

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

**Eduardo Valmir de Souza**

**INDUTOR TRIFÁSICO VARIÁVEL POR MEIO DE CONVERSOR  
ESTÁTICO PWM**

Florianópolis

2010



**Eduardo Valmir de Souza**

**INDUTOR TRIFÁSICO VARIÁVEL POR MEIO DE CONVERSOR  
ESTÁTICO PWM**

**Dissertação submetida ao Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal de Santa Cata-  
rina para a obtenção do Grau de Mestre  
em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.**

**Florianópolis**

**2010**

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

S729i Souza, Eduardo Valmir de

Indutor trifásico variável por meio de conversor  
Estático PWM [dissertação] / Eduardo Valmir de Souza ;  
orientador, Ivo Barbi. - Florianópolis, SC, 2010.  
204 p.: il., graf., tabs.

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

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Indutores elétricos. 3.  
Controladores elétricos. 4. Potência reativa. I. Barbi,  
Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa  
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

**Eduardo Valmir de Souza**

**INDUTOR TRIFÁSICO VARIÁVEL POR MEIO DE CONVERSOR  
ESTÁTICO PWM**

**Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de  
Mestre, e aprovada em sua forma final pelo Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de  
Santa Catarina .**

**Florianópolis, 23 de Agosto de 2010**

---

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

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing., Orientador

---

Prof. Denizar Cruz Martins , Dr.

---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc



## AGRADECIMENTOS

Antes de tudo, agradeço à minha família, em especial aos meus pais. Sem eles, eu não teria consigo o que tenho hoje.

Ao meu orientador, Professor Ivo Barbi, por sua orientação e apoio.

Aos professores Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Enio Valmor Kassick, Ivo Barbi, Hari Bruno Mohr, João Carlos dos Santos Fagundes, Marcelo Lobo Heldwein e Samir Ahmad Mussa pelos ensinamentos e lições.

Aos funcionários Clarisse, Fernando, Pacheco, Coelho e Regina pelo apoio logístico e técnico na realização do trabalho.

Aos colegas graduandos, mestrandos e doutorandos, em especial, Alan Dorneles, Alessandro Luiz Batschauer, Altamir Ronsani Borges, André Luiz Fuerback, Cicero Silveira Postiglione, Eloi Agostini Junior, Hugo Rolando Estofanero Larico, Joselito Anastacio Heerd, Márcio Silveira Ortmann, Mateus Felzke Schonardie, Telles Brunelli Lazzarini e Roberto Francisco Coelho.

Aos colegas de sala, Tiago Kommers Jappe, Ivan Horvarth Codas, Ronieri Henrique de Oliveira, Daniel Córdova Roth, Jackson Lago e Paulo Augusto Garcia Tatim pela convivência e amizade.

Aos amigos que fiz durante a graduação, em especial, Afrânio de Castro Antônio Júnior e Michel Rockemback de Carvalho.





*"A person is a success if they get up in the morning and gets to bed at night and in between does what he wants to do."*

*Bob Dylan*



**RESUMO:** Neste trabalho é proposto o estudo e a implementação de um conversor que apresente o comportamento de uma carga indutiva trifásica variável. Tal conversor pode ser empregado na regulação da tensão senoidal ou compensação de potência reativa de um sistema de distribuição, como alternativa aos conversores convencionais que empregam tiristores. São apresentados, além do princípio de funcionamento do conversor e uma estratégia de modulação, uma análise teórica para obtenção de expressões simples que relacionam a variável de controle - razão cíclica - com a impedância equivalente do conversor. É implementado um protótipo de 12,5 kVAr operando com frequência de chaveamento de 20 kHz. Os resultados experimentais são apresentados e comparados com os resultados obtidos por simulação tanto para o conversor proposto quanto para o conversor convencional a tiristor. Por fim, são descritas as contribuições e as possibilidades de continuidade do trabalho.

**Palavras-chaves:** Compensador estático de potência reativa, indutor variável, regulador de tensão, compensação de potência reativa.



**ABSTRACT:** This work presents the study and implementation of a converter that presents a three-phase variable inductive load behavior. This converter can be employed in sinusoidal voltage regulation or reactive power compensation for a distribution system, as an alternative for conventional converters that employ silicon controlled rectifiers (SCR). The operational principle, the employed modulation strategy and a theoretical analysis to achieve a simple expression that relates the control parameter - duty cycle - to the equivalent impedance of the converter are presented. A 12, 5 kVAr prototype is implemented, operating at a switching frequency of 20 kHz. The experimental and simulation results are presented and compared for the proposed converter and between the proposed converter and the conventional one. Finally, contributions and an outlook of the study are listed.

**Keywords:** Static VAR converter, voltage regulation, reactive power compensation, variable inductor.



## LISTA DE FIGURAS

1.1	Compensação Paralela. . . . .	33
1.2	Compensador estático baseado em indutor saturado. . . . .	33
1.3	Conversor Capacitor Chaveado. . . . .	34
1.4	Compensador Indutor Chaveado à tiristor em paralelo com capacitor. . . . .	34
1.5	Compensador Estático PWM Indutor Variável em paralelo com capacitor. . . . .	35
1.6	Exemplo de um Compensador Síncrono Estático. . . . .	36
1.7	Compensação Série . . . . .	36
1.8	Banco de Capacitores em Série. . . . .	37
1.9	Compensador estático indutor chaveado à tiristor com capacitor em paralelo. . . . .	38
1.10	STATCOM em série. . . . .	38
1.11	Compensador Trifásico PWM Indutor Variável. . . . .	39
2.1	Compensador estático monofásico de potência reativa PWM. . . . .	41
2.2	Compensador trifásico de potência reativa PWM. . . . .	42
2.3	Primeira etapa de operação - corrente positiva. . . . .	44
2.4	Segunda etapa de operação - corrente positiva. . . . .	44
2.5	Principais formas de onda do conversor operando com corrente positiva. . . . .	45
2.6	Primeira etapa de operação - corrente negativa. . . . .	46
2.7	Segunda etapa de operação - corrente negativa. . . . .	46
2.8	Principais formas de onda do conversor operando com corrente negativa. . . . .	47

2.9	Um setor de operação do conversor. . . . .	51
2.10	Primeira etapa de operação - modulação sem tempo morto. . . . .	51
2.11	Segunda etapa de operação - modulação sem tempo morto. . . . .	52
2.12	Principais formas de onda de tensão do conversor operando sem tempo morto. . . . .	53
2.13	Principais formas de onda de corrente do conversor operando sem tempo morto. . . . .	54
2.14	Conversor trifásico - configuração estrela. . . . .	55
2.15	Circuito de simulação do conversor em malha aberta. . . . .	60
2.16	Tensão $V_a$ e Corrente $I_{La}$ e $I_{La.eq}$ . . . . .	60
2.17	Tensão $V_a$ e Correntes $I_{Ca}$ e $I_{Ca.eq}$ . . . . .	61
2.18	Espectro das Correntes $I_{La}$ e $I_{Ca.eq}$ . . . . .	63
2.19	Comparação entre parâmetros equivalentes. . . . .	63
3.1	Tensão de fase, linha e corrente num setor de operação . . . . .	66
3.2	Primeira etapa de operação - modulação com tempo morto. . . . .	67
3.3	Segunda etapa de operação - modulação com tempo morto. . . . .	68
3.4	Terceira etapa de operação - modulação com tempo morto. . . . .	68
3.5	Quarta etapa de operação - modulação com tempo morto. . . . .	69
3.6	Quinta etapa de operação - modulação com tempo morto. . . . .	70
3.7	Principais formas de onda de tensão do conversor operando com tempo morto. . . . .	71
3.8	Principais formas de onda de corrente do conversor operando com tempo morto. . . . .	72
3.9	Formas de onda de tensão do conversor durante alguns ciclos da rede. . . . .	73
3.10	Formas de onda de corrente do conversor durante alguns ciclos da rede. . . . .	74
3.11	Possíveis curtos-circuitos durante transição. . . . .	76
3.12	Configuração dos interruptores antes da transição. . . . .	77
3.13	Primeiro passo da transição. . . . .	78
3.14	Segundo passo da transição. . . . .	78
3.15	Terceiro passo da transição. . . . .	79
3.16	Quinto passo da transição. . . . .	80
3.17	Sexto passo da transição. . . . .	80



3.18	Sétimo passo da transição. . . . .	81
3.19	Formas de ondas de tensão do conversor durante a transição. . . . .	82
3.20	Formas de ondas de corrente do conversor durante a transição. . . . .	83
3.21	Principais formas de ondas de tensão do conversor operando com tempo morto. . . . .	84
3.22	Principais formas de ondas de corrente do conversor operando com tempo morto. . . . .	85
3.23	Formas de onda das tensões e correntes para modulação empregada. . . . .	88
3.24	Indutância equivalente normalizada em função da razão cíclica para diversos ângulos $\delta$ . . . . .	88
3.25	Modulador . . . . .	89
3.26	Fluxograma do programa principal. . . . .	90
3.27	Subrotinas da transição CA. . . . .	91
3.28	Subrotinas da transição AB. . . . .	92
3.29	Subrotinas da transição BC. . . . .	93
3.30	Esquemático do circuito de potência e medição. . . . .	95
3.31	Esquemático do circuito de controle e comando . . . . .	95
3.32	Formas de onda dos sinais do comando e a tensão de linha Vac. . . . .	96
3.33	Tensão e corrente da fase A do indutor variável. . . . .	97
3.34	Detalhe da corrente da fase A do conversor. . . . .	98
3.35	Tensão e corrente da fase A do capacitor variável. . . . .	98
3.36	Espectro de frequência das correntes do conversor. . . . .	99
3.37	Componentes harmônicas em baixa frequência da corrente ILa.eq . . . . .	100
3.38	Distorção Harmônica da Corrente . . . . .	101
3.39	Indutância equivalente em função da razão cíclica. . . . .	103
3.40	Capacitância equivalente em função da razão cíclica. . . . .	103
4.1	Esquemático do conversor. . . . .	110
4.2	Esquema de ligação do driver utilizado. . . . .	113
4.3	Modulador equivalente implementado no DSP. . . . .	114
4.4	Diagrama de ligação do DSP aos demais circuitos. . . . .	115
4.5	Fluxograma do programa principal implementado no DSP. . . . .	117

