

TESE DE DOUTORADO Nº 009

**TÉCNICAS DE MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSO
VETORIAL PARA INVERSORES MULTINÍVEIS**

Marcos Antônio Severo Mendes

DATA DA DEFESA: 15.12.2000

Universidade Federal de Minas Gerais
Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Técnicas de Modulação em Largura de Pulso Vetorial para Inversores Multiníveis

por

Marcos Antônio Severo Mendes

Tese submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica

Orientadores:

Prof. Pedro Francisco Donoso Garcia, Dr

Prof. Paulo Fernando Seixas, Dr

Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil

©Marcos Antonio Severo Mendes, 2000

**"Técnicas de Modulação em Largura de Pulso Vetorial
para Inversores Multiníveis"**

Marcos Antônio Severo Mendes

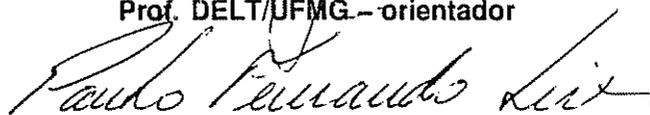
Tese de Doutorado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 15 de dezembro de 2000.

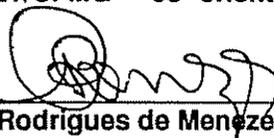
Por:



Pedro Francisco Donoso Garcia – Dr.
Prof. DELT/UFMG – orientador



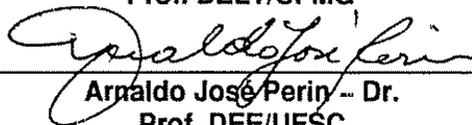
Paulo Fernando Seixas – Dr.
Prof. DELT/UFMG – co-orientador



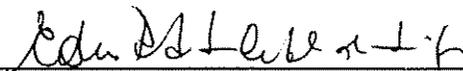
Benjamim Rodrigues de Menezes – Dr.
Prof. DELT/UFMG



Porfírio Cabaleiro Cortizo – Dr.
Prof. DELT/UFMG



Arnaldo José Perin – Dr.
Prof. DEE/UFSC



Edison Roberto Cabral da Silva – Dr.
Prof. DEE/UFPB

Resumo

Este trabalho apresenta inicialmente, um levantamento das estruturas dos Conversores Multiníveis descritos na literatura, apontando particularidades quanto aos princípios de funcionamento das principais topologias, técnicas de comando, bem como suas aplicações.

Posteriormente, é realizada a análise e modelagem do conversor do tipo *neutro grampeado* de três níveis. A partir deste modelo, é proposto um *novo método de MLP vetorial*. Nesta técnica de modulação, considera-se simultaneamente as restrições relativas à redução do conteúdo harmônico, tempo mínimo de condução e corte das chaves e equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento C.C.. Além disso, as larguras dos pulsos de comando das chaves do inversor são determinadas diretamente pela solução de um conjunto de equações algébricas, sem a necessidade de se utilizar tabelas de seleção dos padrões de chaveamento, possibilitando a implementação da modulação MLP vetorial de uma forma mais simples. O funcionamento do método de MLP vetorial proposto foi comprovado com resultados de simulação.

Uma interface MLP para implementação da modulação vetorial proposta é realizada através de um CI em lógica programável (FPGA). É apresentado também, uma implementação utilizando DSP. Em seguida, são mostrados e discutidos os resultados experimentais.

Finalmente, são propostas e analisadas topologias de conversores C.C-C.C três níveis com comutação suave em ampla faixa de carga.

Sumário

Resumo	i
Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	xv
Nomeclatura	xvii
1 Introdução Geral	1
1.1 Objetivos da Tese	4
1.1.1 Objetivos Gerais	4
1.1.2 Objetivos Específicos	4
1.2 Descrição do texto	5
2 Topologias de Inversores Multiníveis e comando MLP: Uma Revisão	7
2.1 Introdução	7
2.2 Inversores multiníveis	7
2.2.1 Conversor com neutro grampeado	11
2.2.2 Conversor com Capacitor Flutuante	14
2.2.3 Conversores em Cascata com Fontes C.C. Separadas	17
2.3 Técnicas de Modulação por Largura de Pulso - MLP	19
2.3.1 MLP por Eliminação de Harmônicos	20

2.3.2	MLP Natural	22
2.3.3	MLP Vetorial	23
2.4	Conclusões	26
3	Descrição do Método de MLP Proposto para Conversores Multiníveis	28
3.1	Introdução	28
3.2	O inversor a três níveis com neutro grampeado	29
3.3	Equações gerais da MLP proposta	32
3.4	Padrões de Chaveamento para a Setor A	34
3.4.1	Efeito dos vetores tensão do inversor na tensão dos capacitores	35
3.4.2	Padrão de chaveamento para a região 1A	36
3.4.3	Padrão de chaveamento para a região 2A	41
3.4.4	Padrão de Chaveamento para a região 3A	43
3.4.5	Padrão de chaveamento para a região 4A	45
3.5	Região de Sobremodulação	47
3.6	Generalização dos resultados	52
3.6.1	Algoritmo Completo	54
3.7	Resultados de Simulação	55
3.7.1	Resultados para a frequência de chaveamento de $720Hz$	56
3.7.2	Resultados para a frequência de chaveamento de $1440Hz$	60
3.7.3	Comparação de desempenho entre o método de MLP vetorial proposto e o MLP natural	65
3.8	Conclusões	66
4	MLP Vetorial com Restrições de Tempo Mínimo de Condução e Corte	68
4.1	Introdução	68
4.2	Domínio da MLP com restrições nos tempos mínimos de condução e corte	69
4.3	Padrões de chaveamento considerando os tempos mínimos de condução e corte	71

4.3.1	Padrões de chaveamento para as Regiões 5, 6 e 7	72
4.4	Região de Sobremodulação	78
4.5	Algoritmo Completo	79
4.6	Resultados de Simulação	83
4.6.1	Resultados para a frequência de chaveamento de $720Hz$	84
4.6.2	Resultados para a frequência de chaveamento de $1440Hz$	88
4.7	Conclusões	90
5	Controle da Flutuação de Tensão no Tap-central	93
5.1	Introdução	93
5.2	Descrição do controle da tensão do tap-central	94
5.2.1	Controlador Proporcional-intergral da tensão do tap-central	96
5.2.2	Controlador liga/desliga da tensão do tap-central	97
5.3	Equações da MLP para o Setor A	98
5.3.1	Cálculo das Larguras dos Pulsos para a Região 1A	98
5.3.2	Cálculo das Larguras dos Pulsos para a Região 2A	100
5.3.3	Cálculo das Larguras dos Pulsos para a região 3A	101
5.3.4	Cálculo das Larguras dos Pulsos para a região 4A	103
5.4	Resultados de Simulação	104
5.4.1	Resultados de simulação para o controlador Proporcional-Intergral	106
5.4.2	Resultados de simulação para o controlador liga/desliga	107
5.5	Conclusões	107
6	Interface MLP	110
6.1	Introdução	110
6.2	Princípio de funcionamento da Interface MLP	111
6.3	Implementação dos métodos de MLP propostos utilizando DSP	114
6.4	Conclusão	117

7	Resultados Experimentais	118
7.1	Introdução	118
7.2	Resultados experimentais do método 1	119
7.3	Resultados experimentais do Método 2	124
7.4	Resultados experimentais do Método 3	128
7.5	Conclusões	130
8	Conversores CC-CC Multiníveis com Comutação não Dissipativa	131
8.1	Introdução	131
8.2	Conversores Três Níveis CC-CC ZVS-ZCS	132
8.2.1	Descrição do Circuito	133
8.2.2	Sequências de funcionamento	134
8.2.3	Resultados de Simulação	138
8.2.4	Resultados Experimentais	139
8.3	Topologias de Conversores CC-CC Polo Ressonante Multiníveis	144
8.4	Conclusões	145
9	Conclusão Geral e Proposta de Continuidade	147
A	Padrões de chaveamento com restrições de tempo mínimo de condução e corte - Regiões de 8 a 15	150
A.1	Introdução	150
A.2	Padrão de chaveamento para a Região 8	150
A.3	Padrão de chaveamento para a Região 9	151
A.4	Padrão de chaveamento para a Região 10	153
A.5	Padrão de chaveamento para a Região 11	154
A.6	Padrão de chaveamento para a Região 12	155
A.7	Padrão de chaveamento para a Região 13	156
A.8	Padrão de chaveamento para a Região 14	157

A.9	Padrão de chaveamento para a Região 15	158
B	Domínio das Soluções da MLP com Controle da Tensão do Tap-Central	160
B.1	Introdução	160
B.2	Domínio da Solução da região 1A	161
B.3	Domínio da Solução da região 2A	167
B.4	Domínio da Solução para a região 3A	169
B.5	Domínio da Solução para a região 4A	172
	Referências Bibliográficas	175

Lista de Figuras

2.1	Diagrama elétrico simplificado de um inversor PNG de três níveis a GTO.	12
2.2	Estados das chaves no inversor PNG de três níveis.	13
2.3	Vetores de Tensão do inversor PNG a três níveis.	13
2.4	Diagrama elétrico simplificado de um braço do inversor PNG de cinco níveis a GTO.	15
2.5	Diagrama elétrico simplificado de um Inversor com Capacitor Flutuante de três níveis a GTO.	16
2.6	Estados das chaves no Inversor com Capacitor Flutuante de três níveis.	17
2.7	Diagrama elétrico simplificado de um inversor em Cascata com Fontes C.C. Separadas de três níveis a GTO.	17
2.8	Diagrama elétrico simplificado de um inversor em Cascata com Fontes C.C. Separadas de 7 níveis a GTO.	18
2.9	Forma de onda da tensão de saída utilizando MLP por eliminação de harmônicos. . .	21
2.10	Formas de ondas da modulação MLP senoidal para um inversor a três níveis. . . .	23
2.11	Vetores de tensão do setor A da figura 2.3.	24
3.1	Diagrama elétrico simplificado de um inversor três níveis a GTO.	29
3.2	Sinal de comando c_x de um braço de inversor.	30
3.3	Vetores de Tensão do inversor a três níveis.	32
3.4	Configurações das chaves associadas a cada vetor tensão.	35
3.5	Vetores de tensão do setor A	36

3.6	Corrente nos capacitores para as configurações: (a)vetor V_4 -PPO (b)vetor V_4 -OON (c)vetor V_3 -PON (d)vetor V_1 -POO (e)vetor V_1 -ONN.	37
3.7	Padrão de chaveamento para a região 1A.	38
3.8	Limites da região 1A	41
3.9	Padrão de chaveamento para a região 2A.	42
3.10	Padrão de chaveamento para a região 3A.	44
3.11	Padrão de chaveamento para a região 4A.	46
3.12	Região de Sobremodulação	48
3.13	Trajetória do vetor tensão de referência na região de sobremodulação	50
3.14	Forma de onda da tensão fase neutro de referência na região de sobremodulação	51
3.15	Espectro harmônico da tensão fase neutro de referência na região de sobremodulação	51
3.16	Forma de onda da tensão fase neutro de referência na região de sobremodulação na MLP Natural	51
3.17	Espectro harmônico da tensão fase neutro de referência na região de sobremodulação na MLP Natural	51
3.18	Localização dos setores do inversor no tempo	53
3.19	Amplitude da componente fundamental x índice de modulação ($R = 12$).	56
3.20	Distorção harmônica total x índice de modulação ($R = 12$).	57
3.21	Sinais de comando da fase a para $m = 0,25$ ($f = 60Hz$, $R = 12$).	58
3.22	a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ ($f = 60Hz$, $R = 12$). b) Espectro harmônico	58
3.23	Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).	58
3.24	Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).	58
3.25	Tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C. ($E=300V$).	59
3.26	Sinais de comando da fase a para $m = 0,50$ ($f = 60Hz$, $R = 12$).	60
3.27	a) tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ ($f = 60Hz$, $R = 12$). b) Espectro harmônico	60
3.28	Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).	60
3.29	Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).	60

3.30	Tensão sobre um capacitor do barramento C.C. (E=300V).	61
3.31	Amplitude da componente fundamental x índice de modulação ($R = 24, f = 60Hz$).	61
3.32	Distorção harmônica total x índice de modulação, ($R = 24$).	62
3.33	Sinais de comando da fase a para $m = 0, 25$.	62
3.34	a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0, 25$. b) Espectro harmônico	62
3.35	Tensão fase-fase ($f = 60Hz, m = 0, 50, R = 12$).	63
3.36	Corrente de fase ($f = 60Hz, m = 0, 50, R = 12$).	63
3.37	Tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C. (E=300V).	63
3.38	Sinais de comando da fase a para $m = 0, 50$.	64
3.39	a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0, 50$. b) Espectro harmônico	64
3.40	Tensão fase-fase ($f = 60Hz, m = 0, 50, R = 24$).	64
3.41	Corrente de fase ($f = 60Hz, m = 0, 50, R = 24$).	64
3.42	Tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C. (E=300V).	64
3.43	Amplitude da componente fundamental x índice de modulação (- - -MLP natural, —-MLP vetorial proposto).	65
3.44	Distorção harmônica total x índice de modulação (- - -MLP natural, —-MLP vetorial proposto).	66
4.1	Regiões não realizáveis do inversor a três níveis considerando-se t_{on} e t_{off} mínimos.	70
4.2	Regiões do setor A do inversor a três níveis considerando-se t_{on} e t_{off} mínimos	72
4.3	Padrão de chaveamento para a região 5	73
4.4	Padrão de chaveamento para a região 6	75
4.5	Padrão de chaveamento para a região 7	77
4.6	Região de Sobremodulação com as restrições de tempo mínimo de condução e corte	78
4.7	Amplitude da componente fundamental x índice de modulação. (- - -com restrição, —-sem restrição)	84
4.8	Distorção harmônica total x índice de modulação. (- - -com restrição, —-sem restrição)	85
4.9	Sinais de comando da fase a para $m = 0, 25$.	86

4.10	a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0, 25$. b) Espectro harmônico	86
4.11	Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 12$).	86
4.12	Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 12$).	86
4.13	Tensão sobre um capacitor do barramento ($E=300V$).	87
4.14	Sinais de comando da fase a para $m = 0, 50$	87
4.15	a) Tensão v_{an} para $m = 0, 50$. b) Espectro harmônico	87
4.16	Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 12$).	88
4.17	Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 12$).	88
4.18	Tensão sobre um capacitor do barramento C.C. ($E=300V$).	88
4.19	Amplitude da componente fundamental x índice de modulação. (- - -com restrição, —sem restrição)	89
4.20	Distorção harmônica total x índice de modulação, ($R = 24$). (- - -com restrição, —sem restrição)	89
4.21	Sinais de comando da fase a para $m = 0, 25$	90
4.22	a) Tensão v_{an} para $m = 0, 25$. b) Espectro harmônico	90
4.23	Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 12$).	90
4.24	Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 12$).	90
4.25	Tensão sobre um capacitor do barramento C.C ($E=300V$).	91
4.26	Sinais de comando da fase a para $m = 0, 50$	91
4.27	a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0, 50$. b) Espectro harmônico	91
4.28	Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 24$).	92
4.29	Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 24$).	92
4.30	Tensão sobre um capacitor do barramento C.C. ($E=300V$).	92
5.1	Controlador PI para a variável atuante $p(k)$	97
5.2	Controlador PI para a variável atuante $q(k)$	97
5.3	Controlador liga/desliga para a variável atuante $p(k)$	97
5.4	Controlador liga/desliga para a variável atuante $q(k)$	97

5.5	Amplitude da componente fundamental x índice de modulação.	104
5.6	Distorção harmônica total x índice de modulação.	105
5.7	Tensão sobre os capacitores do barramento C.C (E=300V).	106
5.8	comportamento dinâmico da variável de controle $p(k)$	106
5.9	Tensão fase neutro sem o controle da tensão do tap-central.	107
5.10	Tensão fase neutro com o controle da tensão do tap-central.	107
5.11	Tensão sobre os capacitores do barramento C.C (E=300V).	108
5.12	comportamento dinâmico da variável de controle $p(k)$	108
5.13	Tensão fase neutro sem o controle da tensão do tap-central.	108
5.14	Tensão fase neutro com o controle da tensão do tap-central.	108
6.1	Diagrama em blocos da interface MLP.	111
6.2	Formas de onda do circuito da interface MLP	112
6.3	Diagrama em blocos do gerenciador de eventos EVA	115
6.4	Formas de onda do circuito da interface MLP	116
7.1	Sinais de comando do braço a para referências de tensão: $v_{an} = 0V$, $v_{bn} = 0V$ e $v_{cn} = 0V$ (canal-1: $C_{S_{1a}}$, canal-2: $-C_{S_{4a}}$).	119
7.2	Sinais de comando do braço a para referências de tensão: $v_{an} = 17V$, $v_{bn} = 0V$ e $v_{cn} = -17V$; (canal-1: $C_{S_{1a}}$, canal-2: $-C_{S_{4a}}$).	119
7.3	Amplitude da componente fundamental x índice de modulação ($R = 12$) (x x experimental, —- simulação).	120
7.4	Distorção harmônica total x índice de modulação ($R = 12$) (x x experimental, —-simulação).	120
7.5	Canal-1: sinal de comando da chave $C_{S_{1a}}$ Canal-2:tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ e $R = 12$	121
7.6	Espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ $R = 12$	121
7.7	Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).	122

7.8	Corrente da fase a ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).	122
7.9	Canal-1: sinal de comando da chave $C_{S_{1a}}$ Canal-2:tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ e $R = 12$	122
7.10	Espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ $R = 12$	122
7.11	Tensão fase-fase 100V/div ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).	123
7.12	Corrente da fase a ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).	123
7.13	Tensão sobre os capacitores do barramento C.C. para $m = 0,50$ e $R = 12$ (Canal-1: V_{c1} ; Canal-2: $V_{c1} + V_{c2}$).	123
7.14	Amplitude da componente fundamental x índice de modulação ($R = 12$) (x x experimental, — simulação).	124
7.15	Distorção harmônica total x índice de modulação ($R = 12$) (x x experimental, — simulação).	125
7.16	Canal-1: sinal de comando da chave $C_{S_{1a}}$ Canal-2:tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ e $R = 12$	126
7.17	Espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ $R = 12$	126
7.18	Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).	126
7.19	Corrente da fase a ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).	126
7.20	Canal-1: sinal de comando da chave $C_{S_{1a}}$ Canal-2:tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ e $R = 12$	127
7.21	Espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ $R = 12$	127
7.22	Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).	127
7.23	Corrente da fase a ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).	127
7.24	Tensão sobre os capacitores do barramento C.C. para $m = 0,50$ e $R = 12$ (Canal-1: V_{c1} ; Canal-2: $V_{c1} + V_{c2}$).	128
7.25	Tensões sobre os capacitores do barramento C.C. para $m = 0,50$ e $R = 12$ (Canal-1: V_{c1} ; Canal-2: V_{c2}).	129
7.26	Tensão fase-fase sem controle da tensão ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).	129

7.27	Tensão fase-fase com controle da tensão ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).	129
8.1	Conversor CC-CC multinível ZVS	132
8.2	Conversor CC-CC multinível ZVS-ZCS	133
8.3	Etapas de funcionamento do conversor CC-CC três níveis ZVS-ZCS.	137
8.4	Forma de onda dos comando de T_{D2} e Q_2	138
8.5	Forma de onda da corrente de saída, corrente e tensão no primário do transformador	139
8.6	Forma de onda da tensão e corrente no primário do transformador	140
8.7	Detalhe das forma de onda da tensão e corrente no primário do transformador	141
8.8	Forma de onda da tensão e corrente no secundário do transformador	141
8.9	Forma de onda da tensão e corrente no tiristor dual T_{D4}	142
8.10	Detalhe das formas de onda da tensão e corrente no tiristor dual T_{D4}	142
8.11	Formas de onda da tensão na entrada do Filtro de saída e corrente no secundário do transformador	143
8.12	Forma de onda das tensões $V_{T_{D4}}$ e $V_{T_{D3}} + V_{T_{D3}}$	143
8.13	Conversor CC-CC multinível ZVS-ZCS - Polo ressonante.	144
8.14	Conversor CC-CC multinível ZVS-ZCS - Polo ressonante.	145
8.15	Conversor CC-CC multinível ZVS-ZCS - Polo ressonante.	145
A.1	Padrão de chaveamento para a região 8	151
A.2	Padrão de chaveamento para a região 9	152
A.3	Padrão de chaveamento para a região 10	153
A.4	Padrão de chaveamento para a região 11	154
A.5	Padrão de chaveamento para a região 12	156
A.6	Padrão de chaveamento para a região 13	157
A.7	Padrão de chaveamento para a região 14	158
A.8	Padrão de chaveamento para a região 15	159
B.1	Região onde $\tau_{pa} \geq 0$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.	162

B.2	Região onde $\tau_{pa} \geq 0$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	163
B.3	Região onde $\tau_{pa}(k) + \tau_{na}(k) \leq T$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	164
B.4	Região onde $\tau_{pa}(k) + \tau_{na}(k) \leq T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	164
B.5	Região onde $\tau_{pb} > 0$ para $[-1 \leq p \leq 1]$	165
B.6	Região onde $\tau_{nb} > 0$ para $[-1 \leq q \leq 1]$	165
B.7	Região onde $\tau_{pb} + \tau_{nb} < T$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	165
B.8	Região onde $\tau_{pb} + \tau_{nb} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	165
B.9	Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	166
B.10	Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	166
B.11	Região onde $\tau_{pc} + \tau_{nc} < T$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	166
B.12	Região onde $\tau_{pc} + \tau_{nc} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	166
B.13	Região onde $\tau_{pa} > 0$ para $[-1 \leq q \leq 1]$	167
B.14	Região onde $\tau_{nb} > 0$ para $[-1 \leq q \leq 1]$	168
B.15	Região onde $\tau_{nb} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	168
B.16	Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $[-1 \leq q \leq 1]$	169
B.17	Região onde $\tau_{pa} > 0$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	170
B.18	Região onde $\tau_{pa} > 0$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	170
B.19	Região onde $\tau_{pa} + \tau_{pa} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	170
B.20	Região onde $\tau_{pa} + \tau_{pa} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	170
B.21	Região onde $\tau_{pb} + \tau_{nb} < T$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	171
B.22	Região onde $\tau_{pb} + \tau_{nb} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	171
B.23	Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	172
B.24	Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	172
B.25	Região onde $\tau_{nc} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	172
B.26	Região onde $\tau_{nc} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	172
B.27	Região onde τ_{pa} para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	173
B.28	Região onde τ_{pa} para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	174

B.29 Região onde τ_{pa} para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$	174
B.30 Região onde τ_{pa} para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$	174

Lista de Tabelas

2.1	Estados de um inversor a 3 níveis.	12
2.2	Estados de um inversor com capacitor flutuante de 3 níveis.	16
3.1	Estados de um inversor a 3 níveis.	30
3.2	Tabela de estados do inversor a 3 níveis.	31
3.3	Determinação dos setores do Inversor.	52
3.4	Determinação das regiões de um setor.	53
4.1	t_{on} e t_{off} das chaves do inversor	69
5.1	Lógica de controle com a variável atuante p	95
5.2	Lógica de controle com a variável atuante q	96
6.1	Programação da lógica das saídas de MLP do DSP.	117

Nomeclatura

n	Número de níveis dos conversores
S	Chaves estáticas
x	Subscrito relativo as fases ($x \in \{a, b, c\}$)
y	Subscrito relativo ao número das chaves ($y \in \{1, 2, 3, 4\}$)
a, b, c	Fases do sistema trifásico
v_{c1}	Tensão sobre o capacitor C_1
v_{c2}	Tensão sobre o capacitor C_2
t_{on}	Tempo de condução das chaves
t_{off}	Tempo de bloqueio das chaves
T_{min}	Tempo mínimo das chaves em t_{on} ou t_{off}
T	Período de chaveamento
T_{v1}	Tempo de aplicação do vetor V_1
V_d^*	Tensão de referência do eixo direto
V_q^*	Tensão de referência do eixo em quadratura
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	Tensões fase neutro
v_{xn}	Tensão fase neutro genérica
$\bar{v}_{an}, \bar{v}_{bn}, \bar{v}_{cn}$	Tensões fase neutro médias
$v_{an}^*, v_{bn}^*, v_{cn}^*$	Tensões fase neutro de referência
v_{xn}^*	Tensão fase neutro de referência genérica
$v_{an}^{*'}, v_{bn}^{*'}, v_{cn}^{*'}$	Tensões fase neutro de referência escalonadas

K_1, K_2	Fator de escalonamento das tensões de referência na região de sobremodulação
v_{ab}, v_{ac}, v_{bc}	Tensões fase fase
\bar{V}_{dq}^*	Vetor de tensão de referência médio em coordenadas dq
\bar{V}_{dq}	Vetor de tensão médio em coordenadas dq
\bar{C}_{dq}	Vetor de comando médio em coordenadas dq
i_a, i_b, i_c	Correntes nas fases a, b, c
I_d	Corrente do eixo direto
I_q	Corrente do eixo em quadratura
c_a, c_b, c_c	Sinais de comando das fases a, b e c
$\bar{c}_a, \bar{c}_b, \bar{c}_c$	Sinais de comando médio das fases a, b e c
c_x	Sinal de comando da fase generica
$C_{s_{yx}}$	Sinal de comando para uma das chave do inversor
\bar{C}_0	Componente de sequencia zero médio dos sinais de comando
P, O, N, A, B	Estados das chaves do inversor
τ_{px}	Tempo de permanência das chaves da fase generia no estado P
τ_{nx}	Tempo de permanência das chaves da fase generia no estado N
τ_{ox}	Tempo de permanência das chaves da fase generia no estado O
f	Frequência do vetor tensão de referência
ω	Frequência angular do vetor tensão de referência
R	Razão de frequência (1/fT)
m	índice de modulação
sig	Distorção harmônica total

Capítulo 1

Introdução Geral

Este trabalho foi desenvolvido no Laboratório de Eletrônica de Potência do Departamento de Engenharia Eletrônica da UFMG e tem como tema principal a análise dos inversores multiníveis e a proposta de novos métodos de modulação em largura de pulso (MLP) vetoriais para estes inversores.

Desde seu surgimento, os inversores multiníveis de tensão têm mostrado significativa superioridade sobre os inversores convencionais de dois níveis em aplicações de altas potências [25, 30, 23, 38, 15, 19, 6, 24, 31, 16, 41, 42]. Estas vantagens podem ser resumidas em :

- i) Para um inversor de n níveis e com uma tensão no barramento C.C. de valor E , a máxima tensão a ser suportada pelas chaves é igual a $E/(n - 1)$. Esta característica efetivamente aumenta em $(n - 1)$ vezes a potência de aplicação do inversor para uma dada chave estática, sem a necessidade de transformador ou associação de dispositivos em série.
- ii) Um inversor de n níveis apresenta na saída tensões fase-fase com $(n - 2)$ níveis a mais que um inversor convencional. Portanto, dispondo de maior número de níveis de tensão, pode-se sintetizar formas de onda com menor distorção harmônica.

Os conversores multiníveis foram primeiramente propostos como solução para sistemas de

acionamentos elétricos de alta potência e alto desempenho [25], sendo ainda hoje, a área onde mais se aplica esta topologia [23, 38, 15, 20]. No entanto, podemos citar os compensadores estáticos de reativos, utilizados para estabilizar linhas de transmissão e corrigir o fator de potência de cargas industriais, sistemas de transmissão de corrente contínua (HVDC) e filtros ativos de potência, como crescentes áreas de aplicação das topologias multiníveis [5, 42, 41]. Isto demonstra o grande potencial destes conversores para aplicações de alta tensão/potência.

No entanto, os inversores multiníveis possuem algumas limitações que devem ser cuidadosamente consideradas, a saber:

- i) Equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento C.C.:* Este equilíbrio das tensões é necessário para garantir a mesma tensão de bloqueio em cada uma das chaves e assegurar os níveis de tensão necessários ao correto funcionamento da modulação em largura de pulso;
- ii) Tempo mínimo de condução e corte das chaves:* Em inversores multiníveis a GTO, se estes tempos não são respeitados pode ocorrer a queima dos dispositivos. Estes tempos também são importantes em conversores que utilizam circuitos de ajuda à comutação.

Encontra-se, na literatura técnica, vários algoritmos de MLP para comando de inversores multiníveis: MLP por eliminação de harmônicos [25, 17], MLP natural [3, 6, 40, 24], MLP vetorial [16, 15, 12, 39]. As principais características de cada método são descritas abaixo:

MLP por eliminação de harmônicos: Esta técnica produz uma boa resposta estática com formas de onda das tensões de saída com baixa distorção harmônica e também com reduzidas perdas por chaveamento. Entretanto, este método, possui duas grandes desvantagens: O cálculo dos ângulos de comutação dos interruptores envolve a solução de um sistema de equações não lineares, tornando complexa sua implementação em tempo real com amplitude variável das tensões de saída. Além disto, este método não incorpora a função de equalização das tensões dos capacitores do barramento C.C. dos inversores multiníveis. *MLP natural:* Este

método de modulação por largura de pulso consiste basicamente na comparação de um sinal de referência (modulante), geralmente senoidal, com sinais triangulares (portadoras). O método de MLP natural produz uma boa resposta com reduzida distorção harmônica na tensão de saída do inversor. No entanto, esta técnica é limitada somente à implementação analógica, não sendo adequada à discretização. *MLP vetorial*: O comando MLP vetorial é baseado na síntese de um vetor de tensão médio pela aplicação dos vetores de tensão do inversor mais adequados. A escolha destes, depende da amplitude e fase do vetor de referência. Como é possível obter explicitamente as expressões para cálculo dos tempos de aplicação de cada vetor tensão do inversor, estes métodos são bem adaptados à implementação por programa.

Dentre os métodos de MLP, citados, o método vetorial tem-se mostrado o mais adequado para os inversores multiníveis. O equilíbrio das tensões dos capacitores do barramento C.C. e o tempo mínimo de condução e corte das chaves, está estreitamente relacionado com a sequência de aplicação (padrão de chaveamento) e com o tempo de aplicação de cada vetor tensão do inversor. Portanto, a solução para estes dois problemas, inerentes aos conversores multiníveis, pode ser incorporada nos métodos de MLP vetoriais.

Entretanto, os métodos apresentados na literatura técnica para a MLP vetorial, utilizam procedimentos indiretos e complexos para a seleção e cálculo dos tempos de aplicação dos vetores de tensão do inversor.

Tradicionalmente, nos algoritmos de MLP vetorial, determina-se inicialmente a região onde situa-se a extremidade do vetor tensão de referência. Em seguida calcula-se o tempo de aplicação de cada um dos três vetores tensão do inversor mais próximos do vetor de referência. Estes cálculos normalmente envolvem funções trigonométricas. Define-se então a sequência de aplicação destes vetores em um período de MLP através de uma tabela de padrões de chaveamento previamente estabelecida para cada região. Finalmente, são determinadas as larguras dos sinais de comando para cada braço do inversor.

Este método, como tradicionalmente implementado, embora muito poderoso na redução de

harmônicos e aproveitamento do inversor, torna-se rapidamente pouco atrativo com o aumento do número de níveis do inversor. Uma vez que o número de vetores aumenta, a detecção da região onde se encontra o vetor de referência torna-se uma tarefa muito complicada e a tabela com os respectivos padrões de chaveamento torna-se muito grande. Por exemplo, enquanto um inversor de três níveis apresenta 24 regiões, um inversor de quatro níveis terá 54 regiões.

1.1 Objetivos da Tese

1.1.1 Objetivos Gerais

O objetivo principal deste trabalho é propôr um *novo método de MLP vetorial*. Neste método, a largura dos pulsos de comando das chaves do inversor são determinadas diretamente pela solução de um conjunto de equações algébricas, sem a necessidade de se utilizar tabelas de seleção dos padrões de chaveamento, possibilitando a implementação da modulação MLP vetorial de uma forma mais simples. No desenvolvimento deste método de modulação é proposto um modelo matemático para descrição do conversor. Este modelo permite considerar simultaneamente as restrições relativas à redução do conteúdo harmônico, tempo mínimo e máximo de condução das chaves e equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento C.C. na formulação do método de modulação.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Estudo e desenvolvimento de um novo método de comando por Modulação em Largura de Pulsos Vetorial (MLP Vetorial) para conversores a três níveis, objetivando a obtenção de formas de onda das tensões de saída com baixo conteúdo harmônico e minimizando o desequilíbrio das tensões nos capacitores do barramento C.C.;
- Inclusão no método de MLP vetorial das restrições de tempo mínimo de condução e corte das chaves;

- Inclusão no método de MLP vetorial de variáveis de atuação nas tensões dos capacitores do barramento C.C.;
- Controle em malha fechada do desequilíbrio de tensões nos capacitores do barramento C.C.;
- Implementação de protótipo de um inversor a três níveis trifásico empregando o método de comando MLP Vetorial desenvolvido.

1.2 Descrição do texto

Neste primeiro capítulo, buscou-se mostrar a relevância do tema, sempre presente na literatura atual, bem como os objetivos e as propostas de estudos relativos aos inversores multiníveis.

No capítulo 2 é feita uma análise qualitativa das principais topologias de inversores multiníveis descritas na literatura técnica mostrando seus princípios de funcionamento e respectivas limitações. Em seguida são apresentadas as características desejáveis das técnicas de comando MLP para inversores multiníveis. Finalmente, são também apresentados os métodos de MLP mais utilizados no comando de inversores multiníveis, destacando-se seus defeitos e qualidades.

No capítulo 3 é realizada a análise e modelagem do conversor do tipo *neutro grampeado* de três níveis. A partir deste modelo, o método de MLP vetorial é então deduzido, visando inicialmente apenas a redução do conteúdo harmônico das tensões de saída e o controle em malha aberta das tensões dos capacitores. Em seguida é determinado o domínio de validade desta solução. Ao final do capítulo é apresentado o algoritmo completo do método de MLP vetorial proposto e os resultados de simulações.

No capítulo 4 são determinadas as regiões do inversor onde os vetores tensão de referência conduzem a larguras dos pulsos de comando das chaves proibitivas. A solução apresentada no capítulo 3 é então modificada incluindo-se na solução a restrição de tempos mínimos de condução e corte das chaves. Ao final do capítulo são apresentados resultados de simulação.

No capítulo 5 o método de MLP é novamente modificado, introduzindo-se variáveis para controle em malha fechada das tensões nos capacitores do barramento C.C..

No capítulo 6 são apresentadas, em linhas gerais, duas propostas de implementação dos métodos de MLP, utilizando uma interface especialmente desenvolvida para o barramento ISA do PC ou usando processadores digitais de sinais (DSP).

Os resultados experimentais são apresentados e discutidos no capítulo 7.

No capítulo 8 são propostas e analisadas topologias de conversores C.C.- C.C. três níveis com comutação suave em ampla faixa de carga.

Finalmente, no capítulo 9 serão apresentadas as conclusões gerais e propostas de continuação dos estudos.

Capítulo 2

Topologias de Inversores Multiníveis e comando MLP: Uma Revisão

2.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica sobre as possíveis topologias para os conversores multiníveis juntamente com as principais técnicas de comando MLP. A análise qualitativa das diversas estruturas de inversores multiníveis permite deduzir as especificações dos métodos de modulação em largura de pulsos para comando destes conversores. Uma breve discussão das diversas abordagens possíveis para o desenvolvimento de métodos de MLP justifica a escolha adotada neste trabalho.

2.2 Inversores multiníveis

O rápido desenvolvimento da indústria de semicondutores de potência resultou em um crescimento considerável da potência controlada pelos dispositivos eletrônicos, particularmente, dos transistores IGBT e GTO. Apesar, do aumento da tensão máxima suportável por estes componentes, este parâmetro ainda é o principal obstáculo para a sua utilização em sistemas de

média e alta tensão. Podemos citar as redes de alimentação de sistemas de tração ferroviária (1,5kV ou 3kV), alimentação de motores de média tensão (4,16kV), filtros ativos de potência e sistemas de FACTS (Flexible AC Transmission System) como possíveis campos de aplicação para conversores funcionando em média ou alta tensão.

Encontra-se na literatura técnica algumas soluções que podem ser utilizadas para estender as aplicações dos conversores estáticos a tensões acima das suportadas pelos semicondutores de potência atuais:

- a) O uso de transformadores;
- b) A conexão em série de semicondutores de potência;
- c) Conversores Multiníveis.

A utilização de transformadores para reduzir a tensão a níveis suportáveis pelos semicondutores é a solução óbvia para sistemas de alimentação em corrente alternada. Entretanto, apresenta dois inconvenientes: o primeiro é a necessidade de utilizar dois transformadores dimensionados para a potência máxima do sistema de alimentação. Um transformador reduzindo a tensão de entrada e outro elevando a tensão de saída do inversor para alimentar a carga. O segundo problema é o aumento das correntes nos componentes ativos, aumentando as perdas por condução [8, 9, 24].

Na solução de associar dispositivos semicondutores em série para aumentar a capacidade de bloqueio de tensão, a equalização das tensões nas chaves é dificultada pelos diferentes tempos de comutação dos componentes [9, 38]. Em baixas frequências de chaveamento a equalização das tensões pode ser realizada superdimensionando os circuitos de ajuda à comutação dos semicondutores (*snubbers*). Entretanto, o aumento da capacitância em paralelo com cada semicondutor incrementa as perdas nos resistores do circuitos de ajuda à comutação, diminuindo o rendimento dos conversores, além de aumentar o tempo de comutação [38]. Se o conversor precisa comutar em frequências mais elevadas outras técnicas devem ser utilizadas

para distribuir igualmente a tensão sobre os semicondutores associados em série, como por exemplo: sincronizar os instantes de comutação dos dispositivos [8] e agir sobre o comando dos componentes controlando os tempos de comutação das chaves [9, 2, 26, 10, 7, 8, 21].

O principal objetivo no comando de inversores de tensão é a obtenção de formas de onda de saída tão próximas quanto possível de ondas senoidais. No caso de acionamentos elétricos, as componentes harmônicas de corrente causadas por tensões não senoidais produzem além de perdas, interferência eletromagnética e pulsações de fluxo e de conjugado em máquinas de corrente alternada [3, 25, 23].

Nos inversores de dois níveis, a redução do conteúdo harmônico nas formas de onda de saída, é obtida principalmente, com o aumento da frequência de chaveamento. Em aplicações de alta tensão e potência, a frequência de chaveamento dos semicondutores de potência é limitada abaixo de alguns *khz*, devido ao aumento das perdas por comutação. Assim, a obtenção de formas de onda de saída com baixo conteúdo harmônico utilizando os inversores convencionais, torna-se mais difícil em tais aplicações. Outro problema provocado pelo aumento da frequência de chaveamento é a geração de interferência eletromagnética, que leva ao mal funcionamento de equipamentos eletro-eletrônicos vizinhos [23, 30, 32].

Os conversores multiníveis vêm sendo largamente estudados e utilizados em aplicações de alta tensão/potência. As principais razões para o crescente interesse em tais estruturas são a redução do conteúdo harmônico das tensões de saída e a possibilidade de sua conexão a sistemas de tensão elevada, sem a necessidade de utilização de transformadores ou da associação de semicondutores em série. Outra característica peculiar dos conversores multiníveis é a redução dos valores de dv/dt aplicados à carga e aos semicondutores. Nos inversores convencionais de dois níveis, a variação de tensão nos terminais dos semicondutores de um mesmo braço durante uma comutação é igual a tensão do barramento C.C. Nos conversores multiníveis esta variação é sempre igual ou menor que a metade da tensão do barramento C.C., o que torna os valores de dv/dt nos conversores multiníveis inferiores aos dos conversores convencionais [25, 30, 23, 38, 15, 19, 6, 24, 31, 16].

O interesse pela tecnologia de conversores multiníveis (VSI) foi despertado por Nabae e outros em 1981 [25], com a introdução da topologia do *conversor com neutro grampeado* de três níveis. Com este conversor obteve-se uma melhoria considerável no espectro harmônico das formas de onda das tensões de saída, quando comparado com o conversor convencional de dois níveis.

Posteriormente, o *conversor com neutro grampeado* de três níveis proposto por Nabae foi generalizado para estruturas n níveis por P.M. Bhagwat [1] e N.S. Choi [6]. Com o aumento do número de níveis, cresce o número de degraus na forma de onda de saída tornando-a mais próxima da onda senoidal. Além disso, o aumento do número de níveis permite a aplicação dos conversores estáticos em barramentos C.C. de tensões mais elevadas.

Uma estrutura alternativa para o *conversor com neutro grampeado* foi proposta por Meynard em [22]. Nesta nova topologia, chamada de *conversor a capacitor flutuante*, a tensão sobre as chaves é limitada utilizando capacitores grampeadores em lugar de diodos. Posteriormente, B.S. Suh [38] apresenta uma topologia híbrida com o objetivo de resolver o problema de equalização da tensão entre os capacitores do barramento C.C..

A obtenção de formas de onda de tensão multiníveis foi inicialmente realizada utilizando múltiplos conversores convencionais e transformadores. Deste modo as saídas dos diversos conversores são defasadas e somadas vetorialmente utilizando transformadores com múltiplos enrolamentos conectados em série. Entretanto, quando o número de níveis aumenta, esta conexão torna-se difícil de ser realizada pela necessidade de transformadores com muitos enrolamentos [18]. Como um método alternativo, M. Marchesoni [19] propôs a conexão em série de múltiplos inversores monofásicos sem a necessidade de transformadores. Este conversor multinível modular foi também investigado por F.Z. Peng [13, 29] na aplicação em compensadores estáticos de reativos. Nestes dois trabalhos, Peng faz também uma comparação entre os três conversores multiníveis citados acima. Em [18] T.A. Lipo apresenta uma estrutura multinível com inversores em cascata derivada da estrutura de Marchesoni. Neste trabalho são utilizadas s fontes separadas cujos valores são $V, 2V, 4V, \dots, 2^{(s-1)}V$. Com isso, para s

inversores em cascata a tensão de saída do conversor multinível tem $(2^{(s+1)} - 1)$ níveis distintos de tensão.

Portanto, existem basicamente três tipos de estruturas de conversores multiníveis citados na literatura :

1. conversor com neutro grampeado;
2. conversor com capacitor flutuante;
3. conversores em cascata com fontes de tensão C.C. separadas.

Estas topologias serão descritas nas próximas seções, ressaltando-se o princípio de funcionamento e suas vantagens e desvantagens.

2.2.1 Conversor com neutro grampeado

A figura 2.1 apresenta o diagrama elétrico simplificado do inversor de três níveis do tipo *neutro grampeado (PNG)*. Neste inversor a fonte de tensão E é ligada a um divisor de tensão capacitivo formado pelos capacitores C_1 e C_2 . O ponto médio dos dois capacitores, representado pela letra "O", é comumente chamado de *ponto de neutro* ou *tap-central*. Cada braço do inversor da figura 2.1 é constituído de quatro chaves a GTO com seus respectivos diodos em antiparalelo e dois diodos grampeadores ligados ao ponto de neutro. Estes diodos grampeadores são responsáveis em manter a tensão sobre as chaves igual a tensão dos capacitores ($E/2$).

Na tabela 2.1 são apresentados os possíveis estados das chaves de um braço do inversor e as respectivas tensões de saída relativas ao ponto N. Nesta tabela o subscrito x está associado ao braço do inversor, ($x \in \{a, b, c\}$).

A figura 2.2 mostra o caminho da corrente de carga para cada um dos possíveis estados das chaves para um braço do inversor *PNG*. A etapa da figura 2.2(a) representa o estado P , neste caso as chaves S_{1a} e S_{2a} estão conduzindo. A figura 2.2(b) mostra o estado O e na figura 2.2(c) o estado N .

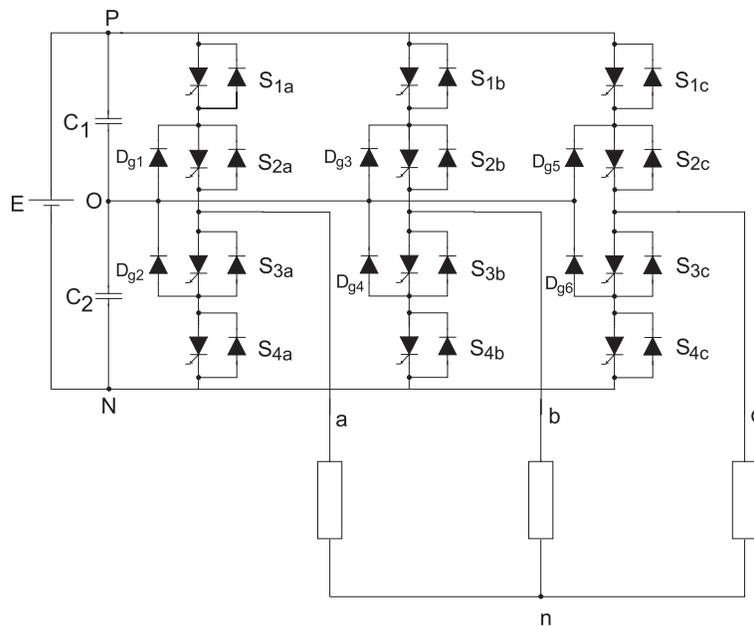


Figura 2.1: Diagrama elétrico simplificado de um inversor PNG de três níveis a GTO.

Tabela 2.1: Estados de um inversor a 3 níveis.

Estado	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	V_{xN}
P	ON	ON	OFF	OFF	E
O	OFF	ON	ON	OFF	E/2
N	OFF	OFF	ON	ON	0

Como mostrado na tabela 2.1 e na figura 2.2 existem três estados possíveis para as chaves de cada fase ou braço. Portanto, para um inversor trifásico o número total de configurações possíveis para as chaves nas três fases é igual a 27. Algumas destas configurações produzem os mesmos vetores espaciais de tensão. A figura 2.3 mostra os vetores espaciais de tensão que podem ser obtidos com uma estrutura de três níveis do tipo *neutro grampeado*.

Um problema inerente ao inversor tipo *PNG* é o desequilíbrio das tensões no divisor de tensão capacitivo [5, 14, 4]. Esse desequilíbrio gera distorções nas formas de onda das

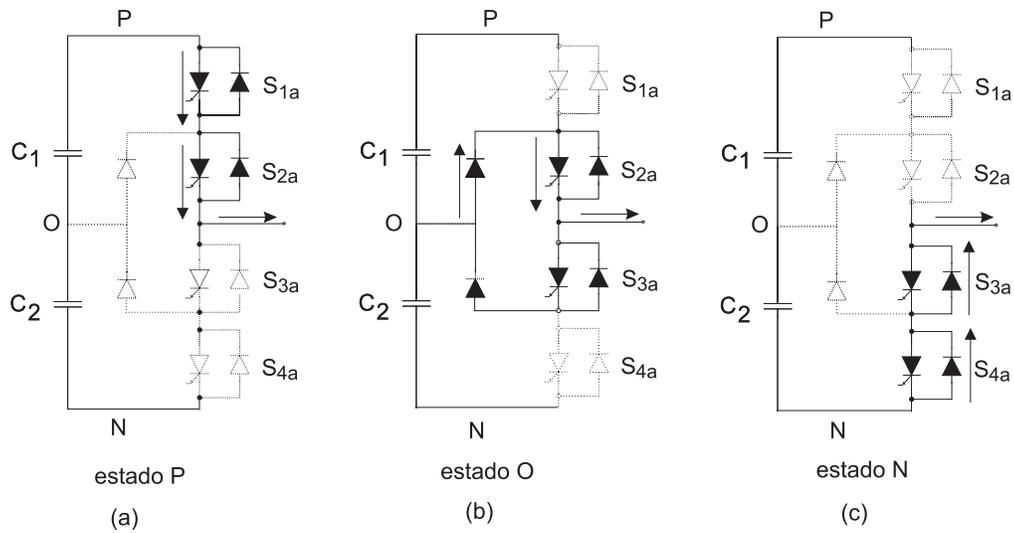


Figura 2.2: Estados das chaves no inversor PNG de três níveis.

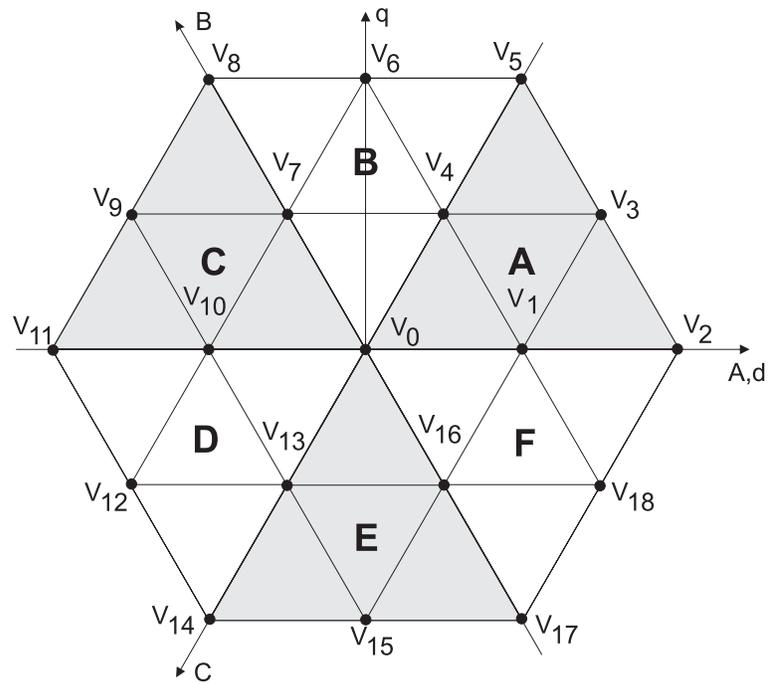


Figura 2.3: Vetores de Tensão do inversor PNG a três níveis.

tensões de saída, aumentando seu conteúdo harmônico, além de não distribuir uniformemente o estresse de tensão nos semicondutores de potência de um mesmo braço.

O inversor *PNG* da figura 2.1 pode ser generalizado para n níveis. Para isto necessita-se de $n - 1$ capacitores em série para produzir os n níveis de tensão a partir do barramento C.C.. A figura 2.4 mostra a estrutura de um braço do inversor *PNG* de 5 níveis de tensão.

Entretanto, quando o número de níveis do conversor aumenta, dois fatores devem ser considerados para o dimensionamento adequado dos semicondutores de potência: primeiro, os diodos grampeadores são submetidos a tensões superiores às das chaves. Por exemplo, no conversor da figura 2.4 com as chaves S_{5a}, S_{6a}, S_{7a} e S_{8a} fechadas, o diodo D_2 seria submetido a uma tensão reversa de $3E/4$, caso não houvessem dois outros diodos em série com ele. Nesta mesma condição, a tensão sobre cada uma das chaves S_{1a}, S_{2a}, S_{3a} e S_{4a} é igual a $E/4$, ($E/(n - 1)$). A conexão em série dos diodos grampeadores é portanto, realizada para garantir que cada um deles seja submetido a uma tensão reversa igual a das chaves. Portanto, se n é grande, o número de diodos grampeadores pode dificultar significativamente a implementação do conversor [13, 29].

