



MARCOS FERNANDO ESPÍNDOLA

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE INVERSOR DE TENSÃO A TRÊS NÍVEIS COM MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSOS POR VETORES ESPACIAIS APLICADO AO CONTROLE VETORIAL DE MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES

STUDY AND IMPLEMENTATION OF THREE LEVEL VOLTAGE INVERTER WITH SPACE VECTOR MODULATION BY PULSE WIDTH MODULATION APPLIED TO VECTOR CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

**CAMPINAS
2012**



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

MARCOS FERNANDO ESPÍNDOLA

ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE INVERSOR DE TENSÃO A TRÊS NÍVEIS COM MODULAÇÃO EM
LARGURA DE PULSOS POR VETORES ESPACIAIS APLICADO AO CONTROLE VETORIAL DE
MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES

*STUDY AND IMPLEMENTATION OF THREE LEVEL VOLTAGE INVERTER WITH SPACE VECTOR
MODULATION BY PULSE WIDTH MODULATION APPLIED TO VECTOR CONTROL OF PERMANENT
MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR*

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho
Coorientador: Prof. Dr. Marcelo Gradella Villalva

Advisor: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho
Co-Advisor: Prof. Dr. Marcelo Gradella Villalva

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Energia Elétrica.

Master dissertation presented to the Electrical Engineering Postgraduation Program of the School of Engineering Electrical of the University of Campinas to obtain the M.Sc. grade in Engineering Electrical, in field of Electrical Energy.

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO
DEFENDIDA PELO ALUNO MARCOS FERNANDO ESPÍNDOLA
E ORIENTADO PELO PROF. DR. ERNESTO RUPPERT FILHO

Assinatura do Orientador

CAMPINAS
2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Es65e Espindola, Marcos Fernando
Estudo e implementação de inversor de tensão a três níveis com modulação em largura de pulsos por vetores espaciais aplicado ao controle vetorial de motor síncrono de ímãs permanentes / Marcos Fernando Espindola. --Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho
Coorientador: Marcelo Gradella Villalva.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Inversores elétricos. 2. Motores elétricos síncronos. 3. Controle vetorial. 4. Modulação de duração de pulso. 5. Sistemas de controle digital. I. Ruppert Filho, Ernesto. II. Villalva, Marcelo Gradella. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Study and implementation of three level voltage inverter with space vector modulation by pulse width modulation applied to vector control of permanent magnet synchronous motor

Palavras-chave em Inglês: Electrical inverters, Synchronous motors, Vector control, Pulse width modulation, Digital control systems

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Claudionor Francisco do Nascimento, Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho.

Data da defesa: 30-07-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Marcos Fernando Espindola

Data da Defesa: 30 de julho de 2012

Titulo da Tese: "Estudo e Implementação de Inversor de Tensão a Três Níveis com Modulação em Largura de Pulsos por Vetores Espaciais Aplicado ao Controle Vetorial de Motor Síncrono de Imãs Permanentes "

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente):  _____

Prof. Dr. Claudionor Francisco do Nascimento:  _____

Dr. Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho:  _____

Resumo

Apresenta-se a implementação de um inversor trifásico de tensão a três níveis para ser utilizado no controle de velocidade de um motor síncrono trifásico a imãs permanentes usando o método de controle vetorial. Realizou-se o estudo, projeto e construção de um inversor de tensão a três níveis com neutro grampeado ou inversor NPC *neutral point clamped*. Utilizou-se modulação em largura de pulsos por vetores espaciais no controle vetorial de velocidade do motor. Foram realizadas simulações do sistema proposto usando os aplicativos computacionais Matlab/Simulink e PSIM.

Realizou-se em seguida uma montagem experimental constituída de um motor síncrono a imãs permanentes de 0,75 kW acoplado a um freio eletromagnético que lhe serviu de carga mecânica. O sistema motor e carga foi acionado pelo inversor com modulação em largura de pulsos por vetores espaciais e os resultados obtidos do controle de velocidade realizado, incluindo reversão de velocidade e frenação do motor, são apresentados no trabalho.

Comparou-se também o desempenho de um inversor a três níveis usando modulação em largura de pulsos por vetores espaciais com o desempenho de um inversor a dois níveis usando modulação em largura de pulsos por vetores espaciais na alimentação de uma carga resistiva. Resultados de simulação e resultados experimentais são apresentados.

Neste trabalho realizou-se uma comparação qualitativa entre o uso do inversor a dois níveis e do inversor a três níveis que mostra em que situações é conveniente utilizar o inversor a três níveis.

Palavras-chave: inversores elétricos, motores elétricos síncronos, Controle vetorial, modulação de duração de pulso, sistemas de controle digital.

Abstract

It is presented the implementation of a three phase three level voltage inverter to be used in the speed control of a three phase permanent magnet synchronous motor using the vector control method. To achieve this goal, it was carried out the study, design and construction of a three level neutral point clamped voltage inverter or NPC inverter. For the control of the motor it was used a space vector modulation. The proposed system was simulated using Matlab/Simulink and PSIM softwares.

It was carried out an experimental assembly consisting of a 0.75 kW permanent magnet synchronous motor coupled to an electromagnetic brake as a mechanical load. The motor and load system were triggered by the inverter with space vector modulation. The results of the speed control, including reversal of speed and motor braking, are presented in the study.

The performance of a three level inverter using space vector modulation is compared to the performance of a two level inverter using space vector modulation feeding a resistive load. The simulation and experimental results are presented.

In this work a qualitative comparison between the two level inverter and three level inverter was done showing in wich situations it is better to use the three level inverter.

Keywords: *electrical inverters, synchronous motors, vector control, pulse width modulation, digital control systems.*

“sem fraternidade não há evolução”

Agradecimentos

Ao programa de cotas do CNPq e dos projetos FEEC/FUNCAMP que propiciaram o fomento de bolsas no período de desenvolvimento deste trabalho.

A Empresa WEG pela doação do motor a ímãs permanentes SWA56-3,8-20.

A Empresa Semikron pela doação dos drivers SKHI 22B.

A toda infraestrutura do Laboratório de Eletrônica de Potência do Departamento de Sistemas e Controle de Energia da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas.

Ao CTI/MCTI – Centro de Tecnologia da Informação Renato Archer, órgão do Ministério de Ciência Tecnologia e Inovação que incentivou e propiciou através do servidor e pessoa do Sr. Homero Maurício Scheneider que gere minhas atividades como bolsista pesquisador, a disponibilidade de horários para o desenvolvimento e término da fase final deste trabalho.

Ao professor e à pessoa do Sr. Ernersto Ruppert Filho pela dedicação, paciência e esmero durante todo o processo de início, maturação, desenvolvimento e término deste trabalho e principalmente pela amizade que perdurará em sólido laço.

A todos que contribuíram e contribuem de alguma forma para meu crescimento como ser humano.

Sumário

LISTA DE FIGURAS.....	XIX
LISTA DE TABELAS.....	XXV
LISTA DE SÍMBOLOS	XXVII
1 INTRODUÇÃO	29
1.1 MOTIVAÇÃO.....	29
1.2 PROPOSTA DO TRABALHO	30
1.3 RESUMO DOS CAPÍTULOS	31
1.4 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	32
2 INVERSORES TRIFÁSICOS CONTROLADOS POR MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSOS POR VETORES ESPACIAIS	35
2.1 INVERSOR A DOIS NÍVEIS	35
2.2 INVERSOR A TRÊS NÍVEIS	36
2.3 VETOR ESPACIAL.....	37
2.4 VETORES ESPACIAIS PARA INVERSOR A DOIS NÍVEIS.....	38
2.5 MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS A TRÊS NÍVEIS	39
2.5.1 Equacionamento da modulação por vetores espaciais para inversor a três níveis	41
2.5.2 Sintetização de um vetor	46
2.5.3 Algoritmo de identificação de região geométrica no plano (α,β)	50
2.5.4 Desequilíbrio no elo CC e padrões de chaveamento	57
2.5.5 Descaracterização dos níveis do inversor a três níveis	66

3	CONTROLE DO MOTOR SÍNCRONO A IMÃS PERMANENTES.....	69
3.1	O MOTOR	69
3.2	CONTROLANDO O MOTOR	69
4	SIMULAÇÃO	75
4.1	TESTE DO ALGORITMO DA MODULAÇÃO VETORIAL EM INVERSOR A 3 NÍVEIS	75
4.2	CONTROLE DE CORRENTE NO INVERSOR.....	79
4.3	CONTROLE VETORIAL DO MOTOR	81
5	ESTUDOS EM BANCADA EXPERIMENTAL.....	87
5.1	INTRODUÇÃO.....	87
5.2	ALGORITMO DE MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS	87
5.3	CONTROLE DE CORRENTE NO INVERSOR A TRÊS NÍVEIS	94
5.4	CONTROLE VETORIAL DO MOTOR	96
5.5	RELAÇÃO DOIS NÍVEIS, TRÊS NÍVEIS E FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO	100
5.6	USO DO MATLAB PARA GERAÇÃO DOS CÓDIGOS DE PROGRAMAÇÃO DO DSP.....	106
5.7	TESTES DAS PLACAS DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	112
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS E SUGESTÃO PARA NOVOS TRABALHOS.....	119
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	121
	APÊNDICES	
A.	PROJETO DE HARDWARE	123
A.1	CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	123
A.2	PROTEÇÃO DE SOBRE CORRENTE.	124
A.3	DRIVER DE ACIONAMENTO DAS CHAVES	125

A.4	CHAVES E CIRCUITO DE POTÊNCIA	126
A.5	CONVERSOR DIGITAL ANALÓGICO.....	127
A.6	MONTAGEM EXPERIMENTAL	128
B.	PROGRAMAÇÃO	129
B.1	ALGORITMO DE MÉDIA MÓVEL USADO NA LEITURA DE VELOCIDADE USANDO TACO GERADOR.....	130
B.2	PI – CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL, COM INTEGRADOR EULER E SATURAÇÃO NA SAÍDA	132
B.3	TRANSFORMAÇÃO CLARK, ABC EQUILIBRADO PARA ALFA,BETA.	134
B.4	TRANSFORMADA PARK, ALFA,BETA PARA D,Q.....	135
B.5	ANTI TRANSFORMADA PARK, D,Q PARA ALFA	136
B.6	ANTI TRANSFORMADA CLARK, ALFA,BETA PAR ABC EQUILIBRADO.....	137
B.7	INVERSOR POR MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS.....	138
B.8	SERVIÇO DE INTERRUPÇÃO DSP.....	143

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Esquema de inversor a dois níveis com tensão alternada produzida por um chaveamento por semi período.....	36
Figura 2.2 – Diagrama inversor três níveis com neutro grampeado	37
Figura 2.3 – Correspondência do estado das chaves no sistema abc e o vetor no plano (α,β) do inversor dois níveis.....	38
Figura 2.4 – Correspondência do estado das chaves no sistema abc e o vetor consequência no plano (α,β) do inversor a três níveis	39
Figura 2.5 – Estados de chaveamento P, O e N	40
Figura 2.6 – Representação do inversor com carga trifásica balanceada.....	41
Figura 2.7 – Representação dos 17 vetores no plano (α,β)	44
Figura 2.8 – Forma PWM, assimétrico à esquerda, simétrico à direita	47
Figura 2.9 – Geração dos estados P, O e N utilizando hardware PWM simétrico.....	48
Figura 2.10 – Seis divisões, regiões ou sextantes do plano (α,β) do inversor a três níveis.....	49
Figura 2.11 – Correlação da variável auxiliar de comando Cx com os estados P, O ou N.....	50
Figura 2.12 – Correlações das regiões geométricas do plano (α,β) com V_{an} , V_{bn} e V_{cn}	52
Figura 2.13 – Todas as 24 regiões delimitada pelos estados de chaveamento das chaves do plano (α,β) para modulação de vetores espaciais para inversor três níveis.....	57
Figura 2.14 – Caminho das correntes nos capacitores do elo CC para os possíveis estados de chaveamento.....	58
Figura 2.15- Região A, suas sub-regiões e estados de chaveamento	58
Figura 2.16 – Vetores e estados P,O,N na sub-região 1	60
Figura 2.17- Vetores e estados P,O,N na sub-região 2	60
Figura 2.18 - Vetores e estados P,O,N na sub-região 3	60
Figura 2.19 - Vetores e estados P,O,N na sub-região 4	60

Figura 2.20 – Modulação vetorial no tempo e fator de normalização de uso do elo CC	64
Figura 2.21 – Correlação das variáveis do mecanismo de compensação para os capacitores do barramento CC	65
Figura 2.22 – Descaracterização do modo a três níveis para o modo a dois níveis com índice de modulação baixo	66
Figura 2.23 – Controle do barramento CC mantendo índice de modulação alto	66
Figura 3.1 – O universo tecnológico em motores elétricos.....	71
Figura 3.2 – Ilustração da disposição construtiva da vista em corte de um motor síncrono a ímãs permanentes.....	71
Figura 3.3. Diagrama de blocos do controle FOC utilizado.....	72
Figura 3.4. Diagrama de blocos do modelo em coordenadas síncronas do motor síncrono de ímãs permanentes.....	73
Figura 4.1- Estrutura geral da simulação no PSIM	75
Figura 4.2- Simulação do sinal de interrupção no DSP. A frequência desse sinal é a própria frequência de chaveamento ou passo de execução do algoritmo	76
Figura 4.3- Simulação do programa C no DSP.....	76
Figura 4.4- Estrutura interna do bloco hardware PWM (esta estrutura simula o comportamento igual ao encontrado no DSP).....	77
Figura 4.5- Inversor a três níveis NPC com retificador trifásico na entrada.....	78
Figura 4.6- Carga R para verificação do algoritmo. Frisa-se a inserção dos filtros para as correntes i_{a_filtro} e i_{b_filtro} simulando o circuito de condicionamento usado.....	78
Figura 4.7- Resultado da simulação PSIM no modo a três níveis, tensão V_{ab} e variáveis dos registradores tpa e tna	79
Figura 4.8 - Resultado da simulação PSIM no modo a dois níveis, tensão V_{ab} e variáveis dos registradores tpa e tna	79
Figura 4.9 – Resultado da simulação PSIM com controle de corrente no modo a três níveis.	80
Figura 4.10 – Resultado da simulação PSIM com controle de corrente no modo a dois níveis	80
Figura 4.11 – Bloco diagrama do controle FOC no PSIM.....	81
Figura 4.12 – Bloco código C que implementa a modulação vetorial, em semelhança a Figura 4.3	82
Figura 4.13 – Motor síncrono a ímãs permanentes no PSIM.....	82

Figura 4.14 – Parâmetros da simulação no controle de motor	83
Figura 4.15 – Resposta ao degrau de velocidade, respectivamente, à vazio, carga de 0.5Nm, carga de 1Nm, carga de 2Nm (escalas verticais: velocidade rpm e Id, Iq ampère/10).....	84
Figura 4.16 – Reversão de velocidade, a vazio (escala vertical: velocidade rpm).....	85
Figura 5.1- Tensão Vab (índice de modulação 1,0) e variáveis Tpa e Tna do algoritmo.	89
Figura 5.2 - Tensão Vab (índice de modulação 1,2) e variáveis Tpa e Tna do algoritmo.	89
Figura 5.3 - Tensão Vab (índice de modulação 0,5) e Variáveis Tpa e Tna do algoritmo	90
Figura 5.4 – Visualização das macro-regiões com o ângulo gerado por referência interna no programa do processador digital de sinais (índice de modulação 0,9).....	90
Figura 5.5 – Visualização das macro-regiões e sub-regiões da modulação por vetores espaciais no tempo com índice de modulação 0,9 (degraus visíveis: 2, 3 e 4).....	91
Figura 5.6 – Macro-regiões e sub-regiões do plano (α,β)	91
Figura 5.7 - Detalhamento do chaveamento na transição dos níveis (carga resistiva monofásica)	92
Figura 5.8 - Balanço das tensões dos capacitores do elo CC (carga resistiva-indutiva trifásica ajustada para estar desequilibrada).....	92
Figura 5.9 - Balanço das tensões dos capacitores sem compensação da normalização dos PWMs	93
Figura 5.10 – Balanço das tensões dos capacitores com compensação da relação de normalização entre os PWMs das chaves superiores e os PWMs das chaves inferiores do inversor (carga resistiva-indutiva trifásica).....	93
Figura 5.11 – Detalhamento da Figura 5.10 destacando-se a ondulação da tensão no barramento CC (carga resistiva-indutiva trifásica).....	94
Figura 5.12 – Inversor a três níveis com controle de corrente e carga resistiva para comparação com o resultado equivalente da simulação PSIM.....	95
Figura 5.13 – Inversor a três níveis com controle de corrente usando duas fases para formar uma saída monofásica (carga resistiva).....	95
Figura 5.14 – Reversão à vazio, respectivamente os estágios apresentados, 1 aceleração de 400rpm/s, 2 regime de 800rpm, 3 aceleração de -400rpm/s e 4 regime de -800rpm).....	97
Figura 5.15 – Resposta ao degrau de 800rpm na partida	97
Figura 5.16 – Resposta ao degrau de 800rpm (detalhamento da Figura 5.15).....	98

Figura 5.17 – Frenação a disco eletromagnético.....	98
Figura 5.18 – Correlação entre a corrente da fase A e i_q em situação semelhante à Figura 5.15, degrau de 800rpm.....	99
Figura 5.19 - Correlação entre a corrente da fase A e i_q em situação semelhante à Figura 5.17 (instante de frenação)	99
Figura 5.20 – Comparação no tempo e em FFT linear entre inversor no modo a dois níveis (acima) e no modo a três níveis (abaixo), ambos a 5kHz e controle de corrente	101
Figura 5.21 – Comparação no tempo e em FFT linear entre inversor no modo a dois níveis (acima) e no modo a três níveis (abaixo), ambos a 10kHz e controle de corrente	102
Figura 5.22 – Comparação no tempo e em FFT linear entre inversor no modo a dois níveis (acima) e no modo a três níveis (abaixo), ambos a 20kHz e controle de corrente	103
Figura 5.23 – Comparação no tempo e em FFT linear entre inversor no modo a dois níveis (acima) e no modo a três níveis (abaixo), ambos a 40kHz e controle de corrente	104
Figura 5.24 – Equivalência qualitativa do dos modos a dois níveis, em 10kHz , com o modo a três níveis, em 5kHz	105
Figura 5.25 – Esquema do sistema proposto (A=simulink; B=programa gráfico; C=target F2812; D=código C; E=ambiente code composer; F=código de máquina; G=kit F2812; H=interface de isolamento; I=drivers dos IGBTs; J=IGBTs)	106
Figura 5.26 – Equivalência da programação gráfica com código C	107
Figura 5.27 – Programa simulink para execução de código por interrupção de período PWM para DSP.....	108
Figura 5.28 – Ações que serão realizadas no subsystem da Figura 5.27	108
Figura 5.29 – Caixa de configuração da interrupção da Figura 5.27	109
Figura 5.30 - Configuração da primeira unidade de hardware PWM do DSP (telas por aba)	110
Figura 5.31 - Configuração da segunda unidade de hardware PWM do DSP (telas por aba)	111
Figura 5.32 –Algoritmo de média móvel na aplicação de leitura de velocidade do motor....	113
Figura 5.33 – Média móvel, detalhamento do atraso, subida ~10ms e descida ~8ms	113
Figura 5.34 – Apresentação do ajuste do sinal de corrente interno ao programa do processador com ponta de corrente	114
Figura 5.35 – Comparativo entre corrente de referência, corrente medida por ponta de corrente e variável interna da corrente lida.	114

Figura 5.36 – Correntes de fase, Ia e Ib na saída do conversor digital analógico	115
Figura 5.37 – Resposta do circuito de proteção de sobre-corrente	115
Figura 5.38 – Tempos no serviço de interrupção do processador	116
Figura 6.1 – Esquema decisor para a escolha do nível do inversor	120
Figura A.1 – Uso do HCPL 7520 no condicionamento de sinais	123
Figura A.2 – Circuito de proteção de sobre-corrente	124
Figura A.3 – Uso do HCPL 2232	125
Figura A.4 – Inversor a três níveis com drivers de acionamento	126
Figura A.5 – Circuito do DAC7625	127
Figura A.6 – Foto da montagem experimental.....	128

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Comparativo de vetores possíveis entre inversores de dois, três e cinco níveis .	40
Tabela 2.2– Correlação entre os Estados P,O, N e os estados das chaves (x = ao, bo ou co)..	41
Tabela 2.3 – Correlação entre os Estados P,O, N e a tensão de cada braço (x = ao, bo ou co)	42
Tabela 2.4 – Correlação completa dos vetores no plano (α,β), no plano abc, estados das chaves	45
Tabela 2.5 – Vetor V1 no plano (α,β), no plano abc, no estado das chaves	46
Tabela 2.6– Tabela da verdade para as chaves no inversor na condição três níveis	47
Tabela 2.7 – Tabela da verdade para as chaves no inversor na condição dois níveis	48
Tabela 2.8 – Correlação completa dos vetores no plano (α,β), no plano abc e tensões de linha	53
Tabela 2.9 – Sub-região 1	54
Tabela 2.10 – Análise comparativa dos vetores V1 e V4 na sub-região 1	54
Tabela 2.11 – Sub-região 2	55
Tabela 2.12 – Análise comparativa dos vetores V1 e V3 na sub-região 2	55
Tabela 2.13 – Sub-região 4	56
Tabela 2.14 – Análise comparativa dos vetores V4 e V3 na sub-região 4	56
Tabela 2.15 – Restrições no cálculo dos tempos do PWM	59
Tabela 2.16 – Tabela resumo das equações de PWM para as sub-regiões	61
Tabela 2.17 – Equações das sub-regiões para programação	62
Tabela 3.1 –Parâmetros do motor síncrono de ímãs permanentes usado	73
Tabela 5.1 – Descrição dos intervalos de tempo da interrupção, Figura 5.38	116
Tabela 5.2 – Tempo de CPU e subpartes da interrupção versus frequência de chaveamento	117

Lista de Símbolos

2pi	6,2832
abc	sistema trifásico
ADC	analog digital converter
(α, β)	plano da transformada Clark, fasores ortogonalizados
C2000	série de processadores da Texas Instruments
CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
DSP	digital signal processor
F2812	processador DSP de ponto fixo da Texas Instrument
FOC	field oriented control
GTO	gate turn-off thyristor
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
kHz	kilohertz
kW	kilowatts
MATLAB	ambiente de simulação matemática e científica
MVA	mega volta-ampere
NPC	neutral point clamped
PI	proporcional-integral
PID	proporcional-integral-derivativo

PSIM	programa de simulação
PWM	pulse width modulation
SCR	silicon controlled rectifier
SVM	space vector modulation
SVM2n	space vector modulation para inversor de tensão a dois níveis
SVM3n	space vector modulation para inversor de tensão a três níveis
UPFC	unified power flow controller
R_s	resistência da estator
L_d	indutância de eixo direto
L_q	indutância de eixo em quadratura
$V_{pk}/krpm$	back-emf de pico
p	número de pólos
J	momento de inércia
k_m	constante do fluxo do rotor/imã
b	coeficiente de atrito mecânico

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

O inversor trifásico a três níveis tem como um de seus principais objetivos mitigar as distorções harmônicas e oferecer uma melhor qualidade na forma de onda da tensão de saída. As pesquisas sobre as estruturas multiníveis na década de 1980 eram principalmente norteadas pela limitação da frequência de chaveamento suportada pelos tiristores (SCRs e GTOs) que estava na casa das unidades de kHz. Qualquer ganho de qualidade da tensão terminal usando chaves semicondutoras de potência, na época e hoje, continua sendo fator importante no projeto e uso de inversores de tensão.

Atualmente, a estrutura trifásica multinível e, principalmente, a relação custo-benefício da configuração com quatro chaves por fase que articulam três níveis de tensão, denominada estrutura de inversor trifásico a três níveis com neutro grampeado, tem sido objeto de estudo e de pesquisa na melhora da qualidade da tensão terminal.

A necessidade do uso de conversores eletrônicos de potência em aplicações de geração de energia elétrica, usando fontes de energias renováveis com elevado rendimento tem fomentado o interesse pelas topologia multiníveis.

Os motores síncronos a ímãs permanentes ou servomotores de corrente alternada possuem um grande horizonte de aplicações na indústria e no desenvolvimento de máquinas e robôs para automação. Seu uso está em expansão devido às vantagens que apresenta, como: baixo volume, baixo peso e ampla faixa de velocidade com torque constante [1]. Também possuem maiores rendimentos quando comparados com os rendimentos de motores de indução trifásicos de equivalente potência [1]. Esta vantagem ocorre devido ao fato de que a geração do fluxo

magnético de rotor ser pelos imãs nele alocados, evitando circulação de corrente elétrica em enrolamento de rotor.

Uma grande desvantagem do uso desse tipo de motor é que ele não pode ser ligado diretamente à rede elétrica convencional, pois requer padrões elétricos específicos para seu acionamento. Uma das características principais desses acionamentos comerciais é o fato de possuírem a estrutura inversora baseada na topologia de inversor a dois níveis de tensão.

1.2 PROPOSTA DO TRABALHO

Esse trabalho está norteado pelo interesse no estudo e implementação do acionamento do motor síncrono a imãs permanentes através da topologia de um inversor de tensão a três níveis.

Apresenta-se a implementação de um inversor trifásico de tensão a três níveis para ser utilizado no controle de velocidade de um motor síncrono trifásico a imãs permanentes, usando o método de controle vetorial por orientação de fluxo. Realizou-se o estudo, projeto e construção de um inversor de tensão a três níveis com neutro grampeado ou inversor NPC (*neutral point clamped*). Utilizou-se modulação em largura de pulsos por vetores espaciais no controle vetorial de velocidade do motor. Foram realizadas simulações do sistema proposto utilizando os aplicativos computacionais Matlab/Simulink e PSIM.

Em seguida realizou-se uma montagem constituída de um motor síncrono a imãs permanentes de 0,75 kW acoplado a um freio eletromagnético que lhe serviu de carga mecânica. O sistema motor e carga foram acionados pelo inversor com modulação em largura de pulsos por vetores espaciais e os resultados obtidos do controle de velocidade realizado, incluindo reversão de velocidade e de frenação do motor, são apresentados no trabalho.

Neste trabalho comparou-se também o desempenho de um inversor a três níveis usando modulação em largura de pulsos por vetores espaciais com o desempenho de um inversor a dois níveis usando modulação em largura de pulsos por vetores espaciais. Como uma contribuição ao uso de inversores mostra-se quando é conveniente usar um inversor a três níveis ao invés de um a dois níveis. Resultados de simulação e resultados experimentais são apresentados.

A exemplo de [2] e [3] pretendeu-se também fornecer uma documentação para quem deseja se iniciar nos estudos aqui desenvolvidos, tomando este trabalho como mais um exemplo de aplicação.

1.3 RESUMO DOS CAPÍTULOS

O Capítulo 1 apresenta o trabalho em linhas gerais, a motivação e proposta de construção do mesmo. O Capítulo 2 mostra o estudo do inversor de tensão a dois níveis e a três níveis, respectivamente nos subitens 2.4 e 2.5. Nestes apresenta-se a modulação por vetores espaciais, apresentando-se também uma matemática vetorial aplicada ao acionamento dos inversores de tensão.

No Capítulo 3 apresenta-se o controle do motor síncrono a imãs permanentes, mostra-se o estudo do controle adotado e detalhando-se o controle vetorial por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*) como exemplo de aplicação.

O Capítulo 4 destaca os resultados de simulação do uso de inversores de dois níveis e de três níveis na alimentação de uma carga resistiva, no intuito de comparação entre as formas de onda e os resultados de simulação da operação do controle por orientação de campo do motor síncrono a imãs permanentes. No Capítulo 5 apresenta-se os resultados experimentais nas condições respectivas do Capítulo 4 para o acionamento do motor com inversor a três níveis.

No Capítulo 6 são apresentadas sugestões para novos trabalhos e as considerações finais.

No Apêndice A apresenta-se o projeto de hardware executado e mostra-se os passos iterativos do processo de experimental desenvolvido em laboratório.

No Apêndice B apresenta-se a programação em linguagem C e fluxograma das principais rotinas de transformadas, controlador discretizado, modulação e demais funções pertinentes ao trabalho desenvolvido.

1.4 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Uma patente de 1975 apresenta a ideia dos conversores multiníveis com o arranjo série ou cascadeamento de estruturas ponte H [4]. No início da década de 80 passaram a ser exploradas estruturas e variações para três níveis e cinco níveis. Uma dessas propostas, a de neutro grampeado ou NPC foi introduzida por [5]. Desde então a topologia três níveis com neutro grampeado tem sido base de variações de melhorias e de base para comparações com outras propostas. Nas propostas multiníveis, inclusive na proposta apresentada em [5], um dos dois principais objetivos era o de atingir uma menor distorção harmônica na corrente e na tensão dado que existia na época apenas tecnologias de chaves semicondutoras (tiristores) cuja frequência de chaveamento não ia muito além das unidades de kHz. Outro objetivo era o alcance de potências maiores dado que, no uso, a potência é processada de forma distribuída nas chaves, [6]. Na última década, as propostas multiníveis, incluindo a [5] tem ganho evidência nas aplicações que envolvem utilização de energias renováveis [7]. Em [8], mostra-se que as perdas de uma estrutura a dois níveis convencional e de uma estrutura a três níveis por cascadeamento em ponte H apresenta menores rendimentos do que a estrutura a três níveis com neutro grampeado.

A forma básica para obter-se fontes de tensão para serem utilizadas pelos conversores multiníveis é por divisão de tensão através de capacitores em série. Dado o comportamento dinâmico e chaveado do processamento de potência, essa divisão de tensão necessita de atenção, pois deixa de apresentar equilíbrio para determinadas condições [9]. Vistas as possibilidades de aplicações e as vantagens dos conversores multiníveis, os esforços para contornar os problemas de desequilíbrio e minimizá-los têm norteado suas pesquisas [9]-[10]. Em uma das diversas aplicações, essa estrutura foi usada no primeiro exemplar de UPFC (*Unified Power Flow Controller*) instalado no mundo em 1998 [11], constituído por dois conversores usando chaves GTO com 160MVA cada.

Outra questão se refere à técnica de chaveamento a ser usada. A técnica de modulação vetorial por largura de pulsos possui vantagens sobre a senoidal por largura de pulsos. Dentre elas, duas das principais são: a de apresentar menor distorção harmônica e inerentemente apenas uma comutação de chave por fase no período de chaveamento, reduzindo emissão de ruídos e facilitando a aquisição de sinais analógicos [12]. As referências [13], [14] e [11] apresentam

formas de fácil implementação digital, assim como [15] é um livro de referência para técnicas e soluções de chaveamento.

Em [16] são apresentadas as características importantes do motor síncrono a imãs permanentes, objeto deste trabalho, que são motores com larga aplicação na indústria, construídos com os materiais magnéticos com elevada densidade de fluxo (campos acima de 1 tesla) e alto campo magnético (da ordem de 7000 A/cm), como o Sm-Co (Samário-Cobalto) ou o Nd-Fe-B (Neodímio-Ferro-Boro) e que estão em evidência para aplicações em potências inferiores a 10kW devido ao fato destes materiais magnéticos permitirem também uma razão potência/volume superior a de motores de corrente contínua e mesmo a de motores de indução de mesma potência.

Escolheu-se o controle vetorial por orientação de campo pelo fato dele ser difundido em diversas aplicações na indústria e nos projetos de referência, como apresentado em [2], [3], [17] e [18].

Capítulo 2

INVERSORES TRIFÁSICOS CONTROLADOS POR MODULAÇÃO EM LARGURA DE PULSOS POR VETORES ESPACIAIS

Inversor é um conversor eletrônico de potência que realiza a conversão de uma tensão contínua para uma tensão alternada senoidal. Pode ser monofásico ou trifásico. Essa conversão é feita através de chaves semicondutoras de potência. O tipo de chave varia de acordo com a aplicação e da frequência de chaveamento sugerida. As características elétricas do inversor estão ligadas às características elétricas das chaves: tensão suportada, corrente suportada e rapidez de operação (frequência de chaveamento).

Neste trabalho o processo de conversão ocorre devido ao processo de modulação de largura de pulsos que ocorre nos estados ligado e desligado das chaves e tem o objetivo de fornecer, através dessa modulação, uma onda de tensão senoidal nos terminais do motor.

2.1 INVERSOR A DOIS NÍVEIS

O inversor a dois níveis transforma uma tensão contínua em tensão alternada usando dois níveis, conseqüentemente dois estados de polaridade são possíveis, exemplo: uma fonte de tensão de E_{Vcc} possui os níveis $+E$ e $0V$ e seus dois estados de polaridade são $+E$ e $-E$, definindo respectivamente de estado P e estado N. Abaixo na Figura 2.1 tem-se o esquema de ligações de um inversor trifásico a dois níveis e a tensão terminal alternada V_{ab} onde T é o período da tensão alternada produzida por um chaveamento por semi período.

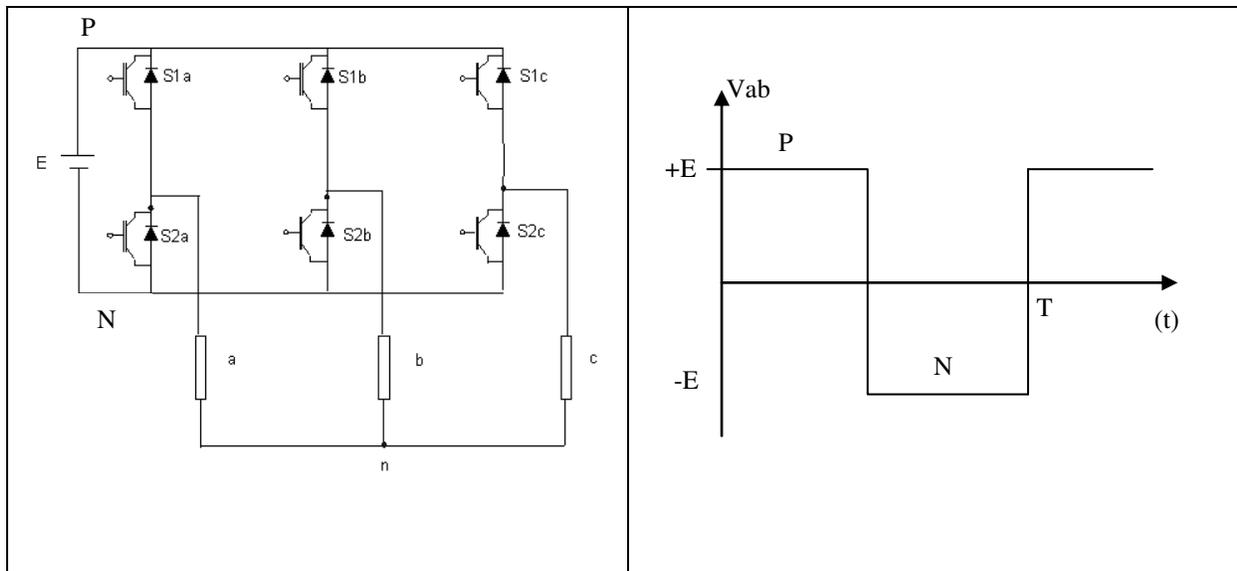


Figura 2.1 – Esquema de inversor a dois níveis com tensão alternada produzida por um chaveamento por semi período

2.2 INVERSOR A TRÊS NÍVEIS

Sob o mesmo conceito do inversor a dois níveis e com o intuito de possuir um nível a mais, é necessário uma fonte de tensão contínua com três níveis, exemplo: duas fontes de $E/2$ Vcc em série fornecendo $+E/2$, $0V$ e $-E/2$ onde ponto de conexão das fontes é a referência, conseqüentemente uma possibilidade de estado a mais em relação ao inversor a dois níveis, $+E$, $0V$ e $-E$ quando a tensão é entre as fases. Define-se, respectivamente e a exemplo do inversor dois níveis, estado P, estado O, estado N. Abaixo na Figura 2.2 tem-se o esquema de ligações de um inversor trifásico a três níveis e a tensão terminal alternada V_{ab} onde T é o período da tensão alternada produzida por um chaveamento por semi período.

O inversor a ser usado neste trabalho é o inversor trifásico a três níveis com neutro grampeado [5], como apresentado na Figura 2.2. A chave semicondutora de potência será IGBT e os diodos de grampeamento, ou diodos grampeadores, garantem o fluxo de corrente para que o estado O seja possível. O inversor será acionado através de modulação por largura de pulsos por vetores espaciais.

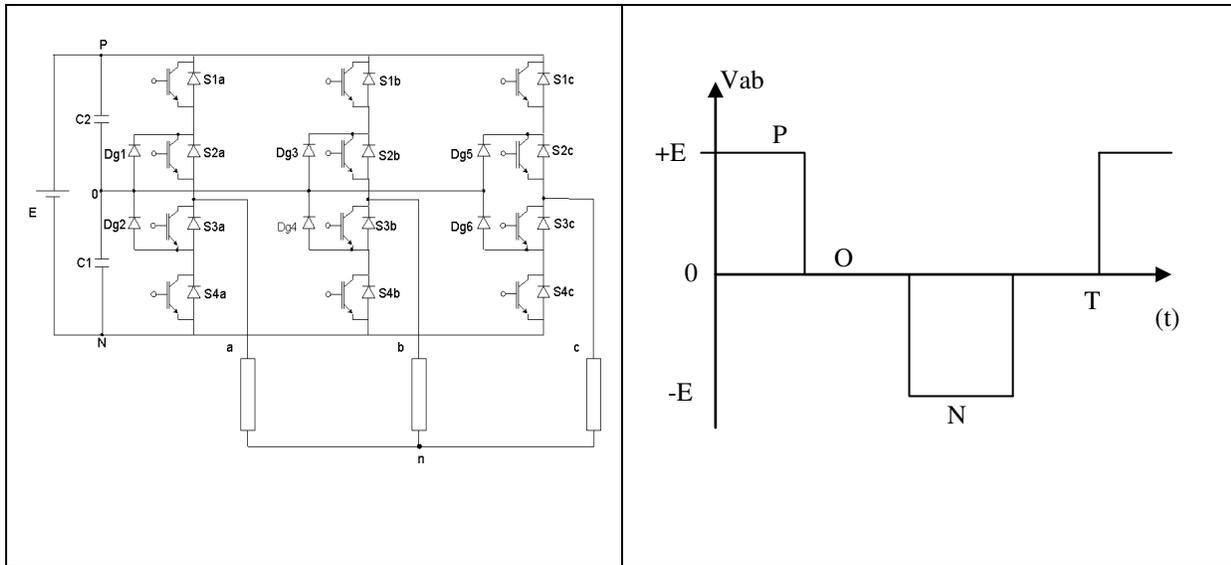


Figura 2.2 – Diagrama inversor três níveis com neutro grampeado

2.3 VETOR ESPACIAL

Dada três tensões alternadas senoidais, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} de igual amplitude V_{max} e defasadas de 120 graus entre si:

$$\begin{aligned} v_{an} &= V_{max} \cdot \text{sen}(\omega_e + 0^\circ) \\ v_{bn} &= V_{max} \cdot \text{sen}(\omega_e - 120^\circ) \\ v_{cn} &= V_{max} \cdot \text{sen}(\omega_e + 120^\circ) \end{aligned} \tag{2.1}$$

Define-se o vetor espacial de tensão como sendo a composição vetorial, [19]:

$$V_{espacial} = k (V_a + aV_b + a^2V_c) \tag{2.2}$$

Onde: $v_{an} = V_{max}/\sqrt{2} \angle 0^\circ$, $v_{bn} = V_{max}/\sqrt{2} \angle -120^\circ$, $v_{cn} = V_{max}/\sqrt{2} \angle +120^\circ$, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e k uma constante que está relacionada com o fato da transformação ser ou não invariante em potência [19].

O vetor espacial pode ser decomposto em apenas dois eixos ortogonalizados. Na equação (2.3) é apresentada a transformação algébrica de Clark simplificada para sistema trifásico equilibrado, [3], transformando um sistema de três fases defasadas 120 graus entre si para duas fases de eixos ortogonais. Adota-se a nomenclatura de plano (α, β) .

$$\begin{aligned} v_\alpha &= v_{an} \\ v_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{3}(2v_{bn} + v_{an}) \end{aligned} \tag{2.3}$$

2.4 VETORES ESPACIAIS PARA INVERSOR A DOIS NÍVEIS

A modulação por vetores espaciais em inversor a dois níveis possui esquema ilustrado pela Figura 2.3. Apresenta-se a seguir a correlação dos vetores no plano (α, β) com o que ocorre com os estados das chaves no inversor.

O estado P é resultado da combinação da chave superior ligada e a inferior desligada no mesmo braço.

O estado N é resultado da combinação da chave inferior ligada e a superior desligada também no mesmo braço.