4.6	Fluxograma do rotina de tratamento de interrupção. . . . .	118
4.7	Esquemático do circuito de medição. . . . .	119
4.8	Esquemático da fonte auxiliar. . . . .	121
4.9	Esquemático do circuito de comando e sinalização. . . . .	123
4.10	Esquemático do circuito de condicionamento. . . . .	125
4.11	Grampeador dos indutores para uso em caso de falhas. . . . .	126
4.12	Esquemático do filtro passa-baixa empregado. . . . .	128
4.13	Esquemático de acionamento e proteção do conversor. . . . .	129
4.14	Esquemático do circuito de interface entre o circuito de comando e os contactores. . . . .	129
4.15	Diagrama geral do conversor. . . . .	131
5.1	Circuito de simulação no PSIM. . . . .	134
5.2	Sinal de comando dos interruptores. . . . .	135
5.3	Tensão da fase A e corrente no indutor $L_a$ . . . . .	136
5.4	Corrente do interruptor $S_{a1}$ . . . . .	137
5.5	Indutância equivalente do conversor em função da razão cíclica. . . . .	138
5.6	Erro percentual da indutância equivalente em função da razão cíclica - simulação. . . . .	138
5.7	Sinal de comando dos interruptores. . . . .	139
5.8	Detalhe do comando dos interruptores durante etapa de transição. . . . .	140
5.9	Tensão da fase A e corrente do indutor $L_a$ . . . . .	141
5.10	Corrente do interruptor $S_{a1}$ . . . . .	142
5.11	Detalhe da corrente $S_{a1}$ - semiciclo positivo. . . . .	143
5.12	Detalhe da corrente $S_{a1}$ - intervalo de $120^\circ$ a $240^\circ$ . . . . .	143
5.13	Indutância equivalente em função da razão cíclica - resultado experimental. . . . .	144
5.14	Erro percentual da indutância equivalente em função da razão cíclica - simulação. . . . .	145
5.15	Espectro da corrente para razão cíclica 0,1 . . . . .	146
5.16	Espectro da corrente para razão cíclica 0,2 . . . . .	146
5.17	Espectro da corrente para razão cíclica 0,3 . . . . .	147
5.18	Espectro da corrente para razão cíclica 0,4 . . . . .	147

5.19	Espectro da corrente para razão cíclica 0,5	148
5.20	Espectro da corrente para razão cíclica 0,6	148
5.21	Espectro da corrente para razão cíclica 0,7	149
5.22	Espectro da corrente para razão cíclica 0,8	149
5.23	Espectro da corrente para razão cíclica 0,9	150
5.24	Taxa de distorção harmônica do conversor para varias razões cíclica.	151
5.25	Indutância equivalente em função da razão cíclica - comparação entre os resultados simulado, experimental e teórico detalhado.	152
5.26	Circuito de simulação do conversor convencional.	154
5.27	Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,1.	155
5.28	Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,2.	156
5.29	Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,3.	156
5.30	Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,4.	157
5.31	Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,5.	157
5.32	Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,6.	158
5.33	Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,7.	158
5.34	Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,8.	159
5.35	Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,9.	159
5.36	Comparação da quinta componente harmônica da corrente do conversor convencional e do proposto para varias razões cíclicas.	160
5.37	Comparação da sétima componente harmônica da corrente do conversor convencional e do proposto para varias razões cíclicas.	161

5.38	Comparação entre a taxa de distorção harmônica entre os conversores. . . . .	162
A.1	Relação entre os eixos $abc$ e $\alpha\beta$ . . . . .	165
B.1	Diagrama genérico do PLL. . . . .	172
B.2	Diagrama de Blocos da Planta e Controlador do $Q - PLL$ . . . . .	173
B.3	Diagrama de blocos da planta e controlador do $Q - PLL$ linearizado. . . . .	173
B.4	Diagrama de blocos do $PLL$ . . . . .	174
B.5	Circuito de simulação do PLL. . . . .	177
B.6	Formas de onda das principais variáveis no $PLL$ . . . . .	178
B.7	Detalhe entre os ângulos $\Theta_1$ e $\Theta_2$ . . . . .	179
C.1	Corrente no indutor durante um ciclo da rede. . . . .	181
C.2	Circuito de simulação usado no cálculo dos esforços de corrente nos semicondutores. . . . .	185
C.3	Corrente eficaz nos interruptores em função da razão cíclica. . . . .	186
C.4	Corrente média nos interruptores em função da razão cíclica. . . . .	187
C.5	Erro Relativo do entre os valores de esforços calculados e os obtidos por simulação. . . . .	187
D.1	Foto do protótipo implementado. . . . .	189
D.2	Esquemático do Circuito de Potência. . . . .	191
D.3	Esquemático do circuito de condicionamento digital. . . . .	193
D.4	Esquemático de ligação do <i>Driver</i> . . . . .	194
D.5	Esquemático do acionamentos dos contadores. . . . .	194
D.6	Esquemático do circuito de condicionamento analógico. . . . .	195
D.7	Esquemático do circuito de medição das tensões de linha da rede. . . . .	196
D.8	Esquema de Ligação do DSP TMS320LF2407A. . . . .	196
D.9	Diagrama de ligação do conversor . . . . .	197
D.10	Esquemático do Circuito da Fonte Auxiliar . . . . .	199
D.11	Diagrama unifilar completo do conversor. . . . .	200

## LISTA DE TABELAS

2.1	Especificações. . . . .	59
2.2	Resultados simulados. . . . .	62
2.3	Comparação entre valores teóricos e simulados. . . . .	62
3.1	Especificações. . . . .	94
3.2	Tensão e corrente eficaz do conversor para várias razões cíclicas. . . . .	102
3.3	Indutância e capacitância equivalente para varias razões cíclicas. . . . .	102
3.4	Indutância equivalente para diferentes valores de razão cíclica e tempo morto . . . . .	104
4.1	Especificação do conversor. . . . .	107
4.2	Valores sugeridos dos resistores de gatilho. . . . .	111
4.3	Componentes empregados na monitoração da tensão saturada do IGBT. . . . .	112
5.1	Ângulos de disparo do conversor a tiristor. . . . .	155
C.1	Especificação do conversor na simulação. . . . .	186



## SIMBOLOGIA

### SÍMBOLOS ADOTADOS

Símbolo	Significado	Unidade
$\alpha$	Ângulo de disparo dos tiristores	°
$\alpha\beta 0$	Sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$	-
$\delta$	Ângulo de roda livre	rad
$\theta$	Ângulo do sistema de energia	rad
$\Theta_1$	Ângulo do sistema de energia	rad
$\Theta_2$	Ângulo estimado do sistema de energia	rad
$\omega_2$	Velocidade angular estimada do sistema	rad/s
$\omega_r$	Velocidade angular da rede	rad/s
$\omega_0$	Condição inicial da velocidade angular	rad/s
$abc$	Sistema de coordenadas $abc$	-
$C_{conversor}$	Capacitância do conversor	F
$C_{conversor\Delta}$	Valor da capacitância para ligação em delta	F
$C_{eq}$	Capacitância equivalente	F
$C_{grampeador\_min}$	Valor mínimo da capacitância do grampeador	F
$C_p$	Capacitor série	F
$C_s$	Capacitor paralelo	F
$D$	Razão cíclica do interruptor	-
$D_{xk}$	Diodo k do braço x	-

Símbolo	Significado	Unidade
$E_C$	Energia acumulada no capacitor do grampeador	J
$E_{Falha}$	Energia acumulada no capacitor após falha	J
$e_g$	Tensão induzida do gerador	V
$e_x$	Tensão induzida da fase x do gerador	V
$E_L$	Energia acumulada nos indutores	J
$erro_{L_{eq}}$	Erro relativo percentual da indutância equivalente	%
$f_{cruzamento}$	Frequência de cruzamento	Hz
$f_r$	Frequência da rede	Hz
$f_s$	Frequência de chaveamento	Hz
$f_{zero}$	Frequência do zero do controlador	Hz
$g_{Sxk}$	Sinal de comando do interruptor k do braço x	-
$[I]$	Vetor corrente	A
$\overset{o}{I}$	Fasor corrente	A
$I_\alpha$	Corrente de eixo alfa	A
$I_\beta$	Corrente de eixo beta	A
$[i_{abc}]$	Vetor corrente das fases	A
$[\hat{i}_{abc}]$	Valor médio da corrente nas fases durante periodo de chaveamento	A
$I_{an}$	Componente harmônica n da corrente da fase A	A
$I_{a1}$	Componente fundamental da corrente da fase A	A
$i_c$	Corrente da carga	A
$I_{Cvar\_ef1}$	Valor Eficaz da corrente no capacitor variável	A
$i_{Dxk}$	Valor instântaneo da corrente no diodo $D_{xk}$	A
$i_{Dx2}$	Valor instântaneo da Corrente do diodo 2 do braço x	A
$\hat{i}_{in}$	Valor médio da corrente na entrada	A



