Vetorial da Tensão na Carga

5.1. Introdução

Neste capítulo será realizada a interpretação vetorial da tensão na carga. Esta etapa do trabalho é fundamental para o completo entendimento da operação do conversor em aspectos como comutação, distribuição das perdas nos semicondutores, modulação vetorial e equilíbrio das correntes nas bobinas do indutor acoplado.

5.2. Introdução à Análise Vetorial

Seja o circuito apresentado na Fig. 80, representando as tensões de alimentação de um sistema trifásico.

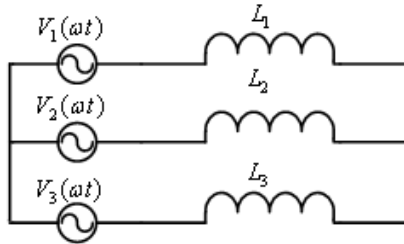


Fig. 80 – Tensões de alimentação de um sistema trifásico.

O sistema de alimentação pode ser representado pelas equações (5.1) e (5.2).

$$\begin{cases} V_1(t) = V_1(\theta) \cdot \cos(\omega \cdot t) \\ V_2(t) = V_2(\theta) \cdot \cos(\omega \cdot t + 120^\circ) \\ V_3(t) = V_3(\theta) \cdot \cos(\omega \cdot t - 120^\circ) \end{cases} \quad (5.1)$$

$$\begin{cases} V_1(\theta) = V \cdot \cos(\theta) \\ V_2(\theta) = V \cdot \cos(\theta + 120^\circ) \\ V_3(\theta) = V \cdot \cos(\theta - 120^\circ) \end{cases} \quad (5.2)$$

A partir da expressão (5.2) é possível representar os módulos dos vetores V_1 , V_2 e V_3 , que variam co-senoidalmente sobre seus respectivos eixos, conforme mostrado na Fig. 81.

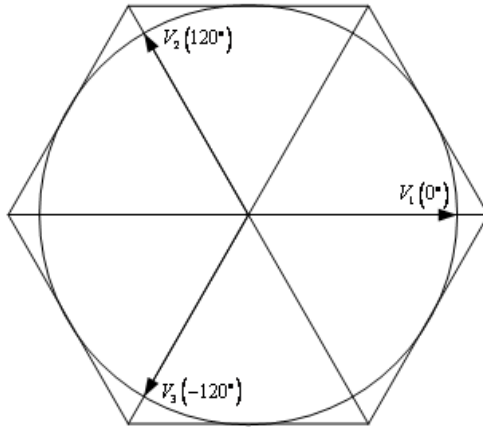


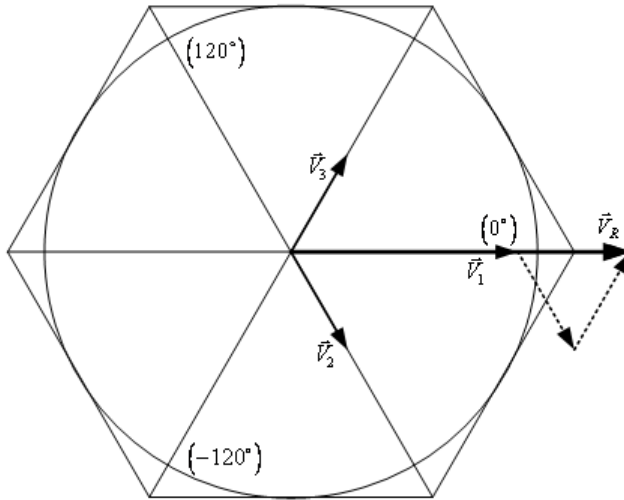
Fig. 81 – Diagrama vetorial.

O elemento de interesse nessa representação é o vetor resultante. Este vetor é obtido a partir da soma vetorial dos vetores.

Para o caso onde se tem:

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = V \underline{0^\circ} \\ \bar{V}_2 = -\frac{1}{2} \cdot V \underline{+120^\circ} \\ \bar{V}_3 = -\frac{1}{2} \cdot V \underline{-120^\circ} \end{cases} \quad (5.3)$$

Então, o diagrama vetorial para este instante é representado na Fig. 82.

Fig. 82 – Diagrama vetorial para $\theta=0^\circ$.

A amplitude do vetor resultante é obtida através da soma vetorial dos vetores \vec{V}_1 , \vec{V}_2 e \vec{V}_3 .

$$\vec{V}_R = V - \frac{1}{2} \cdot V \angle +120^\circ - \frac{1}{2} \cdot V \angle -120^\circ \quad (5.4)$$

$$\vec{V}_R = \frac{3}{2} \cdot V \angle 0^\circ \quad (5.5)$$

5.3. Interpretação Vetorial da Tensão na Carga em Conversores Multiníveis – NPC 3 Níveis

A estrutura trifásica do conversor NPC é apresentada na Fig. 83

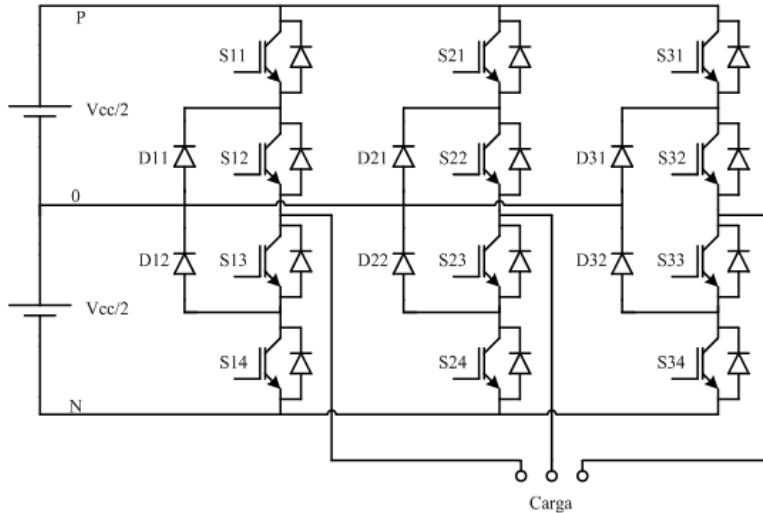


Fig. 83 – Versão trifásica do conversor NPC.

A versão trifásica do conversor NPC é formada por 12 interruptores, destes 6 são principais e 6 são auxiliares, além dos 6 diodos. Tomando como referência o braço formado pelos interruptores S11 até S14, são denominados principais os interruptores S11 e S14 e auxiliares S12 e S13. Esta mesma lógica é aplicada aos demais braços da estrutura trifásica.

Na designação S11 a letra “S” indica interruptor comandado e o número “11” deve ser interpretado da seguinte forma: o numeral que designa a dezena indica o braço em questão e o numeral que designa a unidade identifica a posição do interruptor no braço. A mesma lógica é aplicada à designação dos diodos. Desta forma será empregado no texto a designação genérica “Sx1...Sx4” que prioriza a identificação da posição do interruptor em detrimento do braço que este se encontra.

Conforme apresentado em [14] o comando dos interruptores e os estados topológicos possíveis para cada braço são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 – Estados topológicos e comando dos interruptores.

Estado topológico	Sx1	Sx2	Sx3	Sx4
P	1	1	0	0
0	0	1	1	0
N	0	0	1	1

A Fig. 84 apresenta os estados topológicos decorrentes dos sinais de comando nos interruptores apresentados na Tabela 3.

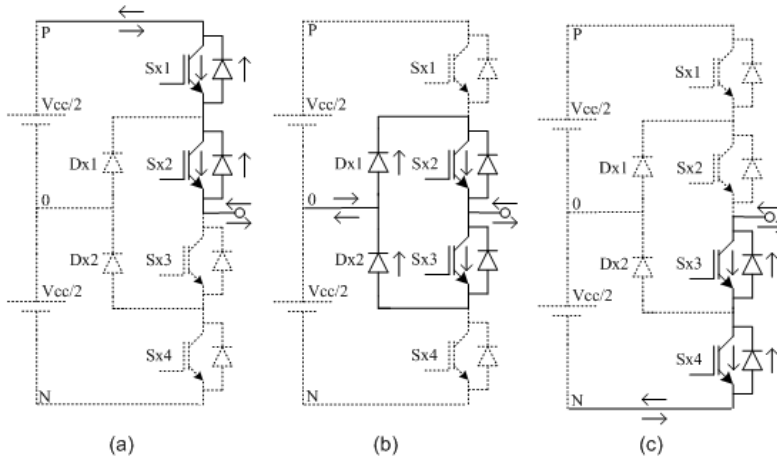


Fig. 84 – Estados topológicos do conversor NPC: (a) estado topológico “P”; (b) estado topológico “0” e (c) estado topológico “N”.

Na Fig. 84(a) os interruptores Sx1 e Sx2 são comandados a conduzir fazendo com que a tensão “ V_{a0} ” seja igual à $V_{cc}/2$, configurando o estado topológico denominado de “P”. De forma similar na Fig. 84(b) está representado o estado topológico “0”, obtido a partir da condução dos interruptores Sx2 e Sx3 e caracterizado por apresentar tensão “ V_{a0} ” nula. Quando os interruptores Sx3 e Sx4 são comandados a conduzir obtém-se o estado topológico “N”, que apresenta como característica apresentar tensão “ V_{a0} ” igual à $-V_{cc}/2$.

As denominações atribuídas no parágrafo anterior têm como objetivo a representação em termos proporcionais da tensão na saída do conversor. Essa representação é facilmente visualizada quando se observa apenas um braço da estrutura, entretanto na versão trifásica onde o ponto de conexão comum da carga - neutro – não está conectado ao ponto “0” esta representação auxilia na determinação das tensões fase-neutro. Nas figuras Fig. 85, estão representados os circuitos

elétricos equivalentes de todos os possíveis estados topológicos da estrutura trifásica. Os interruptores foram omitidos nas representações. As linhas tracejadas indicam que não há conexão.

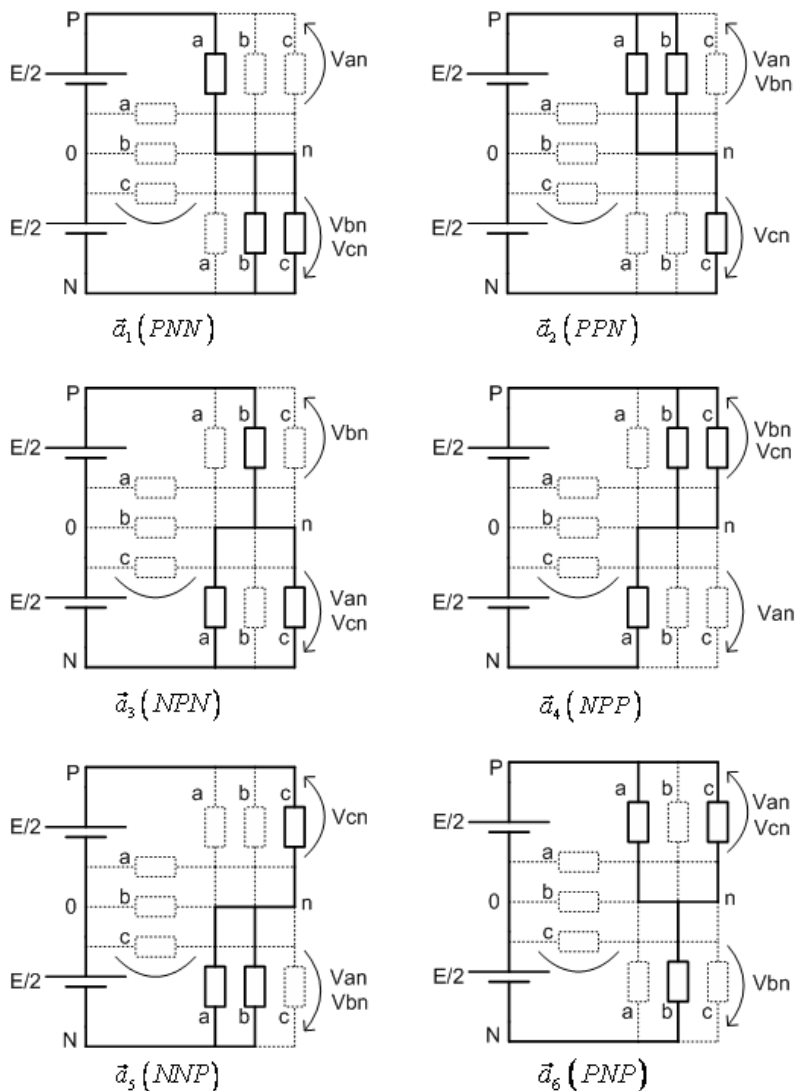


Fig. 85 – Estados topológicos que formam os vetores do grupo “a”.

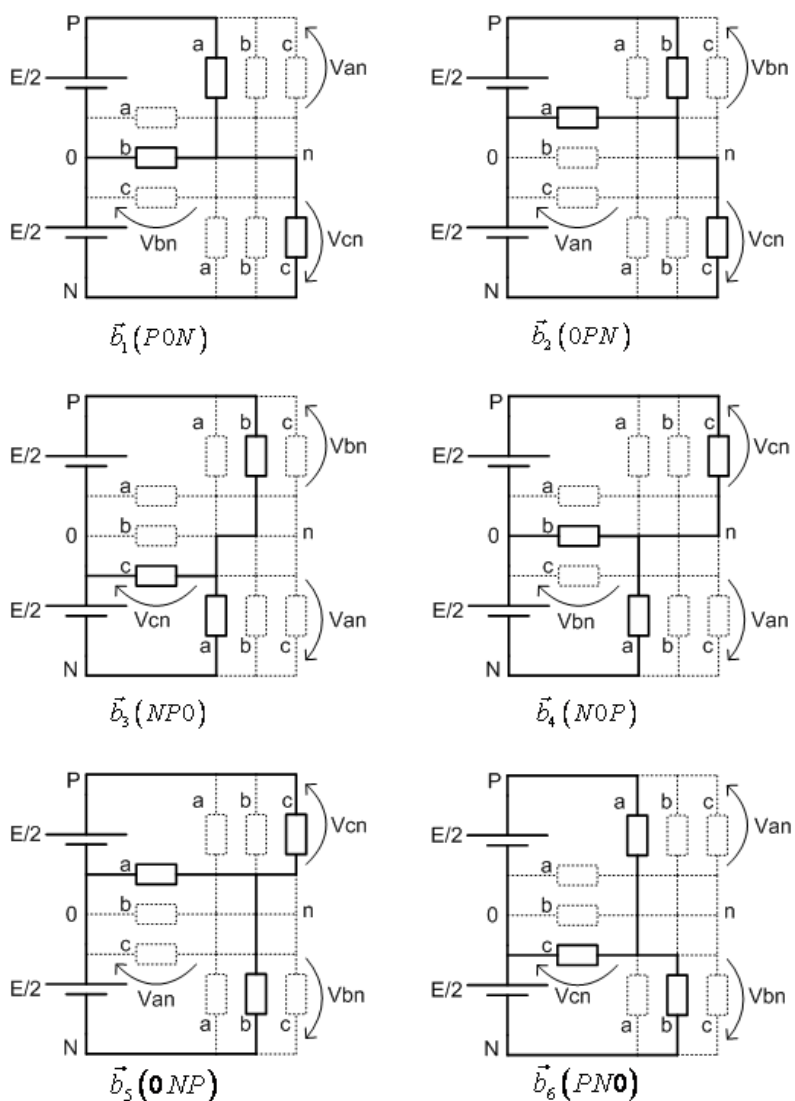


Fig. 86 - Estados topológicos que formam os vetores do grupo “b”.

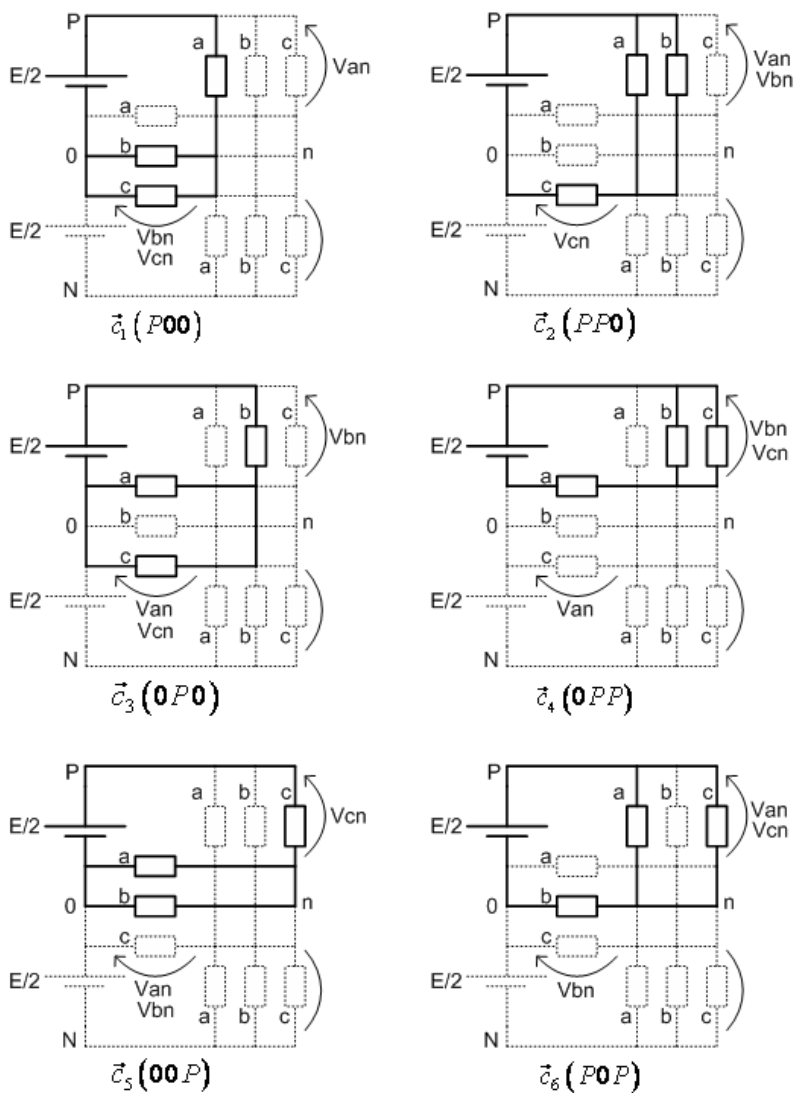


Fig. 87 - Estados topológicos que formam os vetores do grupo "c".

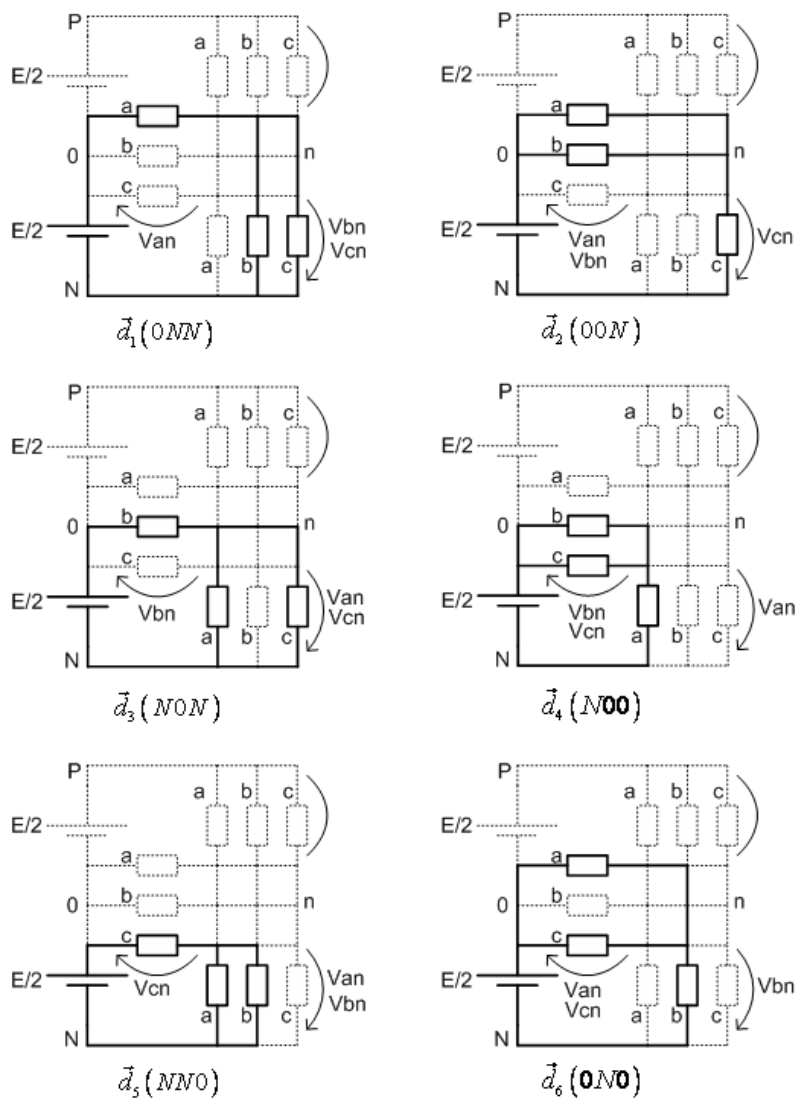


Fig. 88 - Estados topológicos que formam os vetores do grupo "d".

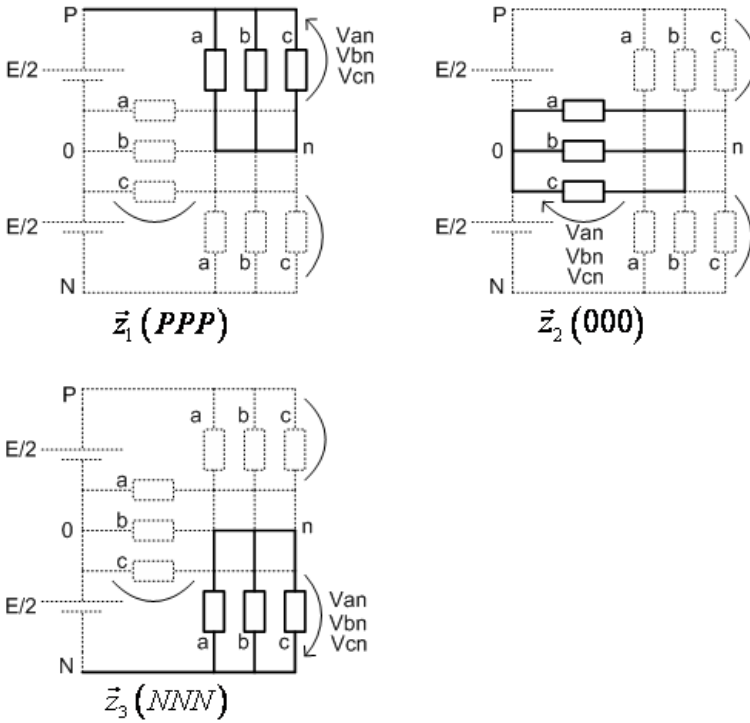


Fig. 89 - Estados topológicos que formam os vetores do grupo “z”.

O modulador que gera os sinais de comando para os interruptores é apresentado na Fig. 90. As tensões V_{c1} , V_{c2} e V_{c3} são senoidais em baixa frequência e defasadas em 120° .

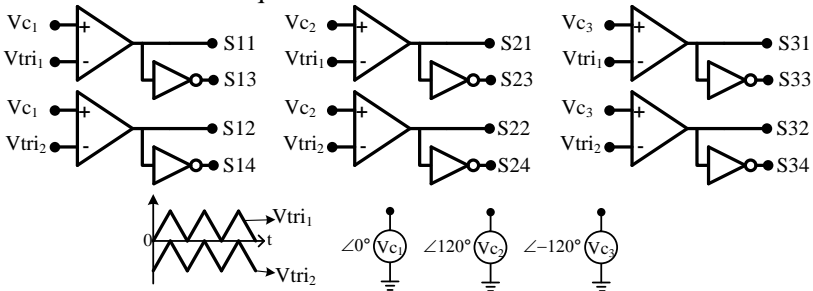


Fig. 90 – Modulador para a versão trifásica do conversor NPC.

As formas de onda mais relevantes são mostradas na Fig. 91. É possível verificar que para cada combinação dos sinais de comando dos interruptores existe uma combinação de estados topológicos de cada braço, determinando assim o valor instantâneo das tensões de fase e conseqüentemente das tensões de linha.

A Tabela 4 apresenta os 7 estados topológicos identificados na Fig. 91 e os valores instantâneos da tensão de linha V_{ca} .

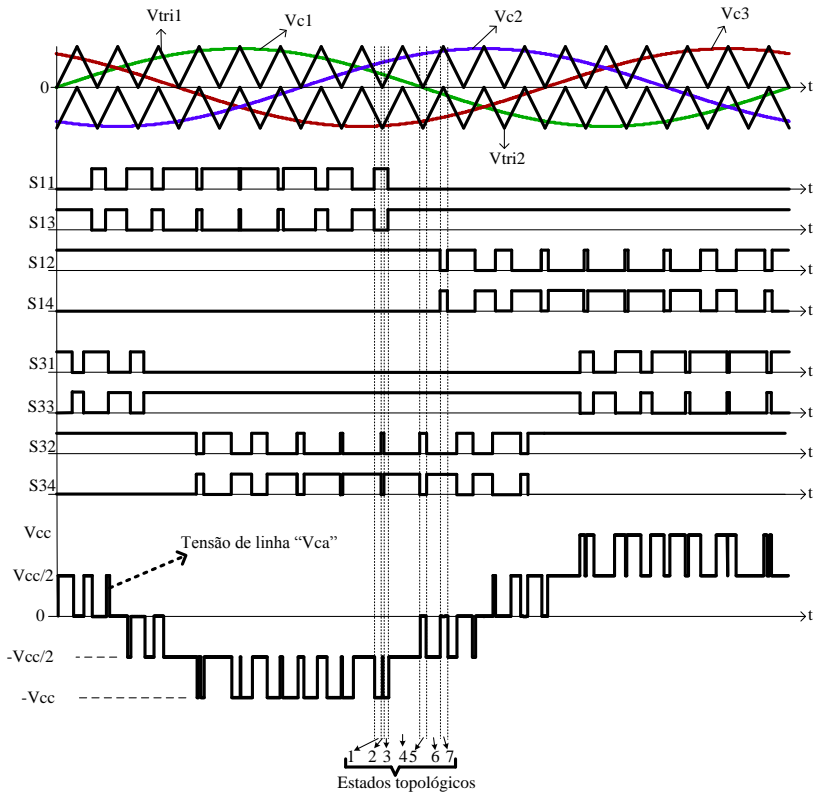


Fig. 91 – Sinais de comando do conversor, tensão de linha e vetores correspondentes.

A Tabela 4 apresenta os sinais de comando de 4 interruptores, sendo que os sinais dos demais interruptores podem ser obtidos com o auxílio da Fig. 90.

Tabela 4 – Representação dos sinais de comando dos interruptores e tensão de linha.

Estado topológico	Comando dos interruptores				Tensão Vca
	S11	S12	S31	S32	
1	1	1	0	0	$-V_{cc}$
2	1	1	0	1	$-V_{cc}/2$
3	1	1	0	0	$-V_{cc}$
4	0	1	0	0	$-V_{cc}/2$
5	0	1	0	1	0
6	0	1	0	0	$-V_{cc}/2$
7	0	0	0	0	0

A mesma situação é confirmada através de simulação e os resultados podem ser observados na Fig. 92.

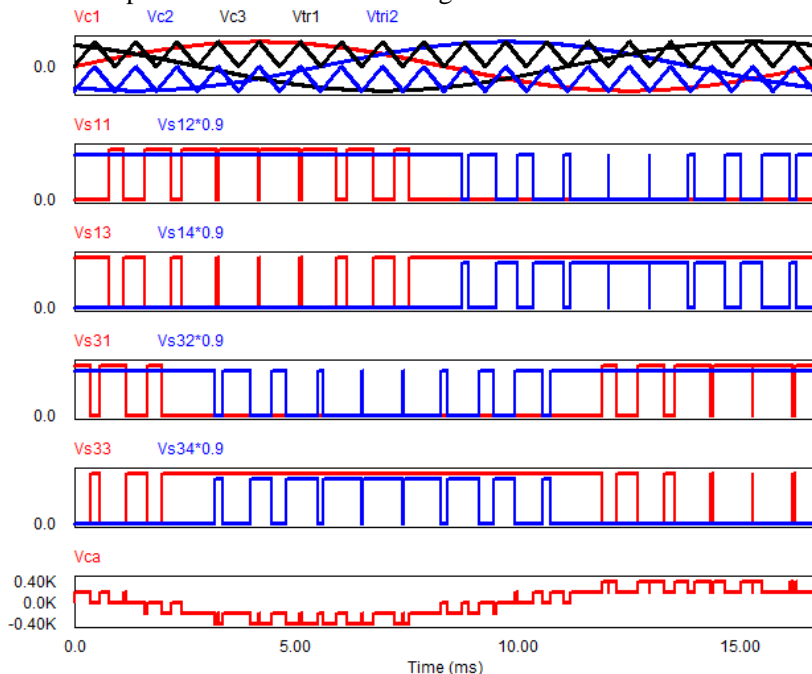


Fig. 92 – Sinais do modulador e tensão de linha do conversor NPC de 3 níveis.

Pode-se observar que para cada combinação dos sinais de comando existe um vetor associado. Entende-se aqui a denominação de vetor como sendo a combinação dos estados topológicos P, N ou 0 de

cada braço do conversor trifásico. Assim para cada vetor é associado um valor de tensão de linha e de fase para as três fases do conversor. Isso significa que uma vez conhecidos os sinais de comando é possível determinar com absoluta certeza todos os valores instantâneos de tensão na saída do conversor. O raciocínio inverso pode também ser utilizado, sendo conhecida a forma de onda desejada na saída é possível determinar as ordens de comando necessárias para obtê-la.

Neste caso específico do conversor de 3 níveis para a caracterização da tensão na carga deve-se considerar que cada braço pode assumir três estados topológicos distintos, conforme citado anteriormente e, como a estrutura trifásica é constituída por três braços, existem 27 possíveis combinações de estados topológicos. Valendo-se da interpretação vetorial tem-se então 27 vetores possíveis na composição das tensões de saída.

Na Fig. 89 é possível verificar que para cada combinação de estados topológicos existe um circuito elétrico equivalente, ou seja, cada vetor tem associado um circuito elétrico equivalente e, a partir desse circuito elétrico, podem-se determinar as tensões de fase e de linha.

As tabelas 5, 6, 7, 8 e 9 apresentam todos os vetores existentes no conversor NPC de 3 níveis com as respectivas tensões de fase e de linha.

Tabela 5 – Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “a”.

Grupo	Vetor	Tensões de linha			Tensões de fase-neutro		
		Vab	Vbc	Vca	Van	Vbn	Vcn
a	$\vec{a}_1 (PNN)$	V_{cc}	0	$-V_{cc}$	$\frac{2 \cdot V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$
	$\vec{a}_2 (PPN)$	0	V_{cc}	$-V_{cc}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{2 \cdot V_{cc}}{3}$
	$\vec{a}_3 (NPN)$	$-V_{cc}$	V_{cc}	0	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2 \cdot V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$
	$\vec{a}_4 (NPP)$	$-V_{cc}$	0	V_{cc}	$-\frac{2 \cdot V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$
	$\vec{a}_5 (NNP)$	0	$-V_{cc}$	V_{cc}	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2 \cdot V_{cc}}{3}$
	$\vec{a}_6 (PNP)$	V_{cc}	$-V_{cc}$	0	$\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{2 \cdot V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$

Tabela 6 - Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “b”.

Grupo	Vetor	Tensões de linha			Tensões de fase-neutro		
		Vab	Vbc	Vca	Van	Vbn	Vcn
b	$\vec{b}_1 (PON)$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-V_{cc}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	$-\frac{V_{cc}}{2}$
	$\vec{b}_2 (OPN)$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	V_{cc}	$-\frac{V_{cc}}{2}$	0	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$
	$\vec{b}_3 (NPO)$	$-V_{cc}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0
	$\vec{b}_4 (NOP)$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	V_{cc}	$-\frac{V_{cc}}{2}$	0	$\frac{V_{cc}}{2}$
	$\vec{b}_5 (ONP)$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-V_{cc}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$
	$\vec{b}_6 (PNO)$	V_{cc}	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	0

Tabela 7 - Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “c”.

Grupo	Vetor	Tensões de linha			Tensões de fase-neutro		
		Vab	Vbc	Vca	Van	Vbn	Vcn
c	$\vec{c}_1 (P00)$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$
	$\vec{c}_2 (PP0)$	0	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{6}$	$\frac{V_{cc}}{6}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$
	$\vec{c}_3 (0P0)$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	$-\frac{V_{cc}}{6}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$
	$\vec{c}_4 (0PP)$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	0	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{6}$	$\frac{V_{cc}}{6}$
	$\vec{c}_5 (00P)$	0	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$	$\frac{V_{cc}}{3}$
	$\vec{c}_6 (POP)$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	0	$\frac{V_{cc}}{6}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{6}$

Tabela 8 - Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “d”.

Grupo	Vetor	Tensões de linha			Tensões de fase-neutro		
		Vab	Vbc	Vca	Van	Vbn	Vcn
d	$\vec{d}_1 (0NN)$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$
	$\vec{d}_2 (00N)$	0	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{6}$	$\frac{V_{cc}}{6}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$
	$\vec{d}_3 (N0N)$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	0	$-\frac{V_{cc}}{6}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$
	$\vec{d}_4 (N00)$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	0	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{6}$	$\frac{V_{cc}}{6}$
	$\vec{d}_5 (NN0)$	0	$-\frac{V_{cc}}{2}$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$	$-\frac{V_{cc}}{6}$	$\frac{V_{cc}}{3}$
	$\vec{d}_6 (0N0)$	$\frac{V_{cc}}{2}$	$-\frac{V_{cc}}{2}$	0	$\frac{V_{cc}}{6}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{6}$

Tabela 9 - Tensões de fase e de linha na carga para vetores do grupo “z”.

Grupo	Vetor	Tensões de linha			Tensões de fase-neutro		
		Vab	Vbc	Vca	Van	Vbn	Vcn
Z	$\vec{z}_1 (PPP)$	0	0	0	0	0	0
	$\vec{z}_2 (000)$	0	0	0	0	0	0
	$\vec{z}_3 (NNN)$	0	0	0	0	0	0

É possível verificar que para o conversor NPC de três níveis obtêm-se uma tensão de linha com 5 níveis e tensão de fase com 9 níveis. Verifica-se ainda que os vetores estão classificados em 6 grupos: “a”, “b”, “c”, “d” e “z”. Os grupos guardam relação com a amplitude do vetor resultante e seu ângulo com a referência. A Fig. 93 apresenta o mapa de vetores do conversor NPC de 3 níveis.

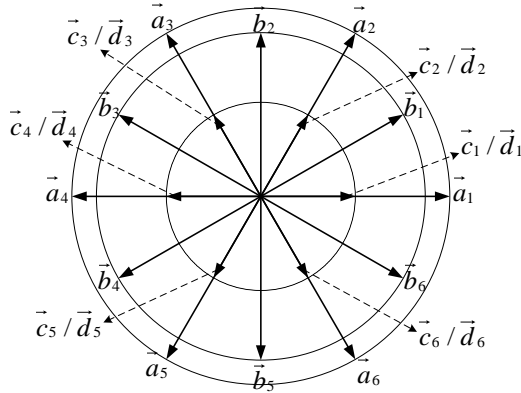


Fig. 93 – Mapa de vetores do conversor NPC de 3 níveis.