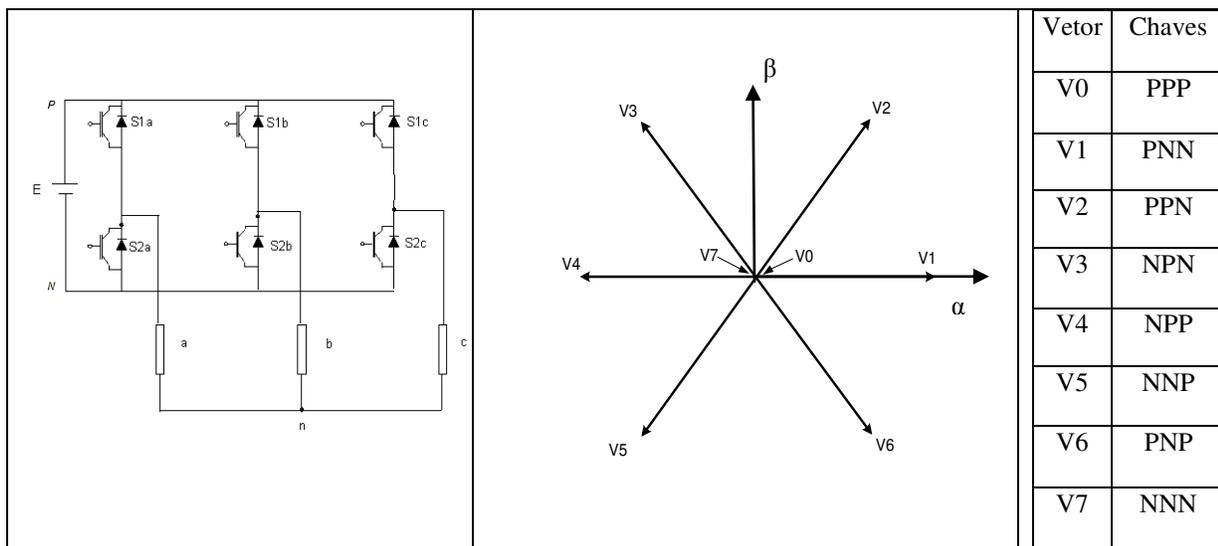


Figura 2.3 – Correspondência do estado das chaves no sistema abc e o vetor no plano (α, β) do inversor dois níveis

2.5 MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS A TRÊS NÍVEIS

O inversor do contexto deste trabalho, Figura 2.2, possui três braços e cada braço, quatro chaves. As quatro chaves possuem um arranjo que viabiliza a comutação para a obtenção dos estados P, O e N ilustrados anteriormente. A Figura 2.4 apresenta a correlação dos vetores no plano (α, β) com o que ocorre com os estados das chaves no inversor.

O estado P é resultado da combinação das duas chaves superiores ligadas e as duas inferiores desligadas. Conectando a saída do braço do inversor ao ponto P do braço.

O estado O é resultado da combinação das duas chaves centrais do braço ligadas e as duas da extremidade desligadas. Conectando a saída do braço do inversor ao ponto 0 do braço.

O estado N é resultado da combinação das duas chaves inferiores do braço ligadas e as duas chaves superiores desligadas. Conectando a saída do braço do inversor ao ponto N do braço.

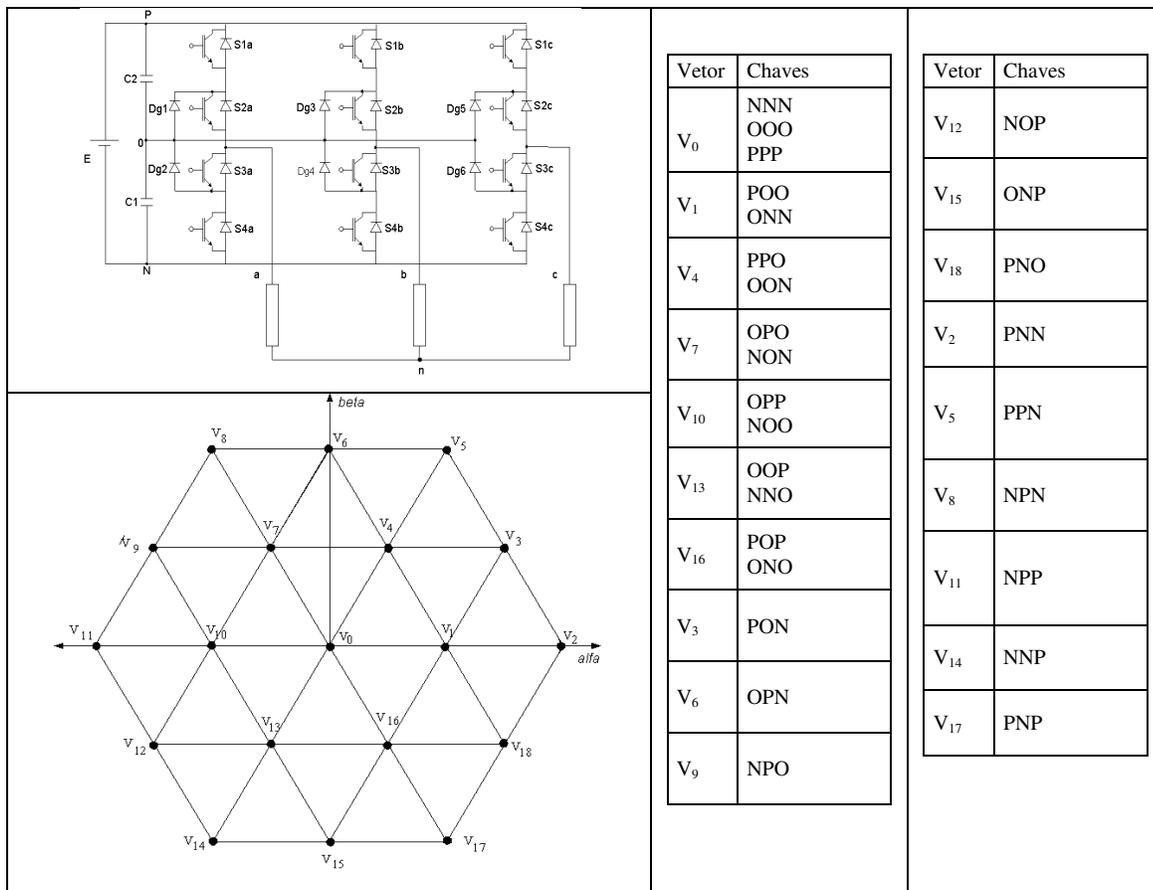


Figura 2.4 – Correspondência do estado das chaves no sistema abc e o vetor consequência no plano (α, β) do inversor a três níveis

Com relação ao inversor a dois níveis é mais evidente correlacionar visualmente os estados das chaves. Segundo [15] à medida que se extrapola o conceito de modulação vetorial para inversores com N níveis tem-se a relação entre número de combinação de estados das chaves E e níveis N do inversor dada por $E=N^3$ e a relação entre a quantidade possível de vetores V e níveis N do inversor é dado pelo somatório $1 + 6.(1) + 6.(2) + 6.(3) + \dots 6.(N-1)$. A Tabela 2.1 apresenta estes resultados para inversor a dois, três e cinco níveis.

Tabela 2.1 – Comparativo de vetores possíveis entre inversores de dois, três e cinco níveis

	dois níveis	três níveis	cinco níveis
estados das chaves	$2^3=8$	$3^3=27$	$5^3=125$
vetores possíveis	$1+6=7$	$1+6.1+6.2=19$	$1+6.1+6.2+6.3+6.4=61$

O estudo dos vetores em um plano bidimensional traz a vantagem de se poder manipular e estudar as informações em um plano de eixos ortogonais, por exemplo, entender e manipular os vetores como números complexos, entender e manipulá-los com trigonometria e estudo de áreas geométricas.

Na Figura 2.5 apresenta-se o arranjo eletrônico com o fluxo de corrente elétrica nas três possibilidades de estados: P, O e N. A Tabela 2.2 apresenta a correlação lógica das comutações representativas dos estados.

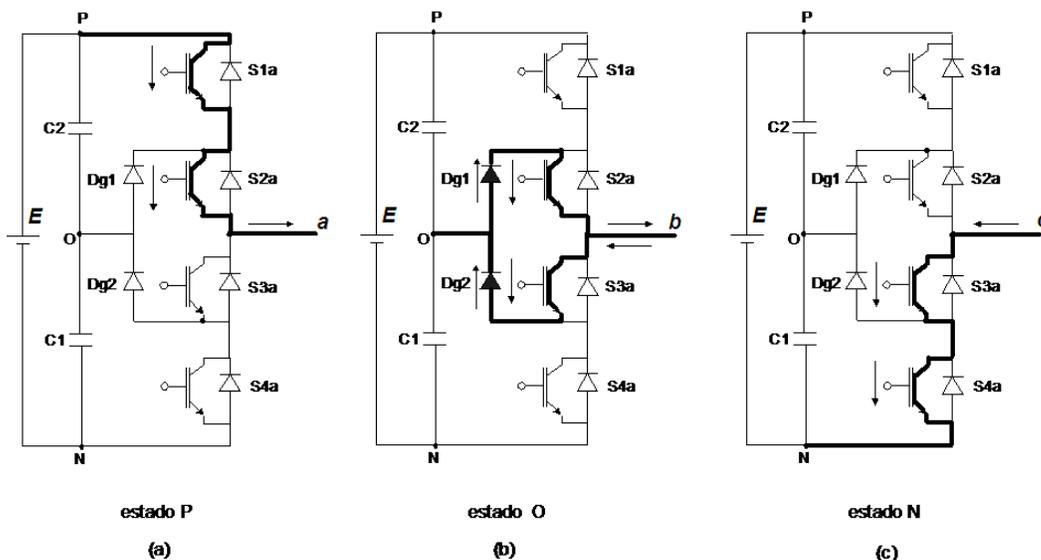


Figura 2.5 – Estados de chaveamento P, O e N

Tabela 2.2– Correlação entre os Estados P,O, N e os estados das chaves (x = ao, bo ou co)

estado	S _{1x}	S _{2x}	S _{3x}	S _{4x}	V _x
P	ligada	ligada	desligada	desligada	E/2
O	desligada	ligada	ligada	desligada	0
N	desligada	desligada	ligada	ligada	-E/2

2.5.1 Equacionamento da modulação por vetores espaciais para inversor a três níveis

O equacionamento objetiva o uso da modulação por vetores espaciais em um processador digital de sinais, assim como o uso de hardware PWM interno e comum à maioria de outros microprocessadores.

A Figura 2.6 a seguir representa o inversor acionando uma carga trifásica balanceada.

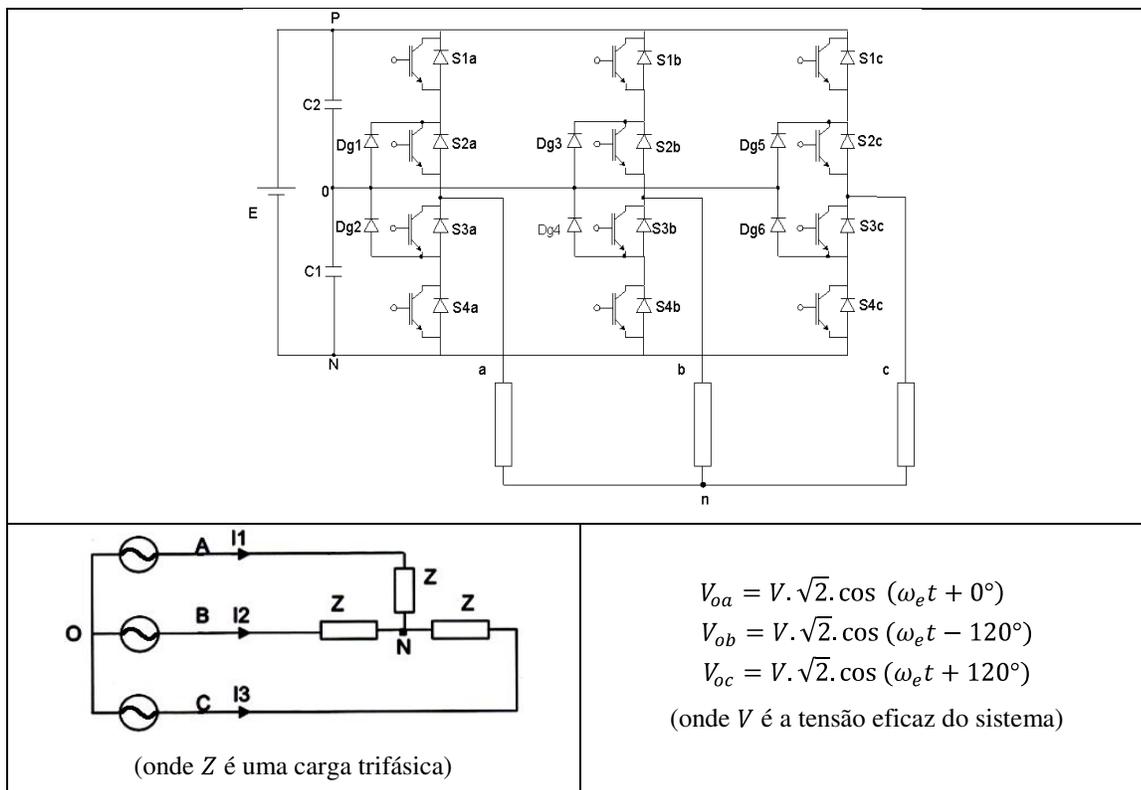


Figura 2.6 – Representação do inversor com carga trifásica balanceada

As tensões V_{oa} , V_{ob} e V_{oc} são as tensões de saída de cada braço do inversor que irão assumir os estados P, O ou N como na Tabela 2.3 abaixo. Associa-se por definição a simbologia P, O ou N respectivamente com o valor da variável C_x , +1, 0 e -1, onde x é o índice do braço ou fase (a, b ou c).

Tabela 2.3 – Correlação entre os Estados P,O, N e a tensão de cada braço (x = ao, bo ou co)

estado	variável C_x	V_x
P	1	$E/2$
O	0	0
N	-1	$-E/2$

Deseja-se obter as equações que apresentem as tensões na carga V_{an} , V_{bn} e V_{cn} , importantes para análise da carga. As tensões V_{oa} , V_{ob} e V_{oc} são as saídas dos braços em relação ao próprio neutro. A equação (2.4) apresenta três igualdades que mostra a diferença de potencial entre os pontos O e N:

$$\begin{aligned} V_{on} &= V_{oa} + Z \cdot I_1 \\ V_{on} &= V_{ob} + Z \cdot I_2 \\ V_{on} &= V_{oc} + Z \cdot I_3 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Somam-se as equações de (2.4):

$$3 \cdot V_{on} = V_{oa} + V_{ob} + V_{oc} + Z \underbrace{(I_1 + I_2 + I_3)}_0 \quad (2.5)$$

balanceado

Portanto,

$$V_{on} = \frac{1}{3} (V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}) \quad (2.6)$$

A seguir determina-se as tensões de fase na carga, V_{an} , V_{bn} e V_{cn} usando-se (2.6).

$$\begin{aligned}
V_{an} &= V_{on} - V_{oa} & V_{bn} &= V_{on} - V_{ob} & V_{cn} &= V_{on} - V_{oc} \\
V_{an} &= \frac{1}{3}(V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}) - V_{oa} & V_{bn} &= \frac{1}{3}(V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}) - V_{ob} & V_{cn} &= \frac{1}{3}(V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}) - V_{oc} \\
V_{an} &= -\frac{2}{3}V_{oa} + \frac{1}{3}V_{ob} + \frac{1}{3}V_{oc} & V_{bn} &= -\frac{2}{3}V_{ob} + \frac{1}{3}V_{oa} + \frac{1}{3}V_{oc} & V_{cn} &= -\frac{2}{3}V_{oc} + \frac{1}{3}V_{oa} + \frac{1}{3}V_{ob}
\end{aligned} \quad (2.7)$$

Portanto,

$$\begin{aligned}
V_{an} &= \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\
V_{bn} &= \frac{1}{3}(2V_{bo} - V_{ao} - V_{co}) \\
V_{cn} &= \frac{1}{3}(2V_{co} - V_{ao} - V_{bo})
\end{aligned} \quad (2.8)$$

O uso das variáveis C_a , C_b e C_c da Tabela 2.3 facilita a escrita matricial das transformações matemáticas envolvendo os vetores. De acordo com a Tabela 2.3 C_x pode assumir +1, 0 ou -1 criando-se um mecanismo que permite escrever a equação (2.9).

$$\begin{aligned}
V_{an} &= \frac{E}{6}(+2C_a - C_b - C_c) \\
V_{bn} &= \frac{E}{6}(-C_a + 2C_b - C_c) \\
V_{cn} &= \frac{E}{6}(-C_a - C_b + 2C_c)
\end{aligned} \quad (2.9)$$

Como V_{ax} e C_x estão em função do tempo (x é o braço: a, b ou c) pode-se escrever a equação (2.10) a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_a(t) \\ c_b(t) \\ c_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

As tensões de (2.10) estão defasadas de 120 graus entre si e para calcular as tensões V_α , V_β em um plano ortogonalizado, aplica-se a equação (2.3).

Podem-se calcular todas as combinações de chaves de acordo com a Tabela 2.3. Em conjunto com a equação (2.10) podem-se tabular todos os resultados possíveis das comutações: $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}, V_{\alpha}, V_{\beta}, |V| = \sqrt{(V_{\alpha})^2 + (V_{\beta})^2}$ de (2.3), e $\theta = \arctg(V_{\beta}/V_{\alpha})$, ou seja, é possível saber a tensão nos terminais da carga e justificar o gráfico da Figura 2.4 referente aos 17 vetores do inversor a três níveis. O resultado de todas estas combinações é mostrado na Tabela 2.4 e permite determinar a tensão nos terminais da carga de acordo com o plano (α, β) . Sendo possível calcular os segmentos de reta da figura, associá-los a vetores e dividi-los em quatro grandes grupos de vetores: nulos, pequenos, médios e grandes, como apresentado também na tabela.

A Figura 2.7 traz a representação do plano (α, β) da Figura 2.4, ilustrando o vetor $\vec{V}_{resultante}$ que o processo de modulação, tratado a seguir, deverá sintetizar a partir de combinação dos demais vetores.

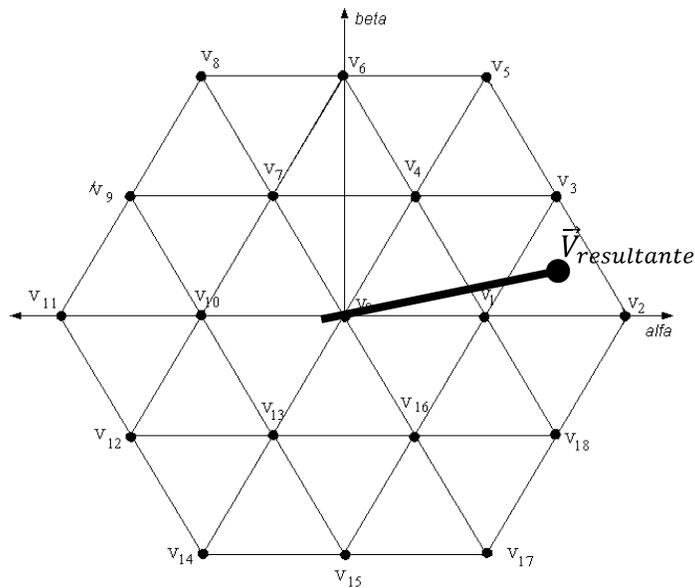


Figura 2.7 – Representação dos 17 vetores no plano (α, β)

Tabela 2.4 – Correlação completa dos vetores no plano (α, β), no plano abc, estados das chaves

grupo	$ V $	vetor	c_a	c_b	c_c	configurações	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V\alpha$	$V\beta$	θ
nulos	0	V_0	-1 0 1	-1 0 1	-1 0 1	NNN OOO PPP	0	0	0	0	0	0
pequenos	$\frac{E}{3}$ ou 0,333E	V_1	1 0	0 -1	0 -1	POO ONN	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	0	0
		V_4	1 0	1 0	0 -1	PPO OON	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	60°
		V_7	0 -1	1 0	0 -1	OPO NON	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	120°
		V_{10}	0 -1	1 0	1 0	OPP NOO	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	0	180°
		V_{13}	0 -1	0 -1	1 0	OOP NNO	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	240°
		V_{16}	1 0	0 -1	1 0	POP ONO	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	300°
médios	$\frac{\sqrt{3} \cdot E}{3}$ ou 0,577E	V_3	1	0	-1	PON	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	30°
		V_6	0	1	-1	OPN	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	90°
		V_9	-1	1	0	NPO	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	150°
		V_{12}	-1	0	1	NOP	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	210°
		V_{15}	0	-1	1	ONP	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	270°
		V_{18}	1	-1	0	PNO	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	330°
grandes	$\frac{2E}{3}$ ou 0,666E	V_2	1	-1	-1	PNN	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0	0
		V_5	1	1	-1	PPN	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	60°
		V_8	-1	1	-1	NPN	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	120°
		V_{11}	-1	1	1	NPP	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0	180°
		V_{14}	-1	-1	1	NNP	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	240°
		V_{17}	1	-1	1	PNP	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	300°

Dado o $\vec{V}_{resultante}$ sinalizado pela Figura 2.7, pode-se calcular para ele as respectivas colunas apresentadas na Tabela 2.4.

Da equação (2.2) que define vetor espacial, calcula-se k usando um ponto da tabela. Escolhe-se o correspondente ao vetor V_1 , mostrado na Tabela 2.5 abaixo. Verifica-se que k possui o mesmo valor das relações estabelecidas pelas equações que deram origem a Tabela 2.4.

Tabela 2.5 – Vetor V_1 no plano (α,β) , no plano abc, no estado das chaves

$ V $	vetor	ca	cb	cc	configurações	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	θ
$\frac{E}{3}$	V_1	1	0	0	POO ONN	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	0°

Equaciona-se em (2.11) o vetor V_1 na equação (2.2) para encontrar a constante k do vetor espacial correspondente aos equacionamentos da Tabela 2.4:

$$\frac{E}{3} \angle 0^\circ = k \cdot \left(\frac{E}{3} + \left(-\frac{E}{6} \angle 120^\circ \right) + \left(-\frac{E}{6} \angle -120^\circ \right) \right) \tag{2.11}$$

$$k = \frac{2}{3}$$

2.5.2 Sintetização de um vetor

Apresenta-se um método que visa o uso de recursos disponíveis no hardware de PWM na maioria dos processadores destinados ao processamento digital de sinais dedicados visando reduzir a complexidade computacional. A Figura 2.8 apresenta as possibilidades do hardware PWM.

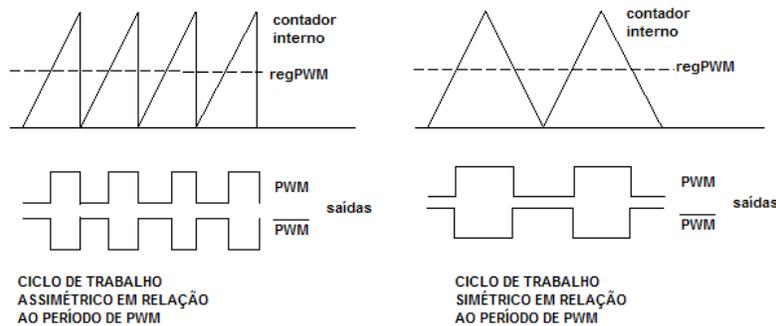


Figura 2.8 – Forma PWM, assimétrico à esquerda, simétrico à direita

Da Figura 2.8:

- $regPWM$ é a entrada numérica do *hardware* de PWM, seu valor define a largura do pulso na saída.
- PWM é a saída elétrica, e \overline{PWM} a saída elétrica com lógica complementar. Para que haja uso deste mecanismo no braço do inversor a três níveis com o objetivo de gerar os estados P, O e N na Figura 2.5 é necessário, para cada braço, dois módulos de hardware PWM para completar quatro saídas físicas, uma para cada chave do braço.

Da Figura 2.5 define-se que a ligação lógica entre as chaves de um dos braços e os *hardwares* PWM, nomeados de A e B, seja de acordo com a equação (2.12).

$$\begin{aligned} S_{1a} &= PWM_A \\ S_{2a} &= PWM_B \\ S_{3a} &= \overline{PWM_A} \\ S_{4a} &= \overline{PWM_B} \end{aligned} \quad (2.12)$$

O objetivo é obter, dentre as quatro possibilidades, os três estados necessários que acionam as chaves de modo que a saída do braço seja P, O ou N. Essa relação da equação (2.12) possibilitará que o inversor a três níveis se comporte como inversor a dois níveis para extração de resultados comparativos. Para tal faz-se $PWM_B = PWM_A$, logo, o modo a dois níveis ou modo a três níveis poderá se definido via programação e não por reconfiguração das ligações elétricas. A Tabela 2.6 e a Tabela 2.7 apresentam as combinações lógicas do acionamento das chaves por braço no inversor, respectivamente, a três níveis e a dois níveis, onde x é o braço do inversor (a, b ou c), o número “0” indica chave desligada e “1” chave ligada.

Tabela 2.6– Tabela da verdade para as chaves no inversor na condição três níveis

S_{1x}	S_{2x}	$S_{3x} = \overline{S_{1x}}$	$S_{4x} = \overline{S_{2x}}$	saída do braço
0	0	1	1	N
0	1	1	0	O
1	0	0	1	não usado
1	1	0	0	P

Tabela 2.7 – Tabela da verdade para as chaves no inversor na condição dois níveis

S_{1x}	$S_{2x} = S_{1x}$	$S_{3x} = \overline{S_{1x}}$	$S_{4x} = \overline{S_{2x}}$	saída do Braço
0	0	1	1	N
1	1	0	0	P

Para a implementação da modulação vetorial conclui-se que para cada braço do inversor três níveis deve haver dois módulos de *hardware* PWM com saídas lógica complementares, portanto, para o inversor a três níveis, que possui 12 chaves, faz-se necessário um microprocessador ou processador digital de sinais que possua 6 módulos *hardware* PWM com saídas lógicas complementares.

Da Tabela 2.6 nota-se que há a situação em que S_{1a} e S_{4a} ficam acionadas, é uma situação não contemplada pela modulação e deverá ser evitada.

Ilustra-se na Figura 2.9 uma situação do PWM em operação do braço *a* do inversor, mostrando a possibilidade da geração dos estados P, O e N.

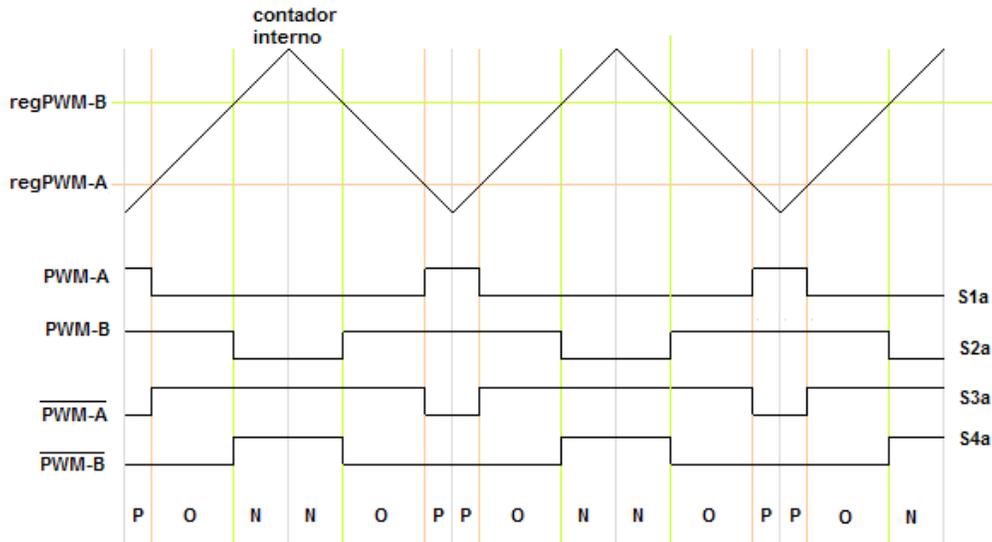


Figura 2.9 – Geração dos estados P, O e N utilizando hardware PWM simétrico

A Figura 2.10 subdivide o hexágono do Figura 2.7 em seis grandes regiões iguais, a seguir, A, B, C, D, E e F.

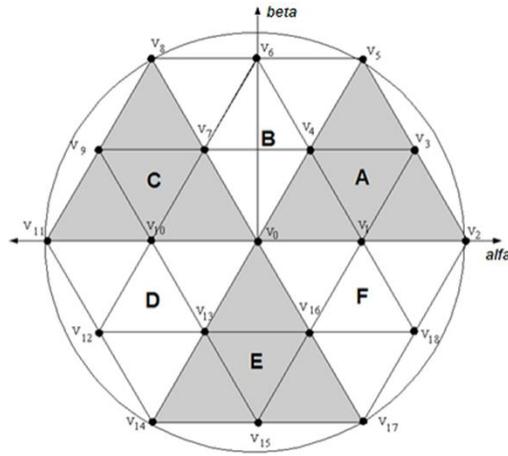


Figura 2.10 – Seis divisões, regiões ou sextantes do plano (α, β) do inversor a três níveis

Todas as regiões são geometricamente iguais a exceção de um ângulo que as defasa. Esta observação é relevante, pois ao se constituir o processo de síntese vetorial da modulação basta que o cálculo algébrico seja feito apenas para uma das regiões, o resultado para as demais fica a menos de uma rotação.

Identificado como são relacionados os estados das chaves e a lógica do *hardware* PWM, os resultados encontrado em [13] ficam mais visíveis para uma replicação da montagem. Nesta referência define-se um período T , correlaciona-se, como na Figura 2.11, os estados +1, 0 e -1 de C_x respectivamente para os tempos t_{px} , tempo do estado P, t_{ox} , tempo do estado O e t_{nx} , tempo do estado N, onde a soma de todos é T como na equação (2.13). Nesta, x é o braço do inversor (a, b ou c).

$$T = t_{px} + t_{ox} + t_{nx} \tag{2.13}$$

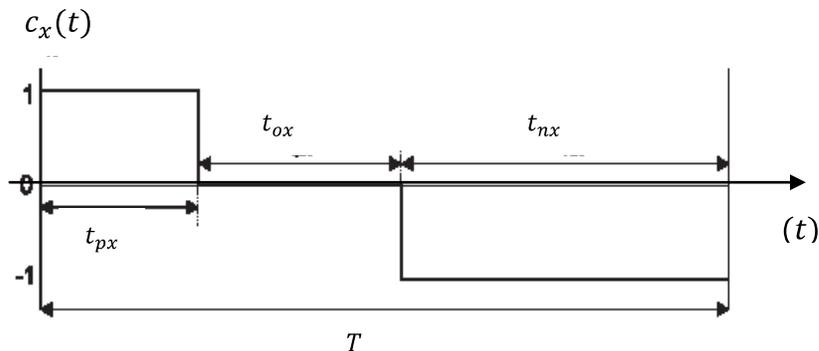


Figura 2.11 – Correlação da variável auxiliar de comando C_x com os estados P, O ou N

O desenvolvimento algébrico da modulação vetorial em [13] transcorre para o objetivo de calcular t_{px} e t_{nx} pois há correlação direta com as entradas numéricas, $regPWM$, ilustradas na Figura 2.9, dos *hardware* PWM, como mostrada na equação (2.14), seguindo a definição da equação (2.12). Os tempos t_{px} e t_{nx} , em sequência, estão relacionados com o valor médio de c_x , $\overline{c_x}(t)$, sob o período T como mostrado na equação (2.15).

$$\begin{aligned} regPWM_A &= constante \cdot t_{pa} \\ regPWM_B &= constante \cdot t_{na} \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\overline{c_x}(t) = \frac{t_{px} - t_{nx}}{T} \quad (2.15)$$

Em síntese: para cada vetor $\vec{V}_{resultante}$, (Figura 2.7) do plano (α, β) , onde pela equação (2.3) correlaciona-se com V_{an} , V_{bn} e V_{cn} , que por vez, correlacionam-se com C_a , C_b e C_c pela equação (2.10), tendo relação direta com as entradas numéricas dos PWM da substituição da equação (2.14) em (2.15), é possível, portanto, calcular os tempos dos estados P, O e N nos PWM com a entrada de um $\vec{V}_{resultante}$ desejado no plano (α, β) . Este processo é apresentado a seguir e seguirá um desenvolvimento algébrico e geométrico do plano (α, β) .

2.5.3 Algoritmo de identificação de região geométrica no plano (α, β)

A seguir será descrito o esquema de localização de um vetor no plano (α, β) dado seus valores trifásicos correspondentes V_{an} , V_{bn} e V_{cn} .

A equação (2.16) apresenta o processo de transformação inversa apresentado na equação (2.3), ou seja, calcular V_{an} , V_{bn} e V_{cn} a partir de V_α e V_β , ou ainda, a partir da representação polar

$$|V| \angle \theta, \text{ onde } |V| = \sqrt{(V_\alpha)^2 + (V_\beta)^2} \text{ e } \theta = \arctg(V_\beta/V_\alpha).$$

$$\begin{aligned}
v_{an} &= v_{\alpha} \\
aux_1 &= -\frac{1}{2} \cdot v_{\alpha} \\
aux_2 &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{\beta} \\
v_{bn} &= aux_1 + aux_2 \\
v_{cn} &= aux_1 - aux_2
\end{aligned} \tag{2.16}$$

onde aux_1 e aux_2 são variáveis auxiliares

2.5.3.1 Macro-regiões

A Figura 2.12 apresenta as relações de correlação geométricas do plano (α, β) e algébricas de V_{an} , V_{bn} e V_{cn} no tempo. As regiões A, B, C, D, E e F são geometricamente iguais e são rotacionadas a partir da permuta de V_{an} , V_{bn} e V_{cn} , possibilitando que o algoritmo possa ser sintetizado apenas para a região A. O cálculo dos tempos da modulação para as demais regiões é feito apenas permutando as tensões de entrada. Segue o resumo das rotações:

Rotação da região A para A: V_{an} , V_{bn} , V_{cn}

Rotação da região B para A: V_{bn} , V_{an} , V_{cn}

Rotação da região C para A: V_{bn} , V_{cn} , V_{an}

Rotação da região D para A: V_{cn} , V_{bn} , V_{an}

Rotação da região E para A: V_{cn} , V_{an} , V_{bn}

Rotação da região F para A: V_{an} , V_{cn} , V_{bn}

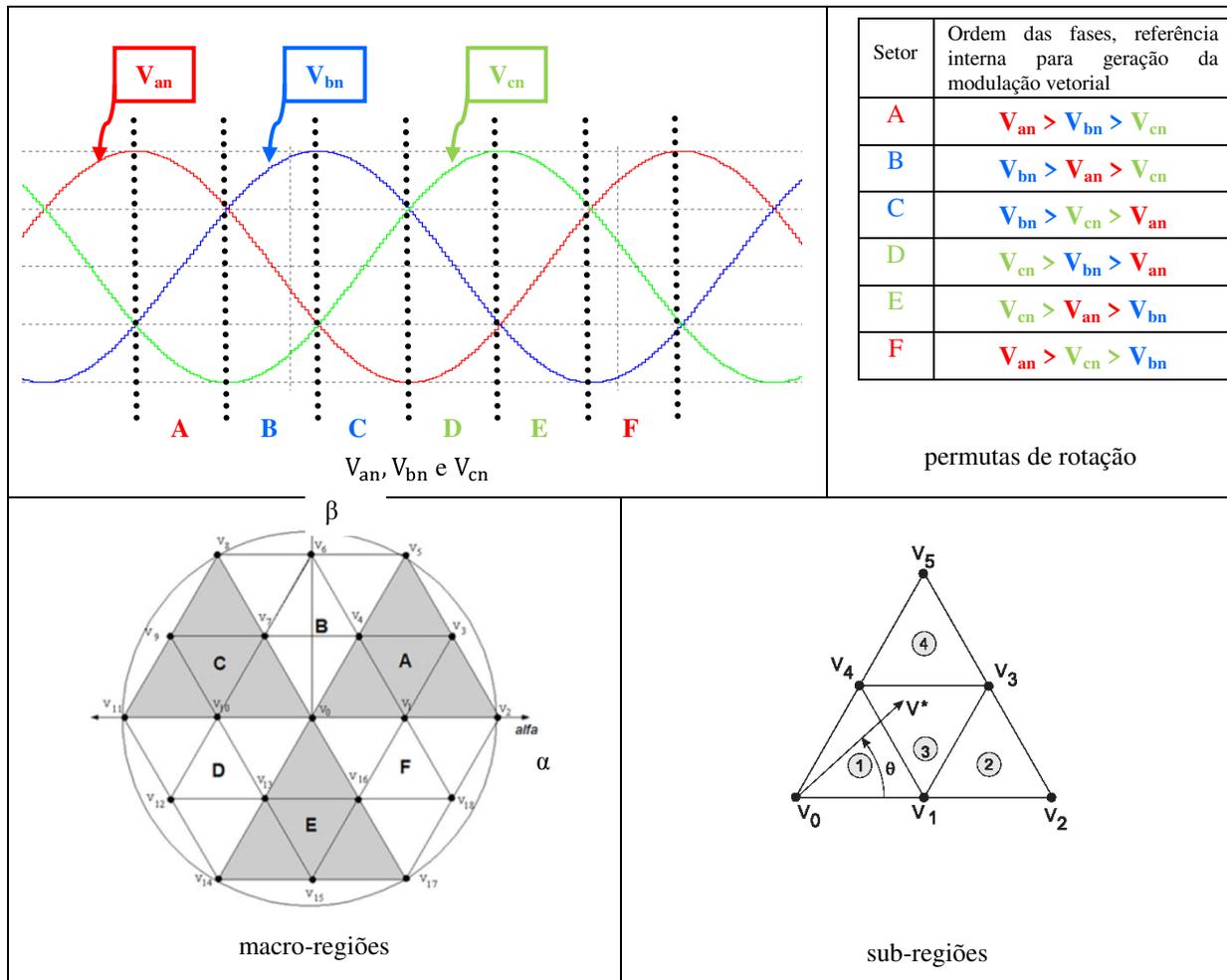


Figura 2.12 – Correlações das regiões geométricas do plano (α, β) com V_{an} , V_{bn} e V_{cn}

O algoritmo de identificação da macro-região (A, B, C, D, E ou F) está apresentado no Apêndice B. A seguir identifica-se como calcular algebricamente as sub-regiões da região A pela análise das áreas e suas inequações dos segmentos de reta ilustradas pela Figura 2.12, sub-regiões. A exemplo da Tabela 2.4 inserem-se as tensões de linha da equação (2.17) na Tabela 2.8

$$\begin{aligned}
 V_{ab} &= V_{an} - V_{bn} & V_{ba} &= V_{bn} - V_{an} \\
 V_{bc} &= V_{bn} - V_{cn} & V_{cb} &= V_{cn} - V_{bn} \\
 V_{ca} &= V_{cn} - V_{an} & V_{ac} &= V_{an} - V_{cn}
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

Tabela 2.8 – Correlação completa dos vetores no plano (α, β) , no plano abc e tensões de linha

grupo	$ V $	vetor	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{an} - V_{bn}$	$V_{an} - V_{cn}$	$V_{bn} - V_{cn}$	V_{α}	V_{β}	θ
nulos	0	V_0	0	0	0				0	0	0
pequenos	$\frac{E}{3}$ ou 0,333E	V_1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{3}$	0	0
		V_4	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	60°
		V_7	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	120°
		V_{10}	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{3}$	0	180°
		V_{13}	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	240°
		V_{16}	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	300°
Médios	$\frac{\sqrt{3} \cdot E}{3}$ ou 0,577E	V_3	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	E	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	30°
		V_6	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	E	0	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	90°
		V_9	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-E$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	150°
		V_{12}	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-E$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	210°
		V_{15}	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-E$	0	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	270°
		V_{18}	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	E	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{6}$	330°
Grandes	$\frac{2E}{3}$ ou 0,666E	V_2	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	E	E	0	$\frac{2E}{3}$	0	0
		V_5	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	0	E	E	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	60°
		V_8	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-E$	0	E	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}$	120°
		V_{11}	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-E$	$-E$	0	$-\frac{2E}{3}$	0	180°
		V_{14}	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0	$-E$	$-E$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	240°
		V_{17}	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	E	0	$-E$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}E}{3}$	300°

2.5.3.2 Sub-região 1

A análise da sub-região 1 é feita na Tabela 2.9 e Tabela 2.10 a seguir.

Tabela 2.9 – Sub-região 1

	<p>A sub-região 1 está delimitada por três segmentos de reta, V0-V1, V1-V4 e V0-V4. O módulo do vetor espacial é fornecido e, se ele for menor do que os valores delimitados pelo segmento V1-V4, pode-se afirmar que ele está na sub-região 1.</p>
--	---

Tabela 2.10 – Análise comparativa dos vetores V1 e V4 na sub-região 1

vetor	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{an} - V_{bn}$	$V_{an} - V_{cn}$	$V_{bn} - V_{cn}$	V_{α}	V_{β}	θ
V ₁	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{3}$	0	0
V ₄	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	60°

Percebe-se que V1 e V4, além de estarem sob o mesmo segmento de reta, possuem o mesmo valor para a diferença ($V_{an} - V_{cn}$) e, por inferência, todas as coordenadas sobre o segmento de reta V1-V4 terão o mesmo valor de fase entre as fases a e c do inversor, igual a E/2, de acordo com a Tabela 2.10, ou seja, pode-se representar as áreas geométricas das sub-regiões através de inequações, em análise conjunta com a Figura 2.12:

- se $\vec{V}_{resultante}$ fornecido estiver ao lado esquerdo do segmento de reta V1-V4, então: $V_{an} - V_{cn} < E/2$
- ou ao lado direito deste segmento de reta, então: $V_{an} - V_{cn} > E/2$

Ou seja, estar do lado esquerdo, $V_{an}-V_{cn} < E/2$, já define que o vetor está na sub-região.

2.5.3.3 Sub-região 2

A análise da sug região 2 é feita na Tabela 2.11 e Tabela 2.12 a seguir.

Tabela 2.11 – Sub-região 2

	<p>A sub-região 2 está delimitada por três segmentos de reta, V1-V2, V2-V3 e V3-V1. O módulo do vetor espacial é fornecido e, se ele for menor do que os valores delimitados pelo segmento V3-V1, pode-se afirmar que ele está na sub-região 2.</p>
--	---

Tabela 2.12 – Análise comparativa dosvetores V1 e V3 na sub-região 2

<i>vetor</i>	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{an} - V_{bn}$	$V_{an} - V_{cn}$	$V_{bn} - V_{cn}$	V_{α}	V_{β}	θ
V_1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{3}$	0	0
V_3	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	E	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	30°

Por analogia tem-se para o segmento de reta V1-V3:

lado esquerdo: $V_{an}-V_{bn} < E/2$

ou ao lado direito: $V_{an}-V_{bn} > E/2$

Ou seja, estar do lado direito, $V_{an}-V_{bn} > E/2$, já define que o vetor está na sub-região 2.