Outro fator a ser considerado é que os tempos de condução das chaves de um braço em cada período são diferentes. No conversor da figura 2.4, por exemplo, a chave S_{1a} conduz somente durante o intervalo de tempo em que $V_{aN} = E$ enquanto, a chave S_{4a} só não conduz durante o intervalo em que $V_{aN} = 0$. Esta análise mostra que as correntes médias nas chaves de um mesmo braço são diferentes. Como, em geral os circuitos são projetados com chaves iguais, temos portanto, chaves sobre-dimensionadas [13, 29].

2.2.2 Conversor com Capacitor Flutuante

Uma alternativa para a estrutura dos conversores multiníveis é mostrada na figura 2.5. Esta estrutura é conhecida na literatura como *conversor com capacitor flutuante*.

Nesta estrutura, ao invés da divisão da fonte de tensão por capacitores e a utilização de diodos grampeadores, a alternativa foi empregar capacitores em cada braço do conversor. A tabela 2.2 lista os estados das chaves para um braço do inversor com capacitor flutuante de três níveis. Diferente do conversor *PNG*, a estrutura com *capacitor flutuante* apresenta

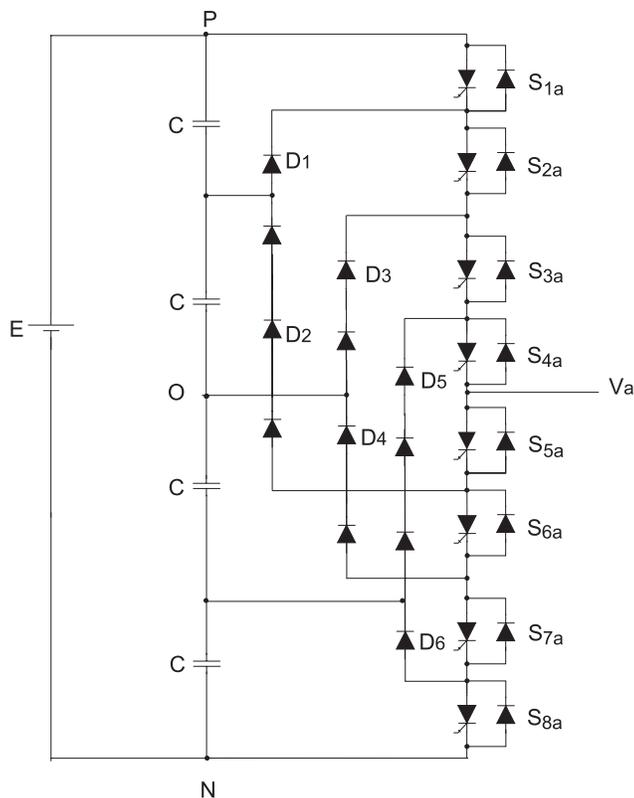


Figura 2.4: Diagrama elétrico simplificado de um braço do inversor PNG de cinco níveis a GTO.

quatro estados possíveis para as chaves de um braço, o que leva a um aumento do número de configurações das chaves de 27 para 64. Entretanto, os níveis de tensão de saída permanecem iguais aos da estrutura PNG, pois, quando a tensão no capacitor é igual a metade da tensão da fonte ($V_{cx} = E/2$), os estados A e B produzem a mesma tensão terminal de valor $E/2$.

A figura 2.6 mostra as etapas de condução das chaves e o caminho da corrente para cada estado das chaves. Os estados P e N não produzem nenhuma variação na tensão do capacitor. O estado A , com o sentido de corrente indicado, carrega o capacitor incrementando a tensão V_{cx} e o estado B diminui a tensão do mesmo capacitor. Portanto, a tensão V_{cx} pode ser controlada pela escolha adequada dos tempos de aplicação dos estados A e B , independente da condição de carga. Este controle não afeta a forma de onda de tensão gerada na saída do conversor, uma vez que os estados A e B produzem a mesma tensão terminal.

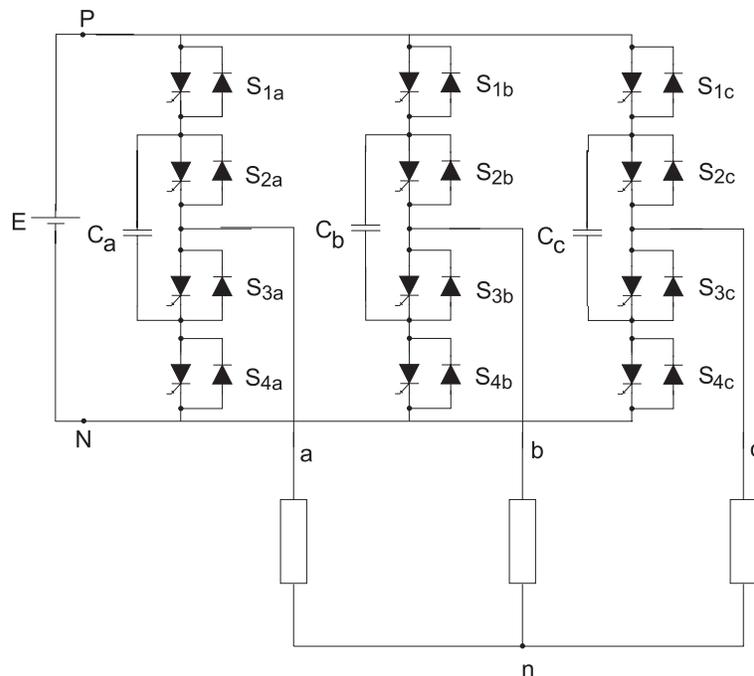


Figura 2.5: Diagrama elétrico simplificado de um Inversor com Capacitor Flutuante de três níveis a GTO.

Tabela 2.2: Estados de um inversor com capacitor flutuante de 3 níveis.

Estado	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	V_{xN}
P	ON	ON	OFF	OFF	E
A	ON	OFF	ON	OFF	$E - V_{cx}$
B	OFF	ON	OFF	ON	V_{cx}
N	OFF	OFF	ON	ON	0

Com o aumento do número de níveis nesta estrutura é necessária, a conexão de alguns capacitores em série quando se utiliza capacitores com tensão nominal igual à das chaves. O motivo é o mesmo da conexão em série de diodos na estrutura *PNG*, ou seja, os capacitores são submetidos a níveis de tensão superiores aos das chaves.

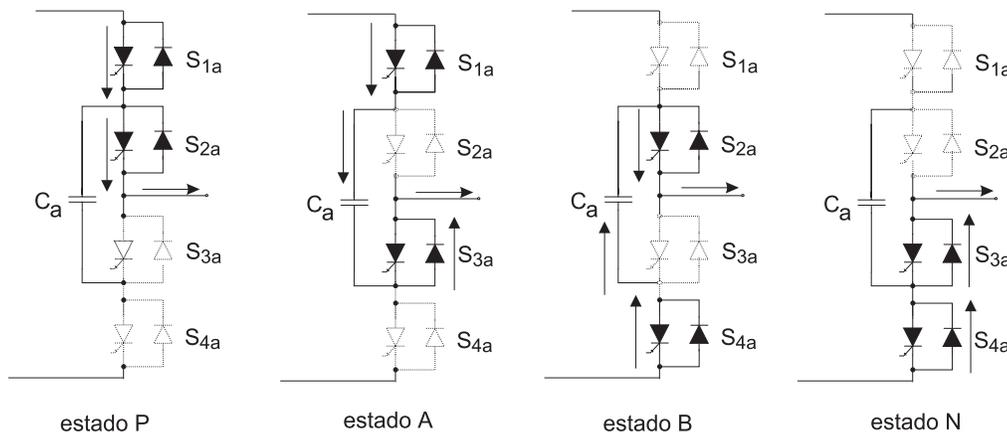


Figura 2.6: Estados das chaves no Inversor com Capacitor Flutuante de três níveis.

2.2.3 Conversores em Cascata com Fontes C.C. Separadas

A figura 2.7 mostra a estrutura básica de um conversor em cascata trifásico de três níveis. Neste inversor cada fonte de tensão $E/2$ está associada a um inversor monofásico em ponte completa. As tensões de saída dos inversores monofásicos pode assumir três valores $+E/2$, 0 e $-E/2$.

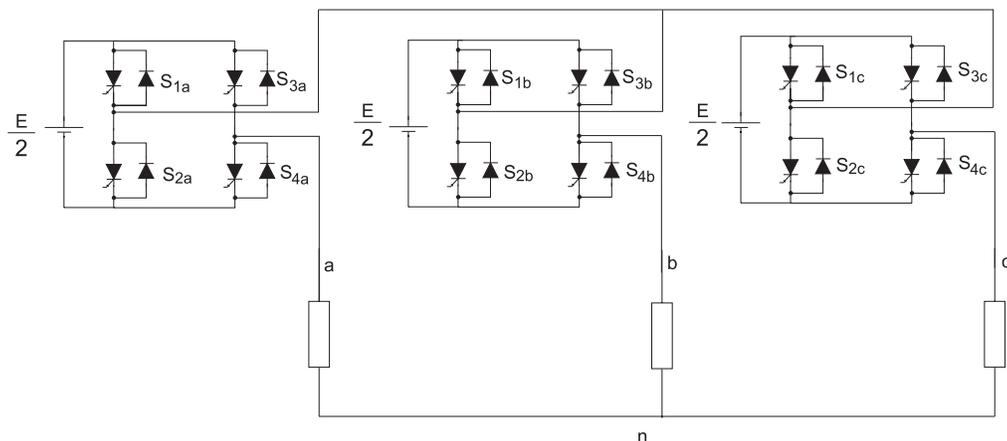


Figura 2.7: Diagrama elétrico simplificado de um inversor em Cascata com Fontes C.C. Separadas de três níveis a GTO.

A estrutura de um conversor em cascata trifásico de sete níveis é mostrada na figura 2.8.

Os níveis de tensão de cada fase do conversor multinível são obtidos à partir da soma das três tensões de saída dos inversores associados às fontes C.C. separadas. Para a fase *a* por exemplo tem-se $v_{an} = v_1 + v_2 + v_3$.

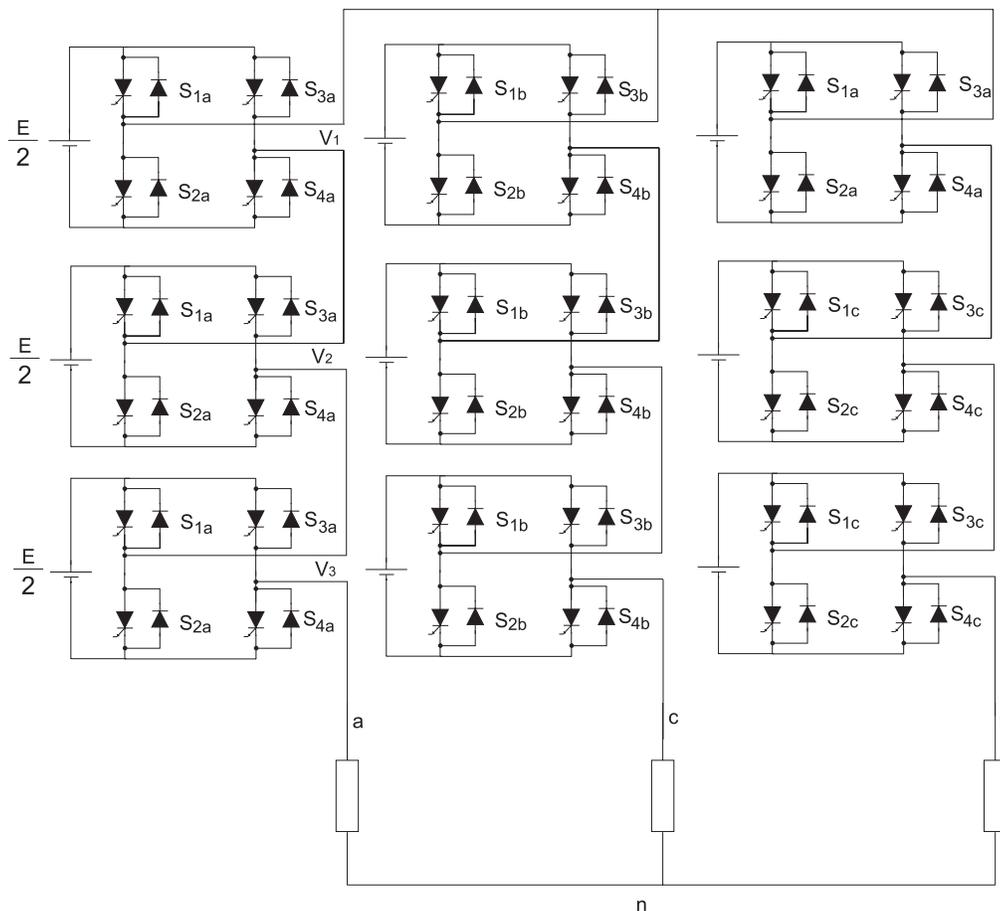


Figura 2.8: Diagrama elétrico simplificado de um inversor em Cascata com Fontes C.C. Separadas de 7 níveis a GTO.

Devido ao fato das fontes C.C. serem isoladas entre si, o conversor em cascata não apresenta o problema de desequilíbrio das tensões dos capacitores do elo C.C., sendo esta uma grande vantagem desta estrutura. Por outro lado, a necessidade de fontes de tensão C.C. separadas pode ser um limitador em algumas aplicações [13, 29, 18, 32, 28, 23].

2.3 Técnicas de Modulação por Largura de Pulso - MLP

O principal objetivo no comando de um inversor de tensão é obter formas de onda das tensões de saída com baixo conteúdo harmônico, com amplitude e frequência variável. Dentre as vantagens de se utilizar conversores multiníveis, deve-se destacar a possibilidade de, em geral, obter tensões de saída com distorção harmônica inferior a de inversores convencionais de dois níveis chaveando na mesma frequência. Entretanto, tal melhoria depende significativamente da estratégia de comando adotada. Na concepção ou seleção de uma técnica de MLP para conversores multiníveis, os seguintes fatores devem ser considerados:

1. Os tempos t_{on} e t_{off} mínimos das chaves;
2. A máxima frequência de chaveamento;
3. O equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento C.C.;
4. O aproveitamento da capacidade de tensão do inversor;
5. Operação na região de sobremodulação;
6. Conteúdo harmônico nas tensões e correntes de saída;
7. Ruído acústico e interferência eletromagnética.

Dentre estes, os itens 1 e 2 são especialmente importantes quando o conversor estático de potência utiliza chaves GTO, uma vez que, são componentes que não operam em frequências de chaveamento elevadas.

Encontra-se, na literatura técnica, vários métodos de MLP para inversores multiníveis, os quais, buscam otimizar os diferentes aspectos enumerados acima.

A.Nabae [25] propôs juntamente com o inversor *com neutro grampeado*, a extensão da MLP por eliminação de harmônicos apresentada por Patel e Hoft [27] a estes conversores.

Neste método, além de controlar a componente fundamental das tensões, é possível também eliminar os harmônicos de baixa ordem; 5° , 7° , 11° , 13° , etc.... Posteriormente, H.L. Liu [17] fez uma comparação entre a MLP por eliminação de harmônicos com o método MLP ótimo.

Estratégias de MLP para conversores multiníveis utilizando portadora, denominadas MLP senoidal (SMLP) ou MLP natural, foram propostas por G. Carrara [3], e N.S. Choi em [6]. Neste método, o sinal senoidal de referência é comparado com $(n - 1)$ sinais triangulares, onde n é o número de níveis do inversor. Posteriormente, L. M. Tolbert [40] apresentou também uma SMLP para baixos índices de modulação. O método SMLP é também estudado por B. Mwinyiwiwa [24] em aplicações de conversores multiníveis para STATCOMS.

Utilizando técnicas de MLP vetorial H.L. Liu [16] apresentou um MLP vetorial para a região de baixo índice de modulação para evitar o problema de largura mínima de pulso no uso de chaves GTO. Em [15] Y. Lee apresenta uma MLP vetorial onde a proposta é resolver o problema das larguras de pulso mínimas e controlar o desequilíbrio de tensões nos capacitores do barramento C.C.

Nas próximas seções serão apresentados, em linhas gerais, os métodos de MLP mais utilizados para inversores multiníveis, buscando mostrar os princípios básicos e enfatizando as vantagens e desvantagens de cada método.

2.3.1 MLP por Eliminação de Harmônicos

A figura 2.9 mostra uma tensão de saída, V_{xo} , típica de um inversor de três níveis utilizando técnica de controle MLP por eliminação de harmônicos.

Assumindo que a forma de onda da figura 2.9 tem simetria de um quarto de onda e de meia onda e que a carga do inversor é equilibrada, a amplitude do n -enésimo harmônico de tensão V_{xo}^n será dada pela equação 2.1:

$$V_{xo}^n = \frac{4E}{n\pi} \left(\sum_{p=1}^N (-1)^{p+1} \cos(n\alpha_p) \right), n = 1, 5, 7, 11... \quad (2.1)$$

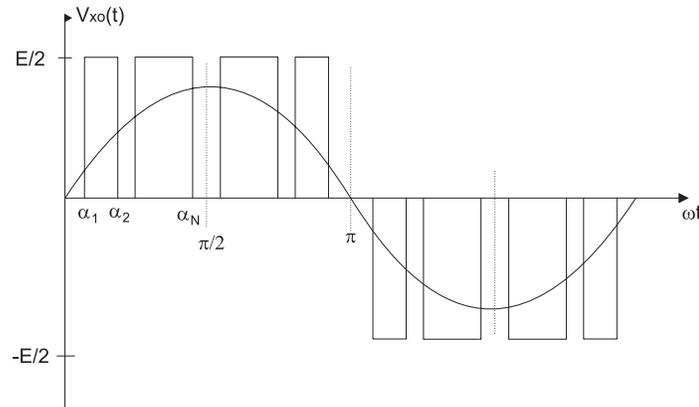


Figura 2.9: Forma de onda da tensão de saída utilizando MLP por eliminação de harmônicos.

Onde:

N : Número de comutações em um quarto de onda;

α_p : ângulo de comutação.

Os ângulos de comutação α_p são escolhidos normalmente para eliminar os harmônicos de baixa ordem na tensão de saída do inversor. Neste método, para N comutações por quarto de onda, é possível controlar a amplitude da componente fundamental V_{xo}^1 e eliminar $(N - 1)$ harmônicos. Para isso o cálculo dos ângulos α_p é realizado igualando-se a expressão 2.1 a zero para os harmônicos que se deseja eliminar. Como exemplo, o sistema de equações 2.2 permite calcular os ângulos de chaveamento (α_1 , α_2 e α_3) para controlar a componente fundamental e eliminar o quinto e sétimo harmônicos.

$$\begin{cases} V_1 = \frac{4E}{\pi}(\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3)) \\ 0 = \frac{4E}{5\pi}(\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3)) \\ 0 = \frac{4E}{7\pi}(\cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3)) \end{cases} \quad (2.2)$$

A técnica de MLP por eliminação de harmônicos produz uma forma de onda de baixa distorção harmônica, com reduzidas perdas por chaveamento.

Entretanto, este método, possui duas grandes desvantagens no controle de inversores multiníveis. Em primeiro lugar, a sua implementação não é simples e nem adequada para operação em tempo real, uma vez que, as equações para determinação dos ângulos de comutação α_p são transcendentais e não lineares. Portanto, os ângulos α_p são calculados *off-line* por algum método numérico iterativo, para cada valor da tensão de referência. Os resultados são tabelados, e posteriormente lidos pelo circuito de controle do inversor [25, 17, 11]. Em segundo lugar, não foi introduzida na solução nenhuma restrição quanto aos tempos mínimos de condução ou quanto a equalização das tensões nos capacitores do barramento C.C..

2.3.2 MLP Natural

Vários autores têm adaptado a modulação MLP baseada em portadora do conversor de dois níveis para os multiníveis [3, 37, 40, ?]. Neste método, para um inversor de n níveis são necessários $(n - 1)$ sinais triangulares de mesma frequência e amplitude, como mostrado na figura 2.10. Nesta técnica de MLP a referência é continuamente comparada com os sinais triangulares para gerar os sinais de comando para as chaves do inversor. Na figura 2.10 os sinais C_{sy} são os sinais de comando para chaves de um braço do inversor a três níveis, onde $y \in \{1, 2, 3, 4\}$

Alguns autores propõem a adição de sinais de sequência zero (terceiro harmônico) à forma de onda de referência com o objetivo de aumentar o aproveitamento da capacidade de tensão do inversor [40].

Este método de MLP natural produz um boa resposta com reduzida distorção harmônica na tensão de saída do inversor. No entanto, esta técnica é limitada somente a implementação analógica. Também neste método não são consideradas as limitações de tempos mínimos de condução e equalização das tensões nos capacitores do barramento C.C..

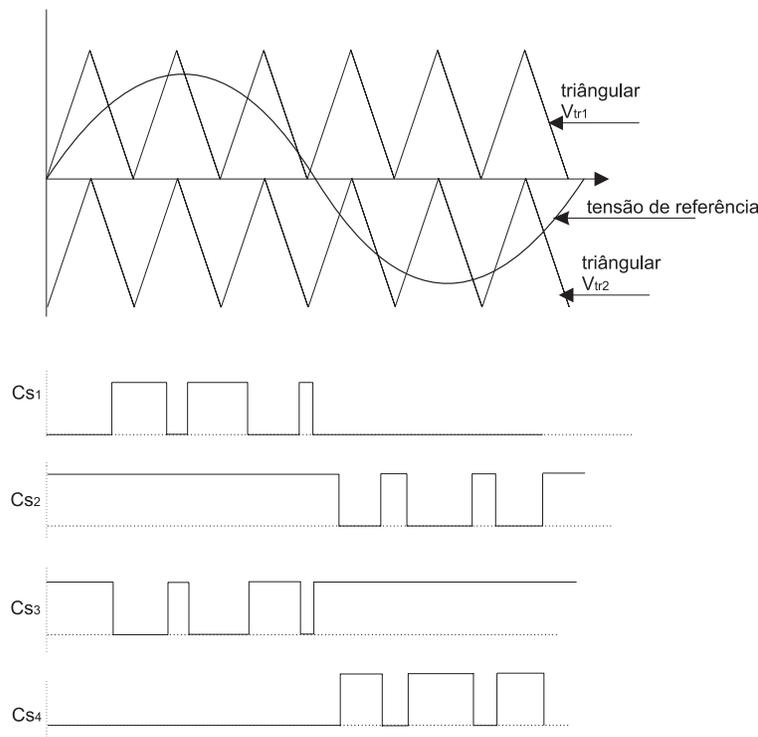


Figura 2.10: Formas de ondas da modulação MLP senoidal para um inversor a três níveis.

2.3.3 MLP Vetorial

Esta técnica de comando MLP é baseada na seleção dos vetores espaciais de tensão em função da amplitude e posição do vetor tensão de referência.

Na MLP vetorial para inversores multiníveis os vetores aplicados são normalmente aqueles que correspondem aos vértices do triângulo onde encontra-se a extremidade do vetor tensão de referência. Como exemplo, na figura 2.11, se o vetor de referência, V^* , está na região 3 os vetores a serem aplicados são V_1 , V_3 e V_4 . Utilizando-se apenas os vetores de tensão do inversor mais próximos do vetor de referência minimiza-se os componentes harmônicos da tensão de saída [15, 16, 39].

O vetor tensão de referência é calculado a partir da transformação 2.3, onde v_{an}^* , v_{bn}^* e v_{cn}^* são as tensões fase-neutro de referência em coordenadas naturais.

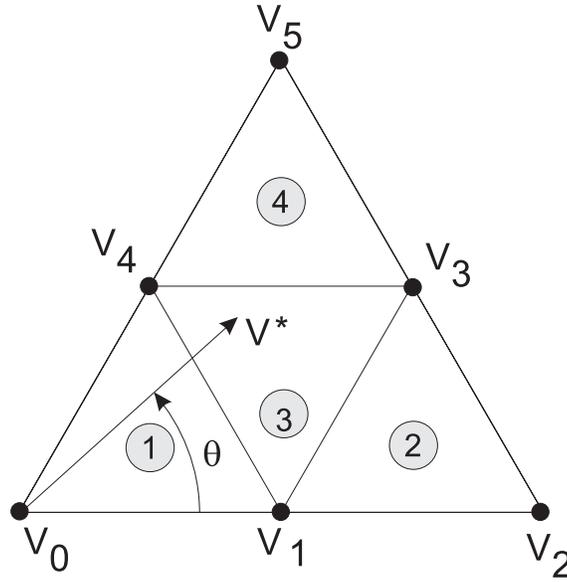


Figura 2.11: Vetores de tensão do setor A da figura 2.3.

$$\begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an}^* \\ v_{bn}^* \\ v_{cn}^* \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

De posse das componentes de tensão de eixo direto, V_d^* , e de quadratura, V_q^* , calcula-se a representação em coordenadas polares do vetor de referência,

$$V^* = V e^{j\theta} \quad (2.4)$$

O módulo do vetor de referência e o ângulo (θ) são determinados pela equação 2.5.

$$\begin{cases} V = \sqrt{(V_d^*)^2 + (V_q^*)^2} \\ \theta = \arctan\left(\frac{V_q^*}{V_d^*}\right) \end{cases} \quad (2.5)$$

Após determinada a região onde se encontra o vetor de referência é calculado o tempo de aplicação de cada um dos três vetores de tensão que limitam esta região. Considerando-se o

exemplo da figura 2.11, os tempos de aplicação dos vetores V_1 , V_3 e V_4 são calculados pelas equações a seguir. Tomando-se o vetor V_2 como vetor unitário de fase nula, os vetores de tensão do inversor e o vetor tensão de referência podem ser expresso pela equação 2.6.

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2} \\ V_3 = \frac{\sqrt{3}}{2}e^{j\frac{\pi}{6}} \\ V_4 = \frac{1}{2}e^{j\frac{\pi}{3}} \\ V^* = Ve^{j\theta} \end{cases} \quad (2.6)$$

Na MLP vetorial o tempo de aplicação dos vetores de tensão do inversor em cada período de modulação deve satisfazer as equações, 2.7 e 2.8.

$$V_1t_1 + V_3t_3 + V_4t_4 = V^*T \quad (2.7)$$

$$t_1 + t_3 + t_4 = T \quad (2.8)$$

Onde:

t_1 : é o tempo de aplicação do vetor V_1 ;

t_3 : é o tempo de aplicação do vetor V_3 ;

t_4 : é o tempo de aplicação do vetor V_4 ;

T : é o período de chaveamento.

Substituindo-se as equações 2.6 na equação 2.7 e fazendo algumas transformações trigonométricas encontra-se as expressões 2.9, que determinam os tempos de aplicação de cada vetor [15].

$$\begin{cases} t_1 = T(1 - 2k\text{sen}\theta) \\ t_3 = T[2k\text{sen}(\theta + \frac{\pi}{3}) - 1] \\ t_4 = T[2k\text{sen}(\theta - \frac{\pi}{3}) + 1] \end{cases} \quad (2.9)$$

Onde k é determinado pela equação 2.10

$$k = 2 \frac{V}{\sqrt{3}} \quad (2.10)$$

Para as outras regiões (1, 2, 4) da figura 2.11 os tempos de aplicação dos vetores são determinados de modo semelhante.

A sequência de aplicação dos vetores de tensão em um período de MLP é definida através de uma tabela de *padrões de chaveamento* previamente estabelecida para cada região.

O padrão de chaveamento para cada região do hexágono da figura 2.3 é escolhido de modo a equilibrar a tensão nos capacitores do barramento C.C. e evitar os problemas de t_{on}/t_{off} mínimo [15]. Finalmente, após determinar os tempos de aplicação de cada vetor e o padrão de chaveamento, são determinados os sinais de comando para cada braço do inversor.

Este método é especialmente interessante por permitir a atuação em todos os fatores de qualidade de um método de MLP para conversores multiníveis listados no início desta seção.

Uma limitação deste método é o crescimento do número de regiões do inversor com o aumento de níveis. Como por exemplo, enquanto um inversor de três níveis apresenta 24 regiões um inversor de quatro níveis possui 54 regiões.

2.4 Conclusões

Neste capítulo foram mostrados os princípios de funcionamento das as três principais topologias de conversores multiníveis descritas na literatutra. Foram também analisadas as técnicas de MLP por eliminação de harmônicos, MLP natural e MLP vetorial buscando mostrar os princípios básicos e as vantagens e desvantagens de cada método.

Dentre os métodos de MLP, citados, o método vetorial destaca-se como o mais adequado para os inversores multiníveis, uma vez que, o equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento C.C. e o tempo mínimo de condução das chaves, podem ser resolvidos simultaneamente por uma escolha adequada do padrão de chaveamento. Outra vantagem do MLP vetorial, é

ser adequado à implementação por programa.

Entretanto, os algoritmos descritos na literatura técnica para o MLP vetorial, utilizam procedimentos indiretos e complexos para o cálculo das larguras dos pulsos de comando.

No capítulo a seguir será proposto e analisado um *novo método de MLP vetorial*.

Capítulo 3

Descrição do Método de MLP

Proposto para Conversores Multiníveis

3.1 Introdução

Tradicionalmente, nos métodos de modulação em largura de pulso vetoriais determina-se inicialmente a região onde situa-se a extremidade do vetor de referência e, em seguida, calcula-se o tempo de aplicação de cada um dos três vetores tensão do inversor que limitam esta região. Define-se então a sequência de aplicação destes vetores em um período de MLP e finalmente, são determinados os sinais de comando para cada braço do inversor.

Neste trabalho, será proposto um novo método de MLP vetorial, onde as larguras de pulso de comando das chaves serão determinadas diretamente por equações algébricas simples, conduzindo a métodos de modulação mais eficazes, fáceis de serem implementados e totalmente adaptados à operação em tempo real. Além disso, são considerados os diversos aspectos citados na seção 2.3, como restrição de tempos mínimos de condução e corte das chaves, equilíbrio das tensões nos capacitores, aproveitamento máximo da capacidade de tensão do inversor, operação na região de sobremodulação e redução do conteúdo harmônico das tensões de saída.

3.2 O inversor a três níveis com neutro grampeado

O método de MLP vetorial apresentado neste capítulo foi desenvolvido para o inversor a três níveis do tipo *neutro grampeado*, descrito no capítulo anterior e novamente apresentado na figura 3.1.

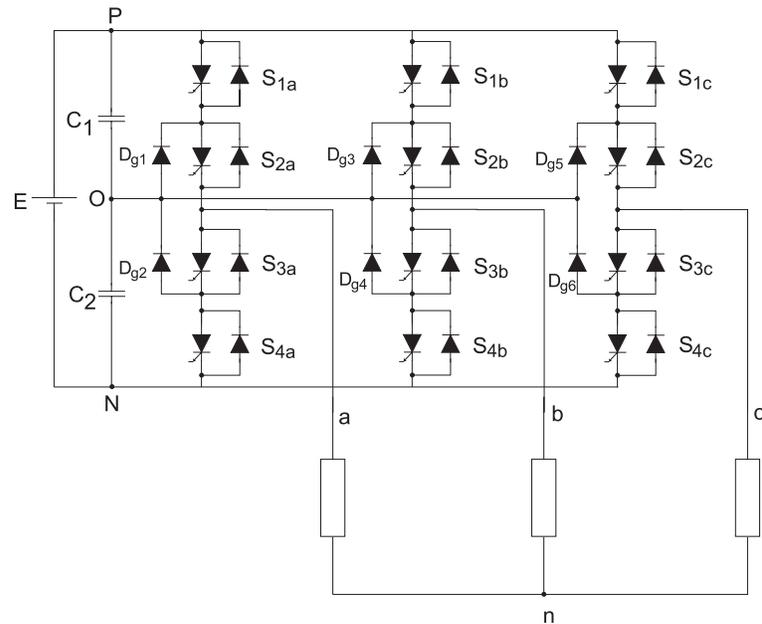


Figura 3.1: Diagrama elétrico simplificado de um inversor três níveis a GTO.

A tabela 3.1 apresenta os possíveis estados das chaves de um braço do inversor da figura 3.1. A variável de comando c_x , associada ao braço de inversor x ($x \in \{a, b, c\}$), pode assumir os valores 1, 0 ou -1 conectando a carga aos pontos P, O ou N, respectivamente.

A figura 3.2 mostra um sinal de comando genérico para um braço de inversor durante um período de modulação em largura de pulso. Nesta figura, os tempos de permanência das chaves nos estados P, O e N são denominados respectivamente τ_{px} , τ_{ox} e τ_{nx} .

Na tabela 3.2, as configurações das chaves foram classificadas em quatro grupos, de acordo com a amplitude do vetor tensão resultante. O grupo Z corresponde às três configurações das chaves que originam o vetor tensão zero. No grupo S (small vectors), todos os vetores tensão

Tabela 3.1: Estados de um inversor a 3 níveis.

Estado	c_x	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}
P	1	ON	ON	OFF	OFF
O	0	OFF	ON	ON	OFF
N	-1	OFF	OFF	ON	ON

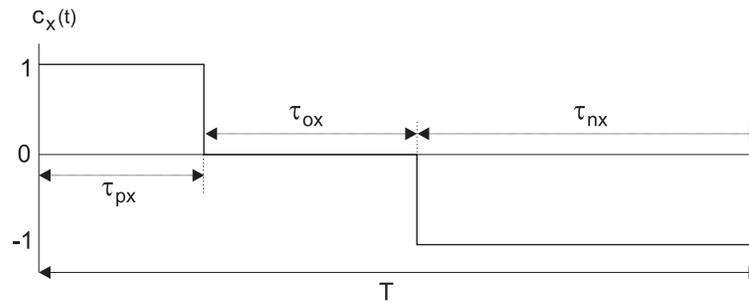


Figura 3.2: Sinal de comando c_x de um braço de inversor.

fase-neutro tem amplitude igual a $E/3$. Estes vetores podem ser obtidos por duas configurações diferentes das chaves do inversor. O grupo M (middle vectors) corresponde aos vetores de amplitude $\sqrt{3}E/3$ e o grupo L (large vectors) aos vetores de maior amplitude ($2E/3$). Cada vetor destes dois últimos grupos corresponde a uma única configuração das chaves do inversor. Na tabela 3.2 são também apresentados os sinais de comando correspondentes a cada vetor, o valor da tensão fase neutro em cada fase da carga, o valor das componentes de tensão de eixos d e q e o ângulo destes vetores tensão.

Na figura 3.3 estes vetores são representados graficamente. Nos métodos de modulação vetorial, o vetor tensão de referência é sintetizado aplicando-se à carga os vetores tensão do inversor mais próximos do vetor desejado. Desta forma, obtém-se uma tensão de saída com o mínimo conteúdo harmônico para uma dada frequência de chaveamento. Aplicando-se este princípio, o hexágono da figura 3.3 pode ser dividido em vinte e quatro regiões elementares

Tabela 3.2: Tabela de estados do inversor a 3 níveis.

Grupo	$ V $	Vetor	configurações	c_a	c_b	c_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_d	V_q	θ
Z	0	V_0	NNN	-1	-1	-1						
			OOO	0	0	0	0	0	0	0	0	0
			PPP	1	1	1						
S	$\frac{E}{3}$	V_1	POO	1	0	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	0	0
			ONN	0	-1	-1						
		V_4	PPO	1	1	0	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	60°
			OON	0	0	-1						
		V_7	OPO	0	1	0	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	120°
			NON	-1	0	-1						
V_{10}	OPP	0	1	1	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	0	180°		
	NOO	-1	0	0								
V_{13}	OOP	0	0	1	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	240°		
	NNO	-1	-1	0								
V_{16}	POP	1	0	1	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	300°		
	ONO	0	-1	0								
M	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	V_3	PON	1	0	-1	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	30°
			OPN	0	1	-1	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	90°
		V_9	NPO	-1	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	150°
			NOP	-1	0	1	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	210°
		V_{15}	ONP	0	-1	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	270°
			PNO	1	-1	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	330°
L	$\frac{2E}{3}$	V_2	PNN	1	-1	-1	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0	0°
			PPN	1	1	-1	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	60°
		V_8	NPN	-1	1	-1	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	120°
			NPP	-1	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0	180°
		V_{14}	NNP	-1	-1	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	240°
			PNP	1	-1	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	300°

triangulares. Todos os vetores de tensão de referência com extremidade em uma mesma região elementar, são portanto implementados pela combinação dos mesmos três vetores de tensão. O cálculo dos tempos de aplicação destes vetores em cada uma destas regiões é realizado na próxima seção.

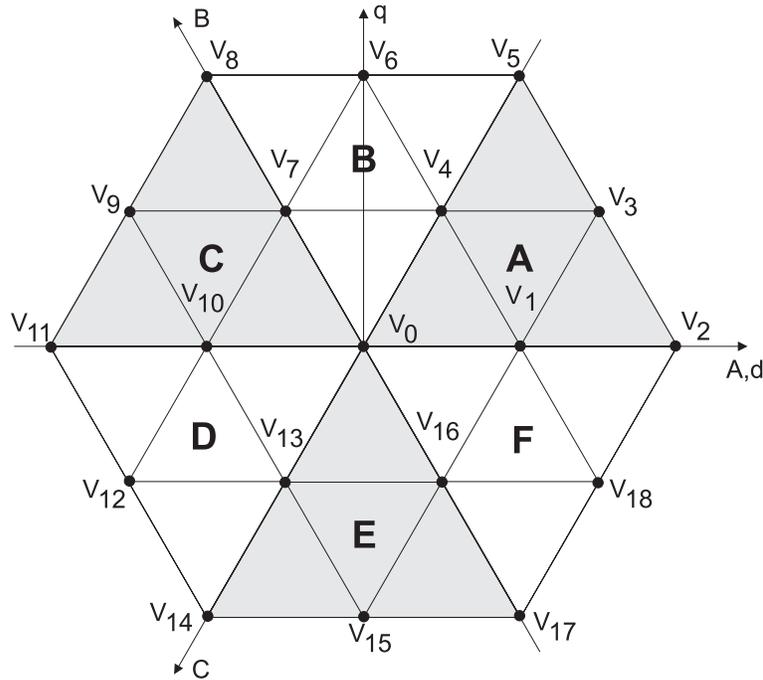


Figura 3.3: Vetores de Tensão do inversor a três níveis.

3.3 Equações gerais da MLP proposta

Na MLP proposta, determina-se diretamente as larguras dos pulsos de comando (τ_{px}, τ_{ox} e τ_{nx}) mostrada na figura 3.2, conduzindo a métodos de modulação mais simples de serem implementados. A partir da tabela 3.2 podemos deduzir a expressão 3.1 que relaciona as tensões fase-neutro na carga, $v_{xn}(t)$, em função das variáveis de comando, $c_x(t)$.

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a(t) \\ c_b(t) \\ c_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

A partir desta expressão, o valor médio das tensões fase-neutro no k -ésimo período de MLP, $\bar{v}_{xn}(k)$ pode ser calculado pela equação 3.2.

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an}(k) \\ \bar{v}_{bn}(k) \\ \bar{v}_{cn}(k) \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{c}_a(k) \\ \bar{c}_b(k) \\ \bar{c}_c(k) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Onde, $\bar{c}_x(k)$ é o valor médio do sinal de comando da fase x no k -ésimo período. Conforme a figura 3.2 $\bar{c}_x(k)$ é dado pela equação 3.3.

$$\bar{c}_x(k) = \frac{\tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k)}{T} \quad (3.3)$$

O vetor tensão médio no período k , $\bar{V}_{dq}(k)$ é definido como:

$$\bar{V}_{dq}(k) = \frac{2}{3} (\bar{v}_{an}(k) + a\bar{v}_{bn}(k) + a^2\bar{v}_{cn}(k)) \quad (3.4)$$

Onde: $a = e^{\frac{j2\pi}{3}}$.

Substituindo-se a expressão 3.2 na equação 3.4, obtém-se:

$$\bar{V}_{dq}(k) = \frac{E}{2} \left[\frac{2}{3} (\bar{c}_a(k) + a\bar{c}_b(k) + a^2\bar{c}_c(k)) \right] = \frac{E}{2} \bar{C}_{dq}(k) \quad (3.5)$$

onde $\bar{C}_{dq}(k)$ é definido como o vetor de comando do inversor no período k .

A partir da expressão 3.5, podemos calcular o vetor de comando do inversor no período k , para um dado vetor de tensão de referência, $\bar{V}_{dq}^*(k)$, como:

$$\bar{C}_{dq}(k) = \frac{2}{E} \bar{V}_{dq}^*(k) \quad (3.6)$$

Enquanto o vetor tensão de referência tem componente de sequência zero nula, o mesmo necessariamente não ocorre para o vetor de comando, resultando no termo da equação 3.7, que é definido como a componente de sequência zero do vetor de comando.

$$\bar{C}_0(k) = \frac{1}{3}(\bar{c}_a(k) + \bar{c}_b(k) + \bar{c}_c(k)) \quad (3.7)$$

A partir das expressões 3.6 e 3.7, e aplicando-se a transformação dq inversa, pode-se calcular as larguras dos pulsos de comando para a fase x :

$$\tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) = \frac{2T}{E} v_{xn}^*(k) + \bar{C}_0(k) \quad (3.8)$$

Observa-se nesta expressão, que a componente de sequência zero do vetor de comando precisa ainda ser arbitrada. A escolha adequada desta componente, permitirá o equilíbrio das tensões nos capacitores de entrada e a redução da distorção harmônica das tensões de saída.

3.4 Padrões de Chaveamento para a Setor A

Como mencionado anteriormente, na composição de um dado vetor de referência, serão utilizados em cada período de MLP os três vetores de tensão do inversor mais próximos do vetor de referência. Desta forma, o hexágono da figura 3.3 foi dividido em 24 regiões elementares diferentes. Cada uma destas regiões elementares é formada por pelo menos um vetor tensão dos grupos Z ou S que podem ser realizados por diferentes configurações das chaves do inversor, conforme mostrado na figura 3.4.

É necessário, portanto, escolher em cada região, as configurações das chaves que serão utilizadas para implementar cada vetor e definir a ordem de aplicação destes vetores, definindo

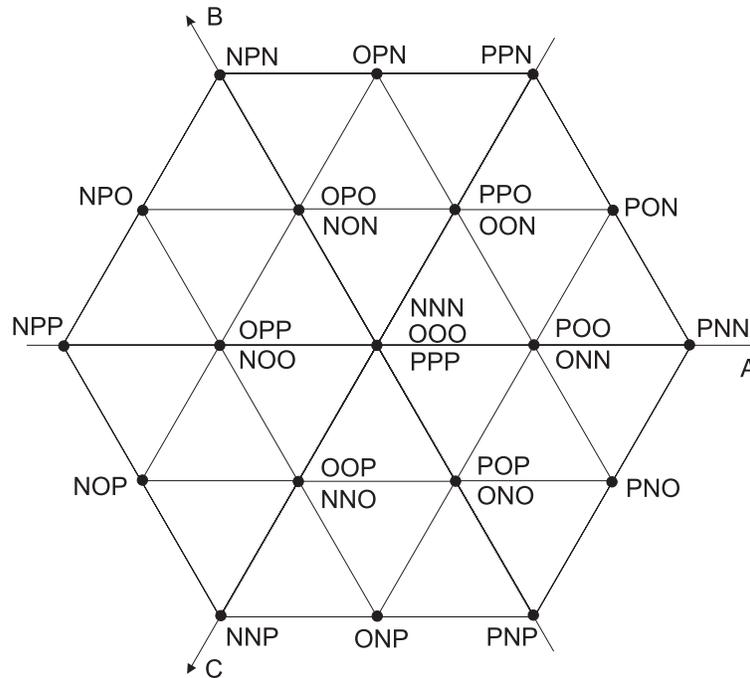


Figura 3.4: Configurações das chaves associadas a cada vetor tensão.

assim os chamados padrões de chaveamento. Para simplificar este estudo, a figura 3.3 foi dividida em seis setores designados de A a F. Nesta seção serão definidos os *padrões de chaveamento* para o setor A. Posteriormente, os padrões de chaveamento serão generalizados para os outros setores.

Na figura 3.5, o setor A é detalhado e suas regiões elementares numeradas de um a quatro.

3.4.1 Efeito dos vetores tensão do inversor na tensão dos capacitores

Alguns dos grupos de vetores apresentados na tabela 3.2, afetam o equilíbrio do divisor de tensão capacitivo do inversor, causando flutuações na tensão do tap-central. Os vetores dos grupos Z e L não têm nenhuma influência na tensão do tap-central. No grupo S, cada vetor pode ser realizado por duas configurações diferentes das chaves. Uma das configurações

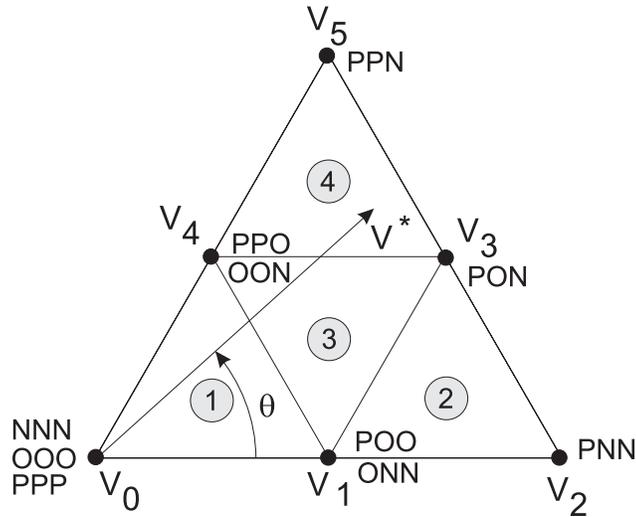


Figura 3.5: Vetores de tensão do setor A

conecta a carga entre os pontos P e o ponto O e a outra entre o ponto O e o ponto N. As figuras 3.6(a) e 3.6(b) mostram a distribuição das correntes nas duas configurações possíveis para realização do vetor V_4 . Para cargas indutivas é razoável supor que a corrente de carga permanece constante em um período de chaveamento. Portanto, sendo as duas configurações do vetor V_4 simétricas, o equilíbrio da tensão do tap-central é conseguida aplicando-se as duas configurações durante intervalos iguais em um período de MLP. Esta mesma condição de equilíbrio existe para as duas possíveis configurações do vetor V_1 , mostradas nas figuras 3.6(d) e 3.6(e). A figura 3.6(c) mostra a distribuição das correntes durante a aplicação do vetor do grupo M, V_3 . Como é mostrado na figura 3.6(c), os vetores do grupo M também afetam a tensão do tap-central.

3.4.2 Padrão de chaveamento para a região 1A

A definição de um padrão de chaveamento consiste na escolha das configurações das chaves para implementação de cada vetor tensão do inversor e da ordem de aplicação destes vetores. Esta ordem de aplicação dos vetores deve minimizar o número de comutações das chaves do

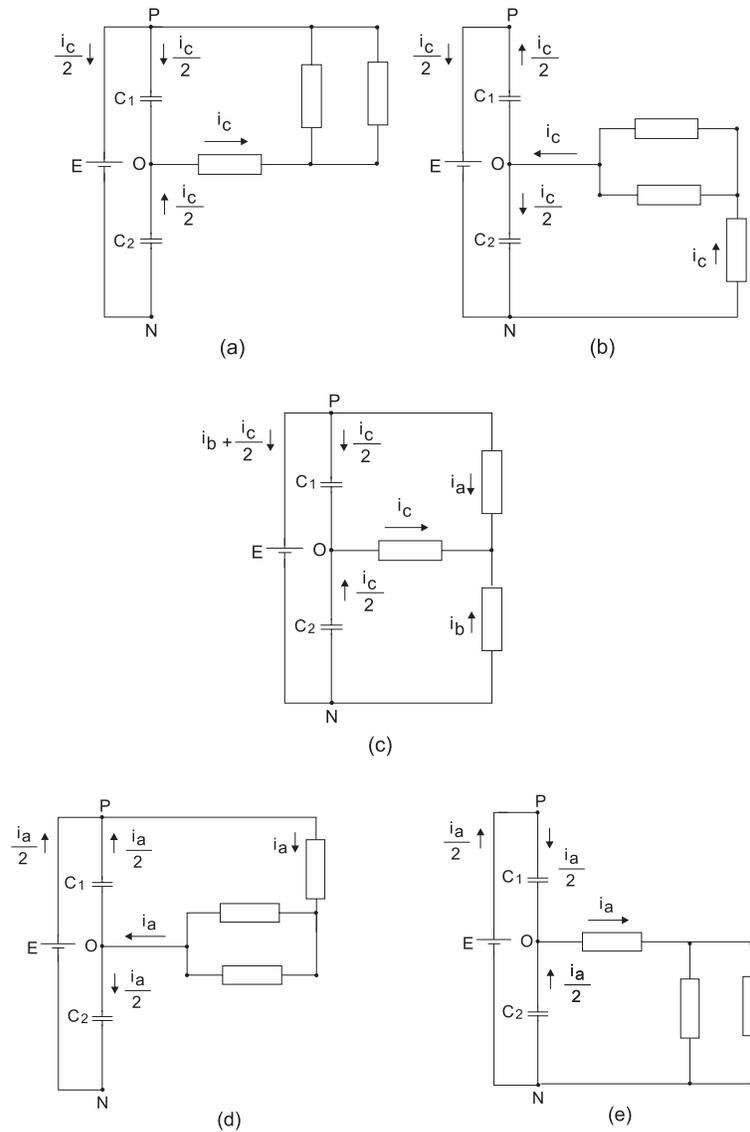


Figura 3.6: Corrente nos capacitores para as configurações: (a)vetor V_4 -PPO (b)vetor V_4 -OON (c)vetor V_3 -PON (d)vetor V_1 -POO (e)vetor V_1 -ONN.

inversor. A região 1A é formada por 2 vetores do grupo S (vetores V_1 e V_4) e pelo vetor nulo (V_0), correspondendo a sete configurações possíveis para as chaves. Nesta etapa do trabalho estamos interessados nos padrões de chaveamento que utilizam todas as configurações possíveis para as chaves em cada região do setor A, conforme mostra a figura 3.5. Estes padrões são

denominados "padrões completos". Os padrões de chaveamento que não utilizam todas as configurações das chaves são chamados "padrões reduzidos" e serão tratados, no próximo capítulo. Deste modo, é formado o seguinte padrão de chaveamento completo para a região 1A:

PPP PPO POO OOO OON ONN NNN

Observe que de uma configuração das chaves para a seguinte ocorre apenas uma comutação.

A figura 3.7 mostra os sinais de comando relativos a este padrão de chaveamento durante dois períodos consecutivos de modulação.