Nas Fig. 94 e Fig. 95 são apresentados os resultados de simulação do conversor NPC de 3 níveis mostrando as tensões de fase e tensões de linha respectivamente.

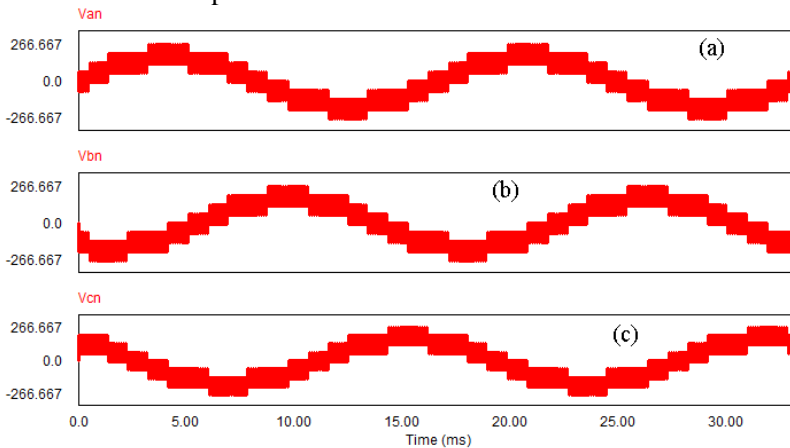


Fig. 94 – Tensões de fase do conversor NPC de 3 níveis.

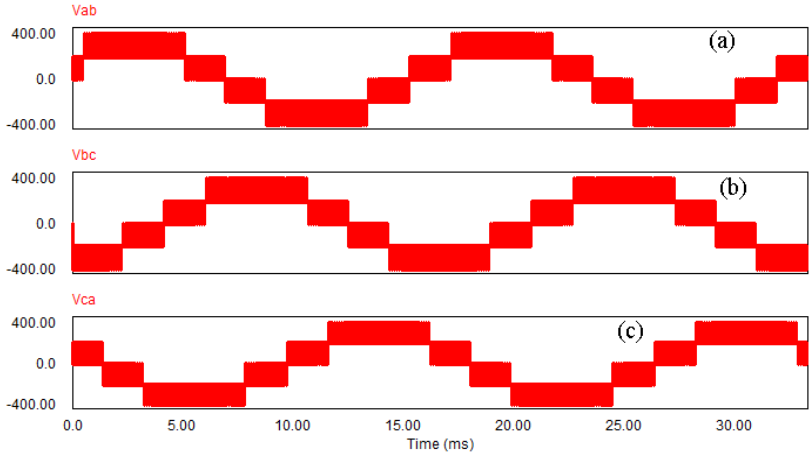


Fig. 95 - Tensões de linha do conversor NPC de 3 níveis

Os parâmetros utilizados na simulação são:

$$M = 0,9$$

$$f_s = 9000Hz$$

$$V_{cc} = 400V$$

Onde “M” é o índice de modulação e f_s , a frequência de comutação dos interruptores. Nas Fig. 94 e Fig. 95 é possível identificar os 9 níveis da tensão de fase e os 5 níveis da tensão de linha respectivamente.

O circuito empregado na simulação é apresentado na Fig. 96.

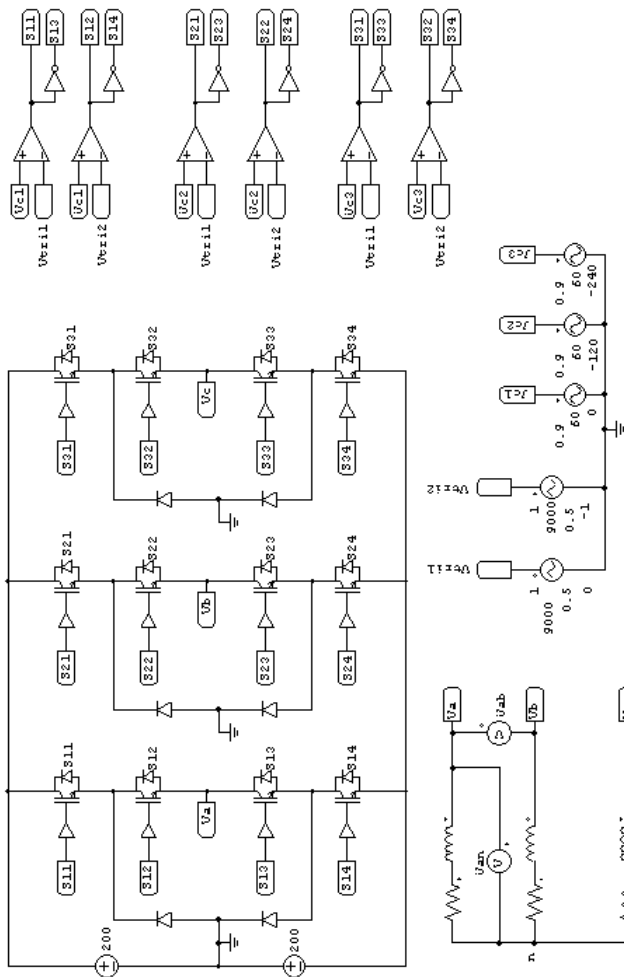


Fig. 96 – Circuito empregado na simulação do conversor NPC de 3 níveis.

Convém ressaltar ainda que a denominação “vetor” não é rigorosa, mas é largamente empregada na literatura e por esse motivo foi adotada neste texto.

A Fig. 97 mostra uma forma de obtenção do módulo e do ângulo do vetor resultante.

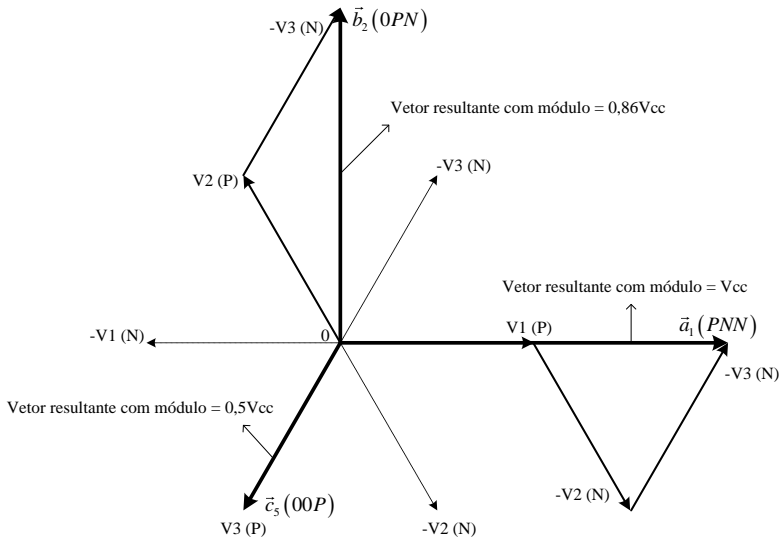


Fig. 97 – Obtenção do vetor resultante de três vetores pertencentes a grupos distintos.

A soma vetorial é obtida considerando-se a defasagem de 120° existente em um sistema trifásico equilibrado, sendo que o vetor “P” é atribuído ao valor positivo, o vetor “N” ao valor negativo e o vetor “0” quando o valor é nulo. A representação adotada é: $V1 \angle 0^\circ$, $V2 \angle 120^\circ$ e $V3 \angle -120^\circ$.

O mapa de vetores pode ser empregado para avaliar se a modulação empregada a um conversor proporciona o melhor desempenho considerando distorção harmônica, equilíbrio térmico dos semicondutores e degraus da tensão aplicada à carga.

O índice de modulação também interfere nos vetores empregados na composição da tensão na carga. As Fig. 98 e Fig. 99 mostram a evolução dos vetores empregados para a composição da tensão na carga em função do índice de modulação.

Para o conversor NPC de 3 níveis a mudança na portadora do modulador – triangular e dente de serra - não interfere na seleção dos vetores nem na sua seqüência.

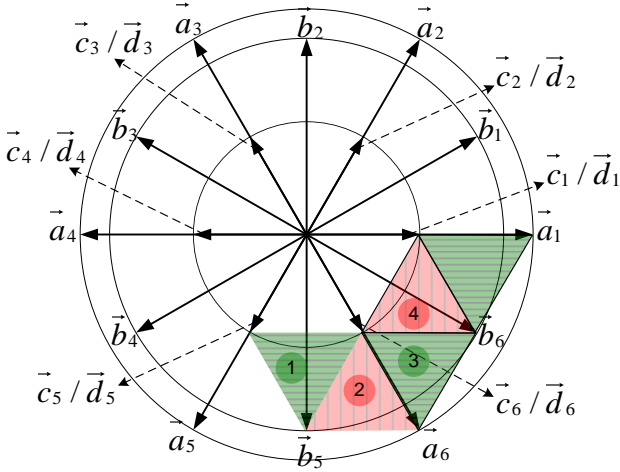


Fig. 98 – Evolução dos vetores para o NPC de 3 níveis com índice de modulação “M” igual à 0,9.

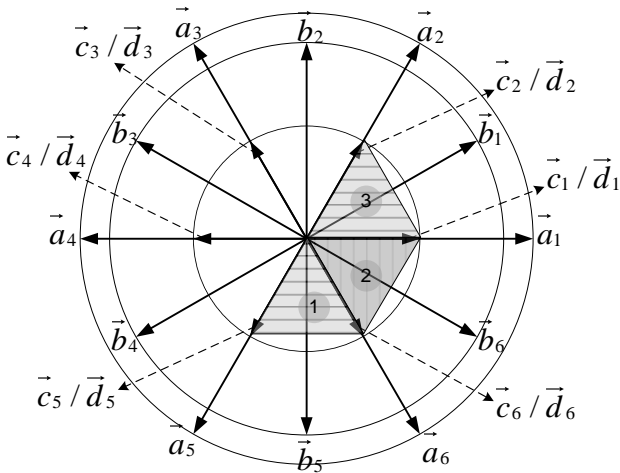


Fig. 99 - Evolução dos vetores para o NPC de 3 níveis com índice de modulação “M” igual à 0,5.

5.4. Interpretação Vetorial da Tensão na Carga para o Conversor CC-CA com Célula de Acoplamento Indutivo

De maneira análoga àquela empregada no estudo do conversor NPC de 3 níveis, pode-se proceder a análise do conversor CC-CA com indutor acoplado.

Conforme mencionado anteriormente, esta interpretação permite identificar todos os vetores disponíveis na composição da tensão na carga. Isto permite que se possa prever ou determinar quais os vetores mais adequados para obter menor distorção harmônica da tensão na carga, melhor distribuição das perdas nos semicondutores, menor tensão de modo comum e otimização das comutações no conversor.

5.4.1. Descrição de Operação

Empregando a representação apresentada nas Fig. 39 e Fig. 40, verifica-se que são possíveis 8 estados topológicos e considerando-se que para a versão trifásica tem-se três estruturas idênticas, são possíveis 512 estados topológicos.

A condição necessária para a operação desta estrutura é que a tensão média em cada indutor acoplado seja nula, faz-se então necessário determinar a tensão nas indutâncias para cada estado topológico. A determinação da tensão em cada indutância também permite que seja calculada a tensão aplicada à carga em cada estrutura monofásica e dessa forma determinar os valores de tensão de fase e de linha para a estrutura trifásica.

A Tabela 10 apresenta a tensão em cada bobina do indutor trifásico e a tensão na carga para cada um dos 8 estados topológicos. Vale ressaltar que as 3 bobinas que compõem o indutor trifásico são idênticas e a corrente que circula em cada uma delas é igual à 1/3 da corrente de fase da carga.

Tabela 10 – Tensão em cada bobina do indutor trifásico conforme o estado topológico.

Estado Topológico	Tensão nas bobinas do indutor			Tensão na carga
	$v1[V]$	$v2[V]$	$v3[V]$	$V_{a0}[V]$
1	$2V_{cc}/3$	$-V_{cc}/3$	$-V_{cc}/3$	$-V_{cc}/6$
2	$V_{cc}/3$	$V_{cc}/3$	$-2V_{cc}/3$	$-V_{cc}/6$
3	$-V_{cc}/3$	$2V_{cc}/3$	$-V_{cc}/3$	$-V_{cc}/6$
4	$-2V_{cc}/3$	$V_{cc}/3$	$V_{cc}/3$	$V_{cc}/6$
5	$-V_{cc}/3$	$-V_{cc}/3$	$2V_{cc}/3$	$V_{cc}/6$
6	$V_{cc}/3$	$-2V_{cc}/3$	$V_{cc}/3$	$V_{cc}/6$
7	0	0	0	$V_{cc}/2$
8	0	0	0	$-V_{cc}/2$

Assim como as tensões sobre as bobinas do indutor dependem do estado topológico da estrutura, as tensões de fase e de linha também são dependentes do estado topológico do conversor. O número de níveis das tensões de fase e de linha é, portanto diretamente dependente do número de estados topológicos e do índice de modulação.

5.4.2. Etapas de Operação com Portadora Triangular

As etapas de operação para um período de comutação são apresentadas na Fig. 100. São mostrados na figura supracitada os sinais do modulador e os sinais de comando dos interruptores superiores de cada braço do conversor.

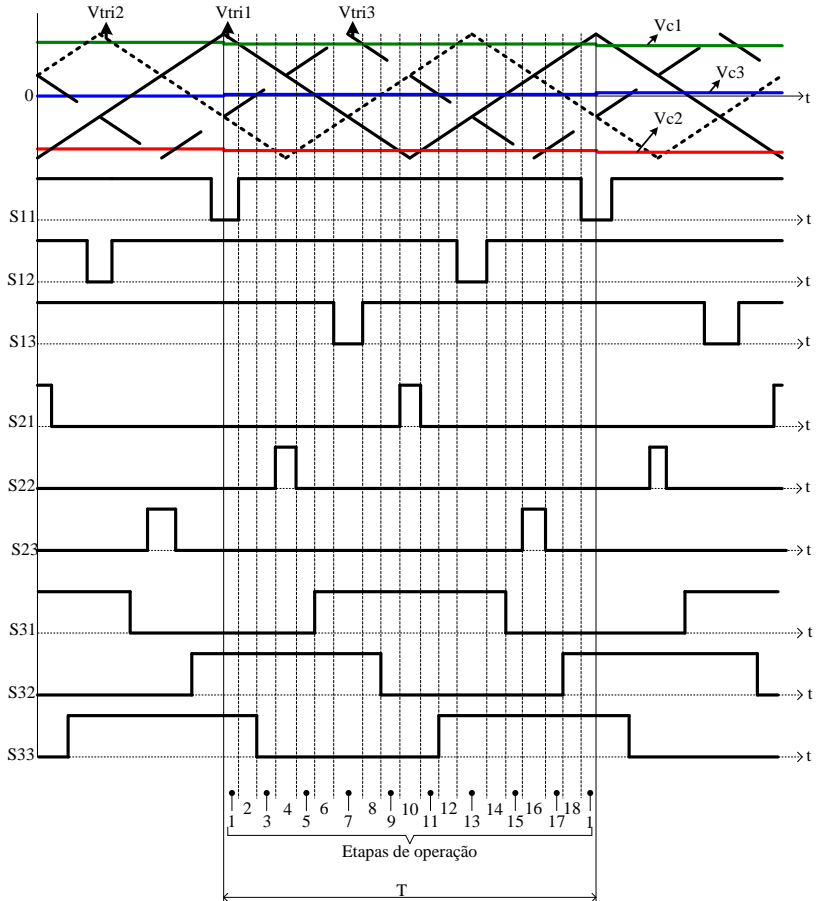


Fig. 100 – Etapas de operação do Retificador/Inversor Trifásico com Indutor Acoplado empregando portadora triangular no modulador.

Nas Fig. 101 até Fig. 106 são apresentados os respectivos estados topológicos da estrutura conforme a seqüência descrita nas etapas de operação.

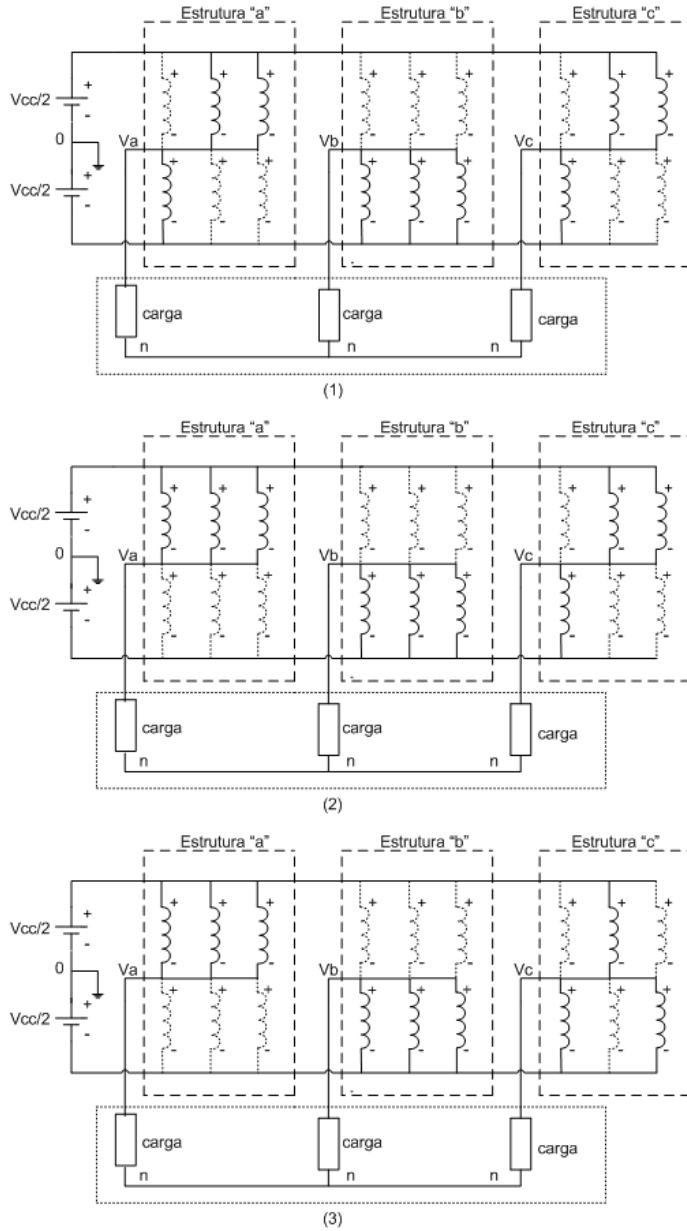
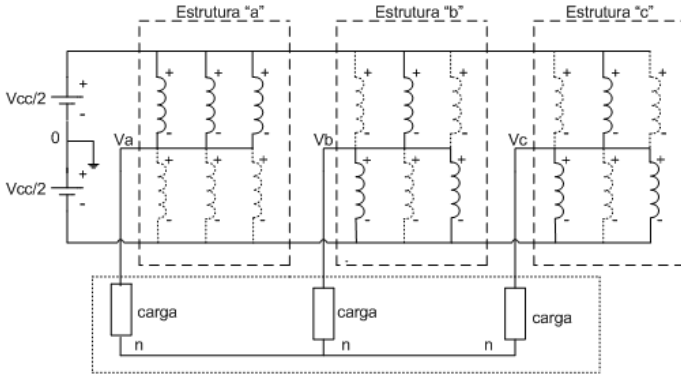
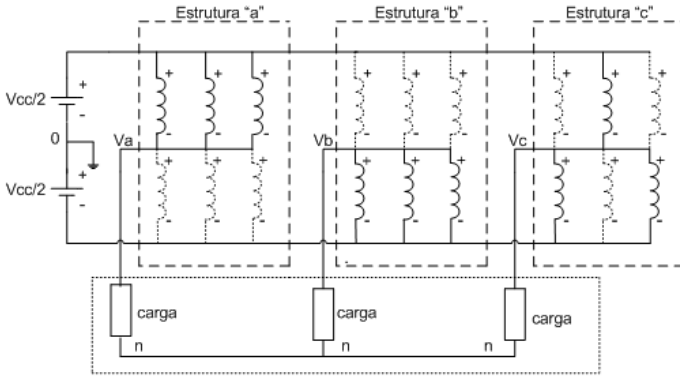


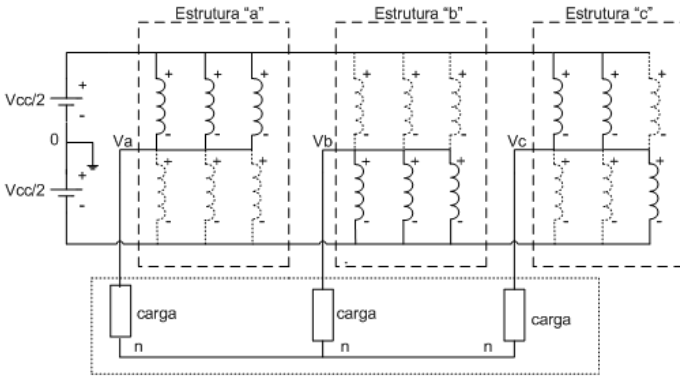
Fig. 101 – Estados topológicos das etapas de operação 1, 2 e 3.



(4)

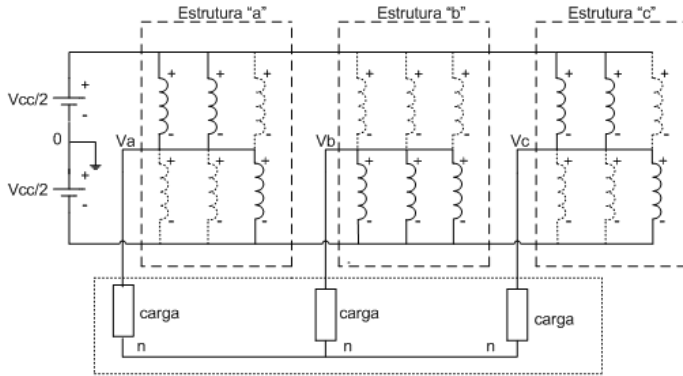


(5)

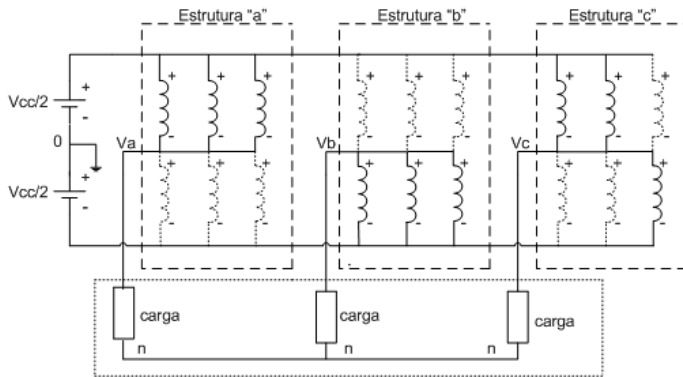


(6)

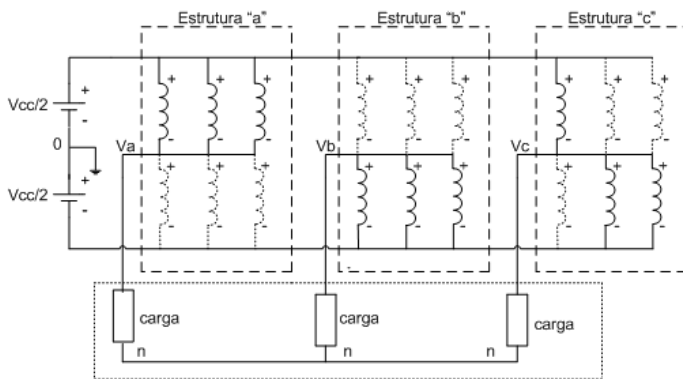
Fig. 102 - Estados topológicos das etapas de operação 4, 5 e 6.



(7)

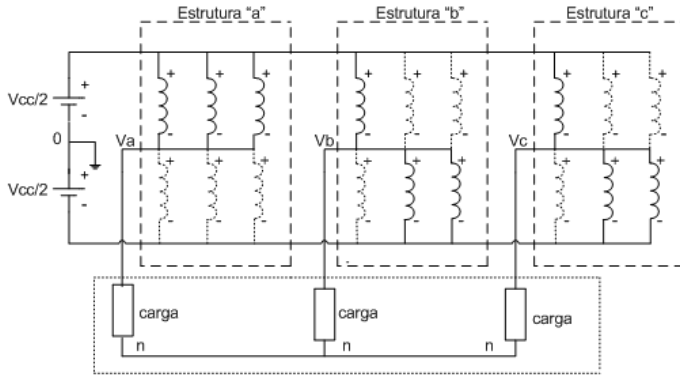


(8)

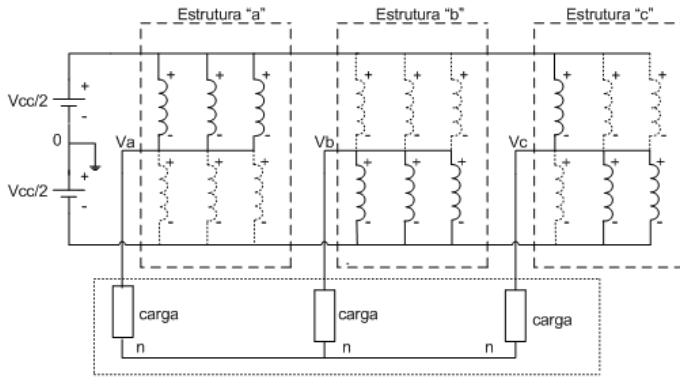


(9)

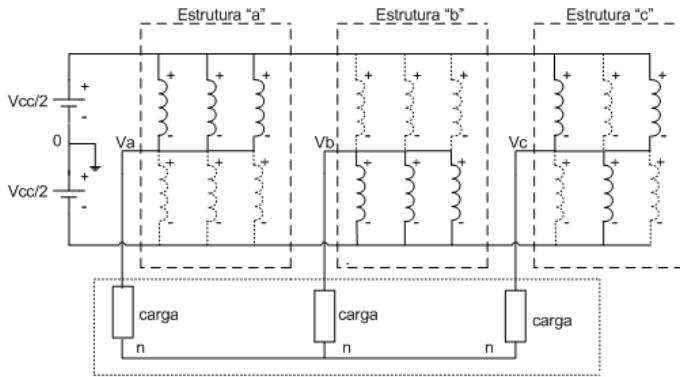
Fig. 103 - Estados topológicos das etapas de operação 7, 8 e 9.



(10)

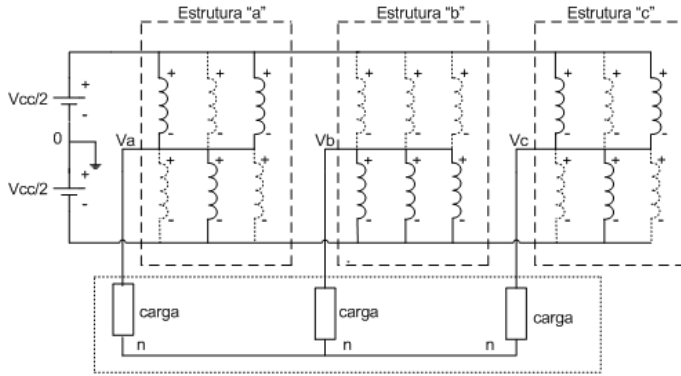


(11)

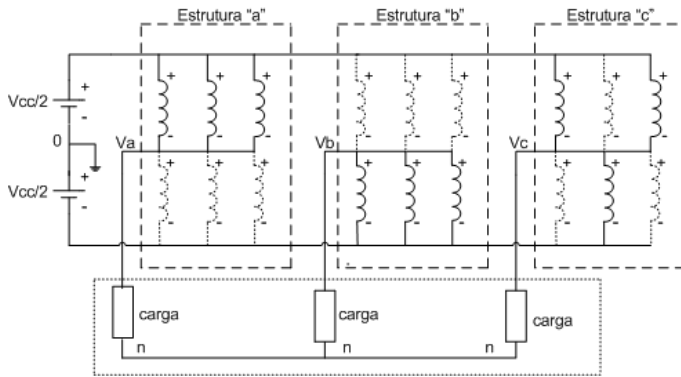


(12)

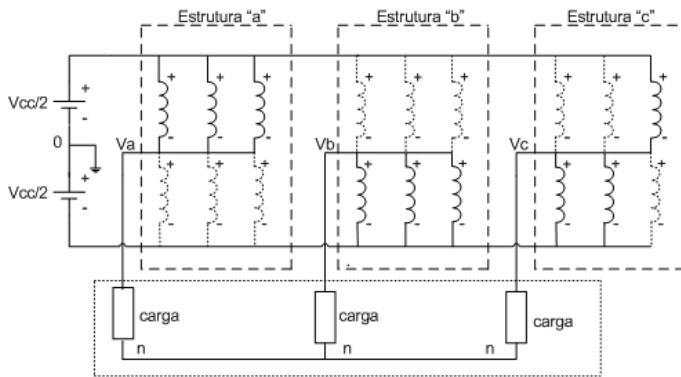
Fig. 104 - Estados topológicos das etapas de operação 10, 11 e 12.



(13)



(14)



(15)

Fig. 105 - Estados topológicos das etapas de operação 13, 14 e 15.

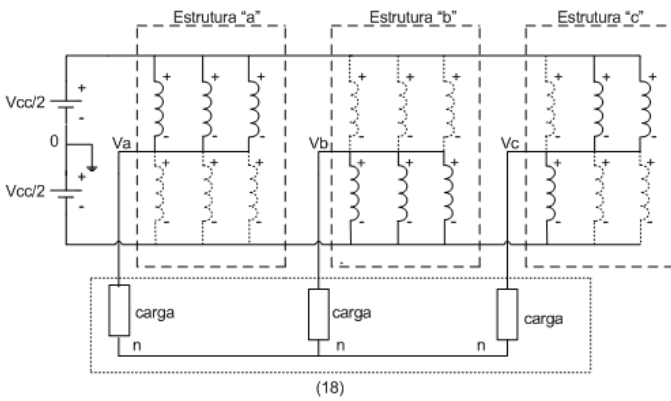
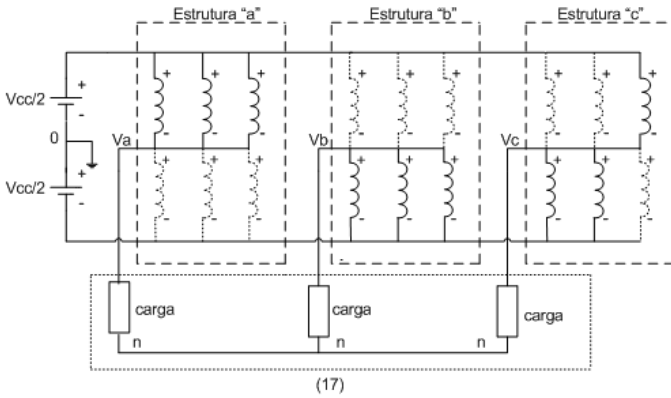
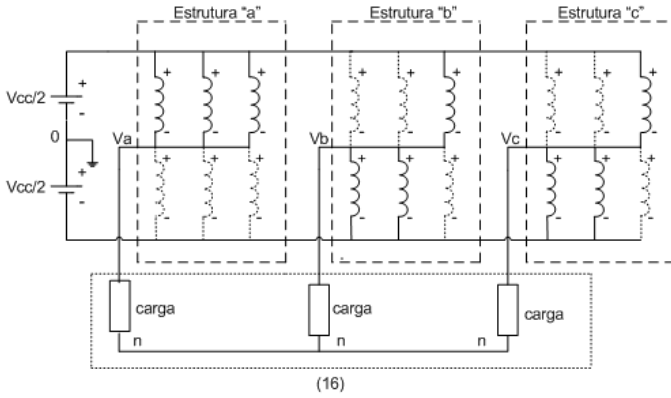


Fig. 106 - Estados topológicos das etapas de operação 16, 17 e 18.

É possível verificar que ocorre apenas uma comutação em cada etapa de operação, desta forma as perdas por comutação ficam reduzidas. O equilíbrio térmico do conversor – compreendido como a soma das perdas por comutação e por condução dos interruptores - ocorre ao final de um período da baixa frequência.

Empregando-se modulação PWM senoidal, com as portadoras triangulares e com frequência múltipla de 180Hz, conforme mostra a Fig. 65, obtêm-se resultados idênticos aos esperados com modulação vetorial no que se refere a otimização das comutações, equilíbrio térmico dos interruptores e seqüência de vetores empregados.

A melhor compreensão das implicações da forma de modulação deste conversor pode ser obtida fazendo a interpretação vetorial da tensão na carga, estabelecendo assim uma relação direta entre os sinais de comando dos interruptores e os vetores por estes gerados.

5.4.3. Etapas de Operação com Portadora Dente de Serra

Na Fig. 107 são apresentados os sinais de comando dos interruptores e as respectivas etapas de operação do conversor CC-CA trifásico com indutor acoplado quando se emprega onda portadora com formato dente de serra no modulador.

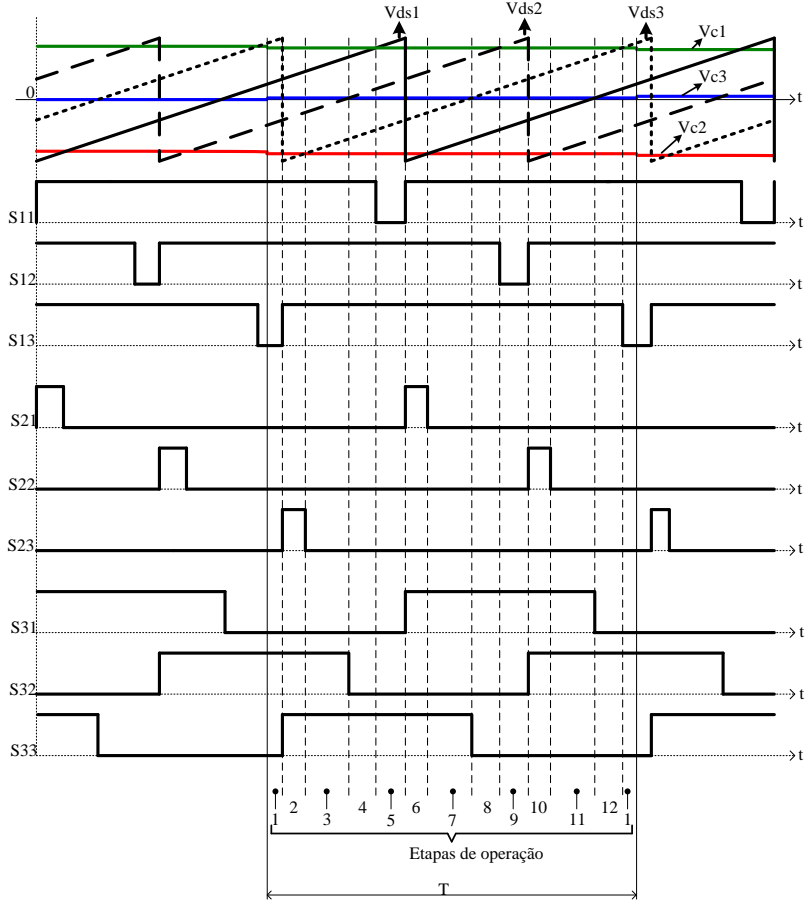


Fig. 107 - Etapas de operação do Retificador/Inversor Trifásico com Indutor Acoplado empregando portadora dente de serra no modulador.