2.5.3.4 Sub-região 4

A análise da sug região 4 é feita na Tabela 2.13 e Tabela 2.14 a seguir.

Tabela 2.13 – Sub-região 4

	<p>A sub-região 4 está delimitada por três segmentos de reta, V4-V3, V3-V5 e V5-V4. O módulo do vetor espacial é fornecido e, se ele for menor do que os valores delimitados pelo segmento V4-V3, pode-se afirmar que ele está na sub-região 4.</p>
--	---

Tabela 2.14 – Análise comparativa dos vetores V4 e V3 na sub-região 4

vetor	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{an} - V_{bn}$	$V_{an} - V_{cn}$	$V_{bn} - V_{cn}$	V_{α}	V_{β}	θ
V4	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	60°
V3	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	E	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{\sqrt{3}E}{6}$	30°

Por analogia tem-se para o segmento de reta V4-V3:

lado de baixo: $V_{bn}-V_{cn} < E/2$

ou ao lado de cima: $V_{bn}-V_{cn} > E/2$

2.5.3.5 Sub-região 3

Estar do lado acima do segmento de reta, $V_{bn}-V_{cn} > E/2$, já define que o vetor está na sub-região 4 e o fato de não estar nas sub-regiões 1, 2 ou 4 implica dizer que ele está na sub-região 3.

Pode-se escrever agora o algoritmo que compara as coordenadas do vetor espacial no sistema abc (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}), dentro de uma região já identificada, que vai definir qual sub-região o vetor espacial fornecido está.

O algoritmo de identificação da sub-região (1, 2, 3, ou 4) está apresentado no Apêndice B.

Em síntese, com essa análise das macro-regiões e sub-regiões é possível identificar, dentre as 24 áreas geométricas triangulares da Figura 2.7 ilustradas na Figura 2.13, onde está o $\vec{V}_{resultante}$ desejado para o inversor a três níveis.

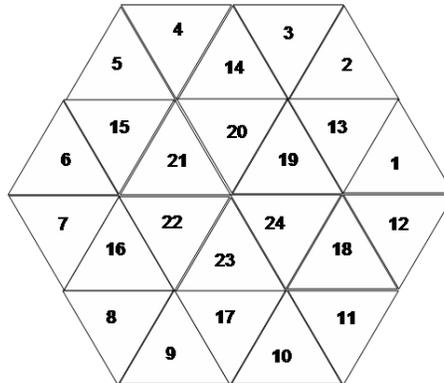


Figura 2.13 – Todas as 24 regiões delimitada pelos estados de chaveamento das chaves do plano (α, β) para modulação de vetores espaciais para inversor três níveis

O fato de toda a área de possibilidades do plano (α, β) estar dividido em áreas geométricas triangulares, permite a identificação dos três vetores mais próximos da coordenada fornecida. Com esta informação se estabelece equações que calculam os tempos de permanência de cada vetor para criar o efeito de vetor espacial médio desejado pela coordenada fornecida.

2.5.4 Desequilíbrio no elo CC e padrões de chaveamento

Antes de equacionar os tempos t_{pa} , t_{na} , t_{pb} , t_{nb} , t_{pc} e t_{nc} estabelece-se condições para um funcionamento melhor do inversor de acordo com [13].

Para minimizar efeito de interferência por ruídos de comutação das chaves de potência no sistema, escolhem-se as configurações dos vetores em que, ao mudar de um vetor para outro, haja apenas uma mudança de chave.

Para aproveitar a estrutura de um PWM simétrico, como na Figura 2.8, duplica-se a sequência de vetores escolhida. O padrão de chaveamento simétrico ajuda no balanceamento do elo do barramento CC.

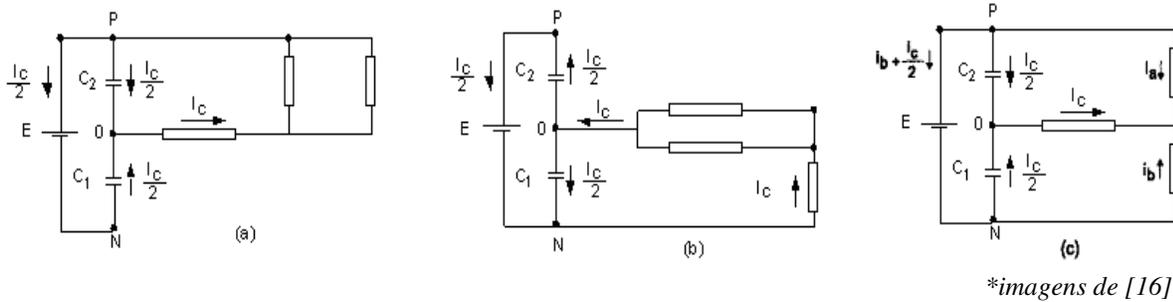


Figura 2.14 – Caminho das correntes nos capacitores do elo CC para os possíveis estados de chaveamento.

Na Figura 2.14 anterior

(a) pode ser: PPO, POP, OPP; respectivamente: V4, V16 e V10

(b) pode ser: OON, ONO, NOO; respectivamente: V4, V16 e V10

(c) poder ser: PON, OPN, NPO, NOP, ONP, PNO; respectivamente: V3, V6, V9, V12, V15, V18

Ou seja, o padrão de chaveamento completo ou o uso de todos devem ser explorados de forma simétrica.

Tem-se na Figura 2.15, sobrepostos, os possíveis estados de chaveamento nos braços do inversor, os possíveis vetores e as respectivas quatro sub-regiões para a macro-região A.

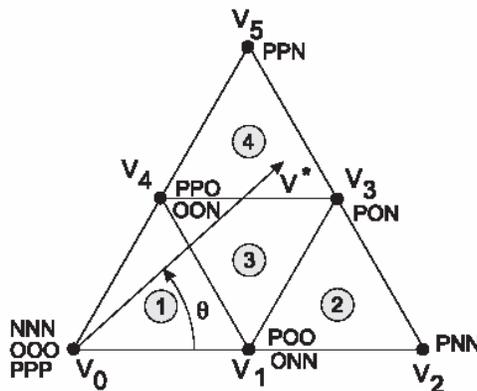


Figura 2.15- Região A, suas sub-regiões e estados de chaveamento

2.5.4.1 Equações das sub-regiões

Da análise anterior dos caminhos da corrente chega-se a restrições que ajudam a conter o desequilíbrio nos capacitores [13], apresentam-se na Tabela 2.15.

Tabela 2.15 – Restrições no cálculo dos tempos do PWM

Restrições da sub-região 1	$2T_{NNN} = T_{OOO} \rightarrow 2t_{na} = T - t_{pa} - t_{nc}$ $2T_{PPP} = T_{OOO} \rightarrow 2t_{pc} = T - t_{pa} - t_{nc}$ $2T_{PPO} = T_{OON} \rightarrow t_{pb} - t_{pc} = t_{nc} - t_{nb}$ $2T_{POO} = T_{ONN} \rightarrow t_{pa} - t_{pb} = t_{nb} - t_{na}$
Restrições da sub-região 2	$T_{POO} = T_{ONN} \rightarrow t_{pa} = t_{nc}$
Restrições da sub-região 3	$T_{PPO} = T_{ONN} \rightarrow t_{pb} + t_{nb} + t_{pa} = T$ $T_{POO} = T_{ONN} \rightarrow t_{nc} + t_{nb} + t_{pb} = T$
Restrições da sub-região 4	$T_{PPO} = T_{OON} \rightarrow t_{pa} = t_{nc}$

As Figura 2.16, Figura 2.17, Figura 2.18 e Figura 2.19 apresentam a composição dos vetores dentro do período de chaveamento, respectivamente para a sub-regiões 1, 2, 3 e 4.

A Tabela 2.16 contém o resumo das equações discretizadas fornecidas em de [13].

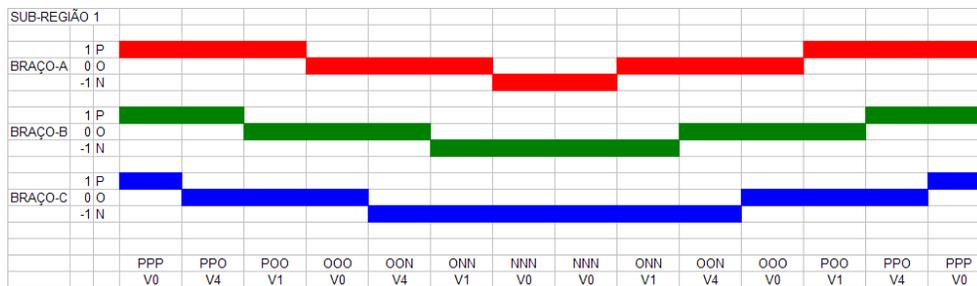


Figura 2.16 – Vetores e estados P,O,N na sub-região 1



Figura 2.17- Vetores e estados P,O,N na sub-região 2

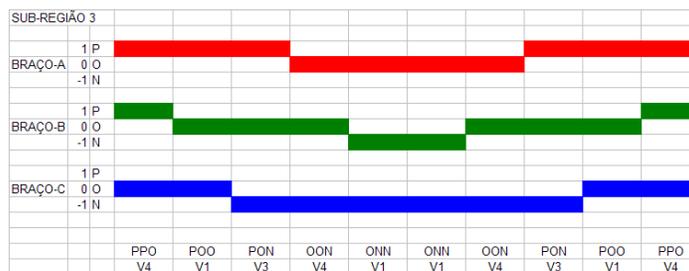


Figura 2.18 - Vetores e estados P,O,N na sub-região 3

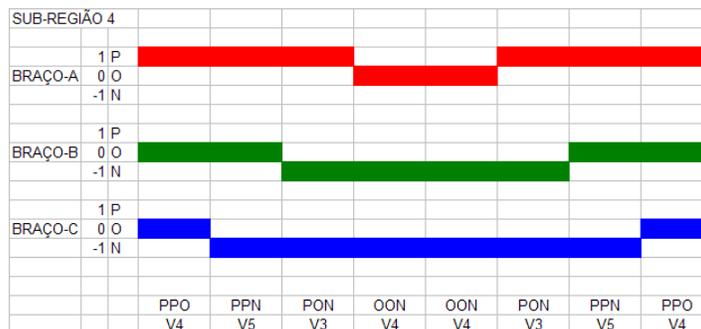
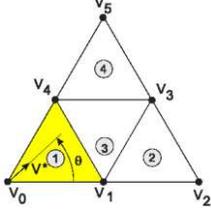
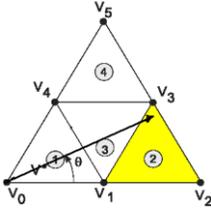
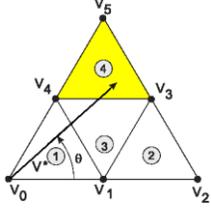
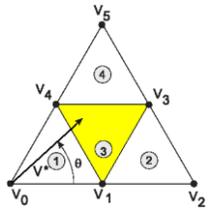


Figura 2.19 - Vetores e estados P,O,N na sub-região 4

Tabela 2.16 – Tabela resumo das equações de PWM para as sub-regiões

	$T_{pa} = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}(V_{an} - V_{cn})$ $T_{na} = \frac{T}{4} + \frac{T}{2E}(V_{an} - V_{cn})$ $T_{pb} = \frac{T}{4} + \frac{3T}{2E}(V_{bn})$ $T_{nb} = \frac{T}{4} - \frac{3T}{2E}(V_{bn})$ $T_{pc} = T_{na}$ $T_{nc} = T_{pa}$ <div style="text-align: right;">(2.18)</div>
	$T_{pa} = \frac{T}{2E}(V_{an} - V_{cn})$ $T_{na} = 0$ $T_{pb} = T_{na}$ $T_{nb} = -\frac{3T}{E}(V_{bn})$ $T_{pc} = T_{na}$ $T_{nc} = \frac{T}{2E}(V_{an} - V_{cn})$ <div style="text-align: right;">(2.19)</div>
	$T_{pa} = \frac{T}{E}(V_{an} - V_{cn})$ $T_{na} = 0$ $T_{pb} = T_{na}$ $T_{nb} = +\frac{3T}{E}(V_{bn})$ $T_{pc} = T_{na}$ $T_{nc} = T_{pa}$ <div style="text-align: right;">(2.20)</div>
	$T_{pa} = \frac{T}{E}(V_{an} - V_{cn})$ $T_{na} = 0$ $T_{pb} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}(V_{bn} - V_{an})$ $T_{nb} = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}(V_{cn} - V_{bn})$ $T_{pc} = T_{na}$ $T_{nc} = T_{pa}$ <div style="text-align: right;">(2.21)</div>

2.5.4.2 Normalização do índice de modulação no PWM

Objetiva-se procurar o fator de normalização para que os valores pico-a-pico das tensões de fase alcancem o valor do elo CC. O resultado desta busca apresenta-se na sequência. Para simplificar a programação e principalmente reduzir operações matemática do algoritmo definiu-se $T=1$ e $E=2$. A definição de $T=1$ para facilitar que o tempo total do período seja 100%. A definição de $E=2$ tem uma justificativa empírica para deixar os valores resultantes de T_{px}, T_{nx} entre 1 e 2, facilitando o cálculo da matemática de ponto fixo do processador digital de sinais usado. O resumo destas definições estão apresentadas na Tabela 2.17.

Tabela 2.17 – Equações das sub-regiões para programação

//região 1 $T_{pa} = 0.25 + 0.25*(V_a - V_c);$ $T_{na} = 0.25 - 0.25*(V_a - V_c);$ $T_{pb} = 0.25 + 0.75*V_b;$ $T_{nb} = 0.25 - 0.75*V_b;$ $T_{pc} = T_{na};$ $T_{nc} = T_{pa};$	//região 2 $T_{pa} = 0.5*(V_a - V_c);$ $T_{na} = 0;$ $T_{pb} = 0;$ $T_{nb} = -1.5*V_b;$ $T_{pc} = 0;$ $T_{nc} = T_{pa};$
//região 3 $T_{pa} = 0.5*(V_a - V_c);$ $T_{na} = 0;$ $T_{pb} = 0.5 + 0.5*(V_b - V_a);$ $T_{nb} = 0.5 + 0.5*(V_c - V_b);$ $T_{pc} = 0;$ $T_{nc} = T_{pa};$	//região 4 $T_{pa} = 0.5*(V_a - V_c);$ $T_{na} = 0;$ $T_{pb} = 1.5*V_b;$ $T_{nb} = 0;$ $T_{pc} = 0;$ $T_{nc} = T_{pa};$

O módulo do vetor para índice de modulação unitário define-se como sendo a circunferência circunscrita ao hexágono da Figura 2.7, ou seja, a amplitude máxima da senóide em tensão entre as saídas do inversor será o valor do elo CC.

A equação (2.22) apresenta as tensões de linha V_{an}, V_{bn} e V_{cn} normalizadas em valores calculados pela Tabela 2.17, dada diretamente pelos tempos calculados no algoritmo da modulação.

A equação (2.23) mostra as tensões de fase V_{ab}, V_{bc} e V_{ca} , a quais deseja-se ter a normalização do índice de modulação em valores entre +1 e -1.

$$\begin{aligned} V_{an} &= (t_{pa} + t_{na}) \\ V_{bn} &= (t_{pb} + t_{nb}) \\ V_{cn} &= (t_{pc} + t_{nc}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} V_{ab}(\textit{normalizada}) &= \textit{normalização} \cdot [(t_{pa} + t_{na}) - (t_{pb} + t_{nb})] \\ V_{bc}(\textit{normalizada}) &= \textit{normalização} \cdot [(t_{pb} + t_{nb}) - (t_{pc} + t_{nc})] \\ V_{ca}(\textit{normalizada}) &= \textit{normalização} \cdot [(t_{pc} + t_{nc}) - (t_{pa} + t_{na})] \end{aligned} \quad (2.23)$$

Para calcular o fator de normalização pode-se isolar a situação do vetor V3 da Figura 2.7 que representa o maior raio possível de uma circunferência circunscrita ao hexágono.

Os valores de V_{an} , V_{bn} e V_{cn} correspondentes ao vetor V3, de acordo com a Tabela 2.8, são apresentados pela equação (2.24) normalizados para $E = 2$.

$$[V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}] = \left[\frac{E}{2} \quad 0 \quad -\frac{E}{2} \right]$$

como $E = 2$ por definição,

$$[V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]' = [1 \quad 0 \quad -1]$$

Também pelas informações da Tabela 2.8, $|V3| = \sqrt{3}/3$, ou seja a condição dada por V_{an} , V_{bn} e V_{cn} calculados pelo algoritmo com $T=1$ e $E=2$, faz com que as tensões de fase tenha o fator de normalização de $\sqrt{3}/3$, ou 0,5774 para o índice de modulação unitário.

$$\begin{aligned} V_{ab}(\textit{normalizada}) &= (\sqrt{3}/3) \cdot [(t_{pa} + t_{na}) - (t_{pb} + t_{nb})] \\ V_{bc}(\textit{normalizada}) &= (\sqrt{3}/3) \cdot [(t_{pb} + t_{nb}) - (t_{pc} + t_{nc})] \\ V_{ca}(\textit{normalizada}) &= (\sqrt{3}/3) \cdot [(t_{pc} + t_{nc}) - (t_{pa} + t_{na})] \end{aligned} \quad (2.25)$$

A Figura 2.20 apresenta o resumo dos resultados algébricos. As inflexões na crista da onda são consequências inerentes do algoritmo na trajetória circular do vetor ao passar na direção dos vetores V3, V6, V9, V12, V15, V18 (Figura 2.7) e também pode ser interpretada como uma injeção de terceira harmônica. Esta propriedade permite um melhor aproveitamento do nível do

elo CC para o valor pico-a-pico das tensões de fase, uma característica inerente à modulação vetorial. Sem esta terceira harmônica a máxima tensão possível de saída do inversor teria em conta a queda de tensão nas chaves.

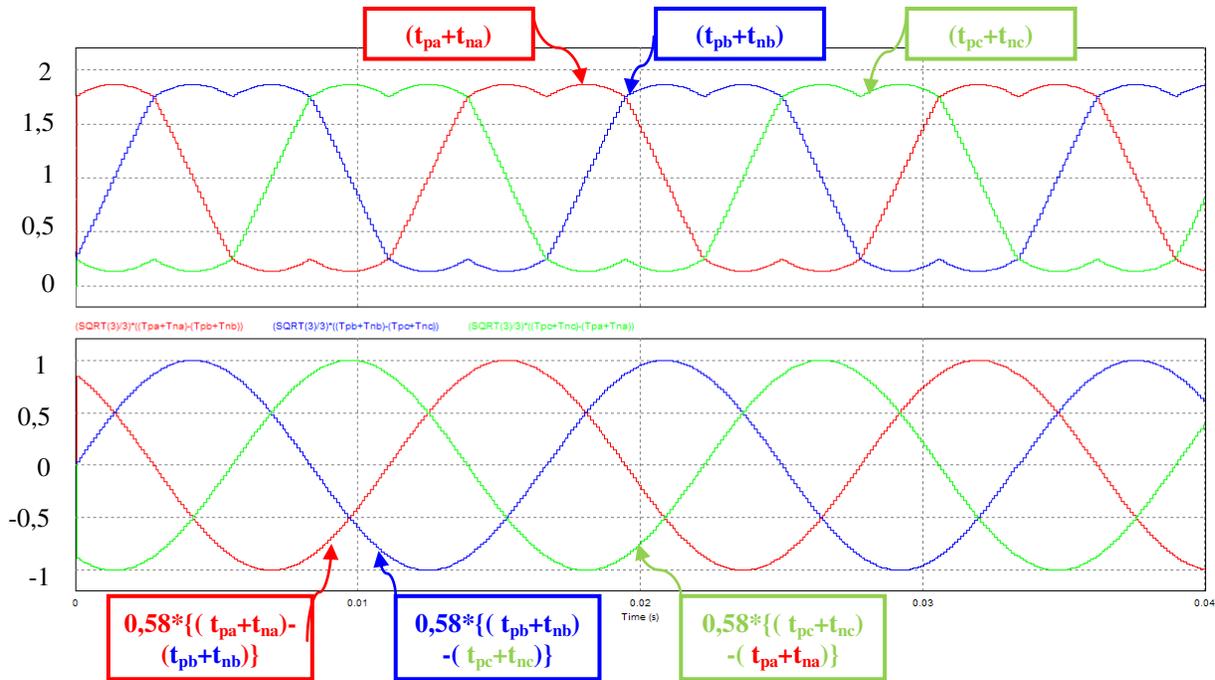


Figura 2.20 – Modulação vetorial no tempo e fator de normalização de uso do elo CC

2.5.4.3 Proposta para compensação de desequilíbrio das tensões nos capacitores do barramento CC

Há no próprio equacionamento do algoritmo da modulação vetorial premissas de simetria com carga trifásica equilibrada, atribuindo esta mesma condição ao longo do ciclo de 60Hz nas tensões dos capacitores (Figura 2.14), mas, possuindo intrinsecamente esta compensação, tem-se na Figura 5.8 e Figura 5.9 a representação experimental onde ocorre significativa diferença quando há realmente carga desequilibrada. Propõe-se um mecanismo de ação para futuro interfaceamento de controlador a exemplo de técnica semelhante em [20], que realiza a compensação vetorialmente. Este mecanismo é mostrado pelas equações (2.26), (2.27). e pela Figura 2.21. Tal mecanismo é baseado no ajuste da amplitude máxima dos semi ciclos positivos e semi ciclos negativos das senóides sintetizadas pelo inversor como na equação (2.26), onde Fator P corresponde ao semiciclo positivo e Fator N ao semiciclo negativo.

$$\begin{aligned}
 t'_{pa} &= [\text{Fator P}] \cdot t_{pa} \\
 t'_{pb} &= [\text{Fator P}] \cdot t_{pb} \\
 t'_{pc} &= [\text{Fator P}] \cdot t_{pc} \\
 t'_{na} &= [\text{Fator N}] \cdot t_{na} \\
 t'_{nb} &= [\text{Fator N}] \cdot t_{nb} \\
 t'_{nc} &= [\text{Fator N}] \cdot t_{nc}
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

O mecanismo de compensação ocorreu através da observação de que a diferença das tensões ($V_{C1}-V_{C2}$) é função do comportamento dos semi ciclos positivos e dos semi ciclos negativos das ondas sintetizadas pelo inversor, respectivamente definidos por um ganho Fator P e Fator N, como mostra a equação (2.27).

$$(V_{C1} - V_{C2}) = \text{função}(\text{Fator P}, \text{Fator N})
 \tag{2.27}$$

Diante da estrutura do inversor e dos limites de tensão visualiza-se que os fatores multiplicativos Fator P e Fator N deverão ser menor que um, pois não é possível aumentar a máxima tensão do barramento CC. Estas mesmas variáveis, Fator P e Fator N, também deverão atuar em faixa percentual de modo a não interferir nos controladores do sistema a que o inversor está operando. São duas as possíveis condições de desequilíbrio:

Se $V_{C1} > V_{C2}$ então reduz-se Fator P até que $V_{C1} = V_{C2}$.

Se $V_{C2} > V_{C1}$ então reduz-se Fator N até que $V_{C1} = V_{C2}$.

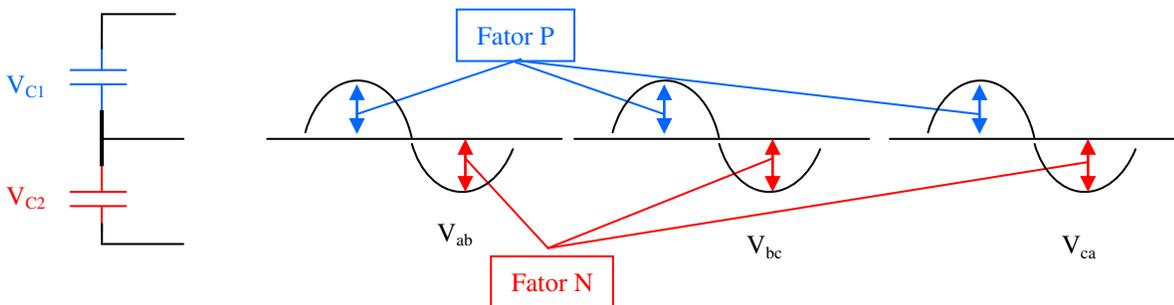


Figura 2.21 – Correlação das variáveis do mecanismo de compensação para os capacitores do barramento CC

2.5.5 Descaracterização dos níveis do inversor a três níveis

A Figura 2.22 apresenta uma simulação que ilustra a descaracterização do inversor no modo a três níveis passando a atuar como se estivesse em modo a dois níveis quando operando com baixo índice de modulação. O que se observa na Figura 2.23 é um controle do barramento CC implementado por um ganho percentualmente proporcional ao índice de modulação realizado em simulação, que permite que o índice de modulação seja unitário e que não haja descaracterização dos níveis do inversor a três níveis sob baixo índice de modulação.

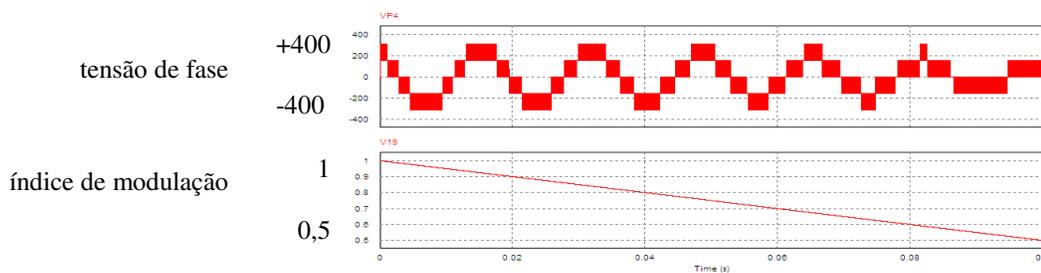


Figura 2.22 – Descaracterização do modo a três níveis para o modo a dois níveis com índice de modulação baixo

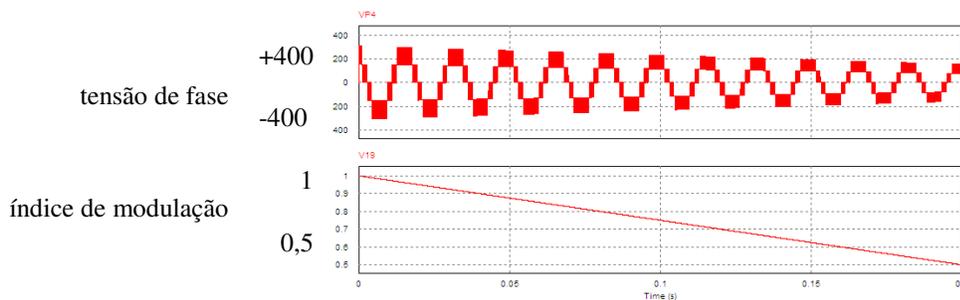


Figura 2.23 – Controle do barramento CC mantendo índice de modulação alto

O objetivo de ilustrar o comportamento de descaracterização dos níveis em índice de modulação baixo é o fato de apresentar esta questão para estudos futuros uma vez que há o dobro do custo em chaves semicondutoras de potência para construir a estrutura a três níveis em relação ao inversor a dois níveis e há os esforços computacionais da modulação vetorial por largura de pulsos ao respectivo inversor.

O mecanismo para compensação do índice de modulação (variar a tensão do elo CC) parece ter pouco interesse prático, a dinâmica de controle de máquinas solicitada por controle de

alto desempenho para baixo índice de modulação pode ser muito diferente daquela possível para o elo CC. Ou seja, em muitas aplicações é preciso variar rapidamente a referência de tensão senoidal, e possivelmente a dinâmica de variação da tensão do barramento em uma ampla faixa não satisfaça essa condição, porém, acredita-se que, quando se estabelece um limiar de descaracterização possa-se atuar compensando o elo CC e aproveitar as vantagens da estrutura multinível em aplicações onde a dinâmica de resposta, em ampla faixa de valores do índice de modulação, tenha um compromisso controlado. Dentro deste contexto encontram-se trabalhos como [21] e [22] que apresentam soluções para operação do inversor multinível em baixo índice de modulação, porém envolvendo outras técnicas de modulação e não a modulação por largura de pulsos por vetores espaciais com a qualidade harmônica intrínseca do método sem modificações [11].

Capítulo 3

CONTROLE DO MOTOR SÍNCRONO A IMÃS PERMANENTES

3.1 O MOTOR

A Figura 3.1 apresenta os tipos de motores de corrente contínua e de corrente alternada existentes no mercado comercial de motores elétricos. Os motores a imãs permanentes, ou comumente conhecidos como servomotores, competem com os motores de indução trifásicos em muitas aplicações, portanto são motores em evidência atualmente [16].

O motor síncrono trifásico a imãs permanentes é fisicamente constituído por enrolamentos trifásicos de estator com as três fases dispostas em conjuntos de ranhuras defasadas de 120 graus entre si similar a um motor de indução trifásico, entretanto diferem-se na construção do rotor. O motor a imãs permanentes possui em seu rotor imãs distribuídos em sua superfície cilíndrica de modo a construir os pólos da máquina como apresentado na Figura 3.2.

3.2 CONTROLANDO O MOTOR

O controle de um motor elétrico pode ser realizado das seguintes maneiras: a) controle de sua velocidade, b) controle de seu torque, c) controle de posicionamento do rotor, d) pode-se também realizar ao mesmo tempo mais de um dos controles acima mencionado.

O controle de motor síncrono a imãs permanentes de alto desempenho possui algumas características importantes, as principais são: giro suave em grande faixa de velocidade (zero até a velocidade nominal), flexibilidade para desenvolver perfis de aceleração e desaceleração, controle de torque em velocidade zero, precisão na grandeza milimétrica no posicionamento

angular de parada do eixo. O controle vetorial do motor visa atingir esses objetivos e o meio que encontra é a modelagem matemática conjunta do motor com as variáveis tensão e corrente do sistema de acionamento. A modelagem por sua vez permite o acesso às variáveis e a possibilidade de controle de seus valores, seja de forma direta ou indireta. As variáveis possíveis de controle são as que se apresentam fisicamente nos terminais elétricos do motor: tensão, corrente e frequência e as mecânicas: velocidade, torque, fluxo, potência, posicionamento.

O controle por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*) tem por objetivo permitir o controle desacoplado do fluxo e do torque do motor, assim como é a natureza construtiva de um motor de corrente contínua quando acionado pelos enrolamentos de rotor e estator separadamente. Porém, as mesmas variáveis no motor síncrono a ímãs permanentes, torque e fluxo de campo, são representadas e controladas indiretamente pelas correntes de estator i_d eixo direto e i_q de eixo em quadratura.

O controle direto de torque (DTC - *Direct Torque Control*) difere do controle por orientação de fluxo por visar o controle direto nas variáveis torque e fluxo calculadas e estimadas por modelagem matemática do motor. Há duas principais formas de implementação desse controle, o DTC clássico onde os controladores de variáveis são do tipo histerese atuando diretamente nos estados de comutação das chaves do inversor e o DTC modificado que integra a modelagem vetorial do motor e do inversor atuando nas variáveis por controladores de malha fechada, como exemplo: controladores proporcional, proporcional e integral, proporcional integral e derivativo ou outro que realize o controle de variável em sistema malha fechada.

A aplicação escolhida neste trabalho para exemplificar o funcionamento do inversor a três níveis foi o controle FOC visto na Figura 3.3. Os resultados funcionais desta proposta estão apresentados como simulação no Capítulo 4 e como resultado experimental no Capítulo 5. A proposta de controle é constituída de três malhas de controle: uma para a velocidade, uma para a corrente i_q (corrente de estator no eixo em quadratura) e outra para a corrente i_d (corrente de estator no eixo direto). Não se utilizou qualquer estimação de parâmetros provinda de modelagem, apenas o controle de i_d e i_q .

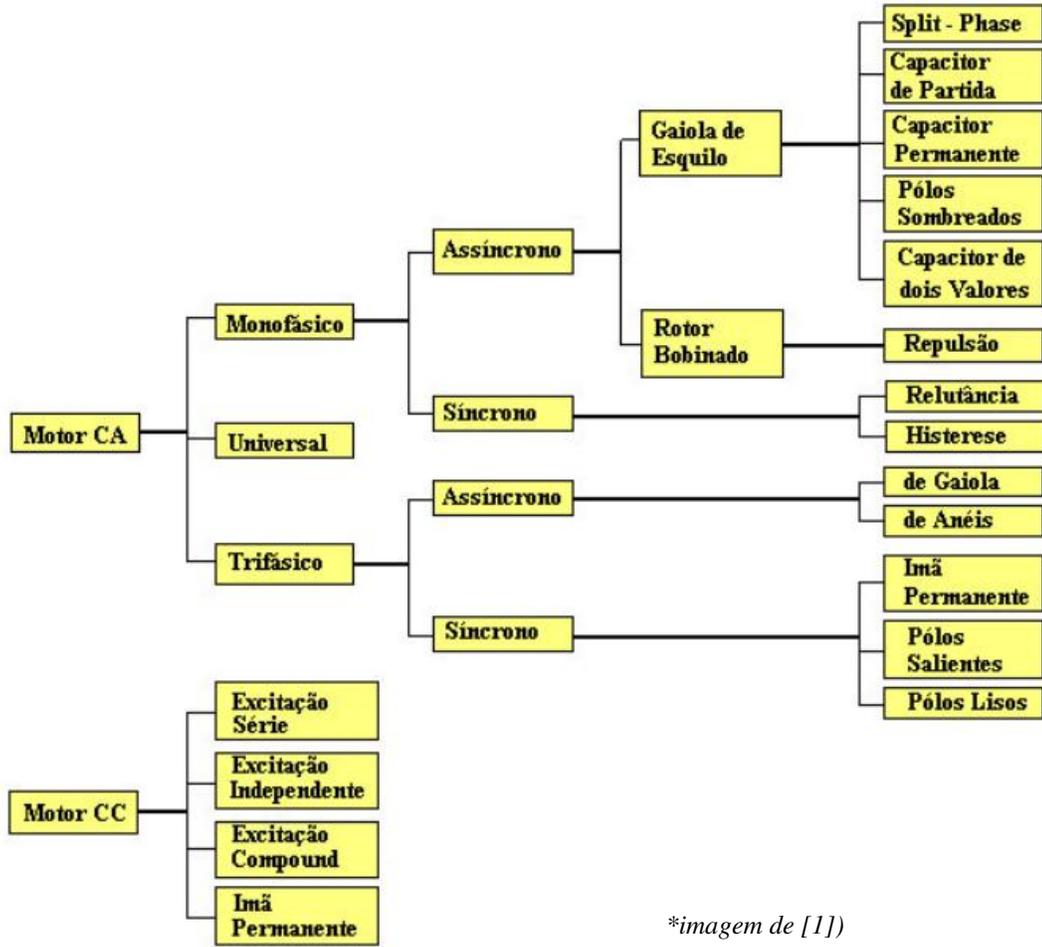
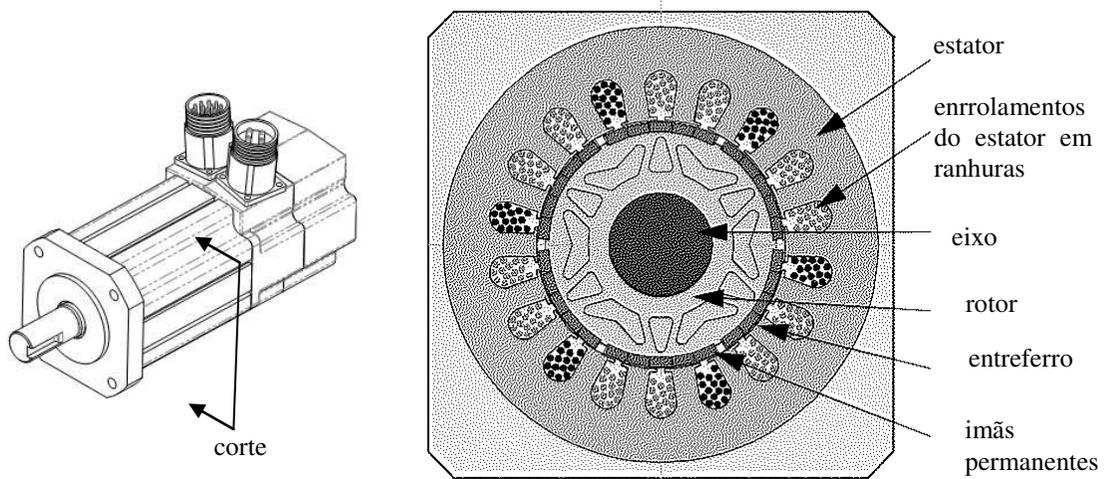


Figura 3.1 – O universo tecnológico em motores elétricos



**imagem de [3]*

Figura 3.2 – Ilustração da disposição construtiva da vista em corte de um motor síncrono a ímãs permanentes.

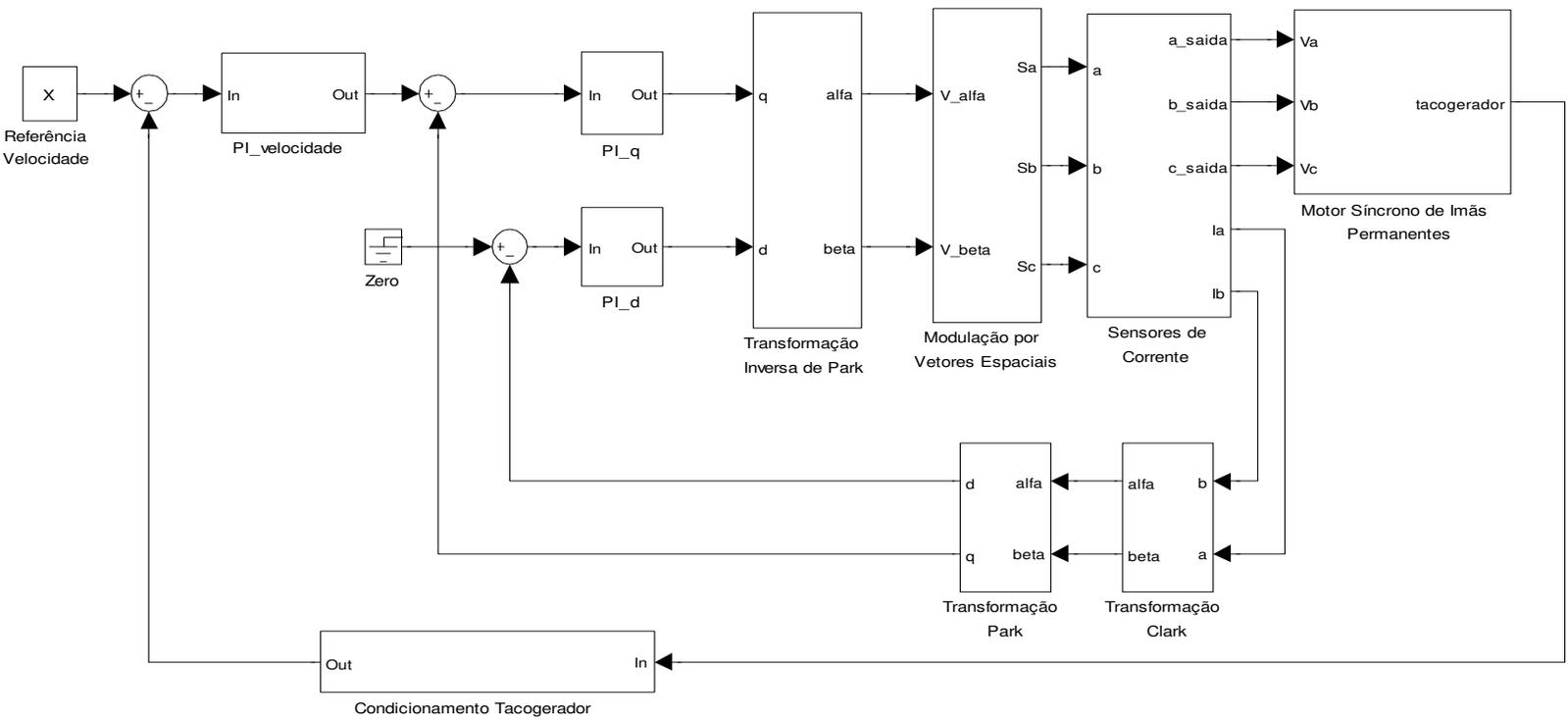
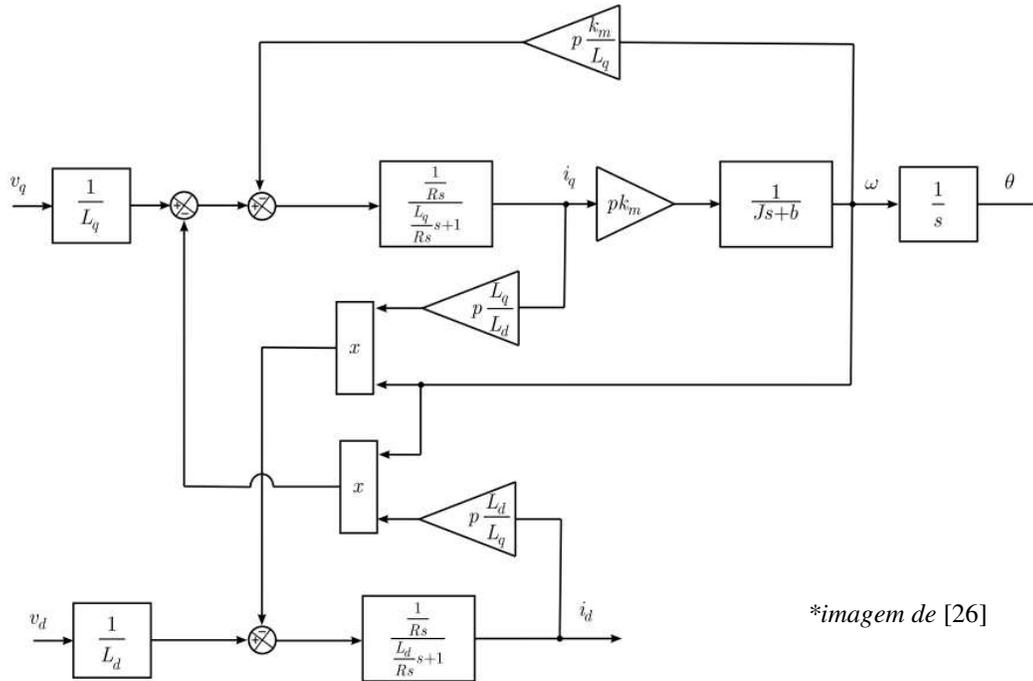


Figura 3.3. Diagrama de blocos do controle FOC utilizado

Na Figura 3.4 é apresentado o diagrama do modelo do motor síncrono de ímãs permanentes em coordenadas síncronas. A Tabela 3.1 apresenta os parâmetros do motor síncrono de ímãs permanentes usado, modelo WEG SWA 56 3.8 20F encontrados na placa de informações no próprio motor e em configurações internas ao inversor de acionamento WEG SCA05.