Símbolo	Significado	Unidade
	durante periodo de chaveamento	
$i_L$	Valor instântaneo da Corrente do indutor $L$	A
$\hat{i}_L$	Valor médio da corrente no indutor $L$ durante periodo de chaveamento	A
$[i_{Labc}]$	Vetor corrente dos indutores	A
$[\hat{i}_{Labc}]$	Valor médio da corrente no indutor $L_{abc}$ durante periodo de chaveamento	A
$I_{L\_ef}$	Valor eficaz da corrente do indutor	A
$I_{L\_pico}$	Valor de pico da corrente no indutor $L$	A
$I_{Lvar\_ef1}$	Valor Eficaz da corrente no indutor variável	A
$I_{Lx}$	Corrente no indutor x	A
$I_p$	Valor de pico da corrente	A
$\hat{I}_p$	Valor máximo da corrente média em um ciclo de chaveamento	A
$i_{S_{xk}}$	Valor instântaneo da corrente no interruptor $S_{xk}$	A
$I_{Sa1\_max}$	Valor máximo de corrente no interruptor $S_{a1}$	A
$I_{Sx1\_max}$	Valor máximo de corrente no $S_{x1}$	A
$i_{Sx1}$	Valor instântaneo da Corrente do interruptor 1 do braço x	A
$\hat{i}_{Sx1\_ef}$	Valor eficaz da corrente no interruptor $S_{x1}$ durante o periodo de chaveamento	A
$i_x$	Corrente na fase x	A
$k$	Assume valor 1 ou 2 dependendo do semiconductor	-
$K_{controlador}$	Ganho do controlador	-
$L_{conversor}$	Indutância do conversor	H
$L_{conversorY}$	Valor da indutância para ligação em estrela	H
$L_{eq}$	Indutância equivalente	H

Símbolo	Significado	Unidade
$L_{eq}$	Indutância equivalente normalizada	H
$L_{eq\_simulado}$	Indutância equivalente obtida por simulação	H
$L_{eq\_teorico}$	Indutância equivalente obtida analiticamente	H
$L_s$	Indutância síncrona do gerador	H
$L_{sat}$	Indutor Saturado	H
$L_x$	Indutância do braço x	H
$Q_{C\_max}$	Potência reativa capacitiva máxima do conversor	VAr
$Q_{C\_min}$	Potência reativa capacitiva mínima do conversor	VAr
$R_{descarga}$	Resistor de descarga do grampeador	$\Omega$
$r_{enr}$	Resistência do enrolamento do gerador	$\Omega$
$[S]$	Vetor potência aparente	VA
$S_{xk}$	Interruptor k do braço x	-
$t_{morto}$	Tempo morto	s
$T_s$	Periodo de chaveamento	s
$\vec{V}$	Fasor tensão	V
$[V]$	Vetor tensão	V
$V_\alpha$	Tensão de eixo alfa	V
$V_\beta$	Tensão de eixo beta	V
$[v_{abc}]$	Vetor corrente	V
$V_{a\_ef}$	Valor eficaz da tensãp de fase A	V
$V_{fase\_ef}$	Valor eficaz da tensão de fase	V
$v_l$	Tensão na carga	V
$v_{in}$	Tensão de entrada	V
$v_L$	Tensão sobre o indutor $L$	V
$\hat{v}_L$	Valor médio da tensão no indutor $L$ durante um periodo de chaveamento	V
$V_p$	Valor de pico da tensão de fase da rede	V

Símbolo	Significado	Unidade
$\hat{v}_{La}$	Valor médio da tensão no indutor $L_a$ durante um periodo de chaveamento	V
$[v_{Labc}]$	Vetor tensão nos indutores	V
$[\hat{v}_{Labc}]$	Valor médio da tensão no indutor $L_{abc}$ durante um periodo de chaveamento	V
$V_{Linha}$	Tensão de linha	V
$V_{Linha\_ef}$	Valor eficaz da tensão de linha	V
$V_{Linha\_pico}$	Valor de pico da tensão de linha	V
$V_{Sa1\_max}$	Valor máximo de tensão sobre o interruptor $S_{a1}$	V
$v_{STATCOM}$	Tensão de saída do STATCOM	V
$V_p$	Tensão de pico	V
$v_t$	Tensão nos terminais do gerador	V
$v_x$	Tensão da fase x	V
$v_{xy}$	Tensão entre a fase x e y	V
$X_{Leq}$	Reatância Indutiva equivalente	$\Omega$
$x$	Assume indicação da fase	-
$z_{controlador}$	Frequência angular do zero do controlador	rad/s

## ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

Símbolo	Significado (Tradução)
$CA$	Corrente Alternada
$CC$	Corrente Contínua
$RAM$	<i>Random Access Memory</i> (Memória de Acesso Randômico)
$CI$	Circuito Integrado
$AD$	Analógico-Digital
$DLL$	<i>Dynamic Link Library</i> (Biblioteca Ligação Dinâmica)
$PLL$	<i>Phase Locked Loop</i> (Laço de Fase "Amarrada")

Símbolo	Significado (Tradução)
<i>MSIP</i>	Máquina Síncrona de Imãs Permanentes
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
<i>STATCOM</i>	<i>Static Synchronous Compensator</i> (Compensador Síncrono Estático)
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
<i>SCR</i>	<i>Silicon Controlled Rectifier</i> (Tiristor)
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
<i>EVA/B</i>	<i>Event Manager A/B</i> (Gerenciador de Eventos A/B)

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>31</b>
1.1	COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA . . . . .	32
1.1.1	<b>Compensação Paralela de Potência Reativa</b> . . . . .	32
1.1.2	<b>Compensação Série de Potência Reativa</b> . . . . .	35
1.2	PROPOSTA DE UM CONVERSOR ALTERNATIVO . . . . .	38
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO . . . . .	40
<b>2</b>	<b>CONVERSOR PROPOSTO</b>	<b>41</b>
2.1	INTRODUÇÃO . . . . .	41
2.1.1	<b>Compensador Estático de Potência Reativa PWM</b>	41
2.2	CONVERSOR PROPOSTO . . . . .	42
2.2.1	<b>Versão Monofásica</b> . . . . .	42
2.2.2	<b>Versão Trifásica</b> . . . . .	50
2.3	DIMENSIONAMENTOS DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO CONVERSOR . . . . .	57
2.3.1	<b>Cálculo do Capacitor</b> . . . . .	58
2.3.2	<b>Cálculo do Indutor</b> . . . . .	58
2.4	RESULTADOS SIMULADOS . . . . .	58
2.4.1	<b>Especificações</b> . . . . .	58
2.4.2	<b>Cálculo dos Parâmetros do Conversor</b> . . . . .	59
2.4.3	<b>Operação em Malha Aberta</b> . . . . .	59
2.5	CONCLUSÃO . . . . .	64

<b>3</b>	<b>MODULAÇÃO</b>	<b>65</b>
3.1	INTRODUÇÃO	65
3.2	FUNCIONAMENTO COM TEMPO MORTO	65
3.3	TRANSIÇÃO DA TENSÃO DE MENOR POTENCIAL	75
3.4	INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIA EQUIVALENTES	86
3.5	MODULADOR	89
3.6	RESULTADOS SIMULADOS	94
3.6.1	Especificações	94
3.6.2	Circuito Simulado	94
3.6.3	Resultados	96
3.7	CONCLUSÃO	104
<b>4</b>	<b>CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO</b>	<b>107</b>
4.1	INTRODUÇÃO	107
4.2	ESPECIFICAÇÃO	107
4.3	LISTA DE MATERIAL	107
4.3.1	Capacitores	108
4.3.2	Indutores	108
4.3.3	Interruptores	109
4.3.4	Esquemático do Conversor	110
4.3.5	Drivers	110
4.4	IMPLEMENTAÇÃO DO SINCRONISMO E DO MODULADOR	113
4.4.1	Sincronismo	114
4.4.2	Modulador	114
4.4.3	Comando da Sinalização, Acionamento e Proteção	115
4.4.4	Fluxograma do Programa	116
4.4.5	Circuitos Auxiliares	118
4.5	DIAGRAMA DE BLOCOS GERAL DO CONVERSOR	130
4.6	CONCLUSÃO	132
<b>5</b>	<b>RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS</b>	<b>133</b>
5.1	INTRODUÇÃO	133
5.2	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR	133
5.2.1	Circuito de Simulação	133

<b>5.2.2</b>	<b>Simulações</b>	135
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	139
<b>5.3.1</b>	<b>Formas de Onda</b>	139
<b>5.3.2</b>	<b>Indutância Equivalente</b>	144
<b>5.3.3</b>	<b>Espectro da Corrente do Conversor e Comparação com a Simulação</b>	145
5.4	COMPARAÇÃO ENTRE CONVERSORES	152
<b>5.4.1</b>	<b>Circuito de Simulação</b>	153
<b>5.4.2</b>	<b>Espectro Harmônico dos Conversores</b>	153
5.5	TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA	161
5.6	CONCLUSÃO	162
<b>CONCLUSÃO</b>		<b>163</b>
<b>A</b>	<b>A TRANSFORMADA <math>\alpha\beta 0</math></b>	<b>165</b>
A.1	EQUAÇÃO DA POTÊNCIA NA TRANSFORMAÇÃO DE $\alpha\beta 0$	167
<b>B</b>	<b>SINCRONISMO</b>	<b>171</b>
B.1	PROPOSTA DE SINCRONISMO	171
B.2	PROJETO DO CONTROLADOR	174
B.3	SIMULAÇÃO	176
<b>C</b>	<b>ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES</b>	<b>181</b>
C.1	DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS	181
C.2	COMPARAÇÃO	185
<b>D</b>	<b>ESQUEMÁTICO COMPLETO</b>	<b>189</b>





## CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO

A máquina síncrona de imãs permanentes (MSIP) foi um dos primeiros tipos de máquinas elétricas desenvolvidas. Porém, devido ao fato de apresentar problemas relacionados à desmagnetização dos imãs metálicos utilizados, foi substituída quase que completamente por máquinas síncronas com controle da excitação de campo [1]. Com o advento dos imãs de terras raras, a MSIP ressurgiu, representando novas alternativas em relação ao uso da máquina síncrona convencional, principalmente no setor de geração de energia elétrica - onde são amplamente utilizadas - e em aplicações envolvendo rotações elevadas como motores [2]. Tal máquina apresenta características muito semelhantes às da máquina síncrona convencional, entretanto, possui maior robustez devido à desnecessidade do uso de escovas e anéis coletores, além de apresentar maior rendimento e densidade de potência, em contrapartida, não oferece o controle da intensidade do campo magnético gerado pelo enrolamento de campo, e por consequência, o controle da tensão gerada.