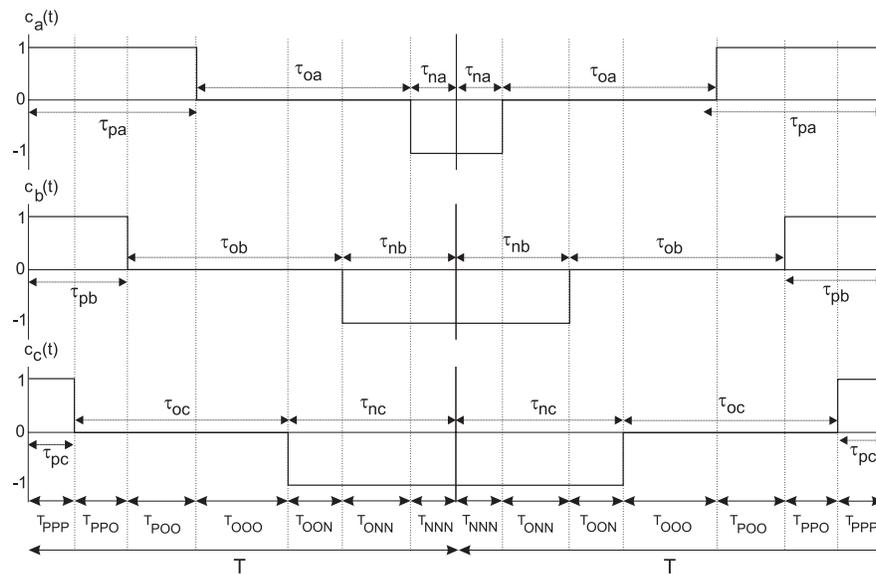


Figura 3.7: Padrão de chaveamento para a região 1A.

Com o objetivo de minimizar o número de comutações necessárias, o padrão de chaveamento é espelhado a cada período de MLP como mostrado na figura 3.7. Para reduzir as variações da corrente de carga é importante distribuir o mais uniformemente possível os períodos de aplicação de tensão nula. Isto é obtido na figura 3.7 introduzindo-se as seguintes restrições:

$$\begin{cases} 2T_{NNN}(k) = T_{OOO}(k) \rightarrow 2\tau_{na}(k) = T - \tau_{pa}(k) - \tau_{nc}(k) \\ 2T_{PPP}(k) = T_{OOO}(k) \rightarrow 2\tau_{pc}(k) = T - \tau_{pa}(k) - \tau_{nc}(k) \end{cases} \quad (3.9)$$

Como foi explicado anteriormente, para garantir o equilíbrio da tensão do tap-central, as duas possíveis configurações de cada vetor do grupo S devem ser aplicadas por tempos iguais. Isto é conseguido introduzindo as restrições 3.10.

$$\begin{cases} T_{PPO}(k) = T_{OON}(k) \rightarrow \tau_{pb}(k) - \tau_{pc}(k) = \tau_{nc}(k) - \tau_{nb}(k) \\ T_{POO}(k) = T_{ONN}(k) \rightarrow \tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) = \tau_{nb}(k) - \tau_{na}(k) \end{cases} \quad (3.10)$$

Considerando-se as restrições 3.9 e 3.10 introduzidas acima e a equação 3.8 forma-se o seguinte sistema de equações lineares:

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \tau_{na}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{pc}(k) - \tau_{nc}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) + \tau_{na}(k) = 0 \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{pc}(k) - \tau_{nc}(k) + \tau_{nb}(k) = 0 \\ 2\tau_{pc}(k) + \tau_{pa}(k) + \tau_{nc}(k) = T \\ 2\tau_{na}(k) + \tau_{pa}(k) + \tau_{nc}(k) = T \end{cases} \quad (3.11)$$

A solução deste sistema de equações fornece as larguras dos pulsos de comando para todos os vetores tensão de referência com extremidade no interior da região 1A. O sistema de equações 3.12 é a solução do sistema de equações 3.11.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \frac{T}{4} - \frac{T}{2E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{pb}(k) = \frac{T}{4} + \frac{3T}{2E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nb}(k) = \frac{T}{4} - \frac{3T}{2E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{pc}(k) = \tau_{na}(k) \\ \tau_{nc}(k) = \tau_{pa}(k) \\ \tau_{ox}(k) = T - \tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) = \frac{T}{2} \\ \bar{C}_0(k) = \frac{T}{E}v_{bn}^*(k) \end{array} \right. \quad (3.12)$$

Para que os sinais de comando sejam realizáveis, é necessário que as seguintes restrições sejam introduzidas:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{px}(k) \geq 0 \\ \tau_{nx}(k) \geq 0 \\ \tau_{px}(k) + \tau_{nx}(k) \leq T \end{array} \right. \quad (3.13)$$

Substituindo-se as equações 3.12 nas restrições 3.13 determina-se o domínio desta solução. Este domínio é expresso pela equação 3.14.

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{E}{2} \leq v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq \frac{E}{2} \\ -\frac{E}{6} \leq v_{bn}^*(k) \leq \frac{E}{6} \end{array} \right. \quad (3.14)$$

Na figura 3.8 são identificadas as equações das retas que limitam e dividem o setor A. Pode-se observar que o domínio da solução inclui toda a região 1A, ou seja; com o sistema de equações 3.12 é possível sintetizar qualquer vetor tensão de referência no interior da região 1A.

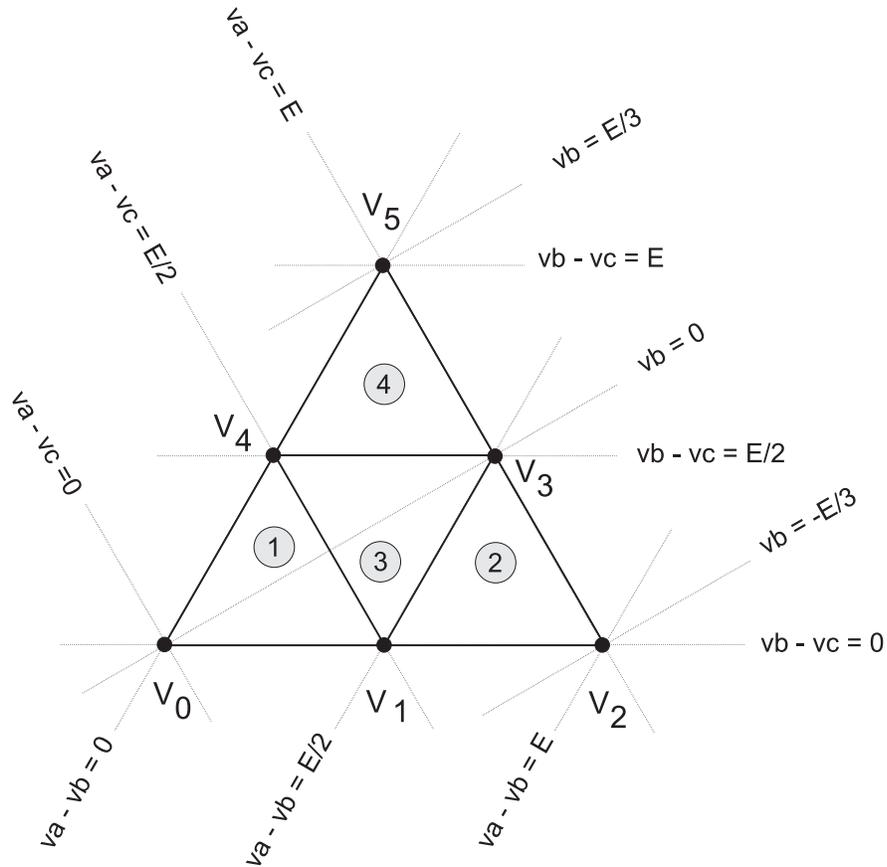


Figura 3.8: Limites da região 1A

3.4.3 Padrão de chaveamento para a região 2A

Utilizando-se o mesmo procedimento para a região 2A, chega-se ao seguinte padrão de chaveamento completo:

$$\boxed{\text{POO PON PNN ONN}}$$

Este padrão de chaveamento é mostrado graficamente na figura 3.9.

A restrição para a região 2A de modo a equilibrar a tensão nos capacitores é:

$$T_{POO}(k) = T_{ONN}(k) \rightarrow \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) \tag{3.15}$$

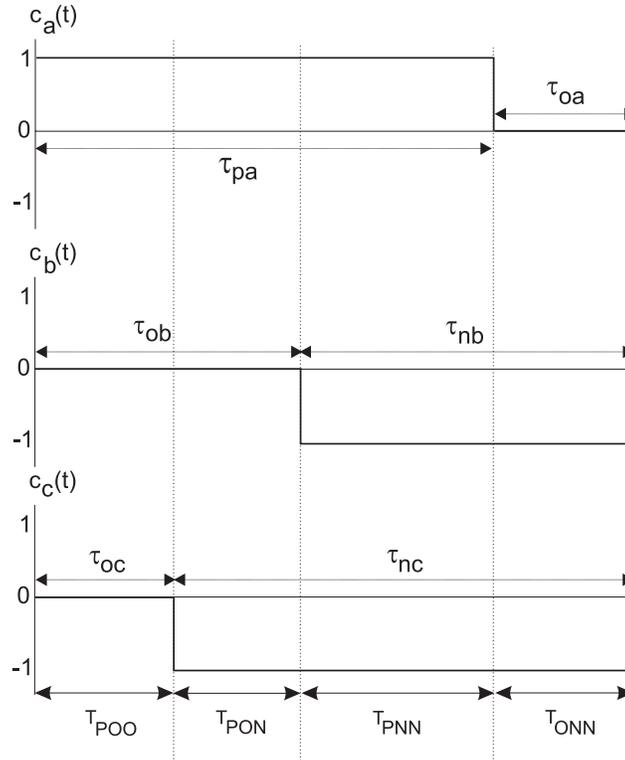


Figura 3.9: Padrão de chaveamento para a região 2A.

Com esta restrição, forma-se o seguinte sistema de equações para a região 2A:

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{an}^*(k) \\ \tau_{nb}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E} v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nc}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E} v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) \end{cases} \quad (3.16)$$

e as larguras dos pulsos de comando para a região 2A são definidas pela equação 3.17

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) = \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \\ \tau_{nb}(k) = -\frac{3T}{E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{ox}(k) = T - \tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) \\ \bar{C}_0(k) = \frac{T}{E}v_{bn}^*(k) \end{array} \right. \quad (3.17)$$

O domínio desta solução, é obtido substituindo-se as equações 3.17 nas restrições 3.13, obtendo-se assim:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E \\ -\frac{E}{3} \leq v_{bn}^*(k) \leq 0 \end{array} \right. \quad (3.18)$$

Observa-se pela figura 3.8 que este domínio inclui toda a região 2A.

3.4.4 Padrão de Chaveamento para a região 3A

O padrão de chaveamento completo para a região 3A é:

$$\boxed{\text{PPO POO PON OON ONN}}$$

Este padrão é mostrado na figura 3.10

As restrições para a região 3A que equilibram as tensões nos capacitores são:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{PPO}(k) = T_{OON}(k) \rightarrow \tau_{pb}(k) + \tau_{nb}(k) + \tau_{pa}(k) = T \\ T_{POO}(k) = T_{ONN}(k) \rightarrow \tau_{nc}(k) + \tau_{nb}(k) + \tau_{pb}(k) = T \end{array} \right. \quad (3.19)$$

Obtendo-se então o sistema de equações para a região 3A:

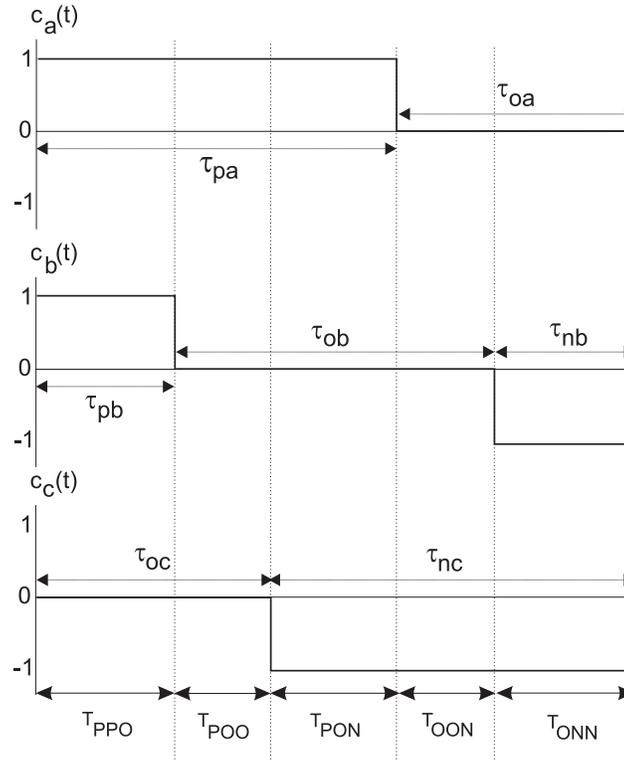


Figura 3.10: Padrão de chaveamento para a região 3A.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nc}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E} v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) + \tau_{nb}(k) + \tau_{pa}(k) = T \\ \tau_{nc}(k) + \tau_{nb}(k) + \tau_{pb}(k) = T \end{array} \right. \quad (3.20)$$

As larguras dos pulsos de comando para a região 3A são definidas em 3.21.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) = \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \\ \tau_{pb}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{bn}^*(k) - v_{an}^*(k)] \\ \tau_{nb}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{cn}^*(k) - v_{bn}^*(k)] \\ \tau_{ox}(k) = T - \tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) \\ \bar{C}_0(k) = \frac{T}{E}v_{bn}^*(k) \end{array} \right. \quad (3.21)$$

De forma semelhante ao ítem anterior, o domínio desta solução, com as restrições 3.13, é dado por:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E \\ v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \leq \frac{E}{2} \\ v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq \frac{E}{2} \end{array} \right. \quad (3.22)$$

Observa-se pela figura 3.8 que este domínio inclui toda a região 3A.

3.4.5 Padrão de chaveamento para a região 4A

Finalmente, o padrão de chaveamento completo para a região 4A, mostrado na figura 3.11, é:

$$\boxed{\text{PPO PPN PON OON}}$$

A restrição para a região 4A, é:

$$T_{PPO}(k) = T_{OON}(k) \rightarrow \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) \quad (3.23)$$

que junto com as equações 3.8 formam o sistema de equações para a região 4A:

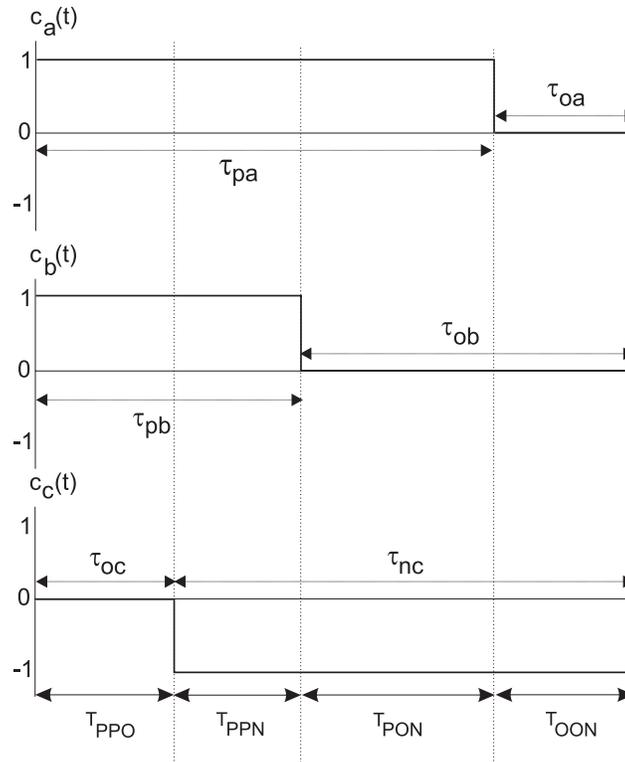


Figura 3.11: Padrão de chaveamento para a região 4A.

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nc}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E} v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) \end{cases} \quad (3.24)$$

Assim, as larguras dos pulsos de comando para a região 4A, são:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) = \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \\ \tau_{pb}(k) = \frac{3T}{E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{ox}(k) = T - \tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) \\ \bar{C}_0(k) = \frac{T}{E}v_{bn}^*(k) \end{array} \right. \quad (3.25)$$

O domínio de validade desta solução, com as restrições 3.13, é dado por:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E \\ 0 \leq v_{bn}^*(k) \leq \frac{E}{3} \end{array} \right. \quad (3.26)$$

Pela figura 3.8 verifica-se que este domínio inclui toda a região 4A.

Observe que em todas as regiões, a componente de sequência zero do vetor de comando é igual a

$$\bar{C}_0(k) = \frac{T}{E}v_{bn}^*(k) \quad (3.27)$$

3.5 Região de Sobremodulação

A região externa ao hexágono da figura 3.3 é usualmente denominada região de sobremodulação. No setor A, a região de sobremodulação é definida pela condição $v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) > E$ como indicado na figura 3.12. Vetores tensão de referência nesta região estão fora do domínio de validade das soluções apresentadas na seção anterior, (equações 3.12, 3.17, 3.21 e 3.25) e são portanto inrealizáveis. Nesta seção, será apresentado um algoritmo para "saturação" do vetor tensão de referência na região de sobremodulação.

No método de MLP proposto, o vetor tensão de referência de coordenadas $[v_{an}^*(k), v_{bn}^*(k), v_{cn}^*(k)]$ na região de sobremodulação é substituído pelo vetor $[v_{an}^{*'}(k), v_{bn}^{*'}(k), v_{cn}^{*'}(k)]$ com a

Aplicando-se a transformação dq inversa, pode-se calcular as coordenadas do novo vetor tensão de referência realizável pelo inversor, conforme a equação 3.30.

$$v_{xn}^{*'}(k) = K_1 v_{xn}^*(k) \quad (3.30)$$

Onde, o fator K_1 é definido pela equação 3.31.

$$K_1 = \frac{E}{v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)} \quad (3.31)$$

Portanto, antes de executar o algoritmo de MLP deve ser testada a condição de sobremodulação, $v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) > E$. Se esta condição é verdadeira, as tensões de referência devem ser escalonadas pelo fator K_1 , dado pela equação 3.31.

A operação na região de sobremodulação implica em distorção das tensões de referência, e conseqüentemente em aumento da distorção harmônica das tensões de saída do inversor. Por exemplo, considere um vetor tensão de referência $V^* e^{j\omega t}$ que descreve uma trajetória circular na região de sobremodulação, com uma velocidade ω constante, como mostrado na figura 3.13. O vetor tensão de referência $V^{*'} e^{j\omega t}$, cujas coordenadas foram modificadas pela equação 3.30, percorre uma trajetória hexagonal com a mesma velocidade ω .

Os pontos percorridos pela extremidade do vetor $V^{*'} e^{j\omega t}$ no setor A pertencem à reta $v_{an}^*(t) - v_{cn}^*(t) = E$, ou em coordenadas dq :

$$v_q^{*'}(t) = -v_d^{*'}(t)\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3}}{3}2E \quad (3.32)$$

A equação 3.33 relaciona as coordenadas $v_d^{*'}(t)$ e $v_q^{*'}(t)$ com a velocidade ω .

$$\frac{v_q^{*'}(t)}{v_d^{*'}(t)} = tg(\omega t) \quad (3.33)$$

Substituindo-se 3.33 em 3.32 obtém-se 3.34.

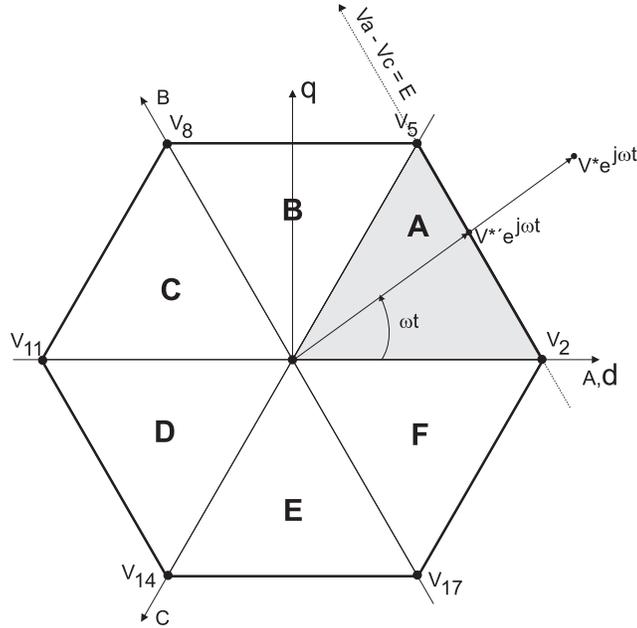


Figura 3.13: Trajetória do vetor tensão de referência na região de sobremodulação

$$v_d^*(t) = \frac{\sqrt{3}}{3(\operatorname{tg}(\omega t) + \sqrt{3})} 2E, \quad 0 \leq \omega t \leq 60 \quad (3.34)$$

Aplicando-se a transformação dq inversa na equação 3.34 obtém-se a equação 3.35 que descreve a forma de onda da tensão de referência $v_{an}^*(t)$ para o setor A.

$$v_{an}^*(t) = \frac{\sqrt{3}}{3(\operatorname{tg}(\omega t) + \sqrt{3})} 2E, \quad 0 \leq \omega t \leq 60 \quad (3.35)$$

Adotando procedimento similar para os setores de B a F, determina-se a forma de onda mostrada na figura 3.14.

Em resumo, a partir de tensões de referência senoidais na região de sobremodulação obtém-se pela aplicação de 3.30, um sistema trifásico de tensões de referência, $[v_{an}^*(k), v_{bn}^*(k), v_{cn}^*(k)]$, com a forma de onda mostrada na figura 3.14. O espectro harmônico desta forma de onda é apresentado na figura 3.15. Estas figuras foram obtidas para uma tensão no barramento C.C. igual a 300V

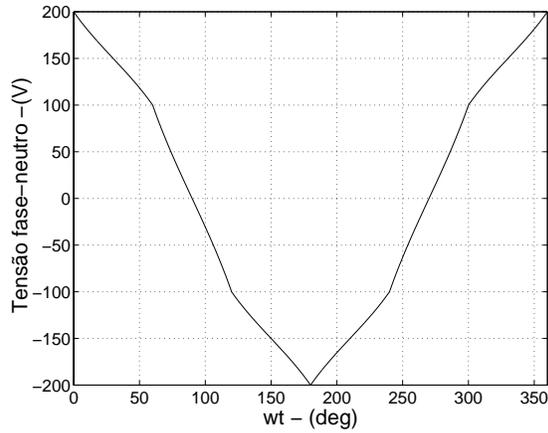


Figura 3.14: Forma de onda da tensão fase neutro de referência na região de sobremodulação

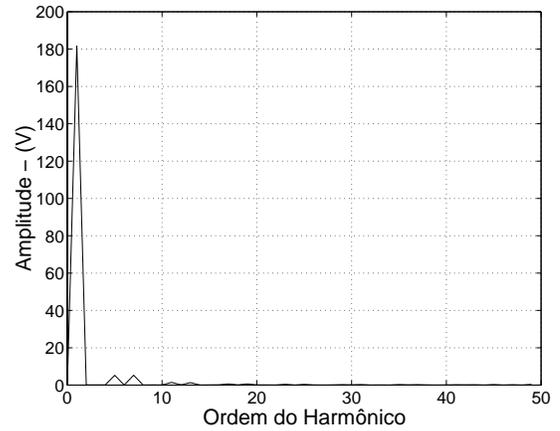


Figura 3.15: Espectro harmônico da tensão fase neutro de referência na região de sobremodulação

Quando utiliza-se o método MLP Natural na região de sobremodulação, as tensões fase-neutro de saída tendem à forma de onda *six-step*, mostrada na figura 3.16. O espectro harmônico deste sinal é mostrado na figura 3.17.

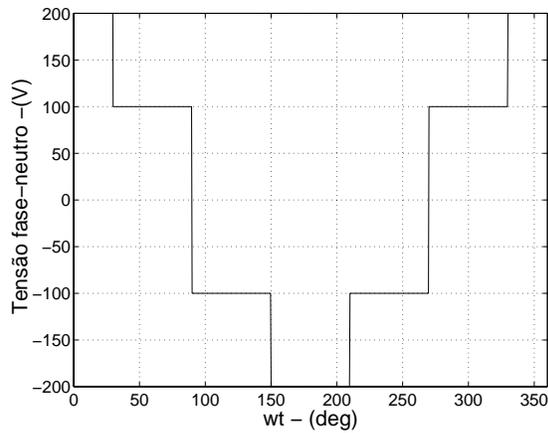


Figura 3.16: Forma de onda da tensão fase neutro de referência na região de sobremodulação na MLP Natural

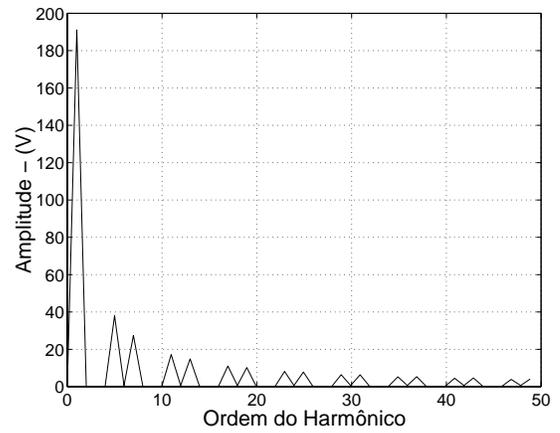


Figura 3.17: Espectro harmônico da tensão fase neutro de referência na região de sobremodulação na MLP Natural

Comparando os espectros harmônicos mostrados nas figuras 3.15 e 3.17, conclui-se que,

o algoritmo proposto para a região de sobremodulação conduz a formas de onda com menor conteúdo harmônico e pequena redução na amplitude da fundamental em relação ao sinal *six-step*.

3.6 Generalização dos resultados

Na seção 3.4, foram deduzidas as expressões para as larguras dos pulsos de comando que permitem obter na saída do inversor a três níveis qualquer vetor tensão de referência no setor A da figura 3.3. Nesta seção estes resultados são estendidos aos outros setores do inversor (setores de B a F). Para localizar o setor no hexágono da figura 3.3 no qual se encontra o vetor tensão de referência é necessário ordenar as tensões de referência, como mostrado na tabela 3.3. Denomina-se a seguir as tensões de referência ordenadas por $v_{1n}^*(k)$, $v_{2n}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k)$, tal que: $v_{1n}^*(k) > v_{2n}^*(k) > v_{3n}^*(k)$. Como exemplo: n o setor A $v_{1n}^*(k) = v_{an}^*(k)$, $v_{2n}^*(k) = v_{bn}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k) = v_{cn}^*(k)$ e no setor B temos $v_{1n}^*(k) = v_{bn}^*(k)$, $v_{2n}^*(k) = v_{an}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k) = v_{cn}^*(k)$.

Tabela 3.3: Determinação dos setores do Inversor.

Setor	Ordenação das Tensões
	$v_{1n}^*(k) > v_{2n}^*(k) > v_{3n}^*(k)$
A	$v_{an}^*(k) > v_{bn}^*(k) > v_{cn}^*(k)$
B	$v_{bn}^*(k) > v_{an}^*(k) > v_{cn}^*(k)$
C	$v_{bn}^*(k) > v_{cn}^*(k) > v_{an}^*(k)$
D	$v_{cn}^*(k) > v_{bn}^*(k) > v_{an}^*(k)$
E	$v_{cn}^*(k) > v_{an}^*(k) > v_{bn}^*(k)$
F	$v_{an}^*(k) > v_{cn}^*(k) > v_{bn}^*(k)$

A tabela 3.3 é obtida diretamente da figura 3.18, onde um vetor genérico $V_n e^{j\omega t}$ é decomposto em suas componentes nos eixos a , b e c .

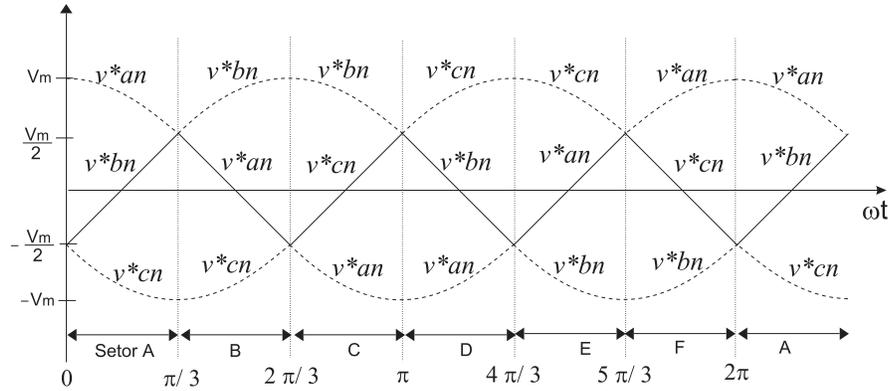


Figura 3.18: Localização dos setores do inversor no tempo

Identificado o setor, o cálculo das larguras dos pulsos de comando depende da região onde se localiza o vetor tensão de referência. As regiões de 1 a 4 são identificadas pelas relações apresentadas na tabela 3.4

Tabela 3.4: Determinação das regiões de um setor.

Região	Condição
1	$v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E/2$
2	$v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) > E/2$
3	$v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E/2$ e $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) < E/2$ e $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E/2$
4	$v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E/2$
externa	$v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E$

Definido o setor e a região do vetor tensão de referência, as expressões para cálculo das larguras de pulso são semelhantes às apresentadas para a região A, bastando-se substituir nas expressões 3.12, 3.17, 3.21 e 3.25, $v_{an}^*(k)$, $v_{bn}^*(k)$ e $v_{cn}^*(k)$ respectivamente por $v_{1n}^*(k)$, $v_{2n}^*(k)$ e

$v_{3n}^*(k)$.

3.6.1 Algoritmo Completo

Apresenta-se a seguir o algoritmo completo para o método de MLP proposto.

1 - Amostrar as tensões de referência $v_{an}^*(k)$, $v_{bn}^*(k)$ e $v_{cn}^*(k)$.

2 - Ordenar as tensões de referência obtendo-se $v_{1n}^*(k)$, $v_{2n}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k)$, para determinar o setor no qual se encontra o vetor tensão de referência

3 - Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E \rightarrow$ região de sobre modulação. Fazer o escalonamento das tensões de referência:

$$K_1 = \frac{E}{v_{1n}^* - v_{3n}^*} \quad (3.36)$$

$$\begin{cases} v_{1n}^* = K_1 v_{1n}^* \\ v_{2n}^* = K_1 v_{2n}^* \\ v_{3n}^* = K_1 v_{3n}^* \end{cases} \quad (3.37)$$

4 - Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E/2 \rightarrow$ o vetor de referência pertence à região 1:

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \frac{T}{4} - \frac{T}{2E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{4} + \frac{3T}{2E}v_{2n}^*(k) \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{4} - \frac{3T}{2E}v_{2n}^*(k) \\ \tau_{p3}(k) = \tau_{na}(k) \\ \tau_{n3}(k) = \tau_{pa}(k) \end{cases} \quad (3.38)$$

5 - Se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) > E/2 \rightarrow$ região 2:

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{n2}(k) = -\frac{3T}{E}v_{2n}^* \end{cases} \quad (3.39)$$

6 - Se $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E/2 \rightarrow$ região 4:

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{p2}(k) = \frac{3T}{E}v_{2n}^*(k) \end{cases} \quad (3.40)$$

7 - Senão \rightarrow região 3:

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[(v_{2n}^*(k) - v_{1n}^*(k))] \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[(v_{3n}^*(k) - v_{2n}^*(k))] \end{cases} \quad (3.41)$$

3.7 Resultados de Simulação

O método de MLP proposto foi testado através de simulação digital com um inversor de *neutro grampeado* de três níveis alimentando uma carga RL trifásica. A tensão no barramento C.C. é igual a 300V com os seguintes parâmetros da carga: $R = 5\Omega$ e $L = 5,5mH$ e frequência do vetor tensão de referência igual a $60Hz$. Serão apresentados os resultados para as frequências de chaveamento de $720Hz$ e $1440Hz$, correspondendo a razões de frequência (R) iguais a 12 e 24, respectivamente.

3.7.1 Resultados para a frequência de chaveamento de 720Hz

A figura 3.19 mostra a amplitude da componente fundamental da tensão fase-neutro de saída quando o índice de modulação (m) varia de 0 a 0,8. Observe que a componente fundamental varia linearmente até $V_1 = 173V$, correspondendo a $m = 1/\sqrt{3} = 0,57$, como esperado para um método de MLP vetorial.

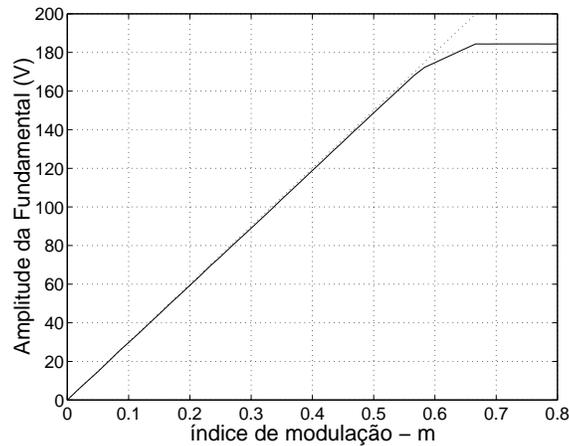


Figura 3.19: Amplitude da componente fundamental x índice de modulação ($R = 12$).

A figura 3.20 apresenta a distorção harmônica total calculada pela expressão 3.42, incluindo os 50 primeiros harmônicos. Esta figura mostra que pode-se obter uma forma de onda da tensão de saída com baixo conteúdo harmônico com o método de MLP proposto, comprovando o bom desempenho da MLP.

$$SIG = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{V_n^2}{n^2}}}{V_1} \tag{3.42}$$

Resultados de simulação para $R = 12$ e $m = 0,25$

A figura 3.21 mostra os sinais de comando das chaves da fase a do inversor durante um período do vetor tensão de referência, para um índice de modulação (m) igual a 0,25. Com este valor de m , o vetor de referência está localizado na região 1 em cada setor. Na figura

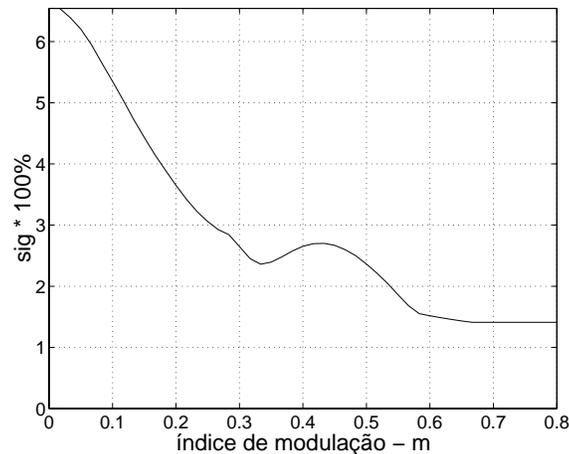


Figura 3.20: Distorção harmônica total x índice de modulação ($R = 12$).

3.21a é mostrado o sinal de comando relativo ao estado P das chaves, $P_a(t)$ e na figura 3.21b o sinal de comando relativo ao estado N das chaves, $N_a(t)$. O sinal de comando $C_a(t)$ é dado pela expressão $C_a(t) = P_a(t) - N_a(t)$. Estes sinais formam o padrão de chaveamento típico da região 1, onde as larguras dos pulsos τ_{pa} e τ_{na} em um período de chaveamento nunca são anulas. Pode-se observar na figura 3.21 que o padrão de chaveamento é espelhado a cada período de MLP, como proposto, reduzindo assim o número de comutações.

A forma de onda da tensão fase neutro $v_{an}(t)$, gerada através dos comandos da figura 3.21, e seu respectivo espectro harmônico são apresentados nas figuras 3.22a e 3.22b respectivamente.

Observa-se na figura 3.22a que os níveis de tensão presente em $v_{an}(t)$ são $(E/3, E/6, 0, -E/6$ e $-E/3)$, ou seja, as amplitudes dos vetores tensão dos grupos Z e S, como mostrado na tabela 3.2. O espectro da figura 3.22b mostra que os harmônicos mais significativos da tensão $v_{an}(t)$ aparecem em bandas centradas no harmônico de ordem 24. Esta característica é devido ao padrão de chaveamento completo da região 1, que produz dois pulsos de tensão por período de modulação, efetivamente dobrando a frequência de chaveamento.

A figura 3.23 mostra uma tensão fase-fase $v_{ab}(t)$ para $m = 0,25$. Nota-se a presença dos níveis de tensão são: 0 e $\pm E/2$. A figura 3.24 mostra a forma de onda da corrente de fase $i_{an}(t)$.

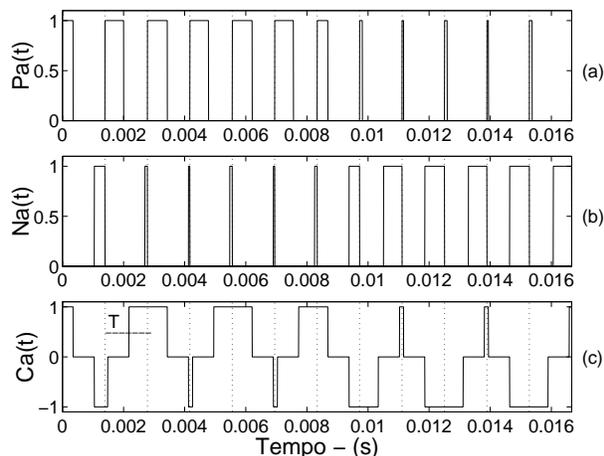


Figura 3.21: Sinais de comando da fase a para $m = 0,25$ ($f = 60Hz$, $R = 12$).

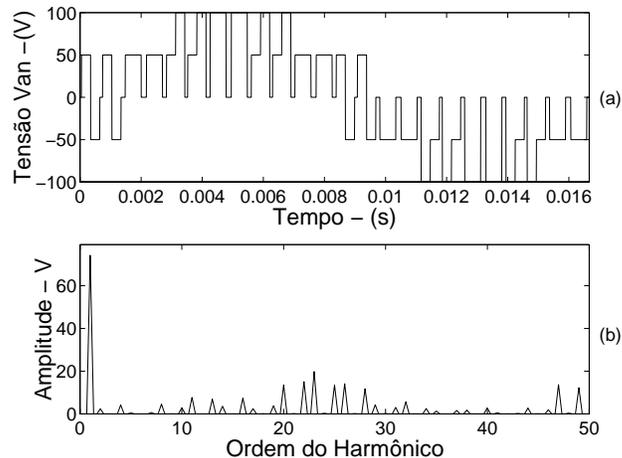


Figura 3.22: a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ ($f = 60Hz$, $R = 12$). b) Espectro harmônico

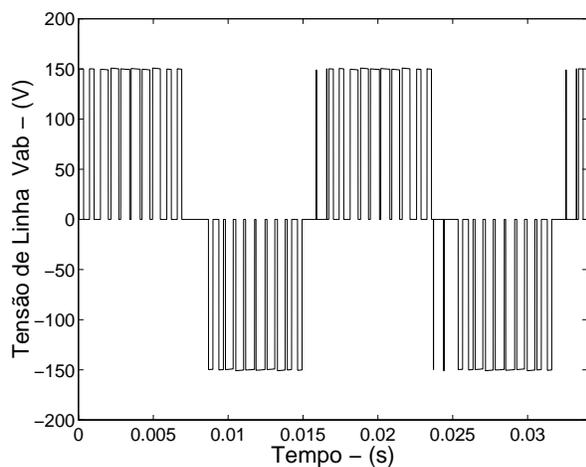


Figura 3.23: Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).

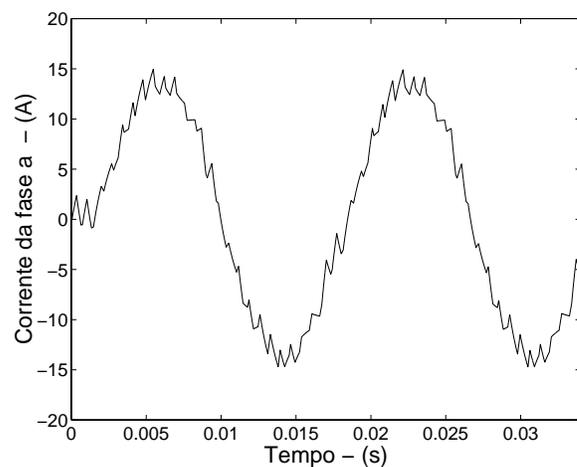


Figura 3.24: Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).

A figura 3.25 mostra a tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C. Observa-se que a tensão no barramento C.C. está bem distribuída entre os capacitores.

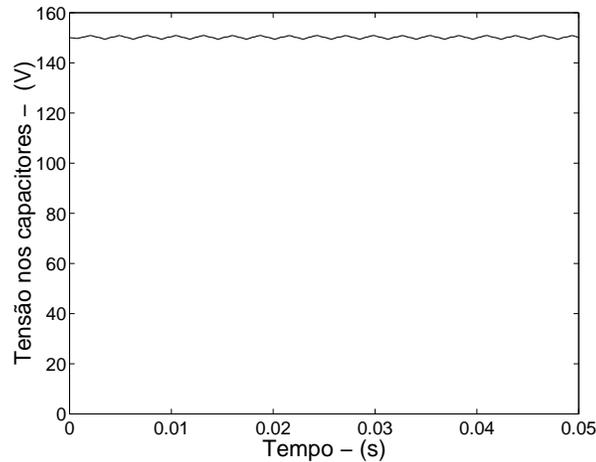


Figura 3.25: Tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C. ($E=300V$).

Resultados de simulação para $R = 12$ e $m = 0,50$

A figura 3.26 os sinais de comando das chaves da fase a do inversor para um índice de modulação (m) igual a 0,50. Observa-se a redução do número de comutações em relação à figura 3.21, característica dos padrões de chaveamento das regiões 2, 3 ou 4 em cada setor.

A forma de onda da tensão fase neutro $v_{an}(t)$, e seu espectro harmônico para $m = 0,50$ estão mostrados na figura 3.27. Nota-se na figura 3.27a, que para o índice de modulação igual a 0,50 $v_{an}(t)$ apresenta todos os níveis de tensão possíveis para um inversor de três níveis ($0, \pm E/6, \pm E/3, \pm E/2$ e $\pm 2E/3$). O espectro da figura 3.27b mostra que os harmônicos mais significativos da tensão $v_{an}(t)$ aparecem em torno da frequência de chaveamento.

A figura 3.28 mostra a tensão fase-fase $v_{ab}(t)$ para $m = 0,50$. Nota-se que neste caso os níveis da tensão fase-fase são: $\pm E, \pm E/2$ e 0 . A figura 3.29 mostra a corrente de fase $i_{an}(t)$ para $m = 0,50$.

A figura 3.30 mostra a tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C. para o índice de modulação $m = 0,50$. Observa-se através desta figura que as tensões nos capacitores do barramento C.C. permanecem equilibradas com o aumento do índice de modulação.

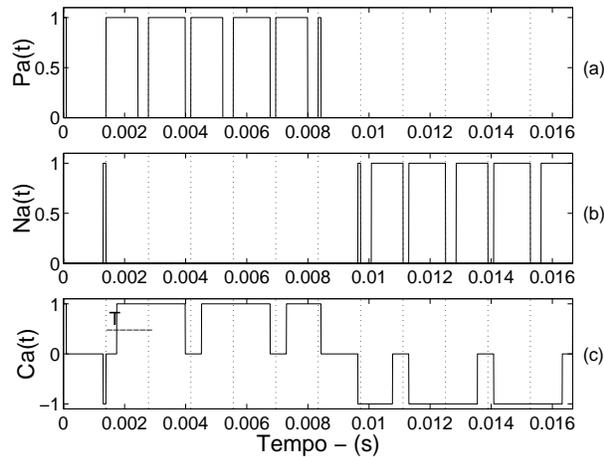


Figura 3.26: Sinais de comando da fase a para $m = 0,50$ ($f = 60Hz$, $R = 12$).

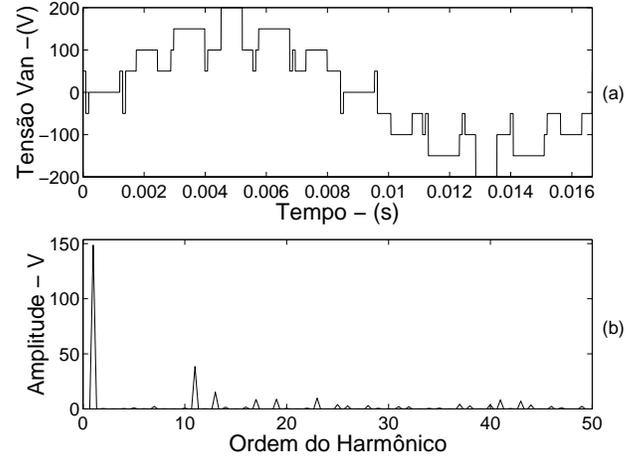


Figura 3.27: a) tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ ($f = 60Hz$, $R = 12$). b) Espectro harmônico

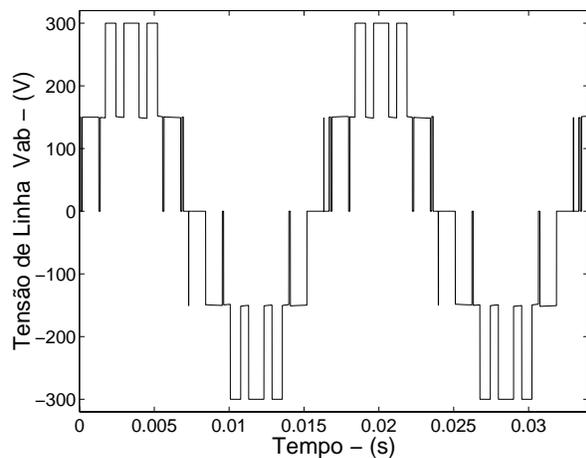


Figura 3.28: Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

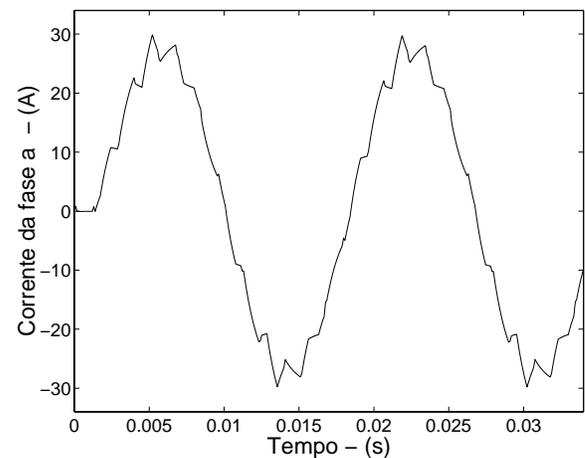


Figura 3.29: Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

3.7.2 Resultados para a frequência de chaveamento de $1440Hz$

A figura 3.31 mostra a evolução da amplitude da componente fundamental da tensão fase-neutro de saída quando o índice de modulação (m) varia de 0 a 0,8 para $R = 24$.

A figura 3.32 mostra o coeficiente de distorção harmônica SIG em função do índice de

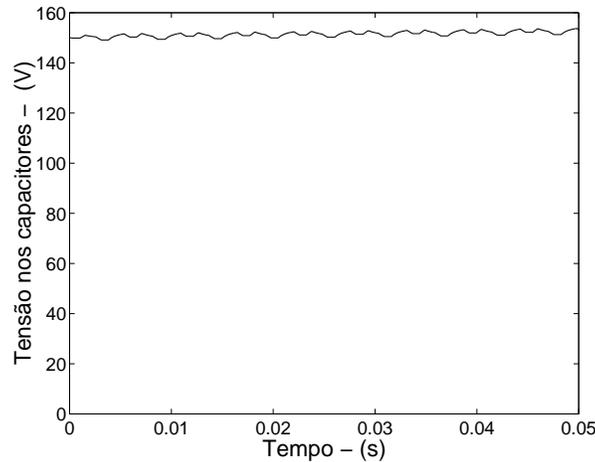


Figura 3.30: Tensão sobre um capacitor do barramento C.C. ($E=300V$).

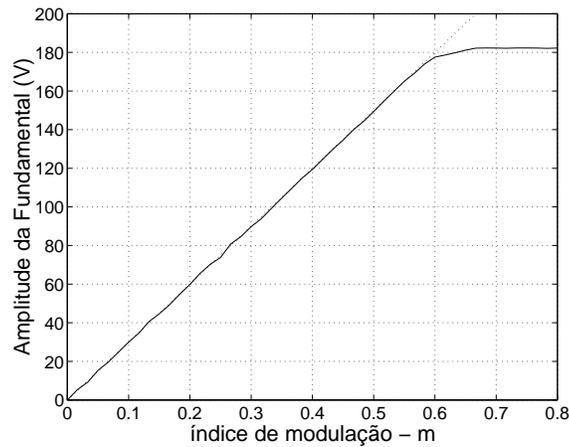


Figura 3.31: Amplitude da componente fundamental x índice de modulação ($R = 24, f = 60Hz$).

modulação para $R = 24$. Comparando as curvas das figuras 3.32 e 3.20, observa-se uma redução significativa da distorção harmônica com o aumento da frequência de chaveamento.

Resultados de simulação para $R = 24$ e $m = 0,25$

Os sinais de comando das chaves da fase a do inversor para um índice de modulação (m) igual a 0,25 e frequência de chaveamento igual a $1440Hz$, estão mostrados na figura 3.33. As figuras 3.34a e 3.34b apresentam a forma de onda da tensão fase neutro $v_{an}(t)$ e seu espectro

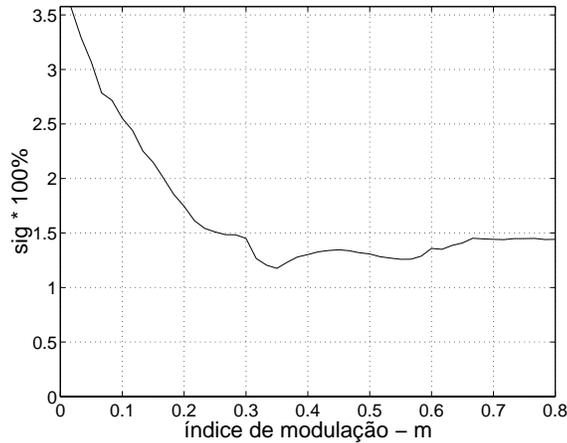


Figura 3.32: Distorção harmônica total x índice de modulação, ($R = 24$).

harmônico, respectivamente.

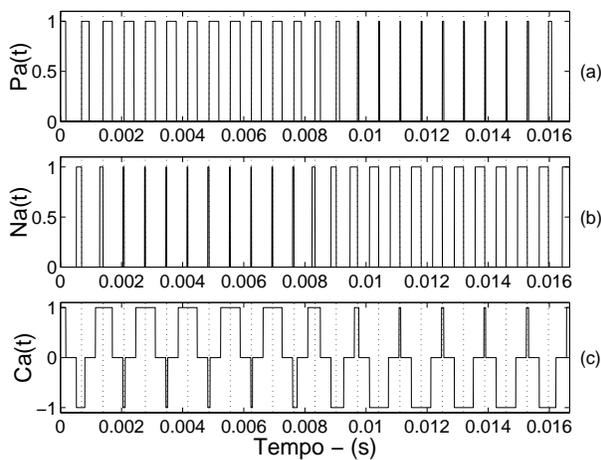


Figura 3.33: Sinais de comando da fase a para $m = 0,25$.