*imagem de [26]

Figura 3.4. Diagrama de blocos do modelo em coordenadas síncronas do motor síncrono de ímãs permanentes

Tabela 3.1 –Parâmetros do motor síncrono de ímãs permanentes usado

R_s (resistência da estator)	2,10 Ω
L_d (indutância de eixo direto)	12,12 mH
L_q (indutância de eixo em quadratura)	10,10 mH
V_{pk}/k_{rpm} (back-emf de pico)	71,8 V
p (número de pólos)	4
J (momento de inércia)	$0,311 \cdot 10^{-3} \text{ kg/m}^2$
k_m (constante do fluxo do rotor/ímã)	0,54 Wb
b (coeficiente de atrito mecânico)	$0,3 \text{ J/m}^2$

Capítulo 4

SIMULAÇÃO

Neste capítulo estão apresentados os resultados de simulação no ambiente gráfico do aplicativo computacional de simulação PSIM. Ocorre em três etapas, a primeira é a validação do algoritmo da modulação, a segunda é a constituição de controle de corrente e por fim, o sistema FOC com o motor síncrono a ímãs permanentes apresentado pela Figura 3.3.

4.1 TESTE DO ALGORITMO DA MODULAÇÃO VETORIAL EM INVERSOR A 3 NÍVEIS

Da Figura 4.1 a Figura 4.6 são apresentadas as construções e ligações que realizam a simulação no ambiente próprio do PSIM. A Figura 4.1 mostra o ambiente de simulação.

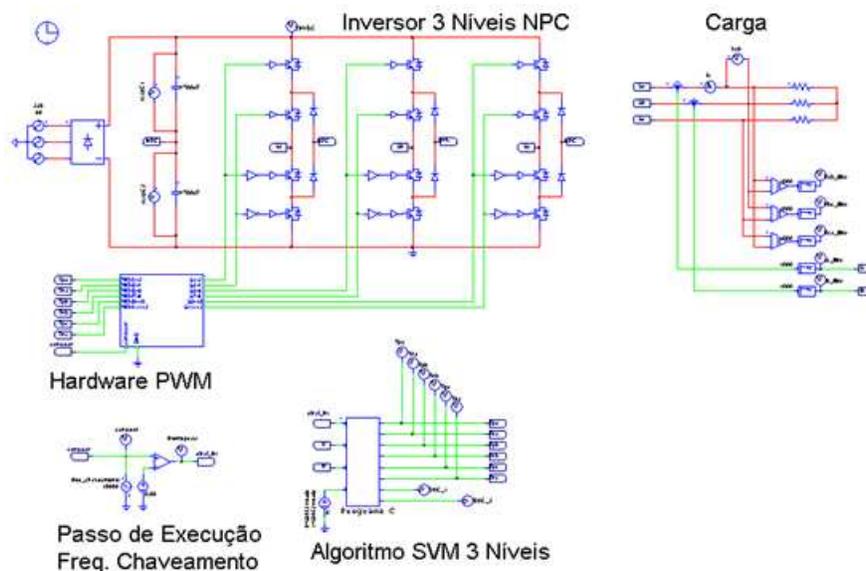


Figura 4.1- Estrutura geral da simulação no PSIM

A Figura 4.2 apresenta como foi simulado a condição de disparo de interrupção para representar o efeito do hardware do DSP e a geração de sinal de referência “contador”, para o *hardware* PWM da Figura 4.4 e do “sinal_int” da Figura 4.3.

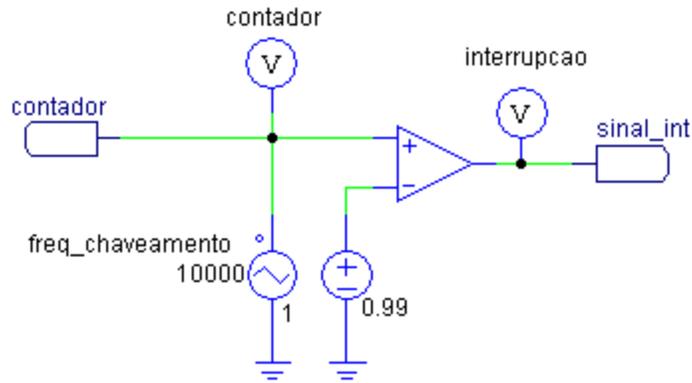


Figura 4.2- Simulação do sinal de interrupção no DSP. A frequência desse sinal é a própria frequência de chaveamento ou passo de execução do algoritmo

A Figura 4.3 apresenta um bloco do PSIM que permite a escrita de código C, importante para validar o algoritmo a ser portado para o DSP. A listagem do programa e estruturação lógica referente ao bloco “Programa C” da Figura 4.3 encontra-se no Apêndice B. Grifa-se na figura o de estado que permite alternar o modo do inversor a dois níveis e a três níveis.

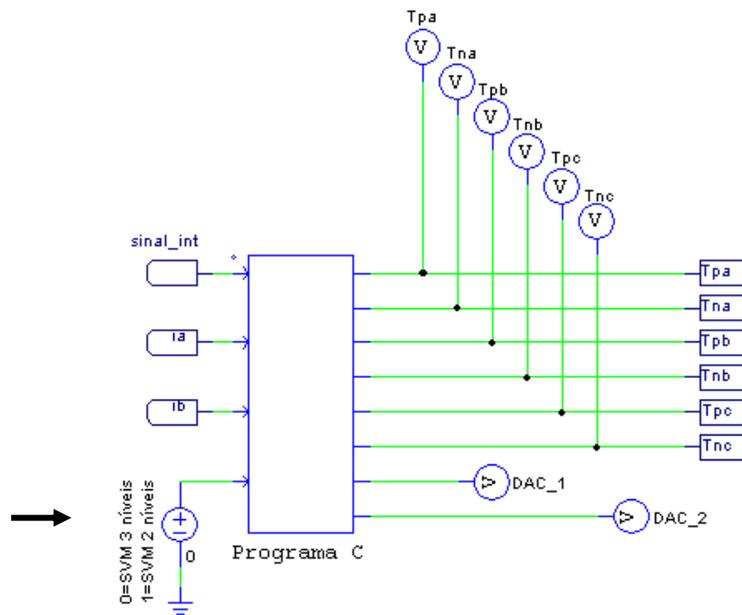


Figura 4.3- Simulação do programa C no DSP.

A Figura 4.4 apresenta como foi simulado o comportamento do seis pares de *hardware* PWM encontrado no DSP.

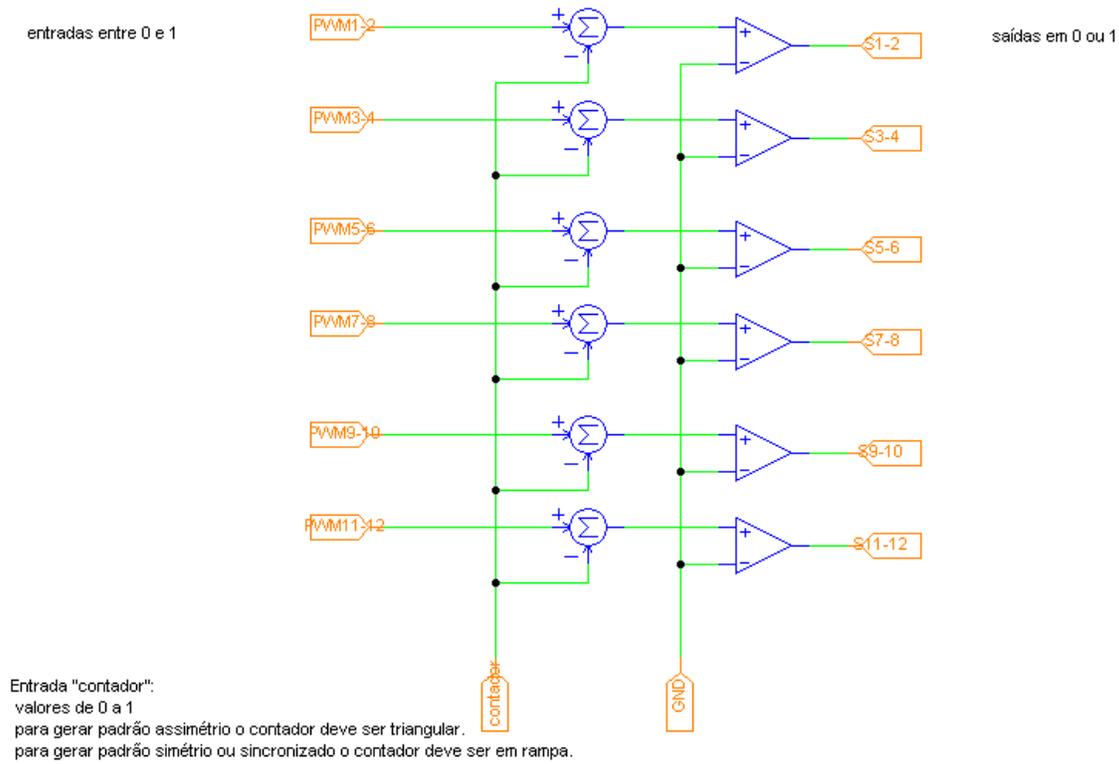


Figura 4.4- Estrutura interna do bloco hardware PWM (esta estrutura simula o comportamento igual ao encontrado no DSP).

A Figura 4.5 é o desenho ampliado da Figura 4.1 referente a montagem do inversor no PSIM.

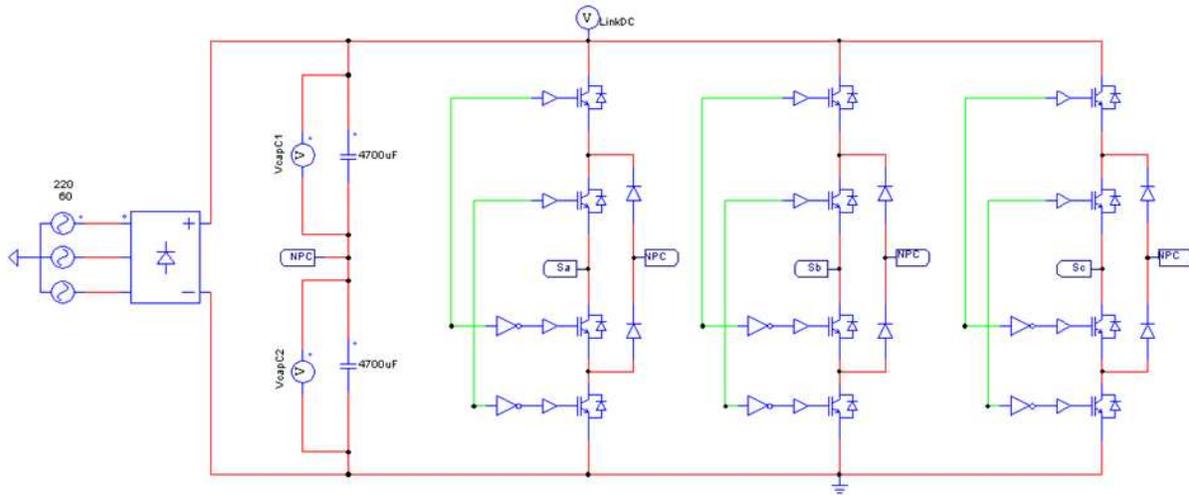


Figura 4.5- Inversor a três níveis NPC com retificador trifásico na entrada.

A Figura 4.6 apresenta como é feita a aquisição dos sinais de corrente, “ia” e “ib” para o controle da Figura 4.3 e dos sinais de tensão para depuração e teste.

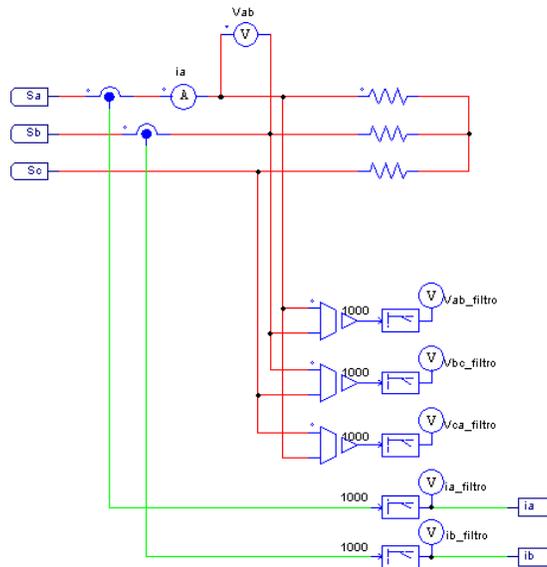


Figura 4.6- Carga R para verificação do algoritmo. Frisa-se a inserção dos filtros para as correntes ia_filtro e Ib_filtro simulando o circuito de condicionamento usado.

A Figura 4.7 e a Figura 4.8 exibem os resultados da implementação PSIM da Figura 3.3.

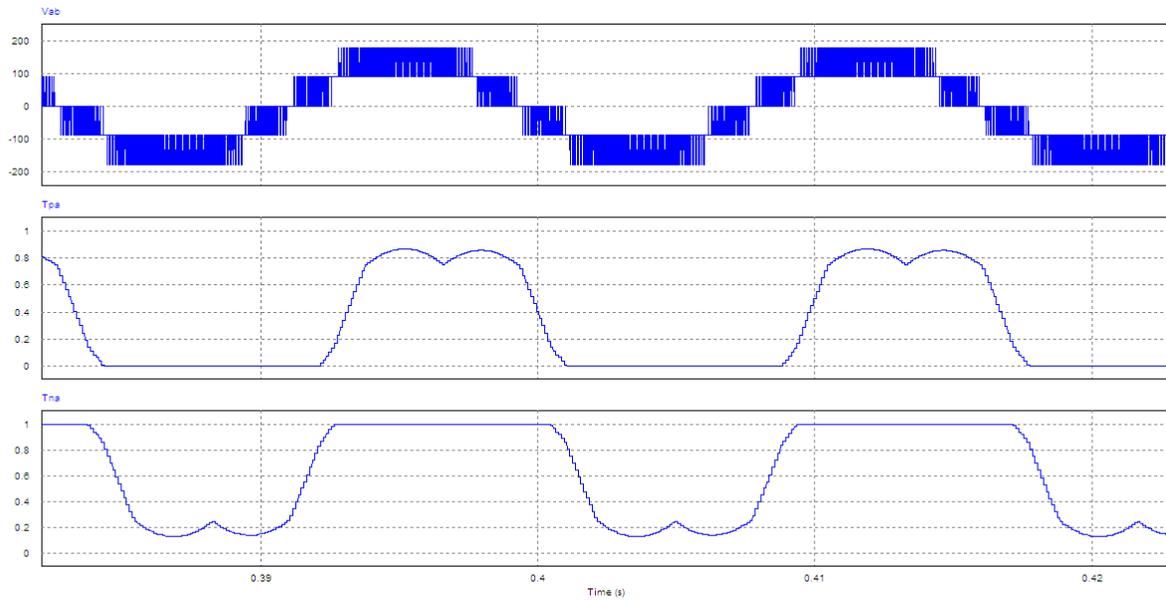


Figura 4.7- Resultado da simulação PSIM no modo a três níveis, tensão V_{ab} e variáveis dos registradores t_{pa} e t_{na}

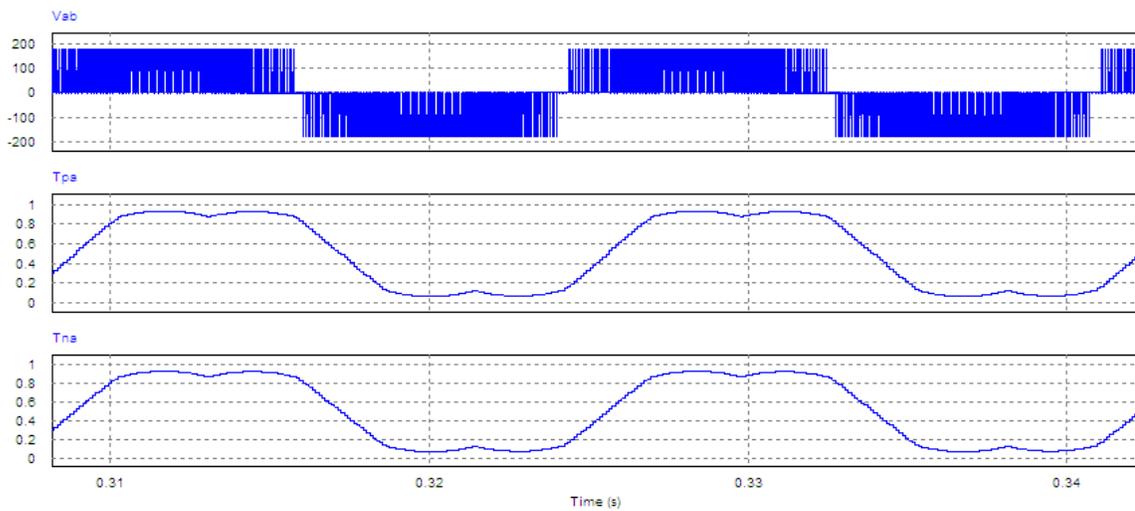


Figura 4.8 - Resultado da simulação PSIM no modo a dois níveis, tensão V_{ab} e variáveis dos registradores t_{pa} e t_{na}

4.2 CONTROLE DE CORRENTE NO INVERSOR

Apresenta-se na Figura 4.9 e na Figura 4.10 o comportamento da resposta dinâmica dos controladores de corrente implementados no bloco “Programa C” da Figura 4.3, assim como “DAC_1” e “DAC_2”. O sinal “I_carga” é o sinal encontrado na Figura 4.6 com a ilustração do

amperímetro na fase “Sa” da mesma figura. A Figura 4.9 é o ensaio do controlador de corrente sob o modo a três níveis, “SVM 3 níveis” encontrado na Figura 4.3 e a Figura 4.10 sob o modo a dois níveis.

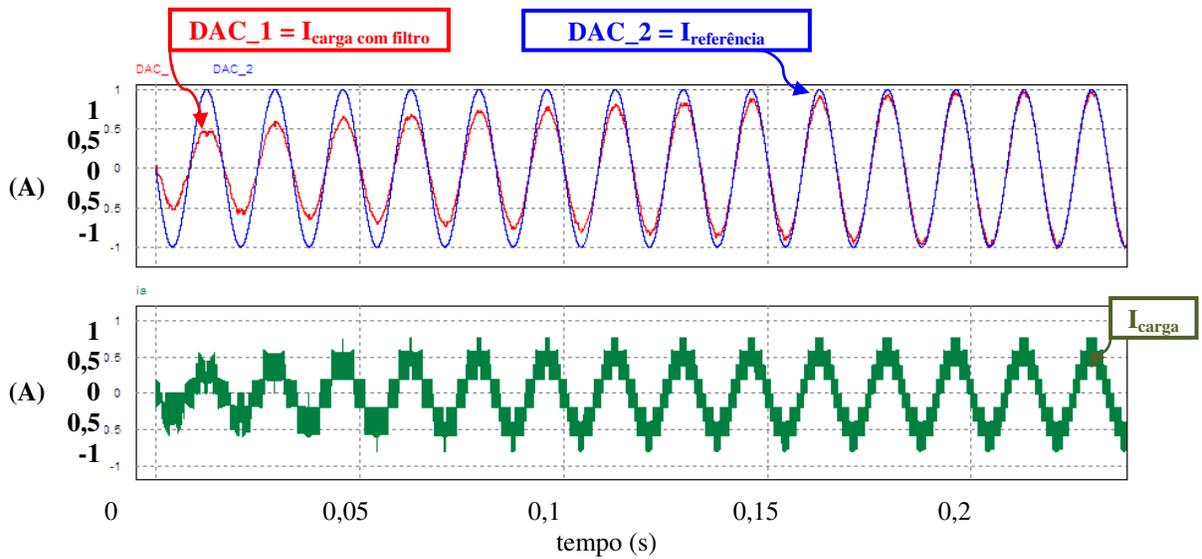


Figura 4.9 – Resultado da simulação PSIM com controle de corrente no modo a três níveis.

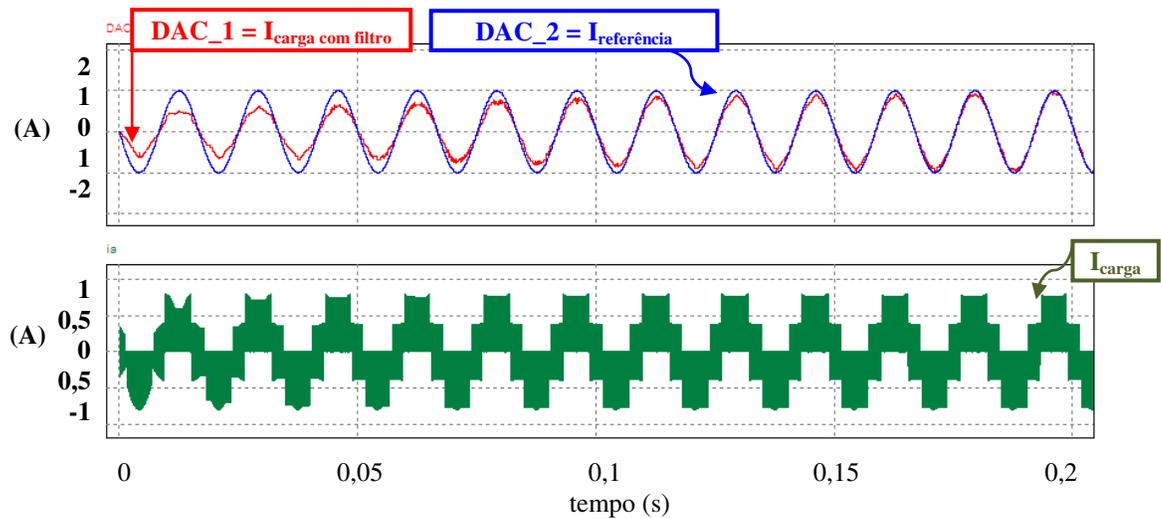


Figura 4.10 – Resultado da simulação PSIM com controle de corrente no modo a dois níveis

4.3 CONTROLE VETORIAL DO MOTOR

Da Figura 4.11 a Figura 4.16 são apresentadas as construções da diagramação que implementa a simulação para o controle vetorial do motor.

A Figura 4.11 reproduz a Figura 3.3 por completo dentro do ambiente PSIM. A Figura 4.13 ilustra a montagem e acoplamento do motor com a carga.

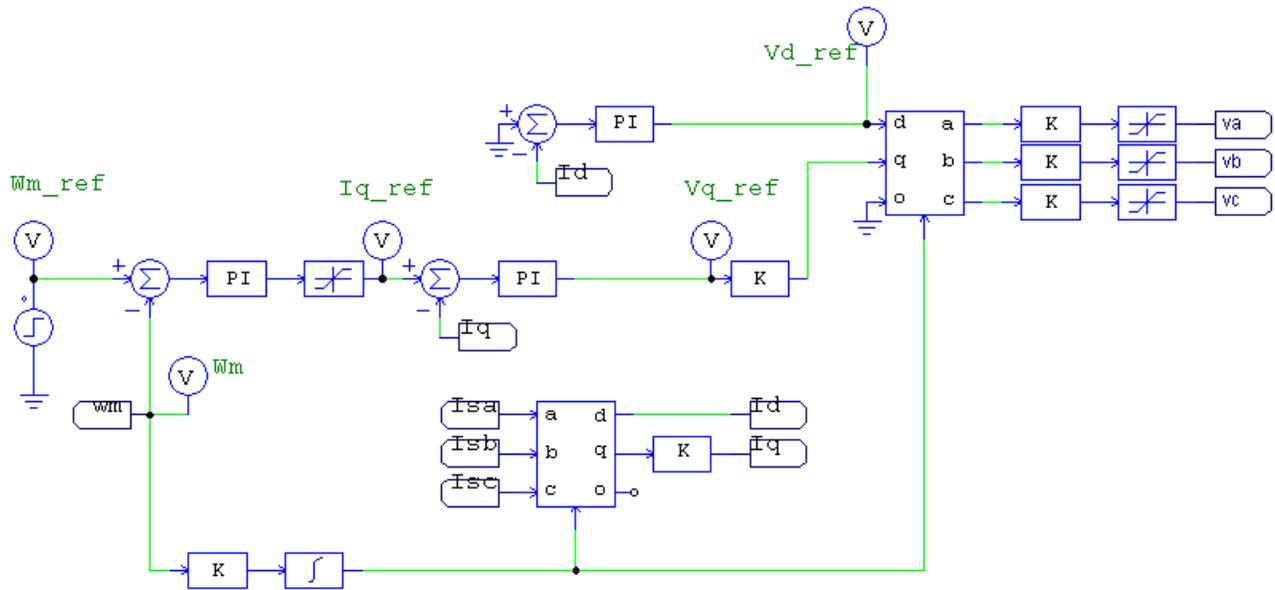


Figura 4.11 – Bloco diagrama do controle FOC no PSIM

A Figura 4.12 possui o código e lógica ilustrados no Apêndice B. É um bloco funcional do software PSIM que permite a implementação de código C. Possui código semelhante ao Figura 4.3 diferindo por não conter o controle de corrente. Este são implementados pelo blocos nativos no próprio PSIM, como visto na Figura 4.11.

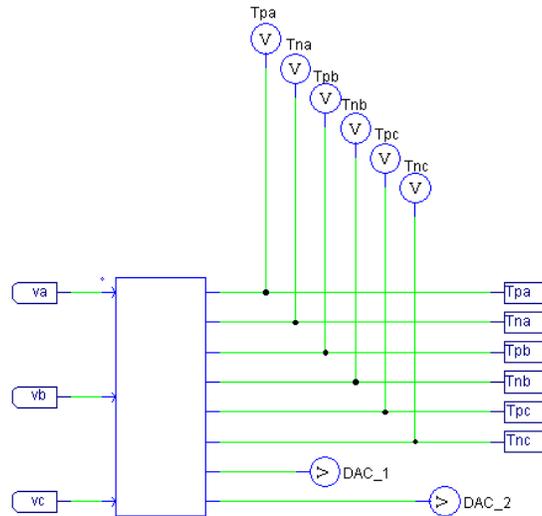


Figura 4.12 – Bloco código C que implementa a modulação vetorial, em semelhança a Figura 4.3

A Figura 4.13 apresenta os blocos PSIM que representam o motor síncrono de ímãs permanentes, uma carga mecânica e o condicionamento da informação da velocidade, apresentada pelo sinal “n”.

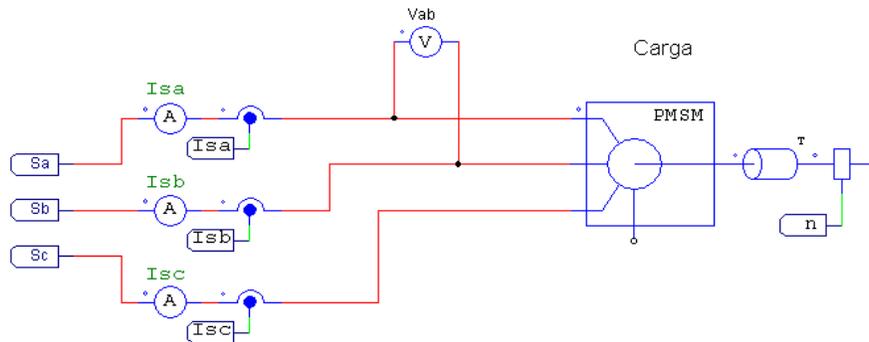
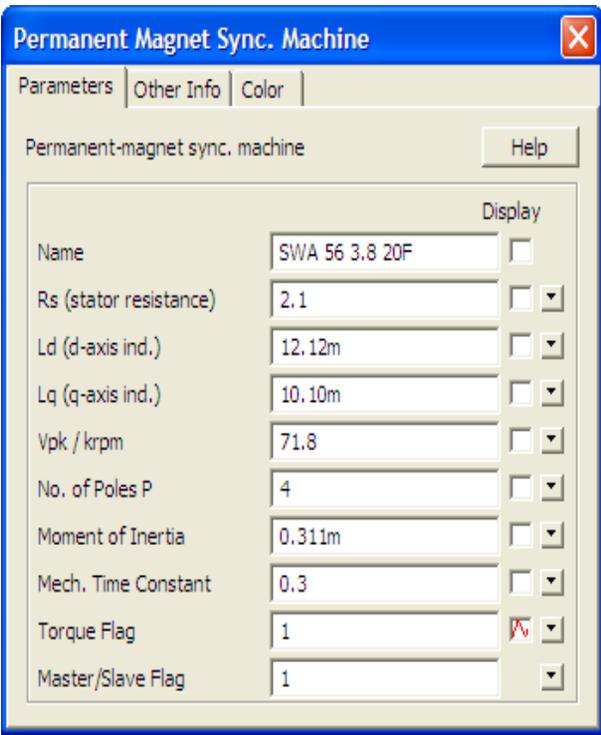


Figura 4.13 – Motor síncrono a ímãs permanentes no PSIM

A Figura 4.14 exhibe as configurações dos blocos do motor e dos controladores PI. Foi adotada uma definição empírica dos valores dos controladores, por aproximação e iteração ao comportamento desejado. Primeiramente com ganho integral zero, variando o ganho proporcional, depois, iteragindo com aumentandos do ganho integral até um comportamnteo dado como satisfatório (convergência ao degrau com o menor *overshooting* encontrado dentro das possibilidades).

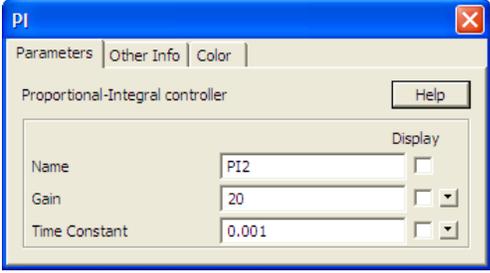


Permanent Magnet Sync. Machine

Parameters | Other Info | Color

Permanent-magnet sync. machine Help

Parameter	Value	Display
Name	SWA 56 3.8 20F	<input type="checkbox"/>
Rs (stator resistance)	2.1	<input type="checkbox"/>
Ld (d-axis ind.)	12.12m	<input type="checkbox"/>
Lq (q-axis ind.)	10.10m	<input type="checkbox"/>
Vpk / krpm	71.8	<input type="checkbox"/>
No. of Poles P	4	<input type="checkbox"/>
Moment of Inertia	0.311m	<input type="checkbox"/>
Mech. Time Constant	0.3	<input type="checkbox"/>
Torque Flag	1	<input checked="" type="checkbox"/>
Master/Slave Flag	1	<input type="checkbox"/>



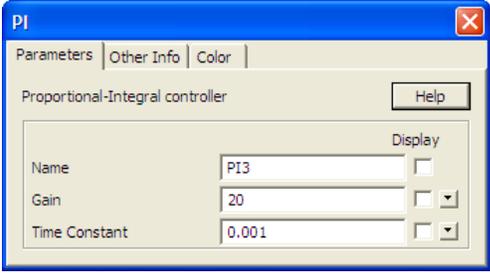
PI

Parameters | Other Info | Color

Proportional-Integral controller Help

Parameter	Value	Display
Name	PI2	<input type="checkbox"/>
Gain	20	<input type="checkbox"/>
Time Constant	0.001	<input type="checkbox"/>

PI corrente Id



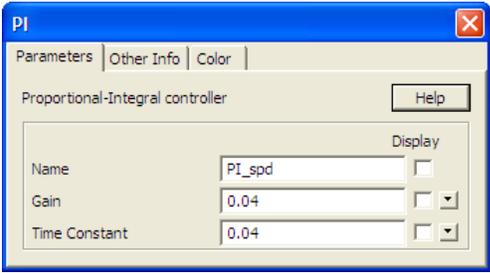
PI

Parameters | Other Info | Color

Proportional-Integral controller Help

Parameter	Value	Display
Name	PI3	<input type="checkbox"/>
Gain	20	<input type="checkbox"/>
Time Constant	0.001	<input type="checkbox"/>

PI corrente Iq



PI

Parameters | Other Info | Color

Proportional-Integral controller Help

Parameter	Value	Display
Name	PI_spd	<input type="checkbox"/>
Gain	0.04	<input type="checkbox"/>
Time Constant	0.04	<input type="checkbox"/>

PI velocidade

Parâmetros da Máquina usada na Simulação

Figura 4.14 – Parâmetros da simulação no controle de motor

A Figura 4.15 apresenta quatro condições de carga para avaliação de resposta ao degrau para uma velocidade de 80 rpm com os parâmetros adotados em Figura 4.14. Também mostra o comportamento numérico do controle FOC pelas variáveis i_d , corrente de eixo direto com referência em zero e i_q , corrente do eixo em quadratura, proporcional ao torque de carga requerido.

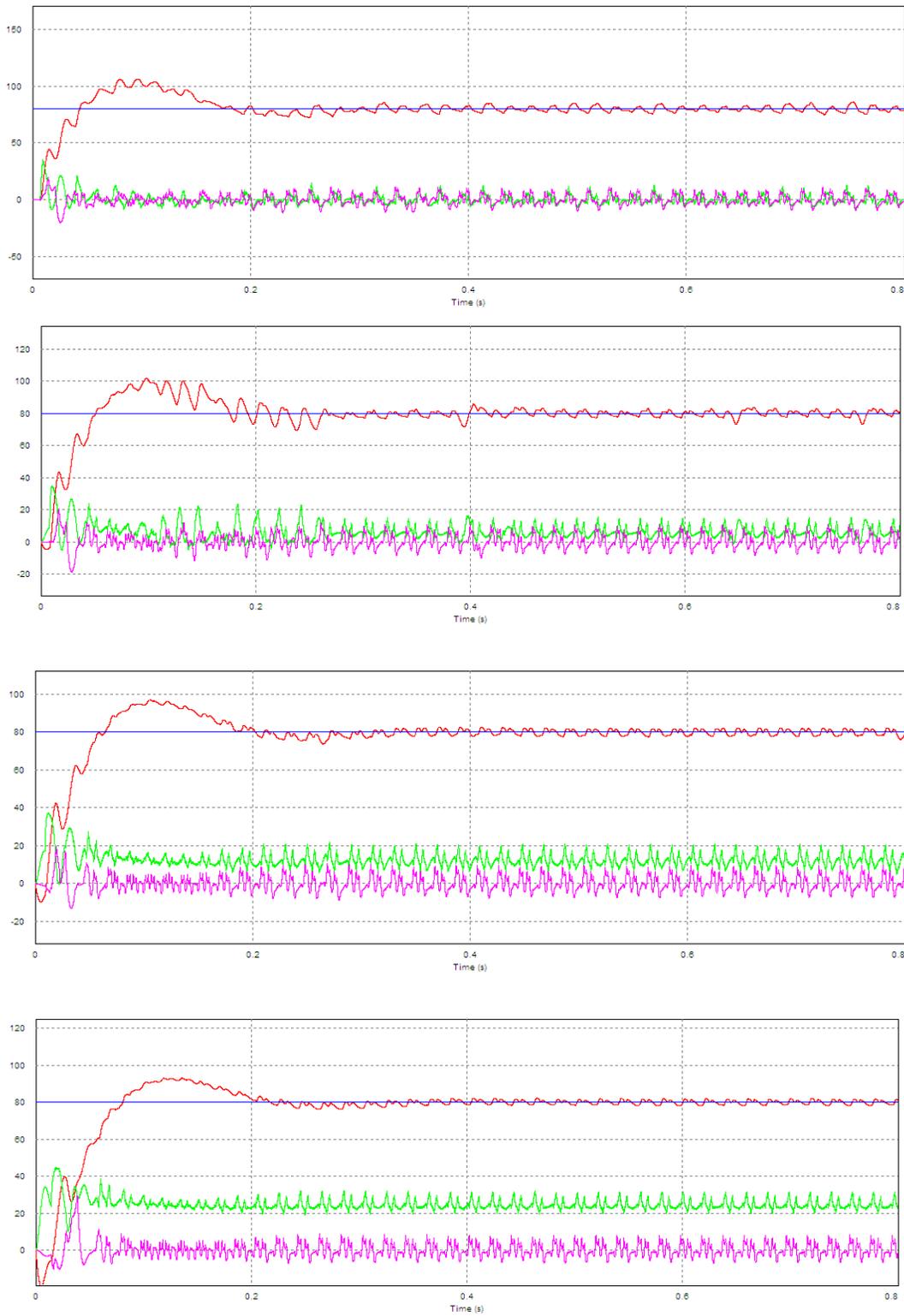


Figura 4.15 – Resposta ao degrau de velocidade, respectivamente, à vazio, carga de 0.5Nm, carga de 1Nm, carga de 2Nm (escalas verticais: velocidade rpm e Id, Iq ampère/10)

A Figura 4.16 apresenta a condição de reversão de velocidade com carga a vazio, de 80 rpm até -80rpm.

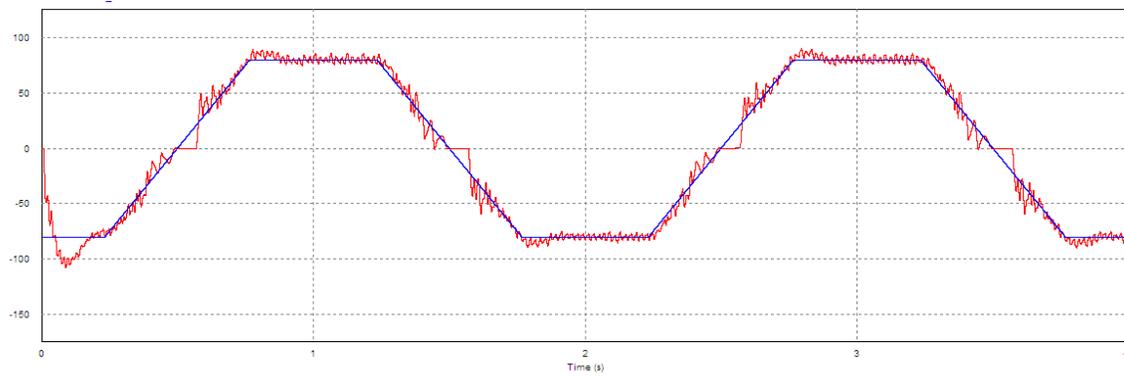


Figura 4.16 – Reversão de velocidade, a vazio (escala vertical: velocidade rpm)

Capítulo 5

ESTUDOS EM BANCADA EXPERIMENTAL

5.1 INTRODUÇÃO

A seguir apresentam-se os resultados experimentais do uso do algoritmo de modulação vetorial em largura de pulsos, de controle de corrente no inversor, do controle do motor a ímãs permanentes usando FOC, da comparação qualitativa entre a operação do inversor a dois níveis e a três níveis sob a variação da frequência de chaveamento, processo do uso do MATLAB para geração de código para DSP e, por fim, dos circuitos de condicionamento de sinais.

5.2 ALGORITMO DE MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS

Relacionam-se a seguir as figuras dos resultados do uso do algoritmo de modulação por vetores espaciais no inversor a três níveis.

A Figura 5.1 apresenta os resultados correspondentes às simulações usando o *software* PSIM, mostrada pela Figura 4.7, “ V_{ab} ”, “ T_{pa} ” e “ T_{na} ”.

A Figura 5.2 apresenta a condição para sobremodulação, no caso usou-se o índice de 1,2 ou 20%. Abstraindo-se esta condição sobre a Figura 5.6, pode-se visualizar que o módulo do vetor descreve o hexágono, pois, não há a possibilidade dentro dos possíveis vetores da modulação descrever uma circunferência que transcendesse o hexágono.

A Figura 5.3 apresenta a condição em que o índice de modulação é 0,5, ou seja, uma condição em que o inversor a três níveis atua como inversor a dois níveis. Desse resultado

percebe-se que é possível alternar os dois modos, sem alteração do *hardware* (o algoritmo completo com a alternância entre os modos é apresentado no Apêndice B).

Na Figura 5.4, apresenta-se as variáveis internas do processador digital de sinais que evidenciam as seis macro-regiões (A, B, C, D, E e F) junto ao ângulo de referência interna ($\Theta_{\text{ângulo ref. interna}}$).

Na Figura 5.5, em conjunto com a Figura 5.6, observa-se que a modulação indicada, no caso 0,9, descreve uma circunferência dentro do hexágono. Nota-se também que as sub-regiões 2 e 4 possuem maior tempo de duração, enquanto que a sub-região 3 apresenta um tempo de duração menor. Na Figura 5.6 tem-se as correlações dos mesmos instantes assinalados na Figura 5.5.

A Figura 5.7 detalha o chaveamento da tensão (V_{ab}) e da corrente em carga resistiva (I_{ab}) usando-se apenas duas fases do inversor para exemplificação de acionamento monofásico. Destacam-se os níveis de tensão possíveis assim como na Tabela 2.8.