Atualmente, esta máquina é muito utilizada na geração de energia elétrica a partir de fontes de energia renováveis, tais como energia eólica e, recentemente, em hidráulica [3]. No primeiro caso, normalmente a velocidade do gerador é variada de forma que a mesma opere no ponto de máxima potência gerada pelo sistema, turbina e gerador. Quando estes geradores são conectados à rede elétrica, toda a energia gerada deve ser processada por conversores estáticos de modo a adequar as frequências da tensão gerada e a da rede, resultando na elevação do custo do sistema.

Ainda, há casos em que o gerador pode operar com velocidade fixa na geração de energia em pequenas centrais hidrelétricas, a gás e a diesel. Esta solução pode ser expandida para sistemas isolados, tais como distribuição de

energia em localidades remotas, como áreas rurais, ou até mesmo sistemas embarcados, como aviões, navios e submarinos. No entanto, tal configuração apresenta um inconveniente: Devido ao fato de a máquina não possibilitar o controle do campo gerado no rotor, a tensão gerada e a potência reativa não podem ser controlada. Portanto, há a necessidade do emprego de um método que possibilite a regulação da tensão nos terminais do gerador. Há diversos métodos de realizar tal tarefa, direta ou indiretamente. Neste trabalho será focada a regulação através da compensação da potência reativa. Neste tipo de método, o sistema é projetado para processar apenas uma parcela de toda a energia requerida pela carga.

## 1.1 COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA

Existem diversas formas de compensar potência reativa que podem ser definidas em duas categorias:

- Compensação em paralelo e;
- Compensação em série.

Nas subseções a seguir serão apresentados os princípios destes dois tipos de compensação, assim como alguns exemplos usados.

### 1.1.1 Compensação Paralela de Potência Reativa

Este tipo de compensação baseia-se em adicionar compensadores de potência reativa em paralelo com a carga. Desta forma, além destes compensadores fornecerem a potência reativa exigida pela carga, diminuindo a corrente que circula pelo gerador, podem elevar a tensão através de sobrecompensação [4]. Na Figura 1.1 é apresentado um circuito representando a compensação paralela.

#### 1.1.1.1 Compensador Estático baseado em Indutores Saturados

Na Figura 1.2 é ilustrado o circuito do compensador estático utilizando indutor saturável apresentado em [5]. O capacitor é mantido conectado aos terminais permanentemente. Caso haja alguma sobretensão, o indutor  $L_s$

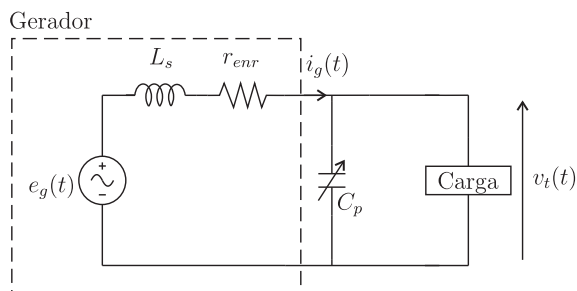


Figura 1.1: Compensação Paralela.

satura, regulando a tensão sobre a carga. Este conversor apresenta uma boa regulação da tensão, contudo apresenta elevadas perdas, distorção harmônica da corrente e tensão.

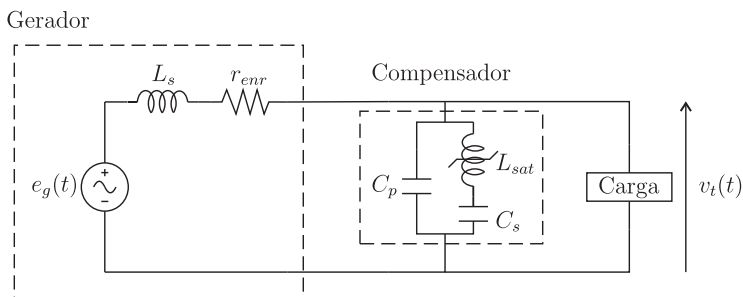


Figura 1.2: Compensador estático baseado em indutor saturado.

#### 1.1.1.2 Compensador baseado em Banco de Capacitores Chaveados

Este compensador é constituído de vários bancos de capacitores de mesmo valor ou múltiplo [4]. Os capacitores são conectados e desconectados do gerador de forma a suprir a potencia reativa necessária através de dispositivos mecânicos ou eletrônicos. A Figura 1.3 ilustra o circuito de um

compensador deste tipo conectado aos terminais do gerador.

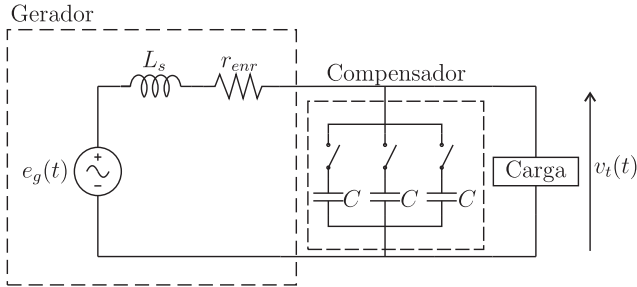


Figura 1.3: Conversor Capacitor Chaveado.

#### 1.1.1.3 Compensadores Estáticos baseado em Indutores Chaveados por Tiristores

Na Figura 1.4 é ilustrado o circuito do compensador monofásico indutor chaveado por tiristores em paralelo com capacitor fixo. A variação do ângulo de disparo dos tiristores deste conversor permite ajustar de forma contínua a capacitância equivalente do sistema. Um ponto negativo deste conversor é o seu elevado conteúdo harmônico de corrente.

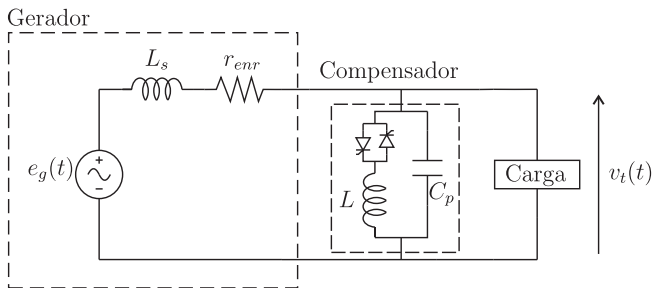


Figura 1.4: Compensador Indutor Chaveado à tiristor em paralelo com capacitor.

### 1.1.1.4 Compensador Estático PWM Indutor Variável

Na Figura 1.5 é ilustrado o circuito do compensador estático PWM indutor variável proposto por [6]. O princípio de funcionamento deste compensador é semelhante ao anterior, porém, este apresenta conteúdo harmônico da corrente menor em baixas frequências.

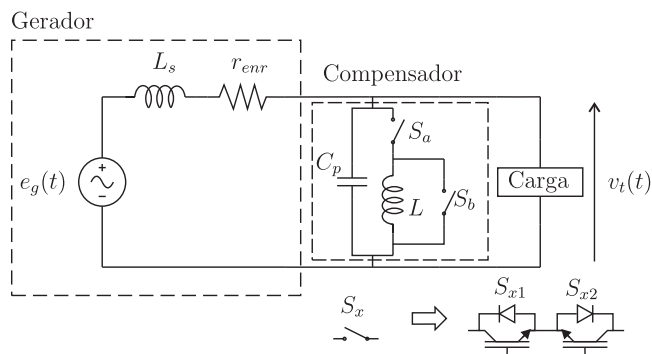


Figura 1.5: Compensador Estático PWM Indutor Variável em paralelo com capacitor.

### 1.1.1.5 Compensadores Síncronos Estáticos em Paralelo

STATCOM (Static Synchronous Compensator) são basicamente conversores de tensão CC-CA com uma unidade de armazenamento de energia [7]. O objetivo primário do STATCOM é a absorção e geração de potência reativa [8]. Na Figura 1.6 é apresentada uma estrutura STATCOM baseada no inversor de tensão clássico. Apesar de o compensador representar de forma muito semelhante o comportamento de uma carga reativa, este necessita de um barramento de tensão contínua.

## 1.1.2 Compensação Série de Potência Reativa

Este tipo de compensação baseia-se em adicionar elementos com característica capacitiva em série ao gerador. A Figura 1.7 apresenta um circuito

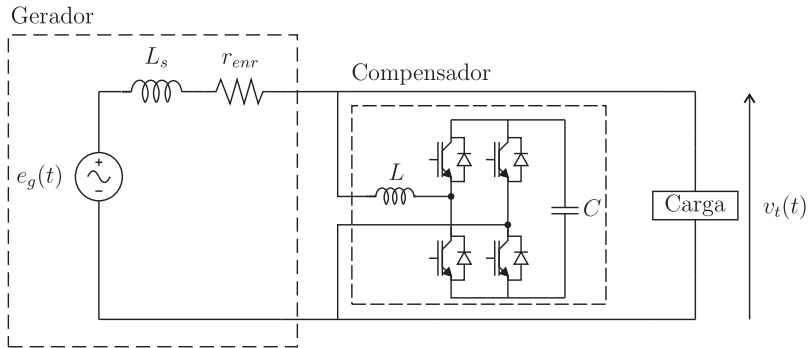


Figura 1.6: Exemplo de um Compensador Síncrono Estático.

equivalente do gerador empregando este método. Através da inserção de um capacitor em série com o gerador, a impedância equivalente do sistema se torna menor e, desta forma, diminuindo a queda de tensão nesta, considerando a mesma condição de carga.