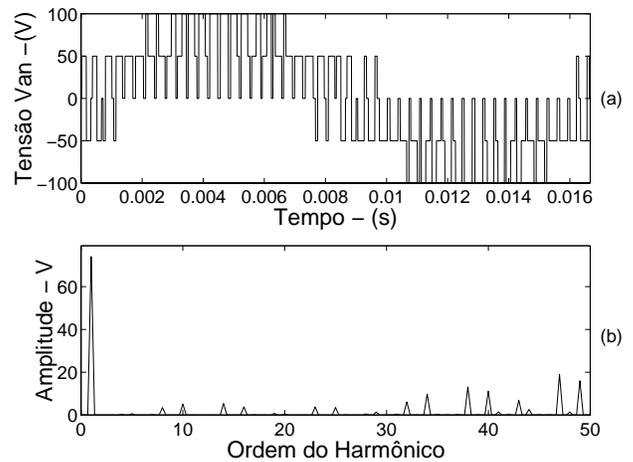


Figura 3.34: a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$.
b) Espectro harmônico

A figura 3.35 mostra a tensão fase-fase $v_{ab}(t)$ para $m = 0,25$, e a figura 3.36 mostra a respectiva corrente da fase a .

A tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C. esta mostrada na figura 3.37. Em comparação com a figura 3.25, nota-se uma redução na ondulação da tensão nos capacitores com o aumento da frequência de chaveamento.

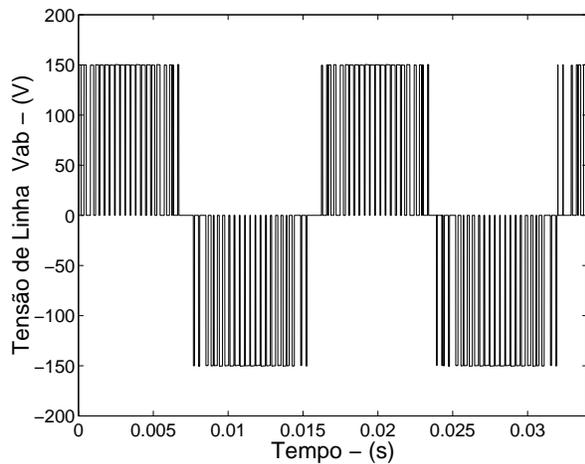


Figura 3.35: Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

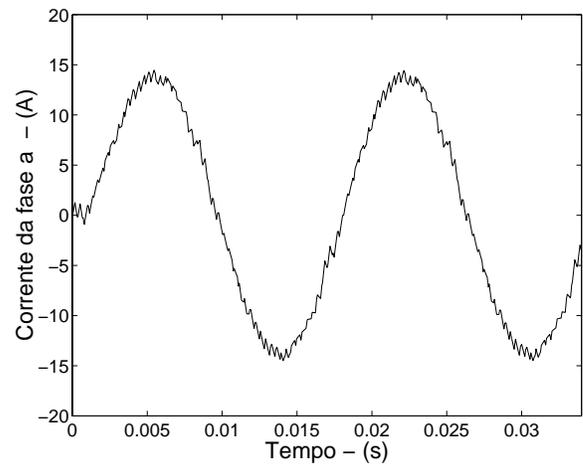


Figura 3.36: Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

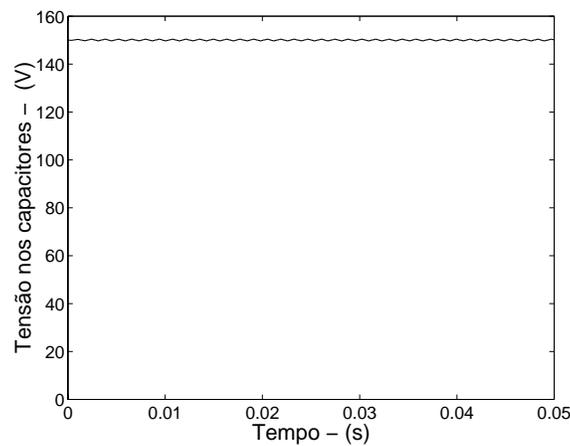


Figura 3.37: Tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C. ($E=300V$).

Resultados de simulação para $R = 24$ e $m = 0,50$

As figuras 3.38 a 3.42 mostram os resultados obtidos com um índice de modulação $m = 0,50$ e frequência de chaveamento de $1440Hz$.

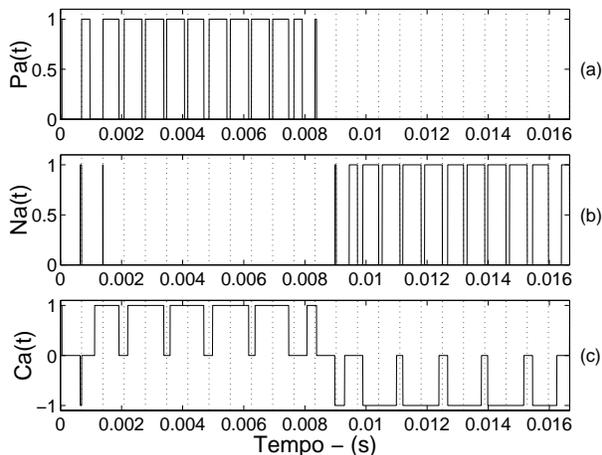


Figura 3.38: Sinais de comando da fase a para $m = 0, 50$.

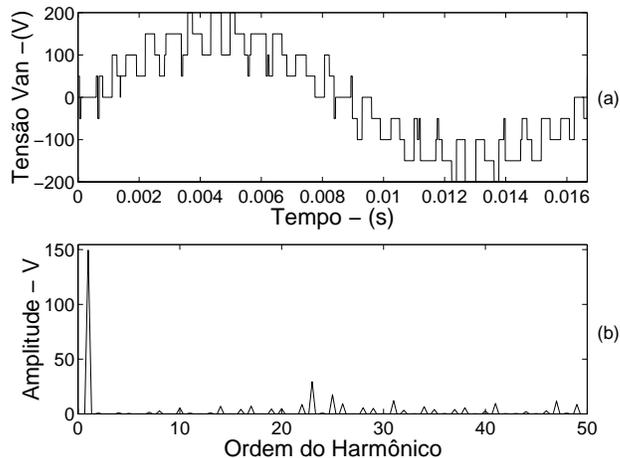


Figura 3.39: a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0, 50$.
b) Espectro harmônico

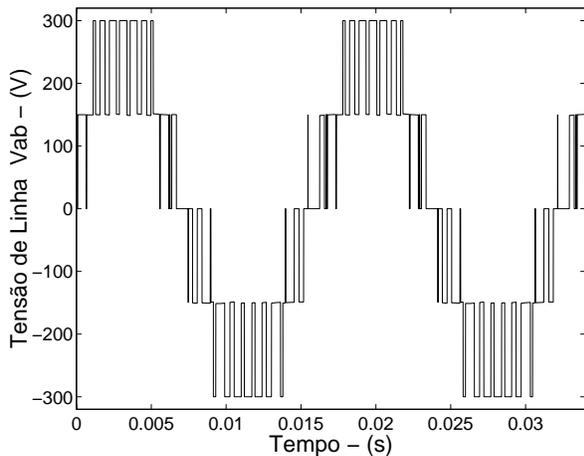


Figura 3.40: Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 24$).

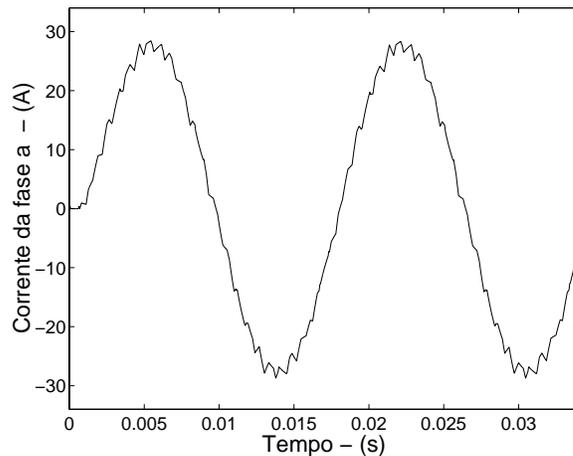


Figura 3.41: Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 24$).

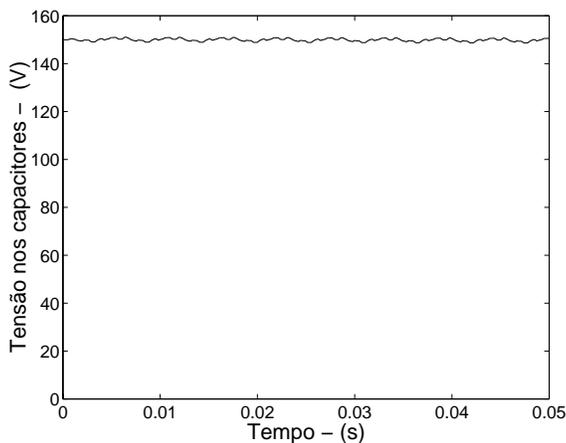


Figura 3.42: Tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C. ($E=300V$).

3.7.3 Comparação de desempenho entre o método de MLP vetorial proposto e o MLP natural

A figura 3.43 mostra a evolução da amplitude da componente fundamental das tensões fase neutro de saída em função do índice de modulação para o método de MLP vetorial proposto e para a MLP natural, considerando uma razão de frequências R igual a 24. Observa-se que esta relação é linear até $m = 0,577$ para a MLP vetorial e $m = 0,50$ para a MLP natural, o que representa um aumento de 15.5% na região linear de operação do inversor.

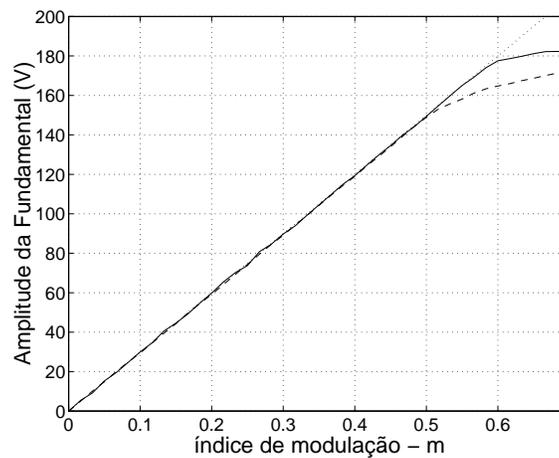


Figura 3.43: Amplitude da componente fundamental x índice de modulação (- - -MLP natural, —-MLP vetorial proposto).

Os índices de distorção harmônica SIG, correspondente ao método de MLP proposto e ao método de MLP regular para uma mesma relação de frequências, $R = 24$, estão mostrados na figura 3.44. Observa-se que o método de MLP proposto sempre apresenta uma menor distorção harmônica. Esta redução da distorção harmônica é mais significativa para baixos índice de modulação.

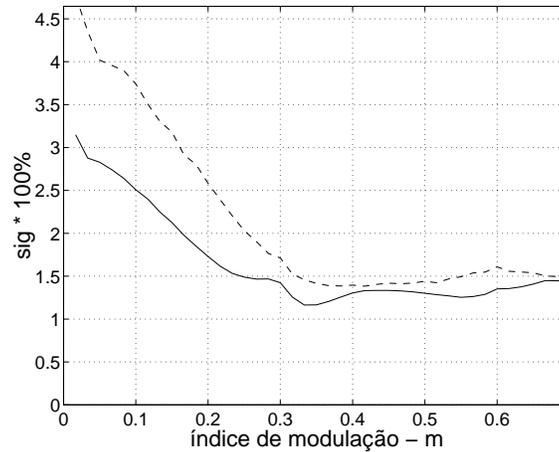


Figura 3.44: Distorção harmônica total x índice de modulação (- - -MLP natural, —MLP vetorial proposto).

3.8 Conclusões

Neste capítulo um novo método de MLP vetorial foi proposto e descrito em detalhes.

O método de MLP proposto apresenta as seguintes características:

1. Com o modelo matemático apresentado para o inversor a três níveis foi possível incorporar na MLP a distribuição uniforme dos vetores de tensão zero, condições de equilíbrio das tensões nos capacitores e o estudo do domínio de validade da solução encontrada;
2. A seleção do padrão de chaveamento é implícita ao método, dispensando a consulta em tabelas;
3. As larguras dos pulsos de comando são calculadas diretamente através de equações algébricas simples, sem a necessidade de determinar inicialmente o tempo de aplicação dos vetores de tensão. Conseqüentemente, o método apresentado é melhor adaptado à implementação digital e à operação em tempo real que os métodos de MLP descritos na literatura.

A operação do método de MLP vetorial proposto para inversores de *neutro grampeado* de

três níveis foi comprovado com resultados de simulação. Estes resultados mostram claramente que pode-se obter com o método de MLP proposto um bom aproveitamento do inversor com reduzido conteúdo harmônico na tensão de saída e simultaneamente mantendo-se a tensão nos capacitores do barramento C.C. equilibradas.

Capítulo 4

MLP Vetorial com Restrições de Tempo Mínimo de Condução e Corte

4.1 Introdução

Até este ponto considerou-se que as chaves estáticas utilizadas no inversor multinível são ideais. No entanto, restrições relativas a tempos mínimos de permanência das chaves nos estados de condução e corte devem ser obrigatoriamente consideradas, especialmente em inversores com chaves GTO (*gate turn-off thyristors*). Nos GTOs, logo após ao corte, algumas regiões do catodo com maior concentração de portadores minoritários estarão mais aptas a conduzir do que outras. Se o GTO é religado, antes do desaparecimento destes portadores por recombinação, ocorrerá uma distribuição desigual da corrente pelo catodo podendo levar à queima do dispositivo. Do mesmo modo, o GTO deve permanecer ligado por um tempo mínimo determinado antes que possa ser desligado. Além disto, os circuitos de ajuda à comutação, (*snubbers*), utilizados em associação com o GTO e com outros semicondutores de potência, também exigem um tempo mínimo de permanência das chaves nos estados ligada e desligada.

Por outro lado, com estas limitações introduzidas nas larguras dos pulsos de comando,

aparecem regiões do hexágono da figura 3.3 que não são realizáveis com o método de modulação em largura de pulsos apresentado. Neste capítulo o método de modulação será modificado para atender a estas restrições.

4.2 Domínio da MLP com restrições nos tempos mínimos de condução e corte

Nesta seção, as restrições de tempo mínimo de condução e corte das chaves serão consideradas. Conseqüentemente, em um período de MLP (T), nenhum dos interruptores do inversor a três níveis pode ser comandado por intervalo inferior a T_{min} ou superior a $T - T_{min}$. A partir da análise da tabela 3.1 e da figura 3.2 contruiu-se a Tabela 4.1 apresentando os tempos em que as chaves permanecem fechadas (t_{on}) ou abertas (t_{off}) durante um período de MLP.

Tabela 4.1: t_{on} e t_{off} das chaves do inversor

estado	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}
t_{on}	τ_{px}	$\tau_{ox} + \tau_{px}$	$\tau_{ox} + \tau_{nx}$	τ_{nx}
t_{off}	$\tau_{ox} + \tau_{nx}$	τ_{nx}	τ_{px}	$\tau_{px} + \tau_{ox}$

Para que as restrições de $t_{on} \geq T_{min}$ e $t_{off} \geq T_{min}$ sejam respeitadas simultâneamente por todas as chaves é condição suficiente que:

$$\begin{cases} T_{min} \leq \tau_{px}(k) \leq T - T_{min} \\ T_{min} \leq \tau_{nx}(k) \leq T - T_{min} \end{cases} \quad (4.1)$$

Substituindo-se as equações 3.12, 3.17, 3.21, 3.25 neste conjunto de restrições, temos as regiões do setor A que não são realizáveis com a solução proposta. Estas regiões são definidas pelas equações 4.2 a 4.5 e são mostradas na figura 4.1 pelas áreas hachuradas.

Região 1A:

$$v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T} 2E \quad (4.2)$$

Região 2A:

$$v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E - \frac{T_{min}}{T} E \quad (4.3)$$

Região 3A:

$$\begin{aligned} v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) &\leq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T} E \\ v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) &\leq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T} E \end{aligned} \quad (4.4)$$

Região 4A:

$$v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E - \frac{T_{min}}{T} E \quad (4.5)$$

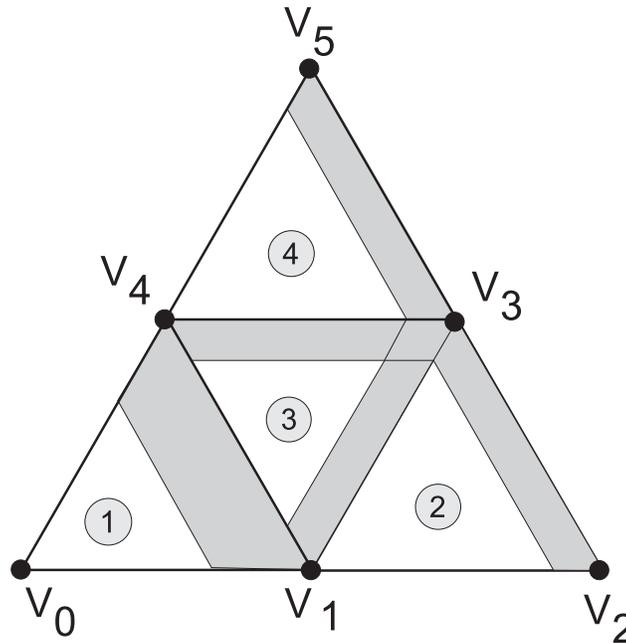


Figura 4.1: Regiões não realizáveis do inversor a três níveis considerando-se t_{on} e t_{off} mínimos.

4.3 Padrões de chaveamento considerando os tempos mínimos de condução e corte

Para resolver o problema das regiões do inversor onde os tempos de condução ou corte dos interruptores são proibitivos é necessário utilizar padrões de chaveamento reduzidos. Nos padrões completos, todas as possíveis configurações para os vetores de tensão, vértices do triângulo ao qual a extremidade do vetor tensão de referência está inserido, são utilizadas. Na região 1A por exemplo, foram utilizadas todas as sete configurações possíveis dos vetores de tensão do inversor.

A utilização de padrões de chaveamento completos tem a vantagem de maximizar o número de comutações nas formas de onda de tensão e conseqüentemente conduzir a uma pequena taxa de distorção harmônica. Por outro lado, sua utilização conduz a larguras dos pulsos de comando fora da faixa especificada pelas restrições 4.1.

Como exemplo, quando a extremidade do vetor tensão de referência entra na região hachurada do região 1A da figura 4.1, o tempo de aplicação do vetor tensão nulo é muito pequeno. Conseqüentemente, os tempos T_{PPP} e T_{OOO} da figura 3.7 também são pequenos e as larguras de pulso τ_{pc} e τ_{na} são inferiores a T_{min} , desrespeitando as restrições em 4.1. Portanto, este padrão completo não pode mais ser adotado em toda a região 1A. No entanto, se na figura 3.7 não utilizarmos os vetores de tensão nula correspondentes às configurações das chaves NNN e PPP, os pulsos de comando de menor largura, τ_{pc} e τ_{na} desaparecerão, estendendo o funcionamento do inversor à região hachurada da região 1A da figura 4.1.

Com o objetivo de eliminar as limitações devidas a t_{on}/t_{off} mínimo, o setor A da figura 3.3 foi dividido em 15 regiões, como mostra a figura 4.2. Nas regiões 1 a 4, são utilizados os padrões completos apresentados anteriormente. Nas outras regiões são utilizados padrões reduzidos, obtidos pela eliminação de algumas das configurações dos vetores de tensão presentes nos padrões completos. Entretanto, mesmo utilizando padrões de chaveamento reduzidos, algumas regiões não podem ser implementadas com a restrição imposta de tempos mínimos de condução

e corte das chaves em um período de MLP. Estas regiões são mostradas na Figura 4.2 pelas áreas hachuradas.

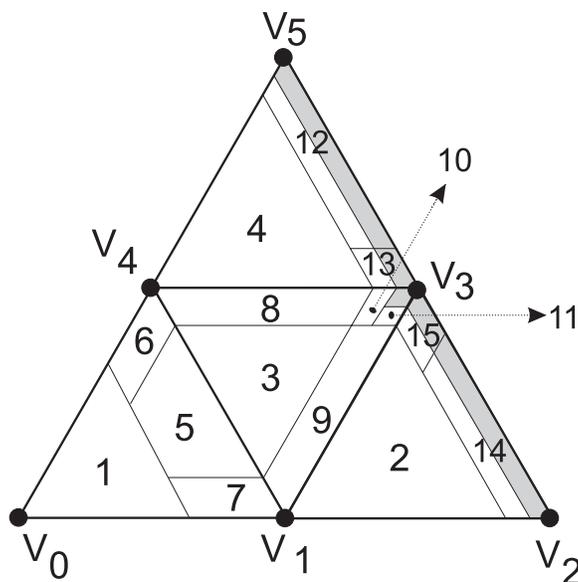


Figura 4.2: Regiões do setor A do inversor a três níveis considerando-se t_{on} e t_{off} mínimos

A seguir serão definidos os padrões de chaveamento reduzidos para as regiões de 5 a 15 da figura 4.2.

4.3.1 Padrões de chaveamento para as Regiões 5, 6 e 7

O padrão de chaveamento reduzido para a região 5 é definido por:

PPO POO OOO OON ONN

Este padrão de chaveamento é representado na figura 4.3. O padrão de chaveamento reduzido para a região 5 começa com os vetores pequenos (grupo S), pois como mostrado anteriormente, a aplicação da configuração das chaves NNN e PPP conduz a larguras de pulsos de comando fora da faixa especificada pelas restrições 4.1, na região 5.

Para garantir o equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento C.C são introduzidas as restrições:

$$\begin{cases} T_{PPO}(k) = T_{OON}(k) \rightarrow \tau_{pb}(k) = \tau_{nc}(k) - \tau_{nb}(k) \\ T_{POO}(k) = T_{ONN}(k) \rightarrow \tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) = \tau_{nb}(k) \end{cases} \quad (4.6)$$

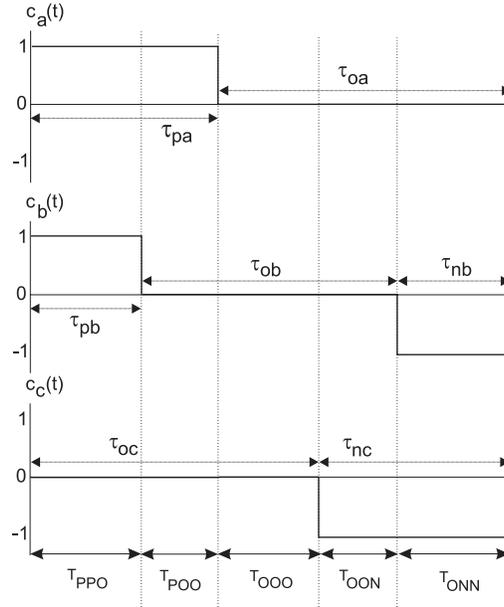


Figura 4.3: Padrão de chaveamento para a região 5

Considerando o padrão de chaveamento reduzido para eliminar o problema dos tempos mínimos de condução e corte das chaves, e as restrições para equilibrar as tensões dos capacitores do barramento C.C, forma-se o seguinte sistema de equações para a região 5:

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{bn}^*(k) \\ -\tau_{nc}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) = 0 \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{nc}(k) + \tau_{nb}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

As larguras dos pulsos de comando para a região 5 são calculadas pelo sistema de equações 4.8.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = \tau_{nc}(k) = \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{pb}(k) = \frac{T}{E}[v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nb}(k) = \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \\ \tau_{ox}(k) = T - \tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) \end{array} \right. \quad (4.8)$$

Os limites para a região 5 são:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \geq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T} 2E \\ v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \geq \frac{T_{min}}{T} E \\ v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \geq \frac{T_{min}}{T} E \end{array} \right. \quad (4.9)$$

No padrão de chaveamento apresentado acima para a região 5, a medida que o tempo de aplicação das configurações das chaves PPO ou ONN diminuem, as larguras dos pulsos τ_{pb} ou τ_{nb} podem ficar menores que T_{min} , tornando-se portanto, proibitivos. No entanto, eliminando-se somente a configuração das chaves ONN deste padrão de chaveamento tem-se o seguinte padrão reduzido para a região 6:

PPO POO OOO OON

Este padrão de chaveamento é mostrado na figura 4.4.

Considerando o padrão de chaveamento reduzido para eliminar o problema de t_{on}/t_{off} mínimo, e as restrições para equilibrar as tensões dos capacitores do barramento C.C, tem-se o seguinte sistema de equações para a região 6:

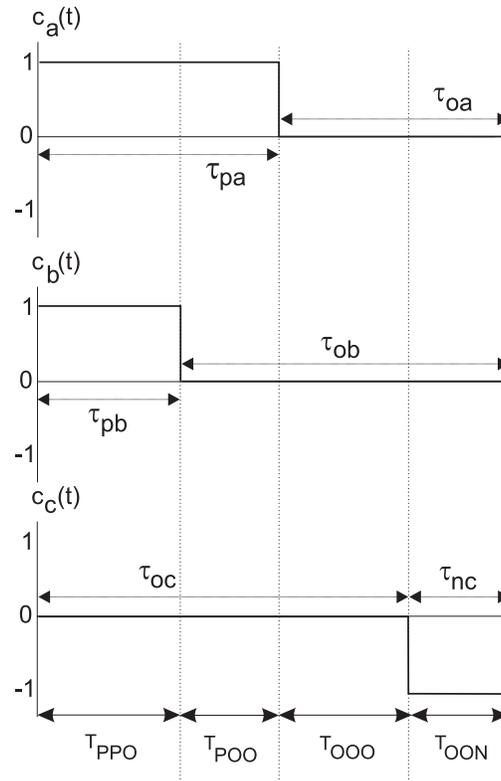


Figura 4.4: Padrão de chaveamento para a região 6

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{bn}^*(k) \\ -\tau_{nc}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E} v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{nc}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

As larguras dos pulsos de comando para a região 6 são dados pelas equações 4.11 e os limites desta região pelas inequações 4.12.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = \frac{3T}{E}v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) = \tau_{nc}(k) = \frac{T}{E}[v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nb}(k) = \tau_{na}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \\ \tau_{ox}(k) = T - \tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) \end{array} \right. \quad (4.11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \geq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T}2E \\ v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \leq \frac{T_{min}}{T}E \end{array} \right. \quad (4.12)$$

Eliminando-se a configuração PPO, e mantendo-se a configuração ONN obtém-se o padrão de chaveamento para a região 7:

$$\boxed{\text{POO OOO OON ONN}}$$

O padrão de chaveamento para a região 7 é mostrado graficamente na figura 4.5.

Com com o padrão de chaveamento da figura 4.5 e as restrições para equilibrar as tensões dos capacitores do barramento C.C, tem-se o seguinte sistema de equações para a região 7:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{an}^*(k) \\ -\tau_{nb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{bn}^*(k) \\ -\tau_{nc}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) = 0 \end{array} \right. \quad (4.13)$$

As larguras dos pulsos de comando para a região 7 são dados pelas equações 4.14 e os limites desta região pelas inequações 4.15.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = \tau_{nb}(k) = \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = -\frac{3T}{E}v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pc}(k) = \tau_{na}(k) = \tau_{pb}(k) = 0 \\ \tau_{ox}(k) = T - \tau_{px}(k) - \tau_{nx}(k) \end{array} \right. \quad (4.14)$$

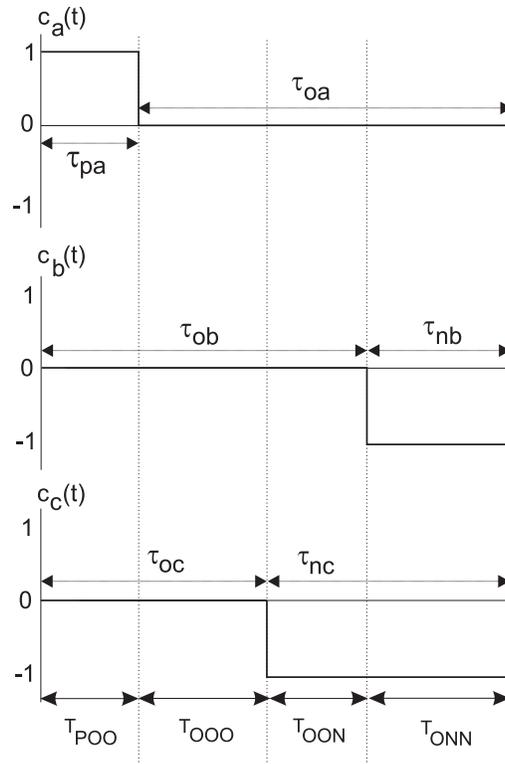


Figura 4.5: Padrão de chaveamento para a região 7

$$\begin{cases} v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \geq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T} 2E \\ v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq \frac{T_{min}}{T} E \end{cases} \quad (4.15)$$

Com estas mudanças nos padrões de chaveamento em relação ao padrão completo apresentado na figura 3.7, cobriu-se toda a região 1A respeitando sempre as restrições de t_{on}/t_{off} mínimos. Este raciocínio foi utilizado para todas as outras regiões (8 a 15) da figura 4.2 e os padrões resumidos obtidos são apresentados no *Â*pendice A.

4.4 Região de Sobremodulação

Nesta seção, é apresentado o algoritmo para saturação do vetor tensão de referência na região de sobremodulação, considerando as restrições de tempo mínimo de condução e corte. Neste caso, o limite da região de sobremodulação para o setor A é dado pela condição $v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) > E - (T_{min}E/2T)$ como indicado na figura 4.6. De modo análogo ao proposto no capítulo anterior, o vetor tensão de referência de coordenadas $[v_{an}^*(k), v_{bn}^*(k), v_{cn}^*(k)]$ na região de sobremodulação é substituído pelo vetor tensão $[v_{an}'(k), v_{bn}'(k), v_{cn}'(k)]$ com a mesma direção e com a maior amplitude realizável pelo inversor.

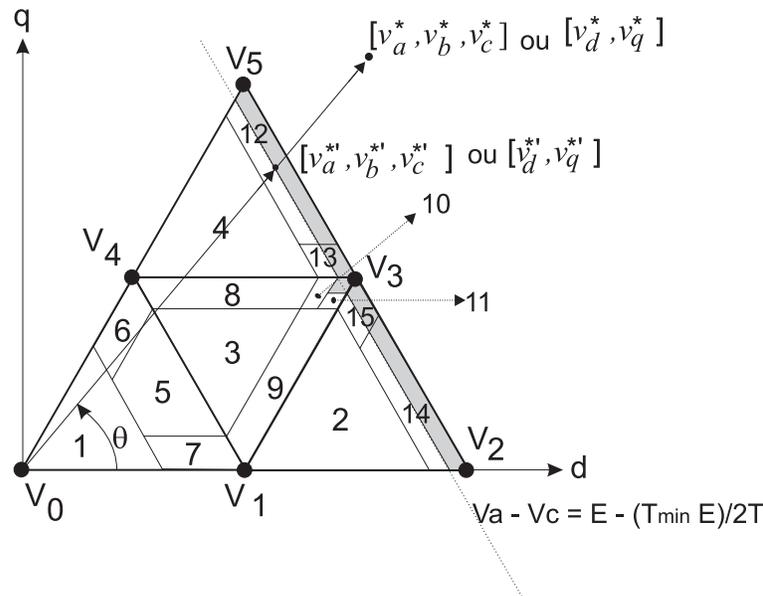


Figura 4.6: Região de Sobremodulação com as restrições de tempo mínimo de condução e corte

As coordenadas do novo vetor tensão $[v_{an}'(k), v_{bn}'(k), v_{cn}'(k)]$ são determinadas pelo sistema de equações 4.16.

$$\begin{cases} \frac{3v_d'(k)}{2} + \frac{\sqrt{3}v_q'(k)}{2} = E - \frac{T_{min}E}{T} \\ v_q'(k) = \frac{v_q^*(k)}{v_d^*(k)}v_d'(k) \end{cases} \quad (4.16)$$

A solução do sistema 4.16 em coordenadas naturais é dada pela Equação 4.17.

$$v_{xn}'(k) = K_2 v_{xn}^*(k) \quad (4.17)$$

Onde, o fator K_2 é definido pela equação 4.18.

$$K_2 = \frac{1}{v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)} \left(E - \frac{T_{min} E}{T} \right) \quad (4.18)$$

4.5 Algoritmo Completo

Finalmente, apresentamos o algoritmo completo do método de MLP incluindo a limitação de tempos mínimos de condução e corte.

1 - Amostrar as tensões fase-neutro de referência $v_{an}^*(k)$, $v_{bn}^*(k)$ e $v_{cn}^*(k)$.

2 - Comparar as tensões de referência para a determinação do vetor ordenado:

$[v_{1n}^*(k), v_{2n}^*(k), v_{3n}^*(k)]$.

3 - Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E - \frac{E}{2T} T_{min}$

Região de sobremodulação, então:

$$K_1 = \frac{E - \frac{E}{2T} T_{min}}{v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)} \quad (4.19)$$

e,

$$\begin{cases} v_{1n}^*(k) = K_1 \cdot v_{1n}^*(k) \\ v_{2n}^*(k) = K_1 \cdot v_{2n}^*(k) \\ v_{3n}^*(k) = K_1 \cdot v_{3n}^*(k) \end{cases} \quad (4.20)$$

4 - Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \leq \frac{E}{2}$

Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E/2 - T_{min} * \frac{2E}{T}$

Região 1 - Padrão completo: PPP PPO POO OOO OON ONN NNN

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{p1}(k) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \frac{T}{4} - \frac{T}{2E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{4} + \frac{3T}{2E}v_{2n}^*(k) \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{4} - \frac{3T}{2E}v_{2n}^*(k) \\ \tau_{p3}(k) = \tau_{n1}(k) \\ \tau_{n3}(k) = \tau_{p1}(k) \end{array} \right. \quad (4.21)$$

Senão, se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) < T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 6 - Padrão reduzido: PPO POO OOO OON

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{p1}(k) = \frac{3T}{E}v_{1n}^*(k) \\ \tau_{p2}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n2}(k) = \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{array} \right. \quad (4.22)$$

Senão, se $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 7 - Padrão reduzido: POO OOO OON ONN

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{p1}(k) = \tau_{n2}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -\frac{3T}{E}v_{3n}^*(k) \\ \tau_{p3}(k) = \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = 0 \end{array} \right. \quad (4.23)$$

Senão:

Região 5 - Padrão reduzido: PPO POO OOO OON ONN

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{array} \right. \quad (4.24)$$

5 - Senão, se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) \geq E/2$

Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E - T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 2 - Padrão completo: POO PON PNN ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{n2}(k) = -\frac{3T}{E}v_{2n}^*(k) \end{cases} \quad (4.25)$$

Senão, se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) > \frac{E}{2} + T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 14 - Padrão reduzido: POO PON PNN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = T \\ \tau_{n2}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.26)$$

Senão:

Região 15 - Padrão reduzido: PON PNN ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n2}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = T \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.27)$$

6 - Se $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \geq E/2$

Se $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \leq E - T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 4 - Padrão completo: PPO PPN PON OON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{n2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{p2}(k) = \frac{3T}{E}v_{2n}^*(k) \end{cases} \quad (4.28)$$

Senão, se $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < \frac{E}{2} + T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 13 - Padrão reduzido: PPO PPN PON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = T \\ \tau_{p2}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{n2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.29)$$

Senão,

Região 12 - Padrão reduzido: PPN PON OON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = T \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{n2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.30)$$

7 - Senão,

se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) \leq \frac{E}{2} + T_{\min} * \frac{E}{T}$ e $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \leq \frac{E}{2} - T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 3 - Padrão completo: PPO POO PON OON ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \tau_{n3}(k) = \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{1n}^*(k)] \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{3n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \end{cases} \quad (4.31)$$

Senão, se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) \leq \frac{E}{2} - T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 8 - Padrão reduzido: PPO POO PON OON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -\frac{T}{2} - \frac{3T}{E}v_{3n}^*(k) \\ \tau_{n2}(k) = \tau_{n1}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.32)$$

Senão, se $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) \leq \frac{E}{2} - T_{\min} * \frac{E}{T}$

Região 9 - Padrão reduzido: POO PON OON ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = -\frac{T}{2} + \frac{3T}{E}v_{1n}^*(k) \\ \tau_{n2}(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.33)$$

Senão, se $v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) \leq \frac{E}{2} - T_{\min} * \frac{E}{2T}$

Região 10 - Padrão de Chaveamento reduzido: PPO POO PON

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = T \\ \tau_{p2}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{n2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.34)$$

Senão:

Região 11- Padrão de Chaveamento reduzido: PON OON ONN

$$\begin{cases} \tau_{p1}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{p2}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k)] \\ \tau_{n3}(k) = T \\ \tau_{n1}(k) = \tau_{p2}(k) = \tau_{p3}(k) = 0 \end{cases} \quad (4.35)$$

4.6 Resultados de Simulação

O método de MLP apresentado neste capítulo foi testada através de simulação digital com um inversor de *neutro grampeado* de três níveis alimentando uma carga RL trifásica. A simulação foi realizada nas mesmas condições do capítulo 3. O parâmetro T_{\min} foi fixado em 10% do período de MLP (T).

4.6.1 Resultados para a frequência de chaveamento de $720Hz$

A figura 4.7 mostra a amplitude da componente fundamental da tensão fase-neutro de saída quando o índice de modulação (m) varia entre 0 e 0,8 com e sem restrição de t_{on}/t_{off} mínimo. Observe que com esta restrição a amplitude da componente fundamental satura em um valor inferior, representando uma redução de aproximadamente 5% no aproveitamento do conversor para $T_{min} = 0,1T$.

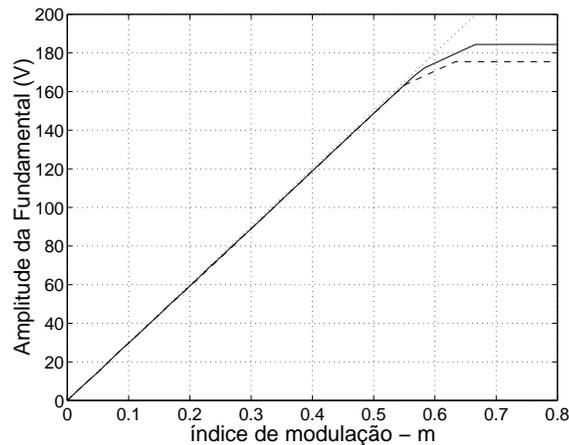


Figura 4.7: Amplitude da componente fundamental x índice de modulação. (- - - -com restrição, —-sem restrição)

A figura 4.8 apresenta a curva de distorção harmônica total (SIG) em função do índice de modulação. Observa-se um pequeno aumento da distorção harmônica no método de MLP com restrições de tempos mínimos de condução e corte devido à introdução dos padrões de chaveamento reduzidos.

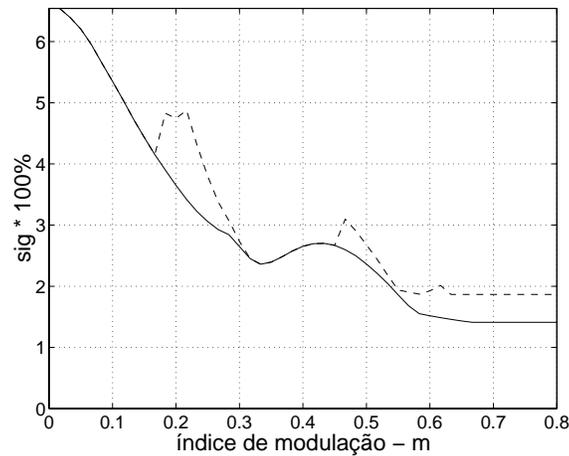


Figura 4.8: Distorção harmônica total x índice de modulação. (- - -com restrição, —-sem restrição)

A seguir serão mostrados os resultados de simulação obtidos para índices de modulação iguais a 0,25 e 0,50. Estes valores foram escolhidos por corresponderem à condição onde os algoritmos de MLP com e sem restrições de t_{on}/t_{off} apresentam maiores diferenças de desempenho, como mostrado na figura 4.8.

Resultados de simulação para $R = 12$ e $m = 0,25$

A figura 4.9 mostra os sinais de comando das chaves da fase a do inversor para um índice de modulação (m) igual a 0,25. A forma de onda da tensão fase neutro $v_{an}(t)$ e seu respectivo espectro harmônico são mostrados na figura 4.10.

Comparando os resultados da figura 4.9 com os da figura 3.21, pode-se observar que, os pulsos de comando com largura inferior a T_{min} foram eliminados. A exclusão destes pulsos de comando às custas da introdução de padrões de chaveamento reduzidos conduz a um aumento da distorção harmônica em relação ao método sem restrições de t_{on}/t_{off} mínimos. Este fato pode ser observado, comparando-se os espectros harmônicos mostrados nas figuras 4.10b e 3.22b.

A figura 4.11 mostra a tensão fase-fase $v_{ab}(t)$ para $m = 0,25$, enquanto a figura 4.12 mostra corrente da fase a .

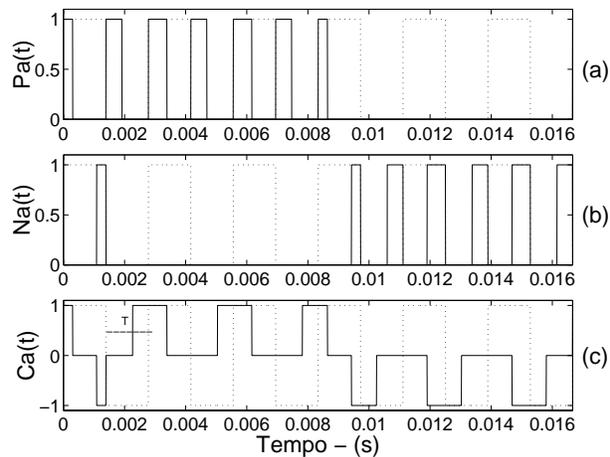


Figura 4.9: Sinais de comando da fase a para $m = 0, 25$.

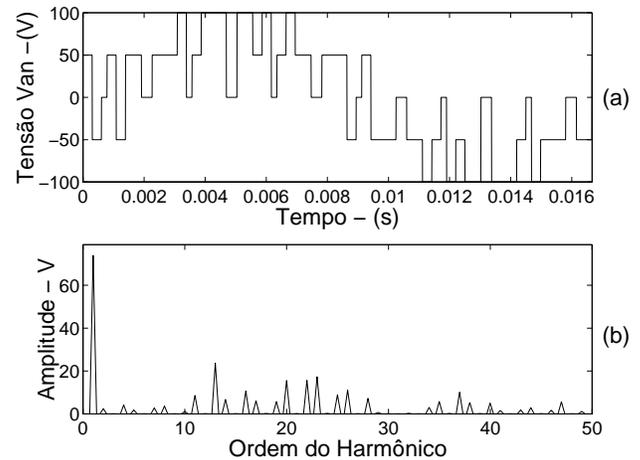


Figura 4.10: a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0, 25$.
b) Espectro harmônico

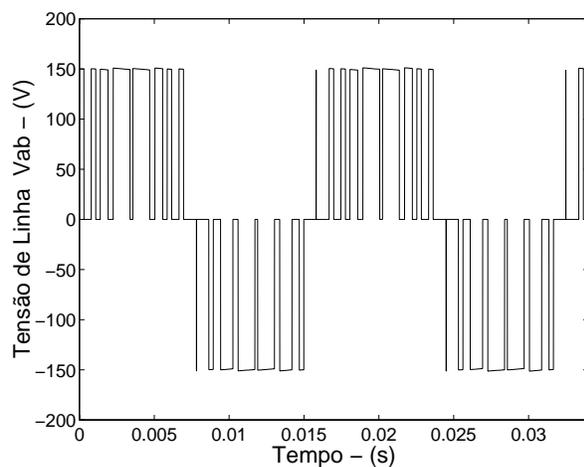


Figura 4.11: Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 12$).

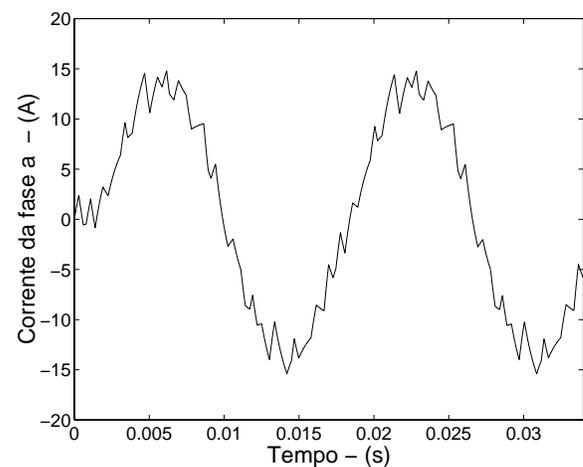


Figura 4.12: Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0, 50$, $R = 12$).

A figura 4.13 mostra a tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C, onde se observa o equilíbrio das tensões nos capacitores.

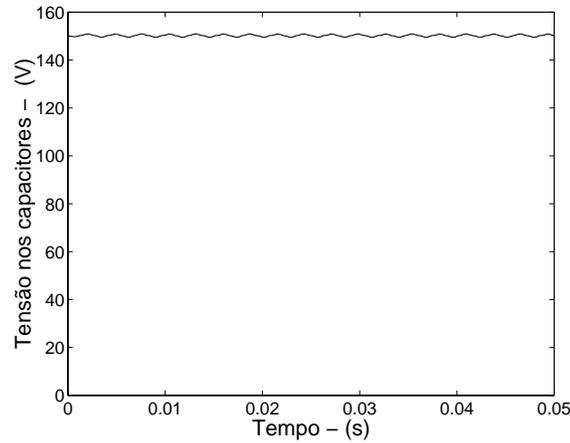


Figura 4.13: Tensão sobre um capacitor do barramento ($E=300V$).

Resultados de simulação para $R = 12$ e $m = 0,50$

A figura 4.14 mostra os sinais de comando das chaves da fase a do inversor para um índice de modulação (m) igual a 0,50. A figura 4.15 apresenta a forma de onda da tensão fase neutro $v_{an}(t)$, e seu espectro harmônico para $m = 0.50$

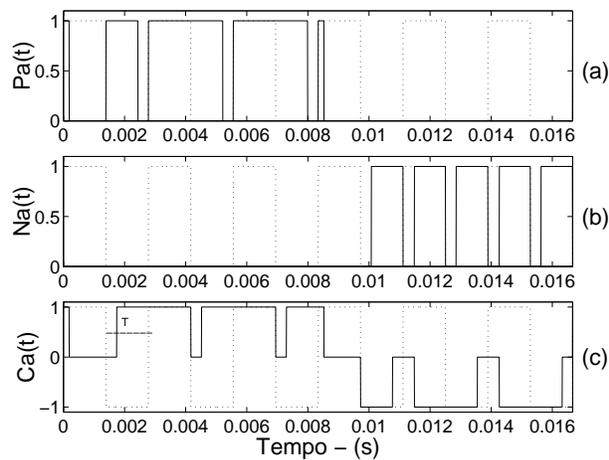


Figura 4.14: Sinais de comando da fase a para $m = 0,50$.

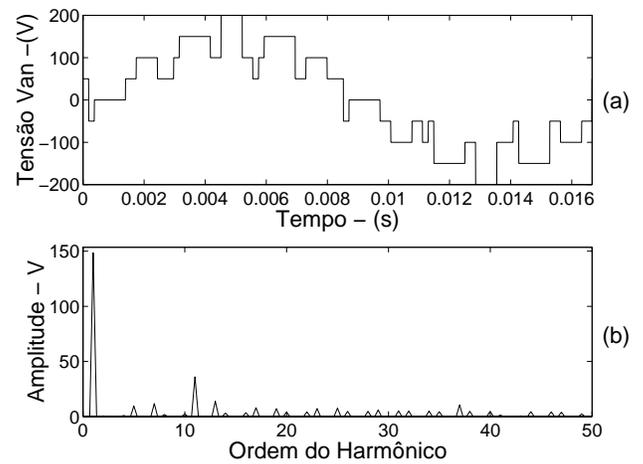


Figura 4.15: a) Tensão v_{an} para $m = 0,50$.
b) Espectro harmônico

As figuras 4.16 e 4.17 mostram a forma de onda da tensão fase-fase para $m = 0,50$ e a

corrente da fase a , respectivamente. A figura 4.18 mostra a tensão sobre um dos capacitores do barramento C.C.

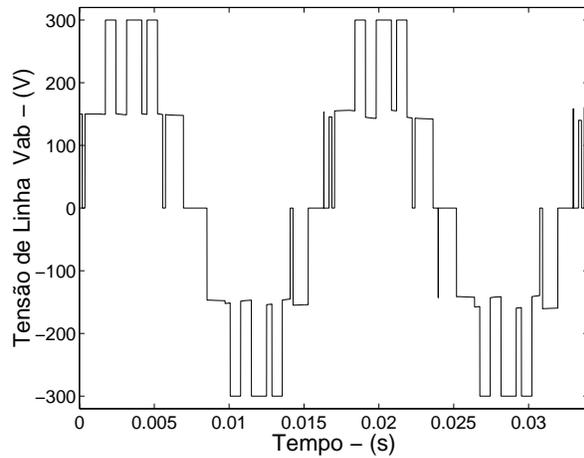


Figura 4.16: Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

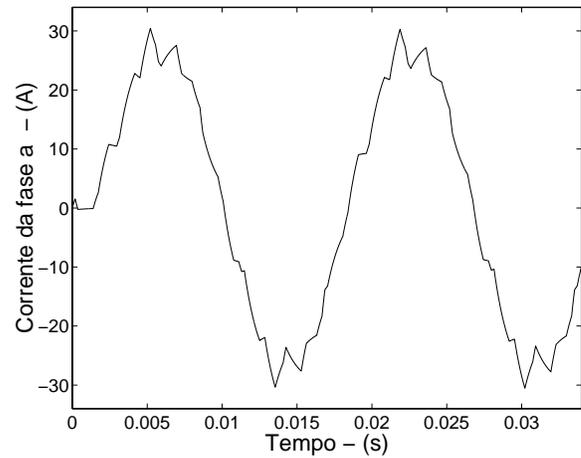


Figura 4.17: Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

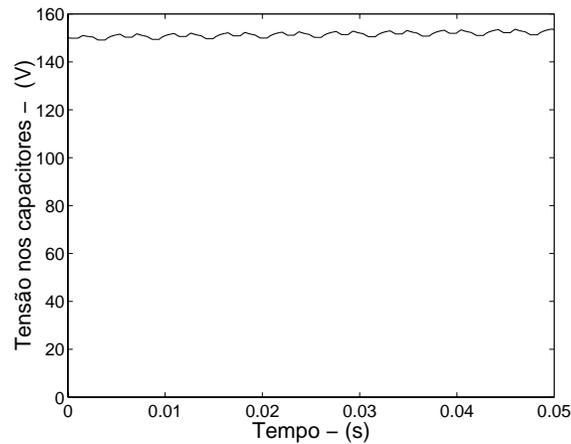


Figura 4.18: Tensão sobre um capacitor do barramento C.C. ($E=300V$).