A Figura 5.8 apresenta uma situação em que se forçou o desequilíbrio trifásico da carga para destacar a desigualdade das tensões sobre os capacitores do barramento CC.

A Figura 5.9 mostra a operação em regime de carga resistiva-indutiva trifásica sob controle de corrente ($2A_{\text{pico-a-pico}}$) sem compensação que corrija o desequilíbrio entre os capacitores.

A Figura 5.10, mostra o resultado da compensação realizada através de um fator multiplicativo (menor do que um) dos ciclos de trabalho das chaves superiores, e/ou, das chaves inferiores do inversor, como proposto no tópico 2.5.4.3.

A Figura 5.11 apresenta a ampliação da Figura 5.10 e apresenta a ondulação de tensão do barramento CC sob carga resistiva-indutiva trifásica.

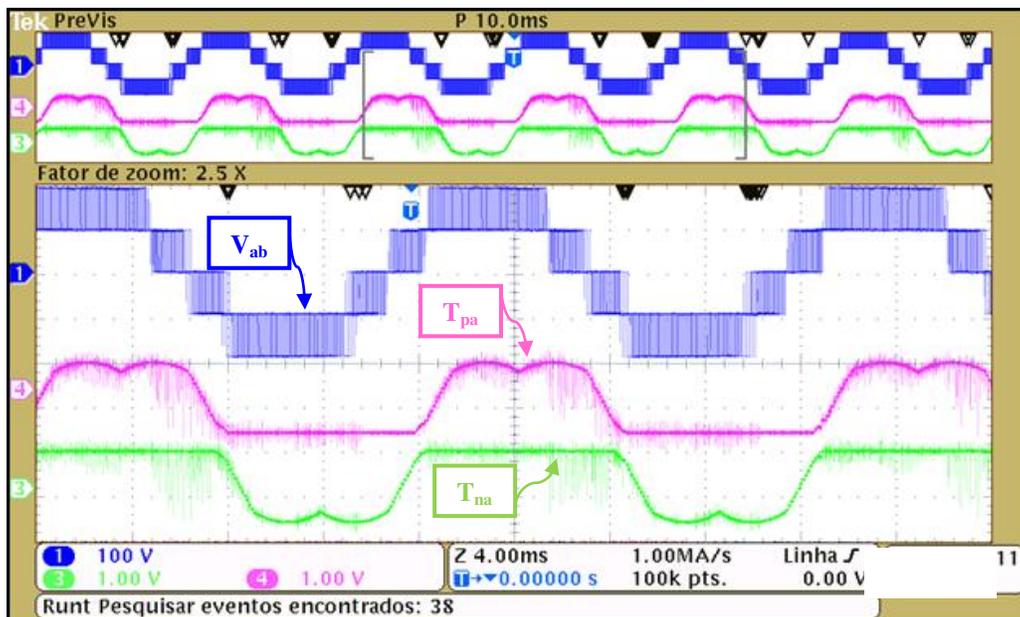


Figura 5.1- Tensão V_{ab} (índice de modulação 1,0) e variáveis T_{pa} e T_{na} do algoritmo.

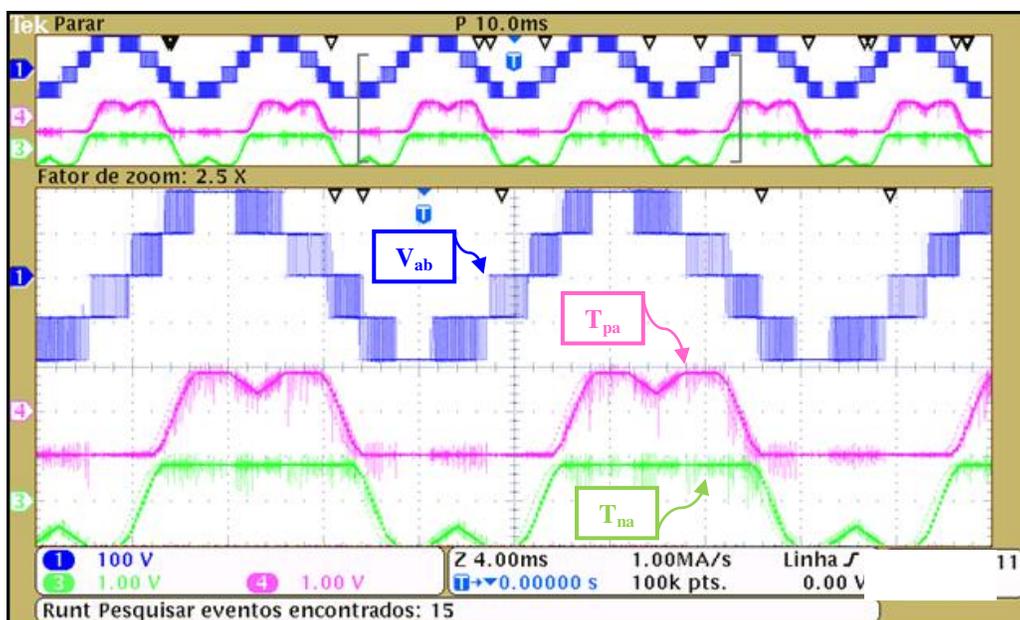


Figura 5.2 - Tensão V_{ab} (índice de modulação 1,2) e variáveis T_{pa} e T_{na} do algoritmo.

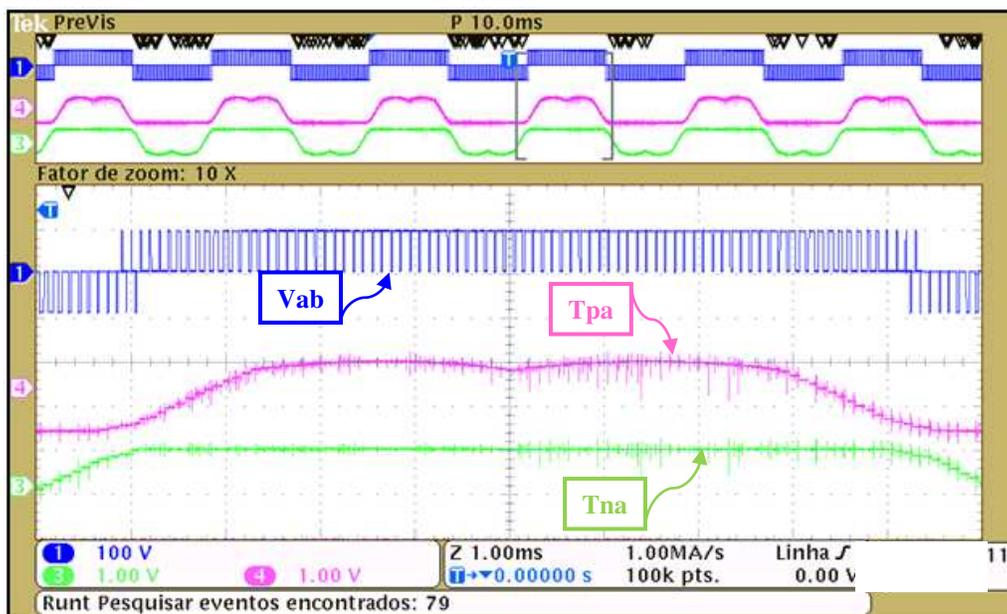


Figura 5.3 - Tensão V_{ab} (índice de modulação 0,5) e Variáveis T_{pa} e T_{na} do algoritmo

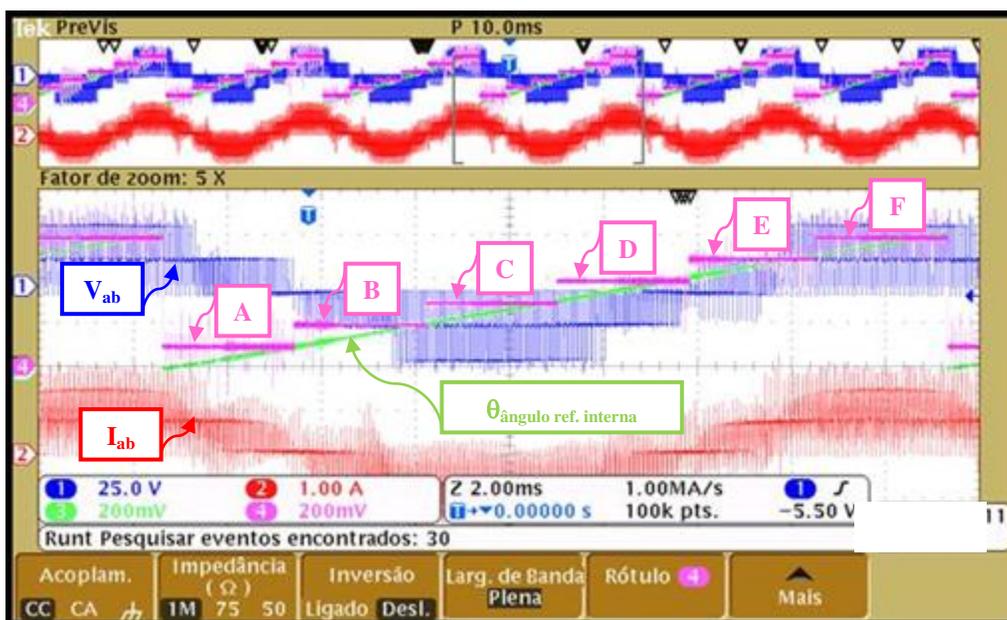


Figura 5.4 – Visualização das macro-regiões com o ângulo gerado por referência interna no programa do processador digital de sinais (índice de modulação 0,9)

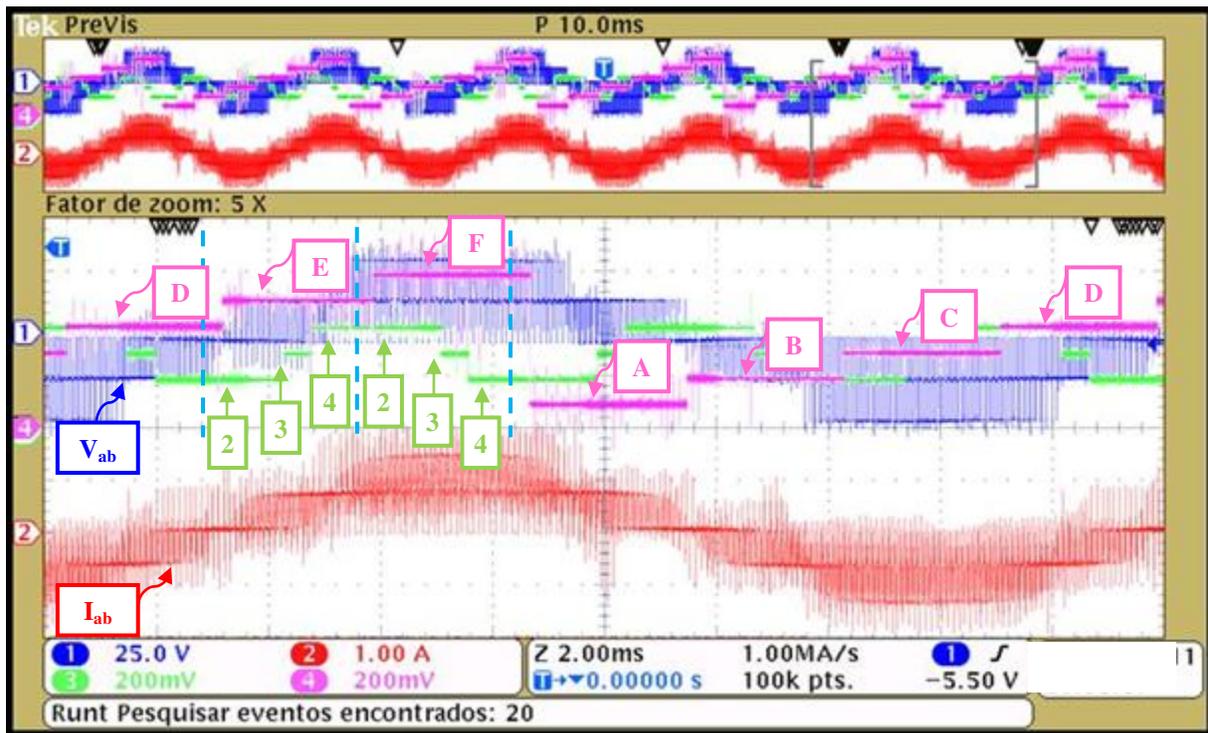


Figura 5.5 – Visualização das macro-regiões e sub-regiões da modulação por vetores espaciais no tempo com índice de modulação 0,9 (degraus visíveis: 2, 3 e 4).

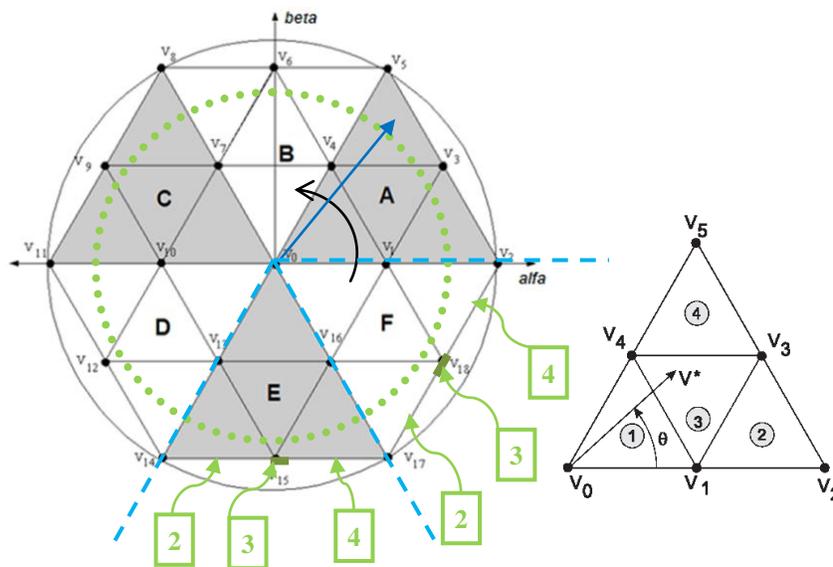


Figura 5.6 – Macro-regiões e sub-regiões do plano (α, β)

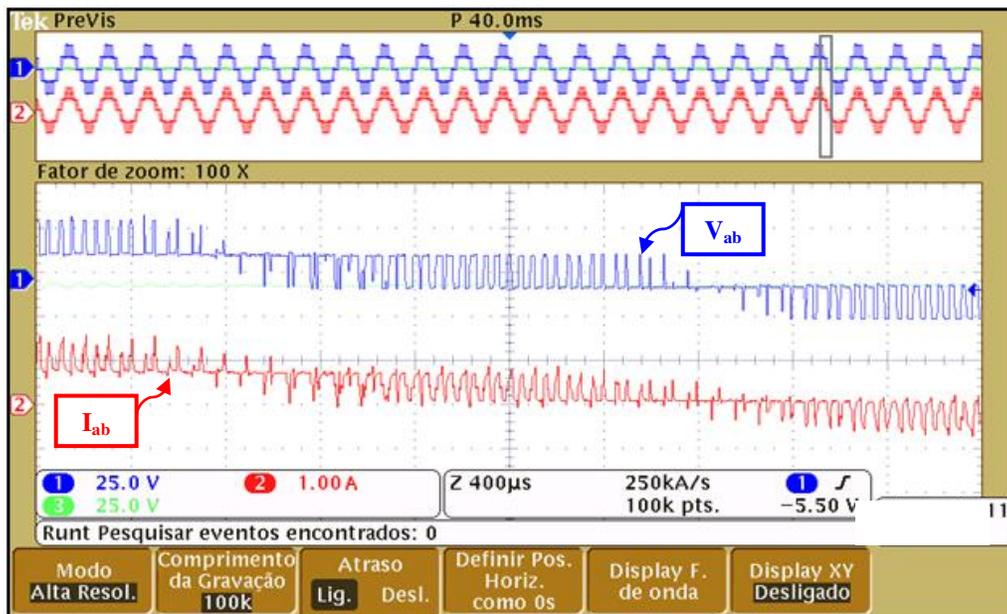


Figura 5.7 - Detalhamento do chaveamento na transição dos níveis (carga resistiva monofásica)

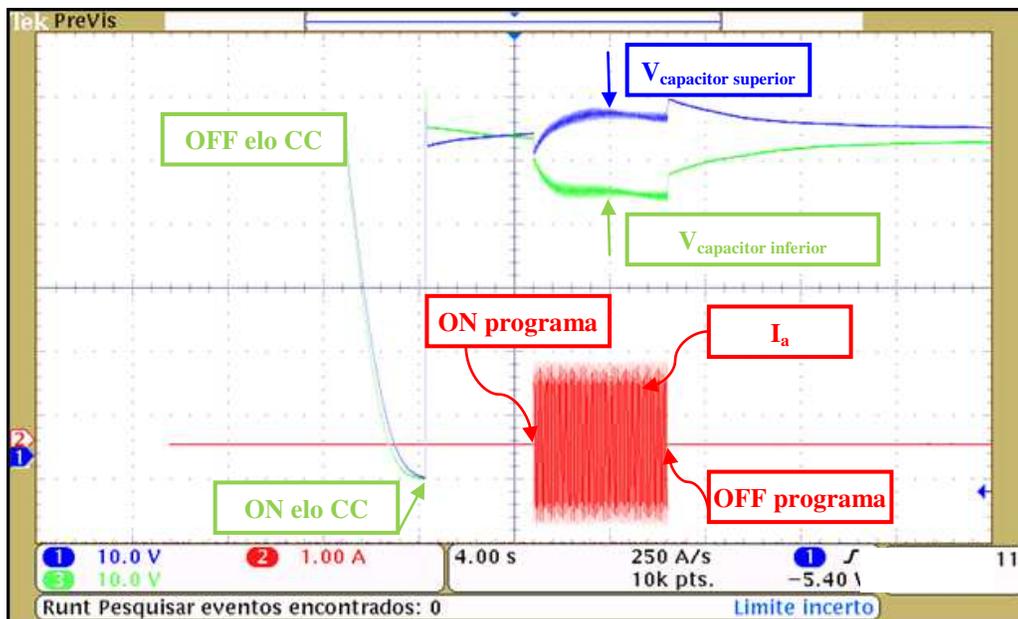


Figura 5.8 - Balanço das tensões dos capacitores do elo CC (carga resistiva-indutiva trifásica ajustada para estar desequilibrada)

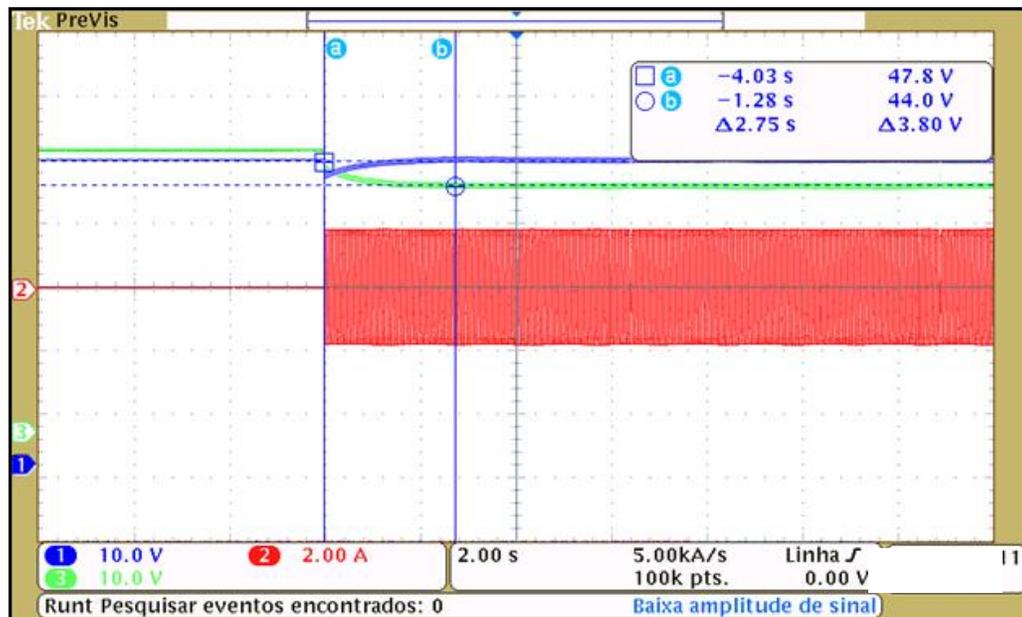


Figura 5.9 - Balanço das tensões dos capacitores sem compensação da normalização dos PWMs

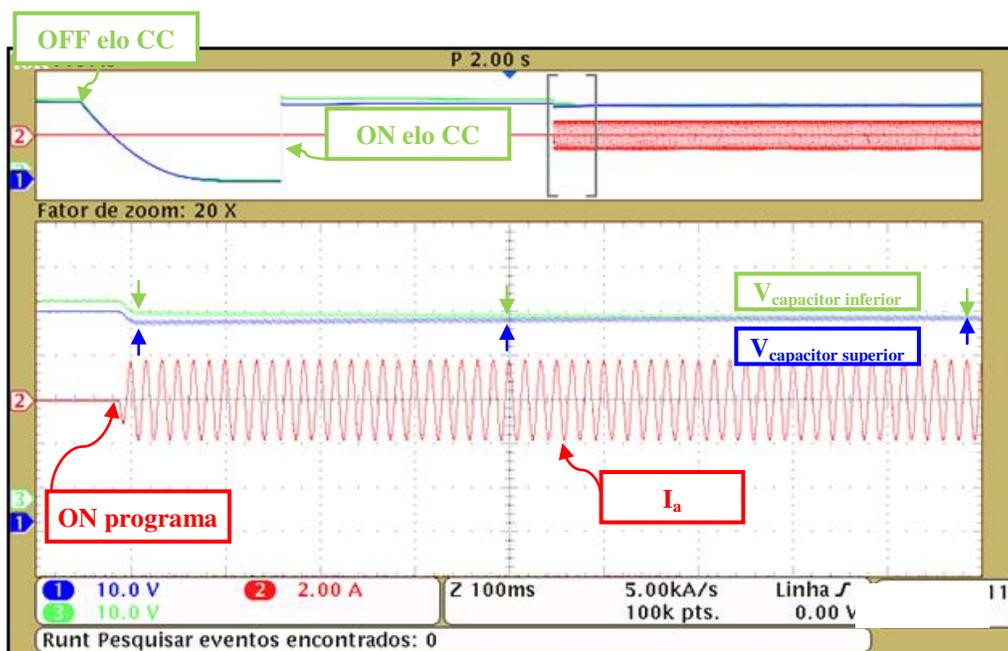


Figura 5.10 – Balanço das tensões dos capacitores com compensação da relação de normalização entre os PWMs das chaves superiores e os PWMs das chaves inferiores do inversor (carga resistiva-indutiva trifásica)

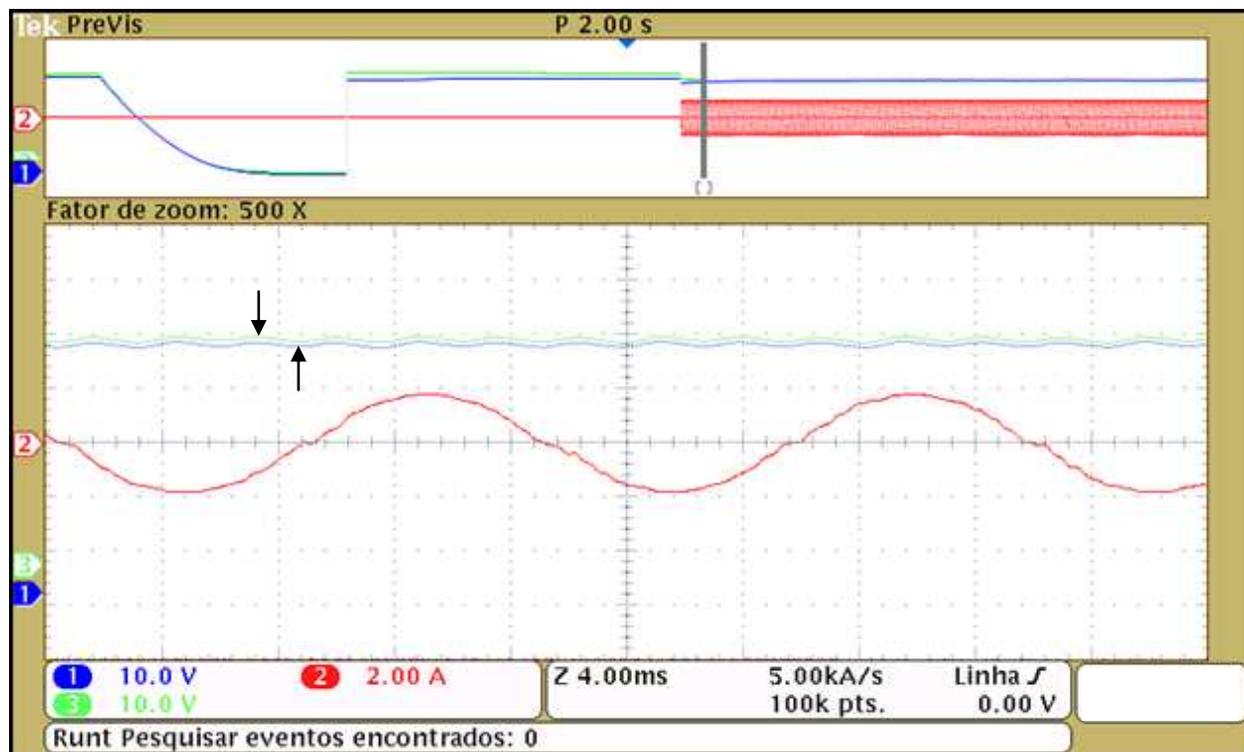


Figura 5.11 – Detalhamento da Figura 5.10 destacando-se a ondulação da tensão no barramento CC (carga resistiva-indutiva trifásica)

5.3 CONTROLE DE CORRENTE NO INVERSOR A TRÊS NÍVEIS

A Figura 5.12 e Figura 5.13 apresentam o comportamento do controle de corrente implementado. A Figura 5.12 mostra a possibilidade do uso do mesmo *hardware* do inversor trifásico para controle de corrente de inversor monofásico. Percebe-se que o mesmo algoritmo de modulação vetorial desenvolvido com o foco da topologia trifásica poderá ser usado em aplicações monofásicas.

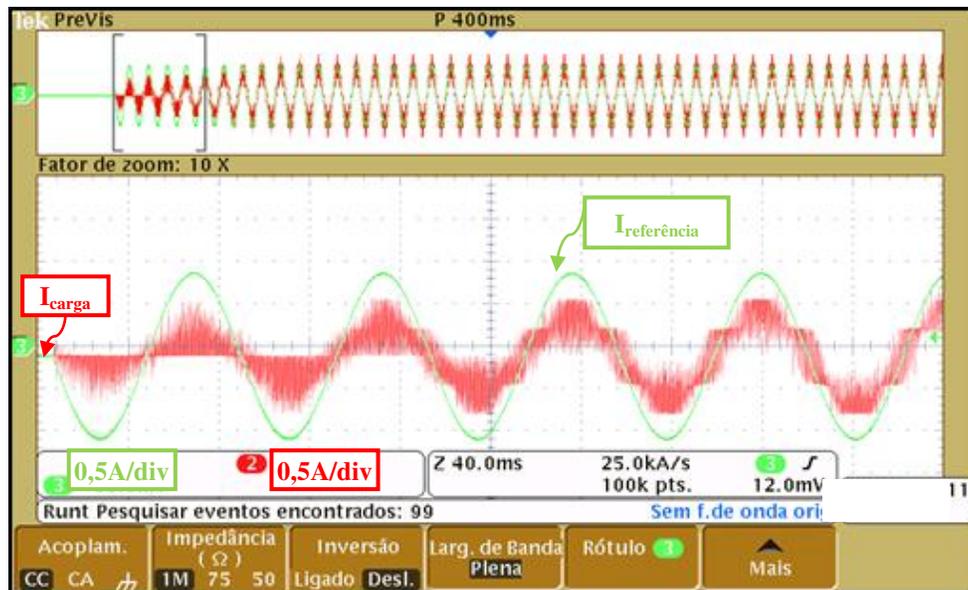


Figura 5.12 – Inversor a três níveis com controle de corrente e carga resistiva para comparação com o resultado equivalente da simulação PSIM.

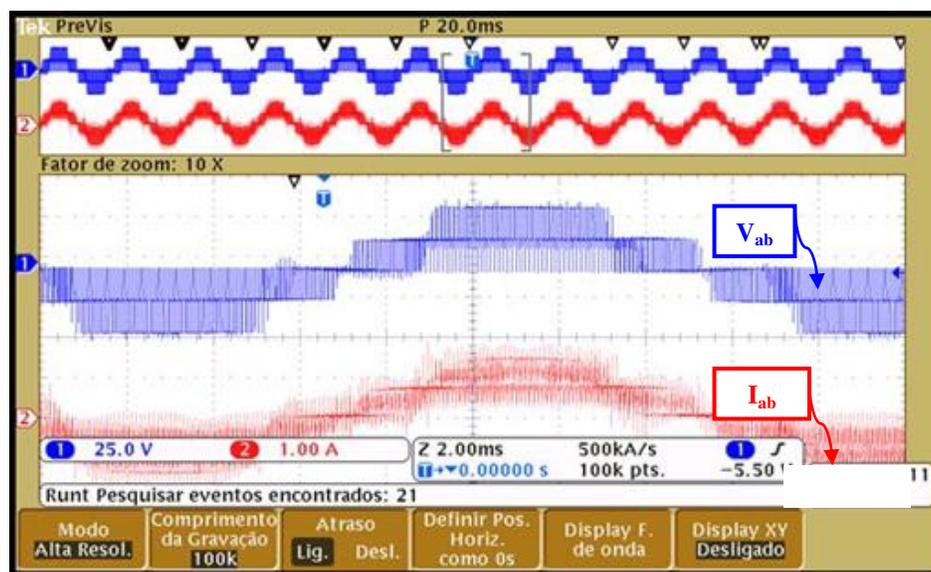


Figura 5.13 – Inversor a três níveis com controle de corrente usando duas fases para formar uma saída monofásica (carga resistiva)

5.4 CONTROLE VETORIAL DO MOTOR

A sequência das Figura 5.14 a Figura 5.19 apresenta os resultados do controle FOC aplicado ao motor síncrono a ímãs permanentes.

A Figura 5.14 apresenta a resposta do motor quando submetido à uma rampa de aceleração e rampa de desaceleração até atingir uma reversão de rotação do motor.

A Figura 5.15 apresenta a resposta do controle ao degrau de 800rpm de velocidade. Nela se destacam as características do controle por orientação de campo, particularizando o desacoplamento das correntes i_d e i_q (com $i_d \cong 0$). Um maior detalhamento é visto na Figura 5.16.

A Figura 5.17 apresenta o comportamento do controle para um evento de frenação a disco eletromagnético (ou conhecido como freio *Focault* que foi o mecanismo disponível experimentalmente para implementar um comportamento de carga mecânica). Destaca-se, em semelhança com a Figura 5.16, o desacoplamento das correntes i_d e i_q .

A Figura 5.18 mostra que a corrente da fase A tem como envoltória a corrente i_q .

A Figura 5.19 assemelha-se à Figura 5.18, porém, sob teste de frenação.

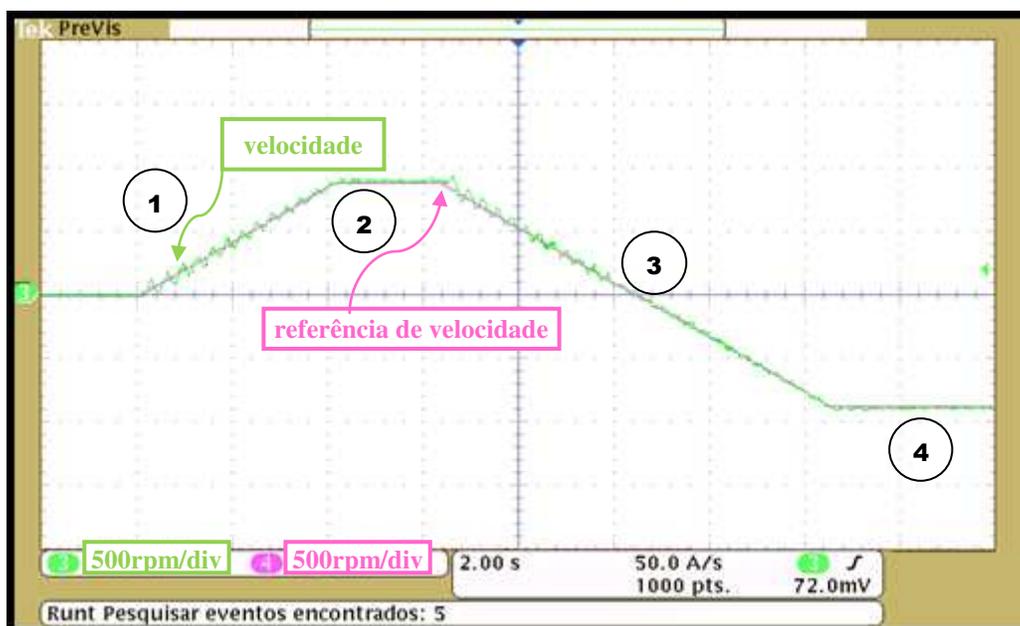


Figura 5.14 – Reversão à vazio, respectivamente os estágios apresentados, 1 aceleração de 400rpm/s, 2 regime de 800rpm, 3 aceleração de -400rpm/s e 4 regime de -800rpm).

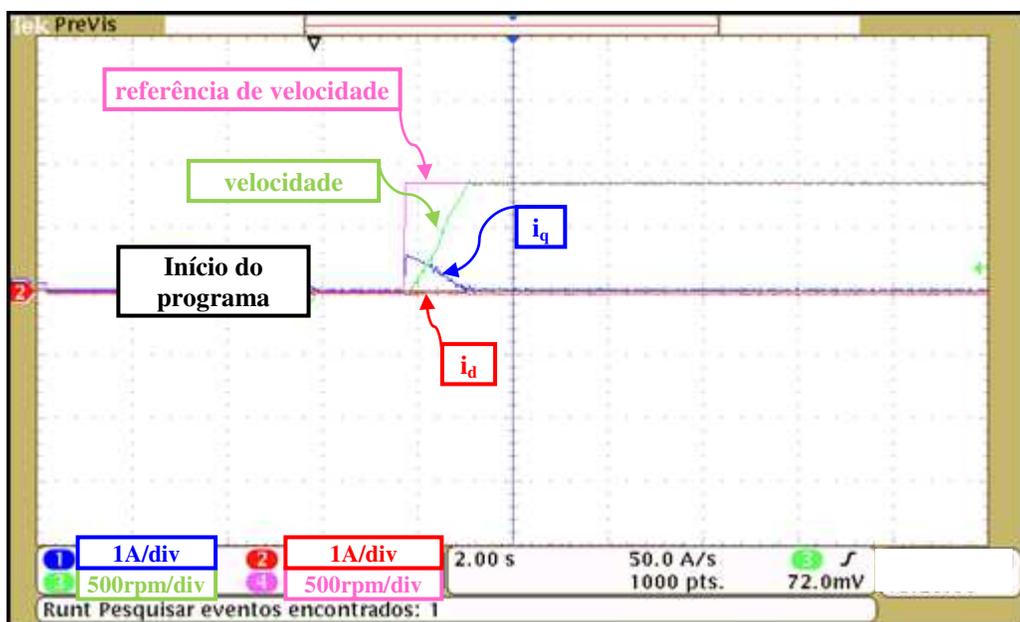


Figura 5.15 – Resposta ao degrau de 800rpm na partida

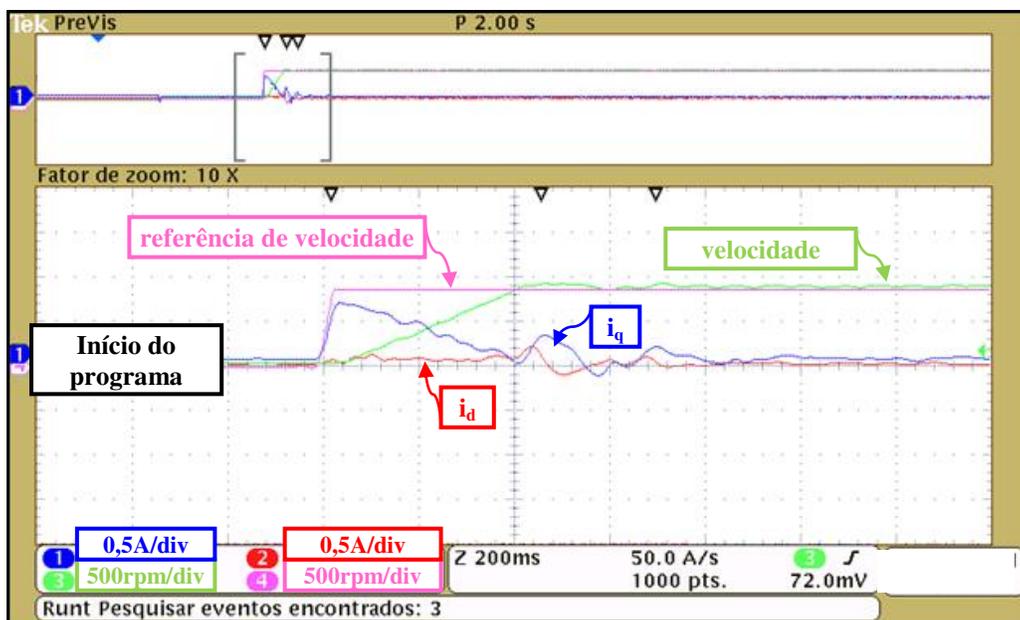


Figura 5.16 – Resposta ao degrau de 800rpm (detalhamento da Figura 5.15)

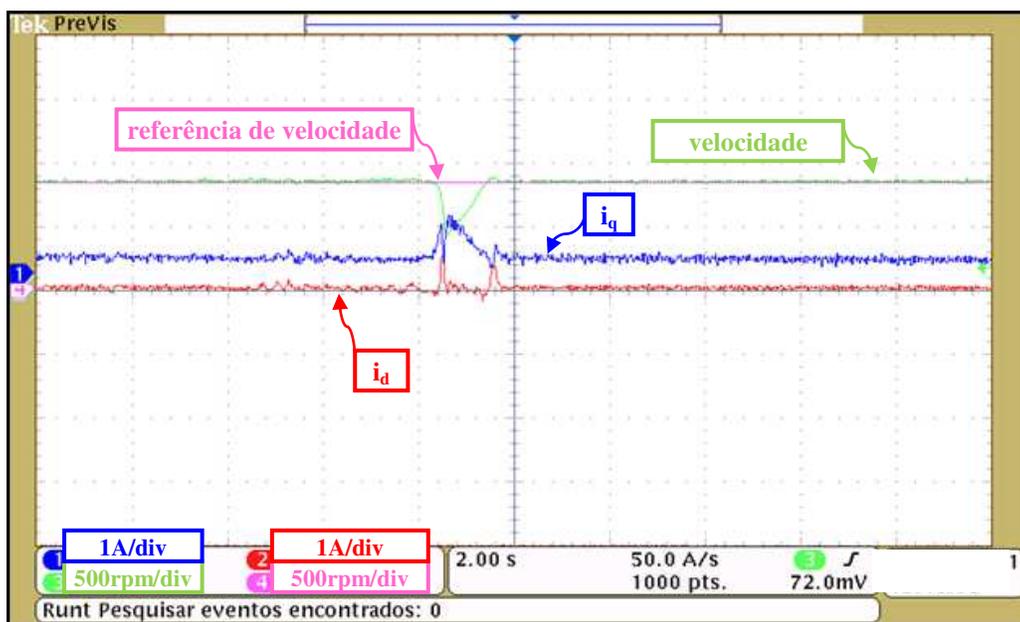


Figura 5.17 – Frenagem a disco eletromagnético

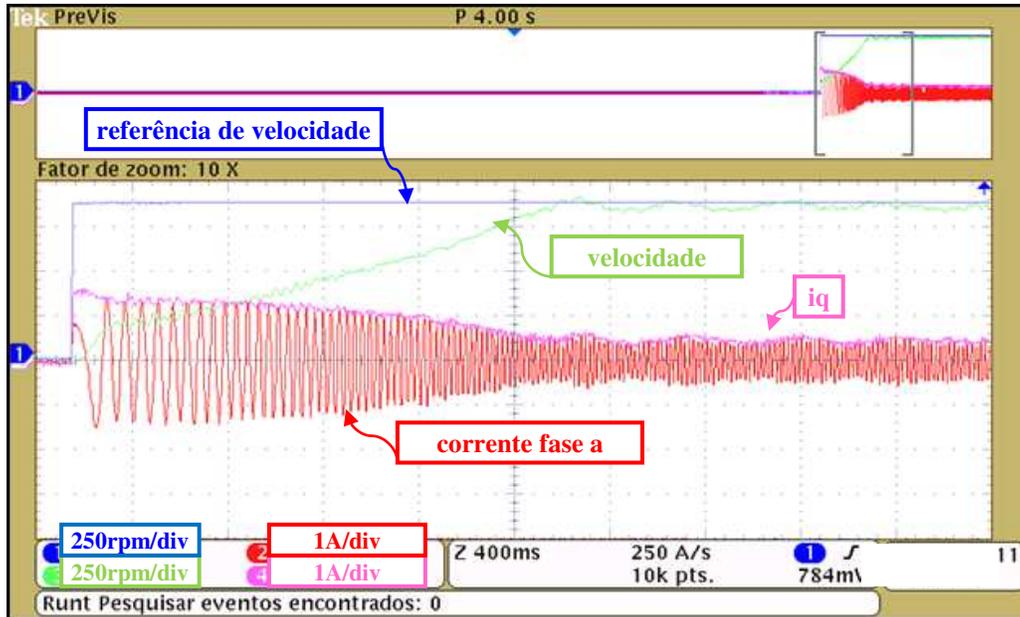


Figura 5.18 – Correlação entre a corrente da fase A e iq em situação semelhante à Figura 5.15, degrau de 800rpm.