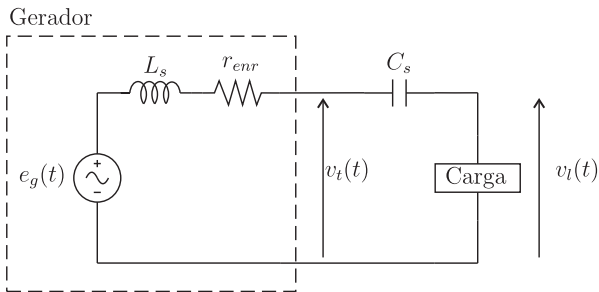


Figura 1.7: Compensação Série

Nos itens subsequentes são apresentadas algumas formas de implementação deste método.

### 1.1.2.1 Capacitores Fixos em Série

Capacitores com valores fixos podem ser adicionados em série com o gerador permanentemente [4]. Como desvantagem, este método não propicia um ajuste da tensão conforme a variação da carga. A Figura 1.8 ilustra o caso este caso.

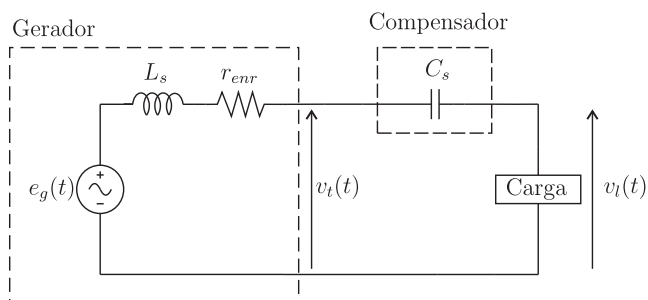


Figura 1.8: Banco de Capacitores em Série.

### 1.1.2.2 Compensador Estático de Potência Reativa baseado em Indutância chaveada por Tiristores

Um capacitor fixo pode ser conectado em série com o gerador e em paralelo a este pode ser conectado um indutor chaveado por tiristores da mesma forma que no caso de compensação paralela de potência reativa [7]. Na Figura 1.9 é ilustrado este caso.

### 1.1.2.3 STATCOM em Série

Neste caso, os terminais do STATCOM são conectados em série com a carga de forma que a tensão de saída do conversor esteja adiantada com relação à corrente de carga emulando o comportamento de um capacitor [7].

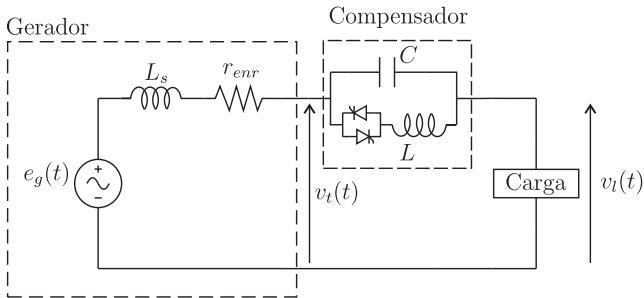


Figura 1.9: Compensador estático indutor chaveado à tiristor com capacitor em paralelo.

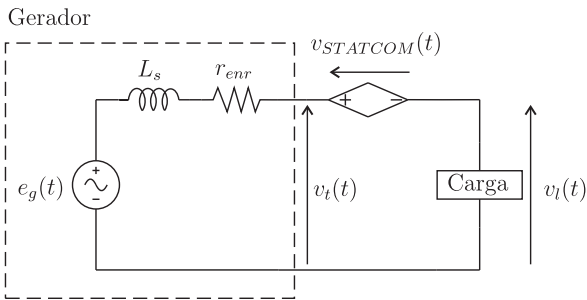


Figura 1.10: STATCOM em série.

## 1.2 PROPOSTA DE UM CONVERSOR ALTERNATIVO

Neste trabalho será apresentado o estudo de um compensador estático de potência reativa alternativo ao compensador estático baseado em indutor chaveado a tiristor apresentado em [9]. Neste estudo, será focado na emulação do indutor trifásico variável. Na Figura 1.11 é ilustrado o circuito deste compensador proposto.

Como ponto positivo deste compensador, aponta-se a desnecessidade de um barramento em corrente contínua e a redução do conteúdo harmônico



da corrente, se comparado ao compensador convencional a tiristor.

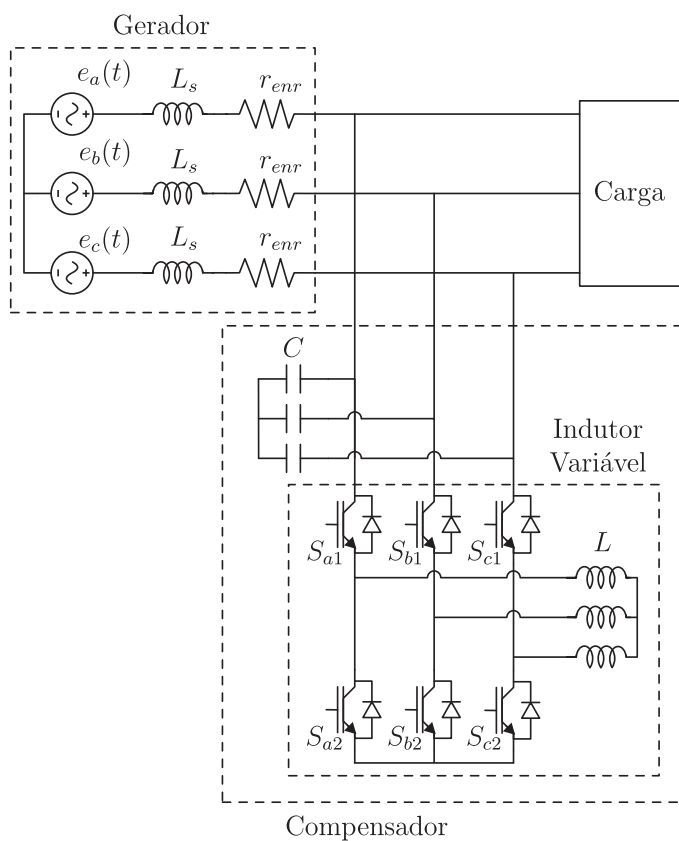


Figura 1.11: Compensador Trifásico PWM Indutor Variável.

### 1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 2 será apresentada a estrutura do conversor proposto e seu princípio de funcionamento. No final deste capítulo será apresentado um exemplo de projeto e a simulação para o caso.

No capítulo 3 será apresentada a estratégia de modulação empregada. Ainda neste capítulo, será apresentado o projeto e os resultados simulados obtidos para este caso.

No capítulo 4 será apresentado o projeto dos componentes do circuito de potência, os circuitos auxiliares, tais como fonte de alimentação, comando e condicionamento. Por fim, será apresentado o DSP empregado para executar o sincronismo e controle do conversor.

No capítulo 5 serão retratados os resultados simulados e experimentais, em comparação com os resultados esperados. Por fim, será apresentada uma comparação com relação aos espectros de corrente do conversor proposto neste trabalho e o conversor convencional apresentado por [7].

Por fim, serão apresentadas as principais contribuições deste trabalho e suas possíveis continuidades.

## CAPÍTULO 2 CONVERSOR PROPOSTO

### 2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será descrito o funcionamento básico do conversor monofásico apresentado na introdução e do conversor proposto. Além disto, será definida a expressão que relaciona a indutância equivalente do conversor com relação à razão cíclica. Por fim, serão apresentados os resultados obtidos por simulação do conversor operando com razão cíclica constante.

#### 2.1.1 Compensador Estático de Potência Reativa PWM

O compensador estático monofásico de potência reativa PWM é ilustrado na Figura 2.1.

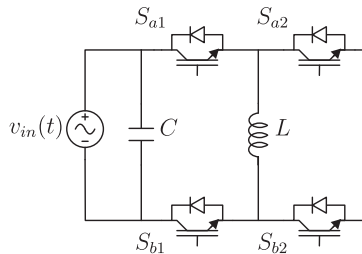


Figura 2.1: Compensador estático monofásico de potência reativa PWM.

A Figura 2.2 ilustra a versão trifásica deste compensador proposto neste trabalho.

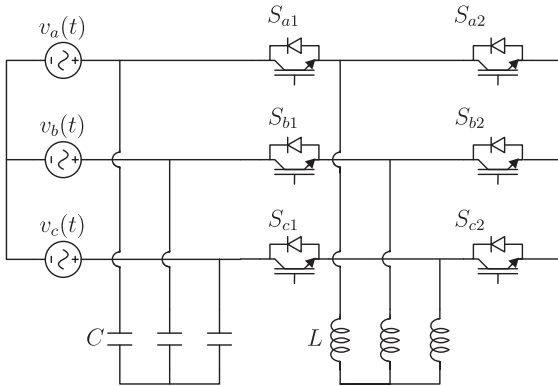


Figura 2.2: Compensador trifásico de potência reativa PWM.

As vantagens deste conversor são:

- Não injetar componentes harmônicas de corrente de baixa frequência na rede e;
- Permitir o controle simples da indutância equivalente.

## 2.2 CONVERSOR PROPOSTO

Nesta seção serão descritas as etapas de operação dos conversores ilustrados na Figura 2.1 e Figura 2.2.

### 2.2.1 Versão Monofásica

Nesta subseção será apresentado o funcionamento do conversor monofásico e a expressão que relaciona o parâmetro de controle - razão cíclica - e a capacitância equivalente do conversor.

### 2.2.1.1 Funcionamento

Esta descrição será realizada levando em consideração as seguintes condições:

- Os interruptores são ideais;
- O período de chaveamento é muito menor que o período da rede;
- A corrente do indutor não varia durante o período de chaveamento.
- As razões cíclicas dos interruptores  $S_{x2}$  são complementares às dos interruptores  $S_{x1}$  e ambas são mantidas constantes durante todo o funcionamento.