4.6.2 Resultados para a frequência de chaveamento de $1440Hz$

A figura 4.19 mostra a amplitude da componente fundamental da tensão fase-neutro de saída, e a figura 4.20 o índice de distorção harmônica SIG, quando o índice de modulação (m) varia

entre 0 e 0,8.

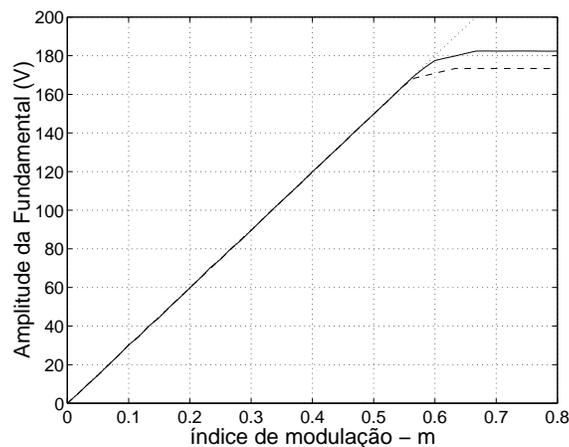


Figura 4.19: Amplitude da componente fundamental x índice de modulação. (- - -com restrição, —-sem restrição)

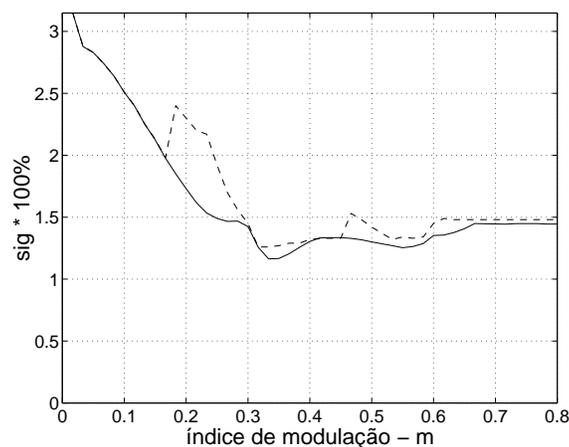


Figura 4.20: Distorção harmônica total x índice de modulação, ($R = 24$). (- - -com restrição, —-sem restrição)

O conjunto de figuras de 4.21 a 4.25 mostram os resultados de simulação para a frequência de chaveamento de 1440Hz e índice de modulação igual a 0,25, e as figuras de 4.26 a 4.30 apresentam os resultados para $R = 24$ e $m = 0,50$

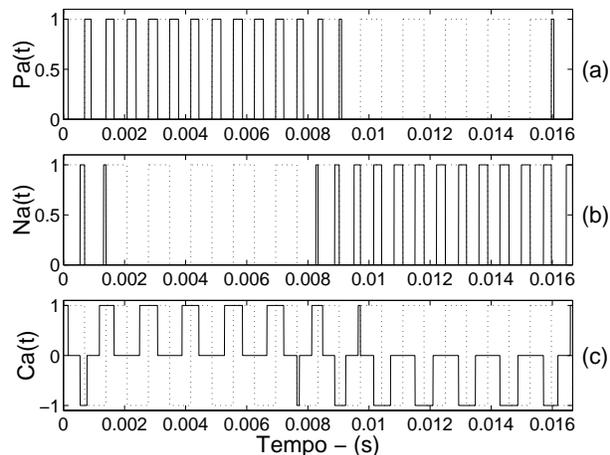


Figura 4.21: Sinais de comando da fase a para $m = 0,25$.

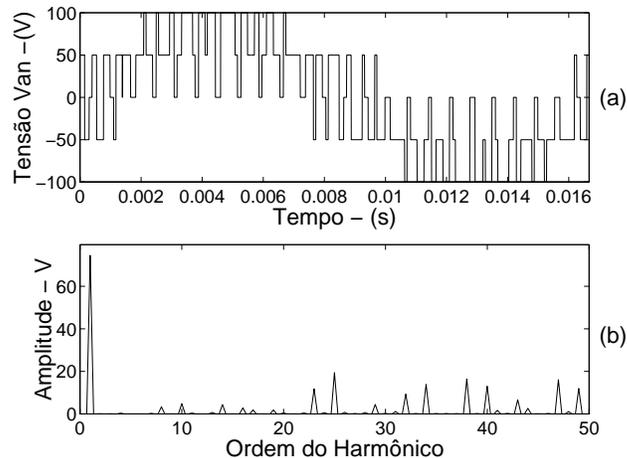


Figura 4.22: a) Tensão v_{an} para $m = 0,25$.
b) Espectro harmônico

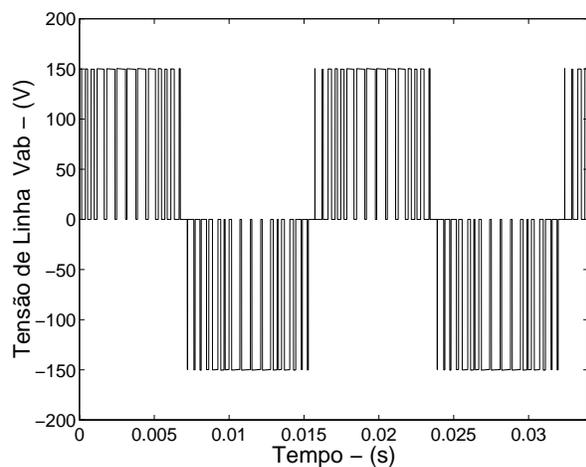


Figura 4.23: Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

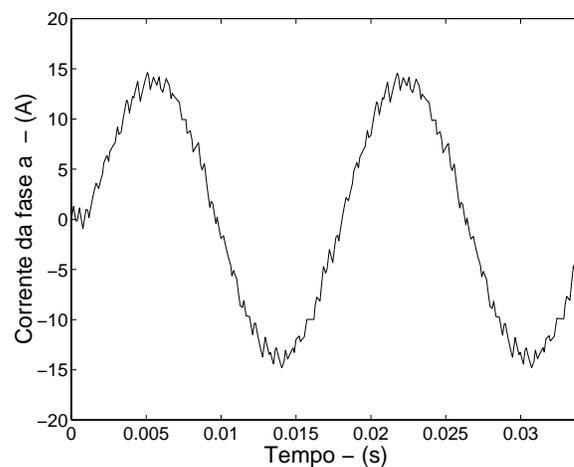


Figura 4.24: Corrente de fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

4.7 Conclusões

Neste capítulo o método de modulação em largura de pulsos proposto foi modificado para incluir a restrição de tempos mínimos de condução e corte das chaves estáticas. Este objetivo foi atingido pela inclusão de novas regiões no hexágono do inversor onde são utilizados

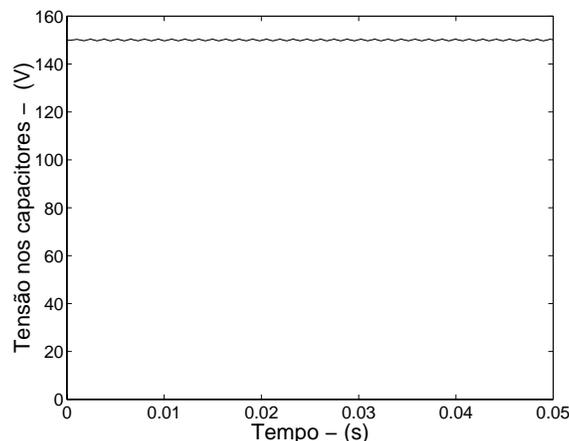


Figura 4.25: Tensão sobre um capacitor do barramento C.C ($E=300V$).

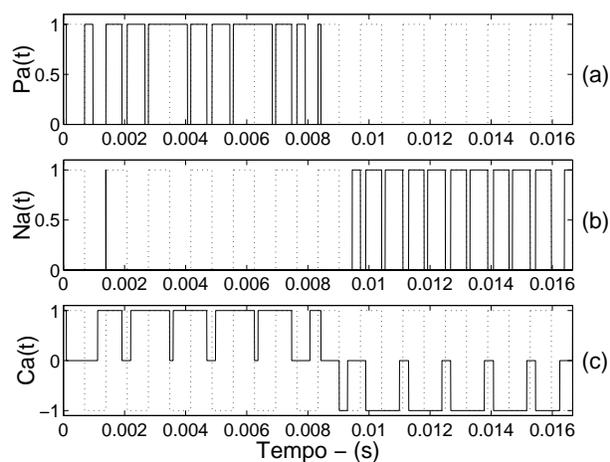


Figura 4.26: Sinais de comando da fase a para $m = 0, 50$.

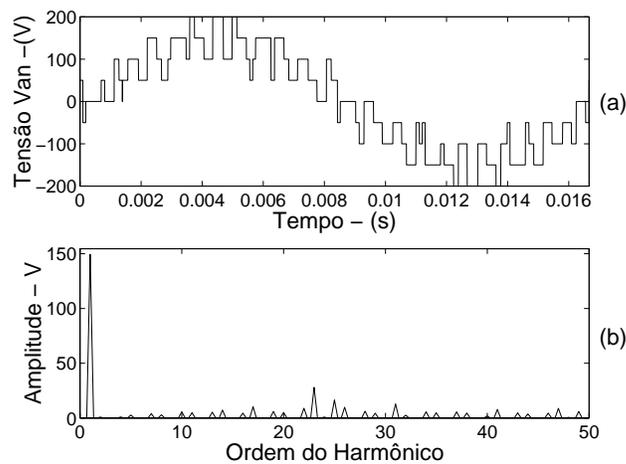


Figura 4.27: a) Tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0, 50$.
b) Espectro harmônico

padrões de chaveamento reduzidos. A operação do método de MLP com estas restrições foi comprovada por resultados de simulação.

Estes resultados mostram que mesmo com a introdução das restrições de tempos mínimos de condução e corte o método de MLP proposto assegura um bom aproveitamento da capacidade de tensão do inversor, com pequena degradação do conteúdo harmônico das tensões de saída. É importante observar que foram mantidas as condições que assegura o equilíbrio das

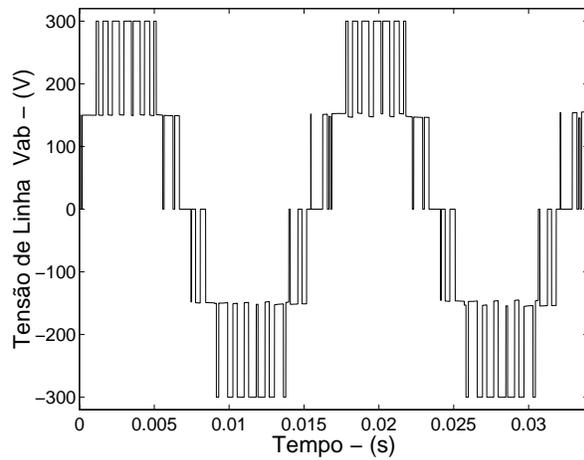


Figura 4.28: Tensão fase-fase ($f = 60\text{Hz}$, $m = 0,50$, $R = 24$).

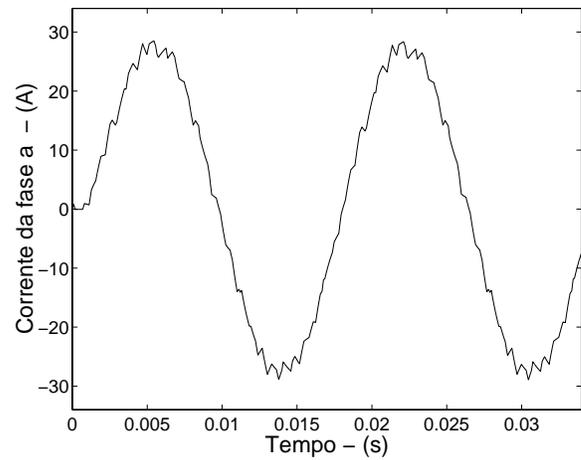


Figura 4.29: Corrente de fase ($f = 60\text{Hz}$, $m = 0,50$, $R = 24$).

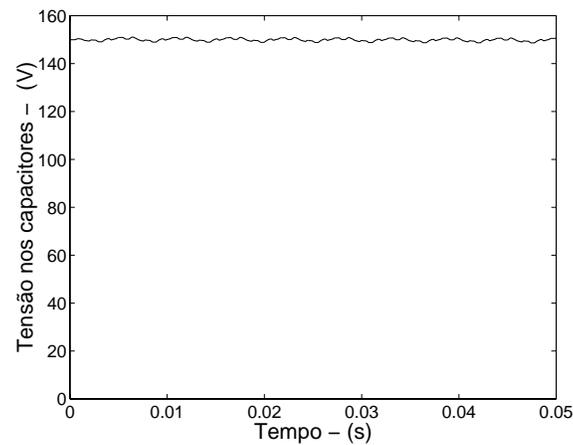


Figura 4.30: Tensão sobre um capacitor do barramento C.C. ($E=300\text{V}$).

tensões nos capacitores do barramento C.C.

Capítulo 5

Controle da Flutuação de Tensão no Tap-central

5.1 Introdução

Nos dois capítulos anteriores, o equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento C.C. foi mantido aplicando-se por tempos iguais as duas possíveis configurações das chaves para os vetores do grupo S (*small vectors*). No entanto, este procedimento nem sempre é suficiente para garantir um resultado satisfatório. Como apresentado no capítulo 3, os vetores médios (M) também provocam desequilíbrio das tensões nos capacitores e não possuem outras configurações simétricas, como ocorre com os vetores do grupo S. Além disto, outros fatores, tais como diferenças de valores entre os capacitores do divisor de tensão, também provocam variações na tensão do tap-central. Para manter o divisor de tensão capacitivo perfeitamente equilibrado é necessário escolher adequadamente as configurações e o tempo de aplicação dos vetores do grupo S. Esta escolha depende do conhecimento da polaridade do erro de tensão entre os capacitores e do sentido das correntes de carga, exigindo portanto, um controle em malha fechada. Neste capítulo, o método de MLP apresentado no capítulo 3 sofrerá alterações para introduzir nas equações variáveis de atuação que permitam controlar as tensões dos ca-

pacitores do barramento C.C. de modo a mantê-las perfeitamente equilibradas.

5.2 Descrição do controle da tensão do tap-central

Como mencionado anteriormente, cada vetor do grupo S pode ser realizado por duas configurações diferentes das chaves. A influência destas configurações nas tensões dos capacitores do barramento C.C. é simétrica, conforme mostrado na figuras 3.6a 3.6b para o vetor V_4 . Logo, a tensão do tap-central pode ser controlada distribuindo-se adequadamente o tempo de aplicação de cada vetor do grupo S entre as duas configurações possíveis das chaves. Por exemplo, no setor A são utilizados os vetores V_1 e V_4 , ambos do grupo S, para controle das tensões nos capacitores. O tempo de aplicação do vetor V_1 (T_{v1}) é distribuído entre as configurações POO e ONN e o tempo de aplicação do vetor V_4 (T_{v4}) entre as configurações PPO e OON, segundo a relação 5.1.

$$\begin{cases} T_{POO}(k) + T_{ONN}(k) = T_{V_1}(k) \\ T_{PPO}(k) + T_{OON}(k) = T_{V_4}(k) \end{cases} \quad (5.1)$$

Na MLP apresentada no capítulo 3, os tempos T_{PPO} e T_{OON} são iguais. Ao introduzir uma variável (p) de atuação nas tensões dos capacitores estes tempos não serão necessariamente iguais e serão expressos pela equação 5.2:

$$\begin{cases} T_{PPO}(k) = \frac{T_{V_4}(k)[1+p(k)]}{2} \\ T_{OON}(k) = \frac{T_{V_4}(k)[1-p(k)]}{2} \end{cases} \quad [-1 \leq p(k) \leq 1] \quad (5.2)$$

Se $p \geq 0$ a configuração PPO é utilizada durante a maior parte do tempo T_{v4} . Se $p \leq 0$ a configuração OON é mais utilizada. Com $p = 0$ as duas configurações do vetor V_4 são igualmente utilizadas.

Da mesma forma, os tempos T_{POO} e T_{ONN} são determinados pela variável (q), definida pela equação 5.3.

$$\begin{cases} T_{PPO}(k) = \frac{T_{V_1}(k)[1+q(k)]}{2} \\ T_{OON}(k) = \frac{T_{V_1}(k)[1-q(k)]}{2} \end{cases} \quad [-1 \leq q(k) \leq 1] \quad (5.3)$$

A lei de controle que determina o valor das variáveis atuantes p e q é função da polaridade da diferença de tensão dos capacitores do barramento C.C e também do sentido das correntes de carga. Por exemplo, no caso do vetor V_4 , o valor de p é definido em função do erro de tensão e da polaridade da corrente na fase c (i_c). Observando as figuras 3.6a e 3.6b, se a tensão no capacitor C_1 é maior que a tensão no capacitor C_2 e a corrente i_c é positiva, a configuração das chaves OON deve ser aplicada por maior tempo que a configuração PPO para corrigir o erro de tensão e, portanto, o valor de p deve ser negativo. Se por outro lado, V_{c1} é maior que V_{c2} , mas a corrente na fase c é negativa o valor de p agora deve ser positivo, aplicando durante maior tempo a configuração das chaves PPO. Se as tensões nos capacitores são iguais, o valor de p deve ser igual a zero fazendo $T_{PPO} = T_{OON}$. A tabela 5.1 resume a lógica da lei de controle apresentada.

Tabela 5.1: Lógica de controle com a variável atuante p

erro	corrente i_c	variável atuante= p	configuração das chaves
$V_{c1} = V_{c2}$	xx	$p = 0$	$T_{PPO} = T_{OON}$
$V_{c1} > V_{c2}$	$i_c > 0$	$p < 0$	$T_{PPO} < T_{OON}$
$V_{c1} > V_{c2}$	$i_c < 0$	$p > 0$	$T_{PPO} > T_{OON}$
$V_{c1} < V_{c2}$	$i_c > 0$	$p > 0$	$T_{PPO} > T_{OON}$
$V_{c1} < V_{c2}$	$i_c < 0$	$p < 0$	$T_{PPO} < T_{OON}$

Seguindo raciocínio análogo, estabelece-se a lógica de controle que determina o sinal da variável atuante q , como mostrado na tabela 5.2.

Tabela 5.2: Lógica de controle com a variável atuante q

erro	corrente i_a	variável atuante = q	configuração das chaves
$V_{c1} = V_{c2}$	xx	$q = 0$	$T_{POO} = T_{ONN}$
$V_{c1} > V_{c2}$	$i_a > 0$	$q > 0$	$T_{POO} > T_{ONN}$
$V_{c1} > V_{c2}$	$i_a < 0$	$q < 0$	$T_{POO} < T_{ONN}$
$V_{c1} < V_{c2}$	$i_a > 0$	$q < 0$	$T_{POO} < T_{ONN}$
$V_{c1} < V_{c2}$	$i_a < 0$	$q > 0$	$T_{POO} > T_{ONN}$

As estratégias de controle apresentadas nas tabelas 5.1 e 5.2 podem ser implementadas empregando controle proporcional-integral ou controlador liga/desliga (ON/OFF), como mostrado a seguir.

5.2.1 Controlador Proporcional-integral da tensão do tap-central

As figuras 5.1 e 5.2 mostram os diagramas em blocos dos controladores do tipo proporcional-integral. A referência de tensão para o tap-central é igual a $E/2$, ou seja, a média das tensões dos capacitores. A tensão no tap-central é a tensão no capacitor C_2 . O sinal de erro (ΔV) é processado por um controlador PI. O amplificador com saturação, na saída do PI, garante que a variável $p(k)$ assumira valores no intervalo $[-1, 1]$. O valor de $p(k)$ é obtido multiplicando-se o sinal de saída do amplificador com saturação pela saída do bloco comparador que define o sinal da corrente de saída. A corrente i_c é positiva com o sentido indicado na figura 3.6. Como mostrado na figura 5.2, o controlador para variável atuante $q(k)$ é semelhante, sendo necessário apenas a substituição da corrente i_c pela corrente i_a e inversão da lógica do comparador de corrente.

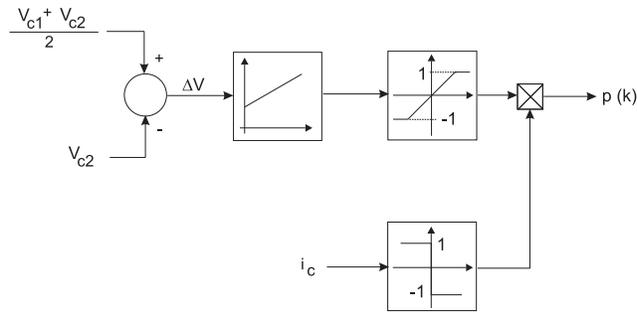


Figura 5.1: Controlador PI para a variável atuante $p(k)$

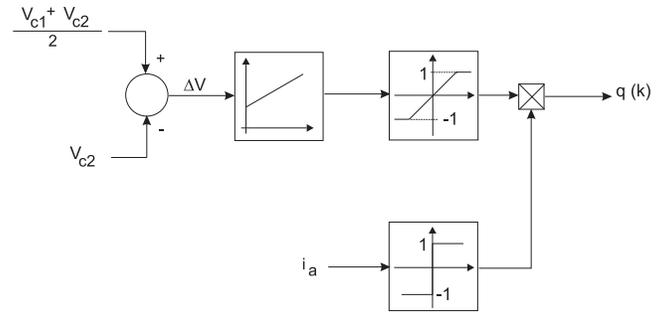


Figura 5.2: Controlador PI para a variável atuante $q(k)$

5.2.2 Controlador liga/desliga da tensão do tap-central

No controlador liga/desliga, apresentado no diagrama em blocos da figura 5.3 a variável atuante $p(k)$ só pode assumir os valores -1 ou 1 . Conseqüentemente, apenas uma das configurações do vetor do grupo S correspondente é utilizada em um período de modulação. O sinal de erro determina se o capacitor C_2 deve ser carregado ou descarregado no próximo período de modulação. O produto da saída do controlador liga/desliga pelo sinal da corrente determina então qual configuração deve ser empregada. A figura 5.4 mostra o diagrama em blocos do controlador liga/desliga para a variável atuante $q(k)$.

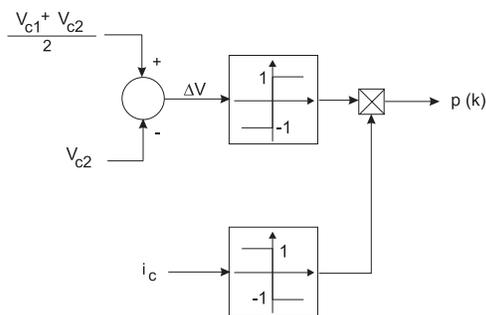


Figura 5.3: Controlador liga/desliga para a variável atuante $p(k)$

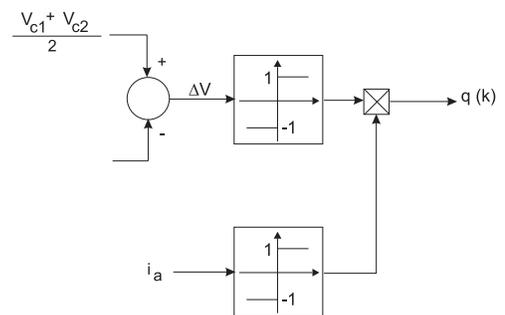


Figura 5.4: Controlador liga/desliga para a variável atuante $q(k)$

5.3 Equações da MLP para o Setor A

Nesta seção serão deduzidas as equações para o cálculo das larguras de pulso da MLP incluindo variáveis de atuação nas tensões dos capacitores para o setor A da figura 3.3.

5.3.1 Cálculo das Larguras dos Pulsos para a Região 1A

A região 1A possui dois vetores do grupo S, V_1 e V_4 , e portanto terá uma variável de atuação associada a cada vetor, denominadas q e p respectivamente. A seguir serão deduzidas as equações para cálculo das larguras dos pulsos na região 1A mantendo-se o padrão de chaveamento completo da figura 3.7.

A partir da figura 3.7, as relações entre os tempos T_{PPO} e T_{OON} e as larguras dos pulsos de comando são definidas pela equação 5.4.

$$\begin{cases} T_{PPO}(k) = \tau_{pb}(k) - \tau_{pc}(k) \\ T_{OON}(k) = \tau_{nc}(k) - \tau_{nb}(k) \end{cases} \quad (5.4)$$

Das equações 5.1 e 5.4 pode-se escrever T_{v_4} em função das larguras dos pulsos de comando, equação 5.5.

$$T_{PPO}(k) + T_{OON}(k) = T_{V_4}(k) = \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) - \tau_{pc}(k) + \tau_{nc}(k) \quad (5.5)$$

A partir da equação 5.2 o tempo de aplicação da configuração das chaves PPO é definido por:

$$T_{PPO}(k) = \frac{T_{V_4}(k)}{2}p(k) + \frac{T_{V_4}(k)}{2} \quad (5.6)$$

Substituindo-se as equações 5.4 e 5.5 na equação 5.6 obtém-se a equação 5.7 que relaciona as larguras dos pulsos de comando com a variável de atuante p .

$$\tau_{pb}(k) - \tau_{pc}(k) - \tau_{nc}(k) + \tau_{nb}(k) = [\tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) - \tau_{pc}(k) + \tau_{nc}(k)]p(k) \quad (5.7)$$

Do mesmo modo descrito acima para o vetor V_4 , da figura 3.7, pode-se determinar a relação entre os tempos T_{POO} e T_{ONN} e as larguras dos pulsos de comando:

$$\begin{cases} T_{POO}(k) = \tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) \\ T_{ONN}(k) = \tau_{nb}(k) - \tau_{na}(k) \end{cases} \quad (5.8)$$

O tempo de aplicação do vetor V_1 (T_{v1}) em função das larguras dos pulsos é:

$$T_{POO}(k) + T_{ONN}(k) = T_{V_1}(k) = \tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) + \tau_{nb}(k) - \tau_{na}(k) \quad (5.9)$$

Neste caso o tempo T_{POO} é definido pela equação 5.3 como:

$$T_{POO}(k) = \frac{T_{V_1}(k)}{2}q(k) + \frac{T_{V_1}(k)}{2} \quad (5.10)$$

Das equações 5.8, 5.9 e 5.10 obtém-se a equação 5.11 que fornece a relação entre as larguras dos pulsos com a variável atuante q .

$$\tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) + \tau_{na}(k) = [\tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) + \tau_{nb}(k) - \tau_{na}(k)]q(k) \quad (5.11)$$

No sistema de equações 3.11 para a região 1A as equações que asseguram $T_{POO}(k) = T_{ONN}(k)$ e $T_{PPO}(k) = T_{OON}(k)$ são substituídos pelas equações 5.7 e 5.11 obtendo-se o sistema de equações 5.12.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) - \tau_{na}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{pc}(k) - \tau_{nc}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) + \tau_{na}(k) = [(\tau_{pa}(k) - \tau_{pb}(k) + \tau_{nb}(k) - \tau_{na}(k))]q(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{pc}(k) - \tau_{nc}(k) + \tau_{nb}(k) = [\tau_{pb}(k) - \tau_{pc}(k) + \tau_{nc}(k) - \tau_{nb}(k)]p(k) \\ 2\tau_{pc}(k) + \tau_{pa}(k) + \tau_{nc}(k) = T \\ 2\tau_{na}(k) + \tau_{pa}(k) + \tau_{nc}(k) = T \end{array} \right. \quad (5.12)$$

A solução deste sistema fornece as larguras dos pulsos de comando para a região 1A utilizando as duas variáveis de atuação p e q para permitir o controle da tensão no tap-central.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}[(1 - 2p(k) + 4q(k))v_{an}^*(k) - (1 + 4p(k) - 2q(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \frac{T}{4} - \frac{T}{2E}(v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)) \\ \tau_{pb}(k) = \frac{T}{4} - \frac{T}{2E}[(3 + 2p(k))v_{an}^*(k) + (3 + 4p(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nb}(k) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}[(3 - 4q(k))v_{an}^*(k) + (3 - 2q(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}[(1 - 4q(k) + 2p(k))v_{an}^*(k) - (1 + 2q(k) - 4p(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{pc}(k) = \tau_{na}(k) \end{array} \right. \quad (5.13)$$

5.3.2 Cálculo das Larguras dos Pulsos para a Região 2A

Na região 2A somente as duas configurações do vetor V_1 (POO e ONN) são disponíveis para o controle da tensão no tap-central. Portanto, o cálculo das larguras dos pulsos de comando depende apenas da variável q . Da figura 3.9 obtém-se as seguintes relações:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{POO}(k) = T - \tau_{nc}(k) \\ T_{ONN}(k) = T - \tau_{pa}(k) \end{array} \right. \quad (5.14)$$

Como $T_{POO}(k) + T_{ONN}(k) = T_{V_1}(k)$ tem-se:

$$T_{POO}(k) + T_{ONN}(k) = T_{V_1}(k) = 2T - \tau_{nc}(k) - \tau_{pa}(k) \quad (5.15)$$

A partir das equações 5.10 e 5.15 tem-se a equação 5.16 que relaciona as larguras dos pulsos com a variável de atuação q .

$$-\tau_{nc}(k) + \tau_{pa}(k) = [2T - \tau_{nc}(k) - \tau_{pa}(k)]q(k) \quad (5.16)$$

Finalmente, a solução do sistema de equações lineares 5.17 fornece as larguras dos pulsos de comando para a região 2A, incluído a variável de atuação q .

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{an}^*(k) \\ \tau_{nb}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nc}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E}v_{cn}^*(k) \\ -\tau_{nc}(k) + \tau_{pa}(k) = [2T - \tau_{nc}(k) - \tau_{pa}(k)]q(k) \end{cases} \quad (5.17)$$

As larguras dos pulsos de comando para a região 2A são dados por 5.18.

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = q(k)T + \frac{T}{E}[(1 - q(k))v_{an}^*(k) - (1 - q(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \\ \tau_{nb}(k) = -q(k)T + \frac{T}{E}[(3 + q(k))v_{an}^*(k) + (3 - q(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = -q(k)T + \frac{T}{E}[(1 + q(k))v_{an}^*(k) - (1 + q(k))v_{cn}^*(k)] \end{cases} \quad (5.18)$$

5.3.3 Cálculo das Larguras dos Pulsos para a região 3A

Como na região 1A, existem na região 3A dois vetores do grupo S: os vetores V_1 e V_4 . Portanto, as equações para as larguras dos pulsos nesta região conterão as variáveis de atuação p e q .

Da figura 3.10 obtém-se as seguintes relações:

$$\begin{cases} T_{PPO}(k) = \tau_{pb}(k) \\ T_{OON}(k) = T - \tau_{pa}(k) - \tau_{nb}(k) \\ T_{POO}(k) = T - \tau_{nc}(k) - \tau_{pb}(k) \\ T_{ONN}(k) = \tau_{nb}(k) \end{cases} \quad (5.19)$$

De 5.6, 5.10 e 5.19 tem-se as equações 5.20 e 5.21 que relacionam as larguras dos pulsos com a variável q para região 3A.

$$\tau_{pb}(k) + \tau_{pa}(k) + \tau_{nb}(k) - T = [\tau_{pb}(k) - \tau_{pa}(k) - \tau_{nb}(k) + T]p(k) \quad (5.20)$$

$$\tau_{nb}(k) + \tau_{nc}(k) + \tau_{pb}(k) - T = [\tau_{nb}(k) - \tau_{nc}(k) - \tau_{pb}(k) + T]q(k) \quad (5.21)$$

Obtendo-se então o sistema de equações para a região 3A:

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \tau_{nb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nc}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E}v_{cn}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) + \tau_{pa}(k) + \tau_{nb}(k) - T = [\tau_{pb}(k) - \tau_{pa}(k) - \tau_{nb}(k) + T]p(k) \\ \tau_{nb}(k) + \tau_{nc}(k) + \tau_{pb}(k) - T = [\tau_{nb}(k) - \tau_{nc}(k) - \tau_{pb}(k) + T]q(k) \end{cases} \quad (5.22)$$

As larguras dos pulsos de comando para a região 3A são:

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = \frac{[p(k)-q(k)]T}{2} + \frac{T}{E}[(1 - 2p(k) - q(k))v_{an}^*(k) - (1 + p(k) + 2q(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \\ \tau_{pb}(k) = \frac{[1+p(k)]T}{2} + \frac{T}{E}[(1 + p(k))v_{bn}^*(k) - (1 + p(k))v_{an}^*(k)] \\ \tau_{nb}(k) = \frac{[1+q(k)]T}{2} - \frac{T}{E}[(1 + q(k))v_{bn}^*(k) - (1 + q(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = \frac{[q(k)-q(k)]T}{2} + \frac{T}{E}[(1 + q(k) + 2p(k))v_{an}^*(k) - (1 - p(k) - 2q(k))v_{cn}^*(k)] \end{cases} \quad (5.23)$$

5.3.4 Cálculo das Larguras dos Pulsos para a região 4A

Na região 4A somente as duas configurações do vetor V_4 (PPO e OON) são disponíveis para o controle da tensão nos capacitores. Portanto, o cálculo das larguras dos pulsos depende apenas da variável p . Da figura 3.11 obtém-se as relações 5.24 e 5.25.

$$\begin{cases} T_{PPO}(k) = T - \tau_{nc}(k) \\ T_{OON}(k) = T - \tau_{pa}(k) \end{cases} \quad (5.24)$$

$$T_{PPO}(k) + T_{OON}(k) = T_{V_4}(k) = 2T - \tau_{nc}(k) - \tau_{pa}(k) \quad (5.25)$$

Das equações 5.6 e 5.25 obtém-se a equação 5.26 que relaciona as larguras dos pulsos com a variável de atuação p .

$$-\tau_{nc}(k) + \tau_{pa}(k) = [2T - \tau_{nc}(k) - \tau_{pa}(k)]p(k) \quad (5.26)$$

A solução do sistema de equações lineares 5.27 fornece as larguras dos pulsos comando para região 4A, incluindo a variável de atuação p dadas por 5.28.

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{an}^*(k) \\ \tau_{pb}(k) - \bar{C}_0(k) = \frac{2T}{E}v_{bn}^*(k) \\ \tau_{nc}(k) + \bar{C}_0(k) = -\frac{2T}{E}v_{cn}^*(k) \\ -\tau_{nc}(k) + \tau_{pa}(k) = [2T - \tau_{nc}(k) - \tau_{pa}(k)]p(k) \end{cases} \quad (5.27)$$

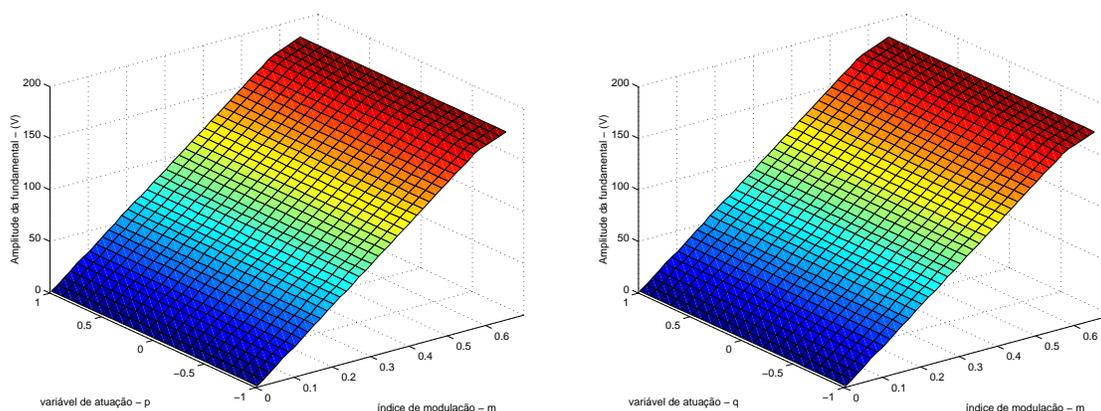
$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = p(k)T + \frac{T}{E}[(1 - p(k))v_{an}^*(k) - (1 - p(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{nb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \\ \tau_{pb}(k) = p(k)T + \frac{T}{E}[(3 + p(k))v_{an}^*(k) + (3 - p(k))v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = -p(k)T + \frac{T}{E}[(1 + p(k))v_{an}^*(k) - (1 + p(k))v_{cn}^*(k)] \end{cases} \quad (5.28)$$

No apêndice B, demonstra-se que o domínio de validade das equações para o cálculo das larguras de pulsos 5.13, 5.18, 5.23 e 5.28 incluem totalmente as respectivas regiões do setor A.

5.4 Resultados de Simulação

A MLP proposta, neste capítulo, foi testada através de simulação digital com um inversor de *neutro grampeado* de três níveis, alimentando uma carga RL trifásica. A tensão no barramento CC foi fixada em 300V com os seguintes parâmetros da carga: $R = 5\Omega$ e $L = 5,5mH$. A frequência do vetor tensão de referência foi fixada em $60Hz$ e frequência da MLP em $720Hz$.

A figura 5.5(a) mostra a amplitude da componente fundamental da tensão fase-neutro de saída quando o índice de modulação (m) varia de 0 a 0,6 e a variável de atuação p variando de -1 a 1 com $q = 0$. Na figura 5.5(b) a mesma curva é mostrada para p igual a 0 e q variando no intervalo $[-1, 1]$. Observe que as variáveis de atuação p e q não afetam o controle da componente fundamental das tensões de saída, como esperado.



(a) $q = 0$ e p variando de -1 a 1

(b) $p = 0$ e q variando de -1 a 1

Figura 5.5: Amplitude da componente fundamental x índice de modulação.

A figura 5.6(a) apresenta o índice de distorção harmônica total SIG em função do índice

de modulação m para $q = 0$ e p variando no intervalo de -1 a 1 . A figura 5.6(b) mostra a mesma característica para p igual a 0 e q assumindo valores entre -1 e 1 . A análise destas características mostra que o valor das variáveis de atuação p e q afetam o conteúdo harmônico das tensões de saída. De modo geral, observa-se que a distorção harmônica aumenta a medida que os valores das variáveis p e q se afastam de zero.

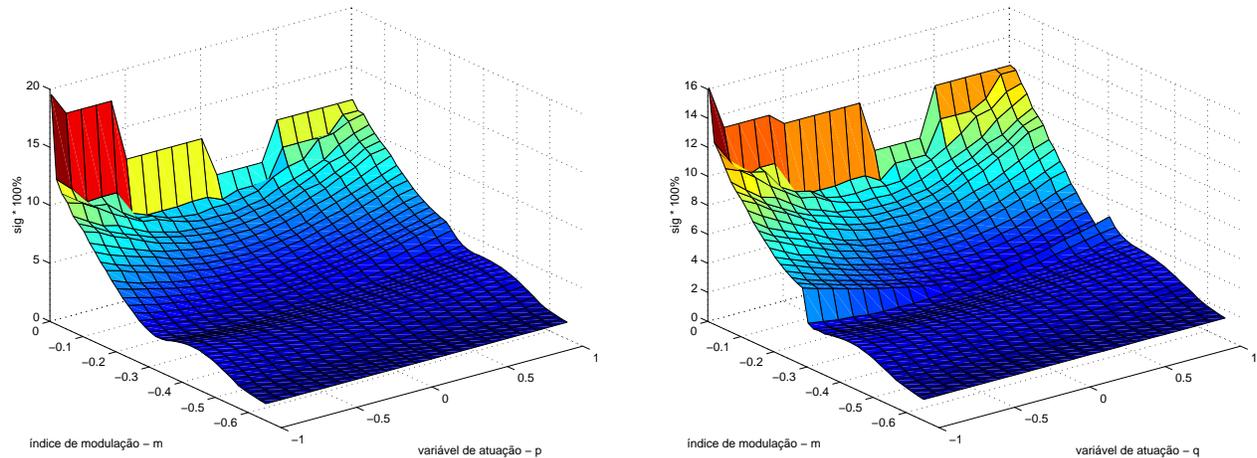
(a) $q = 0$ e p variando de -1 a 1 (b) $p = 0$ e q variando de -1 a 1

Figura 5.6: Distorção harmônica total x índice de modulação.

A seguir serão apresentados os resultados obtidos com os controladores proporcional-integral e liga/desliga, apenas para o índice de modulação igual a $0,5$. Nesta condição, temos praticamente a máxima amplitude da corrente de carga correspondendo a uma maior ondução de tensão nos capacitores e maior desequilíbrio de tensão. Nas simulações a seguir, o desquilíbrio na tensão do tap-central foi provocado fazendo $C_1 \neq C_2$ na figura 3.1. Foram utilizados $C_1 = 2200\mu F$ e $C_2 = 4700\mu F$.

Nas regiões 1 e 3 do setor A, as equações das larguras de pulsos dependem simultaneamente das variáveis de atuação p e q . No entanto, apenas uma destas variáveis é utilizada no controle da tensão do tap-central em cada período de modulação. A variável de atuação utilizada deverá ser aquela vinculada a corrente de maior módulo no período de MLP.

5.4.1 Resultados de simulação para o controlador Proporcional-Integral

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação obtidos utilizando o controlador Proporcional-Integral, com os seguintes ganhos: $k_p = 0,1$ e $k_i = 10$. Os ganhos dos controladores para as variáveis de atuação p e q foram iguais.

A figura 5.7 mostra as tensões nos capacitores do barramento C.C. Observa-se nesta figura que inicialmente existe um desequilíbrio entre as tensões dos capacitores e o controle de tensão esta desabilitado. No instante 0,15s o controle de tensão do tap-central é habilitado e as tensões dos capacitores são equilibradas. O comportamento dinâmico da variável de controle $p(k)$ é mostrado na figura 5.8.

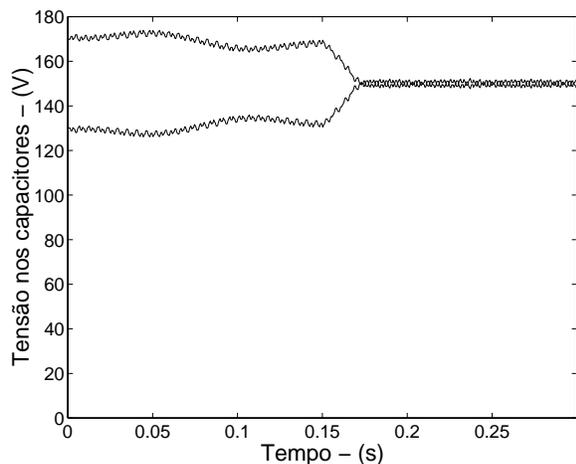


Figura 5.7: Tensão sobre os capacitores do barramento C.C (E=300V).

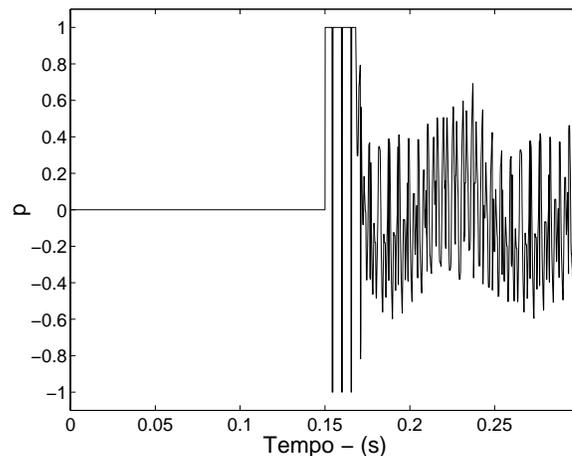


Figura 5.8: comportamento dinâmico da variável de controle $p(k)$

As figuras 5.9 e 5.10 apresentam a forma de onda da tensão $v_{an}(t)$ e seu espectro harmônico antes e após a entrada em operação do controlador, respectivamente. observa-se através da figura 5.10 que, em regime permanente o controlador de tensão do tap-central do tipo proporcional-integral pouco afeta o conteúdo harmônico das tensões de saída.

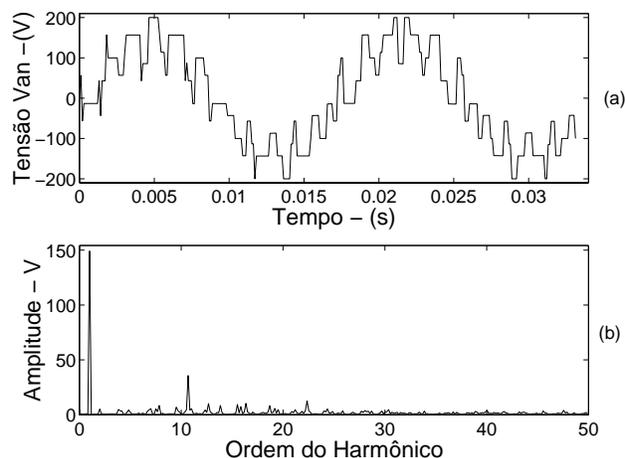


Figura 5.9: Tensão fase neutro sem o controle da tensão do tap-central.

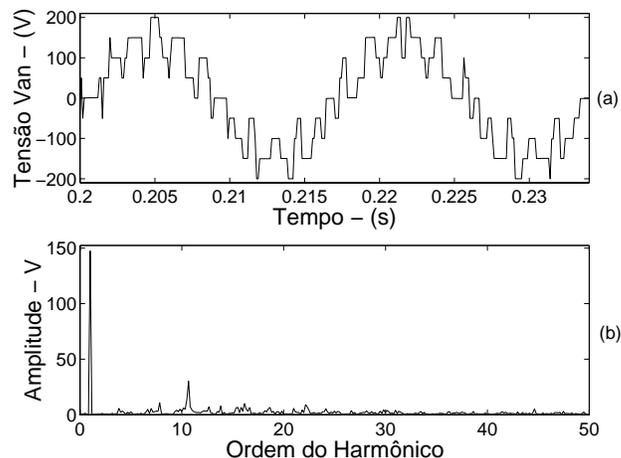


Figura 5.10: Tensão fase neutro com o controle da tensão do tap-central.

5.4.2 Resultados de simulação para o controlador liga/desliga

A figura 5.11 mostra a tensão nos capacitores do barramento C.C. Pode-se observar que, como no caso do controle proporcional-integral, as tensões nos capacitores rapidamente se igualam após a habilitação do controle. O comportamento dinâmico da variável de controle $p(k)$ é mostrado na figura 5.12. Observe-se neste caso, a ação liga/desliga do controlador.

A figura 5.13 apresentam a forma de onda da tensão fase neutro $v_{an}(t)$ e seu espectro harmônico sem o controle da tensão do tap-central. Na figura 5.14 o mesmo resultado é apresentado após o controle estar habilitado. Normalmente, não se observa aumento significativo da distorção harmônica das tensões de saída pela introdução dos controladores de tensão do tap-central. Deve salientar que, o desequilíbrio das tensões nos capacitores também contribui para o aumento da distorção harmônica.

5.5 Conclusões

Neste capítulo, foram introduzidas novas variáveis nas equações da MLP, com o objetivo de permitir o controle da tensão do tap-central em malha fechada, garantindo assim, que as

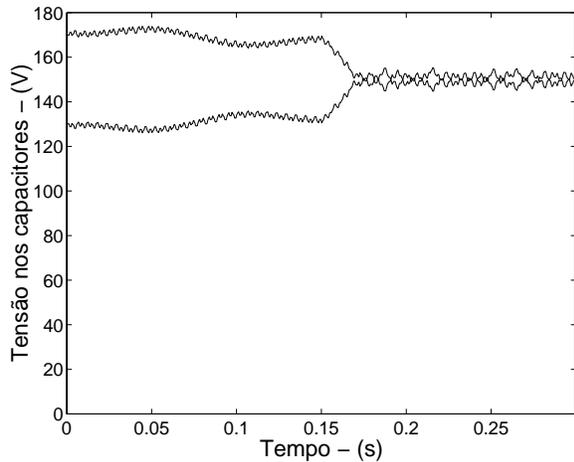


Figura 5.11: Tensão sobre os capacitores do barramento C.C ($E=300V$).

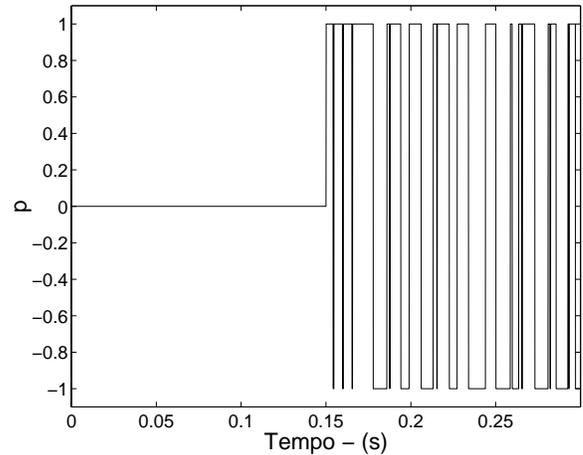


Figura 5.12: comportamento dinâmico da variável de controle $p(k)$.

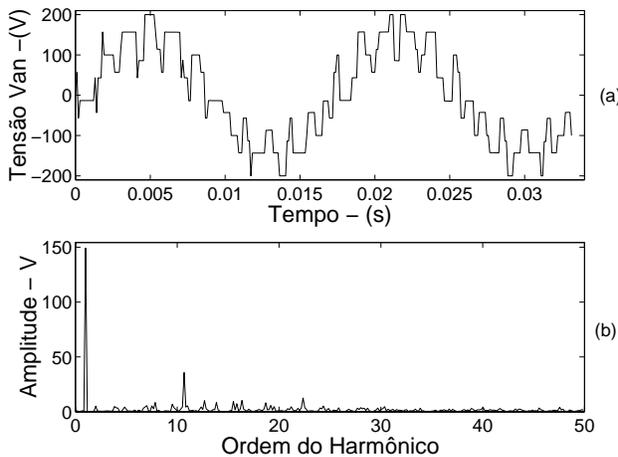


Figura 5.13: Tensão fase neutro sem o controle da tensão do tap-central.

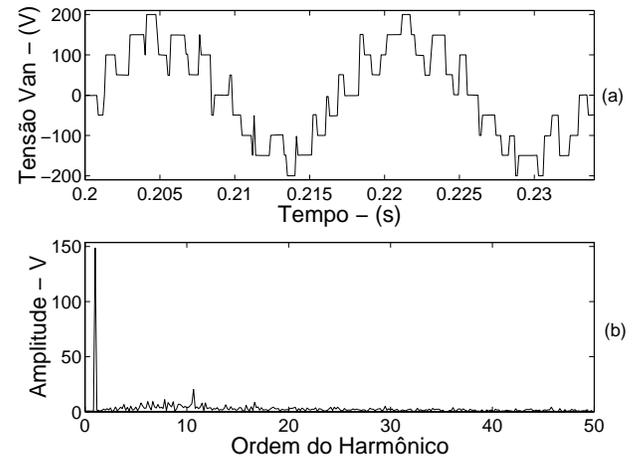


Figura 5.14: Tensão fase neutro com o controle da tensão do tap-central.

tensões nos capacitores do barramento C.C ficam realmente equilibradas. Vale salientar que, se as variáveis de atuação p e q são ambas nulas, as equações que determinam as larguras dos pulsos apresentadas neste capítulo serão iguais às deduzidas no capítulo 3.