Os respectivos estados topológicos da estrutura estão representados nas Fig. 108, Fig. 109, Fig. 110 e Fig. 111, conforme sequencia indicada nas etapas de operação.

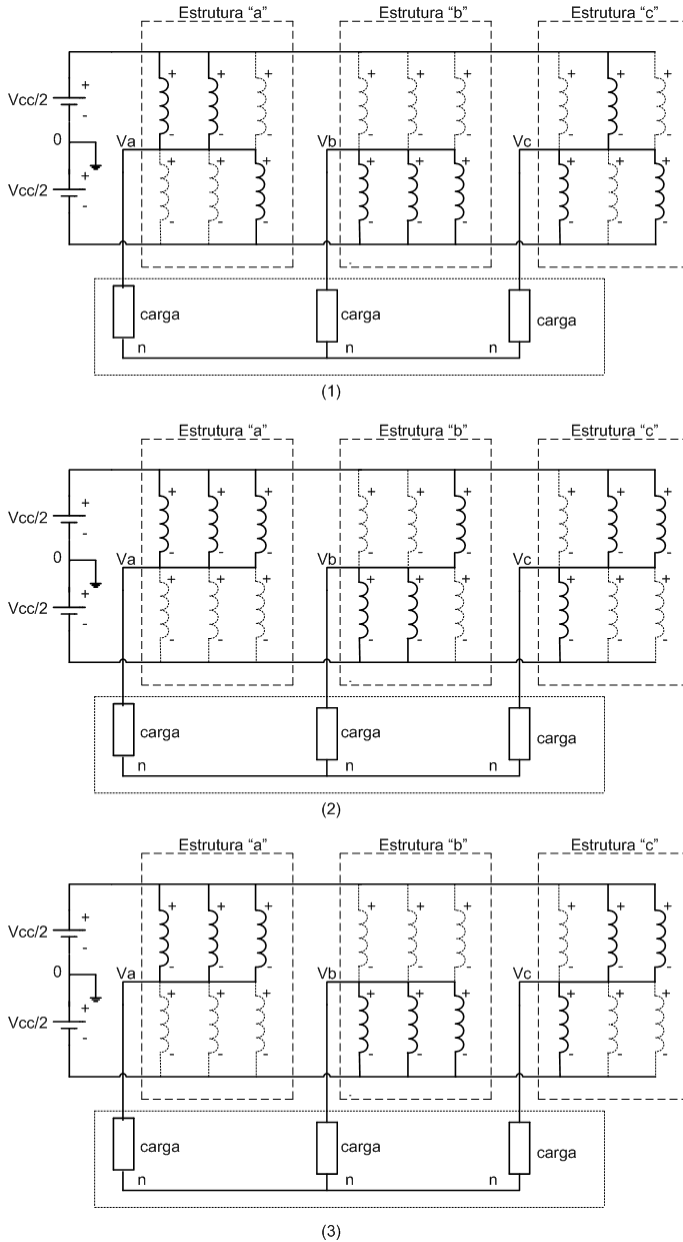
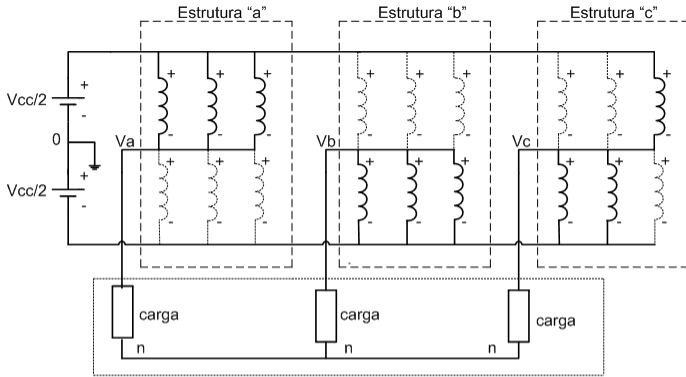
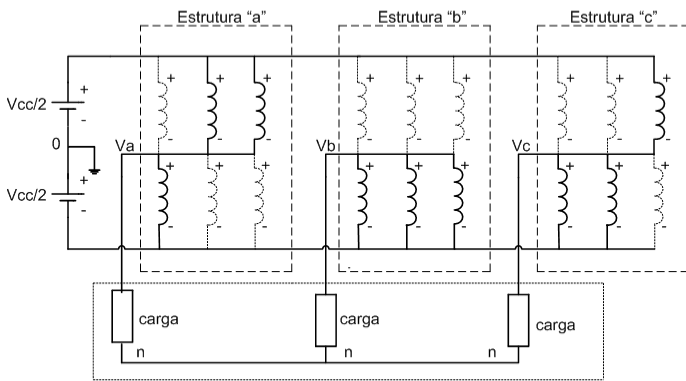


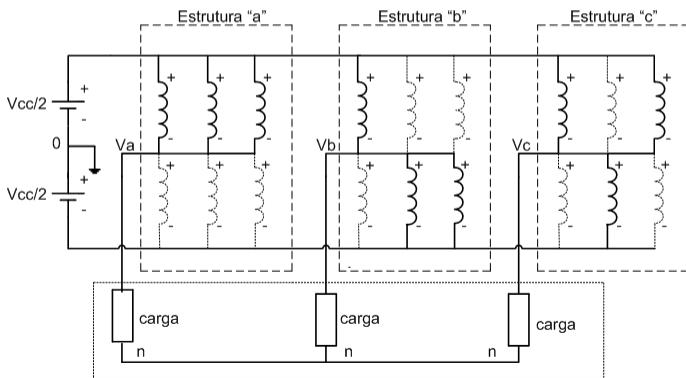
Fig. 108 - Estados topológicos das etapas de operação 1, 2 e 3.



(4)

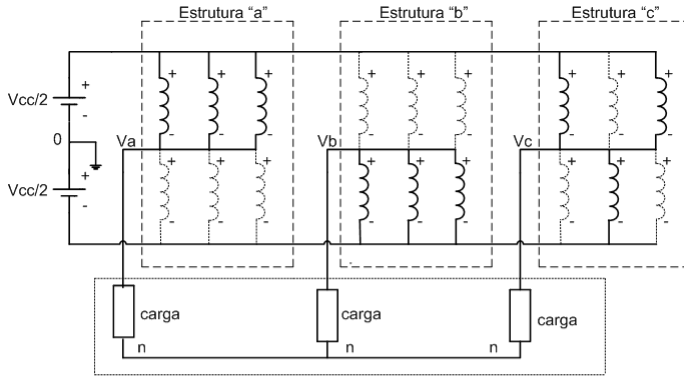


(5)

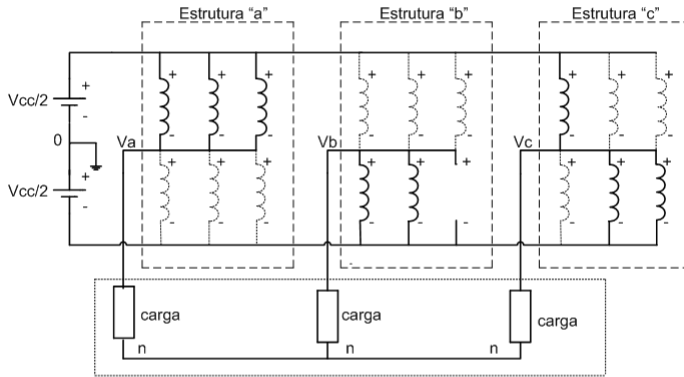


(6)

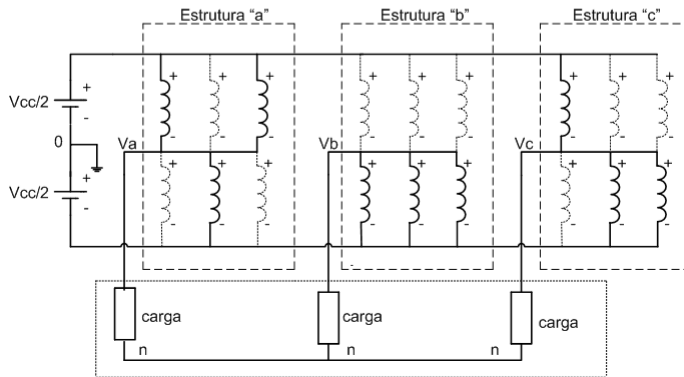
Fig. 109 - Estados topológicos das etapas de operação 4, 5 e 6.



(7)



(8)



(9)

Fig. 110 - Estados topológicos das etapas de operação 7, 8 e 9.

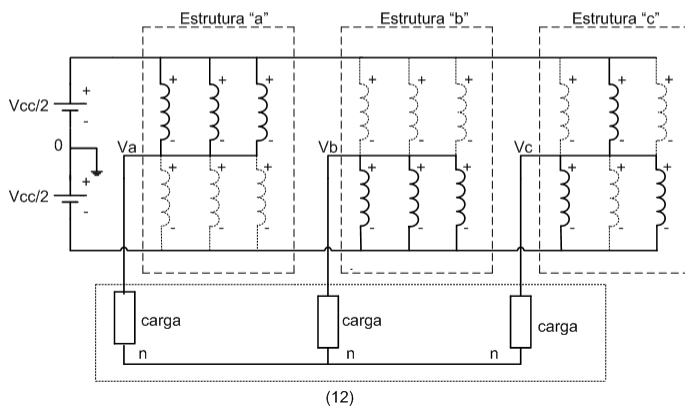
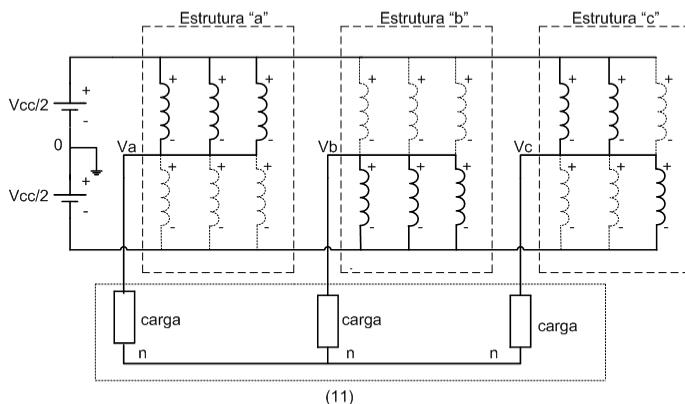
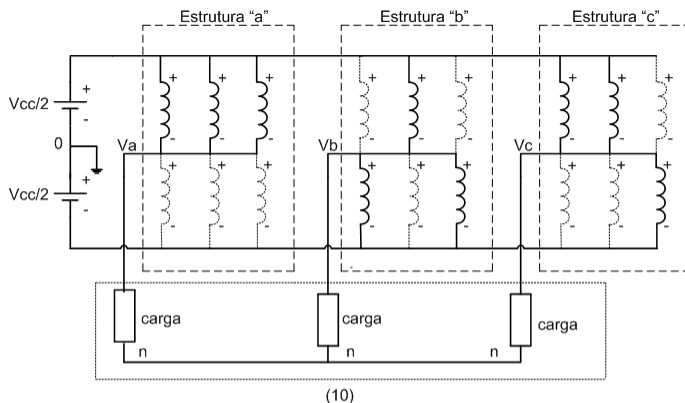


Fig. 111 - Estados topológicos das etapas de operação 10, 11 e 12.

É possível verificar a partir das figuras apresentadas que cada etapa de operação da estrutura trifásica é a combinação de três estados topológicos da estrutura monofásica já apresentada. Dessa forma podem-se obter todas as tensões relevantes do circuito.

5.4.4. Interpretação Vetorial da Tensão na Carga

Para a obtenção dos vetores de fase e de linha pode-se substituir o conjunto conversor/indutor acoplado por uma fonte CC de valor equivalente. A Tabela 11 mostra o valor da tensão aplicado à carga para cada estado topológico.

A Fig. 112 mostra o circuito equivalente da estrutura trifásica do Conversor CC-CA com célula de acoplamento indutivo.

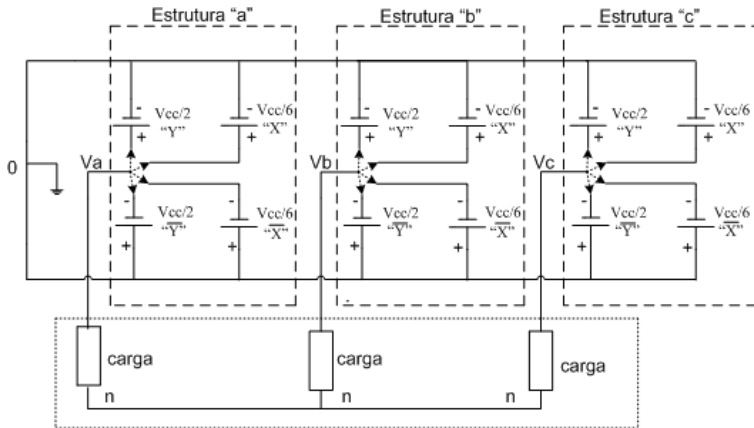


Fig. 112 – Circuito equivalente do Retificador/Inversor Trifásico com Indutor Acoplado.

O conversor completo formado pelas estruturas “a”, “b” e “c” pode ser representado pelo circuito apresentado, que contém 4 fontes CC para cada fase, sendo que apenas uma das fontes em cada fase será conectada à carga para cada etapa de operação.

Quando o conversor opera como inversor, cada estrutura gera na sua respectiva saída uma tensão com fundamental senoidal de baixa frequência e defasada em 120° das demais.

A partir deste circuito equivalente é possível obter todos os valores de tensão – de fase e de linha – que aparecem na carga. Como foi apresentado anteriormente, para cada estado topológico existe uma combinação de sinais de comando dos interruptores correspondentes.

Desta forma é possível estabelecer a ordem de comando de cada interruptor para obter determinado valor instantâneo de tensão na saída e, por conseguinte, seu valor eficaz ao final de um período completo. Além disto, pode-se ainda: estabelecer as ordens de comando para que a distorção harmônica da tensão na carga seja reduzida, reduzir as perdas por comutação e fazer com que as perdas nos interruptores sejam distribuídas de forma que se consiga o equilíbrio térmico do conversor.

Para facilitar a análise, os estados topológicos que geram as quatro diferentes tensões são mostrados a seguir.

$$X = E/6$$

$$\bar{X} = -E/6$$

$$Y = E/2$$

$$\bar{Y} = -E/2$$

A Tabela 11 mostra os sinais de comando da estrutura “a” do conversor, que é responsável por gerar uma das fases do conversor trifásico.

Tabela 11 – Relação entre estados topológicos, comando dos interruptores e tensão na saída do conversor em relação ao ponto comum das fontes.

Estado Topológico	S11	S12	S13	S14	S15	S16	Tensão
Y	1	1	1	0	0	0	$E/2$
X_1	1	1	0	0	0	1	$E/6$
X_2	1	0	1	0	1	0	$E/6$
X_3	0	1	1	1	0	0	$E/6$
\bar{X}_1	1	0	0	0	1	1	$-E/6$
\bar{X}_2	0	1	0	1	0	1	$-E/6$
\bar{X}_3	0	0	1	1	1	0	$-E/6$
\bar{Y}	0	0	0	1	1	1	$-E/2$

É possível verificar que tanto o estado topológico X como o \bar{X} podem ser gerados por três combinações diferentes de ordens de comando dos interruptores, por essa razão aparecem na tabela com índices “1”, “2”, e “3”. Para a determinação dos vetores que compõem a tensão na saída do conversor, serão utilizados apenas os estados topológicos que geram valores diferentes de tensão na saída. Essa

medida permite a simplificação na identificação dos vetores, reduzindo de 512 para 64 seu número.

Os vetores são classificados em grupos de 6 conforme seu módulo e ângulo, e os grupos podem ser obtidos graficamente conforme apresentado na Fig. 113.

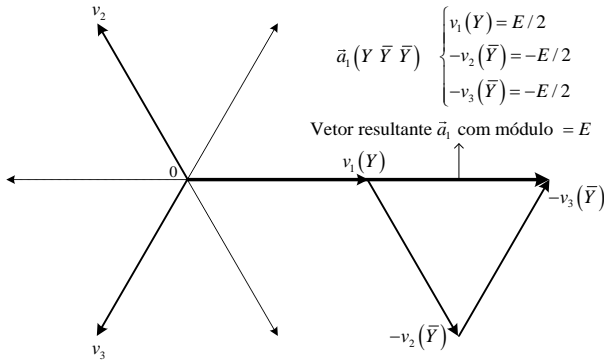


Fig. 113 – Representação para a obtenção gráfica do módulo e ângulo do vetor resultante.

A Tabela 12 mostra os 64 vetores disponíveis classificados em grupos. Cada grupo de vetores é composto por 6 vetores defasados de 60°.

Tabela 12 – Vetores disponíveis no Retificador/Inversor Trifásico com indutor Acoplado.

Grupo	Vetor 1	Vetor 2	Vetor 3	Vetor 4	Vetor 5	Vetor 6	Módulo
A	$(Y \bar{Y} \bar{Y})$	$(Y Y \bar{Y})$	$(\bar{Y} Y \bar{Y})$	$(\bar{Y} Y Y)$	$(\bar{Y} \bar{Y} Y)$	$(Y \bar{Y} Y)$	E
B	$(Y \bar{X} \bar{Y})$	$(X Y \bar{Y})$	$(\bar{Y} Y \bar{X})$	$(\bar{Y} X Y)$	$(\bar{X} \bar{Y} Y)$	$(Y \bar{Y} X)$	$\frac{\sqrt{7}}{3} \cdot E$
C	$(Y X \bar{Y})$	$(\bar{X} Y \bar{Y})$	$(\bar{Y} Y X)$	$(\bar{Y} \bar{X} Y)$	$(X \bar{Y} Y)$	$(Y \bar{Y} \bar{X})$	$\frac{\sqrt{7}}{3} \cdot E$
D	$(Y \bar{X} \bar{X})$	$(Y Y \bar{X})$	$(\bar{X} Y \bar{X})$	$(\bar{X} Y Y)$	$(\bar{X} \bar{X} Y)$	$(Y \bar{X} Y)$	$\frac{2}{3} \cdot E$
E	$(X \bar{Y} \bar{Y})$	$(X X \bar{Y})$	$(\bar{Y} X \bar{Y})$	$(\bar{Y} X X)$	$(\bar{Y} \bar{Y} X)$	$(X \bar{Y} X)$	$\frac{2}{3} \cdot E$
F	$(Y X \bar{X})$	$(X Y \bar{X})$	$(\bar{X} Y X)$	$(\bar{X} X Y)$	$(X \bar{X} Y)$	$(Y \bar{X} X)$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot E$
G	$(X \bar{X} \bar{Y})$	$(\bar{X} X \bar{Y})$	$(\bar{Y} X \bar{X})$	$(\bar{Y} \bar{X} X)$	$(\bar{X} \bar{Y} X)$	$(X \bar{Y} \bar{X})$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot E$
H	$(Y X X)$	$(Y Y X)$	$(X Y X)$	$(X Y Y)$	$(X X Y)$	$(Y X Y)$	$\frac{1}{3} \cdot E$
I	$(X \bar{X} \bar{X})$	$(X X \bar{X})$	$(\bar{X} X \bar{X})$	$(\bar{X} X X)$	$(\bar{X} \bar{X} X)$	$(X \bar{X} X)$	$\frac{1}{3} \cdot E$
J	$(\bar{X} \bar{Y} \bar{Y})$	$(\bar{X} \bar{X} \bar{Y})$	$(\bar{Y} \bar{X} \bar{Y})$	$(\bar{Y} \bar{X} \bar{X})$	$(\bar{Y} \bar{Y} \bar{X})$	$(\bar{X} \bar{Y} \bar{X})$	$\frac{1}{3} \cdot E$
Z	$(Y Y Y)$	$(X X X)$	$(\bar{X} \bar{X} \bar{X})$	$(\bar{Y} \bar{Y} \bar{Y})$			0

O mapa de vetores do conversor CC-CA trifásico com indutor trifásico é mostrado na Fig. 114.

Para a obtenção de cada valor de tensão de fase e de linha para cada um dos vetores mostrados na Tabela 12 utiliza-se o circuito elétrico da Fig. 115.

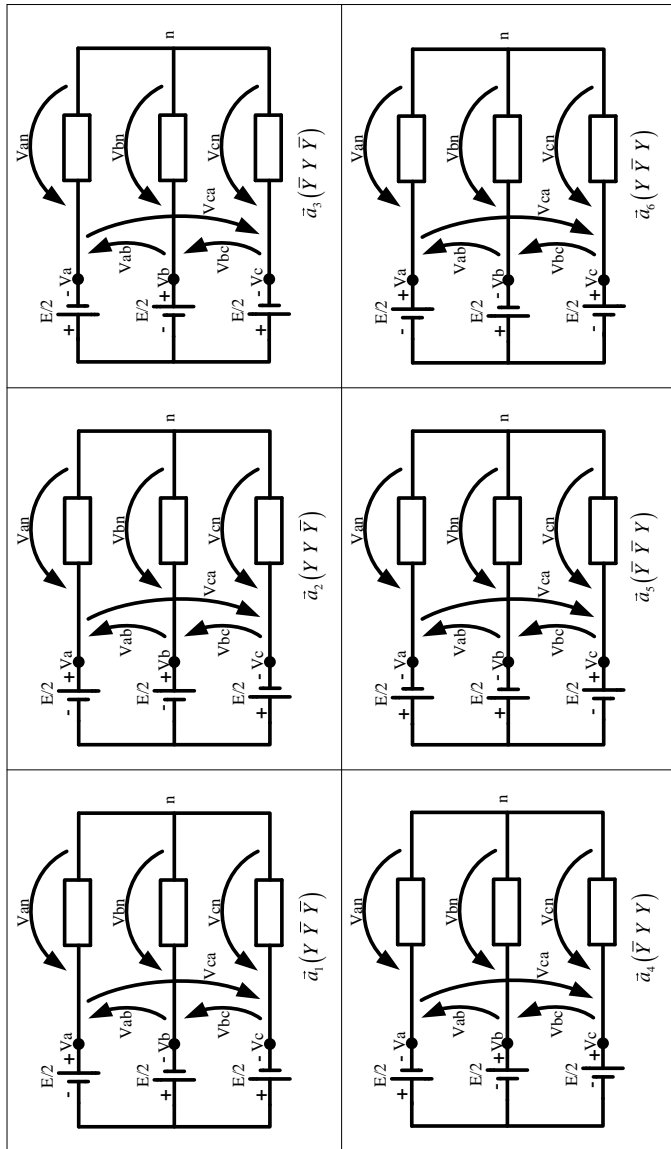


Fig. 116 – Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “a”.

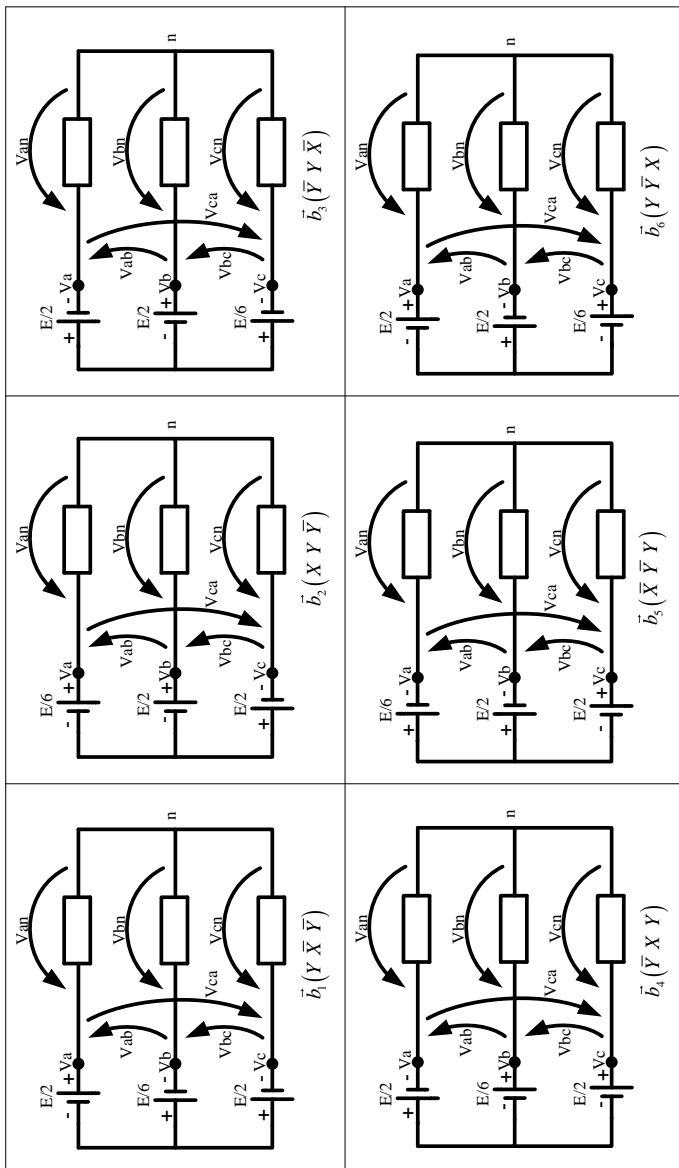


Fig. 117 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo "b".

Tabela 13 – Vetores do grupo “a” e valores de tensão de fase e de linha.

		Tensões de fase			Tensões de linha		
Grupo	Vetor	Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
a	\vec{a}_1 ($Y \bar{Y} \bar{Y}$)	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	E	0	$-E$
	\vec{a}_2 ($Y Y \bar{Y}$)	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	0	E	$-E$
	\vec{a}_3 ($\bar{Y} Y \bar{Y}$)	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-E$	E	0
	\vec{a}_4 ($\bar{Y} Y Y$)	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-E$	0	E
	\vec{a}_5 ($\bar{Y} \bar{Y} Y$)	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	0	$-E$	E
	\vec{a}_6 ($Y \bar{Y} Y$)	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	E	$-E$	0

Tabela 14 - Vetores do grupo “b” e valores de tensão de fase e de linha.

		Tensões de fase			Tensões de linha		
Grupo	Vetor	Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
b	\vec{b}_1 ($Y \bar{X} \bar{Y}$)	$\frac{5}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-E$
	\vec{b}_2 ($X Y \bar{Y}$)	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{5}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	E	$-\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{b}_3 ($\bar{Y} Y \bar{X}$)	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{5}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{b}_4 ($\bar{Y} X Y$)	$-\frac{5}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	E
	\vec{b}_5 ($\bar{X} \bar{Y} Y$)	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{5}{9} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-E$	$\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{b}_6 ($Y \bar{Y} X$)	$\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{5}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	E	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$

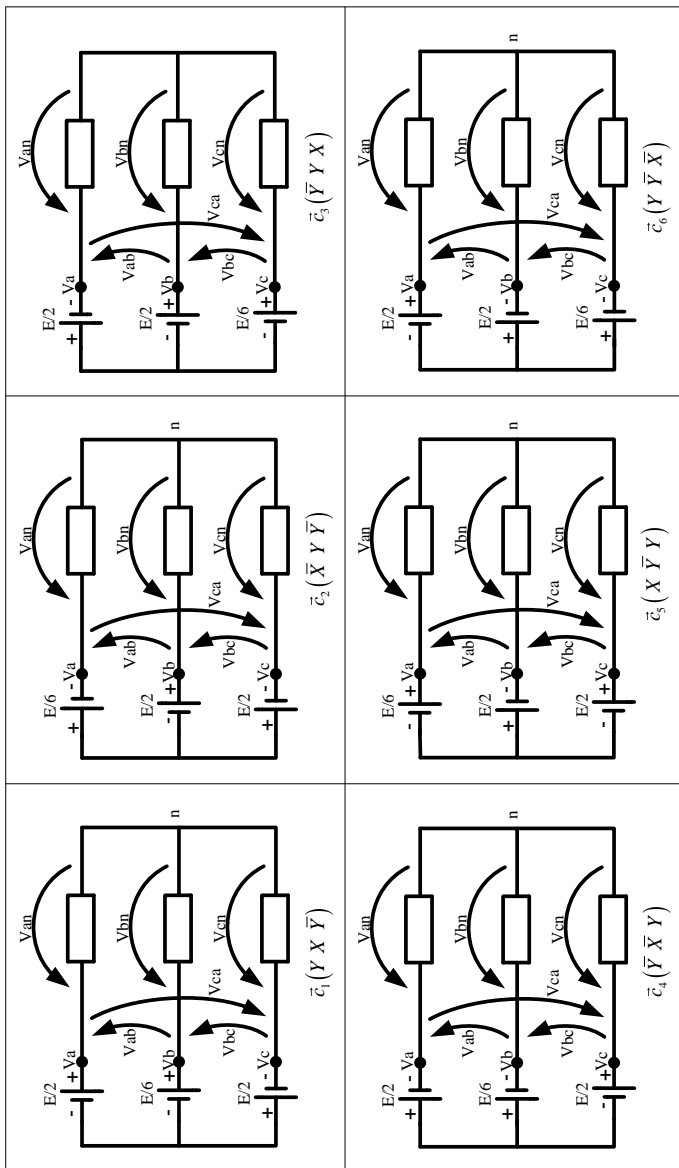


Fig. 118 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo "c".

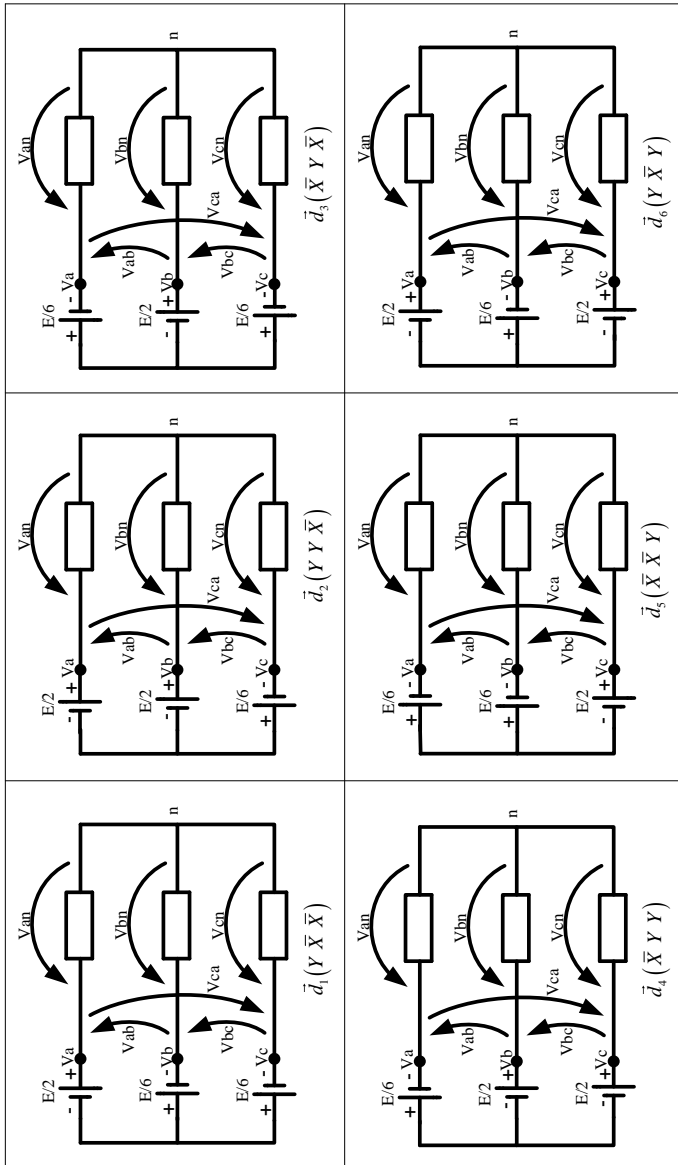


Fig. 119 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “d”.

Tabela 15 - Vetores do grupo “c” e valores de tensão de fase e de linha.

		Tensões de fase			Tensões de linha			
Grupo	Vetor	Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca	
C	\vec{c}_1	$(Y X \bar{Y})$	$\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{5}{9} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-E$
	\vec{c}_2	$(\bar{X} Y \bar{Y})$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{5}{9} \cdot E$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	E	$-\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{c}_3	$(\bar{Y} Y X)$	$-\frac{5}{9} \cdot E$	$\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{c}_4	$(\bar{Y} \bar{X} Y)$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{5}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	E
	\vec{c}_5	$(X \bar{Y} Y)$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{5}{9} \cdot E$	$\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-E$	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{c}_6	$(Y \bar{Y} \bar{X})$	$\frac{5}{9} \cdot E$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	E	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$

Tabela 16 - Vetores do grupo “d” e valores de tensão de fase e de linha.

		Tensões de fase			Tensões de linha			
Grupo	Vetor	Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca	
d	\vec{d}_1	$(Y \bar{X} \bar{X})$	$\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	0	$-\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{d}_2	$(Y Y \bar{X})$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	0	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{d}_3	$(\bar{X} Y \bar{X})$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	0
	\vec{d}_4	$(\bar{X} Y Y)$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	0	$\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{d}_5	$(\bar{X} \bar{X} Y)$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{4}{9} \cdot E$	0	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{d}_6	$(Y \bar{X} Y)$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	0

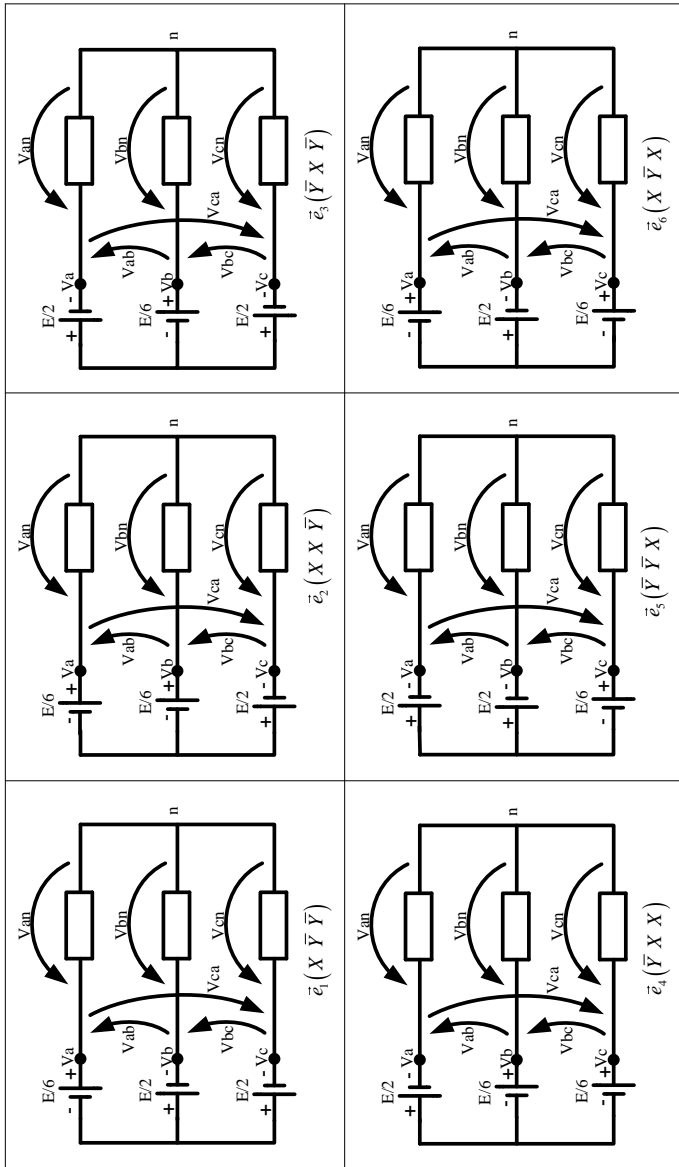


Fig. 120 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “e”.