O conversor será detalhado apenas para a situação de tensão de entrada positiva. O funcionamento é análogo para o caso em que esta é negativa.

#### 2.2.1.1.1 Funcionamento para Corrente do Indutor Positiva

Primeira Etapa ( $t_0, t_1$ )

Nesta etapa de operação os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{b1}$  estão habilitados a conduzir enquanto que os interruptores  $S_{a2}$  e  $S_{b2}$  estão desabilitados. A corrente do indutor circula por  $S_{a1}$  e  $D_{b1}$ . A tensão aplicada sobre o indutor nesta etapa é a tensão de entrada e a fonte de tensão entrega energia ao indutor. A Figura 2.3 ilustra esta situação.

Segunda Etapa ( $t_1, t_2$ )

No instante  $t_1$ , os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{b1}$  são desabilitados a conduzir e os interruptores  $S_{a2}$  e  $S_{b2}$  são habilitados. A corrente passa a circular por  $D_{a2}$  e  $S_{b2}$ . A tensão sobre o indutor nesta etapa é nula e não há transferência de energia entre o indutor e a fonte. Esta etapa é ilustrada na Figura 2.4.

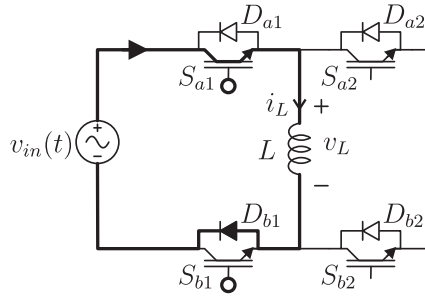


Figura 2.3: Primeira etapa de operação - corrente positiva.

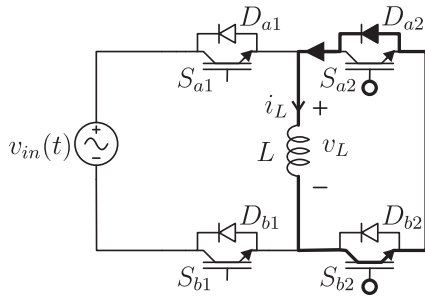


Figura 2.4: Segunda etapa de operação - corrente positiva.

As principais formas de onda deste conversor operando na situação descrita são apresentadas na Figura 2.5.

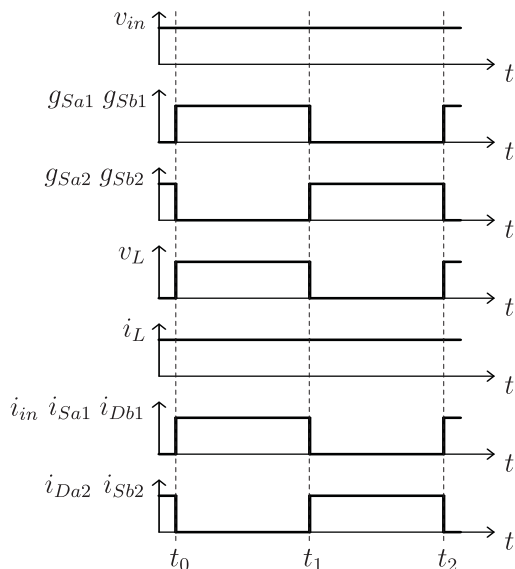


Figura 2.5: Principais formas de onda do conversor operando com corrente positiva.

### 2.2.1.1.2 Funcionamento para Corrente do Indutor Negativa

Primeira Etapa ( $t_0, t_1$ )

Nesta etapa, os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{b1}$  estão habilitados a conduzir e os  $S_{a2}$  e  $S_{b2}$  estão desabilitados. A corrente do indutor passa a circular por  $D_{a1}$  e  $S_{b1}$ . A tensão sobre o indutor é igual à tensão de entrada. Portanto, o indutor entrega energia à fonte. A Figura 2.6 ilustra esta situação.

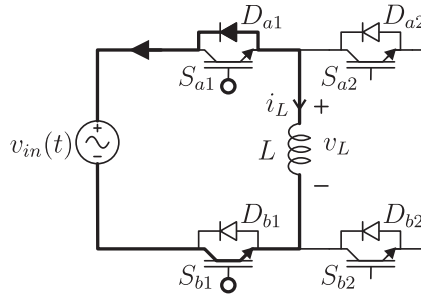


Figura 2.6: Primeira etapa de operação - corrente negativa.

#### Segunda Etapa ( $t_1, t_2$ )

No instante  $t_1$ , os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{b1}$  são desabilitados a conduzir e os interruptores  $S_{a2}$  e  $S_{b2}$  são habilitados. A corrente do indutor circula por  $S_{a2}$  e  $D_{b2}$ . A tensão aplicada ao indutor é nula e, portanto, não há transferência de energia para a fonte de tensão. A Figura 2.7 apresenta a situação descrita acima.

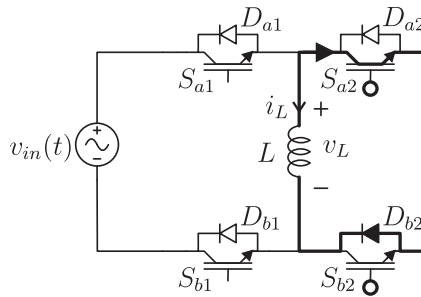


Figura 2.7: Segunda etapa de operação - corrente negativa.

No instante  $t_2$ , um novo ciclo de chaveamento é iniciado e o funcionamento é repetido.

É importante observar que, quando o conversor opera na primeira con-



dição, corrente positiva, seu funcionamento é semelhante ao funcionamento de um conversor Buck enquanto que quando opera na segunda condição, corrente negativa, seu funcionamento é semelhante ao conversor Boost. Portanto, seu modo de funcionamento depende da necessidade de absorver ou entregar energia à rede de forma a se comportar conforme um indutor. Desta forma, o conversor opera como um conversor Buck quando as polaridades da tensão de entrada e corrente no indutor são iguais e como conversor Boost quando as direções são diferentes.

A Figura 2.8 ilustra as principais formas de onda do conversor operando nesta situação.

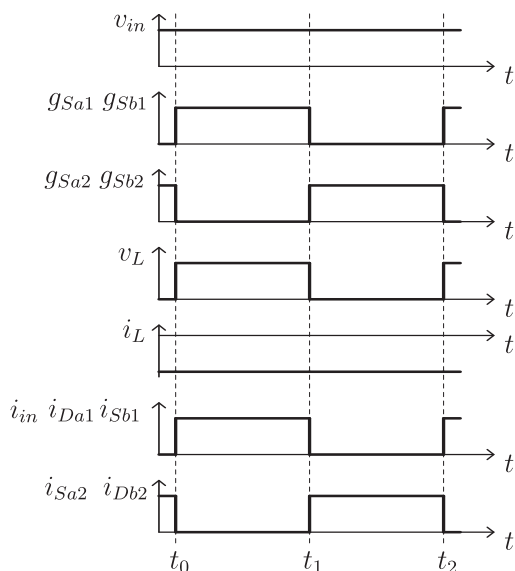


Figura 2.8: Principais formas de onda do conversor operando com corrente negativa.

### 2.2.1.2 Indutância Equivalente

Como este conversor emula uma indutância variável em função da razão cíclica dos interruptores, é fundamental que a relação entre a indutância equivalente e a razão cíclica seja obtida. Desta forma, abaixo será apresentada esta dedução. Sendo a relação entre a tensão e corrente no indutor dada pela equação (2.1), podemos manipulá-la para obter a equação (2.2).

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.1)$$

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_L(\tau) \cdot d\tau + i_L(0) \quad (2.2)$$

A tensão de entrada varia conforme a equação (2.3).

$$v_{in}(t) = V_p \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (2.3)$$

Pode-se definir a tensão média no indutor durante um período de chaveamento conforme a equação (2.4).

$$\hat{v}_L(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_t^{t+D \cdot T_s} V_p \cdot \cos(\omega \cdot \tau) \cdot d\tau \quad (2.4)$$

Considerando que a frequência da tensão de entrada é muito menor que a frequência de chaveamento, podemos fazer a aproximação apresentada na equação (2.5).

$$\hat{v}_L(t) = D \cdot V_p \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (2.5)$$

Substituindo o resultado da equação (2.5) na equação (2.2), obtém-se a equação (2.6).

$$\hat{i}_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t D \cdot V_p \cdot \cos(\omega \cdot \tau) \cdot d\tau + \hat{i}_L(0), \hat{i}_L(0) = 0$$

$$\hat{i}_L(t) = \frac{D}{\omega \cdot L} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.6)$$

A corrente de entrada média num período de chaveamento é definida na equação (2.7).

$$\hat{i}_{in}(t) = D \cdot \hat{i}_L(t) \quad (2.7)$$

Portanto, substituindo a equação (2.6) em (2.7), obtém-se na equação (2.8) a reatância indutiva equivalente do circuito.

$$\begin{aligned} \hat{i}_{in}(t) &= \frac{D^2 \cdot V_p}{\omega \cdot L} \text{sen}(\omega \cdot t) \\ \hat{i}_{in}(t) &= \frac{V_p}{X_{Leq}} \text{sen}(\omega \cdot t) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Desta forma, a indutância equivalente é determinada na equação (2.9).

$$L_{eq}(D) = \frac{L}{D^2} \quad (2.9)$$

### 2.2.1.3 Capacitância Equivalente

Como foi apresentado anteriormente, este conversor deve ser conectado em paralelo a um capacitor de forma que o conjunto se comporte como um capacitor variável. Portanto, a expressão que determina a capacitância do sistema é apresentada na equação (2.10).

$$C_{eq}(D) = \frac{\omega^2 \cdot L \cdot C - D^2}{\omega^2 \cdot L} \quad (2.10)$$

Esta expressão é válida desde que a reatância do capacitor físico seja, no mínimo, do mesmo valor que a reatância do indutor na frequência da rede.