A influência de cada vetor tensão do inversor nas tensões dos capacitores foi mostrada com clareza. A partir dessa análise, desenvolveu-se dois controladores, proporcional-integral

e liga/desliga, para fazer a equalização das tensões do elo C.C.. Os dois controladores atuam nas configurações redundantes dos vetores do grupo S, baseados no erro de tensão e nas polaridade das correntes de carga.

Ambos os controladores apresentaram um bom desempenho. Entretanto, o controlador liga/desliga embora mais simples, produz uma maior distorção harmônica na tensão de saída e maior oscilação na tensão dos capacitores.

Capítulo 6

Interface MLP

6.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentadas duas propostas de implementação dos métodos de MLP mostrados nos capítulos anteriores. A primeira proposta utiliza um computador pessoal (PC) e para isso desenvolveu-se uma interface MLP para o barramento padrão ISA. Esta interface é responsável pela geração dos sinais de comando das chaves do inversor multinível. As larguras destes pulsos (τ_{px} e τ_{nx}) são calculados segundo os algoritmos de MLP desenvolvidos, executados no PC. O circuito desta interface foi construído como um ASIC (Application Specific I.C) MLP multinível utilizando componentes de lógica programável da Altera.

A outra proposta é utilizar um processador digital de sinais (DSP) da família TMS320F240x da *Texas Instruments*. Neste caso, uma grande vantagem dos métodos de MLP desenvolvidos é dispensar o uso de qualquer circuito externo ao DSP. Uma vez que, a família TMS320F240x possui periféricos dedicados a geração de sinais de MLP capazes de fornecer os doze pulsos de comando necessários.

6.2 Princípio de funcionamento da Interface MLP

O diagrama em blocos da interface é mostrado na figura 6.1 e as principais formas de onda correspondentes na figura 6.2

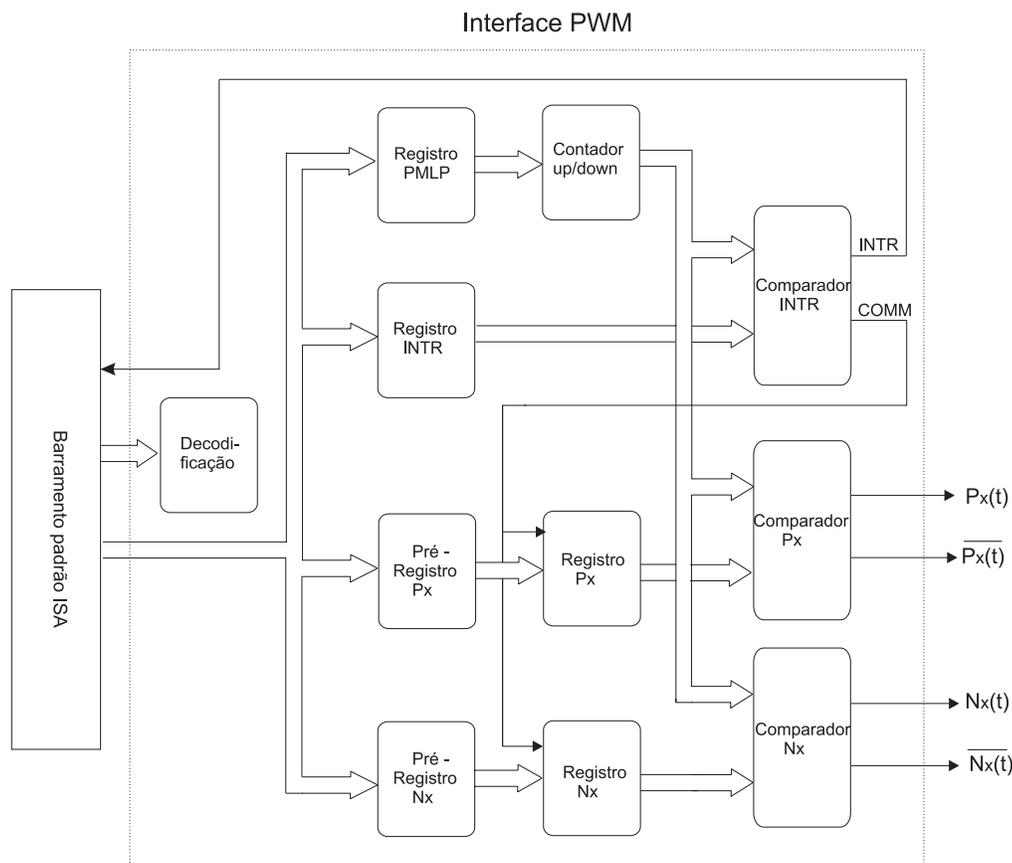


Figura 6.1: Diagrama em blocos da interface MLP.

Um contador *up/down* de 16 bits programável é a base de tempo para a geração dos sinais de MLP. A direção de contagem muda de *up* para *down* quando a contagem atinge o valor correspondente ao período de chaveamento. Por outro lado, a direção muda *down* para *up* quando o valor da contagem atinge o valor 0000h. Portanto, o período de contagem do contador é o dobro do período da MLP, como mostrado na figura 6.2.

Os sinais *COMM* e *INTR* são complementares e são gerados comparando-se o valor

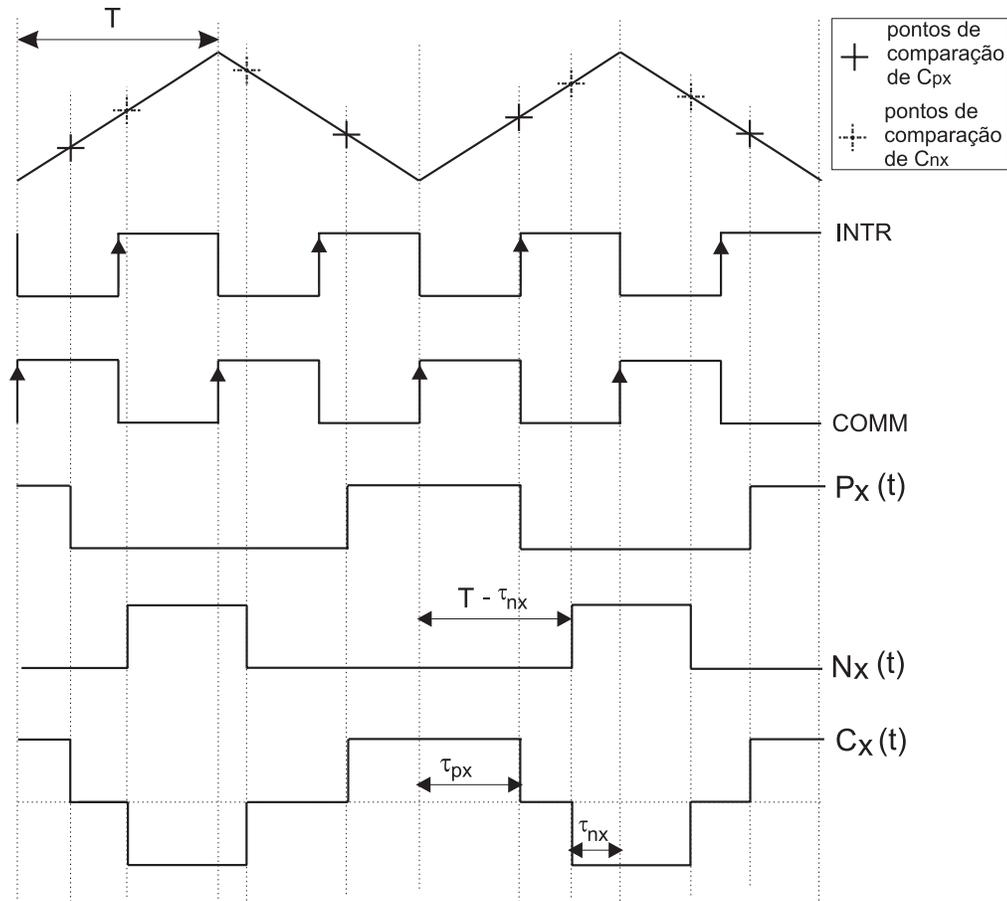


Figura 6.2: Formas de onda do circuito da interface MLP

armazenado no registrador *INTR* com a saída do contador *up/down*. Na borda de subida do sinal *INTR* a interface de MLP faz um pedido de interrupção ao PC. Quando o pedido de interrupção é atendido a subrotina de MLP calcula as larguras dos pulsos τ_{px} e τ_{nx} e em seguida armazena estes valores nos pré-registros P_x e N_x , respectivamente. O conteúdo dos pré-registradores é transferido para os registros (P_x e N_x) na borda de subida do sinal *COMM*. Os valores destes registros são constantemente comparados com o valor da contagem do contador *up/down*. Se o conteúdo do registro é maior que o valor do contador o sinal $P_x(t)$ permanece em nível lógico 1, caso contrário $P_x(t)$ é igual a 0. Por outro lado, o sinal $N_x(t)$ permanece em nível lógico 1 enquanto o valor da contagem for maior que o conteúdo do

registro N_x .

É importante observar, pela figura 6.2, que para gerar os pulsos de comando corretamente é necessário programar o registro P_x com o valor correspondente a τ_{px} e o registro N_x com o valor correspondente a $T - \tau_{nx}$.

Os sinais de comando das quatro chaves de um braço do inversor são obtidos a partir dos sinais $P_x(t)$ e $N_x(t)$ da figura 6.2. Seja $C_{S_{y_x}}(t)$ o sinal de comando da chave y ($y \in \{1, 2, 3, 4\}$) da fase x ($x \in \{a, b, c\}$), a partir da tabela 4.1, podemos deduzir:

$$C_{S_{1x}}(t) = P_x(t)$$

$$C_{S_{2x}}(t) = \bar{N}_x(t)$$

$$C_{S_{3x}}(t) = \bar{P}_x(t)$$

$$C_{S_{4x}}(t) = N_x(t)$$

O primeiro registro a ser programado na interface é o PMLP (registro de período de modulação). O valor deste registro (VPMLP) é calculado pela expressão 6.1, onde $Fosc$ é a frequência do relógio interno, igual a $2Mhz$ e $FPWM$ é a frequência de MLP desejada. Em seguida é programado o registro INTR. O valor deste registro ($0 \leq VINTR \leq VPMLP$) determina o instante no período de MLP em que será gerado o pedido de interrupção. Originalmente este registro foi programado com $VPMLP/2$.

$$VPMLP = \frac{Fosc}{FPWM} \quad (6.1)$$

As larguras dos pulsos de comando para cada braço são programados nos registros P_x e N_x . Os valores a serem programados nestes registros, VP_x e VN_x , são calculados pela expressão 6.2.

$$\begin{cases} VP_x = \tau_{px} Fosc \\ VN_x = (\frac{1}{FPWM} - \tau_{nx}) Fosc \end{cases} \quad (6.2)$$

A cada período de MLP, os novos valores das larguras dos pulso de comando devem ser programados nos respectivos registros antes do início de um novo período de MLP.

6.3 Implementação dos métodos de MLP propostos utilizando DSP

Os métodos de MLP vetoriais para inversores multiníveis, apresentados neste trabalho, são facilmente implementados utilizando processadores de sinais da família TMS320F240x da *Texas Instruments*. Esta família de DSP's é particularmente interessante para comando de conversores a três níveis, por possuir 12 saídas independentes de MLP. Isto possibilita o desenvolvimento de um equipamento mais simples e barato.

Nos DSP's da Texas os sinais de MLP são gerados pelo periférico gerenciador de eventos (*event manager*), que na família TMS320F240x são em número de 2 (EVA e EVB). A figura 6.3 mostra o diagrama em blocos do gerenciador de eventos EVA.

Os blocos deste periférico que estão diretamente relacionados com a geração dos sinais de MLP são: os contadores de uso geral (*GP timer*), as unidades de comparação (*full-compare units*) e a unidade de tempo morto (*deadband unit*).

Cada bloco gerenciador de eventos possui dois contadores que podem ser programados para contar independentemente ou sincronizados entre si. Além disso, cada contador possui quatro modos diferentes de contagem; o modo *stop/hold*, modo crescente (*up*), modo crescente/decrescente direcional (*up/down*) e modo crescente/decrescente (*up/down*) contínuo.

No bloco *full-compare units* existem três registros de comparadores. O valor de cada um destes registros é constantemente comparado com o valor da contagem do *GP timer 1*. Quando estes valores se igualam ocorre uma transição na saída de MLP correspondente.

O bloco *deadband unit* é responsável pela introdução dos tempos mortos nos sinais de MLP das chaves. Os valores destes tempos podem ser programados entre 0 e $24\mu s$.

Na implementação proposta usando DSP's da família TMS320F240x, o gerenciador de

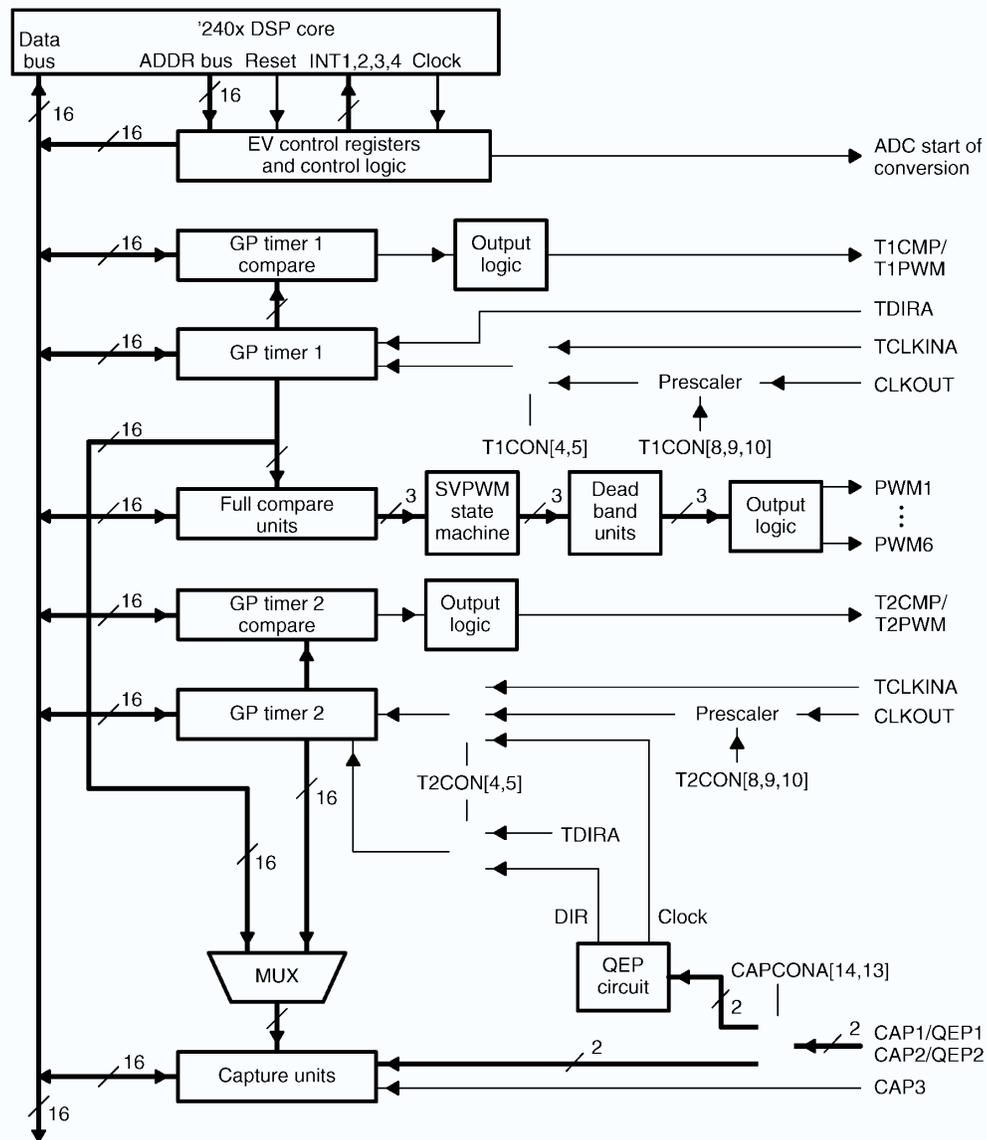


Figura 6.3: Diagrama em blocos do gerenciador de eventos EVA

eventos EVA gera os sinais $P_x(t)$, enquanto, o módulo EVB gera os sinais $N_x(t)$. Para isto, os contadores *GP timer 1* e o *GP timer 3* são programados para contar no modo crescente/decrescente contínuo e são defasados de 180° , como mostrado na figura 6.4. Além disso, os registros comparadores das *full-compare units* são recarregados sempre que a contagem dos

GP timers atingir zero ou o período da contagem, atualizando as larguras de pulso.

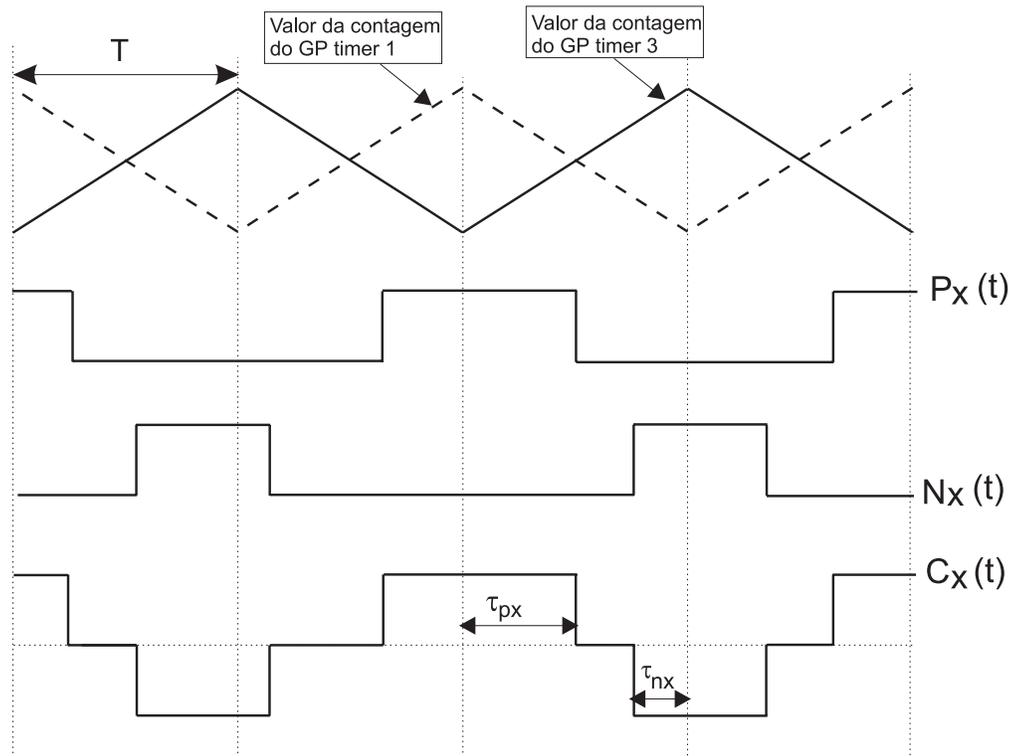


Figura 6.4: Formas de onda do circuito da interface MLP

Para obter os sinais de comando ($C_{S_{yx}}$) das chaves do inversor de três níveis as saídas de MLP, PWM1 a PWM12, do DSP, devem ser programadas segundo a lógica da tabela 6.1.

Tabela 6.1: Programação da lógica das saídas de MLP do DSP.

Pino de saída	Lógica	Comando	Chave
PWM1	ativa alta	$P_a(t)$	S_{1a}
PWM2	ativa baixa	$\bar{P}_a(t)$	S_{3a}
PWM3	ativa alta	$P_b(t)$	S_{1b}
PWM4	ativa baixa	$\bar{P}_b(t)$	S_{3b}
PWM5	ativa alta	$P_c(t)$	S_{1c}
PWM6	ativa baixa	$\bar{P}_c(t)$	S_{3c}
PWM7	ativa alta	$N_a(t)$	S_{4a}
PWM8	ativa baixa	$\bar{N}_a(t)$	S_{2a}
PWM9	ativa alta	$N_b(t)$	S_{4b}
PWM10	ativa baixa	$\bar{N}_b(t)$	S_{2b}
PWM11	ativa alta	$N_c(t)$	S_{4c}
PWM12	ativa baixa	$\bar{N}_c(t)$	S_{2c}

6.4 Conclusão

Neste capítulo foi descrito, em linhas gerais, o princípio de funcionamento e o diagrama em blocos da interface MLP desenvolvida, que permite a geração dos sinais de comando das chaves do inversor multinível. Foi também apresentada, a implementação utilizando DSP's da família TMS320F240x.

Capítulo 7

Resultados Experimentais

7.1 Introdução

Neste capítulo os métodos de modulação em largura de pulso, mostrados nos capítulos anteriores, são validados experimentalmente. Com este objetivo, montou-se um protótipo de um inversor com *neutro grampeado* de três níveis, trifásico a IGBT's. Nos ensaios experimentais mostrados a seguir a tensão no barramento C.C. é igual a 300V. A frequência do vetor de referência é igual a 60Hz. São apresentados resultados para uma frequência de modulação igual a 720Hz, correspondendo portanto uma relação de frequência $R = 12$. A carga utilizada foi um máquina de indução 3 ϕ com os seguintes dados de placa:

Potência	2cv
Tensão nominal Δ/Y	220/380 [V]
Corrente nominal Δ/Y	6,5/3,8 [A]
Velocidade	1720rpm

7.2 Resultados experimentais do método 1

Nesta seção são mostrados os resultados experimentais obtidos utilizando o método de MLP vetorial básico apresentado no capítulo 3, sem restrição de t_{on}/t_{off} e com controle em malha aberta das tensões nos capacitores.

A figura 7.1 mostra os sinais de comando para um vetor tensão de referência nulo. Observe que as larguras dos pulsos τ_{pa} e τ_{na} são iguais a $T/4$, de acordo com a expressão 3.12. A figura 7.2 mostra os mesmos sinais de comando da fase a para um vetor tensão de referência de coordenadas $v_{an} = 17V$, $v_{bn} = 0V$ e $v_{cn} = -17V$. Com estes valores de referência a extremidade do vetor tensão se encontra dentro da região 1A, e os valores de τ_{pa} e τ_{na} medidos experimentalmente são $426\mu s$ e $268\mu s$, respectivamente. Estes valores estão de acordo com os calculados pela expressão 3.12.

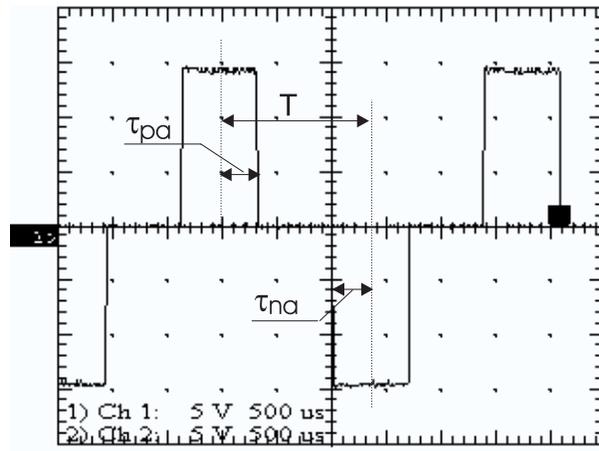


Figura 7.1: Sinais de comando do braço a para referências de tensão: $v_{an} = 0V$, $v_{bn} = 0V$ e $v_{cn} = 0V$ (canal-1: $C_{S_{1a}}$, canal-2: $-C_{S_{4a}}$).

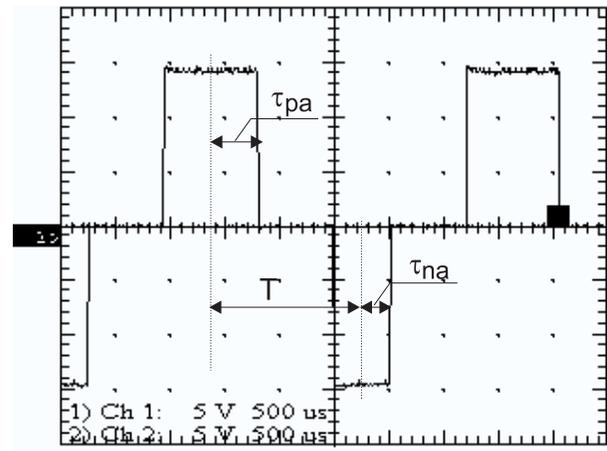


Figura 7.2: Sinais de comando do braço a para referências de tensão: $v_{an} = 17V$, $v_{bn} = 0V$ e $v_{cn} = -17V$; (canal-1: $C_{S_{1a}}$, canal-2: $-C_{S_{4a}}$).

A figura 7.3 mostra a evolução da amplitude da componente fundamental da tensão fase neutro quando o índice de modulação varia de 0 a 0,8. Estão superpostos nesta figura os resultados de simulação e experimental.

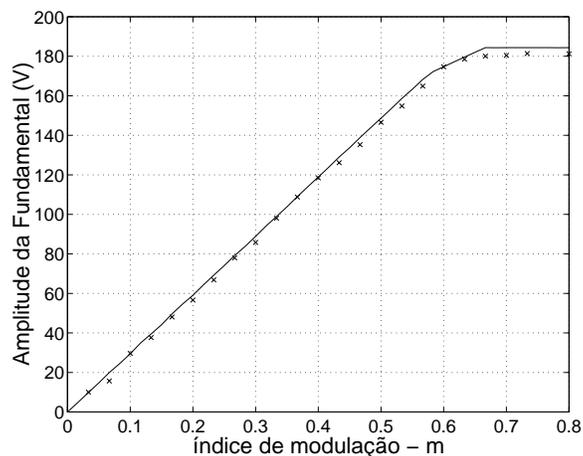


Figura 7.3: Amplitude da componente fundamental x índice de modulação ($R = 12$) (x x experimental, — simulação).

O índice de distorção harmônica SIG obtido por simulação e experimentalmente, para uma relação de frequências $R = 12$, está mostrado na figura 7.4. Observa-se nas figuras 7.3 e 7.4, que os resultados experimentais estão em acordo com os obtidos por simulação.

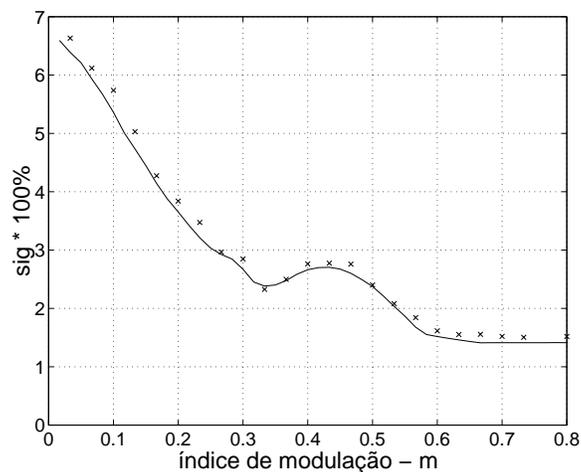


Figura 7.4: Distorção harmônica total x índice de modulação ($R = 12$) (x x experimental, — simulação).

Nas figuras 7.3 e 7.4 os dados foram obtidos com um osciloscópio digital Tektronix 3224A.

As análises harmônicas foram então efetuadas com um programa desenvolvido no ambiente MATLAB. Este procedimento foi adotado em todos os métodos de MLP testados.

A figura 7.5 mostra os sinais de comando da chave $C_{S_{1a}}$ e a forma de onda da tensão fase neutro $v_{an}(t)$, para um índice de modulação $m = 0,25$. A figura 7.6 apresenta o espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$, nas condições mostradas na figura 7.5.

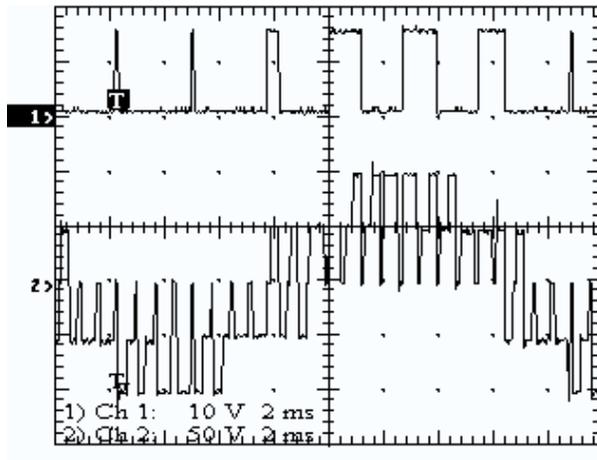


Figura 7.5: Canal-1: sinal de comando da chave $C_{S_{1a}}$ Canal-2:tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ e $R = 12$.

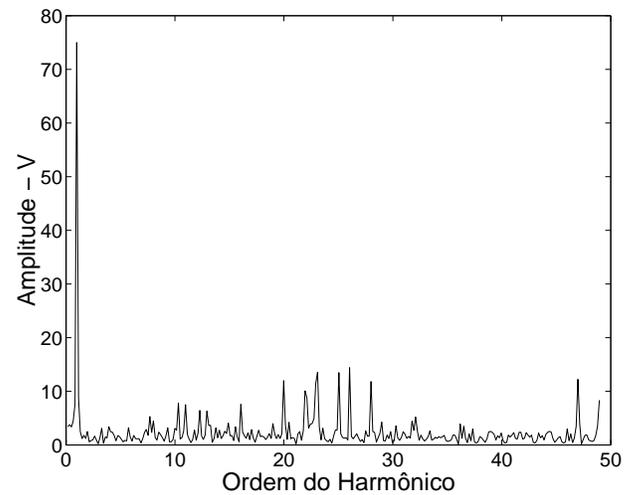


Figura 7.6: Espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ $R = 12$.

As figuras 7.7 e 7.8 mostram a forma de onda da tensão fase-fase, $v_{ab}(t)$ e da corrente na fase a , respectivamente, para o índice de modulação $m = 0,25$.

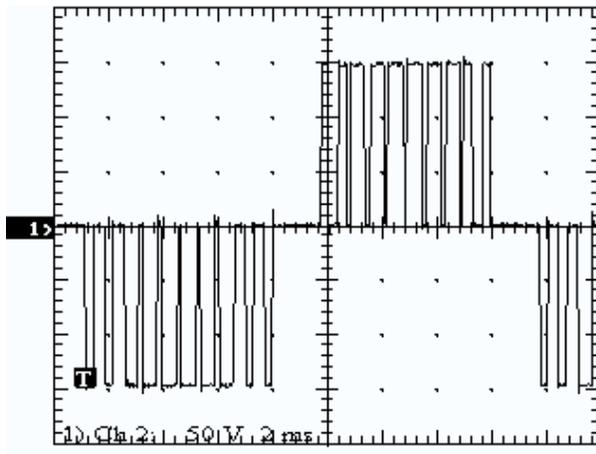


Figura 7.7: Tensão fase-fase ($f = 60\text{Hz}$, $m = 0,25$, $R = 12$).

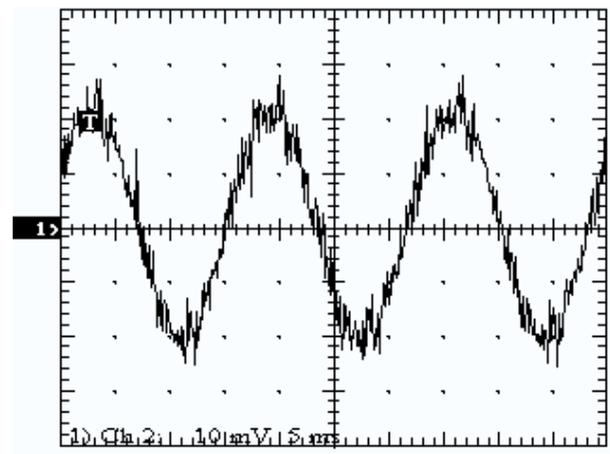


Figura 7.8: Corrente da fase a ($f = 60\text{Hz}$, $m = 0,25$, $R = 12$).

As figuras de 7.9 a 7.12 mostram os resultados experimentais para um índice de modulação $m = 0,50$ e relação de frequências igual a 12.

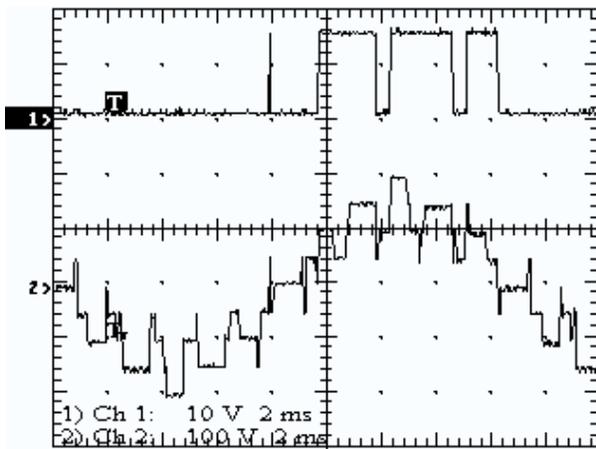


Figura 7.9: Canal-1: sinal de comando da chave $C_{S_{1a}}$ Canal-2:tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ e $R = 12$.

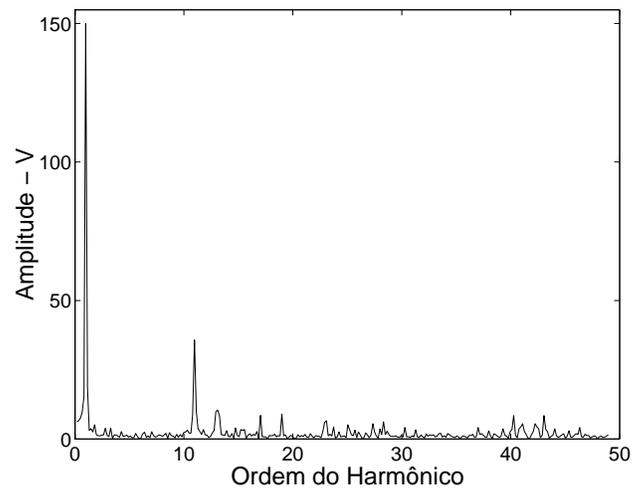


Figura 7.10: Espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ $R = 12$.

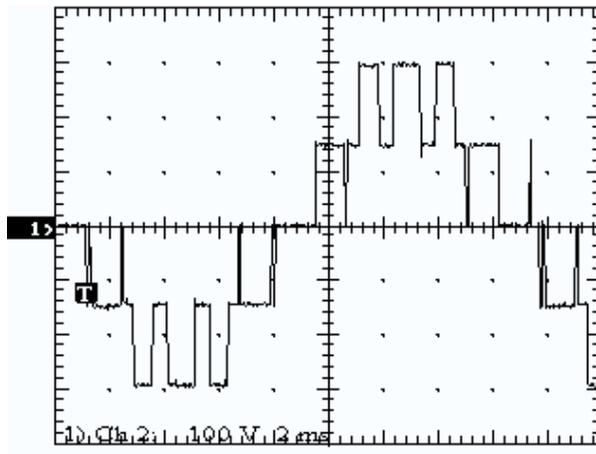


Figura 7.11: Tensão fase-fase 100V/div ($f = 60\text{Hz}$, $m = 0,50$, $R = 12$).

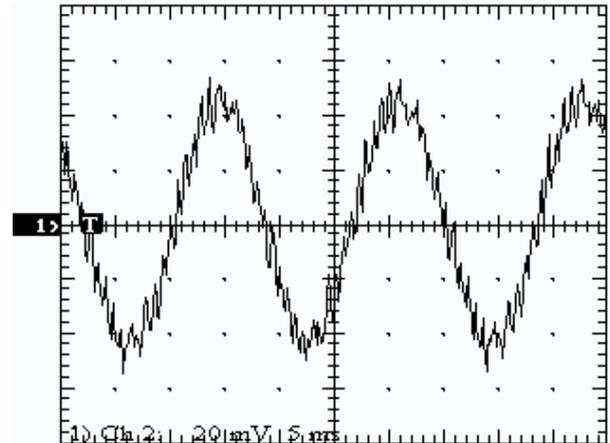


Figura 7.12: Corrente da fase a ($f = 60\text{Hz}$, $m = 0,50$, $R = 12$).

A figura 7.13 mostra a tensão no barramento C.C. e a tensão em um dos capacitores, onde podemos observar o equilíbrio das tensões nos capacitores apesar do sistema operar em malha aberta.

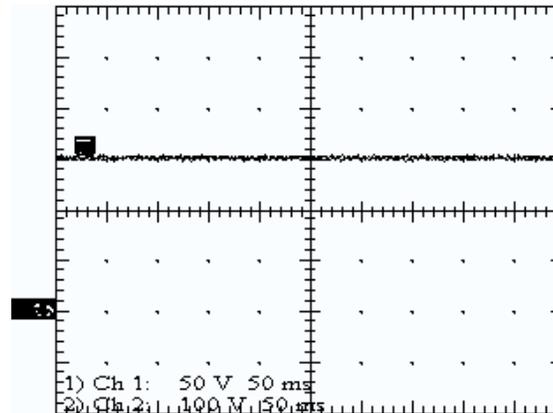


Figura 7.13: Tensão sobre os capacitores do barramento C.C. para $m = 0,50$ e $R = 12$ (Canal-1: V_{c1} ; Canal-2: $V_{c1} + V_{c2}$).

7.3 Resultados experimentais do Método 2

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos utilizando o método de MLP vetorial com restrição de t_{on}/t_{off} e com controle em malha aberta da tensão do tap-central, apresentado no capítulo 4. O valor de T_{min} foi fixado em 10% do período de MLP, ou seja $139\mu s$.

A figura 7.14 mostra a amplitude da componente fundamental da tensão fase-neutro de saída quando o índice de modulação (m) varia de 0 a 0,8.

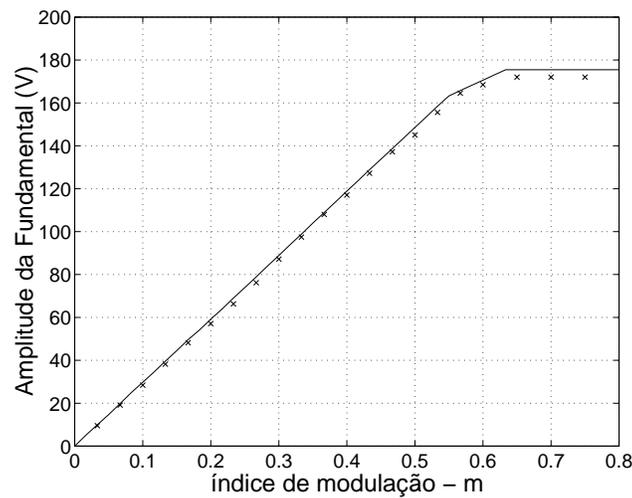


Figura 7.14: Amplitude da componente fundamental x índice de modulação ($R = 12$) (x x experimental, — simulação).

O índice de distorção harmônica SIG obtido por simulação e experimentalmente, para uma relação de frequência $R = 12$, está mostrado na figura 7.15. Nota-se através das figuras 7.14 e 7.15, que os resultados experimentais estão muito próximos dos obtidos em simulação.

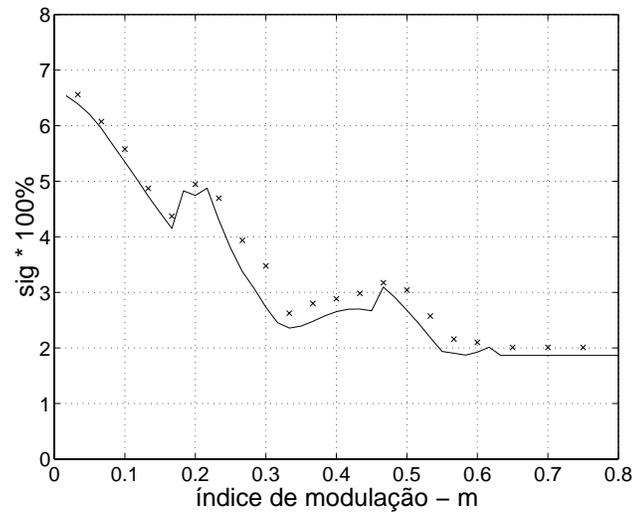


Figura 7.15: Distorção harmônica total x índice de modulação ($R = 12$) (x x experimental, — simulação).

A figura 7.16 mostra os sinais de comando da chave $C_{S_{1a}}$ e a forma de onda da tensão fase neutro $v_{an}(t)$, para um índice de modulação $m = 0,25$. Observe nesta figura que não existem pulsos de comando com largura inferior que $139\mu s$ (10% T). O espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$ é mostrado na figura 7.17

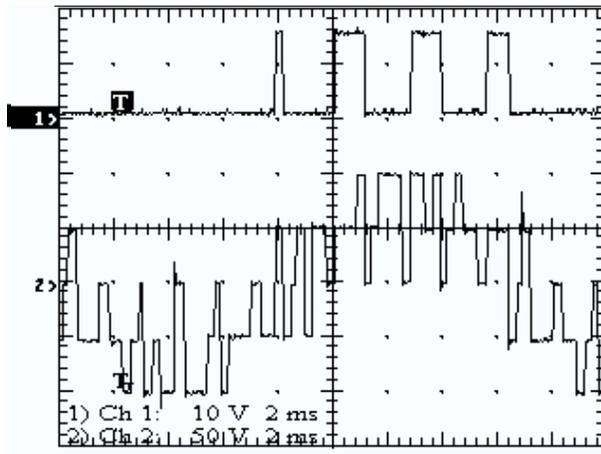


Figura 7.16: Canal-1: sinal de comando da chave C_{S1a} Canal-2:tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ e $R = 12$.

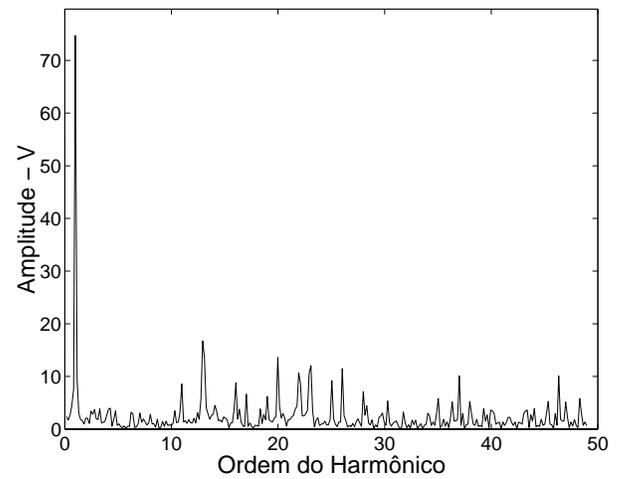


Figura 7.17: Espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,25$ $R = 12$.

As figuras 7.18 e figura 7.19 mostram a forma de onda da tensão fase-fase $v_{ab}(t)$ e da corrente na fase a , respectivamente, para o índice de modulação $m = 0,25$.

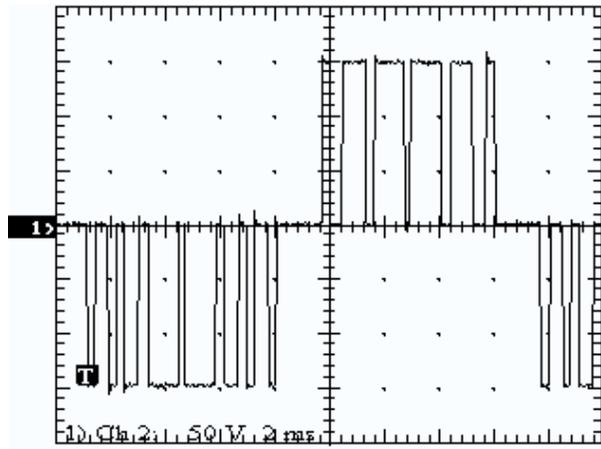


Figura 7.18: Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).

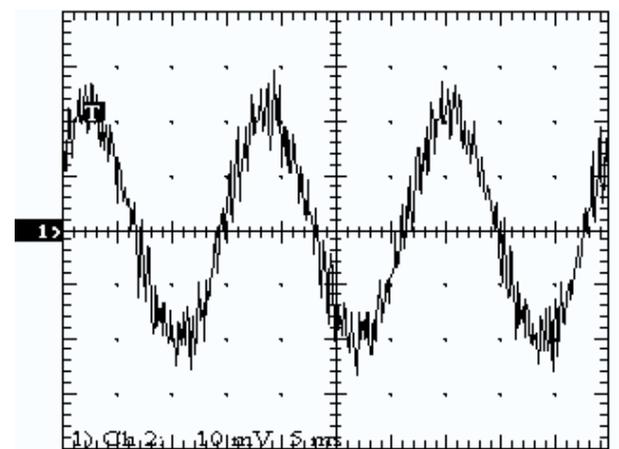


Figura 7.19: Corrente da fase a ($f = 60Hz$, $m = 0,25$, $R = 12$).

As figuras de 7.20 a 7.24 mostram os resultados experimentais para um índice de modulação

$m = 0,50$ e relação de frequências igual a 12.

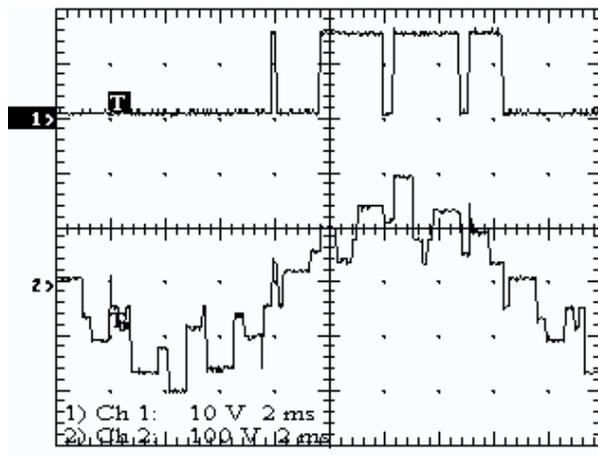


Figura 7.20: Canal-1: sinal de comando da chave CS_{1a} Canal-2:tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ e $R = 12$.

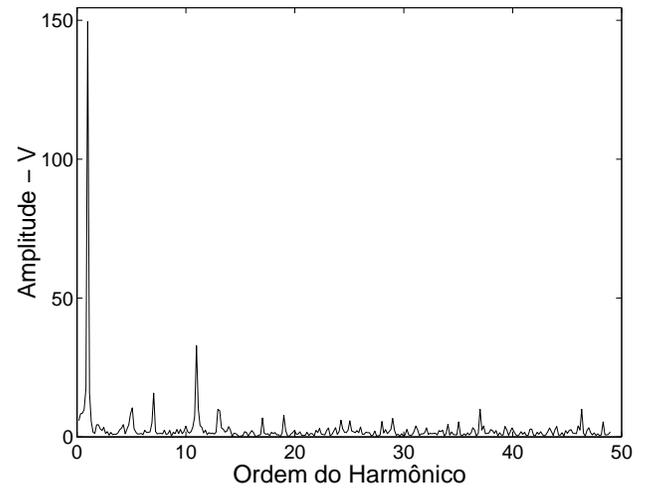


Figura 7.21: Espectro harmônico da tensão $v_{an}(t)$ para $m = 0,50$ $R = 12$.

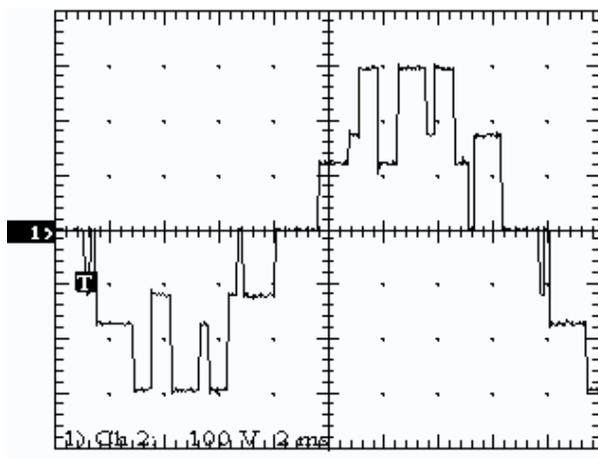


Figura 7.22: Tensão fase-fase ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

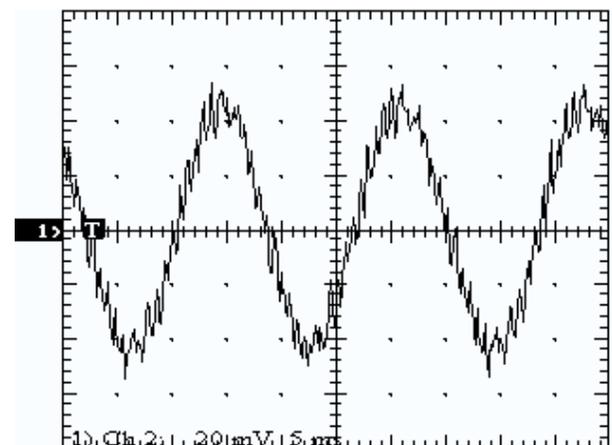


Figura 7.23: Corrente da fase a ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

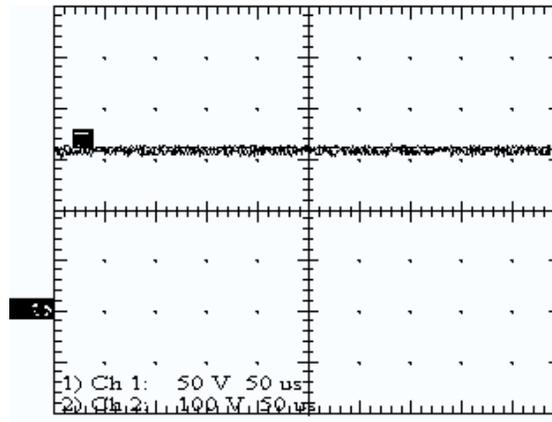


Figura 7.24: Tensão sobre os capacitores do barramento C.C. para $m = 0,50$ e $R = 12$ (Canal-1: V_{c1} ; Canal-2: $V_{c1} + V_{c2}$).

7.4 Resultados experimentais do Método 3

Nesta seção são mostrados os resultados experimentais obtidos utilizando o método de MLP vetorial com controle em malha fechada das tensões dos capacitores do barramento C.C., apresentado no capítulo 5. Como o desequilíbrio de tensão nos capacitores é mais pronunciado com altos índices de modulação, apresentaremos resultados experimentais para este método apenas para $m = 0,5$. Para provocar um desequilíbrio mais acentuado na tensão do tap-central, foram utilizados capacitores diferentes no divisor capacitivo. Os capacitores utilizados foram $C_1 = 4000\mu F$ e $C_2 = 2000\mu F$.

A Figura 7.25 mostra a tensão nos capacitores do barramento C.C. Observa-se nesta figura que existe, a princípio, um desequilíbrio entre as tensões dos capacitores. Entretanto, quando o controle é habilitado as tensões nos capacitores ficam iguais.