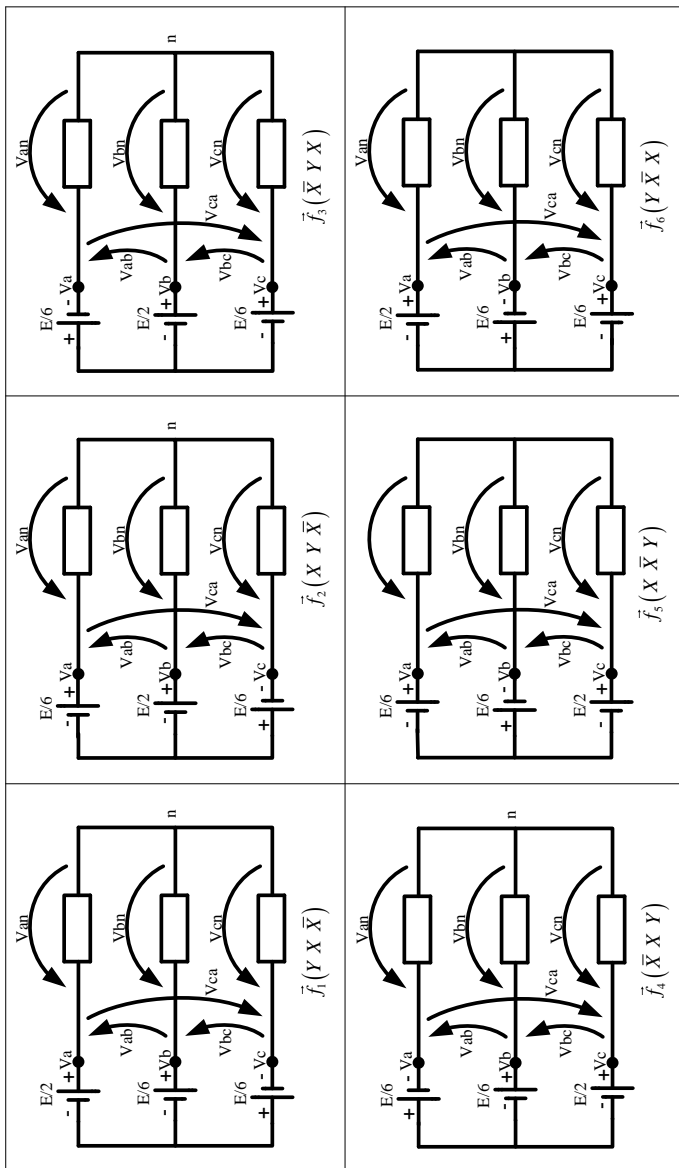


Fig. 121 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “f”.

Tabela 17 - Vetores do grupo “e” e valores de tensão de fase e de linha

Grupo	Vetor	Tensões de fase			Tensões de linha		
		Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
e	\vec{e}_1 (X \bar{Y} \bar{Y})	$\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	0	$-\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{e}_2 (X X \bar{Y})	$\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	0	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{e}_3 (\bar{Y} X \bar{Y})	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{4}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	0
	\vec{e}_4 (\bar{Y} X X)	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	0	$\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{e}_5 (\bar{Y} \bar{Y} X)	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{4}{9} \cdot E$	0	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{e}_6 (X \bar{Y} X)	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{4}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	0

Tabela 18 - Vetores do grupo “f” e valores de tensão de fase e de linha.

Grupo	Vetor	Tensões de fase			Tensões de linha		
		Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
f	\vec{f}_1 (Y X \bar{X})	$\frac{1}{3} \cdot E$	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{f}_2 (X Y \bar{X})	0	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{f}_3 (\bar{X} Y X)	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	0	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{f}_4 (\bar{X} X Y)	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{f}_5 (X \bar{X} Y)	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{f}_6 (Y \bar{X} X)	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$

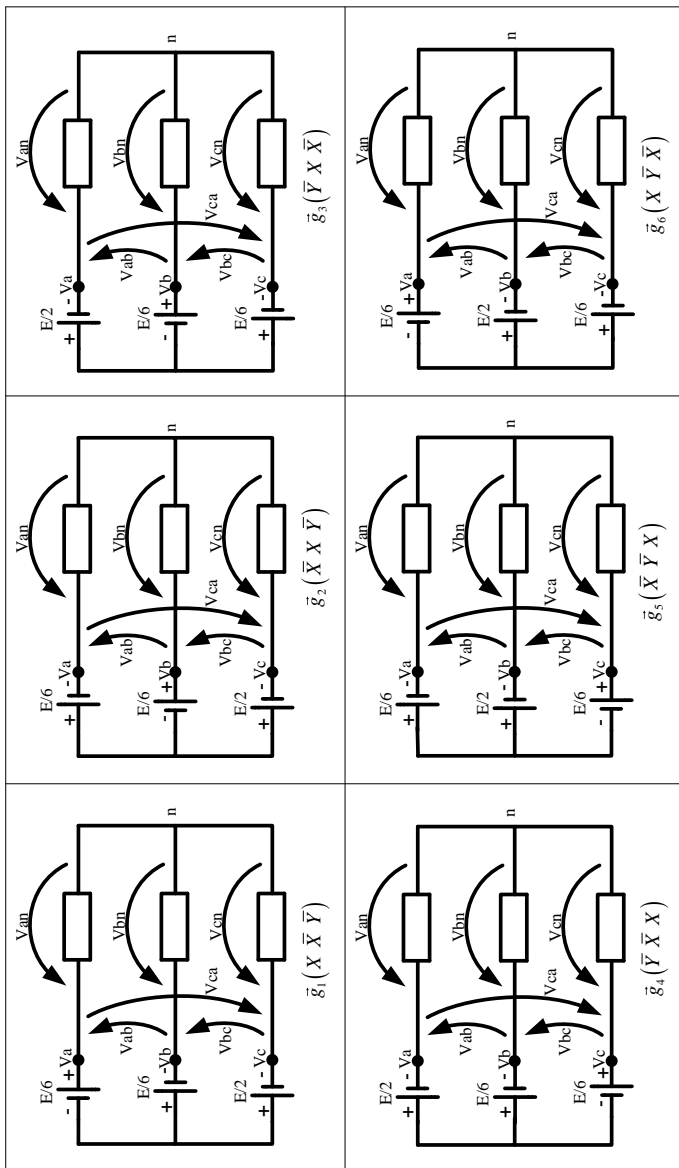


Fig. 122 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “g”.

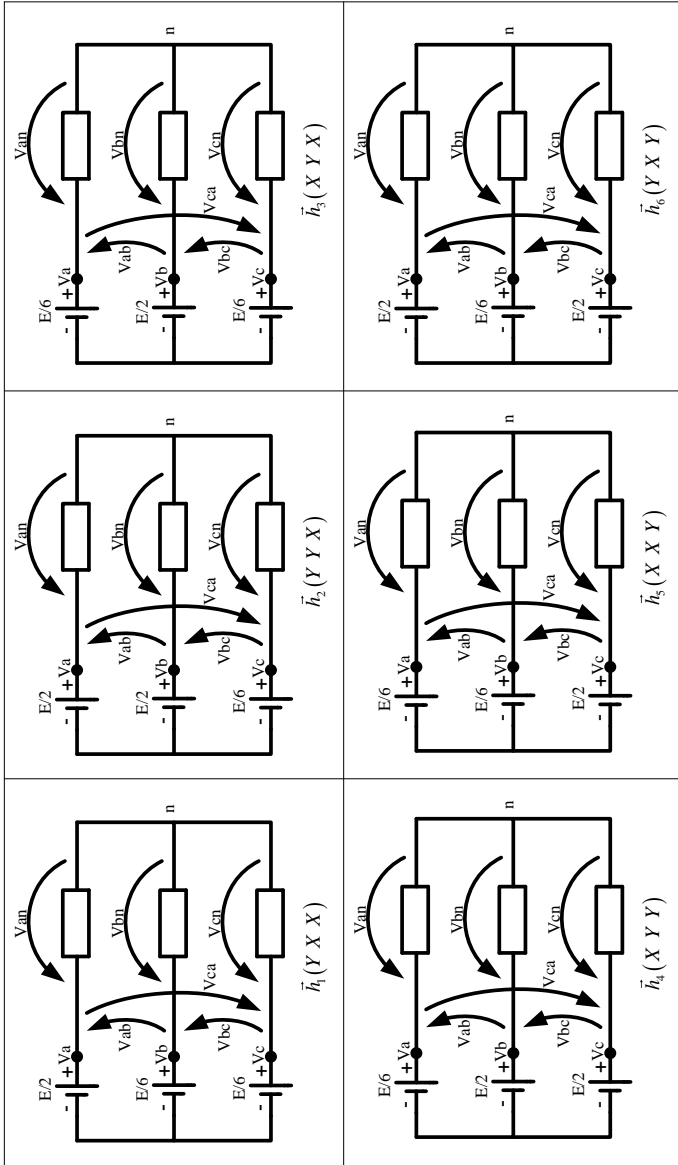


Fig. 123 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “h”.

Tabela 19 - Vetores do grupo “g” e valores de tensão de fase e de linha.

Grupo		Vetor	Tensões de fase			Tensões de linha		
			Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
g	\vec{g}_1	$(X \bar{X} \bar{Y})$	$\frac{1}{3} \cdot E$	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{g}_2	$(\bar{X} X \bar{Y})$	0	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{g}_3	$(\bar{Y} X \bar{X})$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	0	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{g}_4	$(\bar{Y} \bar{X} X)$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{2}{3} \cdot E$
	\vec{g}_5	$(\bar{X} \bar{Y} X)$	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{2}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{g}_6	$(X \bar{Y} \bar{X})$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0	$\frac{2}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$

Tabela 20 - Vetores do grupo “h” e valores de tensão de fase e de linha.

Grupo		Vetor	Tensões de fase			Tensões de linha		
			Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
h	\vec{h}_1	$(Y X X)$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{h}_2	$(Y Y X)$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	0	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{h}_3	$(X Y X)$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	0
	\vec{h}_4	$(X Y Y)$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{h}_5	$(X X Y)$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{h}_6	$(Y X Y)$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0

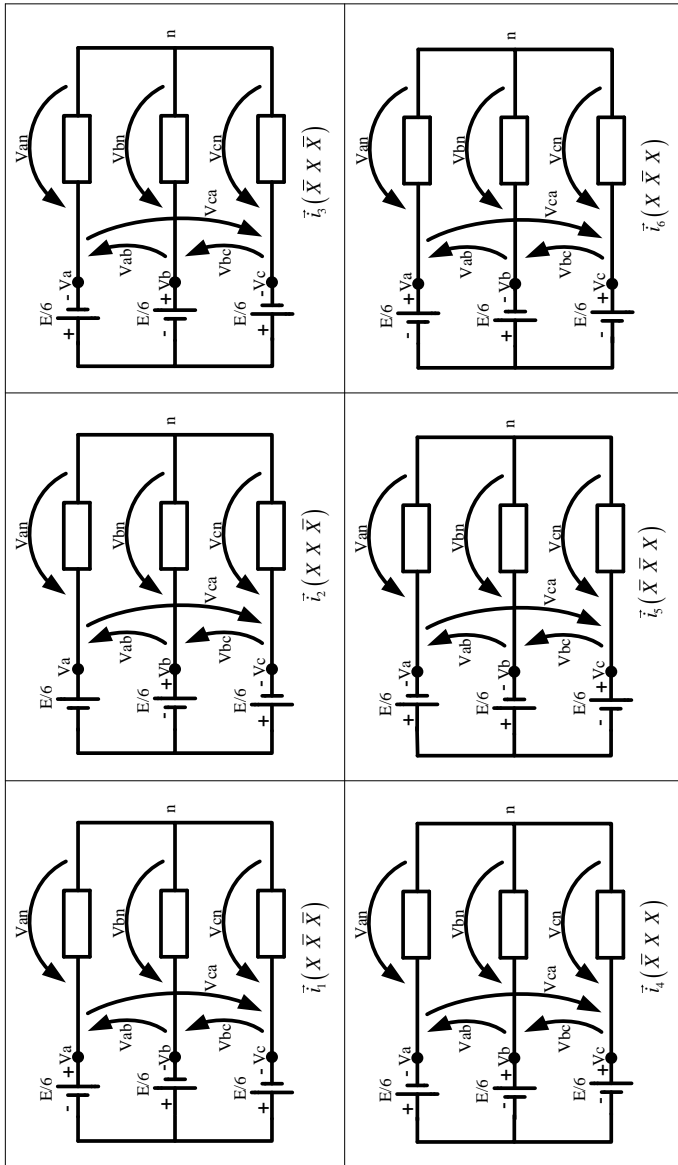


Fig. 124 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “i”.

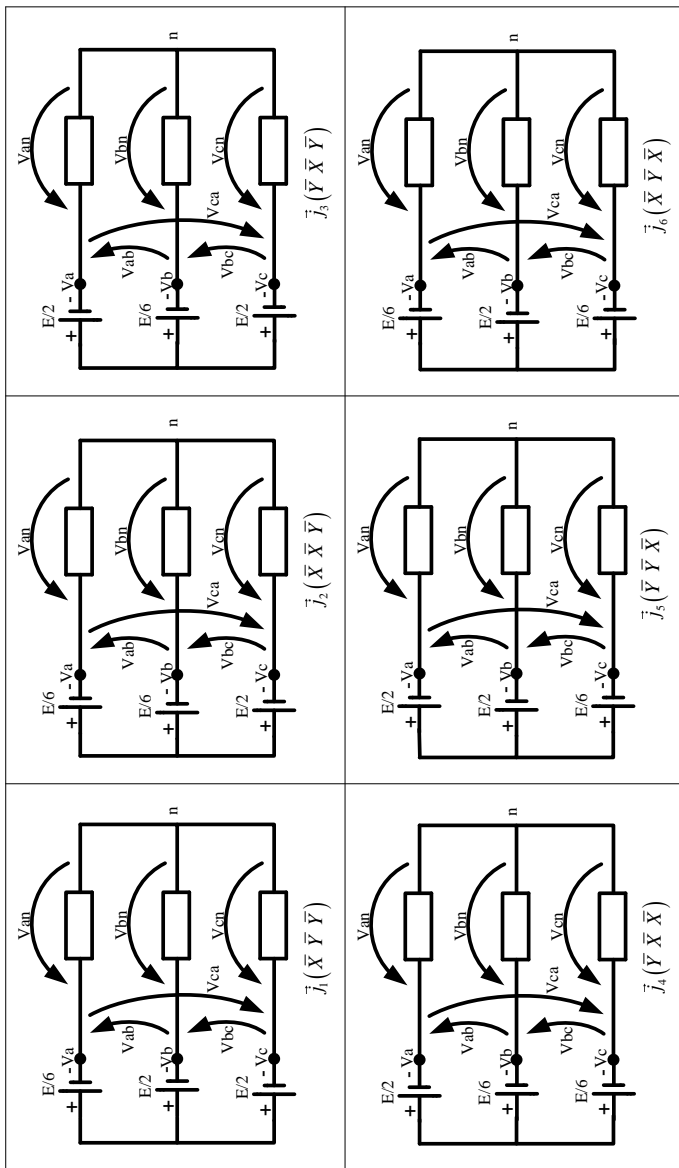


Fig. 125 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “j”.

Tabela 21 - Vetores do grupo “i” e valores de tensão de fase e de linha.

Grupo		Vetor	Tensões de fase			Tensões de linha		
			Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
i	\vec{i}_1	$(X \bar{X} \bar{X})$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{i}_2	$(X X \bar{X})$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	0	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{i}_3	$(\bar{X} X \bar{X})$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	0
	\vec{i}_4	$(\bar{X} X X)$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{i}_5	$(\bar{X} \bar{X} X)$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{i}_6	$(X \bar{X} X)$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0

Tabela 22 - Vetores do grupo “j” e valores de tensão de fase e de linha.

Grupo		Vetor	Tensões de fase			Tensões de linha		
			Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
j	\vec{j}_1	$(\bar{X} \bar{Y} \bar{Y})$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{j}_2	$(\bar{X} \bar{X} \bar{Y})$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	0	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{j}_3	$(\bar{Y} \bar{X} \bar{Y})$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	0
	\vec{j}_4	$(\bar{Y} \bar{X} \bar{X})$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{j}_5	$(\bar{Y} \bar{Y} \bar{X})$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{2}{9} \cdot E$	0	$-\frac{1}{3} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$
	\vec{j}_6	$(\bar{X} \bar{Y} \bar{X})$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$-\frac{2}{9} \cdot E$	$\frac{1}{9} \cdot E$	$\frac{1}{3} \cdot E$	$-\frac{1}{3} \cdot E$	0

Tabela 23 - Vetores do grupo “z” e valores de tensão de fase e de linha.

Grupo		Vetor	Tensões de fase			Tensões de linha		
			Van	Vbn	Vcn	Vab	Vbc	Vca
z	\vec{z}_1	$(Y Y Y)$	0	0	0	0	0	0
	\vec{z}_2	$(X X X)$	0	0	0	0	0	0
	\vec{z}_3	$(\bar{X} \bar{X} \bar{X})$	0	0	0	0	0	0
	\vec{z}_4	$(\bar{Y} \bar{Y} \bar{Y})$	0	0	0	0	0	0

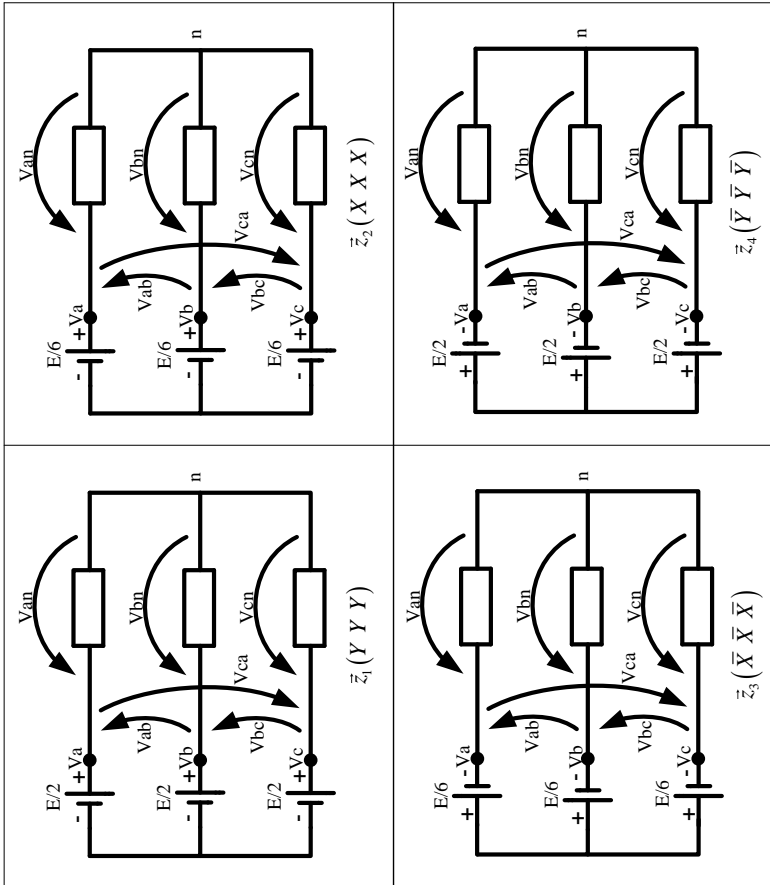


Fig. 126 - Circuito elétrico para obtenção dos vetores do grupo “z”.

5.5. Conclusão

Neste capítulo apresentou-se a interpretação vetorial da tensão em conversores com tensão multinível na saída.

Inicialmente foi realizada uma breve introdução à análise vetorial e na sequência foi apresentada a interpretação vetorial da tensão de saída para o conversor NPC de 3 níveis. Foi apresentada uma

metodologia para a obtenção de todos os vetores disponíveis no conversor e o mapa de vetores foi apresentado.

Na seqüência apresentou-se a interpretação vetorial da tensão na carga para o conversor CC-CA trifásico com célula de acoplamento indutivo. A metodologia empregada para esta análise foi a mesma adotada para a análise do conversor NPC de 3 níveis. Para o conversor CC-CA trifásico com célula de acoplamento indutivo foram obtidos todos os vetores de tensão na carga possíveis e o mapa de vetores foi apresentado.

6. Conversor NPC de 3 Níveis com Célula de Acoplamento Indutivo

6.1. Introdução

Neste capítulo será apresentado o conversor NPC de 3 níveis empregando o indutor trifásico acoplado.

O objetivo principal deste capítulo é demonstrar o princípio de operação desta estrutura, as formas de onda mais relevantes e os estados topológicos do conversor NPC de 3 níveis com indutor acoplado.

6.2. Análise da Estrutura Monofásica

Na Fig. 127 é apresentada uma fase do conversor NPC de 3 níveis empregando célula de acoplamento indutivo. Os interruptores S11 a S112 são os interruptores controlados para a fase “a”. A carga é conectada aos interruptores controlados através de um indutor trifásico simétrico.

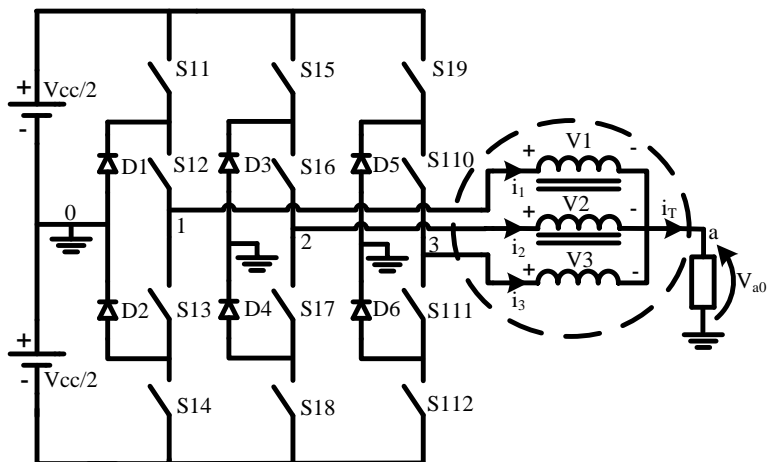


Fig. 127 – Estrutura monofásica do conversor NPC com indutor acoplado.

O modulador para uma fase da estrutura é mostrado na Fig. 128, e é composto por 6 comparadores. A modulação empregada é PWM senoidal com deslocamento de nível - POD (*phase opposite disposition*). Os sinais do modulador são formados por um sinal modulante senoidal e seis portadoras com formato triangular: V_{tri1} ,

Vtri2, Vtri3, Vtri4, Vtri5 e Vtri6. As portadoras triangulares Vtri1, Vtri3 e Vtri5 possuem deslocamento de nível acima do eixo zero e são defasadas em 120° entre si, conforme mostra a Fig. 130(a). As portadoras Vtri2, Vtri4 e Vtri6 possuem deslocamento de nível abaixo do eixo zero e estão defasadas em 120° entre si.

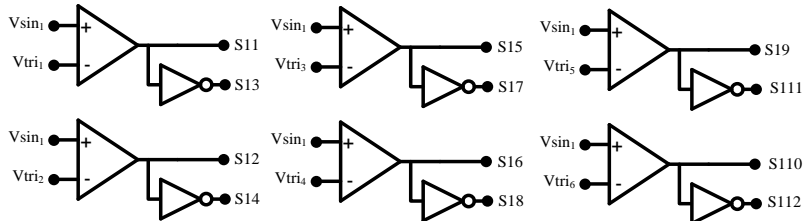


Fig. 128 – Modulador para a estrutura monofásica.

A Fig. 129 apresenta os resultados de simulação para uma fase do conversor NPC de 3 níveis com indutor acoplado trifásico.

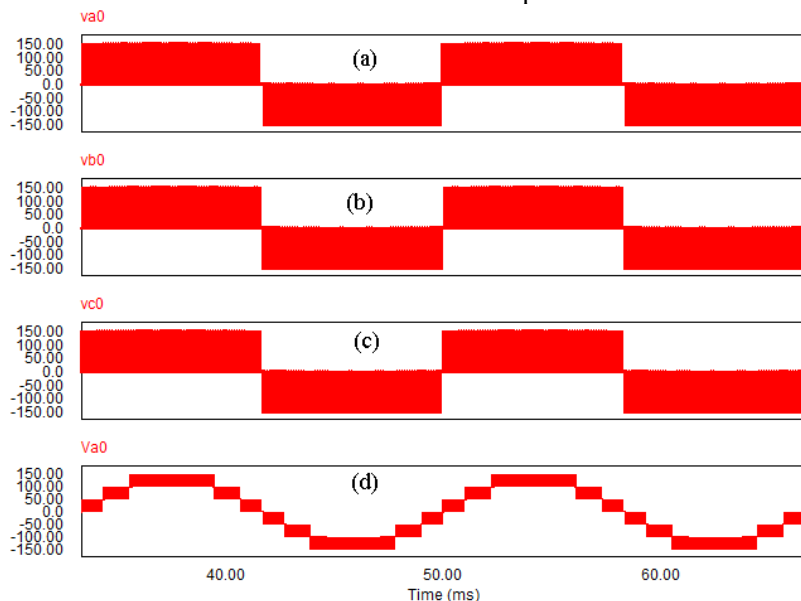


Fig. 129 – Resultados de simulação: (a) Tensão do ponto médio do braço “1” em relação ao ponto médio das fontes CC - v10; (b) Tensão do ponto médio do braço “2” em relação ao ponto médio das fontes CC - v20; (c) Tensão do ponto médio do braço “3” em relação ao ponto médio das fontes CC - v30 - e (d) Tensão na carga - Va0.

Os parâmetros de simulação utilizados foram: $V_{cc}=300V$; índice de modulação igual a 0,9; frequência de comutação dos interruptores de 9KHz e modulação PWM senoidal com deslocamento de nível.

Verifica-se na Fig. 129(a, b, c) que a tensão no ponto médio em cada um dos braços – v_{10} , v_{20} e v_{30} - possui 3 níveis, e a tensão na carga – V_{a0} – possui 7 níveis. Esta transformação do número de níveis produz tensão na carga com menor distorção harmônica.

A Fig. 130 apresenta em detalhes as formas de onda do modulador, do ponto médio dos braços do conversor e da tensão na carga.

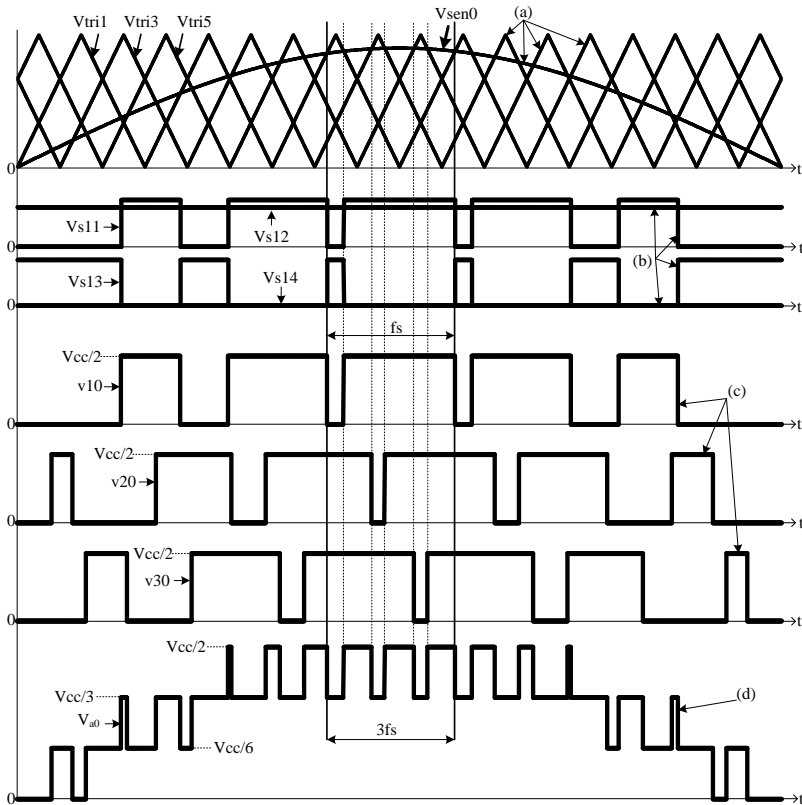


Fig. 130 – Formas de onda relevantes para uma fase do conversor: (a) sinais do modulador; (b) sinais de comando dos interruptores de um braço; (c) tensões entre o ponto médio dos braços e o ponto médio das fontes CC e (d) tensão na carga.

Os sinais do modulador são mostrados nas Fig. 130(a) e Fig. 130(b), onde são apresentados o sinal modulante senoidal, três ondas portadoras e os sinais de comando dos 4 interruptores do braço “1”. Devido à simetria entre as formas de onda, são mostrados apenas os sinais de meio período do sinal modulante.

Nas Fig. 130(c) e Fig. 130(d) verifica-se que a componente de alta frequência da tensão na carga é 3 vezes maior que a frequência de comutação dos interruptores. A característica de multiplicação da frequência associada ao aumento do número de níveis da tensão na carga faz com que haja significativa redução da distorção harmônica.

Na Fig. 131 é apresentado o estudo comparativo da tensão “ V_{a0} ” entre o conversor NPC de 3 níveis clássico e o conversor NPC de 3 níveis com indutor acoplado na saída.

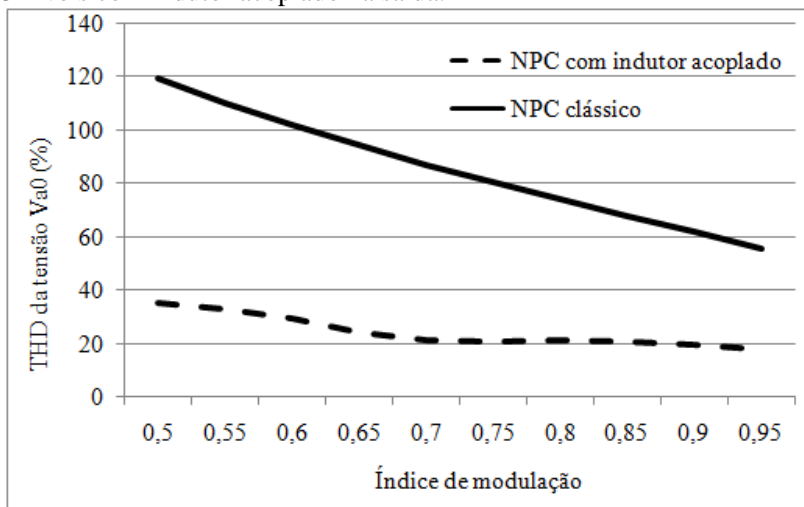


Fig. 131 – Análise comparativa da THD da tensão na carga.

Verifica-se a significativa redução da distorção harmônica, o que permite menor esforço de filtragem do filtro de saída. O espectro harmônico da tensão “ V_{a0} ” é mostrado na Fig. 132.

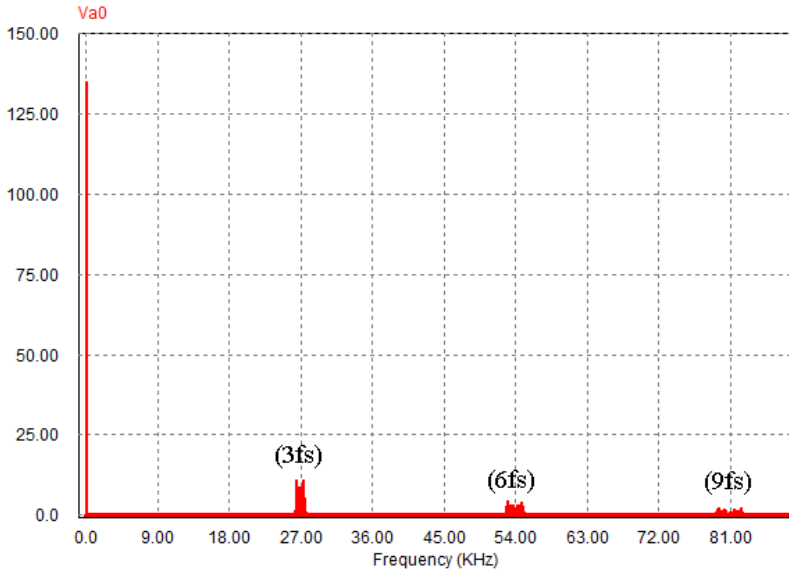


Fig. 132 – Espectro harmônico da tensão V_{a0} – resultado de simulação.

Verificam-se, na tensão de saída, apenas componentes harmônicas múltiplas de 3, em relação à frequência de comutação, iniciando-se conforme a Fig. 132, pela 3ª harmônica. A ausência da componente na frequência de comutação ocorre devido ao cancelamento das harmônicas decorrente do resultado da soma das tensões aplicadas ao indutor trifásico acoplado. As três tensões aplicadas ao indutor trifásico acoplado formam um sistema trifásico equilibrado na frequência de comutação - Fig. 130(c) - provocando assim o cancelamento desta componente.

No conversor NPC clássico de 3 níveis a tensão máxima entre coletor e emissor dos interruptores é de $V_{cc}/2$. Esta característica também se verifica no conversor aqui proposto. A Fig. 133 mostra os resultados de simulação dos valores de tensão aplicados nos interruptores onde é possível verificar que a máxima tensão é de $V_{cc}/2$.

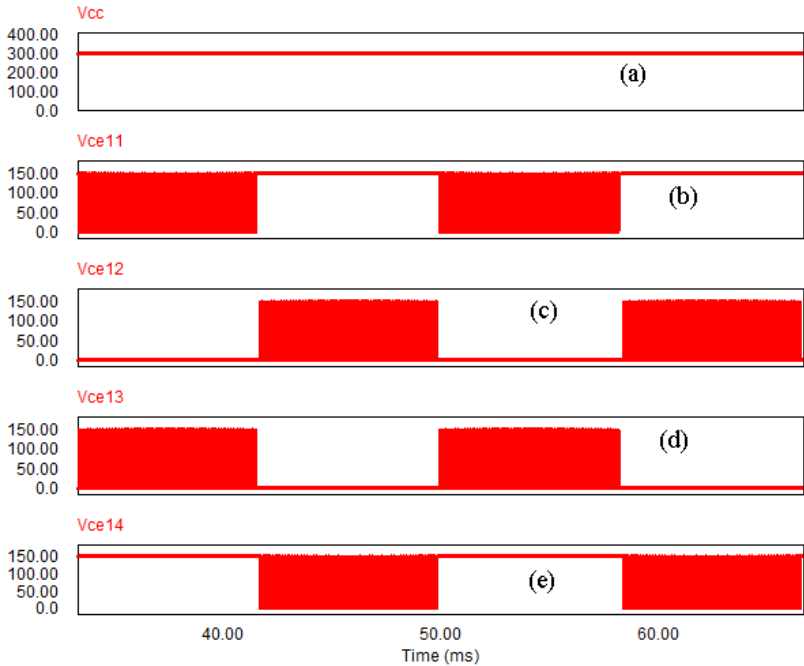


Fig. 133 – (a) tensão no barramento CC; (b) tensão V_{ce} do interruptor S11; (c) tensão V_{ce} do interruptor S12; (d) tensão V_{ce} do interruptor S11 e (e) tensão V_{ce} do interruptor S14.