## 2.2.2 Versão Trifásica

Nesta subseção será apresentado o funcionamento da versão trifásica do conversor proposto e a expressão que relaciona os parâmetros de controle - razões cíclicas - e a capacitância equivalente do conversor.

### 2.2.2.1 Funcionamento

Da mesma forma que na descrição do conversor monofásico, serão tomadas as seguintes considerações:

- Os interruptores é ideal;
- O período de chaveamento é muito menor que o período da rede;
- As correntes dos indutores não variam durante o período de chaveamento;
- As razões cíclicas dos interruptores  $S_{x2}$  são complementares às dos interruptores  $S_{x1}$  e ambas são mantidas constantes durante todo o funcionamento.

O funcionamento do conversor será descrito para apenas a condição descrita na Figura 2.9, porém, o funcionamento nas demais situações é análogo. Além disso, serão descritas apenas duas etapas dentre outras possíveis, devido a estas possibilitarem correntes equilibradas nos indutores e no conversor.

#### Primeira Etapa - ( $t_0, t_1$ )

Nesta etapa, os interruptores  $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$  estão habilitados a conduzir e os interruptores  $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$  estão desabilitados. A corrente circula por  $S_{a1}$ ,  $D_{b1}$  e  $D_{c1}$ . Sendo  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  iguais e as fontes de tensão balanceadas, o potencial no ponto comum dos indutores é iguais a 0 V. Portanto, as tensões sobre os indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  são, respectivamente,  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$ . Nesta etapa, há transferência de energia entre as fontes e os indutores. A Figura 2.10 ilustra esta etapa.

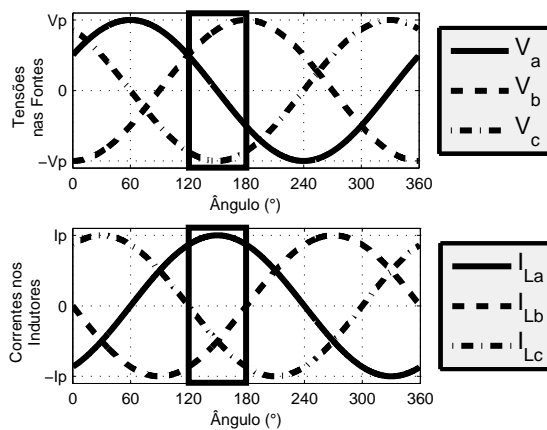


Figura 2.9: Um setor de operação do conversor.

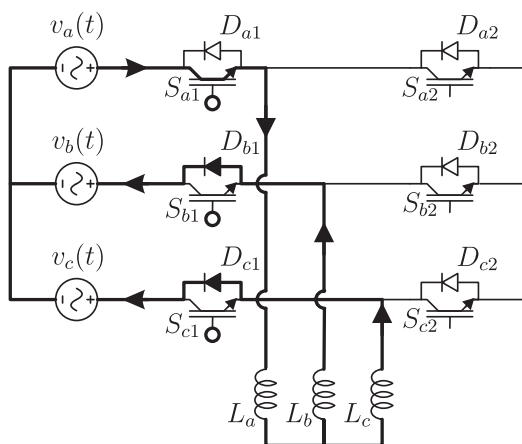


Figura 2.10: Primeira etapa de operação - modulação sem tempo morto.

### Segunda Etapa ( $t_1, t_2$ )

No instante  $t_1$ , os interruptores  $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$  são habilitados a conduzir e os interruptores  $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$  são desabilitados. As correntes dos indutores circulam por  $D_{a2}$ ,  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$ . As tensões sobre os indutores são nulas nesta etapa de funcionamento, portanto, não há transferência de energia entre os indutores e as fontes. A Figura 2.11 ilustra esta etapa.

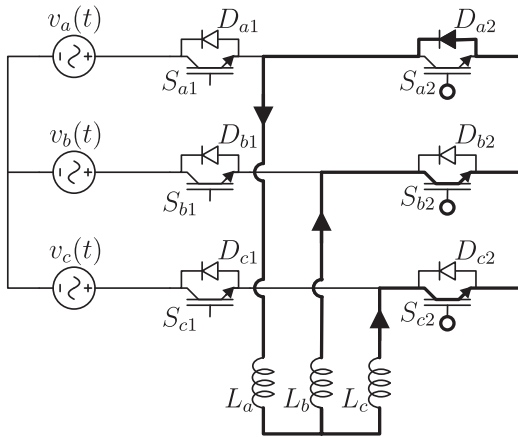


Figura 2.11: Segunda etapa de operação - modulação sem tempo morto.

A Figura 2.12 e 2.13 ilustram as principais formas de onda do conversor operando na situação descrita.

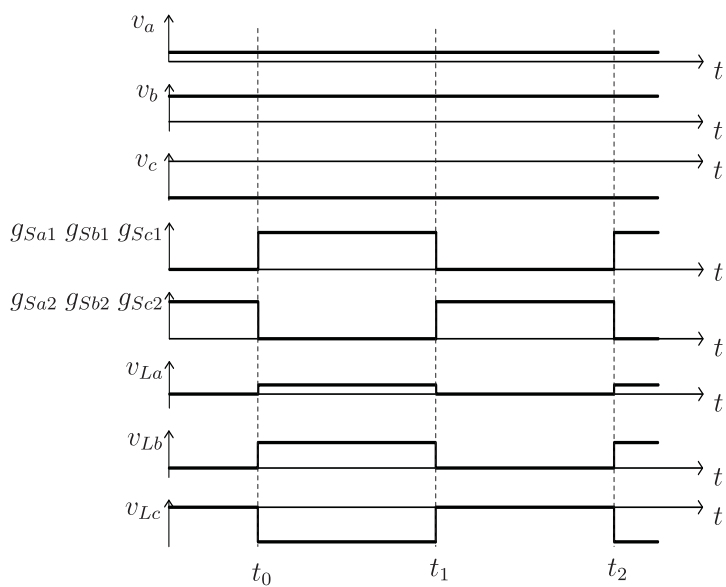


Figura 2.12: Principais formas de onda de tensão do conversor operando sem tempo morto.

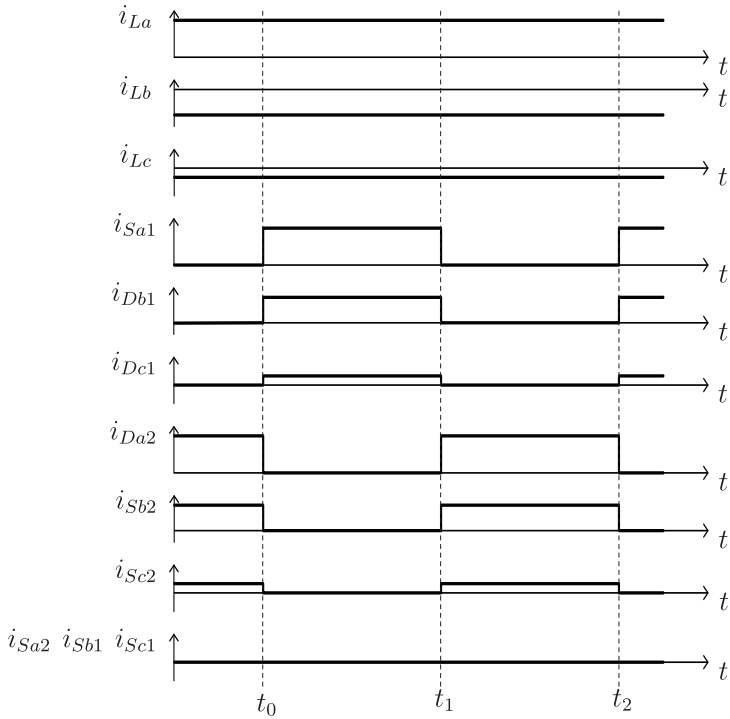


Figura 2.13: Principais formas de onda de corrente do conversor operando sem tempo morto.



### 2.2.2.2 Indutância Equivalente

Da mesma forma que no caso monofásico, a relação entre a indutância equivalente e as razões cíclicas dos interruptores deve ser determinada. Portanto, abaixo será apresentada a dedução desta relação para o conversor trifásico. Para determinar a indutância equivalente do conversor, será usada a configuração ilustrada na Figura 2.14.

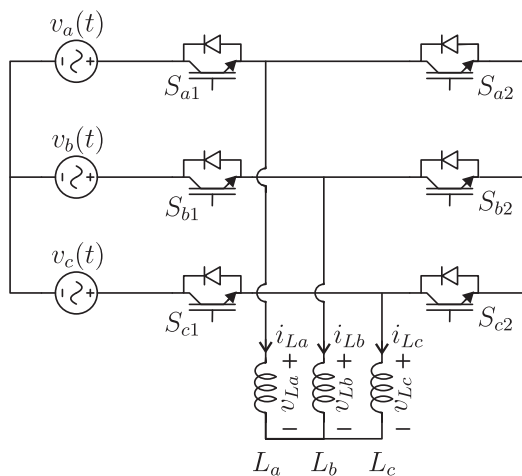


Figura 2.14: Conversor trifásico - configuração estrela.