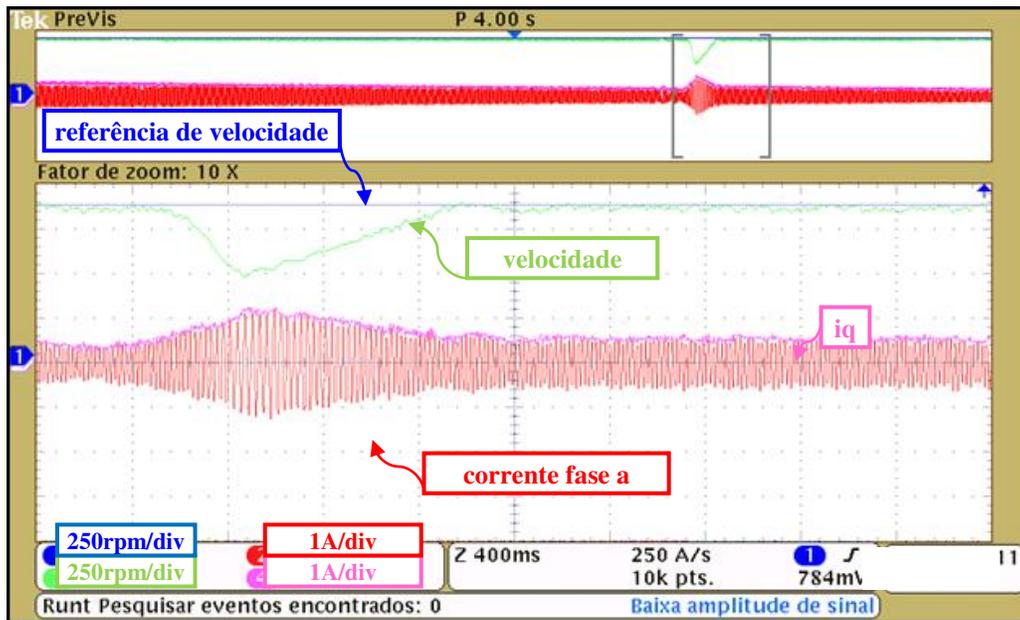


Figura 5.19 - Correlação entre a corrente da fase A e iq em situação semelhante à Figura 5.17 (instante de frenação)

5.5 RELAÇÃO DOIS NÍVEIS, TRÊS NÍVEIS E FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO

Para se estabelecer um comparativo do inversor no modo a dois níveis com o modo a três níveis são apresentados resultados experimentais em quatro frequências de chaveamento: 5kHz, 10kHz, 20kHz e 40kHz. Destes resultados conclui-se que o inversor no modo a três níveis sob a mesma frequência de chaveamento apresenta melhor qualidade de forma de onda, porém, quando o circuito eletrônico de um inversor no modo a dois níveis permitir o aumento da frequência de chaveamento, este pode alcançar a qualidade de forma de onda do inversor no modo a três níveis com frequência de chaveamento inferior. A Figura 5.24 apresenta esta equivalência qualitativa dos modos respectivamente, dois níveis a 10kHz e três níveis a 5kHz. Desta propriedade pode-se estabelecer a relação inversa, ou seja, no uso de tiristores (SCRs e GTOs) que possuem limite de frequência na grandeza de unidades de kHz, a proposta de se utilizar o inversor a três níveis é válida quando se deseja melhorar a qualidade da onda.

As condições para o comparativo foram: controle de corrente em referência à $1A_{\text{pico-a-pico}}$, índice de modulação igual a um e mesma tensão do barramento CC para ambos os modos.

Nas Figura 5.20, Figura 5.21, Figura 5.22 e Figura 5.23 apresentam-se respectivamente o comparativo para as frequências de chaveamento de 5kHz, 10kHz, 20kHz e 40kHz. Nesta última frequência, observam-se distorções nítidas para ambos os modos que é explicado pelo fato de que o tipo simétrico de chaveamento do PWM necessita de banda com o dobro da frequência de chaveamento, encontrando limitações nos drivers de acionamento das chaves usados, limite de 50kHz segundo o manual do fabricante.

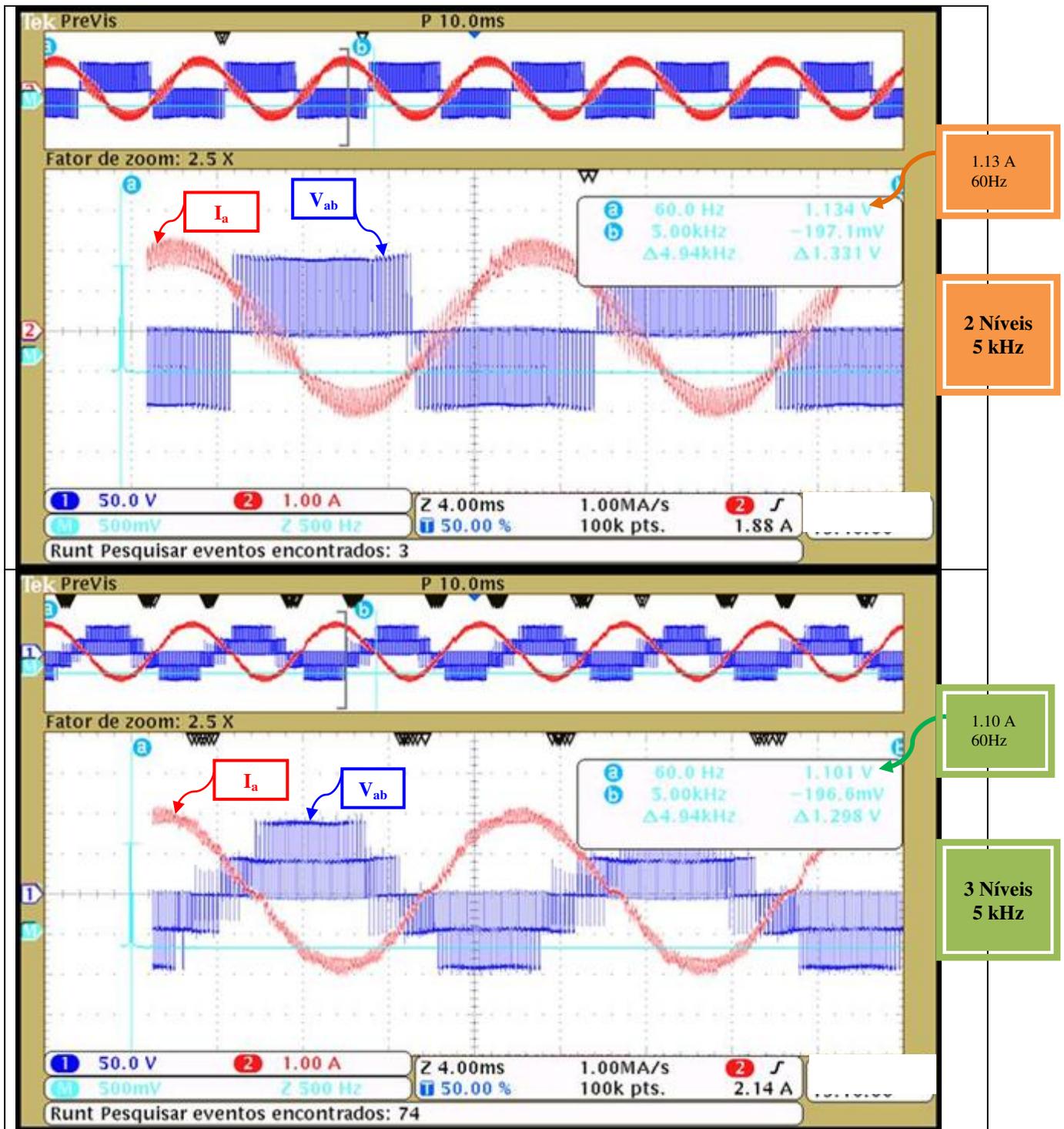


Figura 5.20 – Comparação no tempo e em FFT linear entre inversor no modo a dois níveis (acima) e no modo a três níveis (abaixo), ambos a 5kHz e controle de corrente

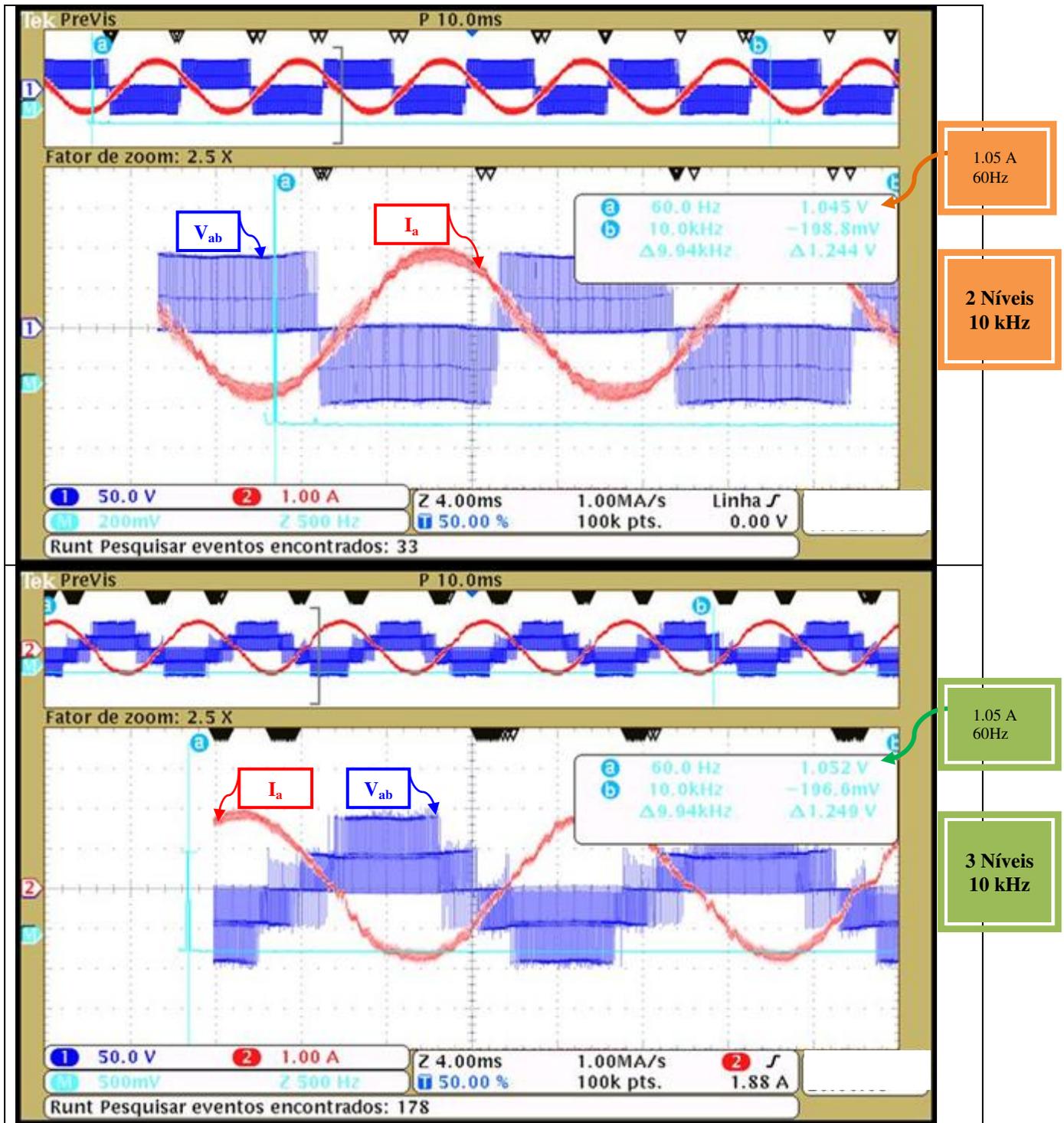


Figura 5.21 – Comparação no tempo e em FFT linear entre inversor no modo a dois níveis (acima) e no modo a três níveis (abaixo), ambas a 10kHz e controle de corrente

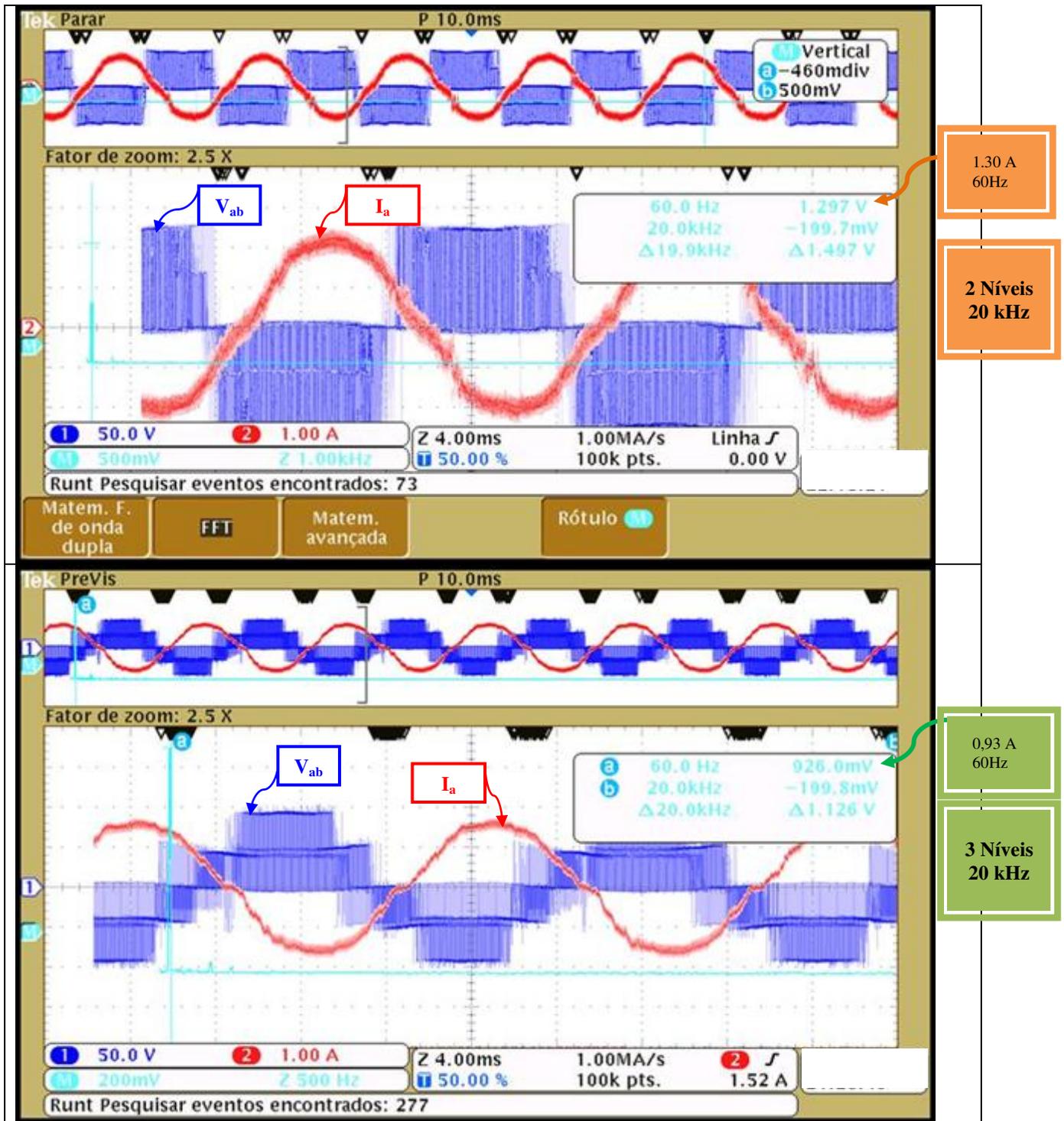


Figura 5.22 – Comparação no tempo e em FFT linear entre inversor no modo a dois níveis (acima) e no modo a três níveis (abaixo), ambas a 20kHz e controle de corrente

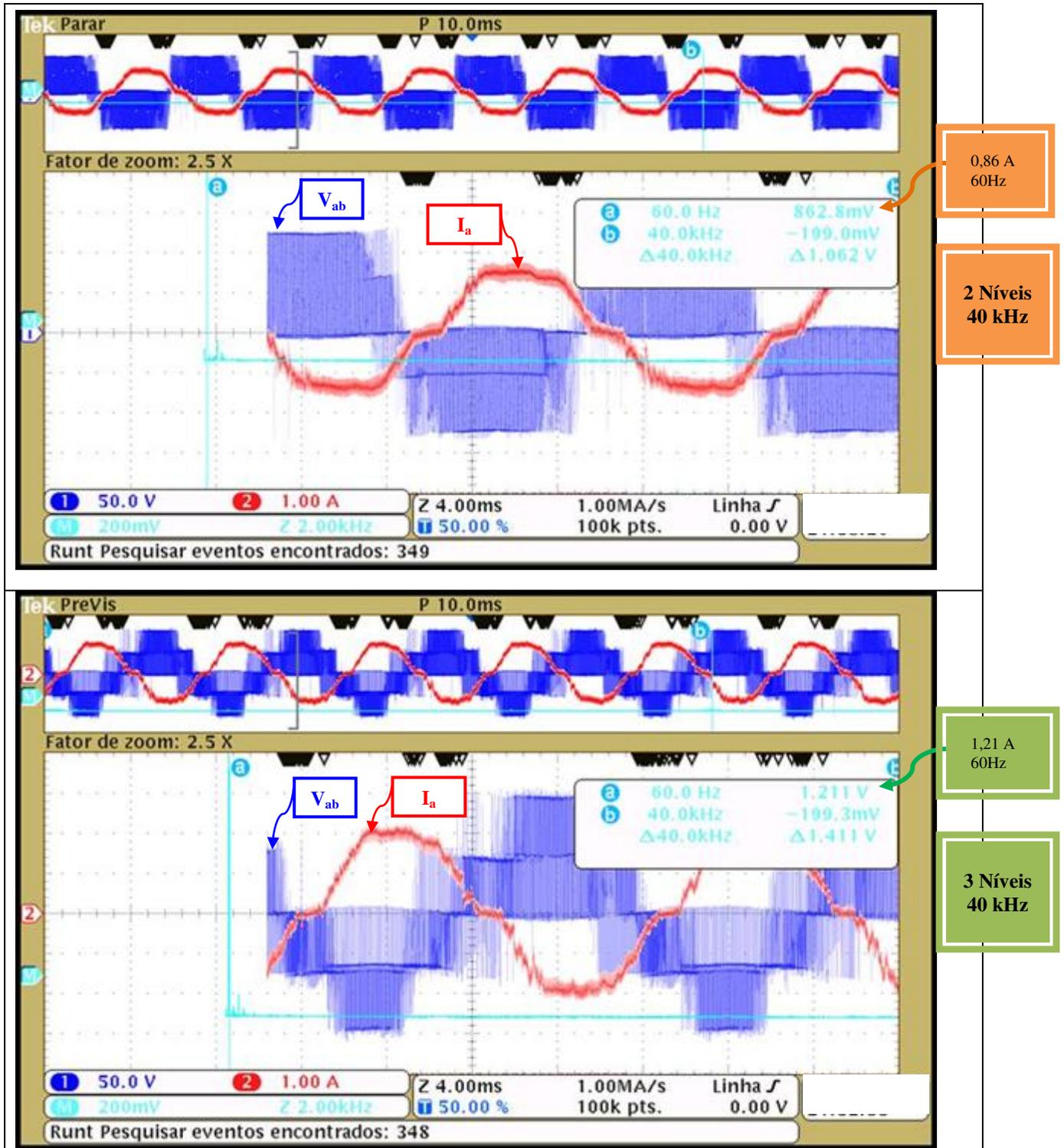


Figura 5.23 – Comparação no tempo e em FFT linear entre inversor no modo a dois níveis (acima) e no modo a três níveis (abaixo), ambas a 40kHz e controle de corrente

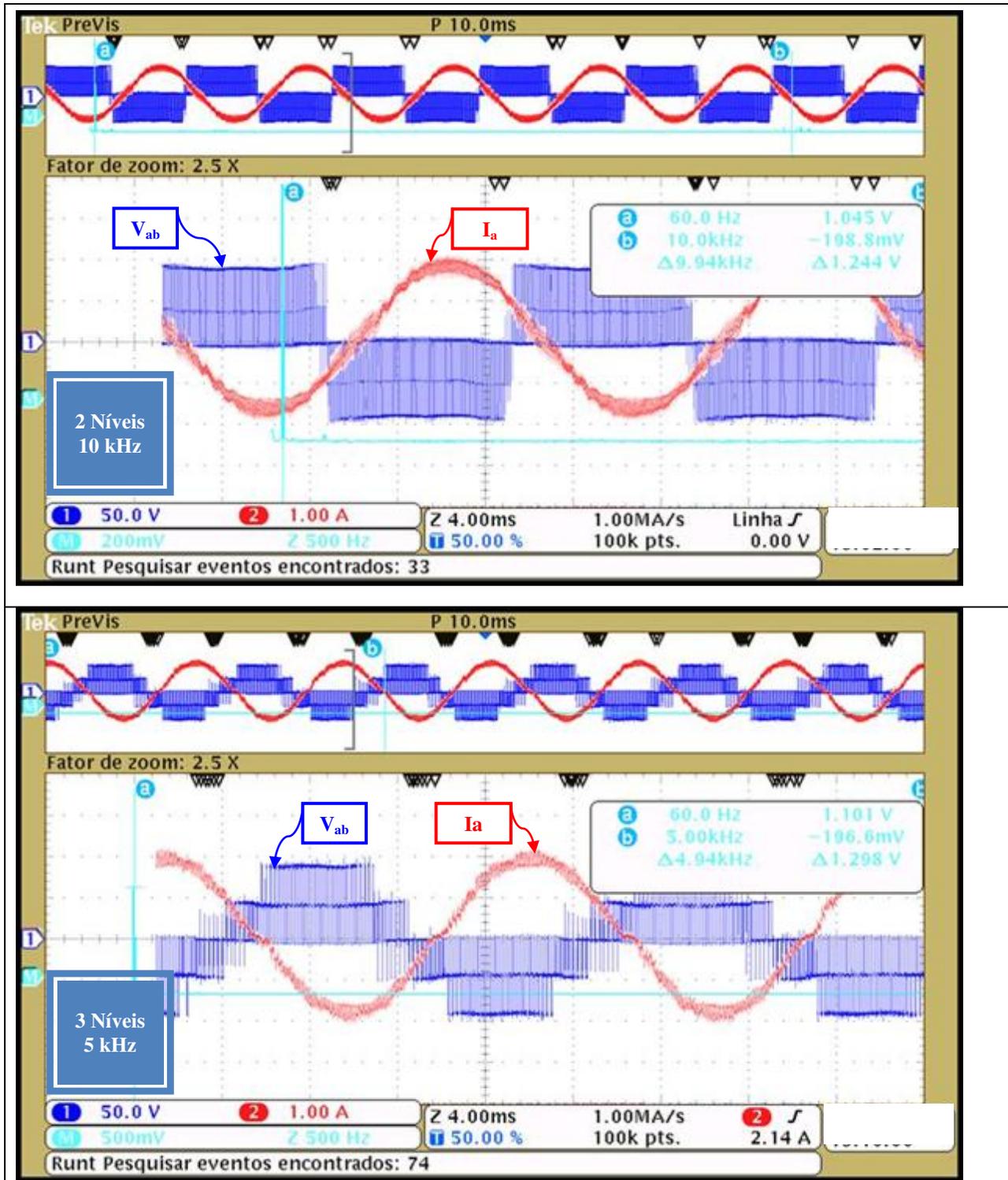


Figura 5.24 – Equivalência qualitativa do dos modos a dois níveis, em 10kHz, com o modo a três níveis, em 5kHz

5.6 USO DO MATLAB PARA GERAÇÃO DOS CÓDIGOS DE PROGRAMAÇÃO DO DSP

Na construção do projeto do ambiente de desenvolvimento no processador digital de sinais F2812 usou-se a facilidade da integração entre o programa MATLAB e a série C2000 de processadores da empresa Texas Instruments para a configuração inicial dos periféricos. A função principal do controle do motor com modulação vetorial é a execução do algoritmo de serviço de interrupção com sincronismo entre a leitura do periférico ADC (*Analog Digital Converter*) e a escrita do periférico PWM (*Pulse Width Modulation*), também ilustrado na Figura 5.27.

A programação gráfica é uma tendência na forma de desenvolvimento de programas. A interação do programador se torna a cada ano mais simbólica na utilização de ambientes de desenvolvimento de processadores de alto desempenho [23]. A equivalência a um código com a programação grafica é ilustrada pela Figura 5.26 onde se apresenta um exemplo de uma função “ComputaAlgoritmo”, à esquerda como programação gráfica e à direita como programação em código C.

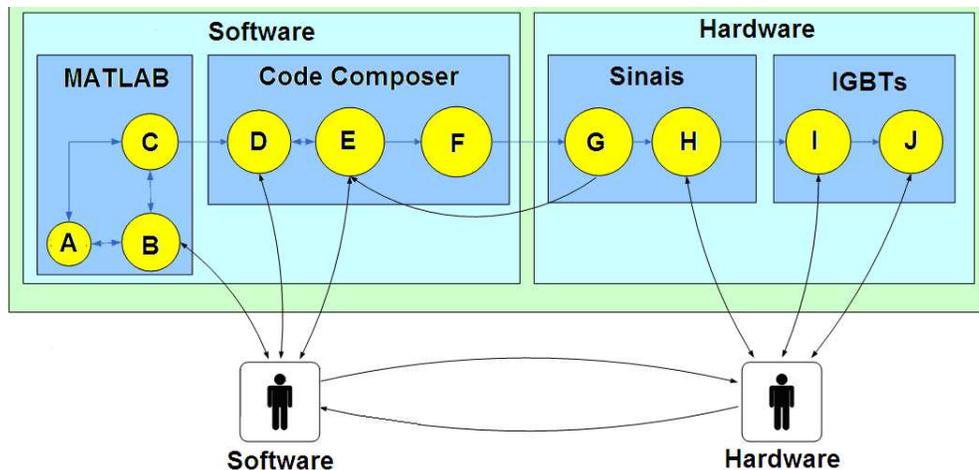


Figura 5.25 – Esquema do sistema proposto (A=simulink; B=programa gráfico; C=target F2812; D=código C; E=ambiente code composer; F=código de máquina; G=kit F2812; H=interface de isolamento; I=drivers dos IGBTs; J=IGBTs)

Em complemento à Figura 5.25:

- *Hardware*: O processador digital de sinais F2812 funciona sobre um kit de desenvolvimento que fornece a alimentação ao chip e a comunicação com um PC para a gravação e depuração do código de máquina gerado pelo *Code Composer*.
- *Software*: O *software* do sistema experimental, ou comumente chamado de *firmware*, é o código de máquina gerado para o F2812 pelas ferramentas de programação do MATLAB.
- Compilação: o processo da programação gráfica se resume no arranjo de blocos Simulink como em uma simulação padrão. Submete-se este à geração de código C (ainda no MATLAB). Verificar e realocar, se necessário, os blocos de código C (processo no Code Composer) realizando pequenos ajustes de programação.

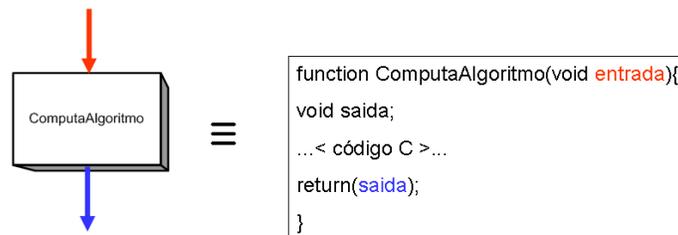


Figura 5.26 – Equivalência da programação gráfica com código C

O uso do MATLAB, versão MATLAB 2007b aqui usada, apresenta-se para gerar o projeto e códigos de configuração de *hardware* como ferramenta gráfica auxiliar ao ambiente de desenvolvimento do DSP F2812 usado. Ou seja, ele cria através da interface visual do Simulink o projeto, o ambiente de arquivos e todo o conjunto de bits de configuração dos principais registradores.

A Figura 5.27, apresenta o projeto de referência encontrado como exemplo no MATLAB e que implanta em código C para o DSP um serviço de interrupção sincronizado com o período de chaveamento do PWM e leitura do conversor analógico.

A Figura 5.28 apresenta o conteúdo do bloco “ADC-PWM” da Figura 5.27.

O conjunto da Figura 5.29 a Figura 5.31 mostra as configuração e detalhamento da Figura 5.27.

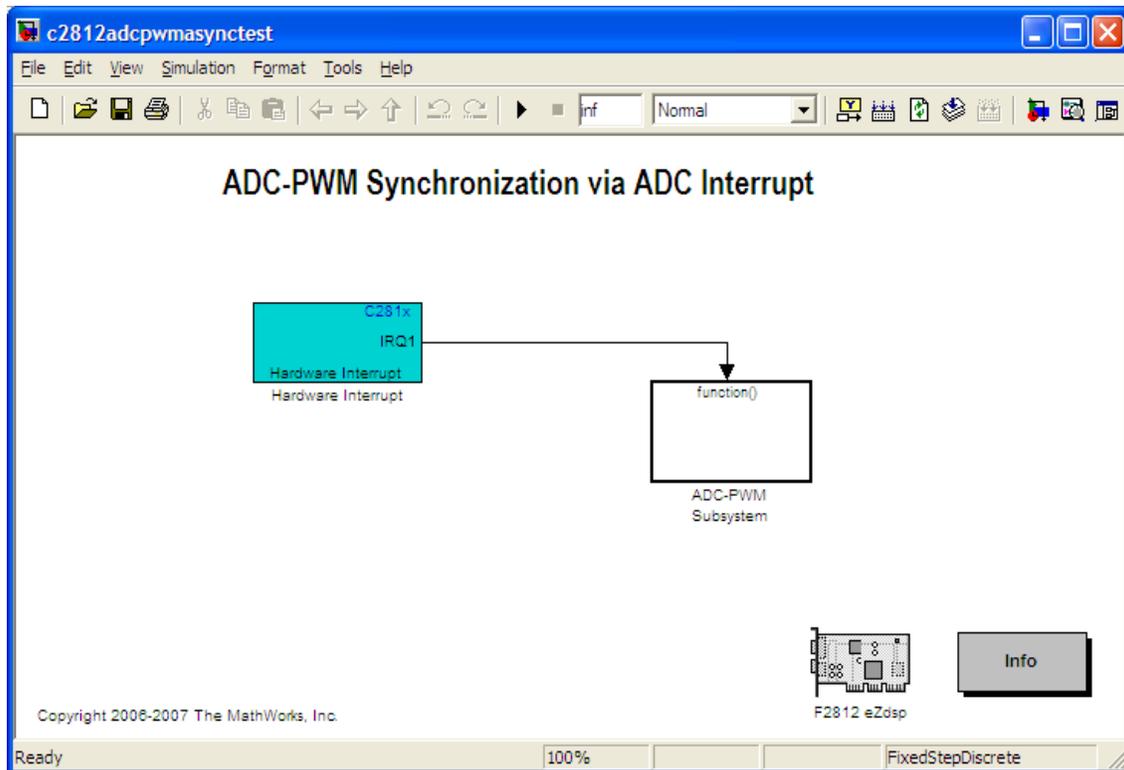


Figura 5.27 – Programa simulink para execução de código por interrupção de período PWM para DSP

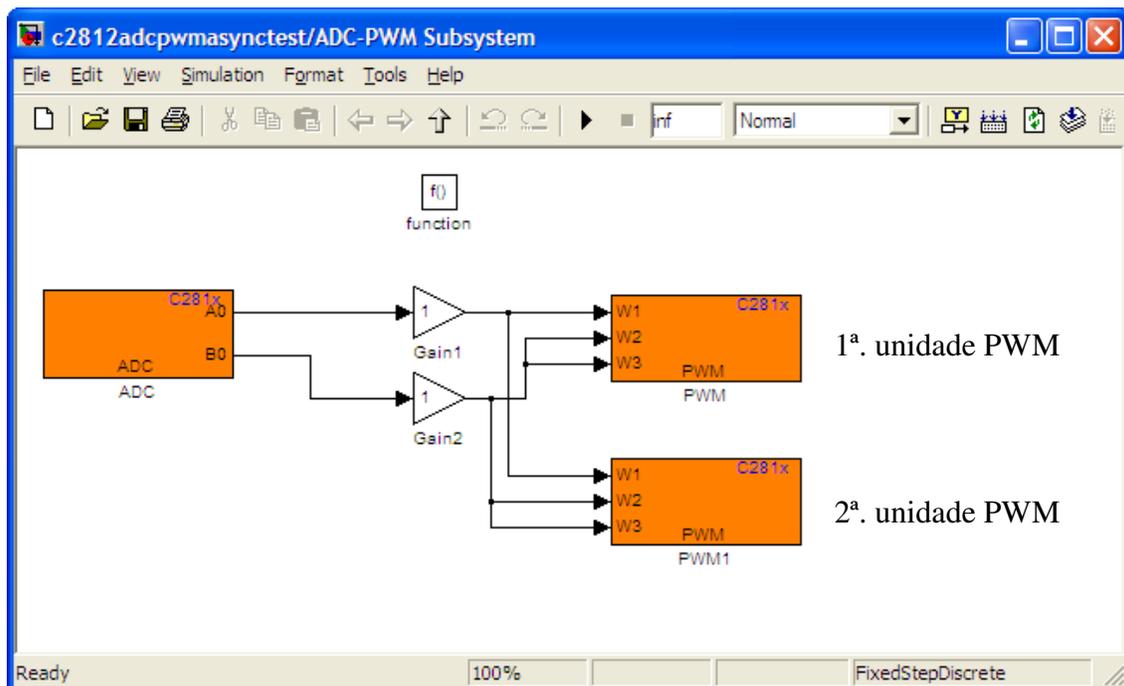


Figura 5.28 – Ações que serão realizadas no subsystem da Figura 5.27

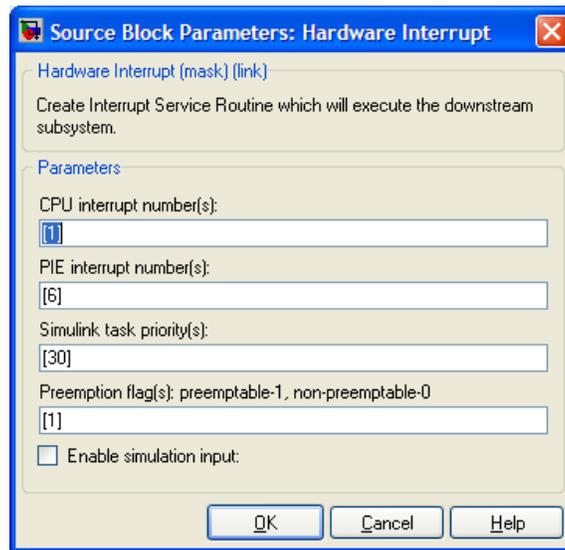


Figura 5.29 – Caixa de configuração da interrupção da Figura 5.27

O bloco da configuração de interrupção gerará um código no DSP que possa gerar um sinal de interrupção a cada período do seu *hardware* PWM. Esse sinal informa que a programação contida no segundo bloco seja executada. No caso deste exemplo, é escrito nos registradores de PWM o que é amostrado pelo *hardware* conversor analógico-digital, ADC.

O próximo passo é identificar no código gerado a localização dos blocos “Gain1” e “Gain2” da Figura 5.28 anterior e, em seguida, substituir pelo algoritmo da modulação vetorial. Os ajustes que devem ser feitos são o de normalização para que o *hardware* PWM compatibilize os valores em fundo de escala.

As Figura 5.30 e Figura 5.31 mostram as configurações das duas unidades PWM. Cada unidade contém 3 pares de PWM, ou seja, no total tem-se 12 sinais, um para cada chave do inversor três níveis.

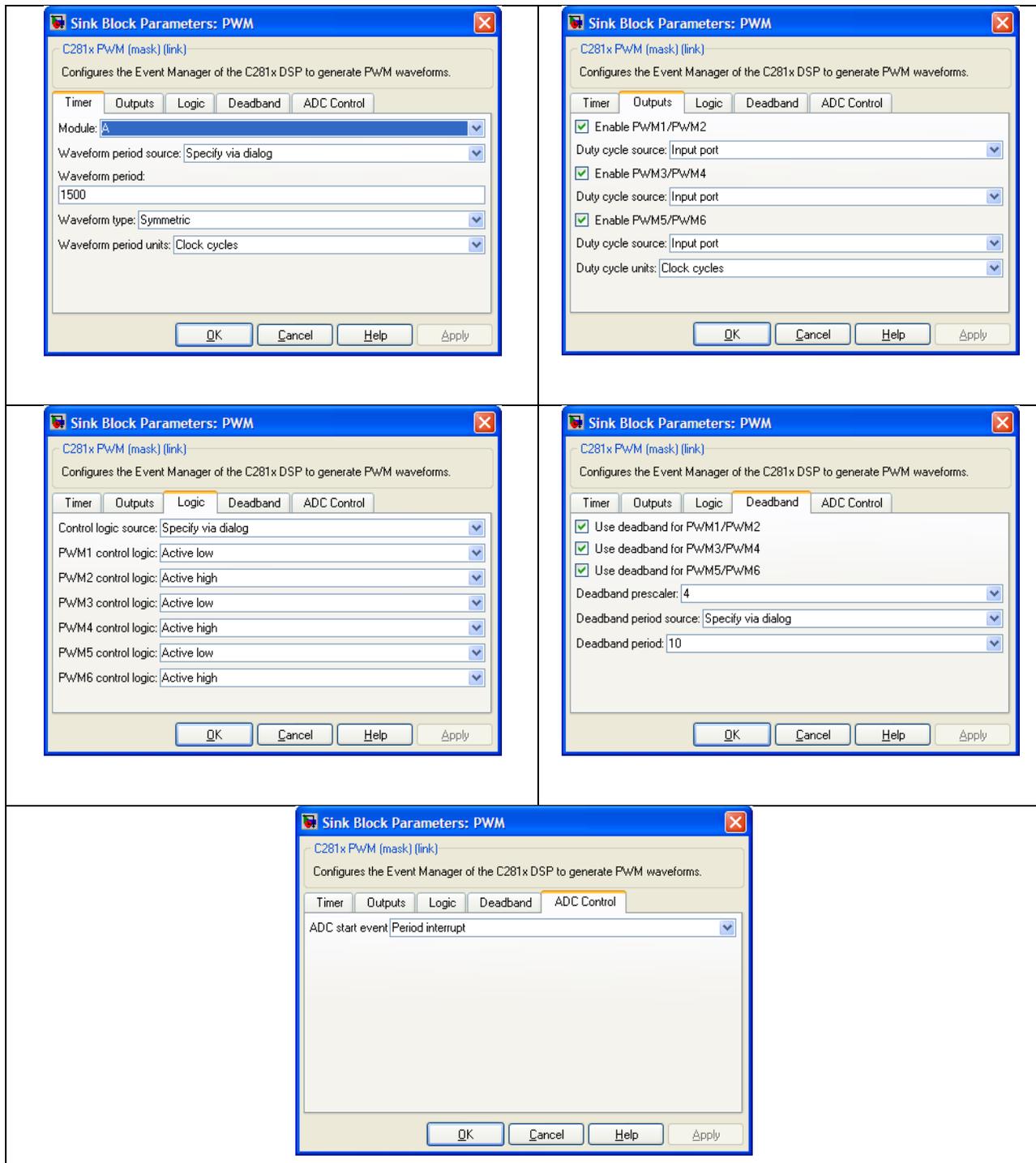


Figura 5.30 - Configuração da primeira unidade de hardware PWM do DSP (telas por aba)

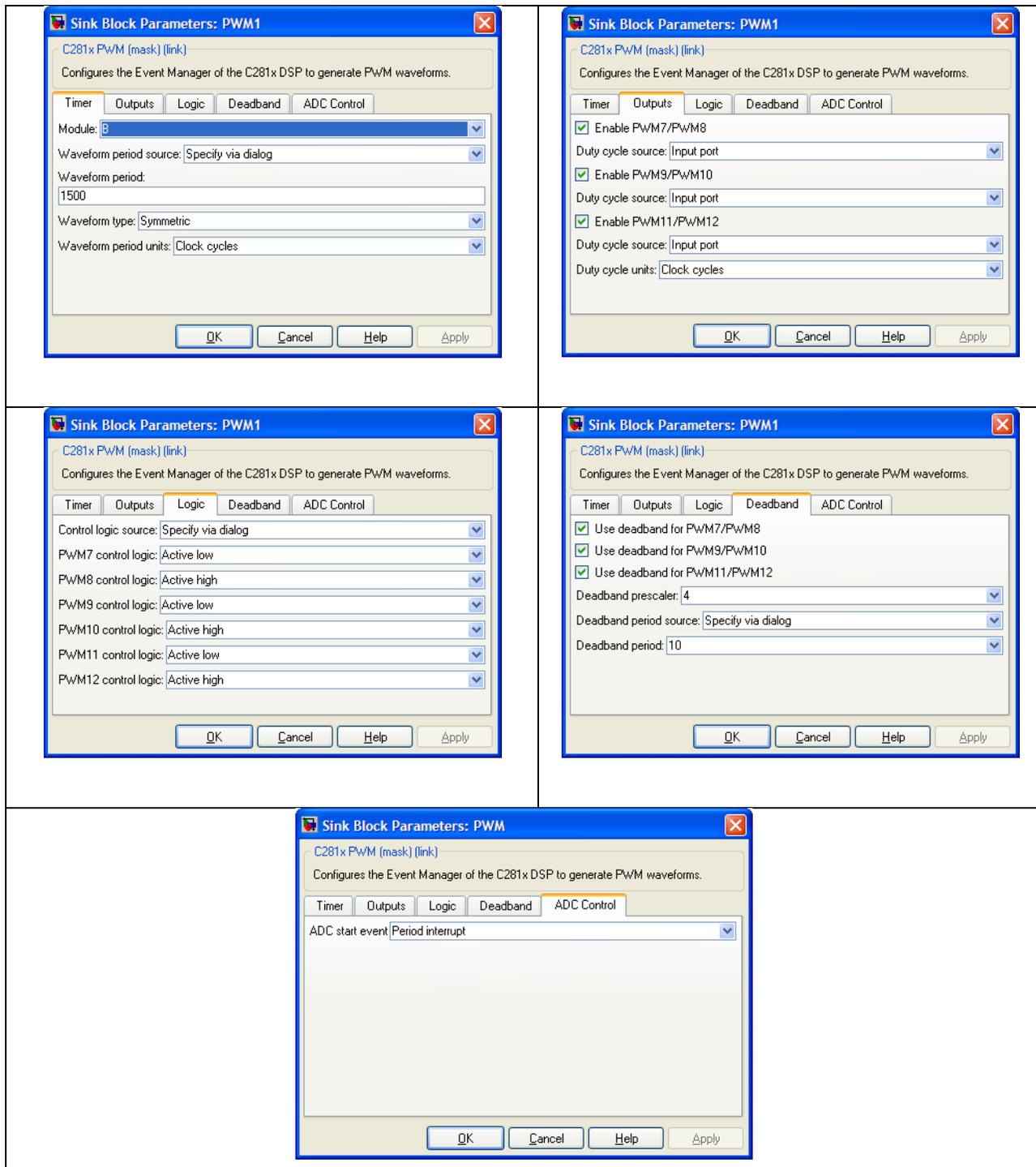


Figura 5.31 - Configuração da segunda unidade de hardware PWM do DSP (telas por aba)

5.7 TESTES DAS PLACAS DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Os resultados descritos e apresentados neste tópico são do sistema que viabilizaram a aplicação do controle do motor síncrono a ímãs permanentes sobre a estrutura inversora a três níveis. Todas as figuras são descritas com suas respectivas funcionalidades. Os esquemáticos ou diagramas elétricos estão apresentados no Apêndice A.