Conforme a análise apresentada no capítulo 2 a corrente em cada bobina do indutor trifásico é aproximadamente $1/3$ da corrente total na fase. A Fig. 134(a) mostra a corrente total na fase e a Fig. 134(b) apresenta a corrente em uma bobina do indutor. Verifica-se que a corrente em uma bobina é pouco superior a $1/3$ da corrente total na fase, sendo esta diferença devido à presença da corrente magnetizante do indutor.

A redução dos esforços de corrente nos interruptores pode ser verificada a partir das Fig. 134(c, d, e, f). Observa-se que a corrente máxima em cada um dos interruptores do conversor é igual à corrente máxima de uma bobina do indutor trifásico.

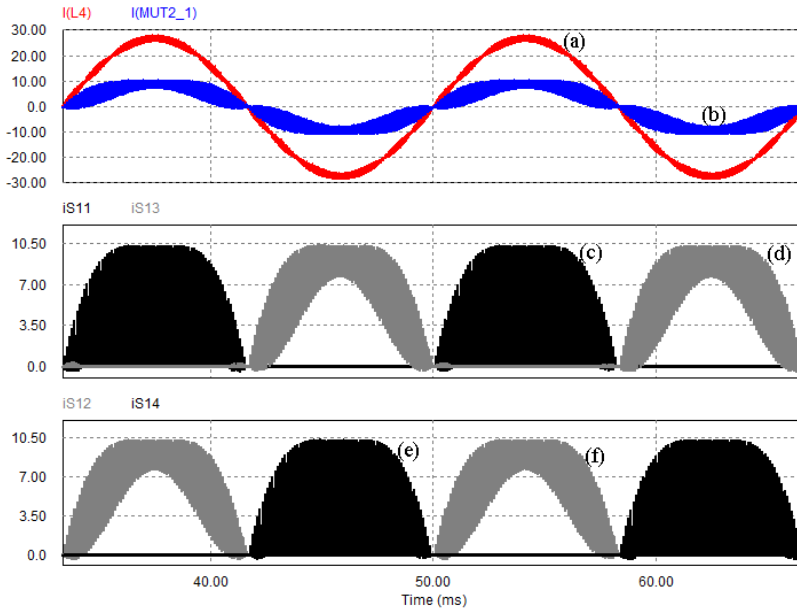


Fig. 134 – (a) corrente total na fase; (b) corrente em uma bobina do indutor acoplado; (c) corrente no interruptor S11 da Fig. 127; (d) corrente no interruptor S13 da Fig. 127; (e) corrente no interruptor S12 da Fig. 127 e (f) corrente no interruptor S14 da Fig. 127.

Cada braço do conversor pode assumir três estados topológicos distintos conforme mostra a Fig. 84. Como uma fase do conversor possui três braços, são possíveis 27 estados topológicos diferentes para uma fase do conversor.

Para cada estado topológico é determinado um circuito elétrico equivalente, e a partir deste circuito elétrico é possível determinar as tensões nas bobinas do indutor trifásico acoplado e a tensão “ V_{a0} ”.

Os circuitos elétricos equivalentes para os estados topológicos possíveis para uma fase da estrutura são apresentados na Fig. 135.

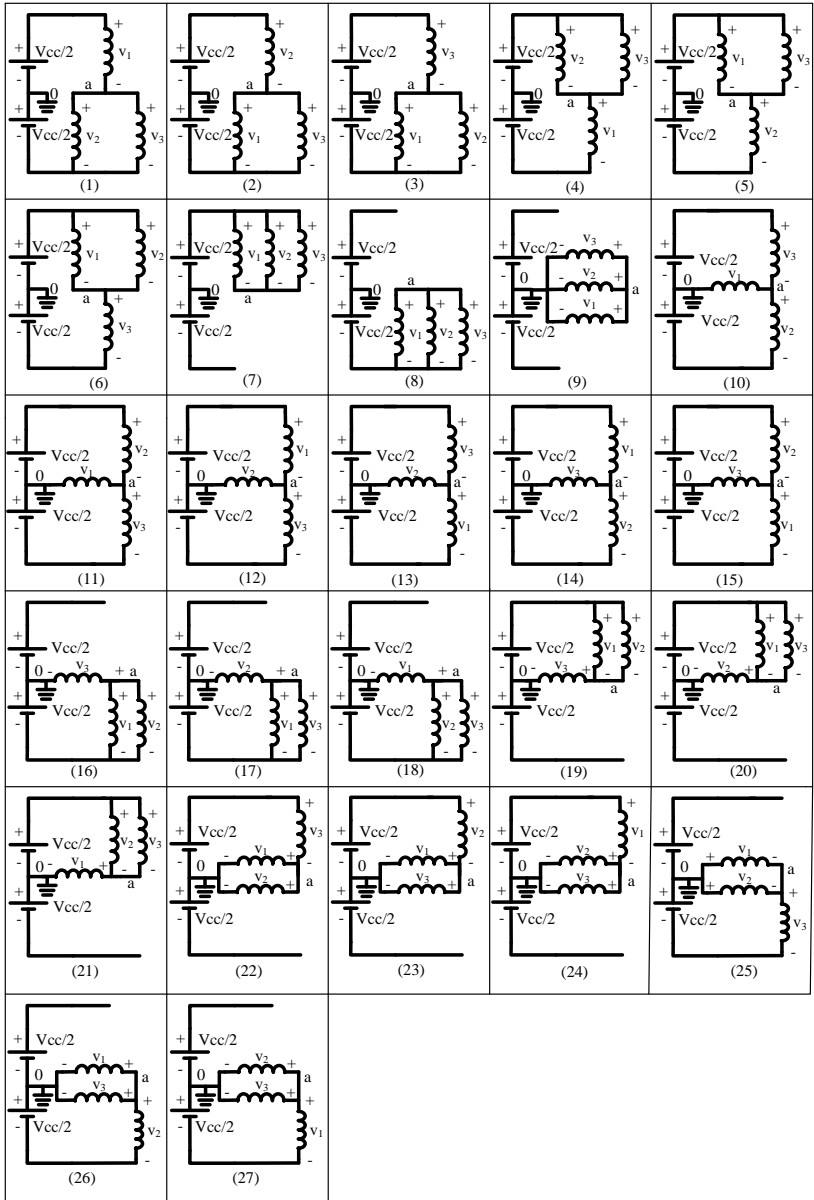


Fig. 135 – Estados topológicos possíveis para uma fase do conversor.

A Fig. 136 mostra a simplificação adotada para a representação dos estados topológicos apresentados na Fig. 135. Os interruptores S11 e S13 possuem comando complementar, o mesmo ocorrendo também com os interruptores S12 e S14; essa lógica é empregada em todos os braços do conversor, e por esse motivo, serão mostrados ao longo do texto apenas os sinais de comando dos interruptores superiores de cada braço.

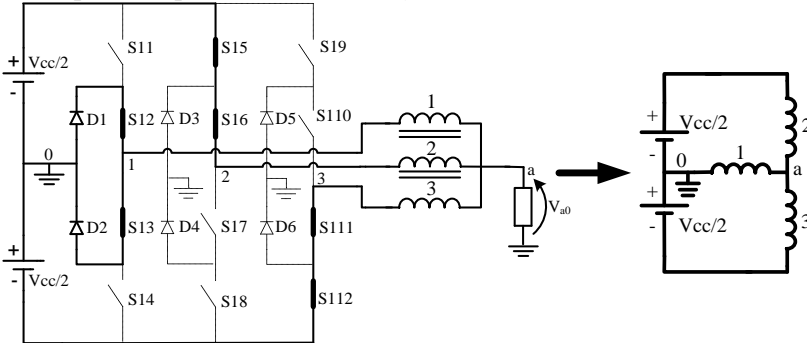


Fig. 136 – Simplificação adotada para representação dos estados topológicos apresentados na Fig. 135.

Cada bobina do indutor trifásico acoplado pode ser conectada a três valores distintos de tensão $+V_{cc}/2$, $-V_{cc}/2$ ou 0 volts. Como o indutor possui 3 bobinas são possíveis 27 estados topológicos distintos, conforme mostrado anteriormente.

A Tabela 24 apresenta o resumo das tensões “ V_{a0} ” obtidas a partir dos circuitos elétricos equivalentes dos estados topológicos.

Tabela 24 – Correlação entre os estados topológicos e a tensão na carga para a estrutura monofásica.

Estado Topológico	$V_{a0}[V]$	Símbolo
8	$-V_{cc}/2$	Y
16, 17, 18	$-V_{cc}/3$	\bar{U}
1, 2, 3, 25, 26, 27	$-V_{cc}/6$	\bar{A}
9, 10, 11, 12, 13, 14, 15	0	0
4, 5, 6, 22, 23, 24	$V_{cc}/6$	A
19, 20, 21	$V_{cc}/3$	U
7	$V_{cc}/2$	Y

Verifica-se a presença de 7 níveis distintos possíveis de serem obtidos na tensão “ V_{a0} ”. Para cada valor distinto da tensão “ V_{a0} ”

encontrada é atribuído um símbolo. A atribuição desse símbolo é útil na interpretação vetorial da tensão na carga que será mostrada mais adiante.

6.3. Apresentação da Estrutura Trifásica

A estrutura trifásica do conversor NPC de 3 níveis empregando indutor trifásico acoplado é apresentado na Fig. 137. A estrutura trifásica é composta por três estruturas monofásicas e possui 9 braços, 36 interruptores comandados e 18 diodos.

Os interruptores S11 até S112 juntamente com os diodos D11 até D16 formam a fase “a”, os interruptores S21 até S212 e os diodos D21 até D26 formam a fase “b” e os interruptores S31 até S312 mais os diodos D31 até D36 formam a fase “c” da estrutura trifásica.

Cada conjunto de semicondutores que formam uma fase é conectado à carga através de um indutor trifásico acoplado.

O modulador para a estrutura trifásica é formado por 18 comparadores e 18 inversores, conforme mostrado na Fig. 138. É utilizada a modulação PWM senoidal com deslocamento de nível - POD (*phase opposite disposition*). As portadoras triangulares são as mesmas já apresentadas para a estrutura monofásica deste conversor e os sinais modulantes são senoidais e estão defasados de 120° entre si.

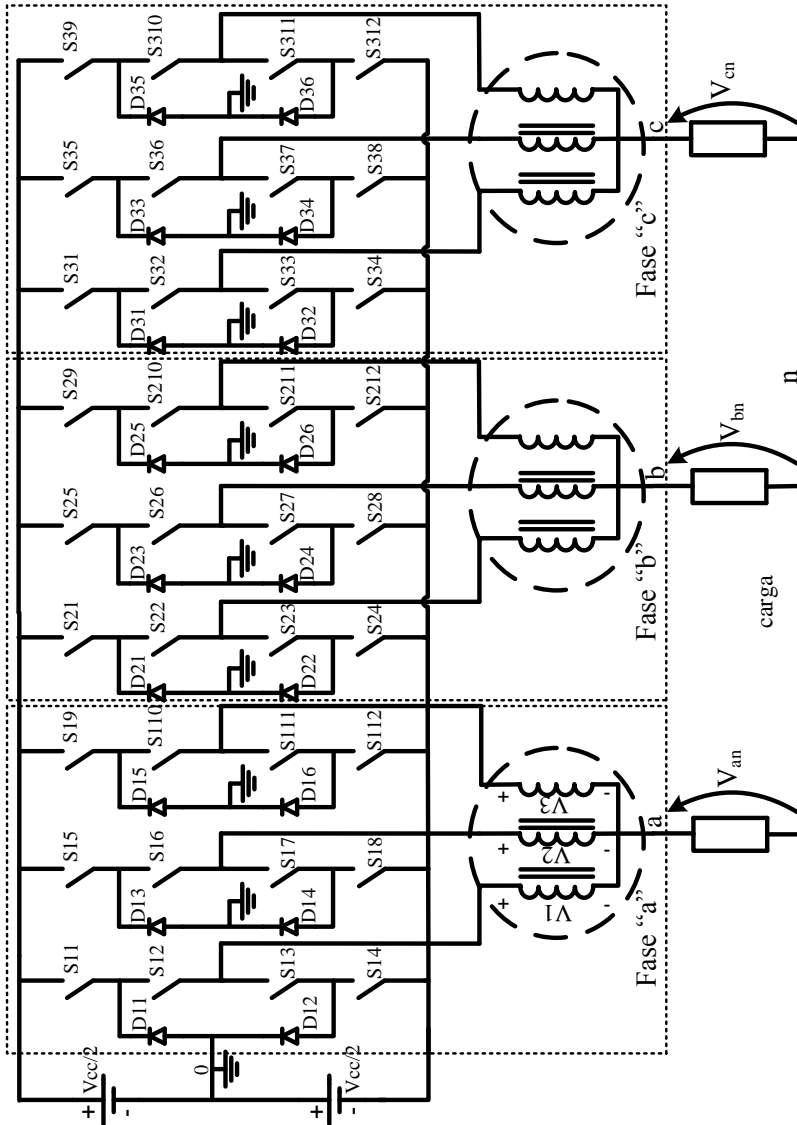


Fig. 137 – Estrutura trifásica do conversor NPC de 3 níveis com indutor acoplado.

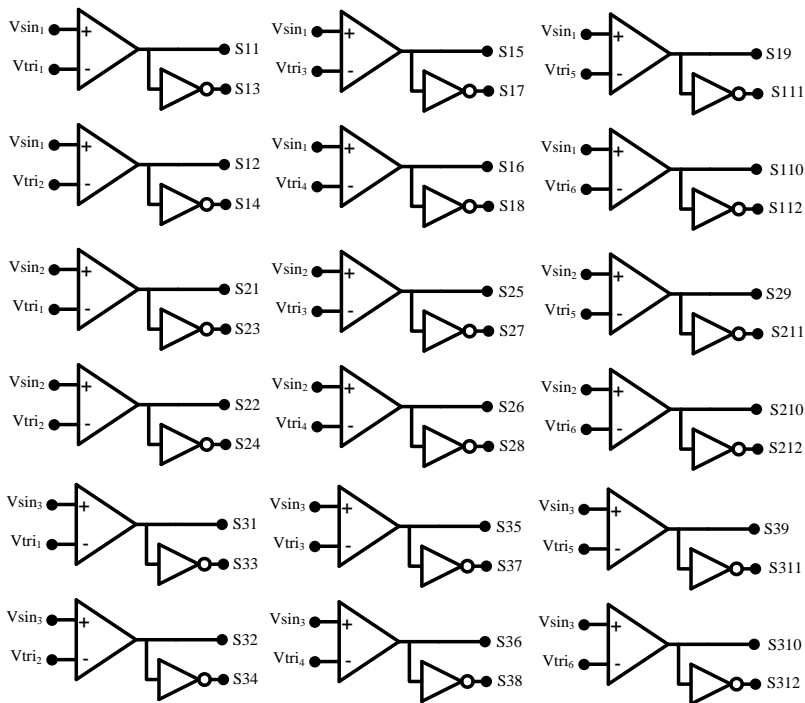


Fig. 138 – Modulador da estrutura trifásica do conversor NPC de 3 níveis com indutor acoplado.

As formas de onda mais significativas são apresentadas na Fig. 139.

Na Fig. 139(a) apresentou-se a tensão de fase da estrutura – “Van”. É possível verificar a presença de 21 níveis nesta tensão com variação de “ $V_{cc}/18$ ” volts de um nível para outro.

Na Fig. 139(b) mostrou-se a tensão de modo comum. Verifica-se que a amplitude máxima desta tensão é de $V_{cc}/9$ volts e a amplitude de cada nível é de “ $V_{cc}/18$ ” volts.

Na Fig. 139(c) é mostrada a tensão de linha na carga. Verifica-se a presença de 13 níveis distintos de tensão, com amplitude de $V_{cc}/6$ para cada nível. Esta característica torna este conversor bastante apropriado para acionamento de motores, pois proporciona redução dos problemas com isolamento, das perdas no ferro, da ondulação de torque e das correntes pelos mancais.

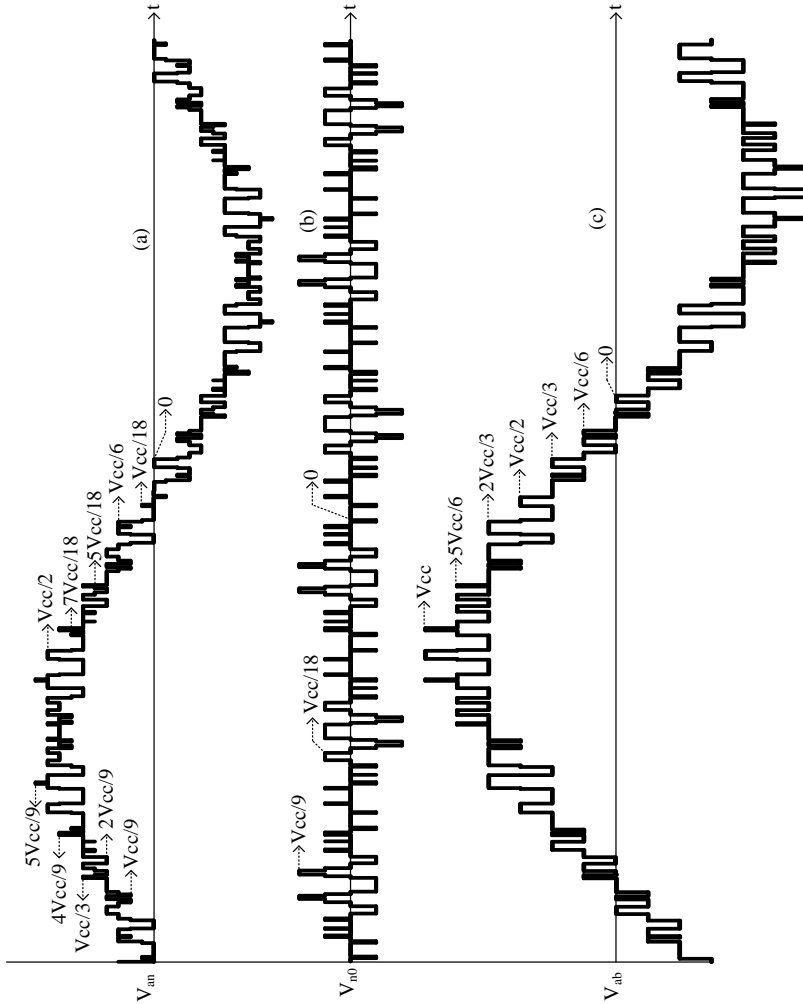


Fig. 139 – Tensões relevantes da estrutura trifásica: (a) tensão de fase na carga; (b) tensão de modo comum e (c) tensão de linha na carga.

Os resultados de simulação das tensões de linha da estrutura trifásica são apresentados na Fig. 140. Nesta figura é verificada a presença de 13 níveis na tensão de linha, sendo que cada nível possui amplitude de $V_{cc}/6$.

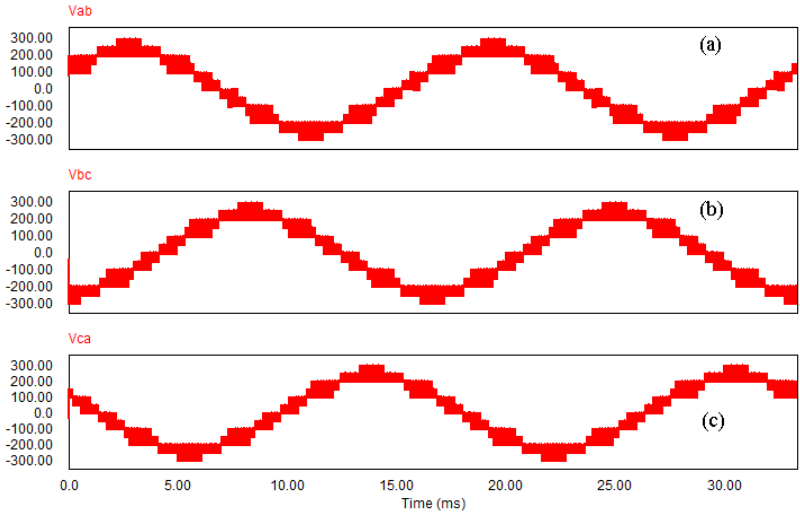


Fig. 140 – (a) Tensão de linha Vab; (b) tensão de linha Vbc e (c) tensão de linha Vca.

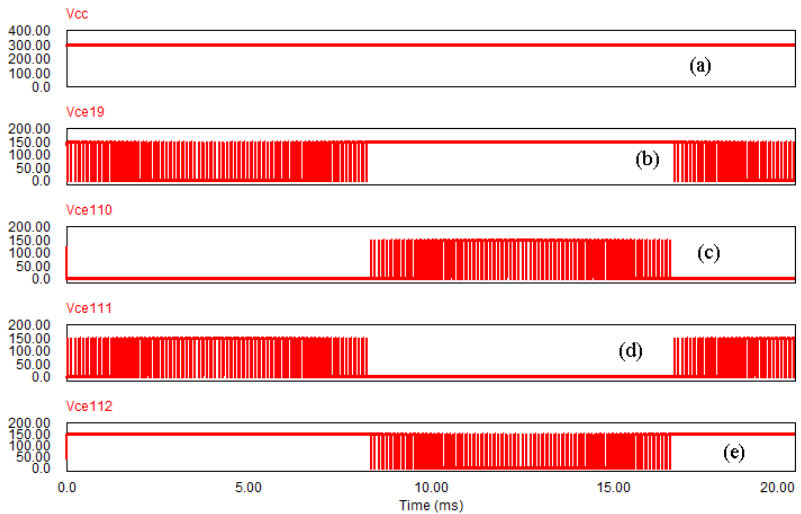


Fig. 141 – (a) tensão no barramento CC; (b) tensão Vce no interruptor S19; (c) tensão Vce no interruptor S110; (d) tensão Vce no interruptor S111 e (e) tensão Vce no interruptor S112.

Na Fig. 141 apresenta-se o resultado de simulação para as tensões nos 4 interruptores de um braço.

Verifica-se que a tensão entre coletor-emissor de todos os interruptores está limitada à $V_{cc}/2$, de acordo com a característica do conversor NPC de 3 níveis.

A distribuição das correntes nas bobinas de um indutor é apresentada na Fig. 142.

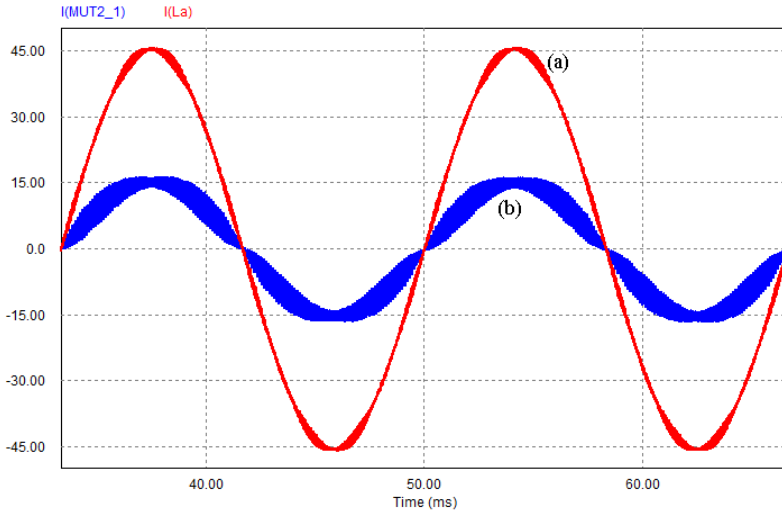


Fig. 142 – Resultados de simulação: (a) corrente de fase na carga e (b) corrente em uma bobina do indutor acoplado.

A corrente em uma bobina do indutor é pouco superior à $1/3$ da corrente de fase na carga. Desta forma os esforços de corrente nos interruptores ficam reduzidos.

6.4. Sinais do modulador e etapas de operação

A Fig. 143 apresenta os sinais do modulador para onda portadora triangular. Na mesma figura também são identificadas as 18 etapas de operação da estrutura para esse tipo de modulação.

As formas “de onda V_{tri1} ”, “ V_{tri3} ” e “ V_{tri5} ” possuem formato triangular, são simétricas, estão defasadas de 120° entre si e estão acima do eixo de referência “0”.

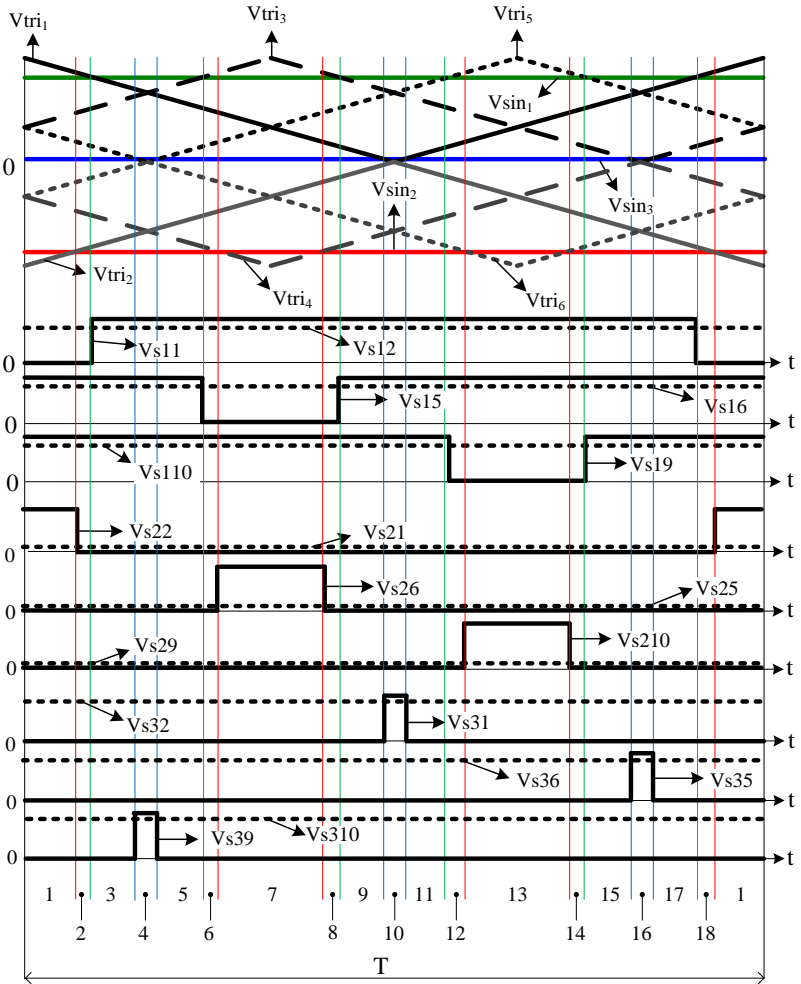


Fig. 143 – Formas de onda do modulador com identificação das etapas de operação para um período da frequência de comutação: ($V_{tri1} \sim V_{tri6}$) formas de onda com formato triangular das portadoras do modulador; (V_{s11} , V_{s12} , V_{s15} , V_{s16} , V_{s19} e V_{s110}) sinais de base/gatilho dos interruptores comandados da fase “a” do conversor; (V_{s21} , V_{s22} , V_{s25} , V_{s26} , V_{s29} e V_{s210}) sinais de base/gatilho dos interruptores comandados da fase “b” do conversor; (V_{s31} , V_{s32} , V_{s35} , V_{s36} , V_{s39} e V_{s310}) sinais de base/gatilho dos interruptores comandados da fase “c” do conversor.

As formas “de onda V_{tri_2} ”, V_{tri_4} ” e V_{tri_6} ” também possuem formato triangular, são simétricas, da mesma forma estão defasadas de 120° entre si e estão abaixo do eixo de referência “0”. É possível verificar que as formas de onda com formato triangular que estão acima do eixo de referência “0” estão defasadas em 180° das formas de onda com formato triangular que estão abaixo do eixo de referência “0”. As formas de onda dos sinais modulantes do modulador são formados por ondas senoidais defasadas de 120° entre si, e são representadas na Fig. 143 pela designação V_{sin_1} , V_{sin_2} ” e V_{sin_3} ”.

Os sinais de comando dos interruptores controlados (V_{s11} , V_{s12} , V_{s15} , V_{s16} , V_{s19} , V_{s110} , V_{s21} , V_{s22} , V_{s25} , V_{s26} , V_{s29} , V_{s210} , V_{s31} , V_{s32} , V_{s35} , V_{s36} , V_{s39} e V_{s310}), da estrutura trifásica apresentada na Fig. 137, foram obtidos a partir do circuito modulador apresentado na Fig. 138 e estão representados na Fig. 143.

É importante destacar que a estrutura de potência é composta por três fases, sendo cada fase composta por três braços, e cada braço do conversor é composto por 4 interruptores controlados. Por questões de simplificação, a Fig. 143 mostra somente as formas de onda dos sinais de comando dos dois interruptores controlados superiores de cada braço da estrutura. Os sinais de comando dos dois interruptores inferiores de cada braço são complementares, conforme mostra o circuito da Fig. 138. O sinal de comando aplicado ao gatilho do interruptor controlado “S11”, do circuito da Fig. 137, foi obtido a partir do circuito modulador apresentado na Fig. 138, e está representado na Fig. 143 sob a denominação V_{s11} ”.

A estrutura apresenta 18 etapas de operação para um período da frequência de comutação, empregando-se forma de onda com formato triangular simétrico na portadora do modulador.

Cada etapa de operação pode ser representada por um circuito elétrico equivalente e, a partir de cada circuito elétrico é possível determinar os valores das tensões de fase, de linha e a tensão de modo comum.

Na seqüência são mostrados os circuitos equivalentes decorrentes das 18 etapas de operação apresentadas na Fig. 143.

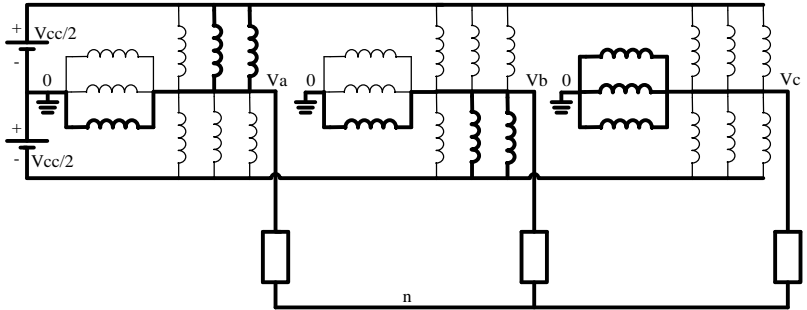


Fig. 144 – Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “1” da Fig. 143.

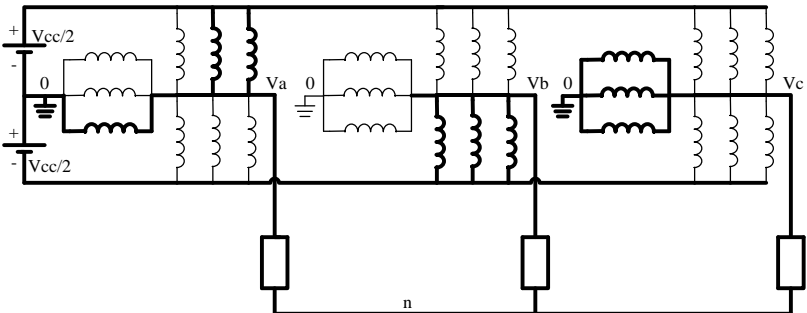


Fig. 145 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “2” da Fig. 143.

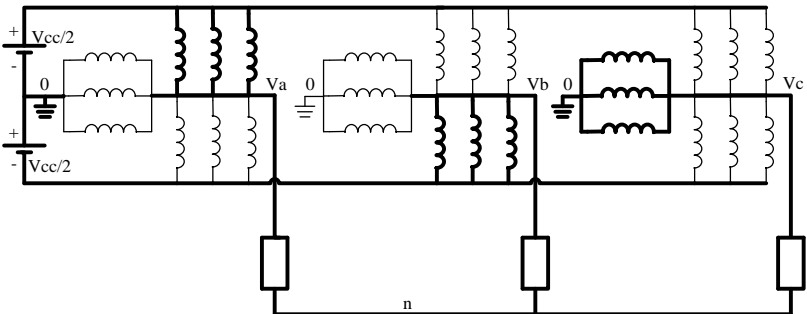


Fig. 146 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “3” da Fig. 143.

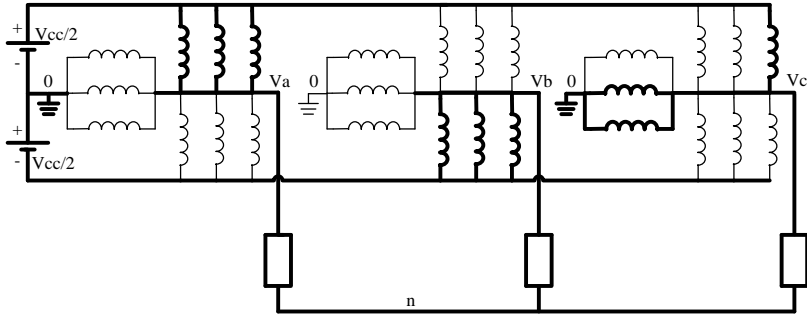


Fig. 147 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “4” da Fig. 143.

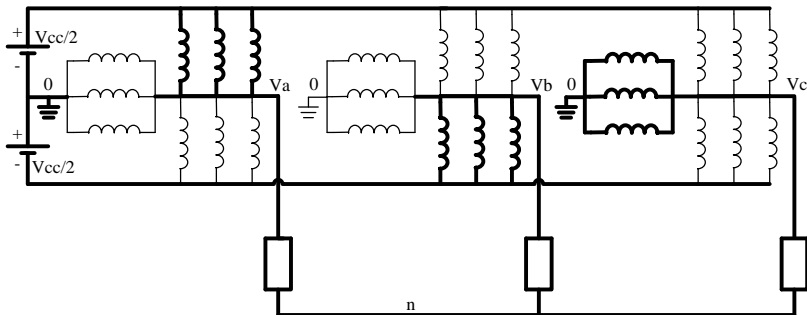


Fig. 148 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “5” da Fig. 143.

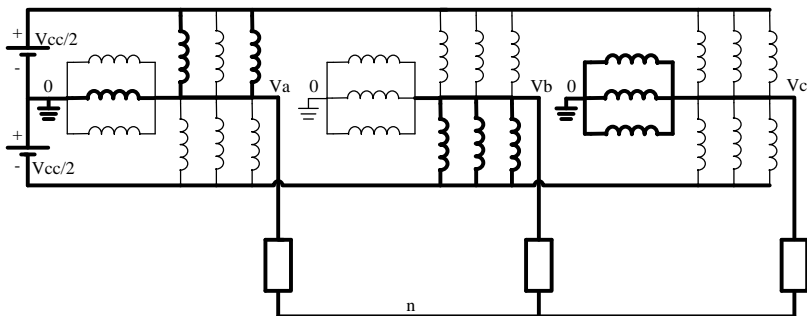


Fig. 149 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “6” da Fig. 143.