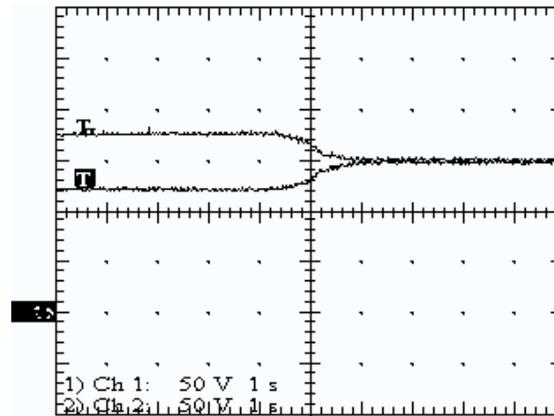


Figura 7.25: Tensões sobre os capacitores do barramento C.C. para $m = 0,50$ e $R = 12$ (Canal-1: V_{c1} ; Canal-2: V_{c2}).

A figura 7.26 apresenta a forma de onda da tensão fase-fase $v_{ab}(t)$ antes do controle habilitado, enquanto, a figura 7.27 apresenta a mesma forma de onda após o equilíbrio das tensões no barramento C.C..

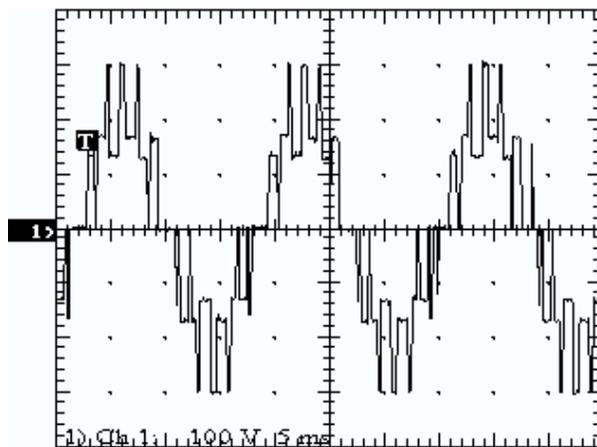


Figura 7.26: Tensão fase-fase sem controle da tensão ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

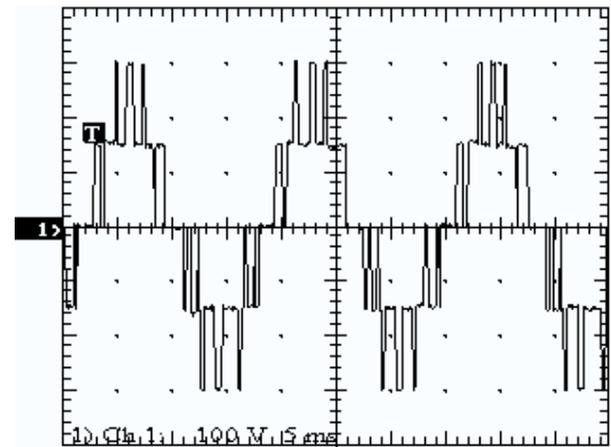


Figura 7.27: Tensão fase-fase com controle da tensão ($f = 60Hz$, $m = 0,50$, $R = 12$).

7.5 Conclusões

Os métodos de modulação em largura de pulso vetoriais apresentados para inversores a três níveis foram validados experimentalmente. Em todos os métodos, os resultados experimentais confirmam os resultados de simulação apresentados nos capítulos anteriores.

Capítulo 8

Conversores CC-CC Multiníveis com Comutação não Dissipativa

8.1 Introdução

Em todas as topologias multiníveis mostradas anteriormente os semicondutores comutam a corrente de carga a cada período de MLP. Neste modo de chaveamento, os semicondutores ficam sujeitos a picos de potência que colaboram para o "stress" do componente, reduzindo sua vida útil. Além disso, as elevadas perdas de comutação diminuem a eficiência do conversor com o aumento da frequência de chaveamento. Outro obstáculo das comutações dissipativas são altos valores de dv/dt e di/dt , potenciais causadores de interferência eletromagnética (IEM). Por outro lado, se impõem tensões nulas (zero voltage switchings - ZVS) ou correntes nulas (zero current switchings - ZCS) no momento da mudança de estado dos semicondutores, o chaveamento se faz sem dissipação de potência.

Neste capítulo serão apresentadas algumas topologias de conversores multiníveis com comutação não dissipativas, baseadas no conversor com *neutro grampeado*.

8.2 Conversores Três Níveis CC-CC ZVS-ZCS

A primeira estrutura multinível com comutação não dissipativa foi proposta por Cortizo em 1984 [8], na qual utilizou o conceito de tiristor dual como dispositivo que garante o chaveamento dos semicondutores em zero de tensão. O conversor três níveis ZVS apresentado por Cortizo é mostrado na figura 8.1.

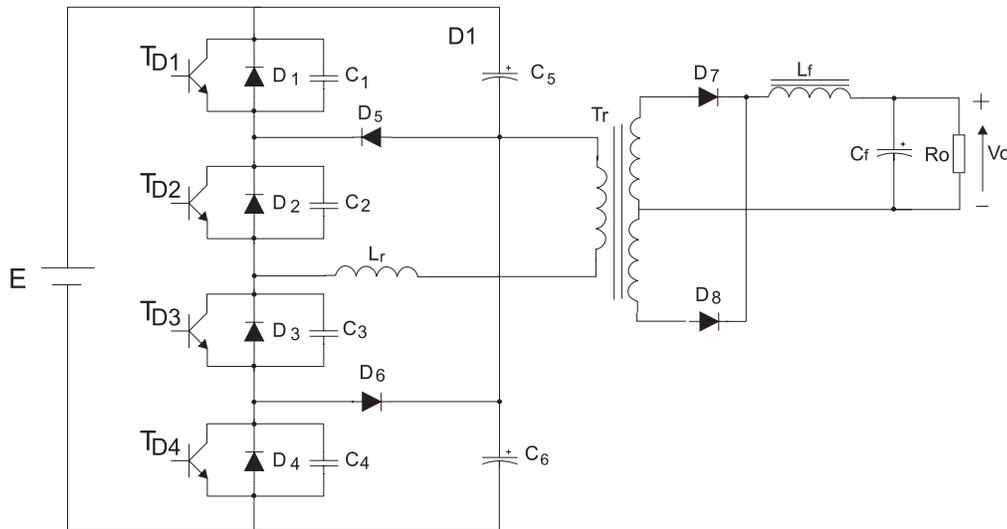


Figura 8.1: Conversor CC-CC multinível ZVS

Nesta estrutura a comutação do tiristor dual T_{D1} não apresenta problemas porque a energia necessária para carregar o capacitor C_1 e descarregar os capacitores C_3 e C_4 se encontra disponível no indutor L_r (indutor de dispersão do transformador), no indutor de magnetização do transformador e no indutor do filtro L_f .

Entretanto, a comutação do tiristor dual T_{D2} é feita, estando a carga e o primário do transformador em roda livre. Assim, somente a energia do indutor de dispersão do transformador estará disponível para carregar o capacitor C_2 e descarregar C_3 e C_4 , garantindo a comutação do tipo ZVS. O aumento do indutor de dispersão do transformador pode aumentar a faixa de operação do conversor, mas aumenta o tempo de comutação da ponte retificadora e conseqüentemente a queda de tensão devido a comutação da ponte.

Este problema pode ser resolvido impedindo-se que a ponte retificadora comute ou passe para uma fase de roda livre, antes do término da comutação do tiristor dual T_{D2} . Isso pode ser obtido utilizando-se um retificador controlado [21]. Este retificador pode ser implementado com tiristores (frequência máxima de operação limitada) ou com transistores em série com um diodo. A comutação dos semicondutores do retificador é do tipo ZCS. A figura 8.2 apresenta a estrutura do conversor três níveis CC-CC ZVS-ZCS proposta.

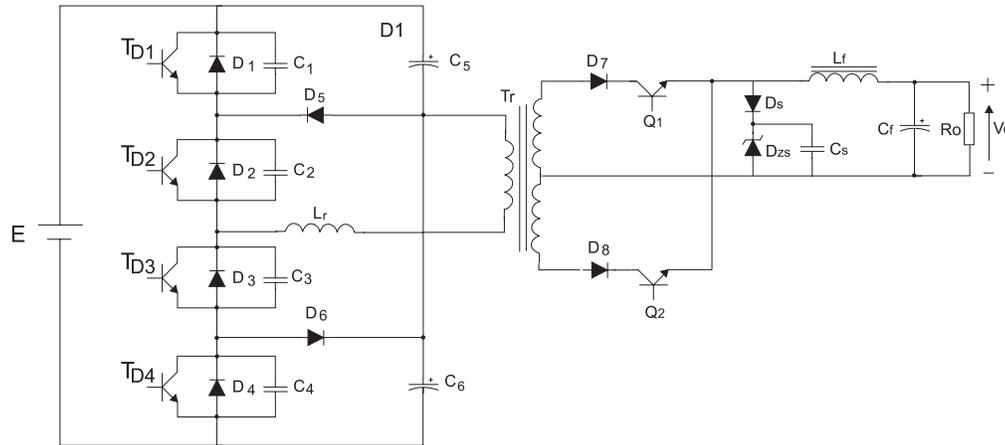


Figura 8.2: Conversor CC-CC multinível ZVS-ZCS

Com a utilização do retificador controlado é possível resolver o problema da comutação e, se necessário, controlar-se a tensão de saída do conversor através do defasamento da comutação dos transistores do retificador com relação aos tiristor T_{D2} e T_{D3} .

8.2.1 Descrição do Circuito

O braço principal do conversor três níveis CC-CC ZVS-ZCS é formado por T_{D1}, T_{D2}, T_{D3} e T_{D4} . D_1, D_2, D_3 e D_4 são os diodos em antiparalelo com as chaves semicondutoras, enquanto D_5 e D_6 são os diodos de grampeamento. C_1, C_2, C_3 e C_4 são os capacitores empregados para realizar a comutação em zero de tensão. Em muitos casos, quando a chave é MOSFET, estes capacitores de ajuda a comutação são desnecessários. L_r é o indutor de comutação, composto por um indutor externo somado à indutância de dispersão do transformador. Na maioria dos

casos, L_r é apenas a indutância de dispersão do transformador. Os semicondutores D_7, D_8, Q_1 e Q_2 estão de forma que formam o retificador controlado e o filtro de saída é composto pelo indutor L_f e pelo capacitor C_f . R_o representa a resistência da carga. E por último, os componentes D_s, D_{zs} e C_s formam o circuito de "snubber" da ponte retificadora.

8.2.2 Sequências de funcionamento

Para simplificar a análise consideramos que:

- Os semicondutores são ideais;
- O indutor do filtro de saída é de valor tal que o ripple da corrente no indutor do filtro de saída é desprezível;
- O indutor de dispersão é indicado na figura como L_r , o indutor de magnetização não está indicado na figura, mas se localiza entre os terminais alternados da ponte retificadora;
- Os capacitores são ideais;
- Para efeito de desenho, o retificador do secundário será representado por tiristores;
- A análise será feita considerando-se apenas o semi-ciclo positivo da tensão de saída do inversor.

As seqüências de funcionamento do conversor são apresentadas na Figura 8.3.

a) *Primeira etapa:*

Os tiristores dual T_{D1} e T_{D2} estão conduzindo. Esta etapa corresponde a fase ativa de transferência de energia para a carga. Onde as condições finais são: $V_{c3} = V_{c4} = E/2V$, $V_{c1} = V_{c2} = 0$.

b) *Segunda etapa:*

Esta etapa tem início com o bloqueio do tiristor dual T_{D1} sob tensão nula. A energia

armazenada no indutor de filtragem e nos indutores de dispersão e de magnetização do transformador é utilizada para carregar o capacitor C_1 do tiristor dual T_{D1} e descarregar os capacitores C_3 e C_4 dos tiristores duais T_{D3} e T_{D4} . Ao final desta etapa tem-se: $V_{c3} = V_{c4} = E/4V$, $V_{c1} = E/2, V_{c2} = 0$.

c) Terceira etapa:

O diodo D5 e o tiristor dual T_{D2} fazem a roda livre do primário do transformador. Os tiristores T_{h3} e T_{h4} não foram disparados. Esta etapa termina com o bloqueio de T_{D2} .

d) Quarta etapa:

A energia armazenada nos indutores L_r , L_f e no indutor de magnetização do transformador é utilizada para carregar o capacitor C_2 e descarregar os capacitores C_3 e C_4 . Para assegurar a comutação ZVS, é necessário que a tensão nos capacitores C_3 e C_4 se anule antes da inversão da corrente no indutor L_r , ou seja, a ponte retificadora não pode comutar antes do bloqueio de T_{D2} . Ao final desta etapa $V_{c3} = V_{c4} = 0V$, $V_{c1} = V_{c2} = E/2$.

e) Quinta etapa:

Durante esta etapa a corrente i_{Lr} flui através dos diodos D3 e D4, decrescendo linearmente enquanto que a corrente de carga circula por T_{h1} e T_{h2} . Esta etapa termina com o disparo de T_{h3} e T_{h4} .

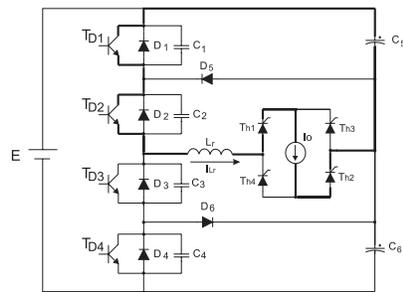
f) Sexta etapa:

Após o disparo de T_{h3} e T_{h4} a ponte retificadora entra em comutação e a corrente i_{Lr} decresce linearmente até se anular, quando T_{h1} e T_{h2} se bloqueiam.

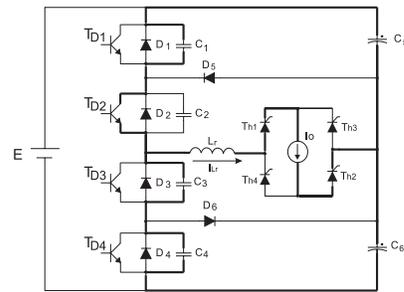
g) Sétima etapa:

Quando i_{Lr} se inverte os tiristores dual T_{D3} e T_{D4} entram em condução. Esta etapa corresponde a transferência de energia da fonte de alimentação para a carga no semi-ciclo negativo da tensão de saída do inversor.

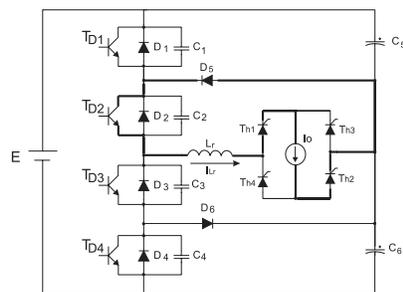
As etapas de comutação no semi-ciclo negativo são similares as etapas apresentadas para semi-ciclo positivo.



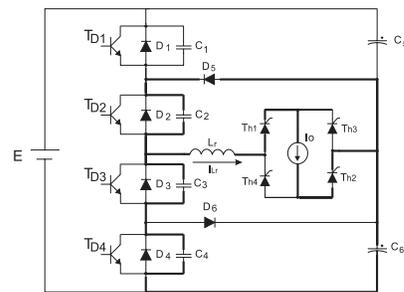
(a) Primeira etapa



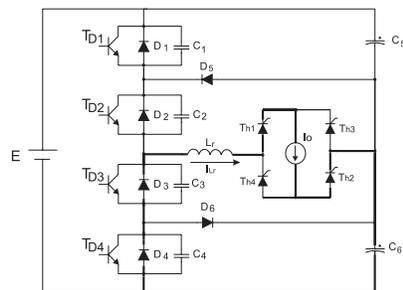
(b) Segunda etapa



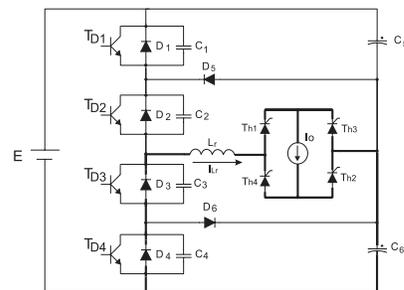
(c) Terceira etapa



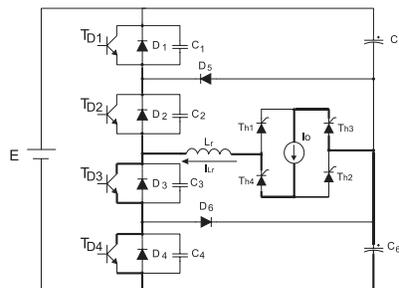
(d) Quarta etapa



(e) Quinta etapa



(f) Sexta etapa



(g) Sétima etapa

Figura 8.3: Etapas de funcionamento do conversor CC-CC três níveis ZVS-ZCS.

8.2.3 Resultados de Simulação

O funcionamento do conversor da figura 8.2 foi verificado através de simulações, estes resultados são apresentados nas figuras 8.4 e 8.5.

A Figura 8.4 mostra os sinais de comando para o tiristor dual T_{D2} e para o transistor Q_2 da ponte retificadora. A fim de garantir o funcionamento do conversor a vazio ou com carga leve, a ponte retificadora não pode comutar antes do bloqueio de T_{D2} . Portanto, é introduzido um retardo no disparo de Q_2 , como mostrado na figura 8.4. Este retardo é aqui denominado de "margem de segurança para a comutação" de T_{D2} . O transistor Q_1 da ponte retificadora deverá conduzir simultaneamente com o tiristor dual T_{D2} .

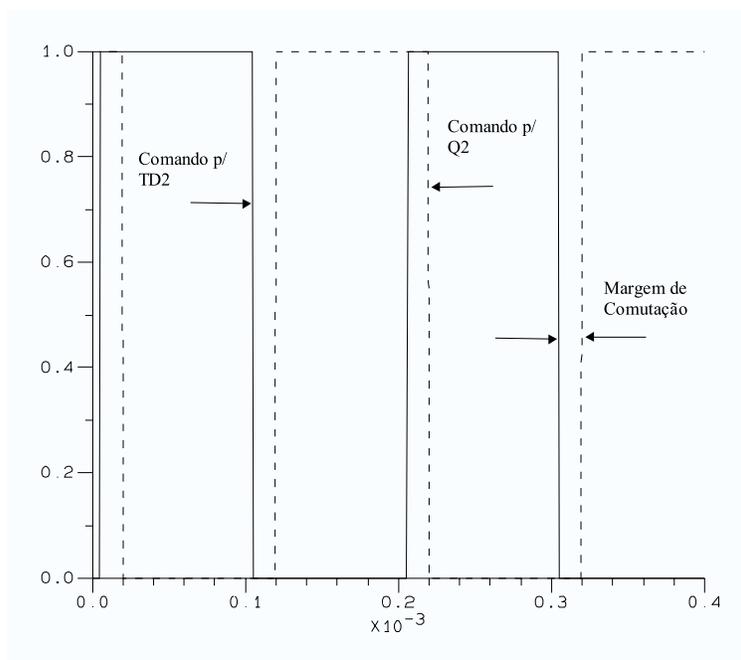


Figura 8.4: Forma de onda dos comando de T_{D2} e Q_2

A Figura 8.5 mostra as formas de onda da corrente e tensão no primário do transformador e corrente na carga. Pode-se observar nesta figura que o conversor está funcionando com carga nominal e no instante $t = 0.61ms$ a carga foi retirada, e mesmo assim, o conversor continua funcionando.

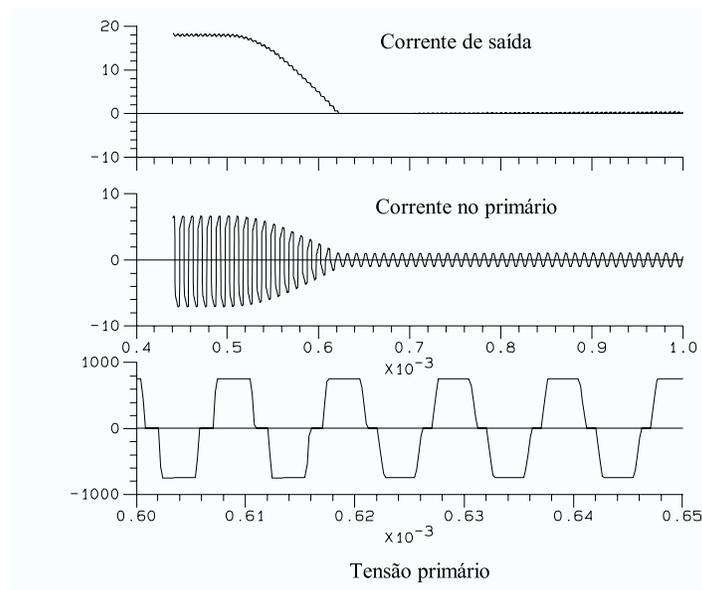


Figura 8.5: Forma de onda da corrente de saída, corrente e tensão no primário do transformador

8.2.4 Resultados Experimentais

Com o objetivo de validar experimentalmente o funcionamento do conversor foi implementado em laboratório um protótipo com os seguintes parâmetros:

- indutor de dispersão do transformador $520\mu H$;
- indutor de magnetização de $21mH$;
- relação de transformação de 6;
- transistores IGBT (inversor) \Rightarrow IRGPC50UD2;
- $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 22nF$;
- $C_5 = C_6 = 40\mu F$;
- $D_5 = D_6 = D_7 = D_8 \Rightarrow$ BYT17;

- $Q_1 = Q_2 \Rightarrow$ IRGPC50U (IGBT);
- $E = 300V$.

A Figura 8.6 mostra as formas de onda da tensão e corrente no primário do transformador. Na Figura 8.7 é apresentada em detalhe a comutação de T_{D3} , observe que o bloqueio deste transistor é realizado antes que a corrente no primário do transformador se anule. A Figura 8.7 mostra ainda, a margem de segurança para a comutação de T_{D3} . O tempo de margem de segurança neste caso, é controlado para garantir a comutação das chaves do inversor, mas poderia ser utilizado para o controle da tensão na saída do conversor.

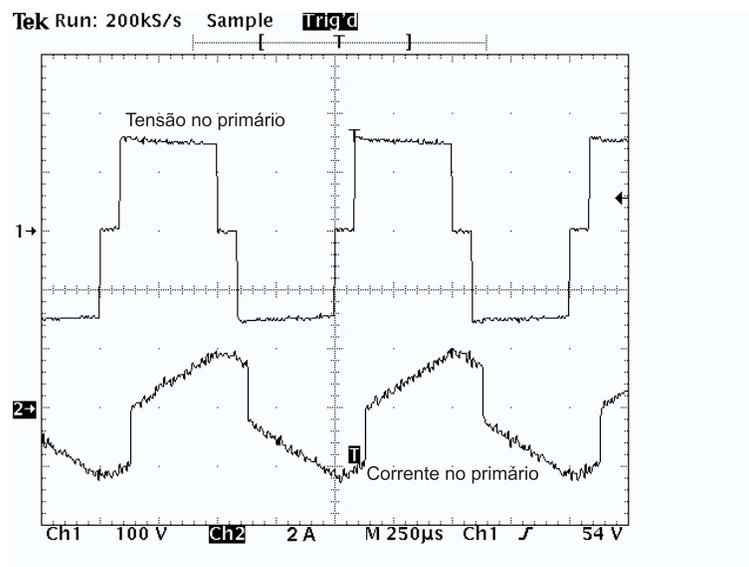


Figura 8.6: Forma de onda da tensão e corrente no primário do transformador

A Figura 8.8 mostra o instante da comutação das chaves da ponte retificadora. O pico de tensão que aparece devido a comutação do retificador pode ser reduzido diminuindo valor do diodo zener D_{zs} do circuito de ajuda a comutação.

A forma de onda da corrente e tensão no tiristor dual T_{D4} é mostra na Figura 8.9. A Figura 8.10 apresenta um detalhe das mesmas, mostrando que a comutação é sem perdas (ZVS).

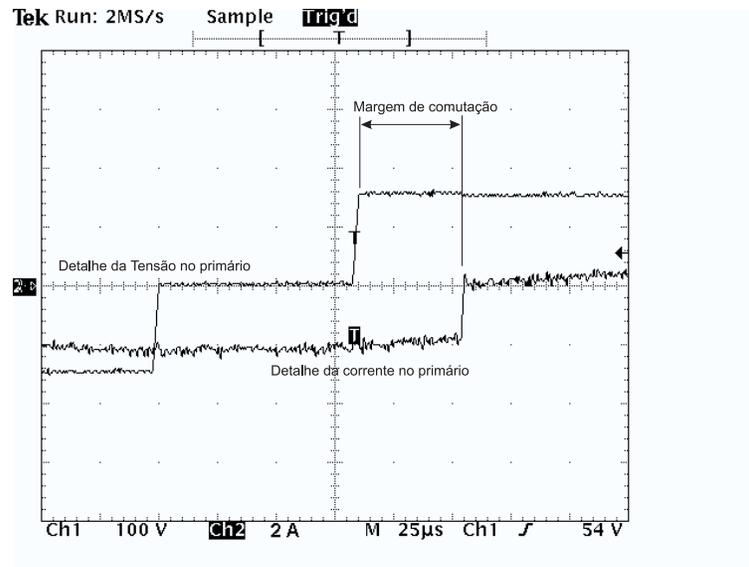


Figura 8.7: Detalhe das forma de onda da tensão e corrente no primário do transformador

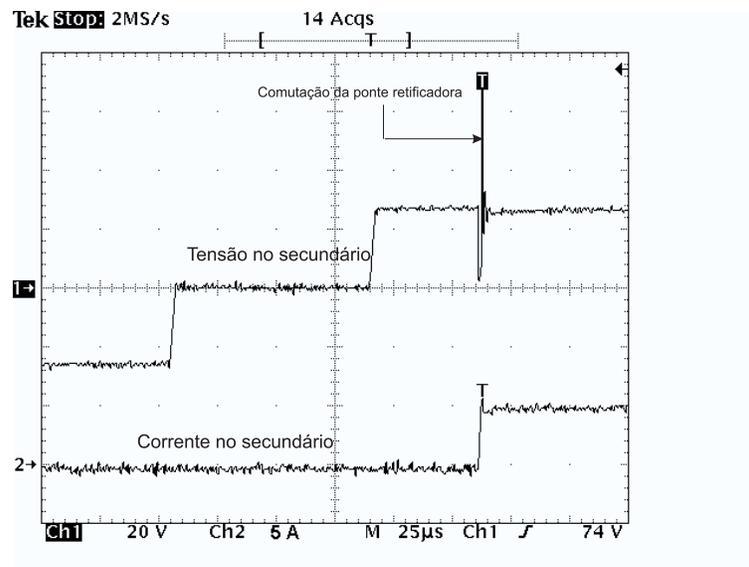


Figura 8.8: Forma de onda da tensão e corrente no secundário do transformador

A figura 8.11 mostra um detalhe da tensão na entrada do filtro de saída LC . Pode-se verificar que durante a margem de segurança de comutação do tiristor dual T_{D3} , a tensão na entrada do filtro é negativa. Como, a tensão de saída é afetada pela duração desta margem

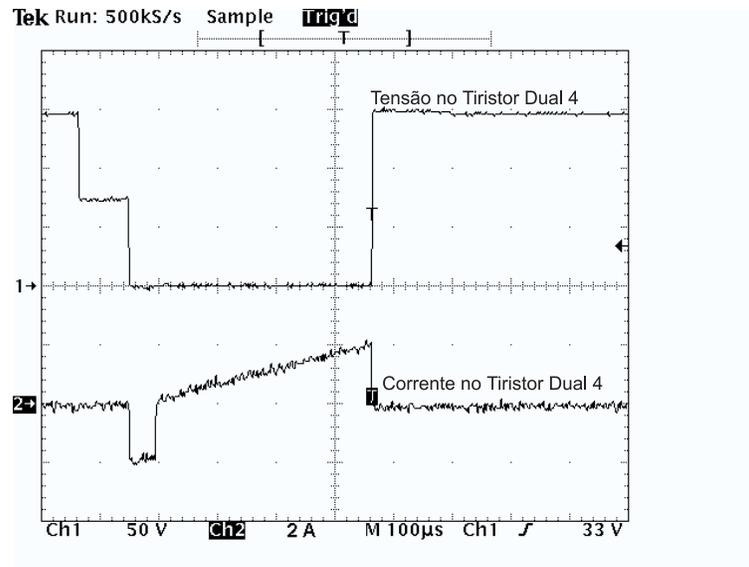


Figura 8.9: Forma de onda da tensão e corrente no tiristor dual T_{D4}

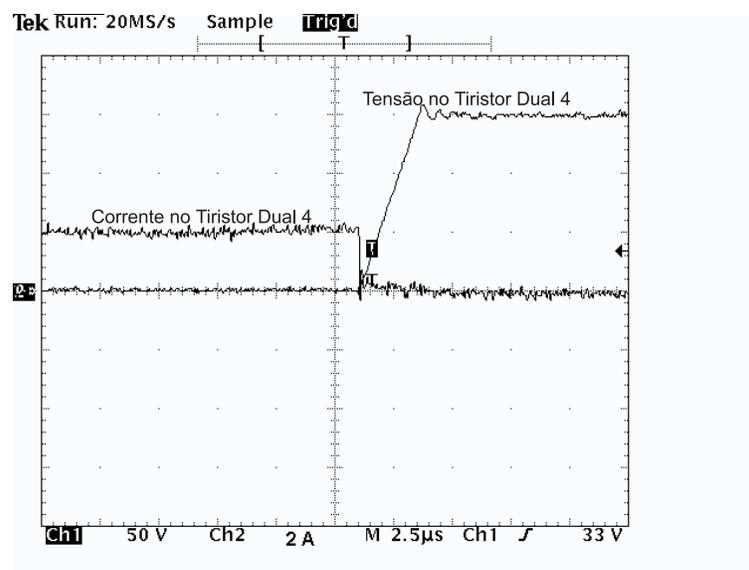


Figura 8.10: Detalhe das formas de onda da tensão e corrente no tiristor dual T_{D4}

de segurança pode ser utilizada para controlar a tensão de saída do conversor.

A Figura 8.12 mostra a forma de onda das tensões V_{TD4} (tensão no tiristor dual T_{D4}) e $V_{TD4} + V_{TD3}$. Observa-se nesta figura a repartição equalizada das tensões entre a chaves e o

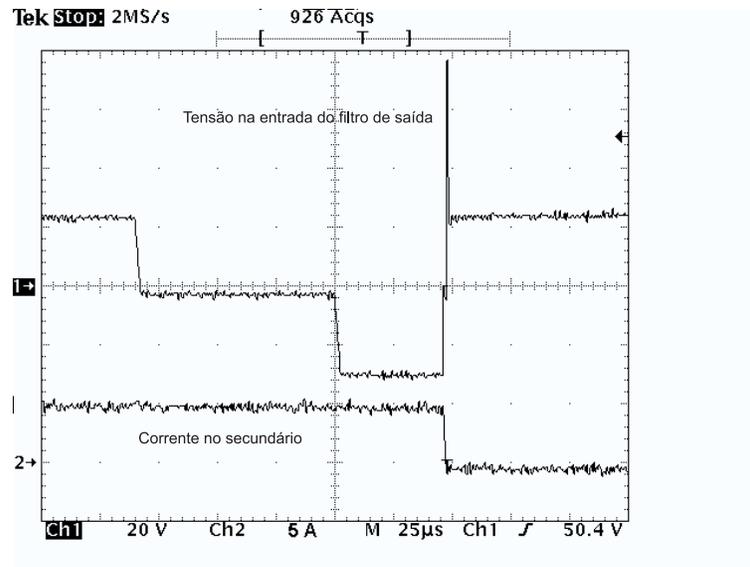


Figura 8.11: Formas de onda da tensão na entrada do Filtro de saída e corrente no secundário do transformador

valor máximo da tensão nos terminais de cada componente igual a $E/2$.

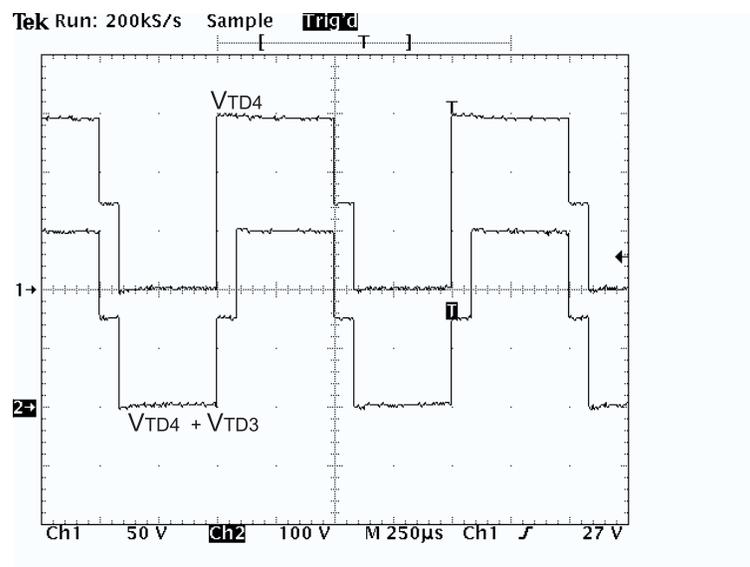


Figura 8.12: Forma de onda das tensões V_{TD4} e $V_{TD3} + V_{TD3}$

8.3 Topologias de Conversores CC-CC Polo Ressonante Multiníveis

Os conversores multiníveis ZVS operando em ampla faixa de carga, também podem ser obtido com a introdução de um circuito auxiliar de comutação. Assegir é apresentadas três topologias polo ressonantes com chaves auxiliares.

A primeira topologia polo ressonante é mostrado na Figura 8.13, seu princípio de funcionamento é bastante semelhante ao conversor polo ressonante de dois níveis. O inconveniente dessa topologia está no fato de que as tensões sobre as chaves auxiliares são de dois terço da tensão de entrada E , limitando assim sua aplicação.

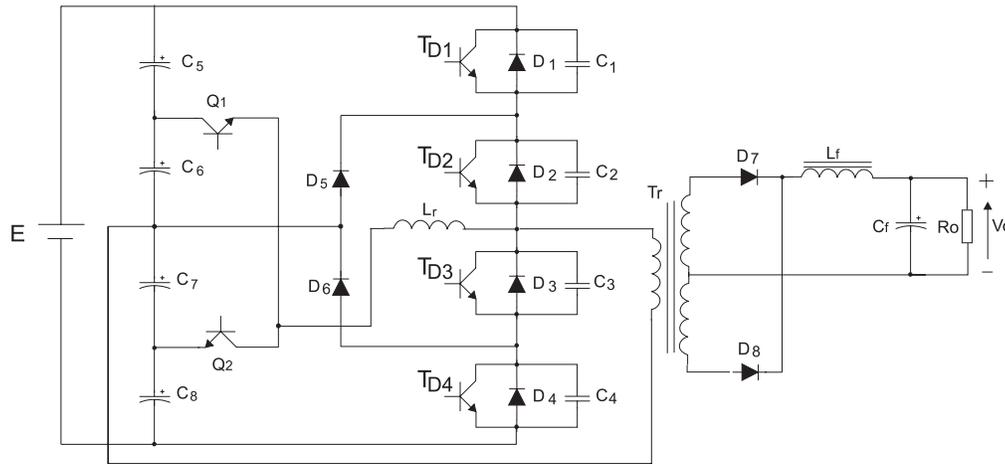


Figura 8.13: Conversor CC-CC multinível ZVS-ZCS - Polo ressonante.

A segunda topologia de conversores multiníveis polo ressonante é apresentado na Figura 8.14. Nesta estrutura a tensão sobres as chaves auxiliares é igual $E/2$, não apresentado o problema da estrutura anterior. No entanto, o bloqueio das chaves auxiliares é do tipo dissipativo.

Uma terceira e última topologia polo ressonante é apresentada na Figura 8.15, sendo essa estrutura a mais adequada para os conversores multiníveis. Porque as comutações das chaves auxiliares são não dissipativas (ZCS) e a tensão reversa máxima sobre essa chaves é de $E/4$.

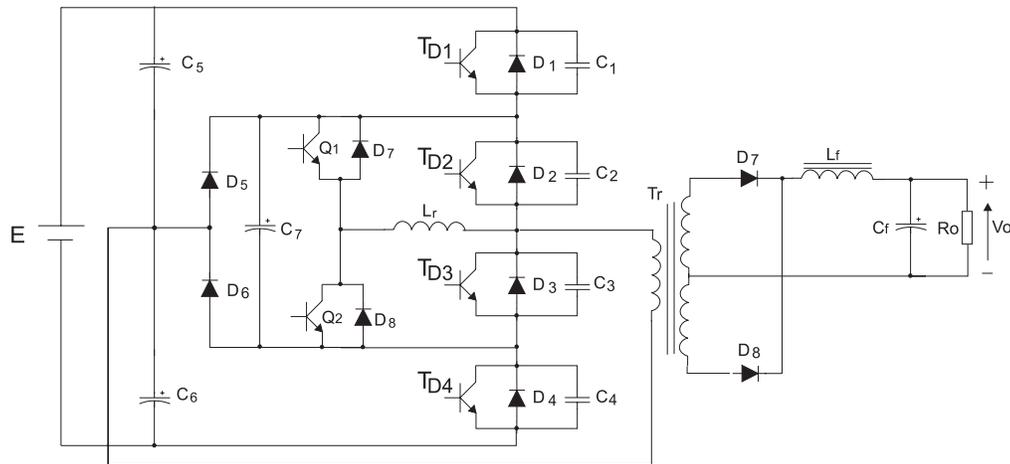


Figura 8.14: Conversor CC-CC multinível ZVS-ZCS - Polo ressonante.

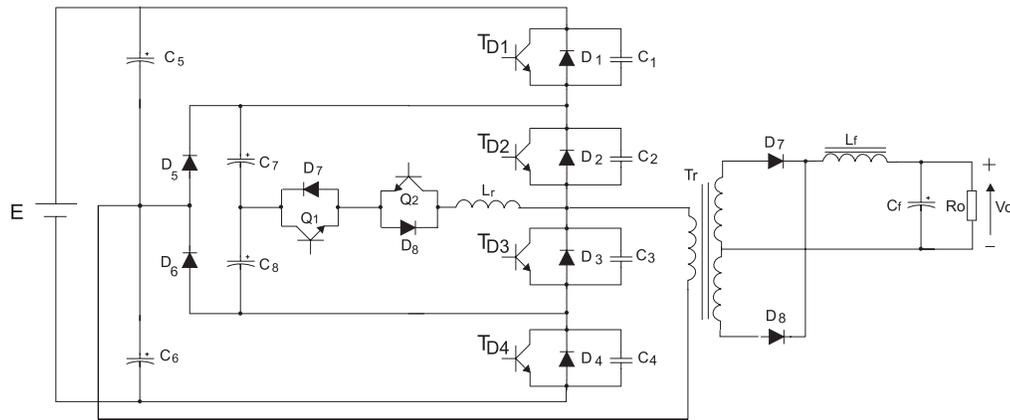


Figura 8.15: Conversor CC-CC multinível ZVS-ZCS - Polo ressonante.

8.4 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se estruturas para resolver o problema das comutações do inversor multinível ZVS. Nestas estruturas o conversor pode operar desde a vazio até à carga nominal. A primeira estrutura apresentada, além de resolver o problema das comutações oferece uma alternativa para o controle da tensão de saída, mas necessita de duas chaves controladas na parte de alta corrente podendo ter uma grande perda de potência de chaveamento, apesar que a entrada em condução é feita em ZCS. Entre as estruturas polo ressonante estudadas e

apresenta, a última topologia é que apresentou os melhores resultados sendo assim, a mais adequada para o uso em conversores multiníveis zvs. Uma vez que, as comutação das chaves auxiliares são não dissipativas (ZCS) e a tensão reversa máxima sobre essa chaves é de $E/4$.

Capítulo 9

Conclusão Geral e Proposta de Continuidade

Os inversores multiníveis de tensão têm-se mostrado superiores aos inversores convencionais de dois níveis em aplicações de altas potências, como discutido nos capítulos 1 e 2.

Contudo, tal superioridade depende significativamente da estratégia de comando adotada. Entre os métodos de comando MLP, citados no capítulo 2, a MLP vetorial mostrou-se a mais adequada para os inversores multiníveis. Este método é especialmente interessante por permitir a atuação em todos os fatores de qualidade de um método de MLP para inversores multiníveis listados no capítulo 2, justificando a sua escolha neste trabalho.

Entretanto, os algoritmos para MLP vetoriais encontrados na literatura técnica, utilizam procedimentos indiretos e complexos para o cálculo das larguras dos pulsos de comando. Com o objetivo de simplificar a implementação prática foi proposto neste trabalho um novo método de MLP vetorial. A seguir destaca-se as principais vantagens do método proposto em relação aos algoritmos encontrados na literatura técnica:

1. A posição do vetor tensão de referência é determinada utilizando coordenadas naturais, simplificando o algoritmo;

2. A seleção do padrão de chaveamento a ser utilizado é implícita ao método, dispensando a consulta em tabelas;
3. As larguras dos pulsos de comando são calculadas diretamente através de equações algébricas simples, sem a etapa de cálculo do tempo de aplicação dos vetores de tensão;
4. Foi incorporado no algoritmo de MLP a distribuição uniforme dos vetores de tensão zero de modo a reduzir as ondulações da corrente de carga em baixos índices de modulação;
5. Com o modelo matemático proposto para o inversor a três níveis foi possível estudar matematicamente o domínio das soluções encontradas;
6. A restrição relativa ao tempo mínimo de condução e corte foi investigada e analisada matematicamente. Este problema foi resolvido incluindo novas regiões no hexágono do inversor onde são utilizados padrões de chaveamento reduzidos;
7. Foram incorporadas ao método de MLP variáveis de atuação nas tensões dos capacitores permitindo o controle em malha fechada da tensão do tap-central;
8. O método é adequado à implementação digital e à operação em tempo real;
9. O método pode ser implementado utilizando os DSPs disponíveis no mercado sem nenhum circuito externo adicional.

O funcionamento do método de MLP vetorial proposto para inversores de três níveis foi comprovado com resultados de simulação. Os resultados mostram claramente que pode-se obter com o método de MLP proposto um reduzido conteúdo harmônico das tensões de saída, mesmo incluindo as restrições de tempos mínimos de condução e corte das chaves.

Para gerar os sinais de comando das chaves do inversor multinível, na implementação da modulação vetorial proposta, foi desenvolvida uma interface MLP para barramento ISA. Esta interface foi realizada através de um único CI em lógica programável (FPGA), utilizando componentes da ALTERA (família Flex6000).

Objetivando validar experimentalmente os algoritmos de modulação e controle apresentados neste trabalho, construiu-se um protótipo de um conversor multinível com ponto neutro grampeado. Os resultados experimentais correspondem exatamente aos obtidos simulação.

Propostas de continuidade

Seguindo o desenvolvimento de MLP para inversores multiníveis é possível identificar temas que necessitam ser investigados, como os listados abaixo:

- Acrescentar ao método de MLP apresentado no capítulo 5 as restrições de t_{on}/t_{off} mínimos;
- Implementar o método de MLP proposto utilizando processadores de sinais;
- Generalizar o método de MLP para inversores de n níveis;
- Estender o método de MLP para o inversor multinível com capacitor flutuante.

Publicações

Como produto deste trabalho foram publicadas artigos nos principais congressos da área de Eletrônica de Potência, como discriminados abaixo; saliento ainda que estão sendo preparados outros para periódicos.

- Industry Applications Society Meeting - IAS ([33]);
- Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC ([36]);
- Internation Conference and Exhibition on Power Electronics and Motion Control - EPE-PEMC ([34]);
- Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP ([21]);
- Congresso Brasileiro de Automática - CBA ([35]).

Apêndice A

Padrões de chaveamento com restrições de tempo mínimo de condução e corte - Regiões de 8 a 15

A.1 Introdução

Neste Apêndice são apresentados os padrões de chaveamento resumidos para as regiões de 8 a 15, mostradas no capítulo 4.

A.2 Padrão de chaveamento para a Região 8

Padrão de chaveamento reduzido:

PPO POO PON OON

Larguras dos pulsos de comando para a região 8:

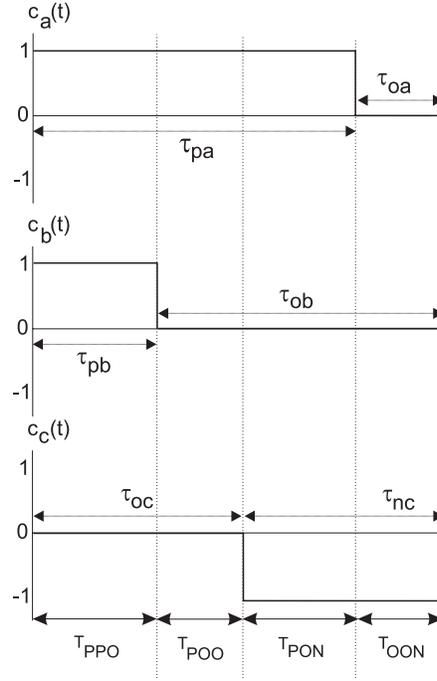


Figura A.1: Padrão de chaveamento para a região 8

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k)] \\ \tau_{pb}(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = -\frac{T}{2} - \frac{3T}{E}v_{cn}^*(k) \\ \tau_{nb}(k) = \tau_{na}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Os limites da região 8 são:

$$\begin{cases} v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \geq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T}E \\ v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \leq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T}E \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

A.3 Padrão de chaveamento para a Região 9

Padrão de chaveamento reduzido:

POO PON OON ONN

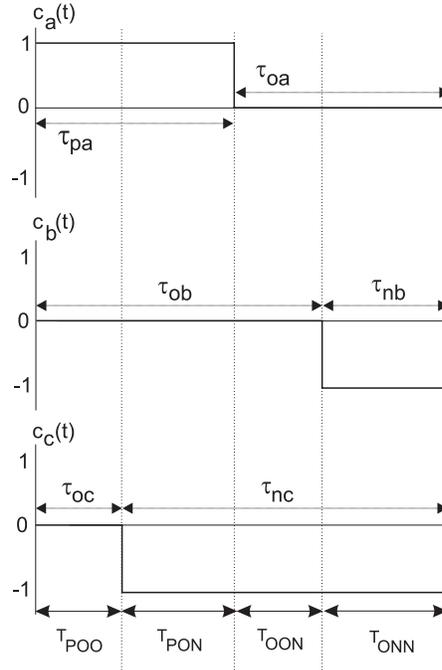


Figura A.2: Padrão de chaveamento para a região 9

Larguras dos pulsos de comando para a região 9:

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = -\frac{T}{2} + \frac{3T}{E}v_{an}^*(k) \\ \tau_{nb}(k) = \frac{T}{2} - \frac{T}{E}[v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}[v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \end{cases} \quad (A.3)$$

Os limites da região 9 são:

$$\begin{cases} v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T}E \\ v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \geq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T}E \end{cases} \quad (A.4)$$

A.4 Padrão de chaveamento para a Região 10

Padrão de chaveamento reduzido:

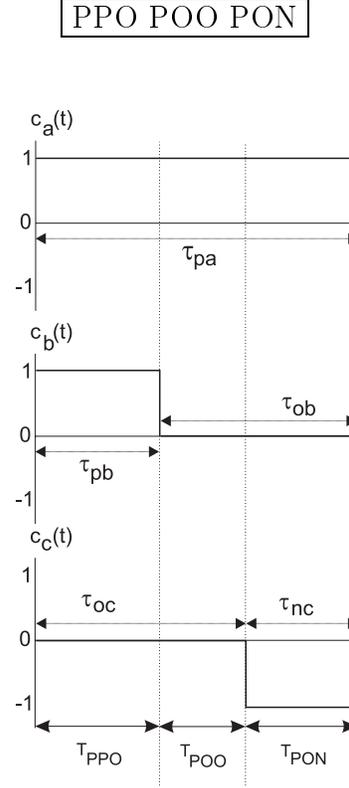


Figura A.3: Padrão de chaveamento para a região 10

Larguras dos pulsos de comando para a região 10:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = T \\ \tau_{pb}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{nb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \end{array} \right. \quad (\text{A.5})$$

Os limites da região 10 são:

$$\begin{cases} v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \geq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T} E \\ \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T} E \leq v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \leq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T} \frac{E}{2} \end{cases} \quad (A.6)$$

A.5 Padrão de chaveamento para a Região 11

Padrão de chaveamento reduzido:

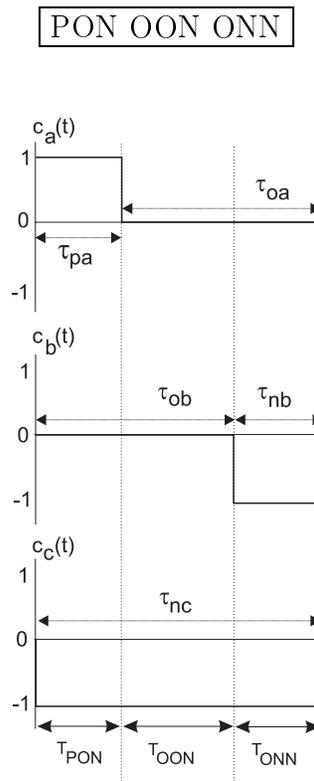


Figura A.4: Padrão de chaveamento para a região 11

Larguras dos pulsos de comando para a região 11:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nb}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = T \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \end{array} \right. \quad (\text{A.7})$$

Os limites da região 11 são:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T}E \leq v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T}\frac{E}{2} \\ v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \geq \frac{E}{2} - \frac{T_{min}}{T}\frac{E}{2} \end{array} \right. \quad (\text{A.8})$$

A.6 Padrão de chaveamento para a Região 12

Padrão de chaveamento reduzido:

$$\boxed{\text{PPN PON OON}}$$

Larguras dos pulsos de comando para a região 12:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{pa}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{pb}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = T \\ \tau_{na}(k) = \tau_{nb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \end{array} \right. \quad (\text{A.9})$$

Os limites da região 12 são:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \geq \frac{E}{2} + \frac{T_{min}}{T}\frac{E}{2} \\ E - \frac{T_{min}}{T}E \leq v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E - \frac{T_{min}}{T}\frac{E}{2} \end{array} \right. \quad (\text{A.10})$$

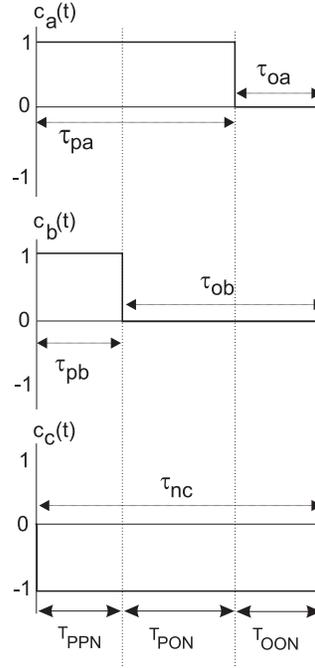


Figura A.5: Padrão de chaveamento para a região 12

A.7 Padrão de chaveamento para a Região 13

Padrão de chaveamento reduzido:

$$\boxed{\text{PPO PPN PON}}$$

Larguras dos pulsos de comando para a região 13:

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = T \\ \tau_{pb}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{nb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

Os limites da região 13 são:

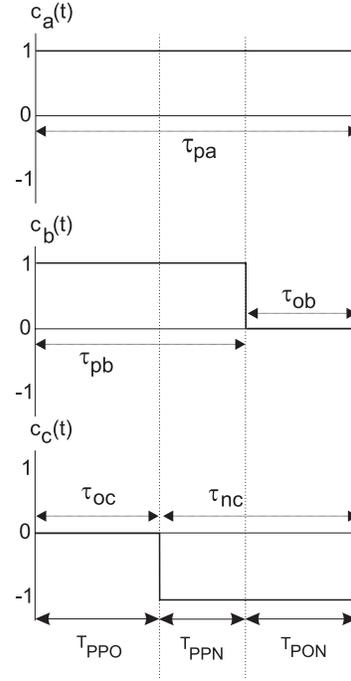


Figura A.6: Padrão de chaveamento para a região 13

$$\begin{cases} v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq \frac{E}{2} + \frac{T_{min}}{T} \frac{E}{2} \\ E - \frac{T_{min}}{T} E \leq v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E - \frac{T_{min}}{T} \frac{E}{2} \end{cases} \quad (A.12)$$

A.8 Padrão de chaveamento para a Região 14

Padrão de chaveamento reduzido:

POO PON PNN

Larguras dos pulsos de comando para a região 14:

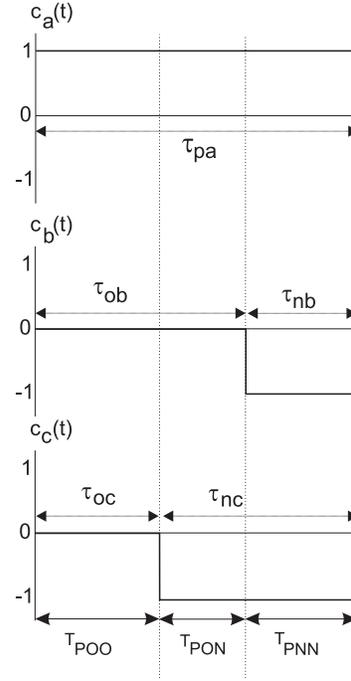


Figura A.7: Padrão de chaveamento para a região 14

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = T \\ \tau_{nb}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

Os limites da região 14 são:

$$\begin{cases} v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \geq \frac{E}{2} + \frac{T_{min}}{T} \frac{E}{2} \\ E - \frac{T_{min}}{T} E \leq v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E - \frac{T_{min}}{T} \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

A.9 Padrão de chaveamento para a Região 15

Padrão de chaveamento reduzido:

PON PNN ONN

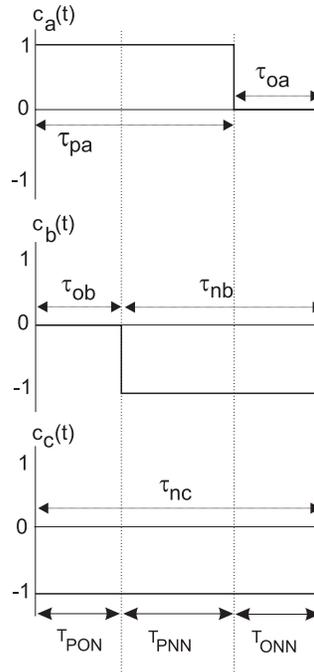


Figura A.8: Padrão de chaveamento para a região 15

Larguras dos pulsos de comando para a região 15:

$$\begin{cases} \tau_{pa}(k) = -T + \frac{2T}{E}[v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nb}(k) = T - \frac{2T}{E}[v_{bn}^*(k) - v_{cn}^*(k)] \\ \tau_{nc}(k) = T \\ \tau_{na}(k) = \tau_{pb}(k) = \tau_{pc}(k) = 0 \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

Os limites da região 15 são:

$$\begin{cases} v_{an}^*(k) - v_{bn}^*(k) \leq \frac{E}{2} + \frac{T_{min}}{T} \frac{E}{2} \\ E - \frac{T_{min}}{T} E \leq v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k) \leq E - \frac{T_{min}}{T} \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{A.16})$$

Apêndice B

Domínio das Soluções da MLP com Controle da Tensão do Tap-Central

B.1 Introdução

No capítulo 5 foram apresentados os sistemas de equações 5.13, 5.18, 5.23 e 5.28, que fornecem as larguras dos pulsos de comando para as regiões 1A, 2A, 3A e 4A, respectivamente, incluindo variáveis de atuação nas tensões dos capacitores. Para que os sinais de comando sejam realizáveis, é necessário que as seguintes restrições sejam atendidas:

$$\begin{cases} \tau_{px}(k) \geq 0 \\ \tau_{nx}(k) \geq 0 \\ \tau_{px}(k) + \tau_{nx}(k) \leq T \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Substituindo-se as equações 5.13, 5.18, 5.23 e 5.28 nas restrições B.1 determina-se o domínio de validade destas soluções. Neste Apêndice serão estudados estes domínios.