A Figura 5.32 apresenta o resultado de algoritmo de média móvel usado, destacando-se entrada e saída, e na Figura 5.33 as transições. O respectivo código está transcrito no Apêndice B.

A Figura 5.34 representa o ajuste entre o *hardware* que implementa a leitura e o condicionamento da corrente e uma ponta de corrente de osciloscópio (HP Agilent 1148A). O *hardware* conecta o sinal de corrente ao processador digital de sinais e, após processamento interno, o sinal é enviado a um conversor digital-analógico (DAC7625P).

A Figura 5.35 apresenta o sinal de corrente usado pelo *hardware* de condicionamento, sob controle de corrente permitindo comparar a referência do controle com a medida pela ponta de corrente.

A Figura 5.36 apresenta o uso do conversor digital-analógico com os sinais das correntes I_a e I_b .

A Figura 5.37 apresenta o tempo de resposta do circuito de proteção de sobrecorrente usado. Destaca o tempo de $1\mu\text{s}$ entre a subida do sinal de erro da corrente e o desligamento do driver de acionamento da chave IGBT.

A Figura 5.38 apresenta os tempos de diferentes trechos dos programas da rotina de interrupção usada para programar as malhas de controle, a modulação vetorial e demais processos necessários. O algoritmo completo está no Apêndice B. Descrevem-se nas

Tabela 5.1 e Tabela 5.2 os tempos assinalados na Figura 5.38.

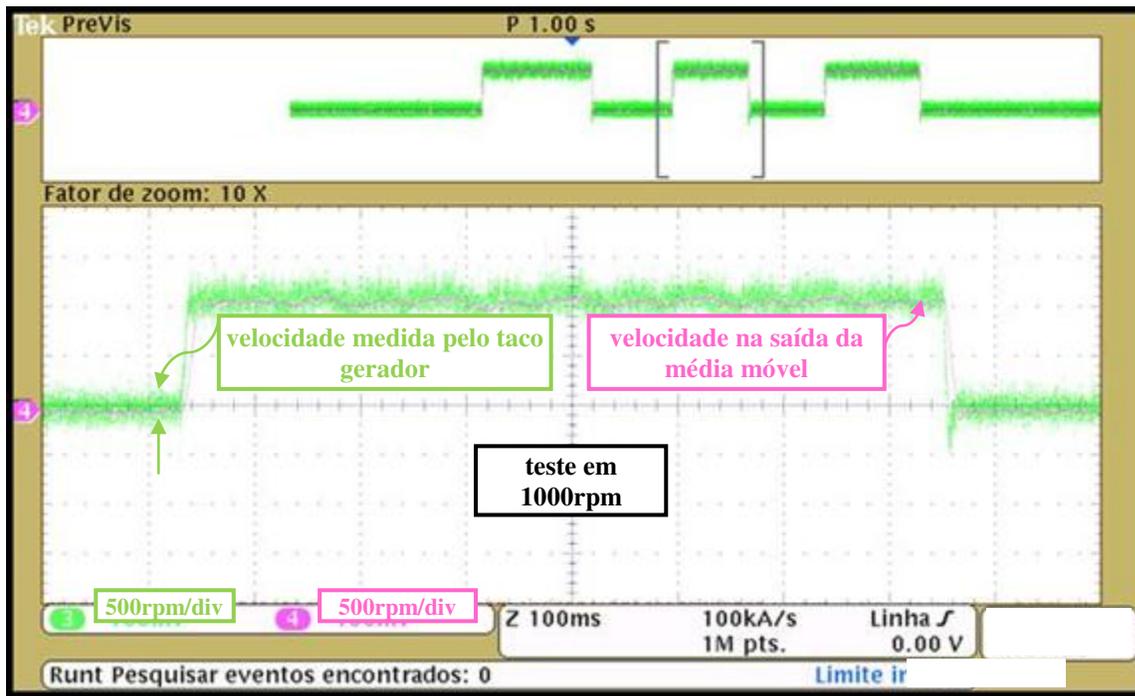


Figura 5.32 – Algoritmo de média móvel na aplicação de leitura de velocidade do motor

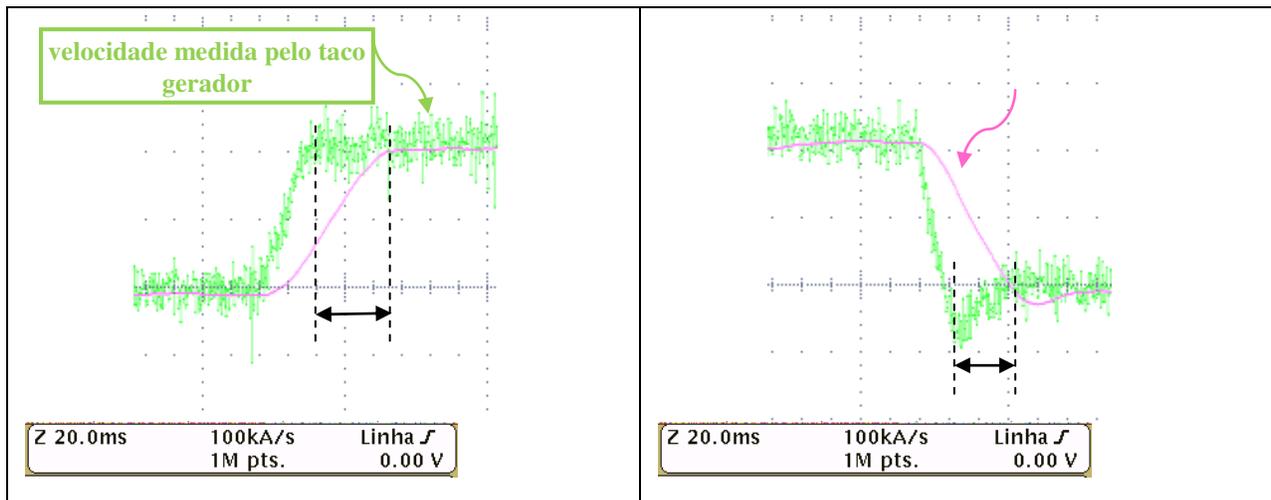


Figura 5.33 – Média móvel, detalhamento do atraso, subida ~10ms e descida ~8ms

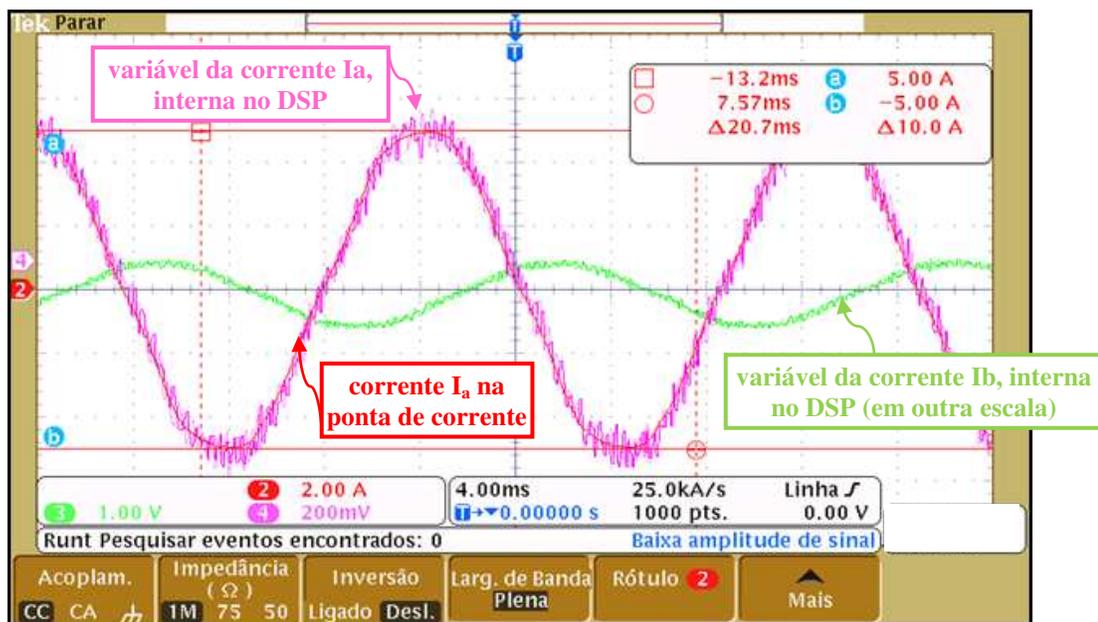


Figura 5.34 – Apresentação do ajuste do sinal de corrente interno ao programa do processador com ponta de corrente

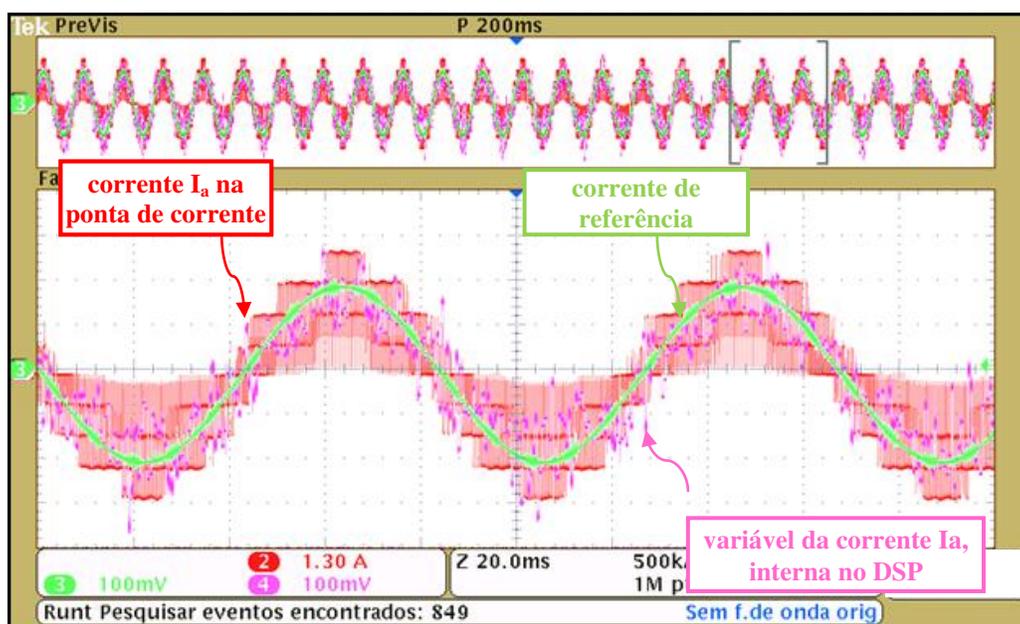


Figura 5.35 – Comparativo entre corrente de referência, corrente medida por ponta de corrente e variável interna da corrente lida.

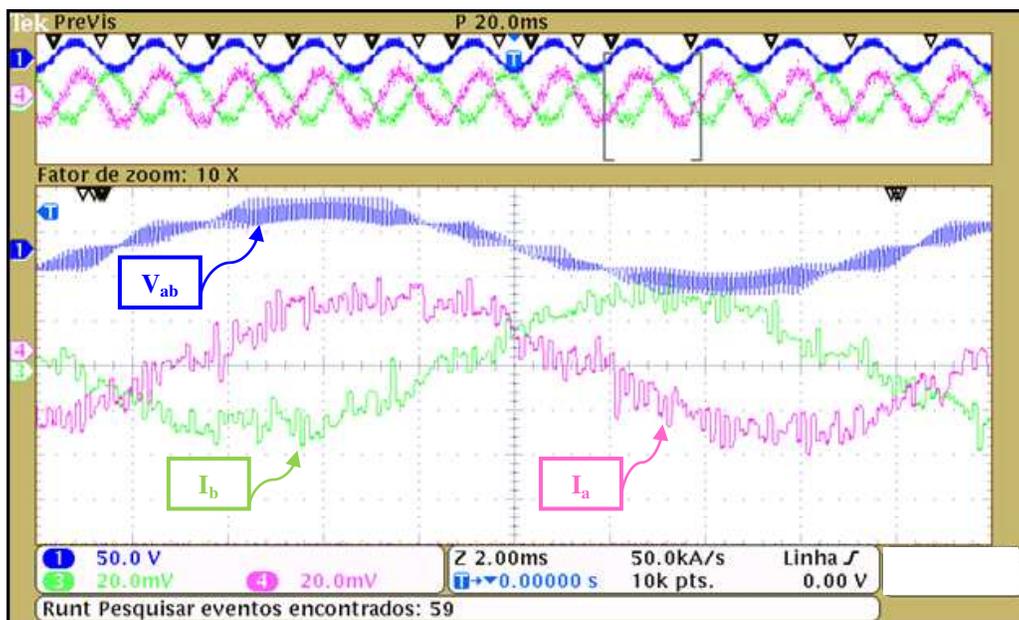


Figura 5.36 – Correntes de fase, I_a e I_b na saída do conversor digital analógico

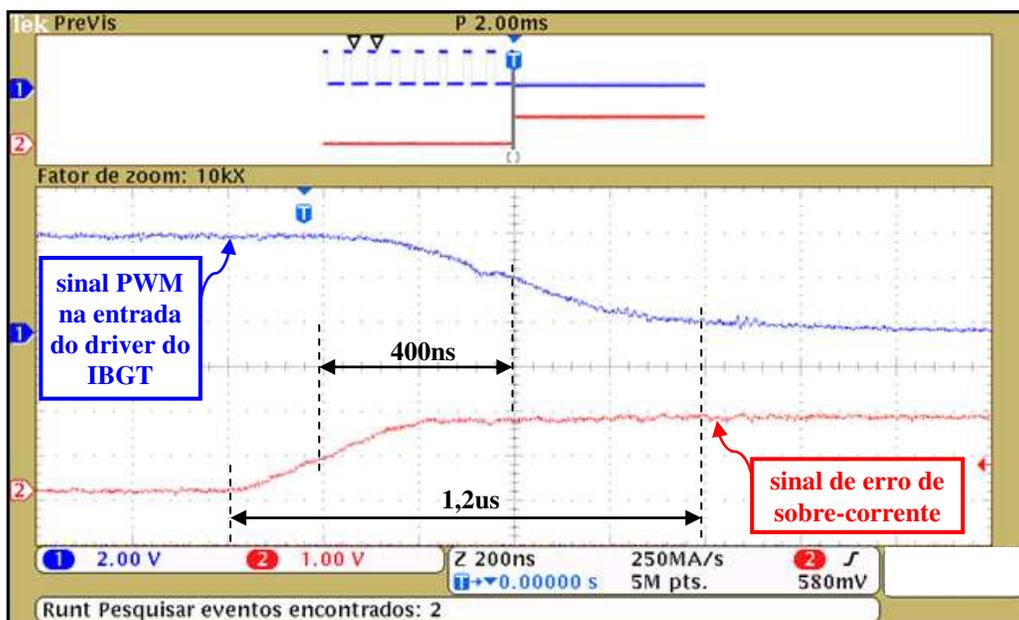


Figura 5.37 – Resposta do circuito de proteção de sobre-corrente

Tabela 5.2 – Tempo de CPU e subpartes da interrupção versus frequência de chaveamento

intervalo	dados da Figura 5.38		ensaio % da cpu e frequência de chaveamento			
	% do algoritmo	μs	5kHz	10kHz	20kHz	40kHz
t0,t1	9%	1,6	1%	2%	3%	6%
t1,t2	7%	1,3	1%	1%	3%	5%
t2,t3	6%	1,0	0%	1%	2%	4%
t3,t4	7%	1,3	1%	1%	3%	5%
t4,t5	7%	1,3	1%	1%	3%	5%
t5,t6	7%	1,3	1%	1%	3%	5%
t6,t7	6%	1,0	0%	1%	2%	4%
t7,t8	6%	1,0	0%	1%	2%	4%
t8,t9	9%	1,6	1%	2%	3%	6%
t9,t10	6%	1,0	0%	1%	2%	4%
t10,t11	20%	3,3	2%	3%	7%	13%
t11,t12	9%	1,6	1%	2%	3%	6%
soma	100%	17,0	9%	17%	34%	68%
t12,t0 (cpu livre)	*	*	92%	83%	66%	32%

**não se aplica*

Capítulo 6

CONSIDERAÇÕES FINAIS E SUGESTÃO PARA NOVOS TRABALHOS

Neste trabalho foi implementada uma montagem experimental que permitiu o estudo e análise dos aspectos multiníveis do funcionamento do inversor trifásico a três níveis com neutro grampeado sob modulação por largura de pulsos por vetores espaciais. Também foram analisados resultados do uso deste inversor para o controle vetorial de um motor síncrono a imãs permanentes como exemplo de aplicação deste controle de velocidade do motor.

Em relação ao funcionamento do inversor foram desenvolvidas as etapas construtivas do algoritmo de modulação em largura de pulsos por vetores espaciais e a forma de interação para uso em protótipo eletrônico e programação de processador para controle das chaves de potência do inversor.

Como desdobramento da seção 5.5 estabeleceu-se uma relação de comparação entre o inversor a dois níveis e a três níveis constituindo um esquema decisor mostrado na Figura 6.1. Na qual se visualiza que, quando há a limitação na frequência de chaveamento, a estrutura com mais níveis passa a ser interessante, do contrário, quando há a possibilidade das chaves do inversor atuar em frequências maiores de chaveamento a relação custo benefício da estrutura com menor nível é melhor.

A decisão no uso de um inversor com mais níveis relativa ao uso do índice de modulação é apresentada na parte inferior da Figura 6.1. Em aplicações que exigem uma constante variação do índice de modulação a estrutura com mais níveis deixa de ser interessante, por outro lado, em aplicações em que o índice é alto e pouco variante há a utilização do custo benefício das vantagens da estrutura com mais níveis.

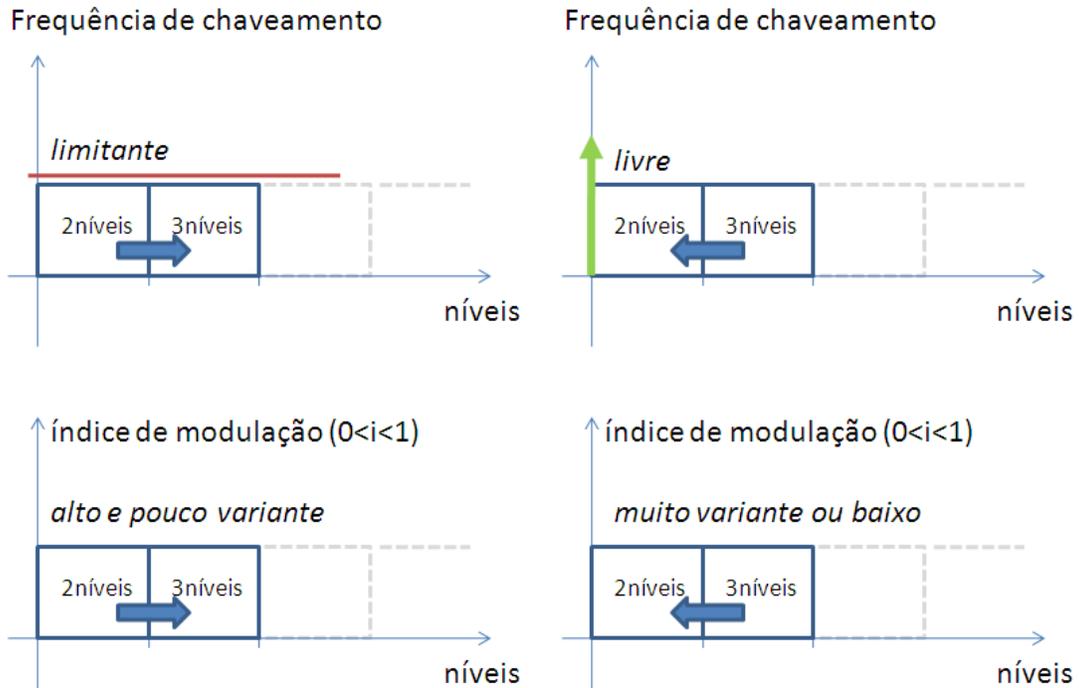


Figura 6.1 – Esquema decisor para a escolha do nível do inversor

A seguir enumeram-se propostas de trabalhos experimentais futuros em consequência de fatos observados durante o desenvolvimento do estudo e montagem do sistema eletrônico e de programação de processador realizado neste trabalho:

- 1.) Proposta de programação e de implementação de *hardware* do mecanismo de equalização das tensões do divisor capacitivo no barramento CC apresentado na seção 2.5.4.3.
- 2.) Proposta de um controle do barramento CC para se aproveitar a estrutura multinível no que se refere aos níveis de tensão apresentado na seção 2.5.5.
- 3.) Proposta que permita estabelecer uma relação quantitativa de equivalência de qualidade de energia e distorção harmônica do esquema decisor da Figura 6.1.

Referências Bibliográficas

- [1] WEG_P&D_PRODUTO. **Motor de Ímãs Permanentes e Inversor de Frequência WEG.** <http://catalogo.weg.com.br/files/wegnet/WEG-motor-de-imas-permanentes-e-inversor-de-frequencia-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>. [S.l.]. 2010.
- [2] FREESCALE. **PMSM Vector Control with Single-Shunt Current-Sensing Using MC56F8013/23.** http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM102.pdf. [S.l.]. 2008.
- [3] FREESCALE. **Sensorless PMSM Vector Control.** http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM109.pdf. [S.l.]. 2009.
- [4] RICHARD H. BAKER, B.; LOWRENCE H. BANNISTER, D. **DC-to-AC or AC-to-AC power converter - has multiple cascaded stages each connected or bypassed according to program.** US3867643, DE2500275, FR2258041, 18 Fevereiro 1975.
- [5] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. **#IEEE_J_IA#**, n. 5, p. 518-523, 1981.
- [6] RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **#IEEE_J_IE#**, v. 49, n. 4, p. 724-738, 2002.
- [7] DAHER, S. **Analysis, Design and Implementation of a High Efficiency Multilevel Converter for Renewable Energy Systems.** 1. ed. Kassel: Kassel University Press, v. 1, 2006.
- [8] ORFANOUDAKIS, G. I. et al. **Loss comparison of two and three-level inverter topologies.** [S.l.]: [s.n.]. 2010. p. 1-6.
- [9] CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. **#IEEE_J_PWRE#**, v. 15, n. 2, p. 242-249, 2000.
- [10] GRIGOLETTO, F. B.; PINHEIRO, H. Nova Modulação Vetorial para o Controle da Tensão do Ponto Central do Divisor Capacitivo do Conversor com Ponto Neutro Grampeado. **Revista Controle & Automação**, v. Vol. 20, p. 439-453, 2009.
- [11] PINTO, V. M. **Um Estudo Comparativo de Técnicas de Chaveamento de Conversores Três Níveis.** UFRJ. [S.l.]. 2005.
- [12] BELLINI, A.; BIFARETTI, S. **Comparison between sinusoidal PWM and Space Vector Modulation Techniques for NPC inverters.** [S.l.]: [s.n.]. 2005. p. 1-7.
- [13] SEIXAS, P. F. et al. **A Space Vector PWM Method for Three-Level Voltage Source Inverters**, 1, 2000. 549 - 555. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE.

- [14] BETANZOS-RAMIREZ, J. D.; RODRIGUEZ-RIVAS, J. J.; PERALTA-SANCHEZ, E. **DSP-based simplified space-vector PWM for a three-level VSI**. [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 277-282.
- [15] HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. [S.l.]: IEEE Press Series on Power Engineering, 2003.
- [16] STEPHAN, R. M. et al. **Guia de Aplicação de Servoacionamento WEG**. [S.l.]: WEG, 2009. 19 p.
- [17] BLASCHKE, F. The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVECTOR Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines. **Siemens Rev**, v. 39, p. 217-220, 1972.
- [18] VAZ, P. **The control of AC machines**. [S.l.]: Oxford Univ., 1990.
- [19] BIM, E. **Máquinas Elétricas e Acionamentos**. 1a. Edição. ed. [S.l.]: Campus, 2009.
- [20] ZHOU, D.; ROUAUD, D. **Experimental comparisons of space vector neutral point balancing strategies for three-level topology**. [S.l.]: [s.n.]. 1999. p. 1071-1076.
- [21] LAZHAR BEN-BRAHIM, S. T. A Novel Multilevel Carrier-Based PWM-Control Method for GTO Inverter in Low Index Modulation Region. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS VOL. 42, NO. 1, JANUARY 2006**.
- [22] LEON M. TOLBER, F. Z. P. T. G. H. Multilevel PWM Methods at Low Modulation Indices. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 15, NO. 4, JULY 2000**.
- [23] REAL, D. **Graphical programming of DSPs**. Department of Signals, Sensors & Systems, Royal Institute of Technology. ed. [S.l.]: [s.n.], February 2005. MASTER THESIS.
- [24] OGASAWARA, S.; AKAGI, H. **Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters**. [S.l.]: [s.n.]. 1993. p. 965-970.
- [25] SONG, Q. et al. **A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters using analytically injected zero-sequence voltage**. [S.l.]: [s.n.]. 2003. p. 228-233.
- [26] DIAS, M. S. G. **Contribuição ao estudo do acionamento avançado do motor síncrono de ímãs permanentes: abordagem baseada nos modos deslizantes de ordem superior**. UFSM. Santa Maria, RS. 2009.

Apêndice A

PROJETO DE HARDWARE

Este apêndice apresenta os circuitos e soluções de eletrônica utilizados. O objetivo é oferecer a reprodutibilidade dos experimentos desse trabalho.

A.1 CONDICIONAMENTO DE SINAIS.

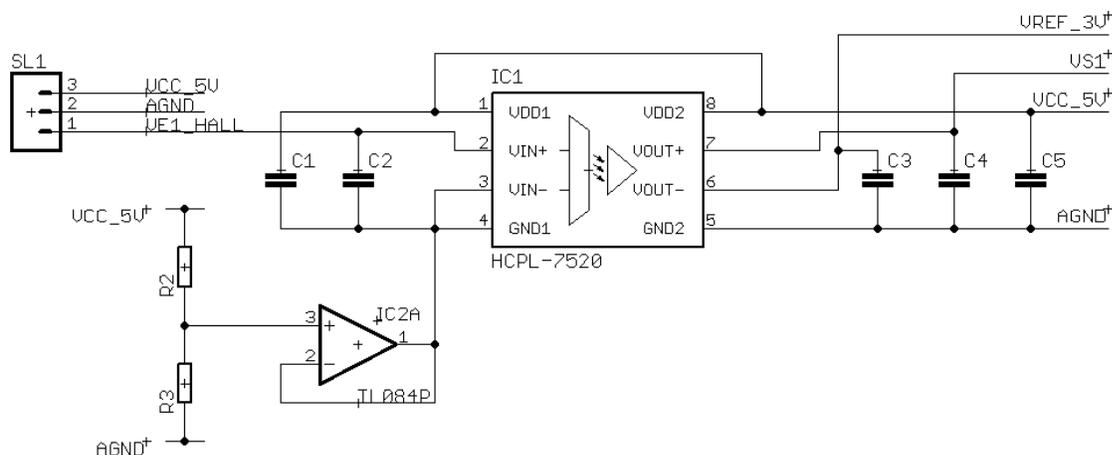


Figura A.1 – Uso do HCPL 7520 no condicionamento de sinais

A função principal deste circuito, Figura A.1, é assumida pelo IC1, amplificador operacional com Isolador Óptico da Allegro, HCPL 7520, que normaliza a faixa de +/-200mV da entrada para a faixa de 0 até 3.3V (se $V_{ref}=3.3V$). Oferece acoplamento direto ao pino de entrada analógica do DSP. Nesta aplicação condiciona a informação de corrente de sensor hall usando

apenas sua característica de normalização em conjunto com a função de filtro passa baixa interno que possui. O sensor hall ilustrado pelo conector de entrada SL1 é o ACS750-050.

O IC1 permite, através de sua entrada GND1, um ajuste de tensão que corresponde, na implementação de IC2, uma função diferença para que o ponto de simetria do hall, 2,5V, esteja em 0V e que sua faixa de leitura possa se adequar ao fundo de escala de +/- 200mV de IC1. Na saída do hall há um divisor/atenuador resistivo que, juntamente com R2 e R3, realizam o ajuste de fundo de escala do sensor para que esteja dentro dos limites de +/-200mV de IC1.

A.2 PROTEÇÃO DE SOBRE CORRENTE.

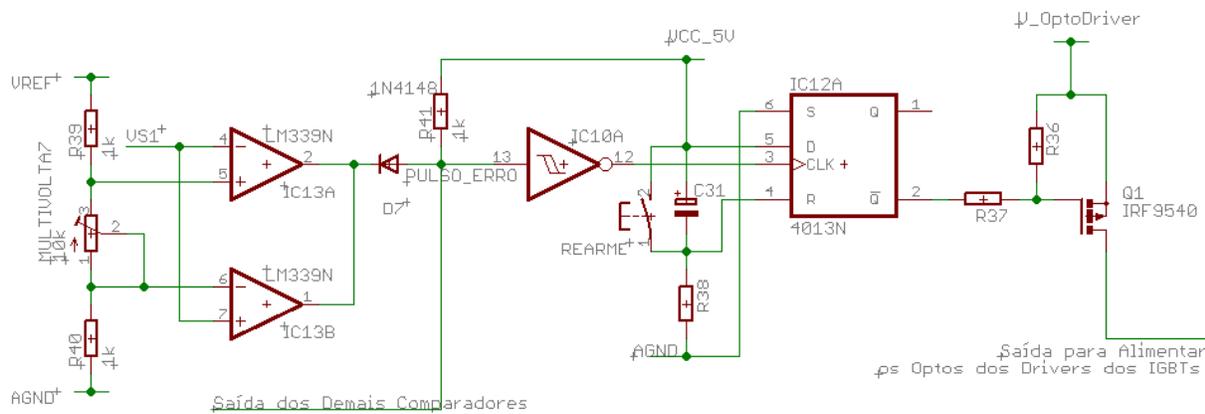


Figura A.2 – Circuito de proteção de sobre-corrente

Este circuito, Figura A.2, é um comparador em janela que sinaliza com um pulso de erro que pode ser conectado diretamente ao pino de interrupção do DSP ou circuito de bloqueio por hardware, como no caso do esquemático. O sinal de erro necessita de resistor de pull-up por ser saída do circuito integrado em coletor-aberto.

O ajuste feito por MULTIVOLTA7 (trimpot à esquerda da Figura A.2), um por canal de corrente, traça paralelas-limite em torno do ponto $VREF/2$, no caso, 1,65V. Se houver a relação de 1V/1A com a proteção atuando em +/-1A tem-se que a janela de proteção deva ser ajustada para 2,65V (leitura no pino 5 de IC13) e 0,65V (leitura no pino 6 de IC13).

Um registrador flip-flop, circuito integrado 4013 e um MOSFET canal P IRF9540, quando em condição de sinal de erro (fora do comparador de janela implementado pelo circuito integrado LM339) corta a presença de alimentação dos circuitos que acionam os drivers dos IGBTs. Necessita-se pressionar o botão REARME para o retorno do normal funcionamento.

A.3 DRIVER DE ACIONAMENTO DAS CHAVES

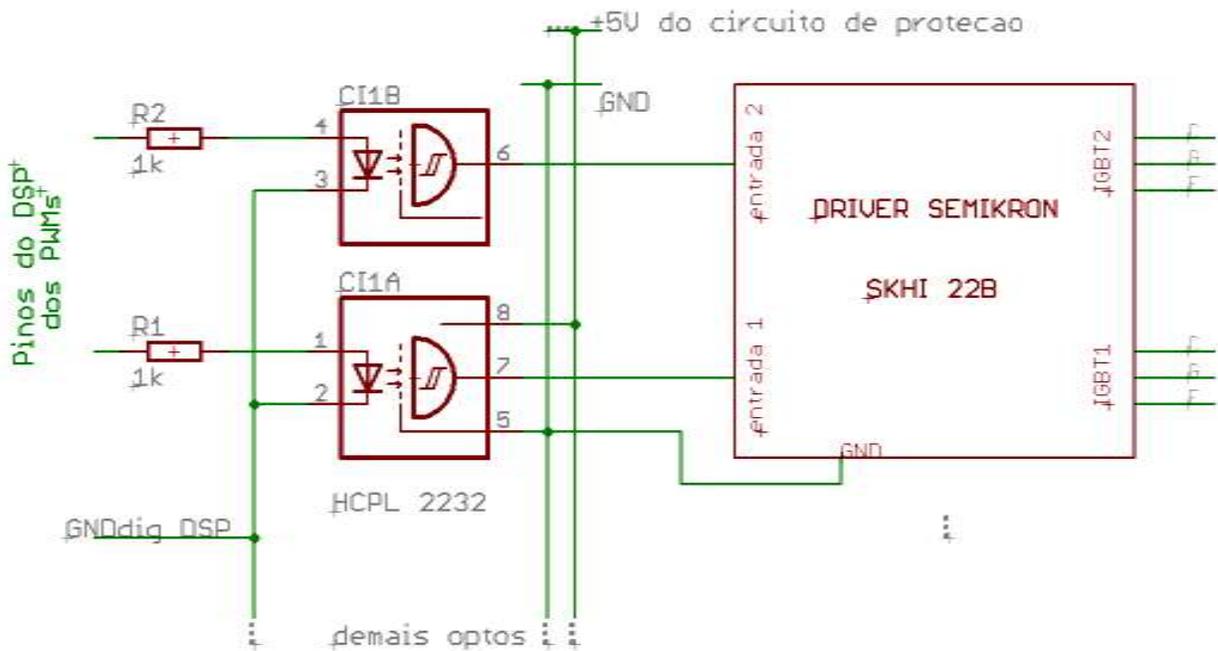


Figura A.3 – Uso do HCPL 2232

Este circuito, Figura A.3, compatibiliza o acionamento da chave IGBT a partir do sinal de saída do pino de PWM do DSP. Usa-se o opto acoplador HCPL 2232 entre o DSP e o Driver da Semikron SKHI 22B. Este último possui pronto as proteções necessárias e o acionamento íntegro da chave IGBT. Este circuito se repete seis vezes, um para cada par de chaves das 12 chaves necessárias para o modo de acionamento a três níveis do inversor deste trabalho.

As entradas seguem as complementaridades de estado lógico, S1a/S3a, S2a/S4a, S1b/S3b, S2b/S4b, S1c/S3c, S2c/S4c.

A.4 CHAVES E CIRCUITO DE POTÊNCIA

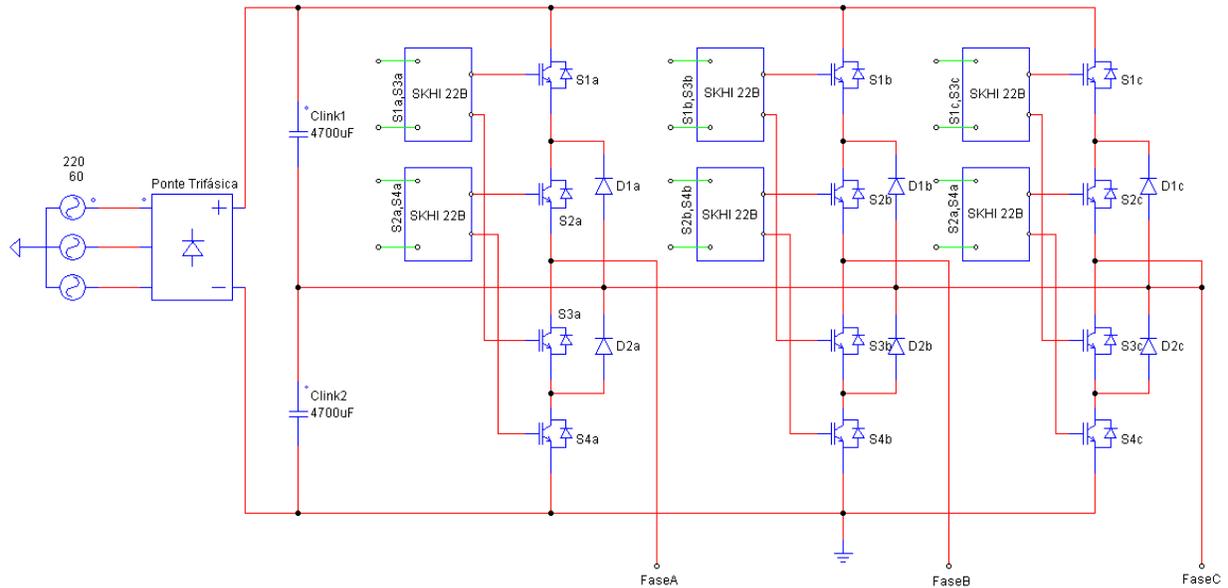


Figura A.4 – Inversor a três níveis com drivers de acionamento

Neste diagrama, Figura A.4, tem-se a visão geral das interligações necessárias dentro do inversor para que ele possa ser configurado via programa tanto para o modo três níveis quanto para o modo dois níveis.

As chaves IGBTs S_{xy} usadas foram STGW40NC60KD, IGBT 40A 600V no encapsulamento TO-247 da empresa ST (www.st.com.br). Os diodos são SKKD 46/12 e a Ponte Retificadora SKD 31/12, ambos da empresa Semikron.

Frisa-se o caráter apenas expositivo da solução mostrada neste Apêndice. Na montagem deste caso existem as proteções por fusíveis em cada fase de saída e de entrada, inserção de varistores e capacitores supressores de filme fino em paralelo com cada braço do inversor na conexão ao barramento CC. Também usou-se varistores em paralelo com cada capacitor, Clink1 e Clink2, para ajudar na proteção do mesmo, neste ponto há uma grande suscetibilidade a danos aos capacitores eletrolíticos quando estes são submetidos à transitórios.

A.5 CONVERSOR DIGITAL ANALÓGICO

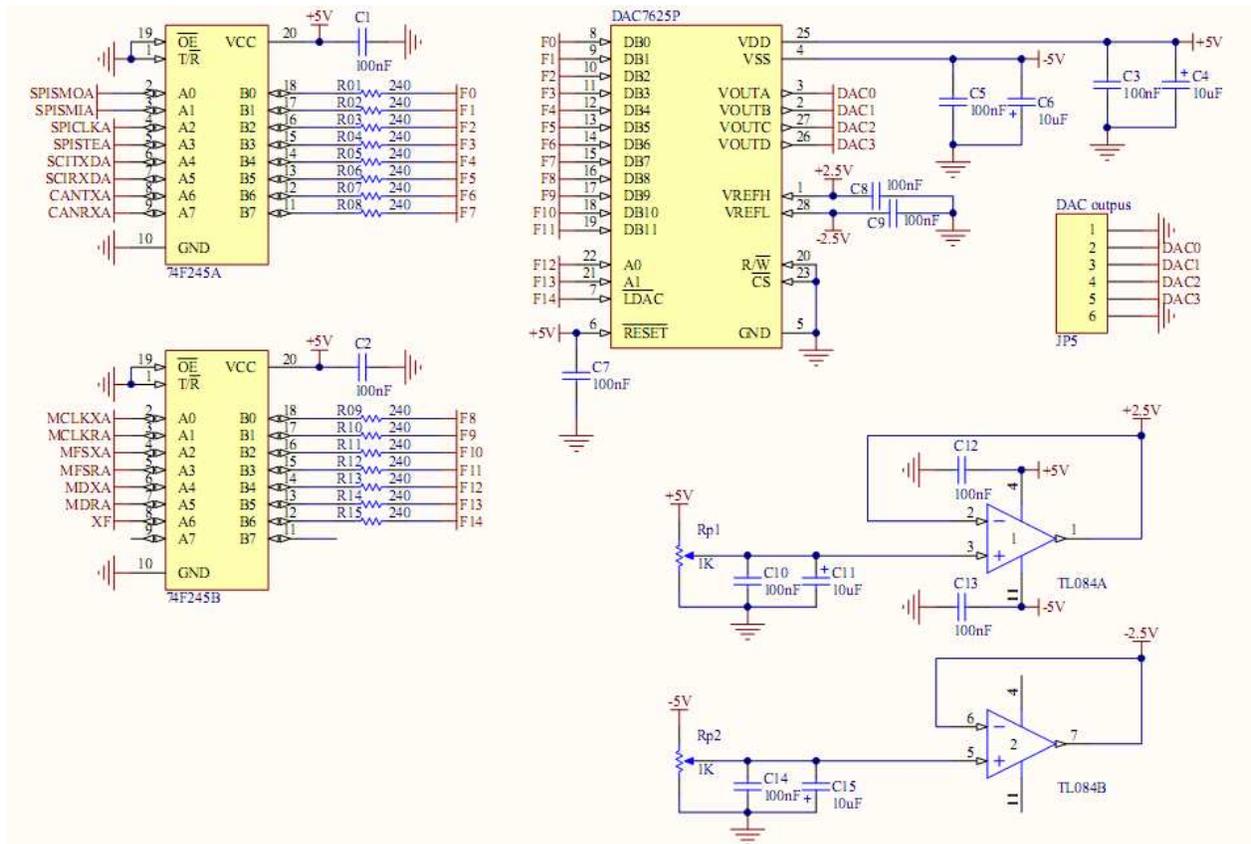


Figura A.5 – Circuito do DAC7625

Este circuito, Figura A.5, implementa a possibilidade de depuração de variáveis internas no programa em tempo real. São quatro canais acessados de forma multiplexada e escritos por entrada paralela de 12 bits. Possui ajustes do fundo de escala em VREFH, pino 1 e VREFL, pino 28. Foi usada a base do projeto de referência do fabricante do circuito integrado DAC7625.