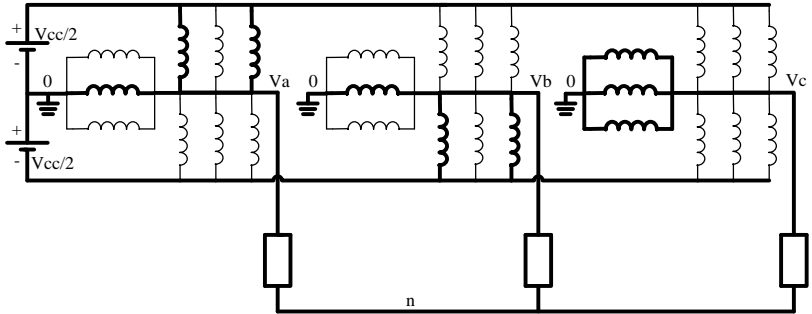


Fig. 150 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “7” da Fig. 143.

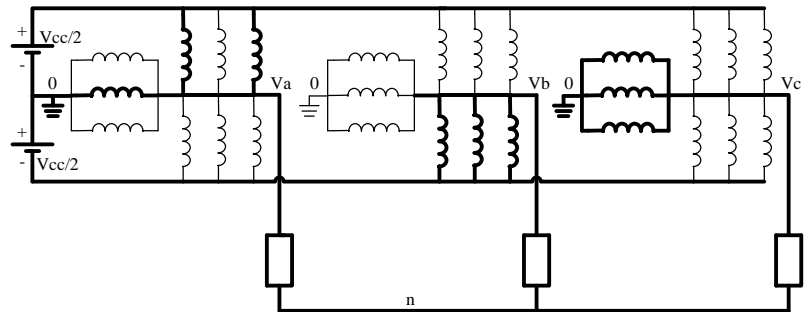


Fig. 151 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “8” da Fig. 143.

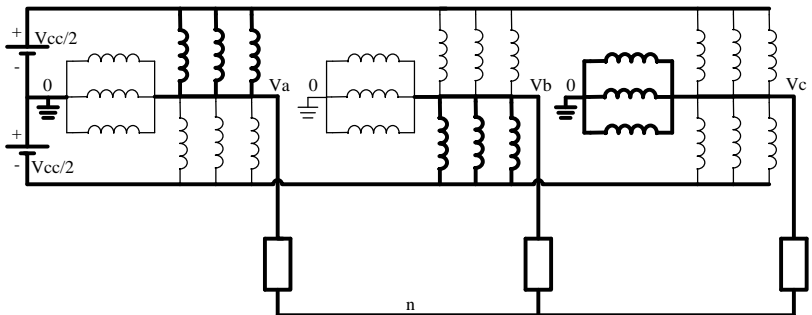


Fig. 152 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “9” da Fig. 143.

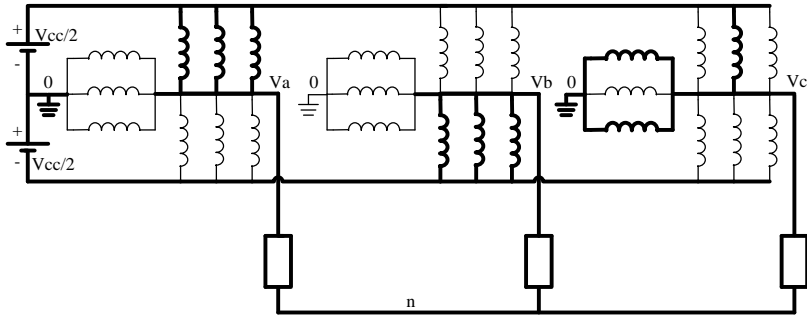


Fig. 153 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação "10" da Fig. 143.

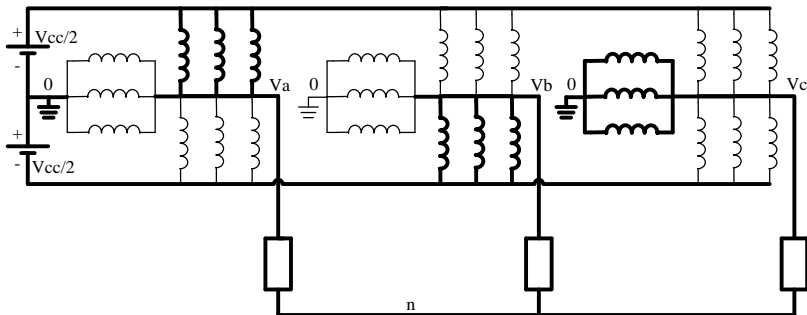


Fig. 154 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação "11" da Fig. 143.

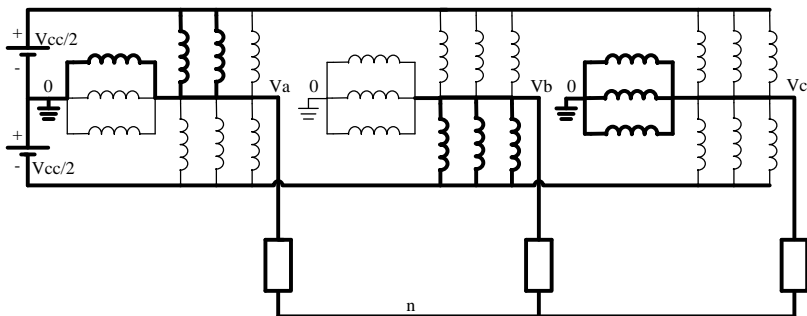


Fig. 155 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação "12" da Fig. 143.

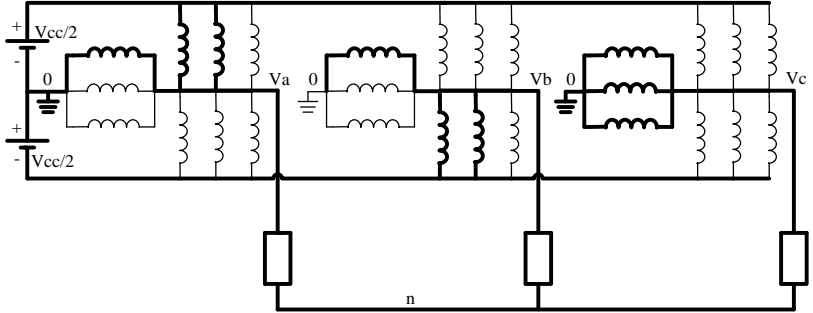


Fig. 156 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “13” da Fig. 143.

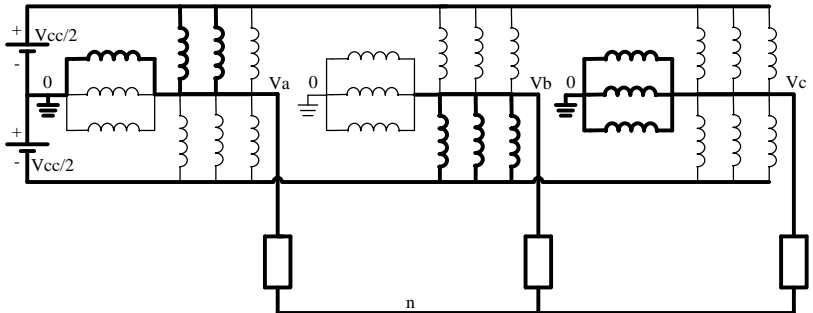


Fig. 157 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “14” da Fig. 143.

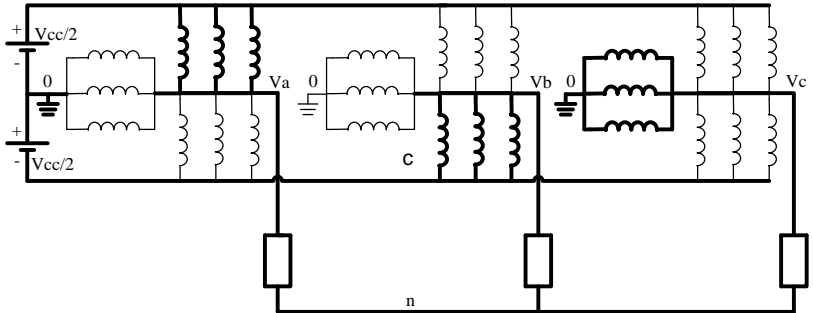


Fig. 158 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “15” da Fig. 143.

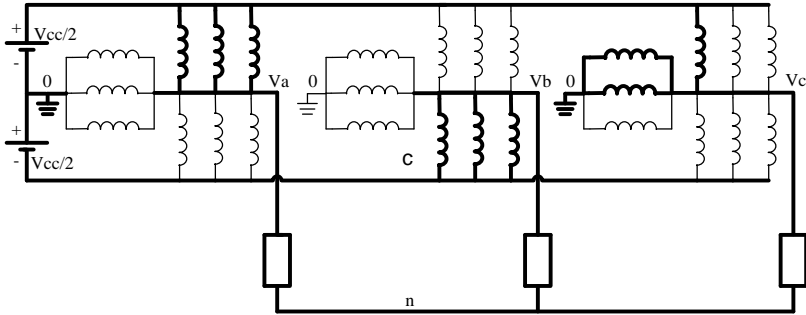


Fig. 159 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “16” da Fig. 143.

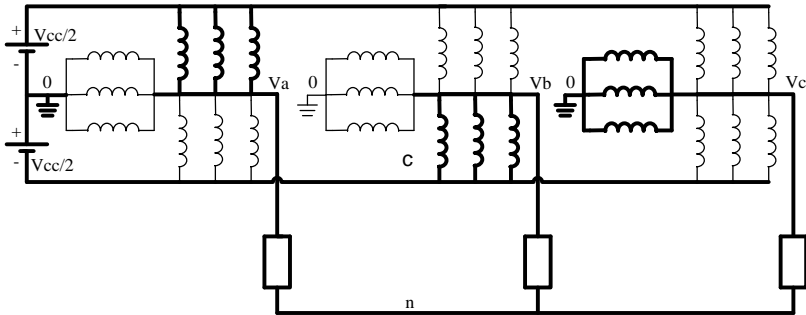


Fig. 160 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “17” da Fig. 143.

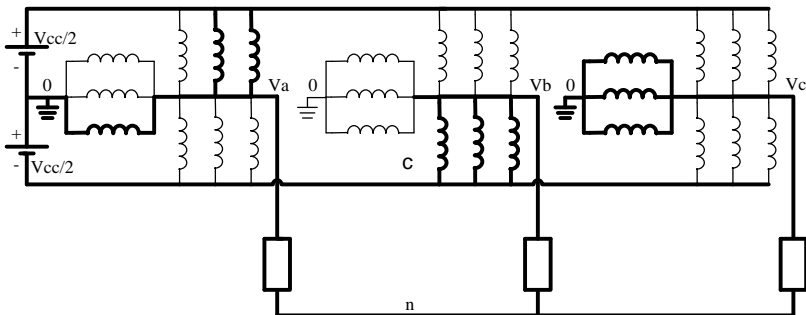


Fig. 161 - Circuito equivalente da etapa da etapa de operação “18” da Fig. 143.

6.4.1. Interpretação Vetorial da Tensão na Carga

Na seqüência discute-se a interpretação vetorial da tensão na carga tomando como referência as 18 etapas de operação mostradas na Fig. 143.

Para proceder a análise os circuitos equivalentes das etapas de operação são substituídos por um circuito elétrico contendo fontes de tensão. Conforme apresentado na Tabela 24, para cada estado topológico existe uma tensão associada e um símbolo correspondente. A partir dessa premissa é possível representar o conversor por uma combinação de fontes de tensão selecionáveis, conforme mostrado na Fig. 162.

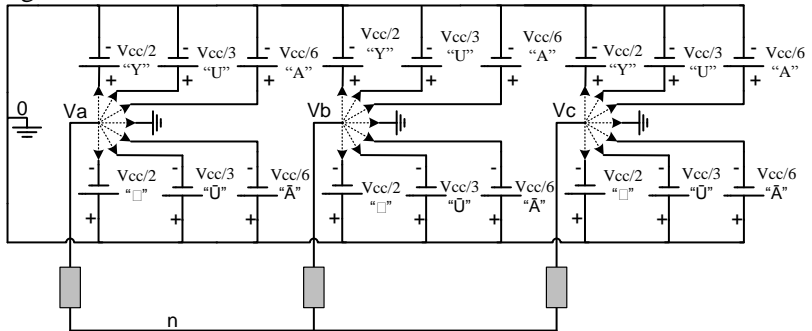


Fig. 162 – Representação do conversor a partir de fontes de tensão.

É importante destacar que cada fase do conversor representado na Fig. 162 pode ser conectada a apenas uma fonte em cada etapa de operação, dessa forma obtém-se um circuito elétrico com três fontes de tensão CC conforme mostrado na Fig. 163. Considerando que cada fase da estrutura trifásica pode assumir 7 valores distintos de tensão na saída do conversor em relação ao ponto médio das fontes CC, podem ser obtidos 343 vetores de tensão na carga. O circuito equivalente da etapa de operação “1” mostrado na Fig. 144 pode ser representado por um circuito elétrico contendo três fontes de tensão, conforme apresentado na Fig. 163.

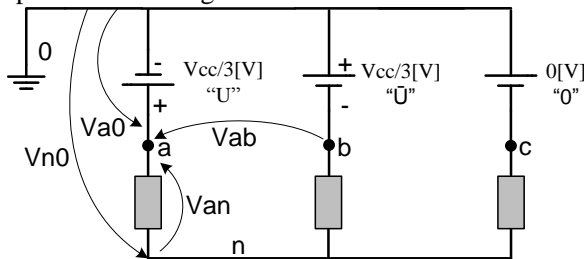


Fig. 163 – Circuito equivalente ao mostrado na Fig. 144.

A partir do circuito apresentado na Fig. 163 é possível determinar os valores das tensões de fase, tensões de linha e tensão de modo comum. Aplicando a mesma técnica para cada etapa de operação é possível calcular todos os valores instantâneos das tensões de fase, tensões de linha e tensão de modo comum. A Fig. 139 mostra todos os valores possíveis que essas tensões podem assumir.

A Tabela 25 apresenta em detalhe os sinais de comando dos interruptores superiores das três fases do conversor para um período da frequência de comutação, conforme mostrado na Fig. 143.

Tabela 25 – Sinais de comando dos interruptores da Fig. 143.

	Estados Topológicos																	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
S11	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
S12	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
S15	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
S16	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
S19	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1
S110	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	U	U	Y	Y	Y	U	U	U	Y	Y	Y	U	U	U	Y	Y	Y	U
S21	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S22	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S26	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S29	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S210	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	Ū	Ŷ	Ŷ	Ŷ	Ŷ	Ŷ	Ū	Ŷ	Ŷ	Ŷ	Ŷ	Ŷ	Ū	Ŷ	Ŷ	Ŷ	Ŷ	Ŷ
S31	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
S32	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
S35	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
S36	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
S39	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S310	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	0	0	0	A	0	0	0	0	0	A	0	0	0	0	0	A	0	0

Os números de 1 até 18 da Tabela 25 correspondem aos estados topológicos para um período de operação do conversor. A identificação dos interruptores na Tabela 25 é a mesma do circuito da Fig. 137.

A Tabela 25 apresenta ainda o símbolo correspondente por fase e por estado topológico. As combinações dos três símbolos de cada estado topológico formam os vetores da tensão na saída do conversor.

A Fig. 164 apresenta a evolução dos vetores da tensão na saída do conversor para um período da frequência de comutação conforme mostrado na Fig. 143 e na Tabela 25.

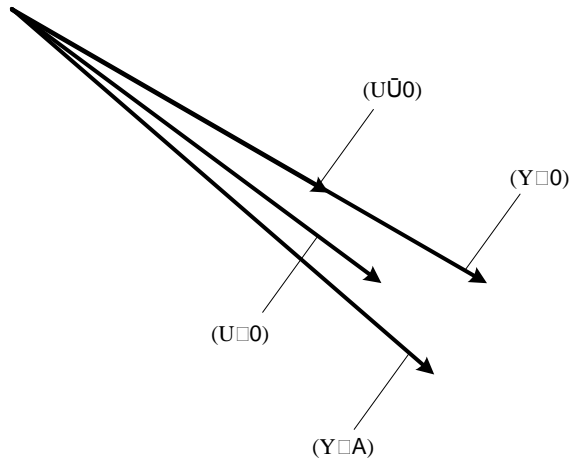


Fig. 164 – Evolução dos vetores da tensão de saída para os sinais de comando mostrados na Tabela 25.

Cada fase do conversor NPC trifásico com célula de acoplamento indutivo possui 27 estados topológicos possíveis, perfazendo um total de 19.683 estados topológicos considerando as três fases.

A Tabela 24 mostra que cada fase pode gerar 7 valores distintos de tensão, pois alguns estados topológicos são redundantes em termos de geração de tensão na saída. Considerando as três fases do conversor tem-se 343 vetores distintos na tensão de saída.

A Tabela 26 e a Tabela 27 apresentam todos os vetores disponíveis e seus respectivos grupos. Cada grupo possui 6 vetores defasados de 60° entre si e a seqüência de 1 até 6 segue o sentido anti-horário.

Tabela 26 – Vetores dos grupos “A” até “K”.

Grupo	Vetor 1	Vetor 2	Vetor 3	Vetor 4	Vetor 5	Vetor 6
A	YŶY	YYŶ	ŶYŶ	ŶYY	ŶŶY	YŶY
B1	YŪY	UYŶ	ŶYŪ	ŶUY	ŪŶY	YŶU
B2	YUŶ	ŪYŶ	ŶYU	ŶŪY	UŶY	YŶŪ
C1	YĀY	AYŶ	ŶYĀ	ŶAY	ĀŶY	YŶA
C2	YAŶ	ĀYŶ	ŶYA	ŶĀY	AŶY	YŶĀ
D	Y0Ŷ	0YŶ	ŶY0	Ŷ0Y	0ŶY	YŶ0
E	YŪŪ	YYŪ	ŪYŪ	ŪYY	ŪŪY	YŪY
F1	YĀŪ	AUŶ	ŶUŪ	ŶAU	ĀŪY	YŪU
F2	UŪŶ	UYŪ	ŪYĀ	ŪUY	ŪŶU	UŶA
F3	UAŶ	ĀYŪ	ŶUA	ŶŪU	AŶU	UŶŪ
F4	YUŪ	ŪUŶ	ŪYU	ŪĀY	UŪY	YŪĀ
G1	UĀY	0UŶ	ŪY0	Ŷ0U	ĀŶU	YŪA
G2	Y0Ū	AYŪ	ŶUĀ	ŪAY	0ŪY	UŶ0
G3	U0Ŷ	0YŪ	ŶU0	ŶĀU	0ŶU	UŶĀ
G4	YAŪ	ĀUŶ	ŪYA	Ū0Y	AŪY	YŪ0
H1	YĀĀ	YYĀ	ĀYĀ	ĀYY	ĀĀY	YĀY
H2	AŶŶ	AAŶ	ŶAŶ	ŶAA	ŶŶA	AŶA
H3	UŪŪ	UUŪ	ŪUŪ	ŪUU	ŪŪU	UUU
I1	UĀŪ	AUŪ	ŪUĀ	ŪAU	ĀŪU	UŪA
I2	Y0Ā	0AŶ	ĀY0	Ŷ0A	0ĀY	AŶ0
I3	AŪŶ	UYĀ	ŶAŪ	ĀUY	ŪŶA	YĀU
I4	YUĀ	0YĀ	ŶA0	ŶŪA	AŪU	AŶŪ
I5	A0Ŷ	ĀUŪ	ĀYU	Ā0Y	UĀY	YĀ0
I6	UAŪ	ŪAŶ	ŪUA	ŪĀU	0ŶA	UŪĀ
J1	YĀĀ	ĀAŶ	ŶAĀ	ŶĀA	ĀŶA	YĀA
J2	U0Ū	0UŪ	ŪU0	ĀAY	AĀY	UŪ0
J3	ĀĀŶ	AYĀ	ĀYA	Ū0U	0ŪU	AŶĀ
K1	Y00	YY0	0Y0	0YY	00Y	Y0Y
K2	0ŶŶ	00Ŷ	Ŷ0Ŷ	Ŷ00	ŶŶ0	0Ŷ0
K3	AŪŪ	AAŪ	ŪAŪ	ŪAA	ŪŪA	AŪA
K4	AŪA	UUĀ	ĀUĀ	ĀUU	ĀĀU	UĀU

Tabela 27 - Vetores dos grupos “L” até “Z”.

Grupo	Vetor 1	Vetor 2	Vetor 3	Vetor 4	Vetor 5	Vetor 6
L1	YA0	Ā0Ȳ	Ȳ0Ū	ĀAU	ŪȲ0	YOU
L2	0ŪȲ	UY0	ŪAA	0UY	ĀŪA	UĀA
L3	ĀĀŪ	0AŪ	0YA	ȲĀ0	A0Y	AŪ0
L4	U0Ā	AUĀ	ĀU0	Ū0A	0ĀU	0ȲĀ
L5	0ĀȲ	0UĀ	ĀUA	Ā0U	ĀȲ0	0ȲŪ
L6	UAĀ	AY0	0YU	ŪĀA	U0Y	UĀ0
L7	A0Ū	Ū0Ȳ	ŪA0	0AY	0ŪA	Y0A
L8	YU0	ĀĀŪ	Ȳ0A	ȲŪ0	ĀĀU	AŪĀ
M1	YAA	YYA	AYA	AYY	AAU	YAY
M2	ĀȲȲ	ĀĀȲ	ȲĀȲ	ȲĀĀ	ȲȲĀ	ĀȲĀ
M3	U00	UU0	0U0	0UU	00U	U0U
M4	ĀĀĀ	ĀĀĀ	ĀĀĀ	ĀĀĀ	ĀĀĀ	ĀĀĀ
M5	0ŪŪ	00Ū	Ū0Ū	Ū00	ŪŪ0	0Ū0
N1	A0Ā	ŪĀȲ	0UA	ȲŪĀ	ŪȲĀ	YAU
N2	Ā0Ȳ	UYA	ȲĀŪ	ŪĀ0	UAY	ĀĀ0
N3	UA0	AU0	AYU	AUY	ĀŪ0	ĀȲŪ
N4	0ĀŪ	Ā0Ū	Ū0Ā	Ā0A	A0U	U0A
N5	YUA	0ĀĀ	ĀĀ0	0AU	0ĀA	0ŪĀ
O1	YUU	YYU	UYU	UYU	UYU	YUY
O2	UȲȲ	UUȲ	ȲUȲ	ȲUU	ȲȲU	UȲU
O3	ŪȲȲ	ŪŪȲ	ȲŪȲ	ȲŪŪ	ȲȲŪ	ŪȲŪ
O4	UAA	UUA	AUA	AUU	AAU	UAU
O5	ĀŪŪ	ĀĀŪ	ŪĀŪ	ŪĀĀ	ŪŪĀ	ĀŪĀ
O6	A00	ĀĀ0	0A0	0AA	00A	A0A
O7	0ĀĀ	00Ā	Ā0Ā	Ā00	ĀĀ0	0Ā0
Z	ȲȲȲ; YYY; ŪŪŪ; UUU; ĀĀĀ; AAA; 000					

A Tabela 28 apresenta um resumo de todos os vetores correlacionando o módulo, o ângulo e o grupo ao qual pertence.

Tabela 28 – Correlação entre módulo, ângulo e grupo dos vetores disponíveis.

Módulo do vetor resultante	Ângulo do vetor 1	Grupo
VCC	0°	A
0,928VCC	8,948°	B1
0,928VCC	51,052°	B2
0,882VCC	19,107°	C1
0,882VCC	40,893°	C2
0,866VCC	30°	D
5VCC/6	0°	E
0,764VCC	10,893°	F1, F2
0,764VCC	49,107°	F3, F4
0,726VCC	23,4132°	G1, G2
0,726VCC	35,586°	G3, G4
2VCC/3	0°	H1, H2, H3
0,6VCC	13,8979°	I1, I2, I3
0,6VCC	46,102°	I4, I5, I6
0,577VCC	30°	J1, J2, J3
VCC/2	0°	K1, K2, K3, K4
0,44VCC	19,1066°	L1, L2, L3, L4
0,44VCC	40,8934°	L5, L6, L7, L8
VCC/3	0°	M1, M2, M3, M4, M5
0,288VCC	30°	N1, N2, N3, N4, N5
VCC/6	0°	O1, O2, O3, O4, O5, O6, O7
0	-	Z

A representação dos vetores disponíveis sob forma de constelação é apresentada na Fig. 165. Considerando a grande quantidade de vetores disponíveis nesse conversor é possível obter uma tensão na saída com elevada resolução, e em conseqüência, valores muito reduzidos de distorção harmônica na tensão de saída.

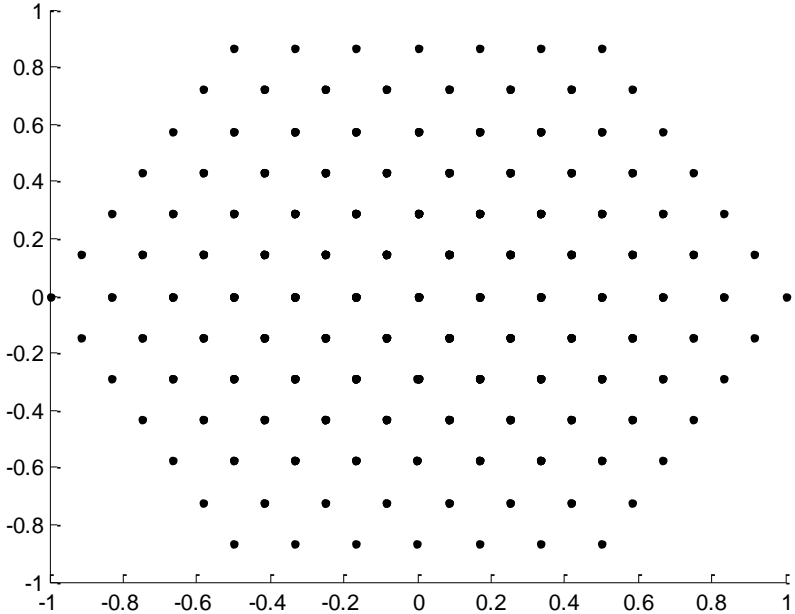


Fig. 165 – Constelação dos vetores disponíveis.

6.5. Conclusão

Neste capítulo analisou-se o conversor NPC de 3 níveis empregando a célula de acoplamento indutivo. Inicialmente destacou-se a estrutura monofásica apresentando o modulador, as formas de onda mais relevantes com detalhamento de aspectos importantes e também foram apresentados os estados topológicos possíveis para uma fase da estrutura.

Na seqüência discutiu-se a estrutura trifásica e os aspectos mais relevantes foram mostrados. Verificou-se que a componente de alta frequência da tensão na carga é três vezes o valor da frequência de comutação, que a corrente em um braço do conversor é igual a 1/3 do valor da corrente em uma fase e que a tensão de linha na carga possui 13 níveis. Estas características fazem com que a tensão de saída tenha baixa distorção harmônica, e contribuem para a redução do volume e do custo do filtro de saída.

Concluindo este capítulo, apresentou-se a análise vetorial da tensão na carga. Foram mostrados todos os vetores disponíveis da tensão na carga com a respectiva amplitude e fase. A constelação de vetores também foi mostrada.

7. Implementação e Experimentação

7.1. Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos a partir da experimentação de dois conversores CC-CA, ambos empregando a célula de comutação de quatro estados. O primeiro conversor a ser apresentado é o conversor CC-CA em ponte completa trifásico com indutor acoplado, discutido no capítulo 4; a segunda estrutura a ser discutida é um conversor CC-CA NPC de três níveis monofásico empregando a célula de comutação de quatro estados.

Serão mostrados os esquemas elétricos do circuito de potência, do circuito de comando, o dimensionamento do indutor acoplado e a especificação dos semicondutores de potência.

Serão apresentados e discutidos os resultados da implementação realizados para comprovar a análise apresentada.

7.2. Implementação da Primeira Estrutura - Conversor CC-CA Trifásico

Para essa estrutura implementou-se um protótipo de 15kW operando como inversor em malha aberta. A estrutura de potência foi construída a partir de três módulos de inversores trifásicos da SEMIKRON e a geração dos sinais de comando dos interruptores foi feita a partir de um DSP TMS320F2812 da TEXAS.

As especificações utilizadas para a implementação foram:

- Frequência de comutação: 9kHz;
- Índice de modulação: 0,9;
- Sinal da onda portadora do modulador: triangular;
- Carga: resistiva conectada em estrela;
- Tensão de barramento $CC \cong 310V$;
- Potência de saída: 15 kW.

A especificação dos semicondutores de potência foi realizada a partir de simulação numérica e os resultados são apresentados a seguir. A Fig. 166 mostra as tensões entre coletor-emissor de dois interruptores

que formam um braço da estrutura. Verifica-se que a tensão máxima submetida aos interruptores é a própria tensão do barramento CC.

A Fig. 167 apresenta as formas de onda da corrente nos interruptores de um braço. A corrente apresentada é a de um transistor mais a corrente do seu diodo de roda livre, sendo a parcela do semiciclo positivo a corrente no diodo e a parcela do semiciclo negativo a corrente do transistor. A corrente máxima que circula no interruptor para uma potência de carga de 15 kW e tensão de barramento CC de 310 VCC é de 26A. O valor eficaz da corrente nos interruptores é de aproximadamente 12,5 A.

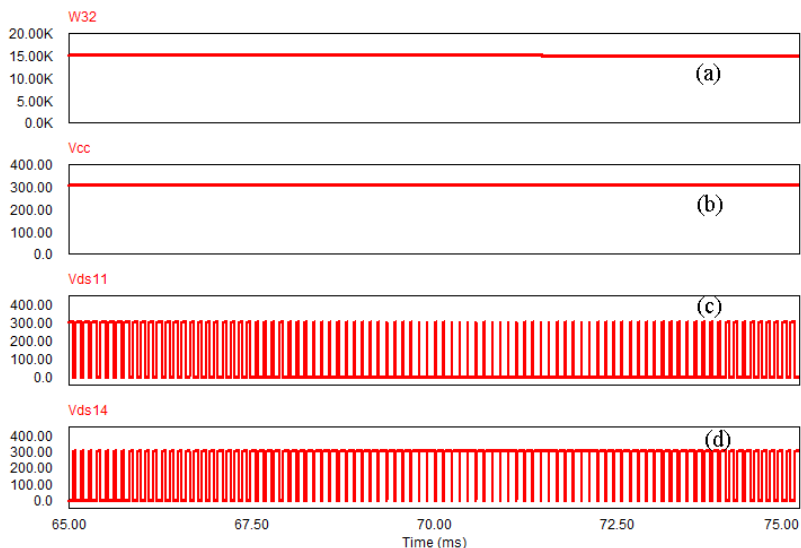


Fig. 166 – Formas de onda relevantes para especificação dos semicondutores: (a) potência fornecida para a carga; (b) tensão no barramento CC; (c) tensão de coletor-emissor do interruptor superior de um braço e (d) tensão de coletor-emissor do interruptor inferior de um braço.

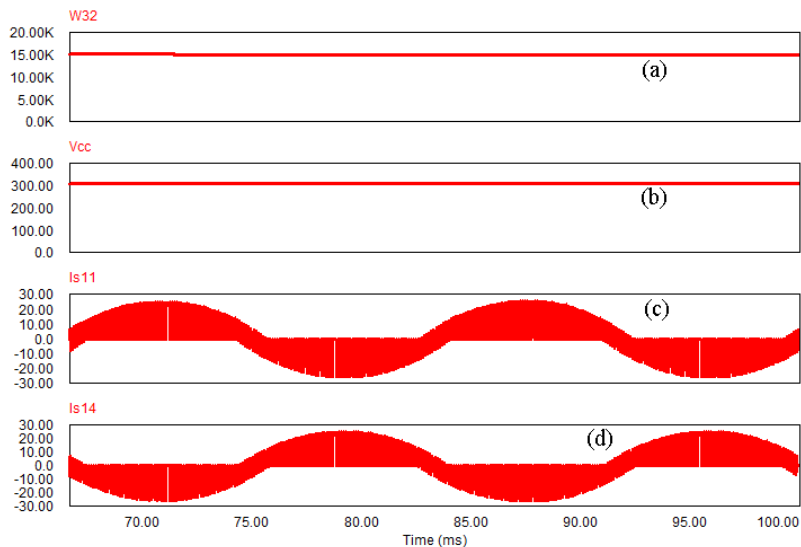


Fig. 167 - Formas de onda relevantes para especificação dos semicondutores: (a) potência fornecida para a carga; (b) tensão no barramento CC; (c) corrente no interruptor superior de um braço; (d) corrente no interruptor inferior de um braço.

A estrutura de potência do conversor é composta por três conversores trifásicos fabricados pela SEMIKRON, modelo B6CI. Cada conversor trifásico é equipado com sistema de ventilação forçada, três módulos IGBT SKM 150GB128D sendo cada módulo um braço completo do inversor. Cada conversor trifásico está equipado com três *drivers* SKHI22A e um banco de capacitores para o barramento CC.

A tensão contínua do barramento CC foi obtida a partir de um retificador trifásico em ponte completa a diodos. Obteve-se o isolamento galvânico e adequação da tensão de entrada do retificador a partir de um transformador trifásico com relação de transformação unitária e conexão estrela-delta. Desta forma o sistema é alimentado a partir da rede comercial trifásica de 380V e gera um barramento CC de aproximadamente 310VCC.

A Fig. 168 apresenta o diagrama esquemático completo da estrutura implementada.

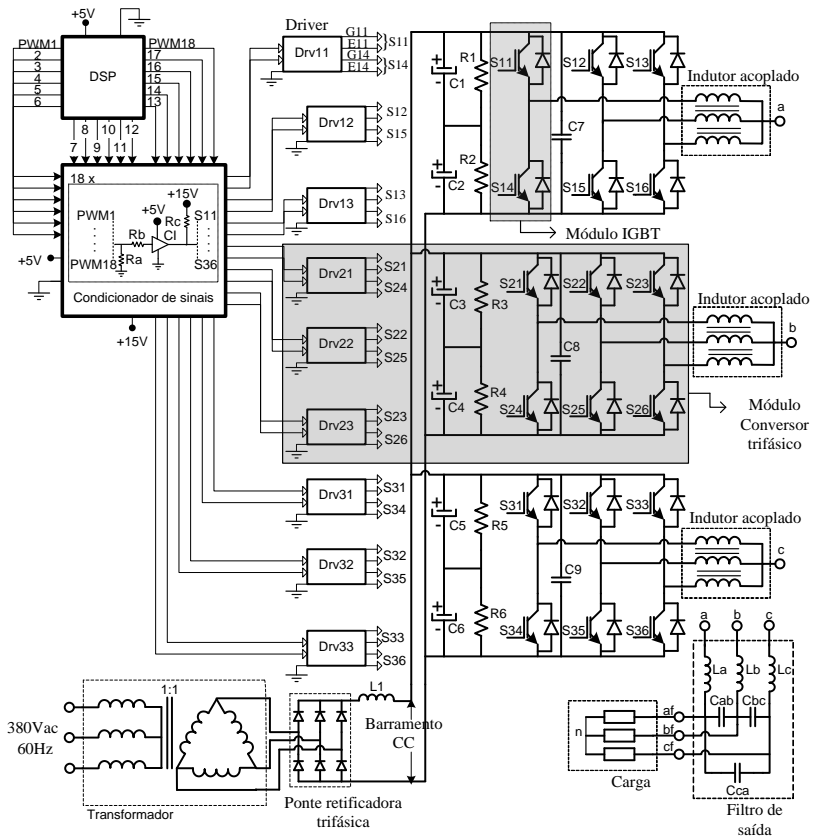


Fig. 168 - Diagrama esquemático completo da estrutura implementada.