Nas regiões 1 e 3 do setor A, as equações das larguras de pulsos dependem simultaneamente das variáveis de atuação p e q . No entanto, apenas uma destas variáveis é utilizada no controle da tensão do tap-central em cada período de modulação. Conseqüentemente, o

domínio das soluções nestas regiões serão determinados nas condições: $[p = 0; -1 \leq q \leq 1]$ e $[q = 0; -1 \leq p \leq 1]$.

Todos os gráficos a seguir foram contruídos para a tensão do barramento C.C normalizados em 300V.

B.2 Domínio da Solução da região 1A

A condição $\tau_{pa}(k) \geq 0$ é expressa pela inequação B.2. A solução desta inequação para $q = 0$ e $p = -1$ é representada pela área hachurada mostrada na figura B.1(a). Por outro lado, fazendo-se $q = 0$ e $p = -0,5$ a solução é a mostrada na figura B.1(b). Repetindo este procedimento para outros valores de p , mantendo $q = 0$, e fazendo-se a intercessão, encontra-se a região hachurada da figura B.1(f). Ela representa o domínio da solução da região 1A com relação à restrição $\tau_{pa}(k) \geq 0$ quando $[q = 0; -1 \leq p \leq 1]$. Observa-se na figura B.1 que este domínio inclui toda a região 1A.

$$v_q \geq \frac{[-E - 3(1 + 2q)v_d]}{(1 + 4p - 2q)\sqrt{3}}, \quad \tau_{pa} \geq 0 \quad (\text{B.2})$$

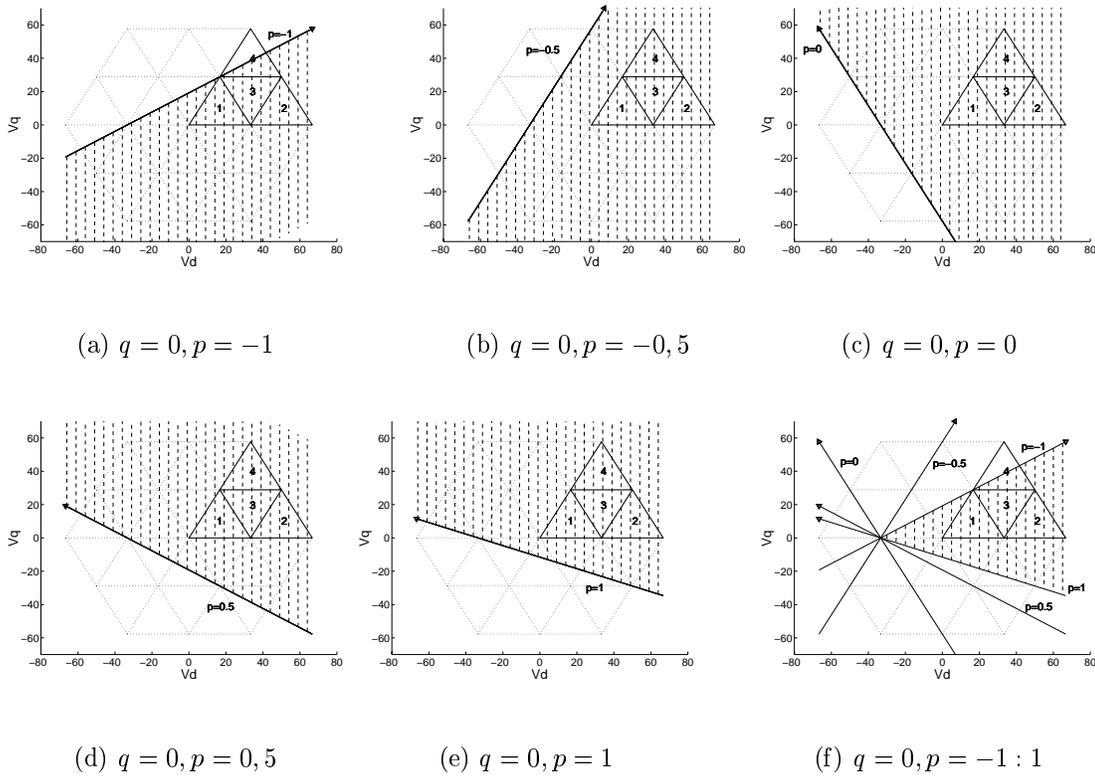
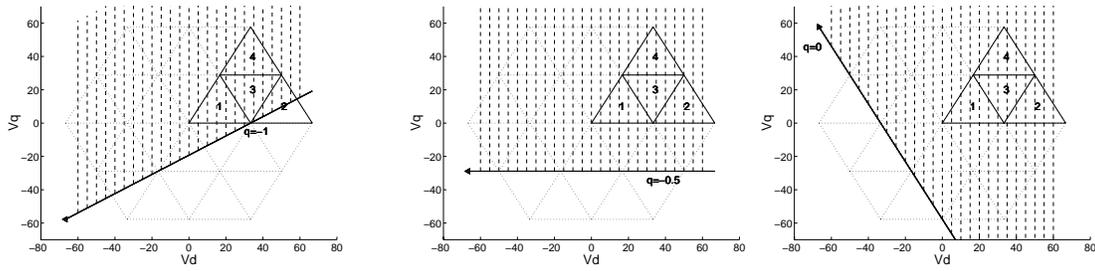


Figura B.1: Região onde $\tau_{pa} \geq 0$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

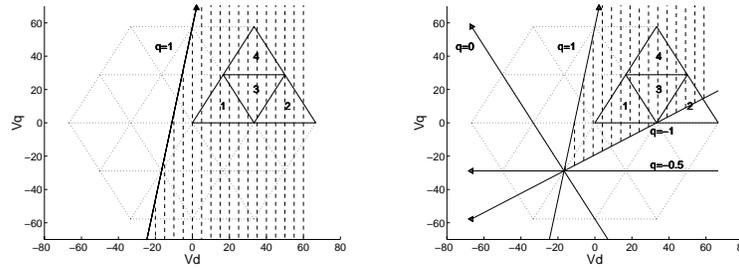
A figura B.2 mostra graficamente a solução da inequação B.2 para $p = 0$ e q assumindo valores no intervalo $[-1, 1]$. Neste caso também, a condição $\tau_{pa}(k) \geq 0$ é verdadeira para toda a região 1A.



(a) $p = 0, q = -1$

(b) $p = 0, q = -0,5$

(c) $p = 0, q = 0$



(d) $p = 0, q = 1$

(e) $p = 0, q = -1 : 1$

Figura B.2: Região onde $\tau_{pa} \geq 0$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

A condição $\tau_{na}(k) \geq 0$ é expressa pela inequação B.3, já foi verificada no capítulo ??.

$$v_{an} - v_{bn} \leq \frac{E}{2}, \quad \tau_{na} \geq 0 \tag{B.3}$$

A condição $\tau_{pa}(k) + \tau_{na}(k) \leq T$ é definida pela inequação B.4, cuja solução está representada graficamente pelas figuras B.3 e B.4.

$$v_q \leq \frac{(E - 3qv_d)}{(2p - q)\sqrt{3}}, \quad \tau_{pa} + \tau_{na} \leq T \tag{B.4}$$

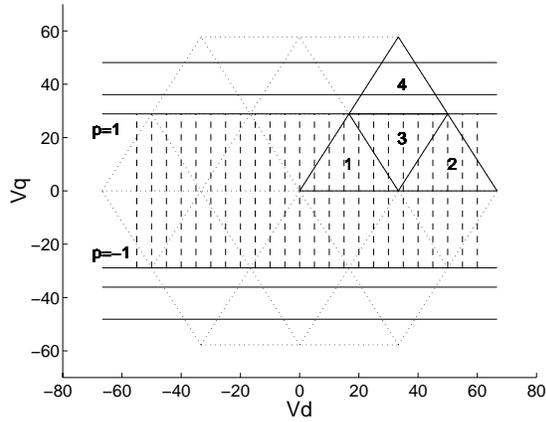


Figura B.3: Região onde $\tau_{pa}(k) + \tau_{na}(k) \leq T$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

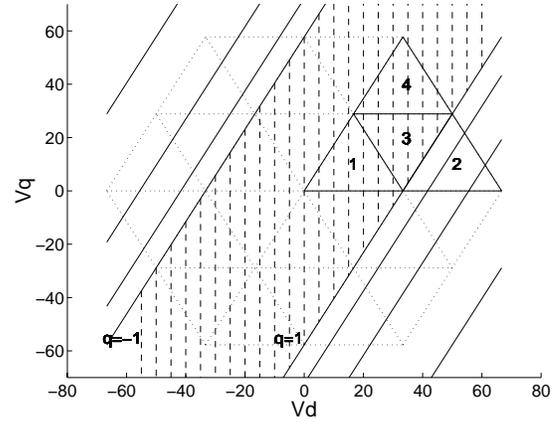


Figura B.4: Região onde $\tau_{pa}(k) + \tau_{na}(k) \leq T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

Substituindo-se as equações de τ_{pb} e τ_{nb} no conjunto de restrições B.1 obtém-se as inequações B.5, B.6 e B.7.

$$v_q \geq \frac{(-E + 3v_d)}{(3 + 4p)\sqrt{3}}, \quad \tau_{pb} \geq 0 \quad (\text{B.5})$$

$$v_q \leq \frac{[-E - 3(1 - 2q)v_d]}{(3 - 2q)\sqrt{3}}, \quad \tau_{nb} \geq 0 \quad (\text{B.6})$$

$$v_q \leq \frac{E + 3qv_d}{(2p + q)\sqrt{3}}, \quad \tau_{pa} + \tau_{na} \leq T \quad (\text{B.7})$$

As figuras B.5 a B.8 apresentam graficamente a solução das inequações B.5, B.6 e B.7. Estas figuras mostram que as larguras de pulso τ_{pb} e τ_{nb} obedecem as restrições B.1 em toda a região 1A.

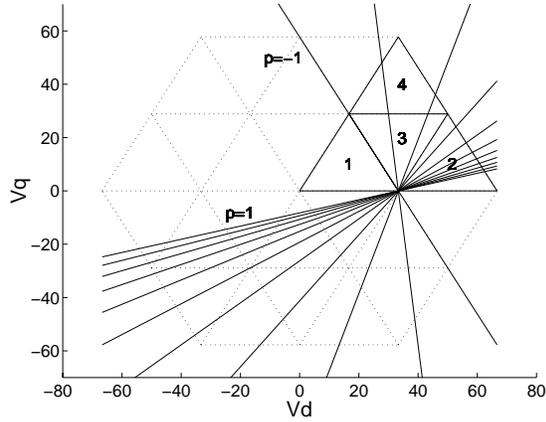


Figura B.5: Região onde $\tau_{pb} > 0$ para $[-1 \leq p \leq 1]$.

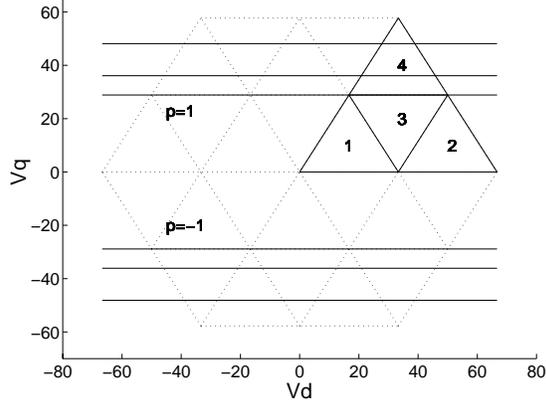


Figura B.7: Região onde $\tau_{pb} + \tau_{nb} < T$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

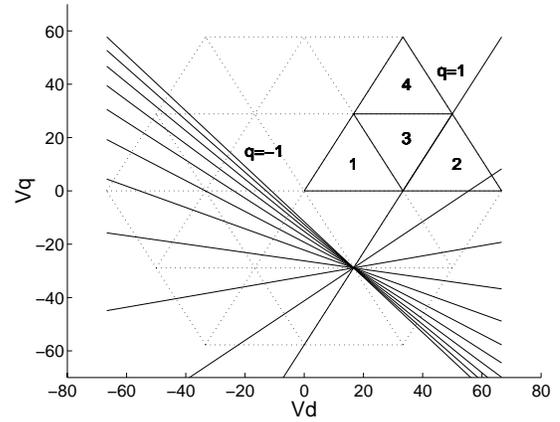


Figura B.6: Região onde $\tau_{nb} > 0$ para $[-1 \leq q \leq 1]$.

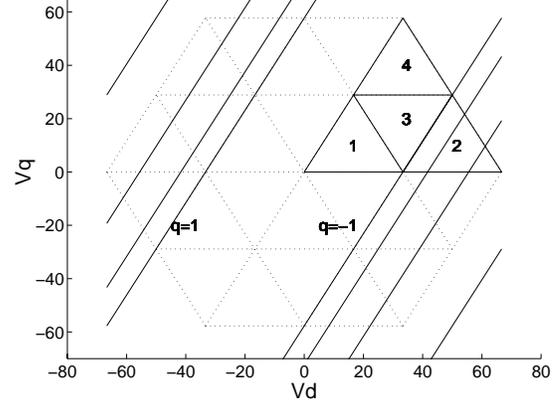


Figura B.8: Região onde $\tau_{pb} + \tau_{nb} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

As restrições relativas a τ_{pc} e τ_{nc} são expressas pelas inequações B.8, B.9 e B.10. As figuras B.10 a B.12 mostram a solução destas inequações de forma gráfica.

$$v_{an} - v_{bn} \leq \frac{E}{2}, \quad \tau_{pc} \geq 0 \tag{B.8}$$

$$v_q \geq \frac{[-E - 3(1 + 2q)v_d]}{(1 - 4p + 2q)\sqrt{3}}, \quad \tau_{nc} \geq 0 \tag{B.9}$$

$$v_q \leq \frac{(E + 3qv_d)}{(q - 2q)\sqrt{3}}, \quad \tau_{pc} + \tau_{nc} \leq T \tag{B.10}$$

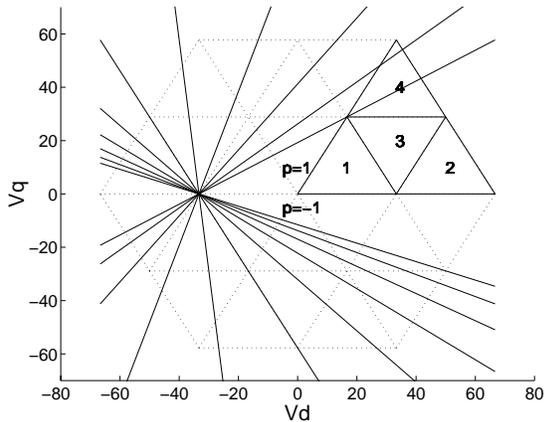


Figura B.9: Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

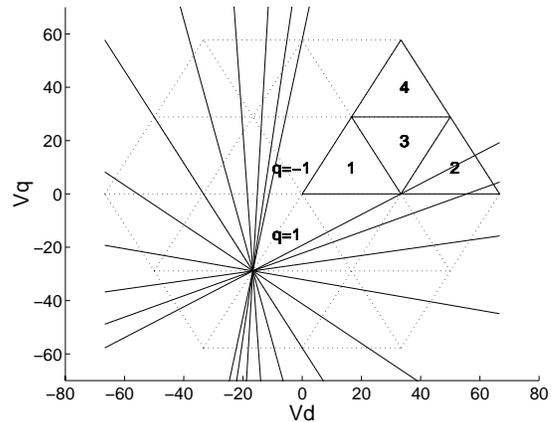


Figura B.10: Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

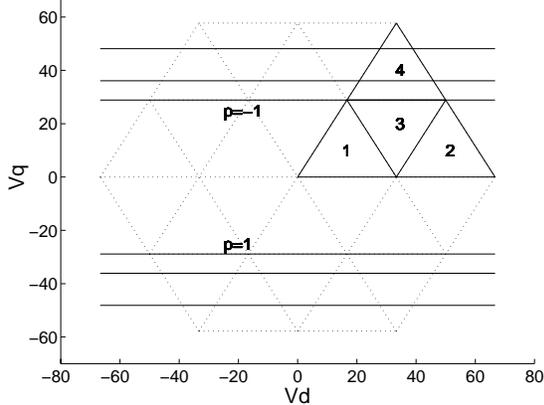


Figura B.11: Região onde $\tau_{pc} + \tau_{nc} < T$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

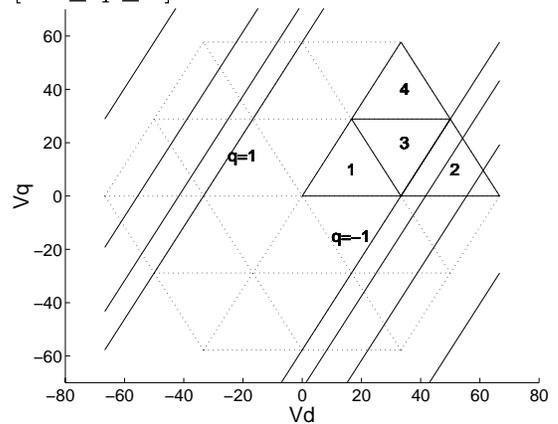


Figura B.12: Região onde $\tau_{pc} + \tau_{nc} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

Pode-se observar através das figuras B.1 a B.12 que o domínio da solução inclui toda a região 1A. Portanto, com $p = 0$ e q no intervalo $[-1, 1]$ ou com $q = 0$ e p no intervalo $[-1, 1]$, todos os sinais de comando calculados pelo sistema de equações 5.13 são realizáveis.

B.3 Domínio da Solução da região 2A

O domínio da solução da região 2A foi obtido de forma semelhante ao mostrado para a região 1A. Nesta região, $\tau_{na} = 0$, $\tau_{pb} = 0$ e $\tau_{pc} = 0$, conseqüentemente, as condições B.1 são simplificadas:

$$\begin{cases} 0 \leq \tau_{pa}(k) \leq T \\ 0 \leq \tau_{nb}(k) \leq T \\ 0 \leq \tau_{nc}(k) \leq T \end{cases} \quad (\text{B.11})$$

As inequações B.12 e B.13 apresenta o domínio da solução para τ_{pa} . A figura B.13 mostra de forma gráfica o domínio $\tau_{pa} \geq 0$, ao passo que, o domínio apresentado pela inequação B.13 foi mostrado no capítulo 3.

$$v_q \geq \frac{[(\frac{-2Eq}{1-q}) - 3v_d]}{\sqrt{3}}, \quad \tau_{pa} \geq 0 \quad (\text{B.12})$$

$$v_a - v_c \leq E, \quad \tau_{pa} \leq T \quad (\text{B.13})$$

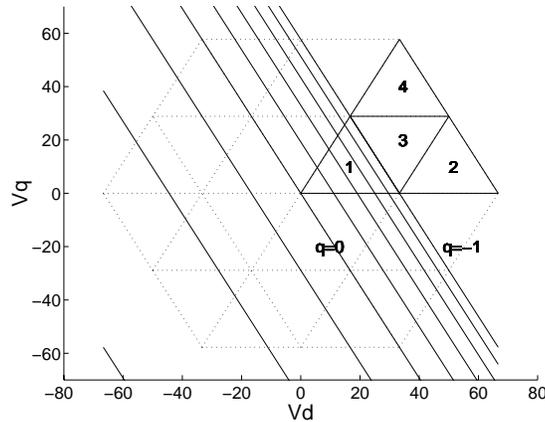


Figura B.13: Região onde $\tau_{pa} > 0$ para $[-1 \leq q \leq 1]$.

A inequações B.14 e B.15 apresenta o domínio da solução de τ_{nb} . As figuras B.14 a B.15 mostra este domínio gráficamente.

$$v_q \geq \frac{[2Eq - 3(1 + q)v_d]}{(q - 3)\sqrt{3}}, \quad \tau_{nb} \geq 0 \tag{B.14}$$

$$v_q \geq \frac{[(-1 - q)2E + 3(1 + q)v_d]}{(3 - q)\sqrt{3}}, \quad \tau_{nb} \leq T \tag{B.15}$$

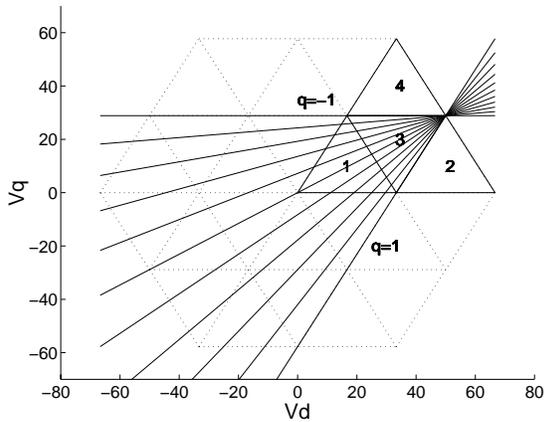


Figura B.14: Região onde $\tau_{nb} > 0$ para $[-1 \leq q \leq 1]$.

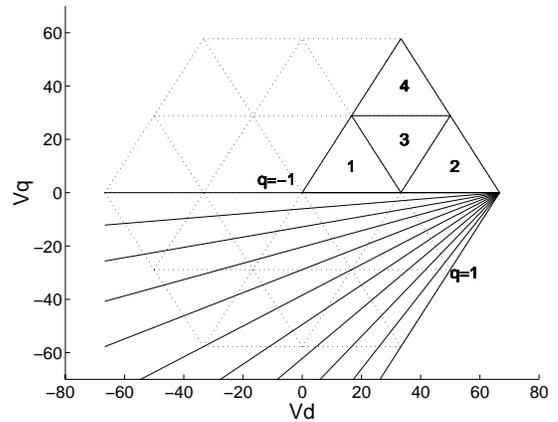


Figura B.15: Região onde $\tau_{nb} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

A inequação B.16 apresenta o domínio da solução para $\tau_{nc} \geq 0$, que esta mostrado gráficamente na figura B.16. Enquanto, o domínio apresentado por B.17 foi mostrado no capítulo 3.

$$v_q \geq \frac{[(\frac{2Eq}{1+q}) + 3v_d]}{\sqrt{3}}, \quad \tau_{nc} \geq 0 \tag{B.16}$$

$$v_a - v_c \leq E, \quad \tau_{nc} \leq T \tag{B.17}$$

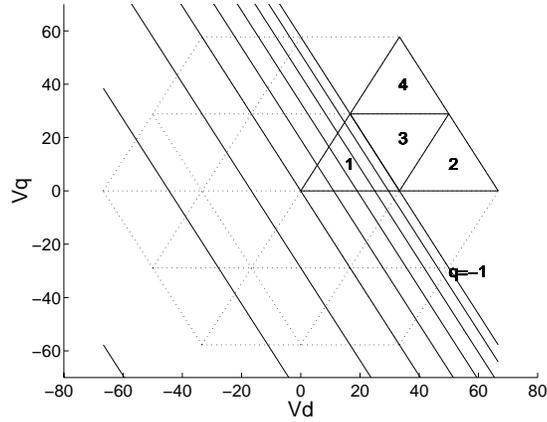


Figura B.16: Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $[-1 \leq q \leq 1]$.

B.4 Domínio da Solução para a região 3A

Nesta secção será mostrado o domínio das equações da região 3A. Nesta região, $\tau_{na} = 0$ e $\tau_{pc} = 0$, conseqüentemente, as condições B.1 são simplificadas.

O domínio de τ_{pa} é expresso pelas equações B.18 e B.19. As figuras B.17 a B.20 mostra este domínio de forma gráfica.

$$v_q \geq \frac{[(-p + q)E - 3(1 - p)v_d]}{(1 + p + 2q)\sqrt{3}}, \quad \tau_{pa} \geq 0 \quad (\text{B.18})$$

$$v_q \leq \frac{[(1 + (-p + q))E - 3(1 - p)v_d]}{(1 + p + 2q)\sqrt{3}} \quad \tau_{pa} \leq T \quad (\text{B.19})$$

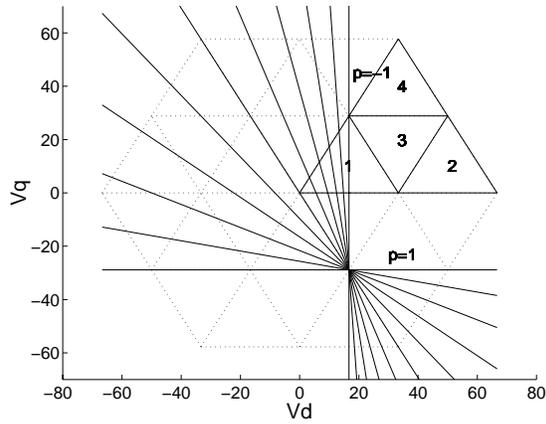


Figura B.17: Região onde $\tau_{pa} > 0$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

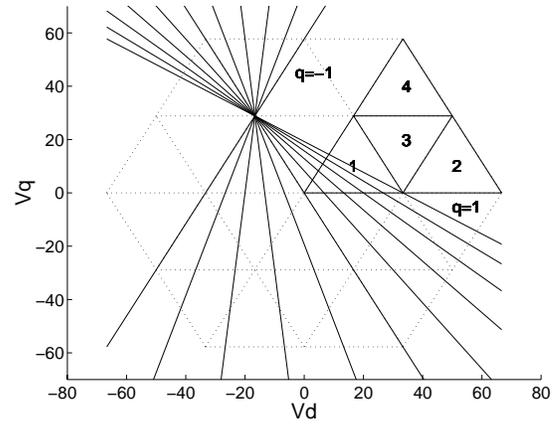


Figura B.18: Região onde $\tau_{pa} > 0$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

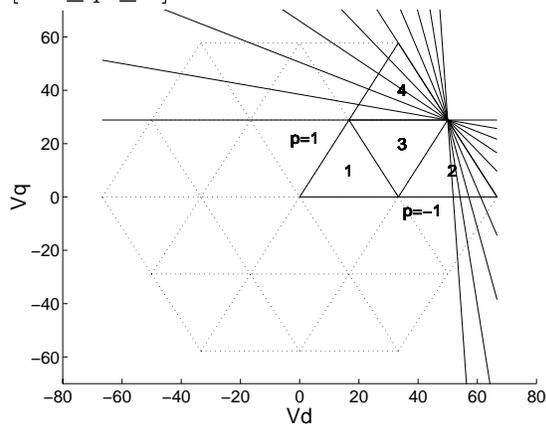


Figura B.19: Região onde $\tau_{pa} + \tau_{pa} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

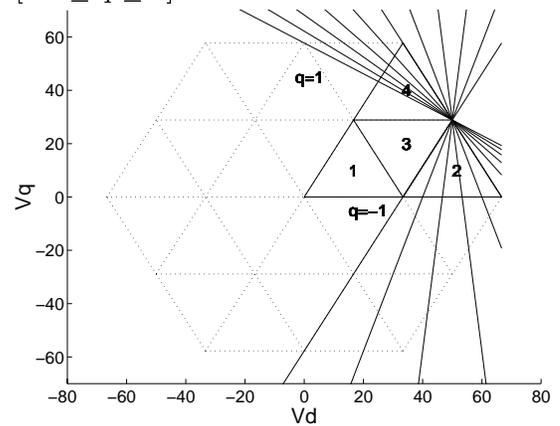


Figura B.20: Região onde $\tau_{pa} + \tau_{pa} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

O domínio de τ_{pb} e τ_{nb} é expresso pelas inequações B.20 a B.22. As figuras B.21 e B.22 mostram as regiões de validade da inequação B.22. Uma vez que, B.20 e B.21 foram mostradas no capítulo 3.

$$v_{an} - v_{cn} \leq E/2 \quad \tau_{pb} \geq 0 \tag{B.20}$$

$$v_{bn} - v_{cn} \leq E/2 \quad \tau_{pb} \geq 0 \quad (\text{B.21})$$

$$v_q \leq \frac{[(-p - q)E + 3(1 + p)v_d]}{(-1 + p - 2q)\sqrt{3}} \quad \tau_{pb} + \tau_{nb} \leq T \quad (\text{B.22})$$

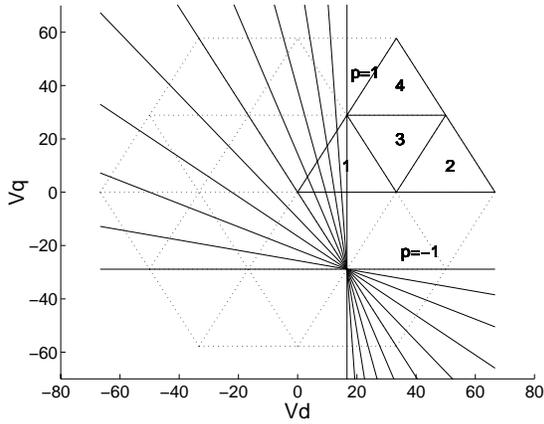


Figura B.21: Região onde $\tau_{pb} + \tau_{nb} < T$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

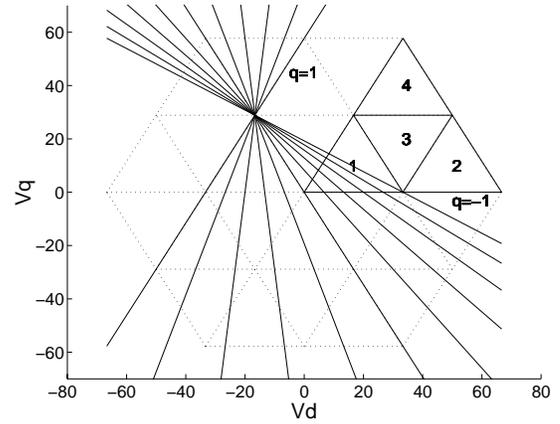


Figura B.22: Região onde $\tau_{pb} + \tau_{nb} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

O domínio de τ_{nc} é dado pelas inequações B.23 e B.24, representado graficamente nas figuras B.23 a B.26

$$v_q \geq \frac{[(p - q)E - 3(1 + p)v_d]}{(1 - p - 2q)\sqrt{3}} \quad \tau_{nc} \geq 0 \quad (\text{B.23})$$

$$v_q \leq \frac{[(2 + p - q)E - 3(1 + p)v_d]}{(1 - p - 2q)\sqrt{3}} \quad \tau_{nc} \leq T \quad (\text{B.24})$$

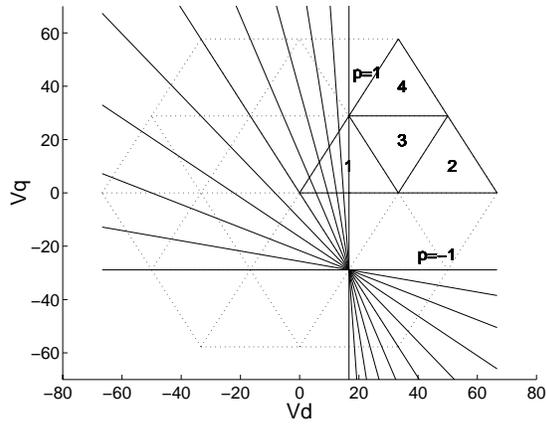


Figura B.23: Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

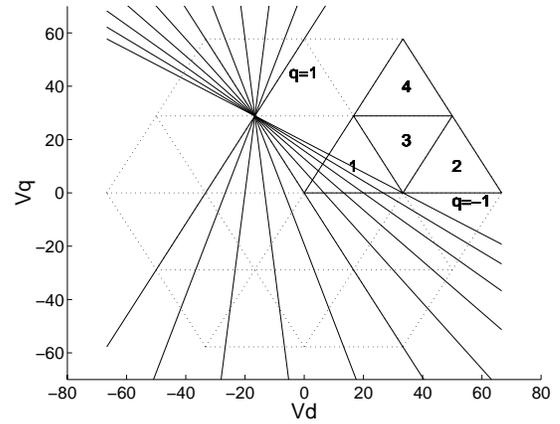


Figura B.24: Região onde $\tau_{nc} > 0$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

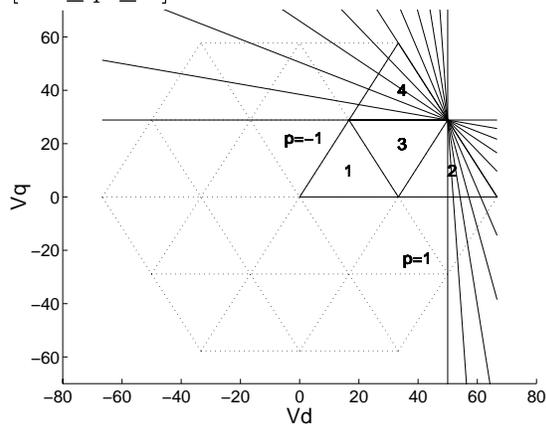


Figura B.25: Região onde $\tau_{nc} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

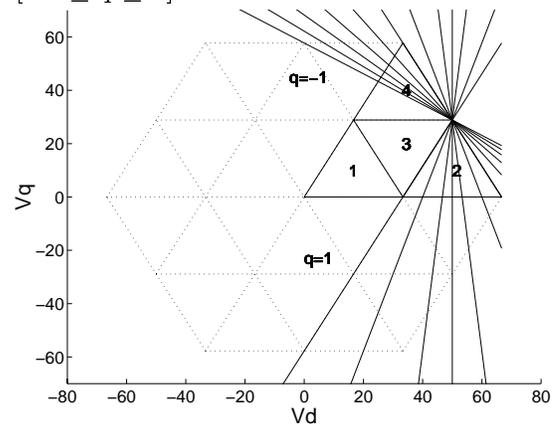


Figura B.26: Região onde $\tau_{nc} < T$ para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

B.5 Domínio da Solução para a região 4A

Nesta secção será mostrado o domínio das equações da região 4A. Como na região 4A, $\tau_{na} = 0$, $\tau_{nb} = 0$ e $\tau_{pc} = 0$, as condições B.1 são simplificadas.

Os domínios de validade das expressões que fornece as larguras para τ_{pa} é apresentado pelas inequações B.25 e B.26, e graficamente pela figura B.27.

$$v_q \geq \frac{[(\frac{-2Ep}{1-p}) - 3v_d]}{\sqrt{3}}, \quad \tau_{pa} \geq 0 \tag{B.25}$$

$$v_a - v_c \leq E, \quad \tau_{pa} \leq T \tag{B.26}$$

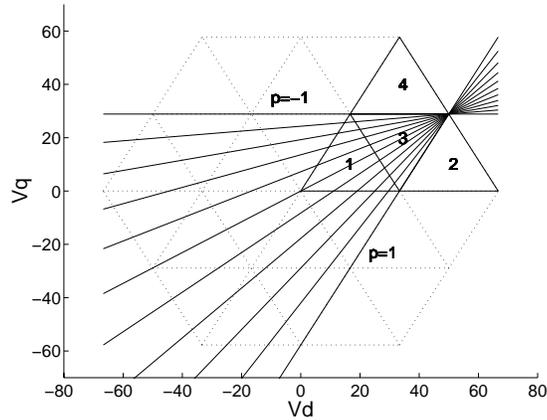


Figura B.27: Região onde τ_{pa} para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

O domínio de τ_{pb} é expresso pelas inequações B.27 e B.28. As figuras B.28 e B.29 mostram as regiões de validade destas inequações.

$$v_q \geq \frac{[-pE + 3(1+p)v_d]}{(3-p)\sqrt{3}}, \quad \tau_{pb} \geq 0 \tag{B.27}$$

$$v_q \leq \frac{[(1-p)E + 3(1+p)v_d]}{(3-p)\sqrt{3}}, \quad \tau_{pb} \leq T \tag{B.28}$$

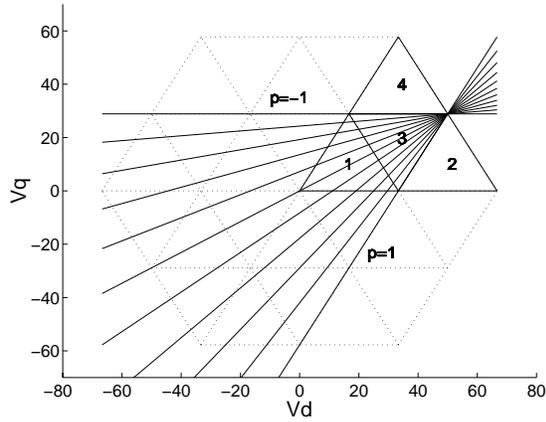


Figura B.28: Região onde τ_{pa} para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

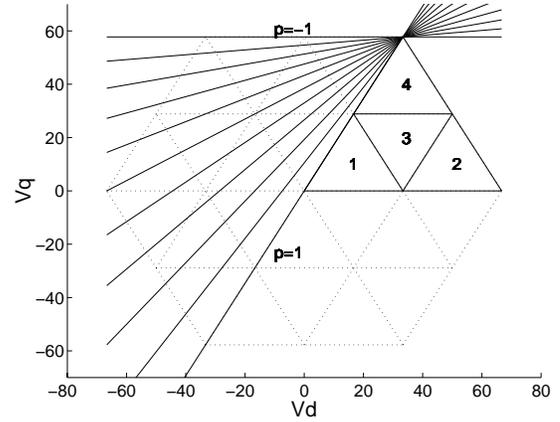


Figura B.29: Região onde τ_{pa} para $p = 0$ e $[-1 \leq q \leq 1]$.

O domínio de $\tau_{nc} \geq$ é apresentado pela inequação B.25 e graficamente pela figura B.30. Equanto que, para $\tau_{nc} \leq T$ foi demonstrado no capítulo 3

$$v_q \geq \frac{[(\frac{2Ep}{1+p}) - 3v_d]}{\sqrt{3}}, \quad \tau_{nc} \geq 0 \tag{B.29}$$

$$v_a - v_c \leq E, \quad \tau_{nc} \leq T \tag{B.30}$$

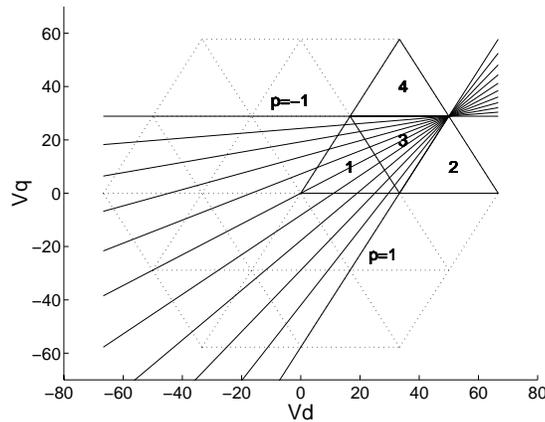


Figura B.30: Região onde τ_{pa} para $q = 0$ e $[-1 \leq p \leq 1]$.

Referências Bibliográficas

- [1] P. M. BHAGWT AND V. STEFANOVIC, *Generalized structure of a multilevel pwm inverters*, IEEE transactions on Industry Applications, IA-19 (1983), pp. 1057–1069.
- [2] P. CABALEIRO, J. ARCHES, H. FOCH, AND J. ROUX, *Estudo de um inversor transistorizado funcionando em redes de média tensão*, in 7 - CBA, vol. 1, 1988, pp. 394–399.
- [3] G. CARRARA, S. GARDELLA, M. MARCHESONI, AND R. SALUTARI, *A new multilevel pwm method: a theoretical analysis*, IEEE Transaction on Power Electronics, 7 (1992), pp. 497–505.
- [4] N. CELANOVIC AND D. BOROYEVICH, *A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters*, IEEE transactions on Power Electronics, 15 (2000), pp. 242–249.
- [5] N. CELANOVIC AND B. DUSAN, *A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters*, in IEEE-APEC, vol. CD-ROM, 1999.
- [6] N. S. CHOI, J. G. CHO, AND G. H. CHO, *A general circuit topology of multilevel inverter*, in IEEE-PESC, 1991, pp. 96–103.
- [7] A. CONSOLI, S. MUSUMECI, G. ORITI, AND A. TESTA, *Active voltage balancement of series connected igbts*, in IEEE-IAS, 1995, p. 2752.

-
- [8] P. C. CORTIZO, *Techniques de mise en série des transistor de puissance our la moyenne et haute tension*, PhD thesis, Institut Nacional Polytechnique de Toluse, França, 1984.
- [9] J. FOCH, H ANDARCHES, J. ROUX, T. HSU, AND P. CABALEIRO, *Contribuição dos transistores de potência nas redes de média tensão*, in CBA, vol. 1, 1984, pp. 356–361.
- [10] C. GERSTER, P. HOFER, AND N. KARRER, *Gate-control strategies for snubberless operation of series connected igbts*, in IEEE-PESC, vol. II, 1996, pp. 1739–1742.
- [11] S. HALÁSZ, A.A.M.HASSAN, AND B. HUU, *Optimal control of three-level pwm inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 44 (1997), pp. 96–106.
- [12] M. KOYAMA, T. FUJII, R. UCHIDA, AND T. KAWABATA, *Space voltage vector-based new pwm method for large capacity three-level gto inverter*, in IEEE-IECON, vol. 1, November 1992, pp. 271–276.
- [13] J. LAI AND F. PENG, *Multilevel converters - a new breed of power converttrs*, in 30th IAS - Annual Meeting, vol. 3, October 1995, pp. 2348–2356.
- [14] D. H. LEE, S. R. LEE, AND F. C. LEE, *An analysis of midpoint balance for the neutral -point -clamped three-level vsi*, in IEEE-PESC, 1998, pp. 193–199.
- [15] Y.-H. LEE, B.-S. SUH, AND D.-S. HYUN, *A novel pwm scheme for a three-level voltage source inverter with gto thyristors*, IEEE Transactions on Industry Applications, 32 (1996), pp. 260–268.
- [16] H. L. LIU AND G. H. CHO, *Three-level space vector pwm in low index modulation region avoiding narrow pulse problem*, IEEE transactions on Power Electronics, 9 (1994), pp. 481–486.
- [17] H. L. LIU, G. H. CHO, AND S. S. PARK, *Optimal pwm desing for high power three-level inverter through comparative studies*, IEEE Tranactions on Power Electronics, 10 (1995), pp. 38–47.

- [18] M. MANJREKAR AND T. A. LIPO, *A hybrid multilevel inverter topology for drive applications*, in IEEE - APEC, 1998, pp. 523–529.
- [19] M. MARCHESONI, *High-performance current control techniques for applications to multilevel high-power voltage source inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, 7 (1992), pp. 189–204.
- [20] C. A. MARTINS, X. ROBOAM, M. T. A., AND A. S. CARVALHO, *Multi-level direct torque control with imposed switching frequency and reduced ripple*, in PESC'2000, vol. CD-ROM, 2000.
- [21] M. MENDES, P. GARCIA, AND P. CORTIZO, *Conversores cc-cc multiníveis com comutação não dissipativa*, in COBEP'97, vol. 1, 1997, pp. 73–78.
- [22] T. MEYNARD AND H. FOCH, *Multilevel conversion: High voltage chopper and voltage source inverters*, in IEEE-PESC, 1992, pp. 397–403.
- [23] L. M. TOBERT AND F. Z. PENG, *Multilevel converters for large electric drives*, in IEEE-APEC, 1998, pp. 530–536.
- [24] B. MWINYIWIWA, Z. WOLANSKI, Y. CHEN, AND B.-T. OOI, *Multimodular multilevel converters with input output linearity*, IEEE Transactions on Industry Applications, 33 (1997), pp. 1214–1219.
- [25] A. NABAE, I. TAKAHASHI, AND H. AKAGI, *A new neutral-point clamped pwm inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-17 (1981), pp. 518–523.
- [26] P. PALMER AND A. GITHIARI, *The series connection of igbts with optimised voltage sharing in the switching transient*, in IEEE-PESC, 1995, pp. 44–49.
- [27] H. S. PATEL AND R. G. HOFT, *Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part i - harmonic elimination*, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-9 (1973), pp. 310–317.

-
- [28] F. Z. PENG AND J.-S. LAI, *Dynamic performance and control of a static var generator using cascade multilevel inverters*, IEEE Transactions on Industry Applications, 33 (1997), pp. 748–755.
- [29] F. Z. PENG, J.-S. LAI, AND J. MCKEEVER, *A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation*, in IEEE-IAS, 1995, pp. 2541–2548.
- [30] K. RATNAYAKE AND Y. MURAI, *A novel pwm scheme to eliminate common-mode voltage in three-level voltage source inverter*, in IEEE- PESC, 1998, pp. 269–274.
- [31] R. ROJAS AND T. OHNISHI, *Pwm control method with reduction of total capacitance required in a three-level inverter*, in COBEP, 1997, pp. 103–108.
- [32] N. P. SCHIBLI, T. NGUYEN, AND A. C. RUFER, *A three-phase multilevel converter for high-power induction motors*, IEEE Transactions on Power Electronics, 13 (1998), pp. 978–985.
- [33] P. SEIXAS, M. S. MENDES, P. DONOSO-GARCIA, AND A. LIMA, *An algebraic space vector pwm method for three-level voltage source inverters*, in IEEE-IAS, CD-ROM- IAS2000, 2000.
- [34] ———, *A new space vector pwm method for three-level voltage source inverters*, in EPE-PEMC 2000, vol. 3, 2000, pp. 108–113.
- [35] ———, *Pwm vetorial algébrico para inversores multiníveis*, in CBA'2000, vol. CD-ROM-CBA' 2000, 2000.
- [36] ———, *A space vector pwm method for three-level voltage source inverters*, in IEEE-APEC, CDROM-APEC2000, 2000.
- [37] J. K. STEINKE, *Switching frequency optimal pwm control of a three-level inverter*, IEEE transactions on Power Electronics, 7 (1992), pp. 487–496.

-
- [38] B.-S. SUH AND D.-S. HYUN, *A new n-level high voltage inversion system*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 44 (1997), pp. 107–115.
- [39] J.-H. SUH, C.-H. CHOI, AND D.-S. HYUN, *A new simplified space-vector pwm method for three-level inverters*, in IEEE-APEC, vol. CD-ROM, 1999.
- [40] L. M. TOLBERT, F. Z. PENG, AND T. G. HABETLER, *Multilevel pwm methods at low modulation indices*, in IEEE-APEC, vol. CD-ROM, 1999.
- [41] L. M. TOLBERT, F. Z. PENG, AND T. G. HABETLER, *A multilevel converter-based universal power conditioner*, IEEE transactions on Industry Applications, 36 (2000), pp. 596–603.
- [42] A. VISSER, H. D. T. MOUTON, AND J. ENSLIN, *Direct-coupled cascaded multilevel sag compensator*, in PESC'2000, vol. CD-ROOM.