A.6 MONTAGEM EXPERIMENTAL

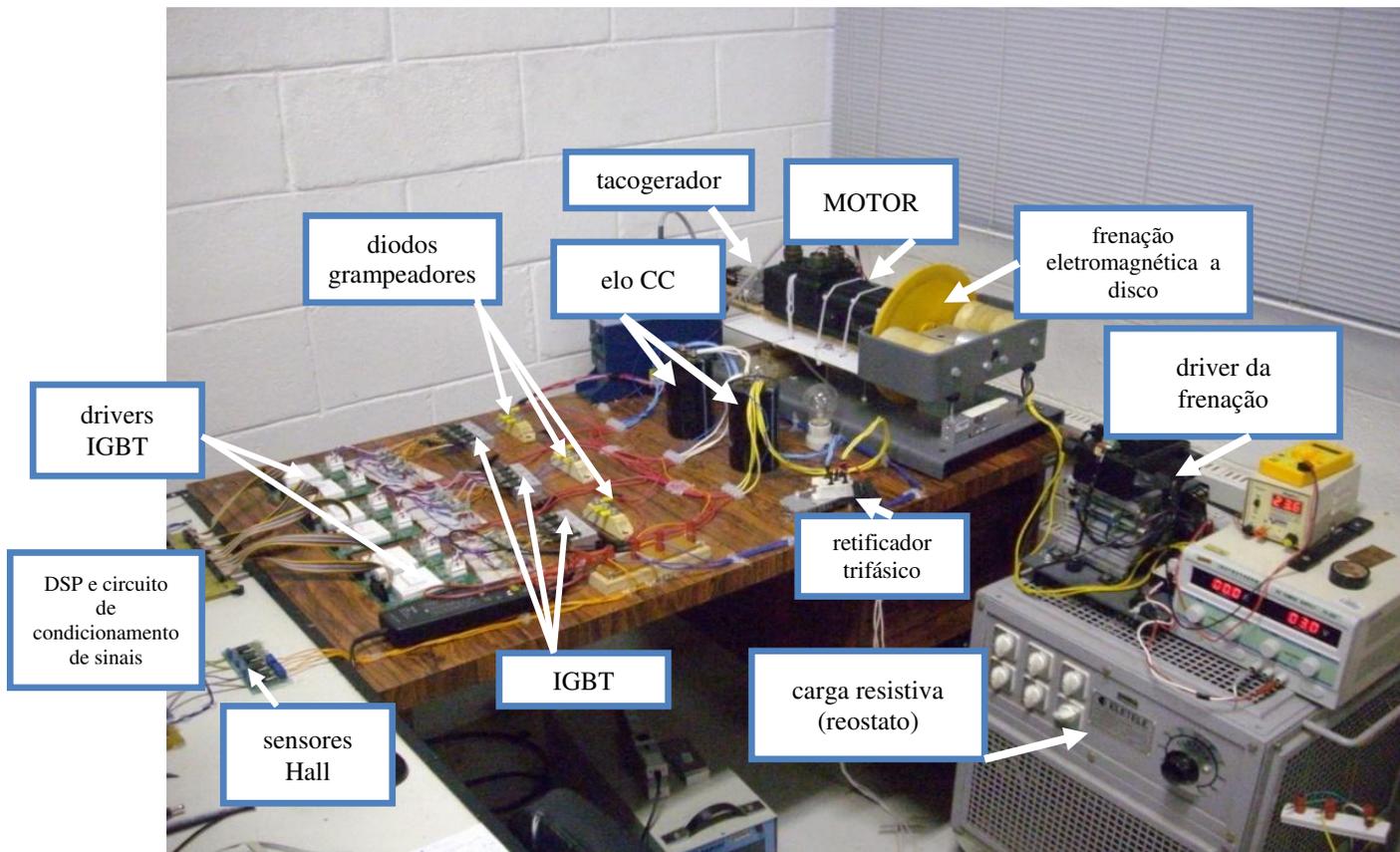


Figura A.6 – Foto da montagem experimental

Na Figura A.6:

- O motor a ímãs permanentes é o modelo SWA 56 3,8 20F da empresa WEG.
- A freiação eletromagnética a disco é um dispositivo de simulação de carga e é da empresa Schooltech Equipamentos.
- O tacogerador é um motor de corrente contínua adaptado à extensão anterior do eixo do motor.
- Os capacitores do elo CC são de valor 4700uF por 450V cada um e da empresa EPCOS. Foram utilizados por estarem disponíveis e possuírem alto valor de capacitância relativo à aplicação do controle de motor.
- O reostato é de 2kW variável da empresa ELETELE.
- Os demais componentes do sistema estão descritos em tópicos anteriores.

Apêndice B

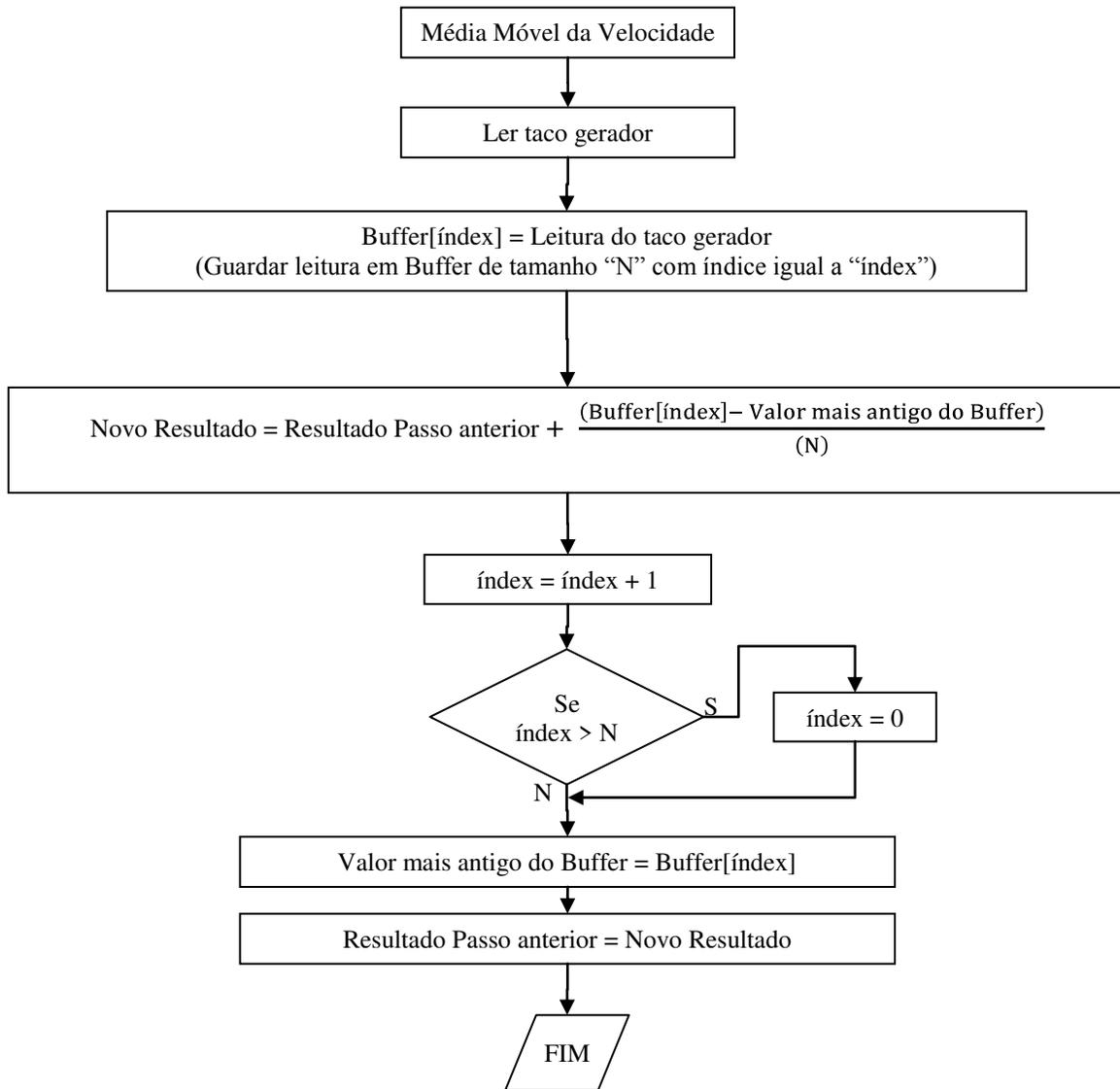
. PROGRAMAÇÃO

Este apêndice apresenta os algoritmos transcritos em código C usados no processador digital de sinais de ponto fixo. Apresentam-se na forma gráfica e em código para oferecer condições para reproduzir os experimentos deste trabalho.

Cada bloco é acompanhado do fluxograma para a visualização lógica das funcionalidades.

B.1 ALGORITMO DE MÉDIA MÓVEL USADO NA LEITURA DE VELOCIDADE USANDO TACO GERADOR.

Fluxograma



Código C

```
//Média Móvel da Velocidade;

//leitura do registrador ADC onde o taco gerador está conectado via função
MMovel_velocidade_vetor[indexMMovelK] = LerTacogerador();

MMovel_velocidade[1] = MMovel_velocidade[0];

MMovel_velocidade[0] = MMovel_velocidade[1] +
_IQmpy((MMovel_velocidade_vetor[indexMMovelK] -
MMovel_velocidade_vetorN),_IQ(0.001953125)); // (1/512) = 0.001953125

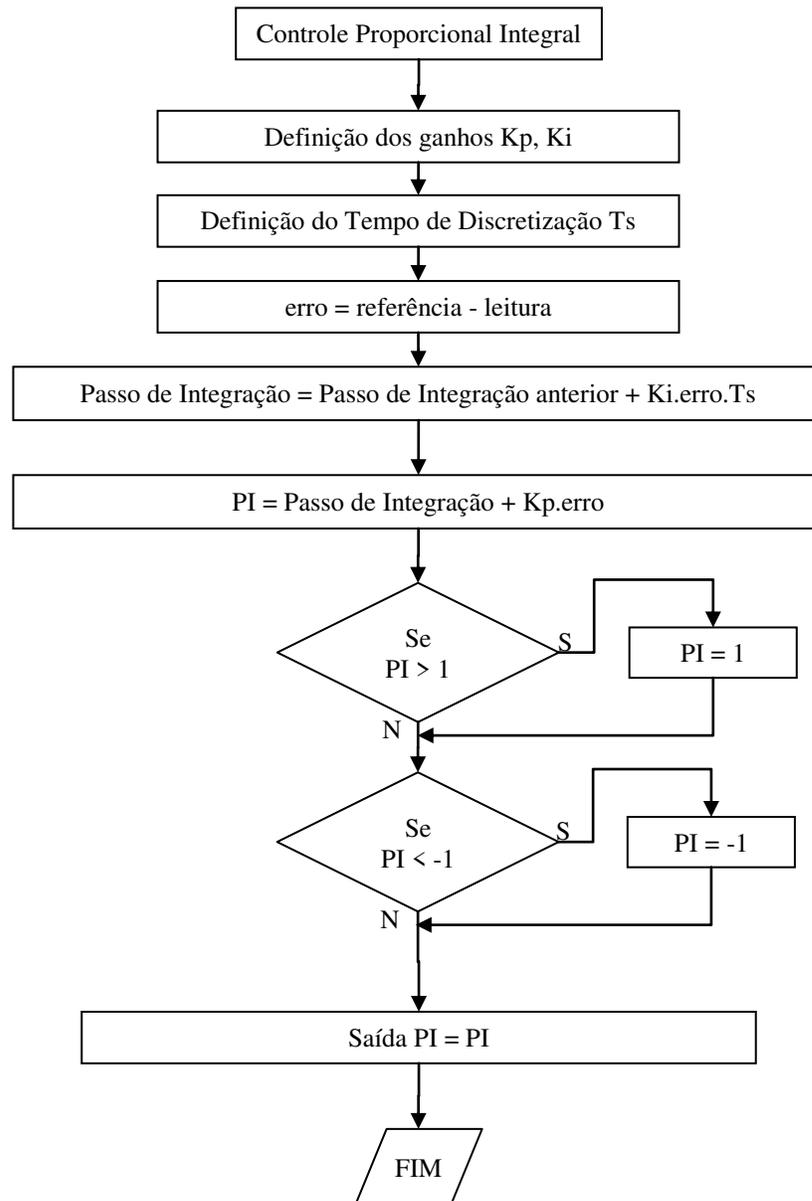
//buffer circular
indexMMovelK++;
if (indexMMovelK>511) indexMMovelK=0;

MMovel_velocidade_vetorN = MMovel_velocidade_vetor[indexMMovelK];

velocidade = MMovel_velocidade[0];
```

B.2 PI – CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL, COM INTEGRADOR EULER E SATURAÇÃO NA SAÍDA

Fluxograma



Código C

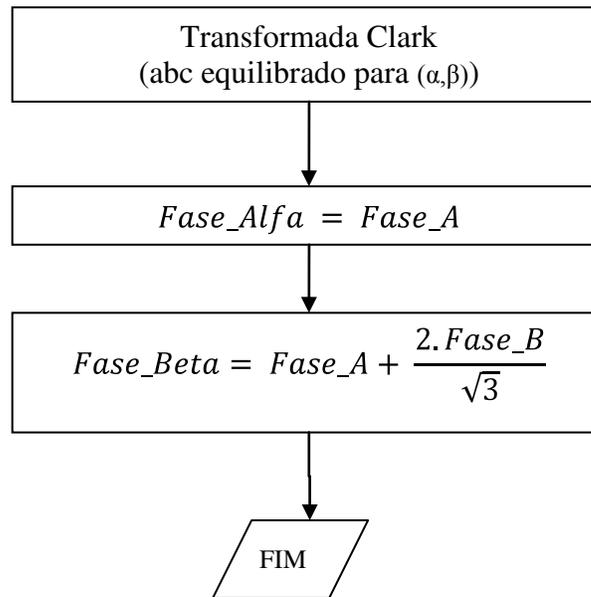
```
//Exemplo do PI para a corrente id
Kp=_IQ(10);
Ki=_IQ(40.0);
Ts=_IQ(0.000100); // freq de chaveamento de 10kHz
satura_max=_IQ(1); //necessário para o padrão de entrada do SVM3n
satura_min=_IQ(-1); //necessário para o padrão de entrada do SVM3n

//calculo do erro
erro= Id_ref - Id;

//PI d
integral_d = integral_d + _IQmpy(_IQmpy(Ki,erro_Id),Ts);
saida_PI_d = _IQsat((_IQmpy(erro_Id,Kp) + integral_d), satura_max,
satura_min);
```

B.3 TRANSFORMAÇÃO CLARK, ABC EQUILIBRADO PARA ALFA,BETA

Fluxograma

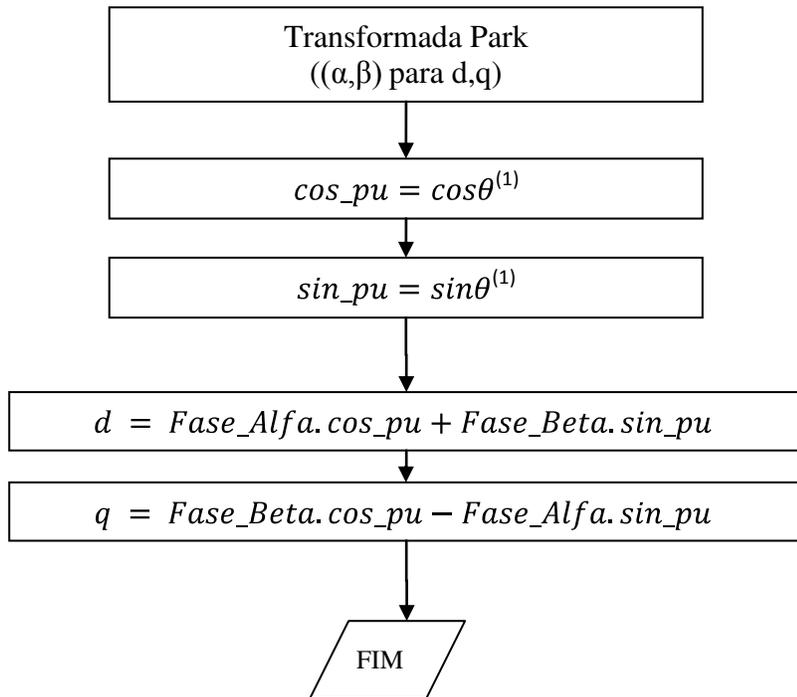


Código C

```
//conversão de corrente de abc para alfa,beta  
Ialfa = corrente_medida_Ia;  
Ibeta = _IQmpy((corrente_medida_Ia +  
(corrente_medida_Ib+corrente_medida_Ib)), _IQ(0.57735027));
```

B.4 TRANSFORMADA PARK, ALFA,BETA PARA D,Q

Fluxograma



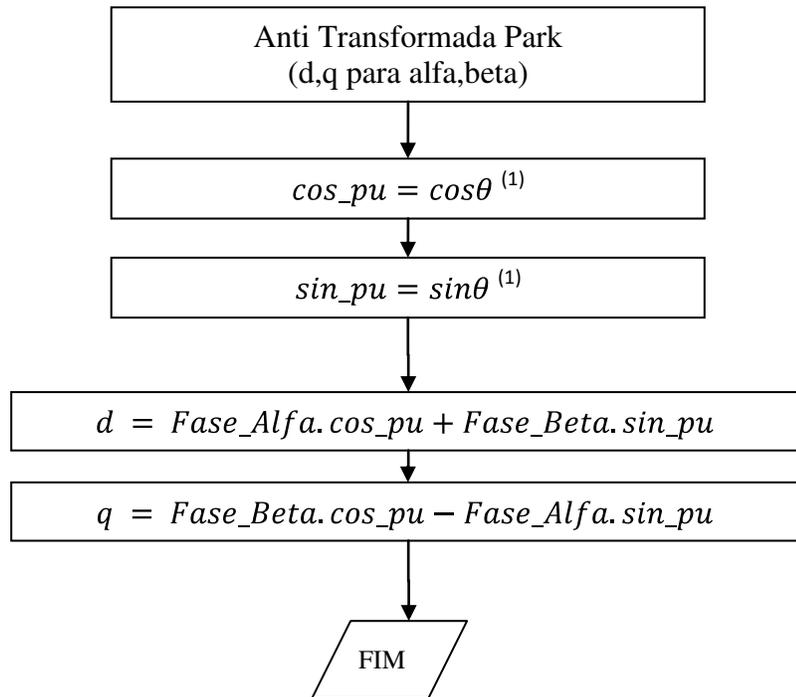
(1) pode já estar calculado em outra parte da programação

Código C

```

//Anti-Park
//Park da corrente medida
// dado que sin_pu e cos_pu foram calculados de acordo com o ângulo do gerador de rampa, seja
//por referência interna, seja medido por taco geradore, encoder ou resolver
// é um código executado a cada passo de discretização, na frequência de chaveamento do PWM,
//ou seja, a cada passo, um novo sin pu e um novo cos pu
Id= _IQmpy(Ialfa,cos_pu) + _IQmpy(Ibeta,sin_pu);
Iq= _IQmpy(Ibeta,cos_pu) - _IQmpy(Ialfa,sin_pu);
  
```

B.5 ANTI TRANSFORMADA PARK, D,Q PARA ALFA

Fluxograma

(1) pode já estar calculado em outra parte da programação

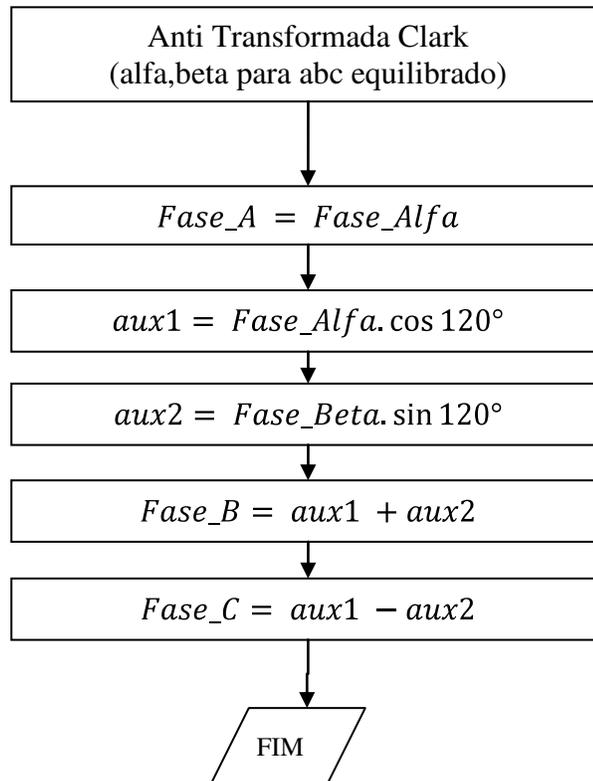
Código C

```

//Anti-Park
//Park da corrente medida
// dado que sin_pu e cos_pu foram calculados de acordo com o ângulo do gerador de rampa, seja
//por referência interna, seja medido por taco geradore, encoder ou resolver
// é um código executado a cada passo de discretização, na frequência de chaveamento do PWM,
//ou seja, a cada passo, um novo sin pu e um novo cos pu
Valfa= _IQmpy(saida_PI_d,cos_pu) - _IQmpy(saida_PI_q,sin_pu);
Vbeta= _IQmpy(saida_PI_q,cos_pu) + _IQmpy(saida_PI_d,sin_pu);

```

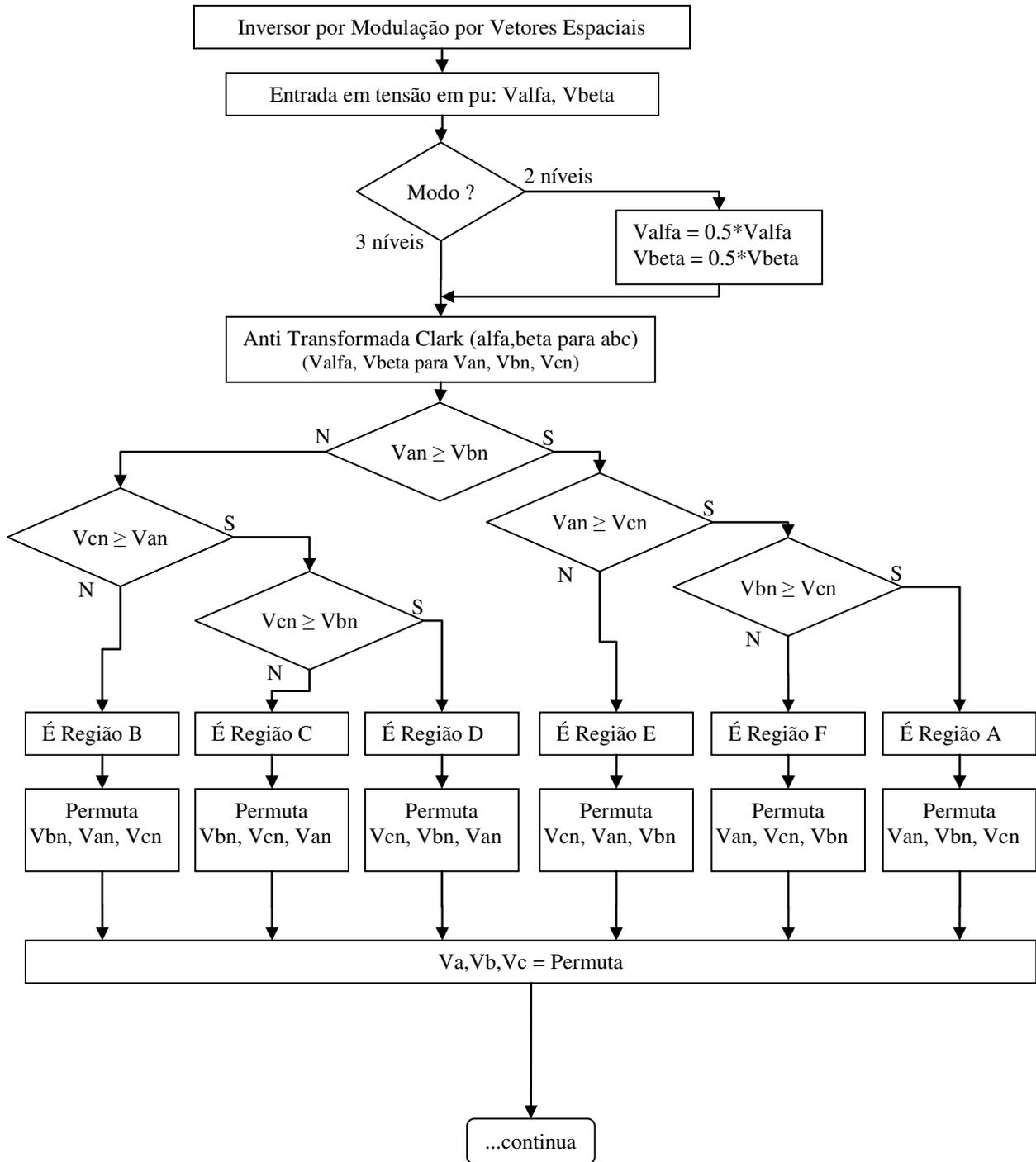
B.6 ANTI TRANSFORMADA CLARK, ALFA,BETA PAR ABC EQUILIBRADO

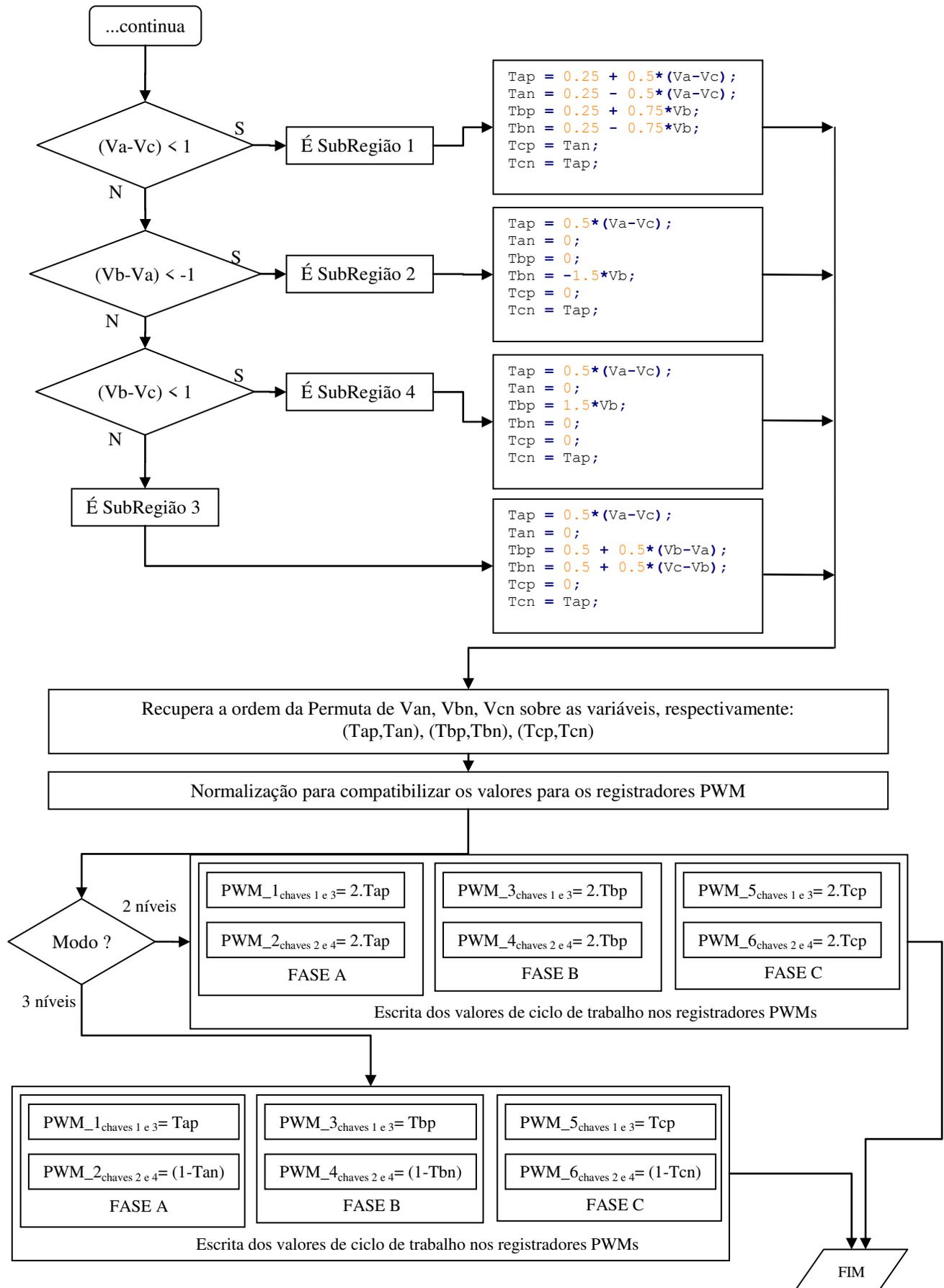
Fluxograma**Código C**

```
// entrada do SVM3n em Valfa, Vbeta
VfaseA = Valfa;
aux1   = _IQmpy(_IQ(-0.5),Valfa) ;//-0.5*Valfa;
aux2   = _IQmpy(_IQ(0.8661),Vbeta) ;//0.8660254*Vbeta;
VfaseB = aux1 + aux2;
VfaseC = aux1 - aux2;
```

B.7 INVERSOR POR MODULAÇÃO POR VETORES ESPACIAIS

Fluxograma





Código C

```

//definição de constanste globais
//implementação da permuta/rotação do setor/região
const uint8_T Va_tabela_setor[7]={0,0,1,1,2,2,0};
const uint8_T Vb_tabela_setor[7]={1,1,0,2,1,0,2};
const uint8_T Vc_tabela_setor[7]={2,2,2,0,0,1,1};

const uint8_T Yap_tabela_setor[7]={0,0,2,2,4,4,0};
const uint8_T Ya0_tabela_setor[7]={1,1,3,3,5,5,1};

const uint8_T Ybp_tabela_setor[7]={2,2,0,4,2,0,4};
const uint8_T Yb0_tabela_setor[7]={3,3,1,5,3,1,5};

const uint8_T Ycp_tabela_setor[7]={4,4,4,0,0,2,2};
const uint8_T Yc0_tabela_setor[7]={5,5,5,1,1,3,3};

//definição de variáveis
//pode ser global ou local
_iq aux1, aux2;
uint8_T setor;

//entrada do SVM3n em Valfa, Vbeta

if (modo_dois_niveis) {
    Valfa=Valfa/2;
    Vbeta=Vbeta/2;
}

//Anti Clark, Valfa,Vbeta para Van, Vbn, Vcn
Van = Valfa;
aux1 = _IQmpy(_IQ(-0.5),Valfa);
aux2 = _IQmpy(_IQ(0.8661),Vbeta);
Vbn = aux1 + aux2;
Vcn = aux1 - aux2;

//vetor para implementar a permuta/rotação do setor/região
VetorFaseABC[0]=Van;
VetorFaseABC[1]=Vbn;
VetorFaseABC[2]=Vcn;

//zeramento da variável setor
setor=0;

if (Van>=Vbn) { //engloba setores A, E e F
    if (Van>=Vcn) {
        if (Vbn>=Vcn){ // A e F
            //setor A;
            setor=1;
        }else {
            //setor F;
            setor=6;
        }
    } else {
        //setorE;
        setor=5;
    }
} else { //engloba Setores B, C e D
    if (Vcn>=Van) { // C e D
        if (Vcn>=Vbn) {
            //setorD;
            setor=4;
        }else{
            //setorC;
            setor=3;
        }
    }else{
        //setorB;

```

```

        setor=2;
    }
}

//Va, Vb, Vc ficam com a ordem da rotação/permuta
Va = VetorFaseABC[Va_tabela_setor[setor]];
Vb = VetorFaseABC[Vb_tabela_setor[setor]];
Vc = VetorFaseABC[Vc_tabela_setor[setor]];

    if ((Va-Vc)<_IQ(1)) { //região 1
        Tap = _IQ(0.25) + _IQmpy(_IQ(0.5), (Va-Vc));
        Tan = _IQ(0.25) - _IQmpy(_IQ(0.5), (Va-Vc));
        Tbp = _IQ(0.25) + _IQmpy(_IQ(0.75), Vb);
        Tbn = _IQ(0.25) - _IQmpy(_IQ(0.75), Vb);
        Tcp = Tan;
        Tcn = Tap;
    }
    else if ((Vb-Va)<(_IQ(-1.0))){ //região 2
        Tap = _IQmpy(_IQ(0.5), (Va-Vc));
        Tan = 0;
        Tbp = 0;
        Tbn = _IQmpy(_IQ(-1.5), Vb);
        Tcp = 0;
        Tcn = Tap;
    }
    else if ((Vb-Vc)>(_IQ(1.0))){ //região 4
        Tap = _IQmpy(_IQ(0.5), (Va-Vc));
        Tan = 0;
        Tbp = _IQmpy(_IQ(1.5), Vb);
        Tbn = 0;
        Tcp = 0;
        Tcn = Tap;
    }
    }else{ //região 3
        Tap = _IQmpy(_IQ(0.5), (Va-Vc));
        Tan = 0;
        Tbp = _IQ(0.5) + _IQmpy(_IQ(0.5), (Vb-Va));
        Tbn = _IQ(0.5) + _IQmpy(_IQ(0.5), (Vc-Vb));
        Tcp = 0;
        Tcn = Tap;
    }

//recupera a ordem de permuta
saida_pwm[Yap_tabela_setor[setor]] = Tap;
saida_pwm[Ya0_tabela_setor[setor]] = (_IQ(1) - Tan);

saida_pwm[Ybp_tabela_setor[setor]] = Tbp;
saida_pwm[Yb0_tabela_setor[setor]] = (_IQ(1) - Tbn);

saida_pwm[Ycp_tabela_setor[setor]] = Tcp;
saida_pwm[Yc0_tabela_setor[setor]] = (_IQ(1) - Tcn);

//normalização para escalar na configuração do PWM
// 3440 é fundo de escala para 10kHz da frq. de chaveamento
saida_pwm[0] = _IQmpy(saida_pwm[0], 3440);
saida_pwm[1] = _IQmpy(saida_pwm[1], 3440);
saida_pwm[2] = _IQmpy(saida_pwm[2], 3440);
saida_pwm[3] = _IQmpy(saida_pwm[3], 3440);
saida_pwm[4] = _IQmpy(saida_pwm[4], 3440);
saida_pwm[5] = _IQmpy(saida_pwm[5], 3440);

//Escrita nos PWMs

if (modo_dois_niveis) {
    //FaseA
    EvaRegs.CMPR1 = (uint16_T) saida_pwm[0]+ (uint16_T) saida_pwm[0]; // 1 3
    EvaRegs.CMPR2 = (uint16_T) saida_pwm[0]+ (uint16_T) saida_pwm[0]; // 2 4

    //FaseB

```

```
EvaRegs.CMPR3 = (uint16_T) saida_pwm[2]+ (uint16_T) saida_pwm[2]; // 5 7
EvbRegs.CMPR4 = (uint16_T) saida_pwm[2]+ (uint16_T) saida_pwm[2]; // 6 8

//FaseC
EvbRegs.CMPR5 = (uint16_T) saida_pwm[4]+ (uint16_T) saida_pwm[4]; // 9 11
EvbRegs.CMPR6 = (uint16_T) saida_pwm[4]+ (uint16_T) saida_pwm[4]; // 10 12
} else {

//FaseA
EvaRegs.CMPR1 = (uint16_T) saida_pwm[0]; // 1 3
EvaRegs.CMPR2 = (uint16_T) saida_pwm[1]; // 2 4

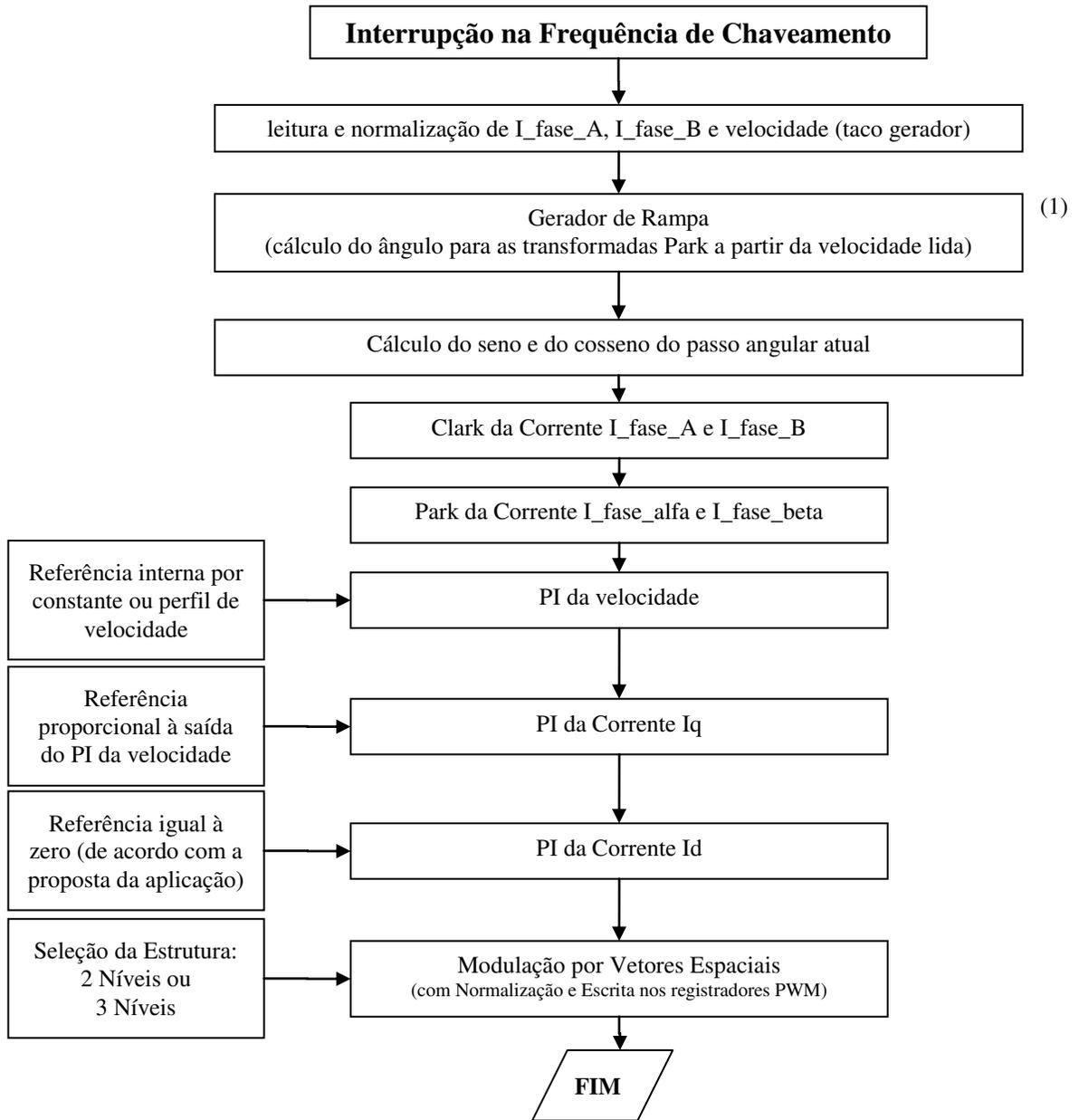
//FaseB
EvaRegs.CMPR3 = (uint16_T) saida_pwm[2]; // 5 7
EvbRegs.CMPR4 = (uint16_T) saida_pwm[3]; // 6 8

//FaseC
EvbRegs.CMPR5 = (uint16_T) saida_pwm[4]; // 9 11
EvbRegs.CMPR6 = (uint16_T) saida_pwm[5]; // 10 12

}
```

B.8 SERVIÇO DE INTERRUPTÃO DSP

Fluxograma



Código C

O Código C já está representado nos itens anteriores.