A Fig. 169 apresenta o esquema de ligação das fontes auxiliares para alimentação dos circuitos de geração e condicionamento de sinais.

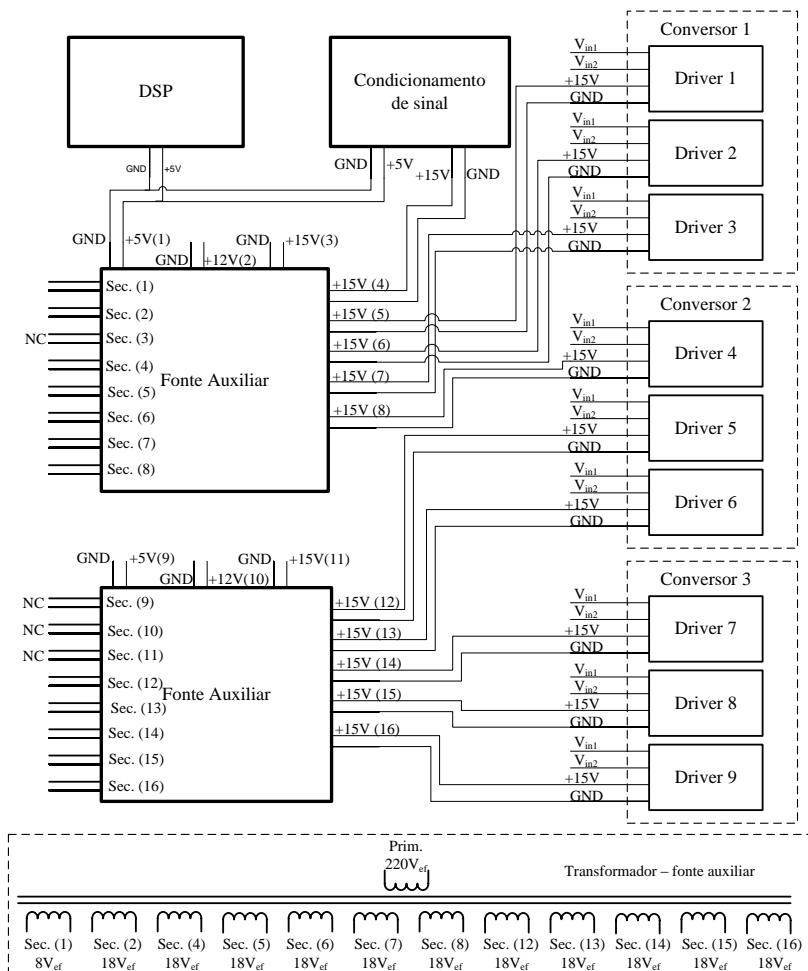


Fig. 169 – Esquema de ligação das fontes auxiliares.

A Fig. 170 mostra o esquema elétrico do circuito de alimentação e proteção do estágio de potência.

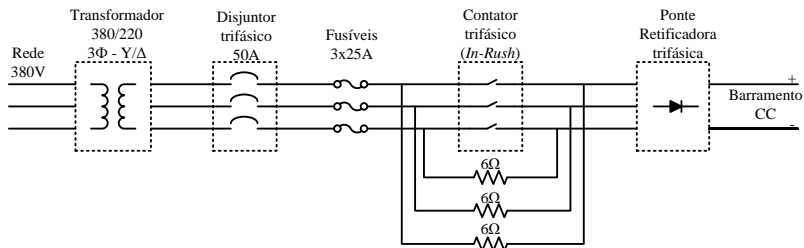


Fig. 170 – Esquema de ligação para alimentação e proteção do estágio de potência.

As Fig. 171, Fig. 172 e Fig. 173 apresentam o esquema elétrico do circuito condicionador de sinais. Este circuito é necessário, pois a tensão de saída do DSP varia de 0V (nível lógico baixo) e 3,3V (nível lógico alto) e a tensão necessária na entrada do *driver* é de 0V (nível lógico baixo) e 15V (nível lógico alto).

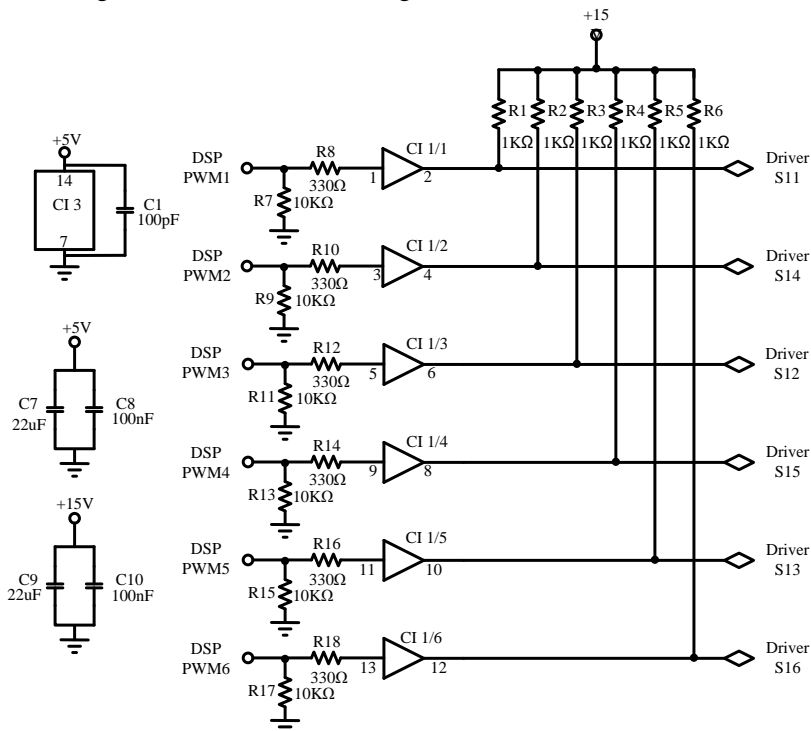


Fig. 171 – Circuito de condicionamento de sinal para o conversor da fase “a”.

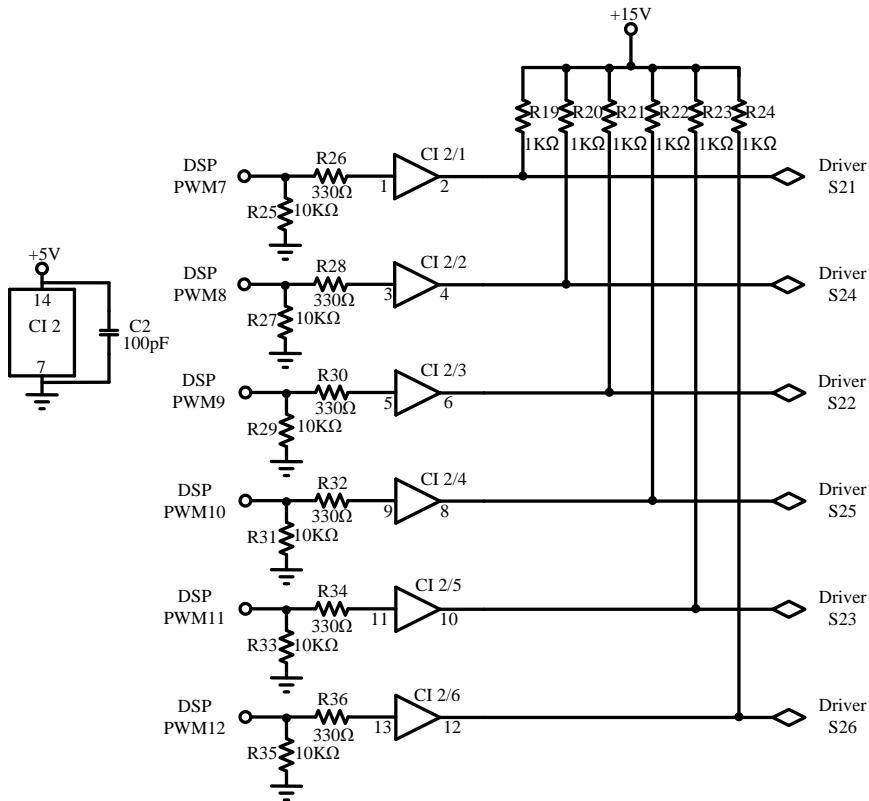


Fig. 172 - Circuito de condicionamento de sinal para o conversor da fase “b”.

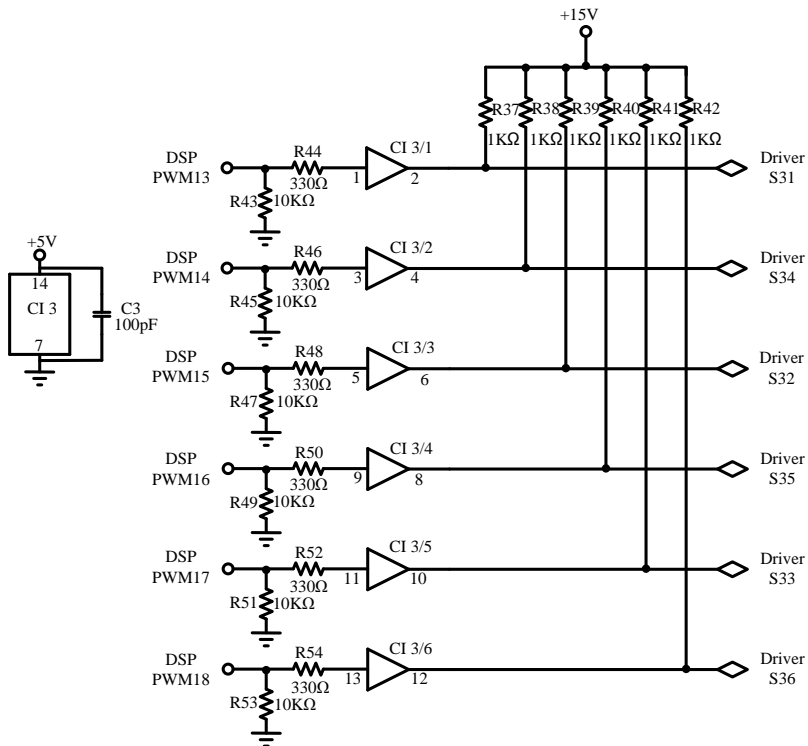


Fig. 173 - Circuito de condicionamento de sinal para o conversor da fase “c”.

A construção do indutor acoplado trifásico seguiu as seguintes especificações:

$$V_{cc} = 311V; \quad f_s = 9kHz; \quad P_{saída} = 5kW/\text{indutor}$$

$$J = 350 \times 10^4 \text{ A} / \text{m}^2; \quad B_{\max} = 0,3T$$

A componente fundamental da tensão é dada pela expressão:

$$V_{1P} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{cc}$$

Isto resulta em,

$$V_{1P} \cong 198V$$

Sejam as correntes,

$$I_{x_{ef}} = 52,4A \quad \text{e} \quad I_{m_{ef}} = 3A$$

Assim

$$I = \sqrt{\left(\frac{I_{x_{ef}}}{3}\right)^2 + I_{m_{ef}}^2} \cong 17,72A$$

Considerando que o fator de utilização da janela é:

$$K_U = 0,4$$

Assim, o produto de áreas mínimo necessário será:

$$A_{p1} = \frac{1,5 \times 198 \times 17,72 \times 10^8}{\pi \times 9000 \times 0,3 \times 350 \times 10^4 \times 0,4} = 44,32cm^4$$

O núcleo escolhido é 3 vezes NEE 80/38/20 IP12R da THORNTON, o que resulta em um núcleo NEE 80/38/60 IP 12R. As especificações são encontradas no *site* do fabricante.

$$A_C = 6,393cm^2 \rightarrow 6,393 \cdot 10^{-4}m^2$$

$$W_a = 10,797cm^2 \rightarrow 10,797 \cdot 10^{-4}m^2 \text{ (sem carretel)}$$

$$W_a = 7,89cm^2 \rightarrow 7,89 \cdot 10^{-4}m^2 \text{ (com carretel)}$$

O produto de áreas deste núcleo é então:

$$A_p = A_C \times W_a = 69,02cm^4$$

Pode-se agora a partir da equação (3.43) calcular o número de espiras.

$$N = \frac{198}{2 \times \pi \times 9 \times 10^3 \times 0,3 \cdot 6,39 \times 10^{-4}} = 18,26$$

$$N \Rightarrow 19 \text{ espiras}$$

Para determinar o valor da indutância emprega-se a expressão (3.53), e adota-se o valor de entreferro igual a 0,5mm.

$$L = \frac{4 \times \pi \times 10^{-7} \times 19^2 \times 6,39 \times 10^{-4}}{1,5 \times 0,5 \times 10^{-3}} = 386,5 \mu H$$

Para a especificação do condutor a ser empregado, calcula-se inicialmente a área total de cobre necessária.

$$S_{COBRE} = \frac{I}{J} = \frac{17,72}{350} = 5,06 mm^2$$

Considerando que a corrente que circula nos condutores apresenta uma componente de alta frequência, deve-se considerar o efeito da profundidade de penetração da corrente. Assim,

$$\rho = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,07905 cm$$

Em função da profundidade de penetração da corrente no condutor pode-se determinar o diâmetro máximo para o condutor.

$$d_{max} = 1,58 mm$$

Escolhe-se um condutor com o diâmetro imediatamente inferior ao diâmetro máximo permitido, neste caso o condutor possui bitola de 18AWG. Por razões de facilidade de manuseio para construção do indutor optou-se por empregar condutores de 20AWG com secção de 0,5176mm².

O número de condutores paralelos necessários pode agora ser determinado.

$$n_C = \frac{S_{COBRE}}{S_{CONDUTOR}} = \frac{5,06}{0,5176} = 9,77$$

$$n_C \Rightarrow 10 \text{ condutores paralelos}$$

Assim, cada indutor trifásico será composto por três bobinas de 19 espiras com 10 condutores 20AWG paralelos.

Foram encontradas desculpas para aquisição de núcleos trifásicos fabricados em ferrite e por conta disso os indutores foram

construídos a partir de núcleos com formato “EE” disponíveis no mercado nacional. Para proporcionar caminhos magnéticos com a mesma relutância para todas as bobinas do indutor foi empregado um entreferro maior na perna central do núcleo, conforme mostra a Fig. 174.

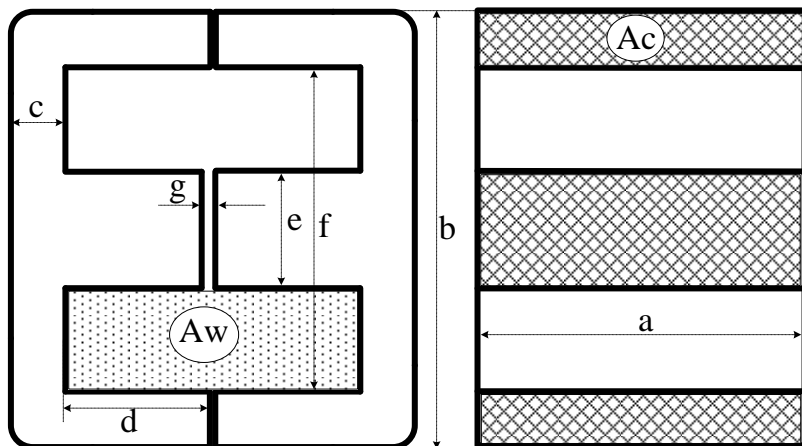


Fig. 174 – Geometria do núcleo comercial adotado mostrando o *gap* maior na perna central do núcleo.

Com essa adaptação feita no núcleo os valores das indutâncias das três bobinas do indutor ficaram praticamente iguais.

A Fig. 175 mostra o aspecto final do indutor trifásico construído.

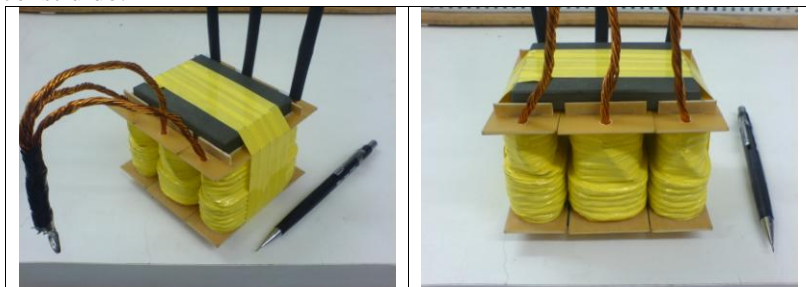


Fig. 175 – Fotos do indutor trifásico.

7.2.1. Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos com a estrutura operando como inversor e alimentando carga resistiva.

A Fig. 176 mostra as tensões trifásicas de linha na saída do conversor medidas antes do filtro de saída e a tensão do barramento CC. É possível verificar a presença dos 7 níveis na tensão de carga e o formato senoidal da componente fundamental das tensões.

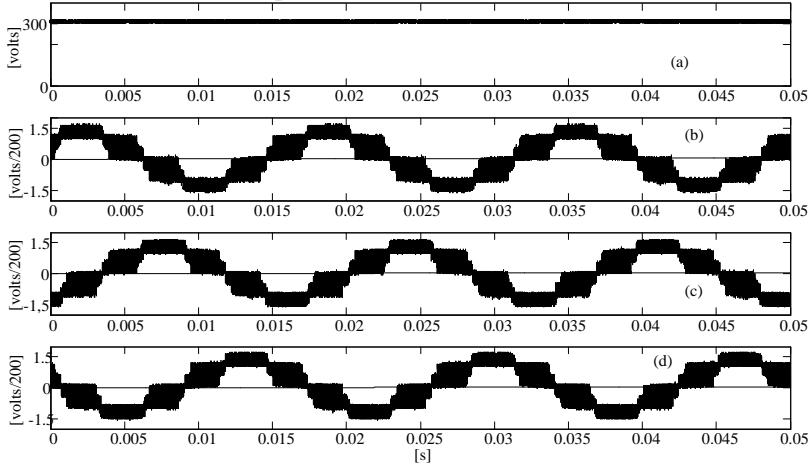


Fig. 176 – Tensões relevantes para a estrutura trifásica: (a) tensão do barramento CC que alimenta o inversor; (b) tensão de linha V_{ab} ; (c) tensão de linha V_{bc} ; (d) tensão de linha V_{ca} .

A distorção harmônica presente na tensão de linha da carga é dependente do índice de modulação e decresce com o aumento deste. A Fig. 177 mostra os resultados da evolução da distorção harmônica em função do índice de modulação, e são comparados resultados obtidos por simulação numérica e experimentalmente. Verifica-se grande similaridade entre os resultados, demonstrando a perfeita operação do conversor.

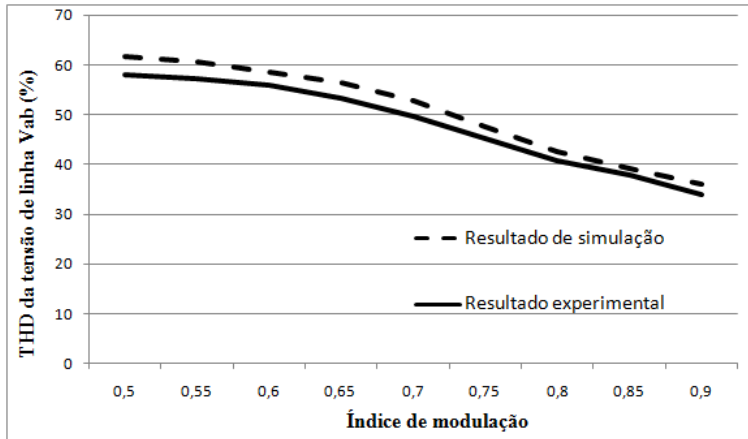


Fig. 177 – Distorção harmônica da tensão de linha V_{ab} em função do índice de modulação.

A Fig. 178 apresenta o espectro harmônico da tensão de linha na carga obtida experimentalmente. Verifica-se apenas a presença de frequências múltiplas de 3 da frequência de comutação dos interruptores, conforme demonstrado na análise teórica - Fig. 63(d) e Fig. 69.

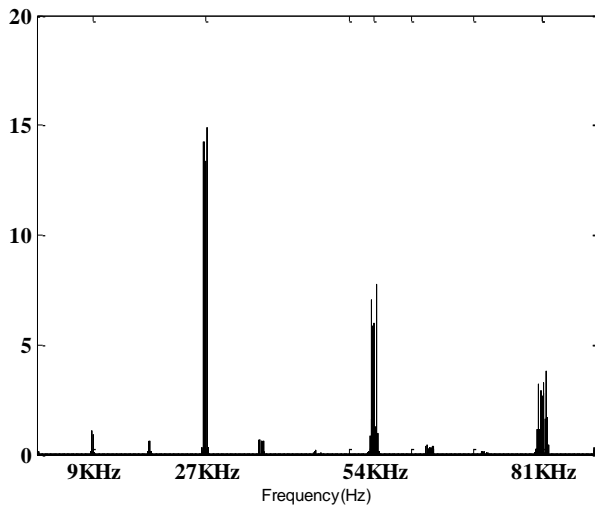


Fig. 178 – Espectro harmônico presente na tensão de linha na carga.

É importante ressaltar o pequeno esforço de filtragem necessário para a obtenção do formato senoidal apresentado na Fig. 180. A especificação do filtro de saída foi feito a partir de simulação numérica, e os valores dos elementos do filtro são: $L=200\mu\text{H}$ e $C=10\mu\text{F}$.

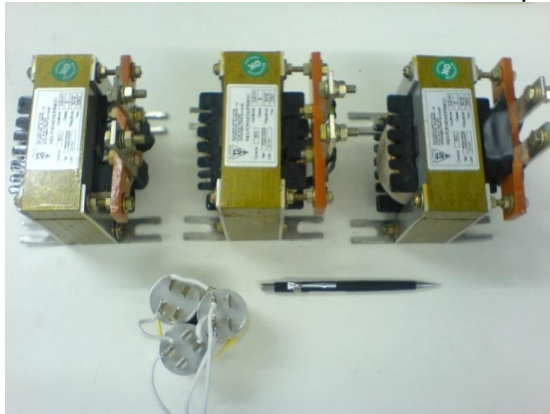


Fig. 179 – Foto dos indutores e capacitores do filtro de saída.

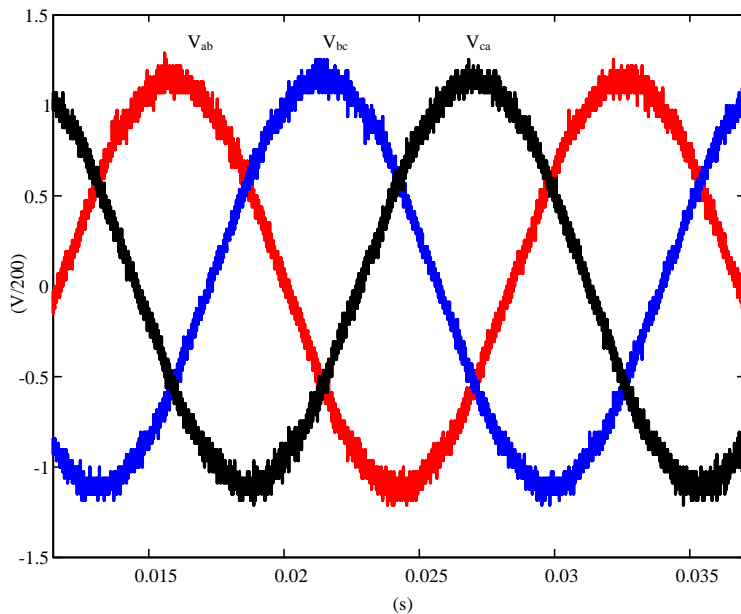


Fig. 180 – Tensões de linha na carga com filtro de saída: $L=200\mu\text{H}$ e $C=10\mu\text{F}$.

A Fig. 181 apresenta as formas de onda das correntes nas bobinas do indutor trifásico da fase “B” do conversor e a corrente total da mesma fase na carga.

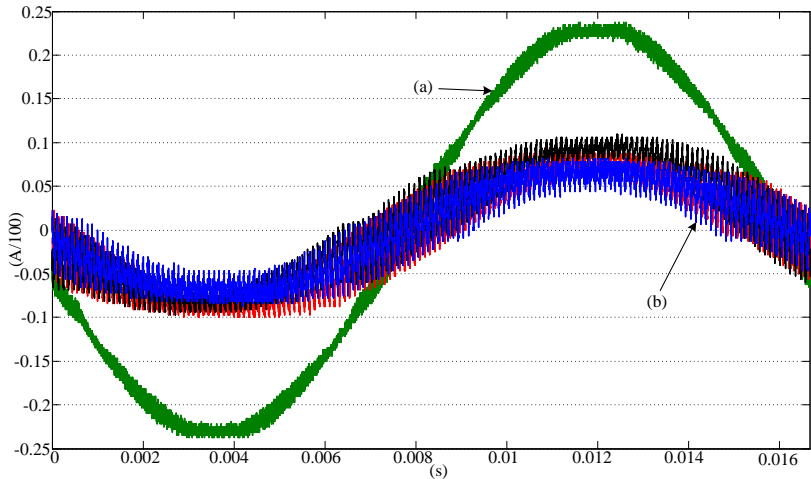


Fig. 181 – Correntes na fase “B” da estrutura trifásica: (a) corrente total de saída na fase “B”; (b) correntes nas bobinas do indutor trifásico acoplado da fase “B”.

Verifica-se o equilíbrio nas três correntes das bobinas e seu valor resulta em aproximadamente $1/3$ do valor da corrente total na fase. Conforme apresentado na análise teórica, a corrente em cada bobina é composta por $1/3$ da corrente total da fase mais a corrente magnetizante de cada bobina.

As Fig. 182 e Fig. 183 mostram em detalhe as correntes nas três bobinas do indutor da fase “B” do conversor. Pode-se verificar a presença de pequeno desequilíbrio entre as correntes. Este desequilíbrio é devido à presença de pequenas diferenças na largura dos sinais de comando dos interruptores em um período de comutação, pois o valor instantâneo do sinal modulante não é o mesmo para as três portadoras. A solução deste problema seria a discretização do sinal modulante, fazendo com que não houvesse variação deste para um período de comutação.

Outra causa de desequilíbrio entre as correntes reside no fato de as três bobinas do mesmo indutor não apresentarem o mesmo valor de indutância. Isto ocorre porque o núcleo utilizado na construção do indutor não apresenta a mesma relutância para os três caminhos

magnéticos percorridos pelo fluxo de cada bobina. A solução parcial deste problema poderia ser obtida empregando-se núcleos trifásicos.

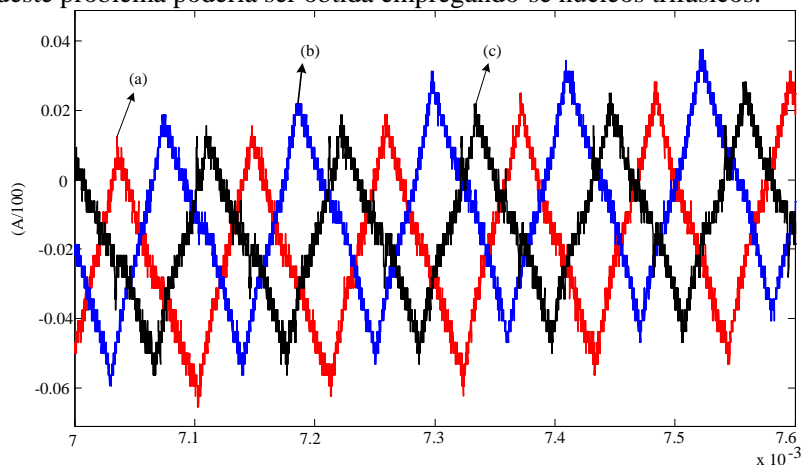


Fig. 182 – Detalhe das correntes nas bobinas do indutor trifásico da fase “B” na passagem por zero da corrente de fase: (a) corrente na bobina “1” do indutor; (b) corrente na bobina “2” do indutor; (c) corrente na bobina “3” do indutor.

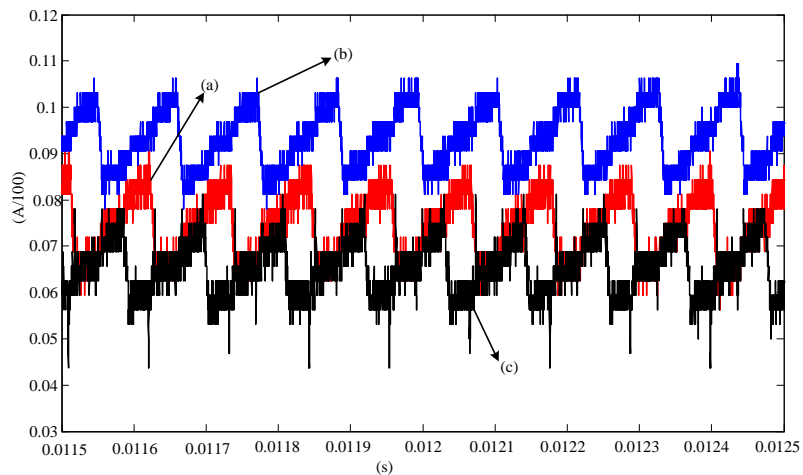


Fig. 183 - Detalhe das correntes nas bobinas do indutor trifásico da fase “B” no pico da corrente de fase: (a) corrente na bobina “1” do indutor; (b) corrente na bobina “2” do indutor; (c) corrente na bobina “3” do indutor.

A Fig. 184 mostra as formas de onda da tensão no barramento CC e as correntes magnetizantes nas três bobinas do indutor da fase “B” do conversor trifásico.

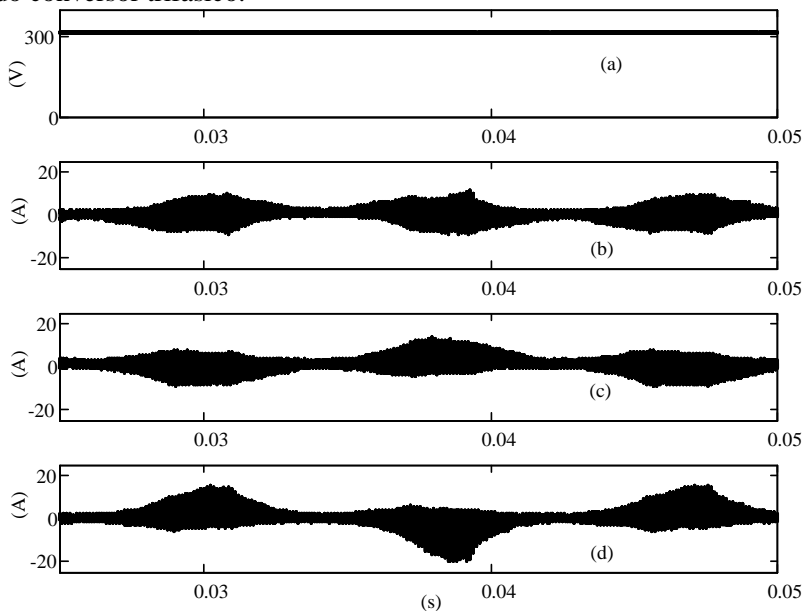


Fig. 184 – (a) tensão do barramento CC que alimenta o inversor; (b) corrente magnetizante da bobina “1” do indutor acoplado; (c) corrente magnetizante da bobina “2” do indutor acoplado; (d) corrente magnetizante da bobina “3” do indutor acoplado.

Verifica-se na figura anterior que a tensão do barramento CC apresenta valor de aproximadamente 310VCC e as correntes magnetizantes apresentam comportamento similar ao apresentado na análise teórica conforme mostra a Fig. 46(b).

A Fig. 185 mostra a tensão e a corrente em uma bobina do indutor acoplado. Novamente nota-se a grande similaridade entre os resultados apresentados na análise teórica - Fig. 46 - e os resultados obtidos a partir da experimentação.

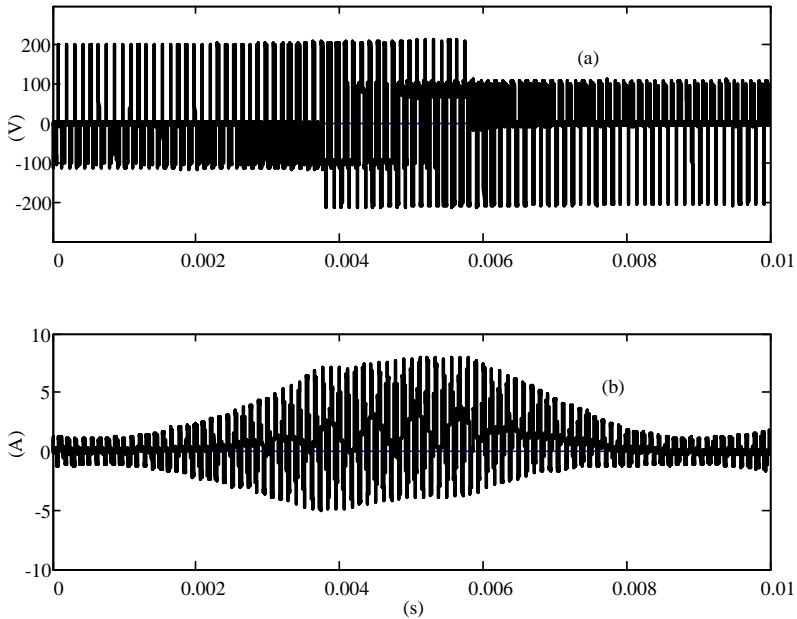


Fig. 185 – (a) tensão em uma bobina do indutor acoplado; (b) corrente magnetizante na mesma bobina do indutor acoplado.

As figuras 144, 145, 146 e 147 mostram detalhes da forma de onda da tensão em uma bobina do indutor. É possível verificar a grande semelhança com as formas de onda apresentadas na análise teórica conforme mostra a Fig. 43.

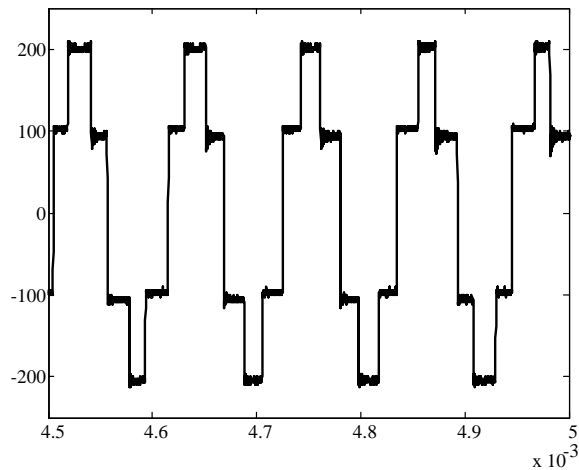


Fig. 186 - Detalhe da tensão sobre a bobina do indutor acoplado na passagem por zero do sinal modulante do modulador ($D=0,5$).

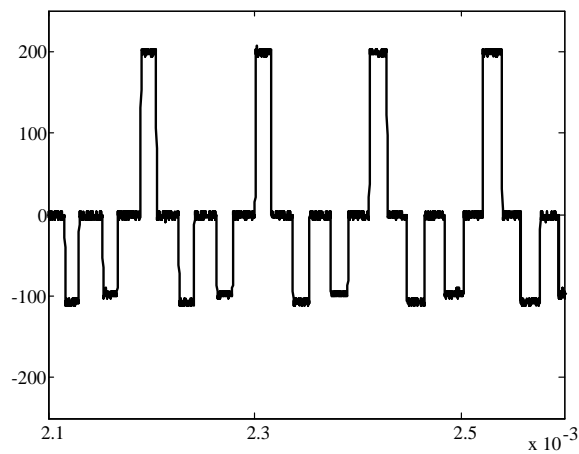


Fig. 187 - Detalhe da tensão sobre a bobina do indutor acoplado: $D=(0;1/3)$.

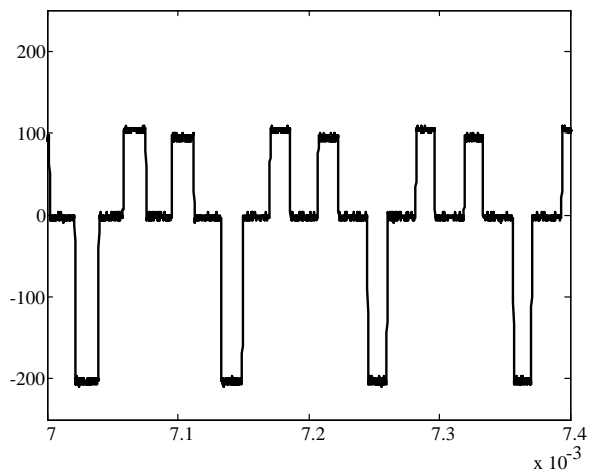


Fig. 188 - Detalhe da tensão sobre a bobina do indutor acoplado ($2/3 \leq D \leq 1$).

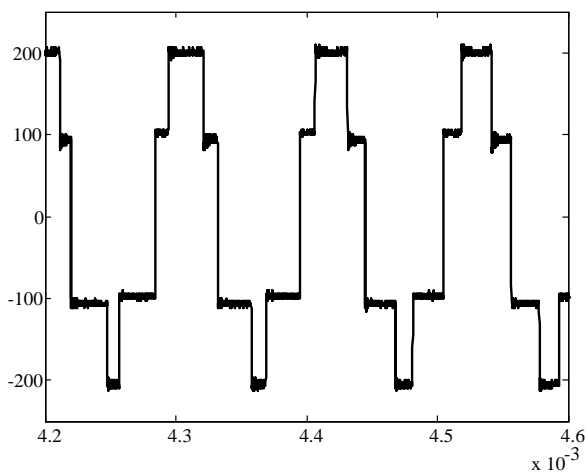


Fig. 189 - Detalhe da tensão sobre a bobina do indutor acoplado: $D=(1/3;0,5)$.

A Fig. 190 mostra o aspecto final de toda a estrutura implementada.

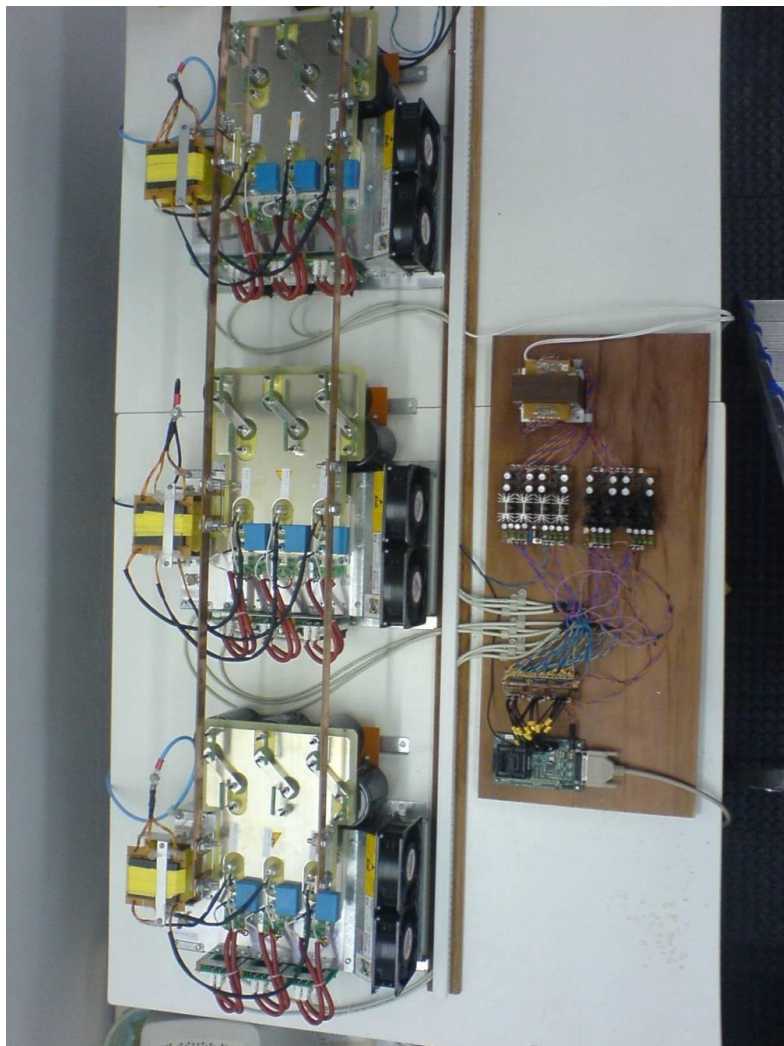


Fig. 190 – Foto da estrutura completa implementada.

7.3. Implementação da Segunda Estrutura - Conversor CC-CA NPC Monofásico

Para essa estrutura foi construído um protótipo monofásico de 5 kW operando como inversor. Implementou-se a estrutura de potência a

partir de dois módulos de inversores trifásicos da SEMIKRON e a geração dos sinais de comando dos interruptores foi feita a partir de um DSP TMS 320F2808 da TEXAS.

As especificações utilizadas para a implementação foram:

- Freqüência de comutação: 9 kHz;
- Índice de modulação: 0,9;
- Modulação APOD;
- Carga: resistiva;
- Tensão de barramento CC $\cong 310V$;
- Potência máxima de saída: 5 kW.

O diagrama esquemático completo é mostrado na Fig. 191.

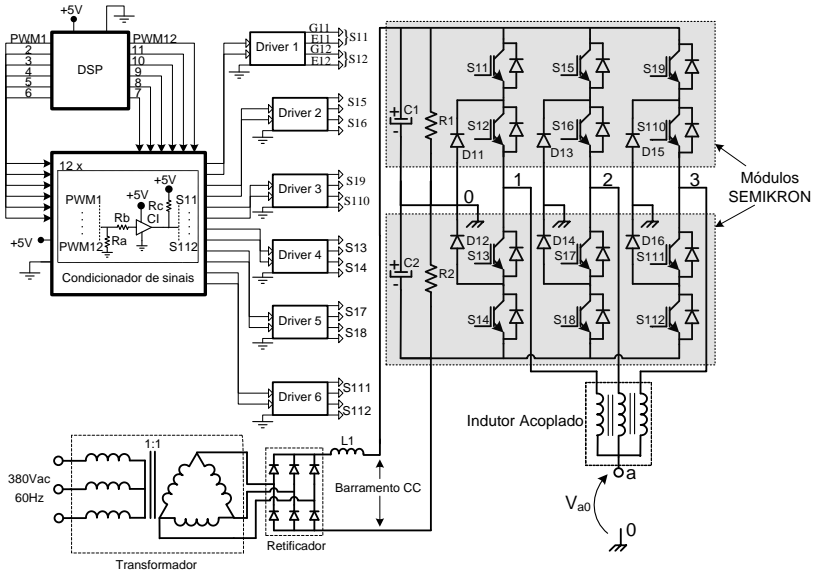


Fig. 191 - Diagrama esquemático completo do conversor CC-CA monofásico NPC com indutor acoplado implementado.

A especificação dos semicondutores de potência foi realizada a partir de simulação numérica. Na Fig. 166 mostram-se as tensões entre coletor-emissor de dois interruptores que formam um braço da estrutura. Verifica-se que a tensão máxima submetida aos interruptores é a própria tensão do barramento CC. Por questões financeiras e de logística, foram

utilizados os mesmos módulos de inversores utilizados na estrutura apresentada na seção 7.2.

Os módulos foram adaptados para gerar a configuração desejada e em virtude disso os *drivers* também tiveram que ser substituídos por outro modelo que permitisse a desativação da função de intertravamento no comando dos interruptores de cada braço.

De maneira geral, as especificações foram feitas de tal forma que se pudessem reutilizar as estruturas de maior potência. Seguindo essa lógica, utilizou-se o mesmo indutor trifásico acoplado da estrutura anteriormente experimentada, visto que a corrente não seria excedida e a tensão máxima nas bobinas também não atingiria um valor que levasse à saturação.

A Fig. 192 mostra as formas de onda da tensão no barramento CC e a tensão na carga sem filtro de saída. Verifica-se claramente a presença dos 7 níveis na tensão de saída, conforme apresentado na análise teórica - Fig. 130(d) - e demonstrado na simulação numérica - Fig. 129(d).

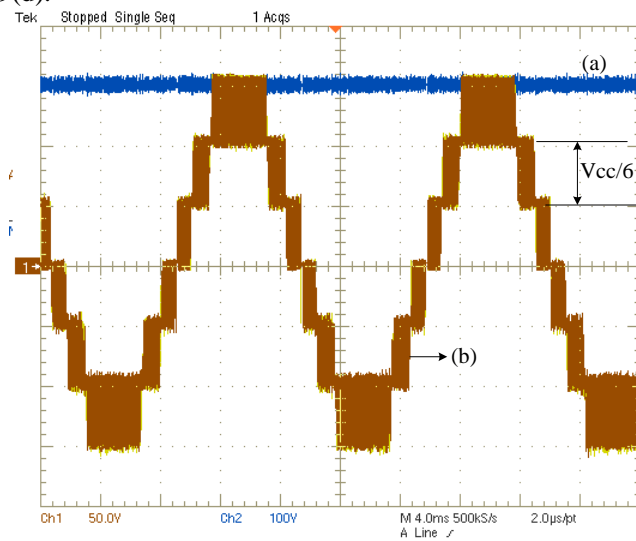


Fig. 192 – (a) Tensão no barramento CC; (b) Tensão de saída sem filtro.

Na seqüência, a Fig. 193 apresenta as formas de onda da tensão de saída e da tensão no ponto médio de um braço.

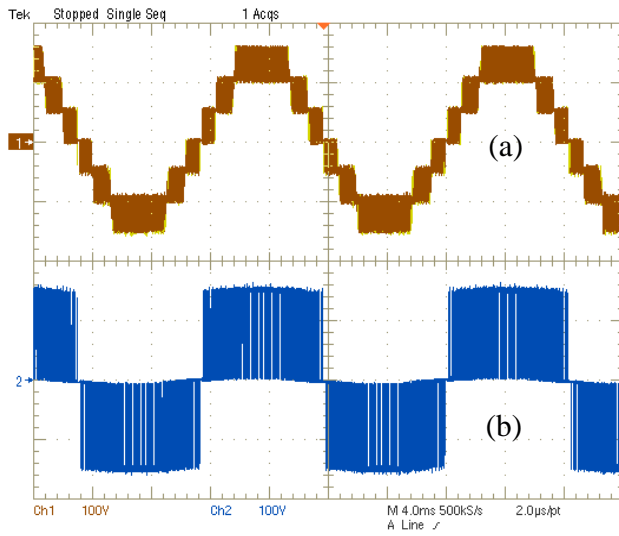


Fig. 193 – (a) Tensão de saída sem filtro; (b) Tensão no ponto médio de um braço do conversor.

A seguir, a Fig. 194 mostra tensões e correntes relevantes da estrutura.

Na Fig. 194(a) mostra-se a tensão de saída do conversor antes do filtro de saída, sendo possível a observar a presença da característica multinível do conversor.

A tensão de saída após a ação do filtro é mostrada na Fig. 194(b). Empregou-se um filtro do tipo LC, com $L=200\mu\text{H}$ e $C=5\mu\text{F}$. Observa-se que o formato da tensão de saída é senoidal, apesar do reduzido valor dos componentes do filtro de saída.

Nas Fig. 194(c) e (d) são mostradas a corrente de carga e a corrente em uma bobina do indutor, respectivamente. Verifica-se que a ondulação presente na corrente de uma bobina não está presente na corrente de carga. Isto se deve ao cancelamento das componentes de seqüência positiva presentes nas bobinas do indutor. A corrente na carga apresenta apenas a componente de seqüência zero presente nas bobinas do indutor trifásico acoplado. Pode-se observar também que a corrente em uma bobina representa aproximadamente $1/3$ da corrente na saída, o que permite a aplicação de semicondutores com capacidade de corrente menor.

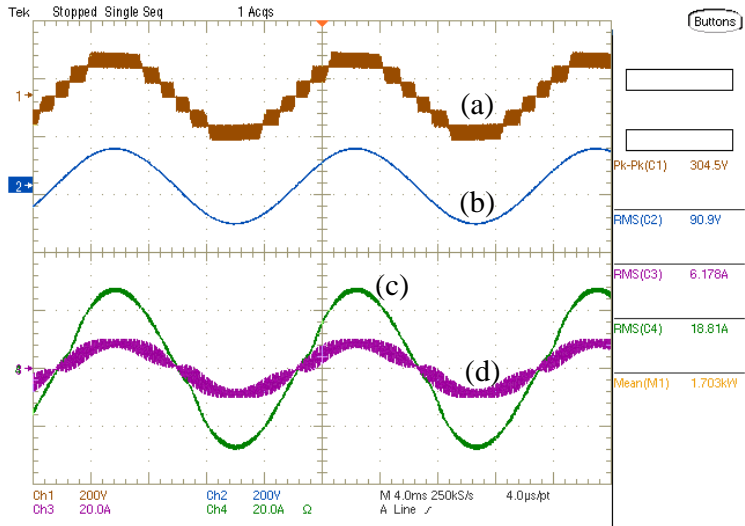


Fig. 194 – (a) Tensão de saída antes do filtro; (b) Tensão na saída depois do filtro; (c) Corrente na saída do conversor; (d) Corrente em uma bobina do indutor trifásico.

As formas de onda mais relevantes do conversor operando a vazio são apresentadas na seqüência.

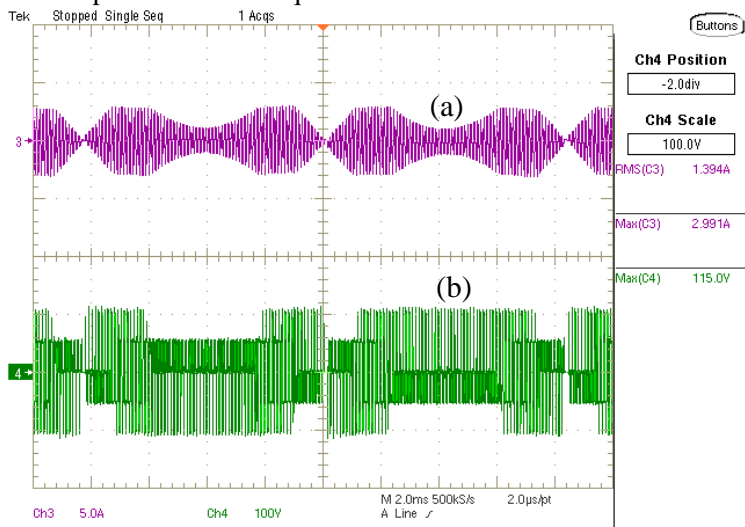


Fig. 195 – (a) Corrente magnetizante na bobina “1” do indutor trifásico acoplado; (b) Tensão na bobina “1” do indutor trifásico acoplado.

A Fig. 195 mostra a corrente magnetizante (a) e a tensão em uma bobina (b) do indutor trifásico acoplado.

A Fig. 196(a) mostra o detalhe da corrente magnetizante do indutor quando o conversor opera com razão cíclica de $1/3$. Para a mesma razão cíclica, destaca-se o detalhe da tensão na mesma bobina do indutor na Fig. 196(b).

A Fig. 197(a) mostra o detalhe da corrente magnetizante do indutor quando o conversor opera com D entre $2/3$ e 1 . Para a mesma faixa de razão cíclica, mostra-se o detalhe da tensão na mesma bobina do indutor na Fig. 197(b).

Na Fig. 198(a) apresenta-se em detalhe a corrente magnetizante do indutor com o conversor operando com razão cíclica entre 0 e $1/3$. Para a mesma condição, é mostrado o detalhe da tensão na mesma bobina do indutor na Fig. 198(b).

A Fig. 199(a) destaca o detalhe da corrente magnetizante do indutor quando o conversor opera com D entre $1/3$ e $0,5$. Para a mesma faixa de razão cíclica, mostra-se o detalhe da tensão na mesma bobina do indutor na Fig. 199(b).

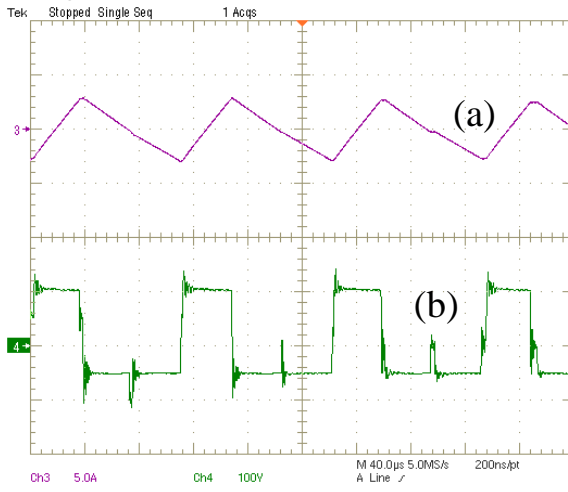


Fig. 196 - (a) Detalhe da corrente no indutor para $D=1/3$; (b) Detalhe da tensão na bobina do indutor para $D=1/3$.

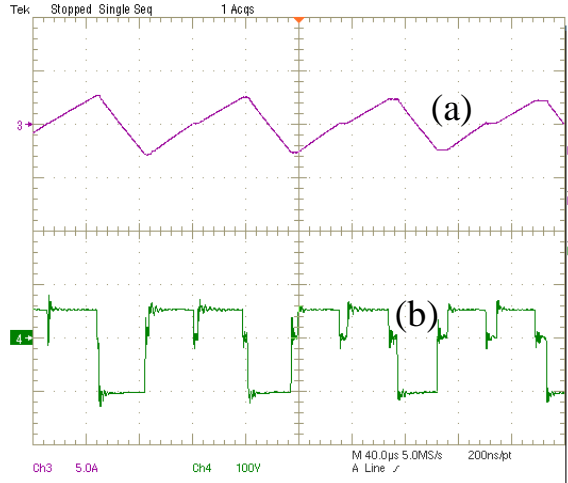


Fig. 197 - (a) Detalhe da corrente no indutor para $D=(2/3;1)$ (b) Detalhe da tensão na bobina do indutor para $D=(2/3;1)$.

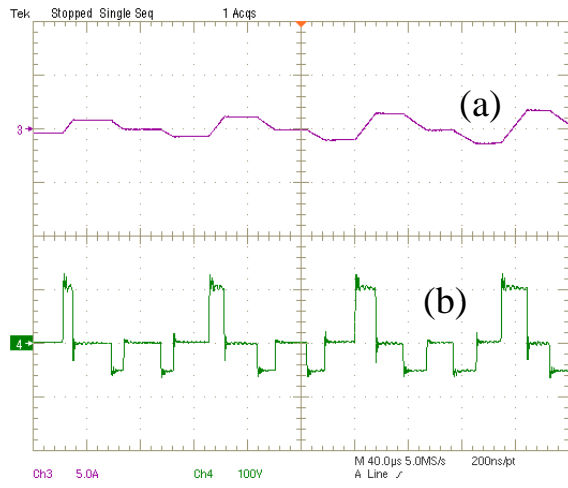


Fig. 198 - (a) Detalhe da corrente no indutor para $D=(0;1/3)$ (b) Detalhe da tensão na bobina do indutor para $D=(0;1/3)$.

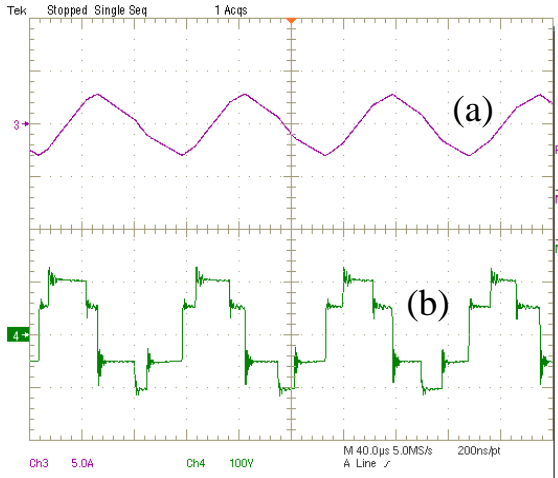


Fig. 199 - (a) Detalhe da corrente no indutor para $D=(1/3;0,5)$ (b) Detalhe da tensão na bobina do indutor para $D=(1/3;0,5)$.

A Fig. 200 mostra a foto do conversor NPC monofásico com célula de acoplamento indutivo implementado.

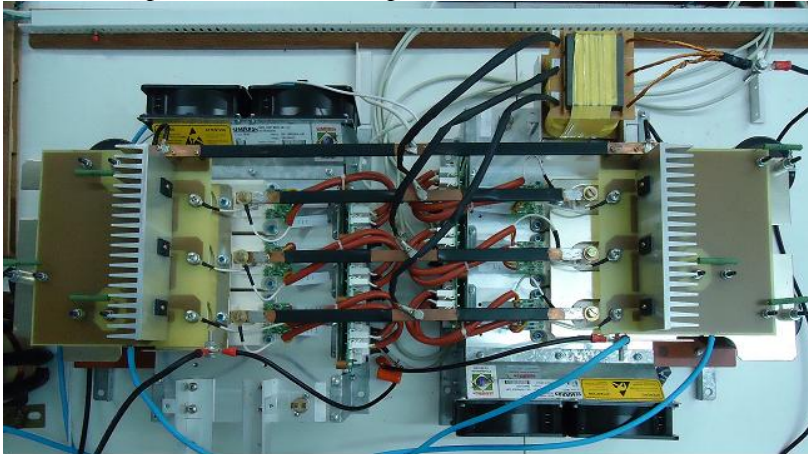


Fig. 200 – Foto da estrutura implementada.

7.4. Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais de dois conversores empregando a célula de acoplamento

indutivo. O primeiro deles, um conversor VSI, CC-CA trifásico de 15 kW. A segunda estrutura implementada foi um conversor NPC CC-CA monofásico de 5 kW.

Inicialmente todos os esquemas elétricos foram mostrados, tanto do estágio de potência como dos circuitos das fontes auxiliares e geração e condicionamento de sinais.

Posteriormente apresentou-se o dimensionamento e construção do indutor trifásico acoplado.

Para finalizar mostraram-se os resultados obtidos a partir dos protótipos implementados. As formas de onda mais relevantes foram apresentadas e comentadas e verificou-se grande semelhança entre as análises teóricas e os resultados obtidos experimentalmente. Os conversores apresentaram bom funcionamento, sem presença de ruídos e não se verificou desequilíbrios significativos nas correntes do indutor acoplado.

Conclusão Geral

O emprego da célula de acoplamento indutivo aplicada a conversores clássicos mostrou-se eficiente na redução da distorção harmônica, redução da tensão de modo comum e redução dos esforços de corrente nos interruptores. Neste trabalho de Tese foram propostos dois novos conversores aplicando a célula de acoplamento indutivo; os resultados obtidos a partir das análises demonstraram que:

- A componente de alta frequência da tensão na carga é sempre 3 vezes a frequência de comutação dos interruptores;
- A corrente máxima em um braço do conversor é aproximadamente $1/3$ da corrente máxima da fase;
- Há indício de redução da amplitude dos níveis da tensão de modo comum;
- Há redução significativa da amplitude dos níveis da tensão de linha na carga;
- Há aumento significativo do número de níveis da tensão de linha na carga;
- Os tempos de condução dos interruptores comandados são simétricos considerando um ciclo completo da componente de baixa frequência;
- As duas estruturas propostas apresentaram grande robustez na operação e não ocorreram diferenças significativas entre os resultados teóricos, de simulação e experimentais;

De maneira geral, é possível estabelecer uma relação de causa/conseqüência para cada resultado obtido.

O fato da componente de alta frequência ser três vezes o valor da frequência de comutação faz com que haja redução do volume do filtro de saída, sem que para isso haja aumento das perdas por comutação.

Como a corrente em um braço é reduzida à $1/3$ da corrente de fase, é possível obter potências de saída significativamente superiores considerando interruptores com as mesmas especificações.

A possibilidade de redução dos valores da tensão de modo comum faz com que haja redução na interferência eletromagnética conduzida. Isso favorece a adequação às normas de interferência eletromagnética.

O aumento do número de níveis e a redução do valor de cada nível da tensão de linha na carga favorecem a redução dos esforços de

filtragem, ou seja, redução do volume e custo do filtro de saída. O elevado número de níveis e o reduzido valor de cada nível fazem com que estas estruturas sejam bem adaptadas para acionamento de máquinas elétricas, neste caso sem emprego do filtro de saída. Outra característica interessante para a aplicação em máquinas elétricas é a redução de problemas com isolamento e correntes pelos mancais.

A simetria nos tempos de condução dos interruptores faz com que a distribuição das perdas seja equilibrada. Isso favorece aspectos como ventilação e faz com que as características de todos os interruptores permaneçam praticamente iguais mediante variação da temperatura de operação.

A Tabela 29 mostra a comparação das características dos conversores “NPC de 3 níveis” e “vsi” com célula de acoplamento indutivo e sem o emprego da célula de acoplamento indutivo.

Tabela 29 – Comparativo das características da tensão de modo comum e da tensão de linha nos conversores “NPC” e “vsi” empregando-se a célula de acoplamento indutivo.

		NPC de 3 níveis	NPC com célula de acoplamento indutivo	vsi	Vsi com célula de acoplamento indutivo
Vn0	n° de níveis	5	5	4	6
	Amplitude de cada nível	$V_{cc}/6$	$V_{cc}/18$	$V_{cc}/3$	$V_{cc}/9$
	Amplitude máxima	$V_{cc}/3$	$V_{cc}/9$	$V_{cc}/2$	$5V_{cc}/18$
	frequência	f_s	$3f_s$	f_s	$3f_s$
Vab	n° de níveis	5	13	3	7
	Amplitude de cada nível	$V_{cc}/2$	$V_{cc}/6$	V_{cc}	$V_{cc}/3$
	Amplitude máxima	V_{cc}	V_{cc}	V_{cc}	V_{cc}
	frequência	f_s	$3f_s$	f_s	$3f_s$

A partir dos resultados apresentados na Tabela 29 verifica-se que o emprego da célula de acoplamento indutivo em conversores clássicos produz significativa melhora na qualidade da tensão de saída.

Importante destacar que não foram observados desequilíbrios significativos nas correntes das bobinas do indutor trifásico acoplado.

Todas essas características foram obtidas empregando-se modulações conhecidas e de simples implementação em DSP.

Trabalhos Futuros

Como possibilidade de trabalhos futuros pode-se relacionar:

- Implementação das estruturas em malha fechada operando como inversor e retificador;
- Estudo e dimensionamento do filtro de saída;
- Implementação empregando modulação vetorial e controle vetorial;
- Estudo detalhado das perdas;
- Estudo da modulação com vistas à otimização das perdas nos semicondutores;
- Estudo do desequilíbrio das correntes nas bobinas do indutor trifásico acoplado.

Referências Bibliográficas

- [1] BASCOPE, Grover V. Torrico; BARBI, Ivo. **Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells.** Power Electronics Specialists Conference - PESC, vol. 2, pp. 858-863, June 2000.
- [2] BASCOPE, Grover V. Torrico. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Célula de Comutação de Três Estados.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2001.
- [3] BRAGA, H. A. C. **Conversores Multiníveis em Corrente.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 1996.
- [4] DESCHAMPS, Eduardo. **Conversores CC-CC Isolados de Alta Tensão de Entrada.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 1999.
- [5] VORPERIAN, V. **Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode.** IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, pp. 490-496, May 1990.
- [6] VORPERIAN, V. **Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part II: Discontinuous Conduction Mode.** IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, pp. 497-505, May 1990.
- [7] BRAGA, H. A. C.; Barbi, Ivo. **Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão.** Revista SBA – Controle & Automação, vol. 11, no. 01, Jan/Abr., 2000.
- [8] BRICHANT, F. **Électronique de Puissance.** Agence Parisienne de Distribution, Paris, 1977.
- [9] LEE, P.-W.; LEE Y.-S.; CHENG, D. K. W.; LIU; X.-C. **Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 4, pp. 787-795, Aug., 2000.

- [10] SHIN, H.-B.; PARK, J.-G.; CHUNG, S.-K.; LEE, H.-W.; LIPO, T. A. **Generalised Steady-State Analysis of Multiphase Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors**. Electric Power Application, IEE Proceedings, vol. 152, no. 3, pp. 584-594, May, 2005.
- [11] SHIN, H.-B.; JANG, E.-S.; PARK, J.-G.; LEE, H.-W.; LIPO, T.A. **Small-Signal Analysis of Multiphase Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors**. Electric Power Applications, IEE Proceedings, vol. 152, issue 5, pp. 1161 - 1170, Sep., 2005.
- [12] UEDA, F.; MATSUI, K.; ASAO, M.; TSUBOI, K. **Parallel-Connections of Pulsewidth Modulated Inverters Using Current Sharing Reactors**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 6, pp. 673-679, Nov., 1995.
- [13] LABOURÉ, E.; MEYNARD, T. A.; FOREST, F.; HUSELSTEIN, J.-J. **Multicell Interleaved Flyback Using Intercell Transformers**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no 5, pp. 1662-1671, Sep. 2007.
- [14] LABOURÉ, E.; CUNIÈRE, A.; MEYNARD, T. A.; FOREST, F.; SARRAUTE, E. **A Theoretical Approach to InterCell Transformers, Application to Interleaved Converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no 1, pp. 464-474, Jan., 2008.
- [15] LI, J.; SULLIVAN, C. R.; SCHULTZ, A. **Coupled-Inductor Design Optimization for Fast-Response Low-Voltage DC-DC Converters**. Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, pp.817-823, 2002.
- [16] SALMON, J.; Knight, A.; EWANCHUK, J.; NOOR, N. **Multi-Level Single Phase Boost Rectifiers using Coupled Inductors**. Power Electronics Specialist Conference - PESC, pp. 3156-3163, Jun., 2008.
- [17] SALMON, J.; KNIGHT, A.; EWANCHUK, J. **Single Phase Multi-Level PWM Inverter Topologies using Coupled Inductors**. Power Electronics Specialist Conference, PESC, pp. 3156-3163, Jun., 2008.
- [18] SALMON, J.; KNIGHT, A.; EWANCHUK, J. **Coupled Three-Phase Inductors for Interleaved Inverter Switching**. IEEE

- Transactions on Magnetics, vol. 44, no 11, pp. 4119-4122, Nov., 2008.
- [19] SALMON, J.; KNIGHT, A.; EWANCHUK, J. **Single-Phase Multilevel PWM Inverter Topologies Using Coupled Inductors**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no 5, pp. 1259-1266, May, 2009.
- [20] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, I. **A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sep/Oct., 1981.
- [21] ROJAS, R.. **Study of PWM Controlled Multilevel Inverter Systems**. Tese de Doutorado, University of Tokushima, Japão, 1996.
- [22] PERAÇA, Mauro Tavares; BARBI, Ivo. **The Generation of DC-DC Converters using new Three-Terminal Multiple-State Cells**. Power Electronics Specialist Conference - PESC, pp. 2657-2663, 2005.
- [23] PERAÇA, Mauro Tavares; BARBI, Ivo. **Three-Level Half-Bridge Inverter Based on the Three-State Switching Cell**. INDUSCON, Recife, Brazil, 2006.
- [24] PERAÇA, Mauro Tavares; BARBI, Ivo. **Four-Level Half Bridge Inverter Based on the Y- Δ Four-Stage Switching Cell**. 9^o. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP, pp. 907-912, Set/Out., 2007.
- [25] PERAÇA, Mauro Tavares. **Conversores Utilizando Célula de Comutação de Quatro Estados**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [26] MCLYMAN, C. Wm. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. Third Edition, California, USA, 2004.
- [27] BAKER, R. H.. **Bridge converter circuit**. Exxon Research & Engineering Company, Florham Park, N. J. U. S. Patent, 1981.
- [28] CORZINE, K. A.; BAKER, J. R.. **Multilevel Voltage-Source Duty-Cycle Modulation: Analysis and Implementation**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 5, pp. 1009-1016, Oct., 2002.

- [29] KIM, J.-H.; SUL, S.-K.; ENJETI, P. N. **A Carrier-Based PWM Method With Optimal Switching sequence for a Multilevel Four-Leg Voltage-Source Inverter.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 4, pp. 1239-1248, Jul/Aug., 2008.
- [30] DU, Z.; TOLBERT, L. M.; OZPINECI, B.; CHIASSON, J. **Fundamental Frequency Switching Strategies of a Seven-Level Hybrid Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter.** IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 1, pp. 25-33, Jan. 2009.
- [31] SONG, S. G.; KANG, F. S.; PARK, S.-J. **Cascaded Multilevel Inverter Employing Three-Phase Transformer and Single DC Input.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 2005-2014, Jun., 2009.
- [32] ZHANG, H.; JOUANNE, A. V.; DAÍ, S.; WALLACE, A. K.; WANG, F. **Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages.** IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 6, pp. 1645-1653, Nov/Dec., 2000.
- [33] HAUSMANN, Romeu; BARBI, Ivo. **Three-phase multilevel bidirectional DC-AC converter using three-phase coupled inductors.** Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE. IEEE, pp 2160 – 2167, September, 2009.
- [34] HAUSMANN, Romeu; BARBI, Ivo. **Three-phase multi-level DC-AC converter using three-phase, coupled inductors.** Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP '09, pp. 332 – 339, Set/Out., 2009.
- [35] HAUSMANN, Romeu; BARBI, Ivo. **Three-phase NPC inverter using three-phase coupled inductor.** Industrial Electronics, IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, pp. 913 – 918, Nov., 2009.
- [36] RODRÍGUEZ, J. **Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945, Dec., 2007.

- [37] RODRÍGUEZ, J.; LAI, J-S.; PENG, F. Z.. **Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications.** IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 49, no.4, pp. 724-738, Aug., 2002.
- [38] HAUSMANN, Romeu; BARBI, Ivo. **Three-Phase DC-AC Converter Using Four-State Switching Cell.** IEEE Transactions on Power Electronics, vol.26, pp. 1857 – 1867, 2011.