A tensão de entrada do conversor varia conforme a equação (2.11).

$$[v_{abc}(t)] = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_p \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) \\ \cos(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Logo, usando a mesma consideração utilizada no caso monofásico, o vetor de valor médio das tensões nos indutores durante um período de chaveamento é apresentada na equação (2.12).

$$[\hat{v}_{Labc}(t)] = \begin{bmatrix} \hat{v}_{La}(t) \\ \hat{v}_{Lb}(t) \\ \hat{v}_{Lc}(t) \end{bmatrix} = D \cdot [v_{abc}(t)] \quad (2.12)$$

Portanto, as correntes nos indutores variam conforme a equação (2.13).

$$[\hat{i}_{Labc}(t)] = \begin{bmatrix} \hat{i}_{La}(t) \\ \hat{i}_{Lb}(t) \\ \hat{i}_{Lc}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \cdot \int_0^t [\hat{v}_{Labc}(\tau)] \cdot d\tau + [\hat{i}_{Labc}(0)]$$

$$[\hat{i}_{Labc}(t)] = \frac{1}{L} \cdot \int_0^t D \cdot [v_{abc}(\tau)] \cdot d\tau + [\hat{i}_{Labc}(0)]$$

$$[\hat{i}_{Labc}(t)] = \frac{D \cdot V_p}{\omega \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega \cdot t) \\ \text{sen}(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ \text{sen}(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + [\hat{i}_{Labc}(0)] \quad (2.13)$$

$$[\hat{i}_{Labc}(0)] = \frac{D \cdot V_p}{\omega \cdot L} \begin{bmatrix} 0 \\ -1/2 \\ 1/2 \end{bmatrix}$$

As correntes de entrada do conversor seguem as relações apresentadas na equação (2.14).

$$[\hat{i}_{abc}(t)] = D \cdot [\hat{i}_{Labc}(t)] \quad (2.14)$$

Logo, as correntes de entrada e seu valor de pico em função da razão cíclica e da tensão da rede são apresentadas pelas equações (2.15) e (2.16).

$$[\hat{i}_{abc}(t)] = \frac{D^2 \cdot V_p}{\omega \cdot L} \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega \cdot t) \\ \text{sen}(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ \text{sen}(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + D \cdot [\hat{i}_{Labc}(0)] \quad (2.15)$$

$$\hat{I}_p(D) = \frac{D^2 \cdot V_p}{\omega \cdot L} \quad (2.16)$$

A indutância equivalente por fase em função da razão cíclica é apresentada pela equação (2.17).

$$L_{eq}(D) = \frac{V_p}{\omega \cdot \hat{I}_p(D)} = \frac{L}{D^2} \quad (2.17)$$

Este valor é válido apenas para o caso em que os indutores são conectados em estrela, no caso em que os indutores são conectados em delta esta indutância deve ser três vezes maior, contudo, dimensionados para uma corrente  $\sqrt{3}$  menores.

### 2.2.2.3 Capacitância Equivalente

Da mesma forma que a versão monofásica do conversor, a capacitância equivalente do sistema composto pelo banco de capacitores e o conversor é definida na equação (2.18).

$$C_{eq}(D) = \frac{\omega^2 \cdot L \cdot C - D^2}{\omega^2 \cdot L} \quad (2.18)$$

Este valor é válido apenas se for considerado que os capacitores são conectados em estrela, para o caso de conexão em delta, a capacitância é um terço deste valor e a tensão é  $\sqrt{3}$  maior.

## 2.3 DIMENSIONAMENTOS DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO CONVERSOR

Neste item será apresentado o dimensionamento dos elementos passivos do conversor de forma que o conversor se comporte conforme uma carga reativa variável desde valor nulo até o valor  $Q_{Cmax}$ .

### 2.3.1 Cálculo do Capacitor

O conversor opera com potência reativa máxima quando a razão cíclica é nula, portanto, neste ponto apenas o capacitor é conectado à rede. Sendo assim, através da equação (2.19) é possível obter o valor do capacitor.

$$C_{conversor} = \frac{Q_{C \max}}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot \tilde{V}_{linha\_ef}^2} \quad (2.19)$$

Este valor corresponde aos capacitores conectados em estrela. No caso dos capacitores conectados em delta, este valor deve ser dividido por 3.

### 2.3.2 Cálculo do Indutor

O conversor opera com potência reativa nula quando a razão cíclica é unitária. Para isto, a potência drenada pelos indutores deve ser a mesma potência que o capacitor, portanto o indutor deve ser projetado conforme a equação (2.20).

$$L_{conversor} = \frac{\tilde{V}_{linha\_ef}^2}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot Q_{C \max}} \quad (2.20)$$

Este valor corresponde aos indutores conectados em estrela. No caso dos indutores conectados em delta, este valor deve ser multiplicado por três.

## 2.4 RESULTADOS SIMULADOS

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos através de simulações do conversor operando com diversos valores de razão cíclica.

### 2.4.1 Especificações

As especificações do conversor são apresentadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Especificações.

Elemento	Símbolo	Valor
Valor eficaz da tensão de linha	$V_{Linha_{ef}}$ [V]	220
Frequência da Rede	$f_r$ [Hz]	60
Potência do Conversor	$Q_{conversor}$ [VAr]	5000
Frequência de Chaveamento	$f_s$ [Hz]	20000

## 2.4.2 Cálculo dos Parâmetros do Conversor

### 2.4.2.1 Cálculo da Capacitância do Conversor

O valor de capacitância necessária é determinado substituindo os valores da tabela 2.1 na equação (2.19).

$$C_{conversor} = 91,85\mu F$$

### 2.4.2.2 Cálculo da Indutância do Conversor

O valor de indutância necessária é obtido substituindo os valores da tabela 2.1 na equação (2.20).

$$L_{conversor} = 77,03mH$$

## 2.4.3 Operação em Malha Aberta

### 2.4.3.1 Circuito Simulado

O circuito que foi simulado é ilustrado na Figura 2.15.

### 2.4.3.2 Resultados Simulados

A Figura 2.16 ilustra as formas de onda das correntes  $i_{La}$  e  $i_{Lc}$  e da tensão  $v_a$  para o caso em que a razão cíclica é ajustada para 0,5.

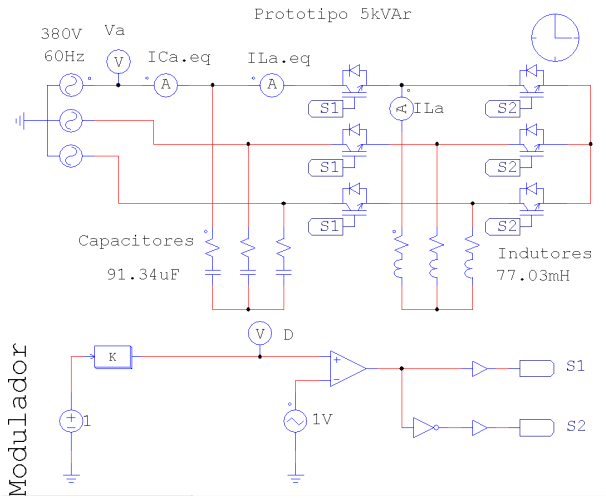


Figura 2.15: Circuito de simulação do conversor em malha aberta.

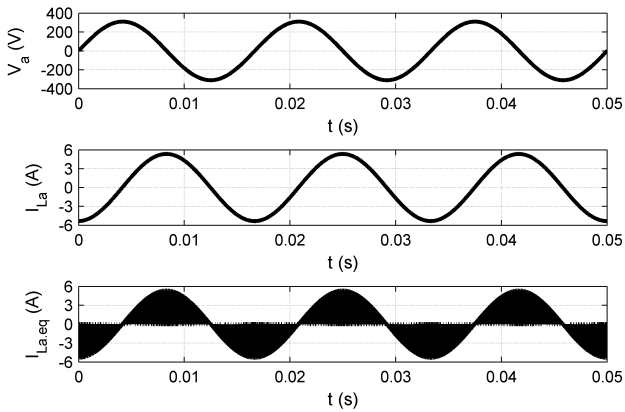


Figura 2.16: Tensão  $V_a$  e Corrente  $I_{La}$  e  $I_{La,eq}$

Na Figura 2.17 são apresentadas as formas de onda da corrente  $I_{Ca}$  e  $I_{Ca.eq}$  e a tensão  $V_a$ .

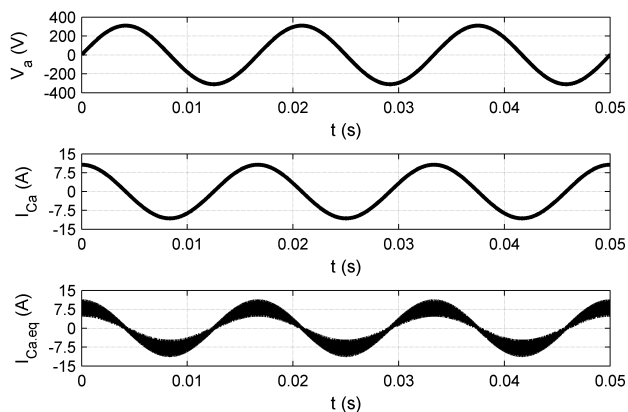


Figura 2.17: Tensão  $V_a$  e Correntes  $I_{Ca}$  e  $I_{Ca.eq}$

Nas tabelas 2.2 e 2.3 são apresentados, respectivamente, os valores eficazes das componentes fundamentais da tensão e corrente do conversor para diversos valores de razão cíclica e os valores equivalentes dos parâmetros do conversor em função da razão cíclica, obtidos por simulação e pelas equações (2.17) e (2.18).

A figuras 2.18 e 2.19 ilustram o espectro de frequência das correntes  $I_{La.eq}$  e  $I_{Ca.eq}$  e a comparação entre os parâmetros equivalentes obtidos por simulação e analiticamente, respectivamente.

Tabela 2.2: Resultados simulados.

$D$	$V_{a\_ef}[V]$	$I_{Lvar\_ef1}[A]$	$I_{Cvar\_ef1}[A]$
0,1	220	0,075	7,479
0,2	220	0,300	7,254
0,3	220	0,674	6,880
0,4	220	1,199	6,355
0,5	220	1,873	5,681
0,6	220	2,697	4,857
0,7	220	3,701	3,853
0,8	220	4,834	2,720
0,9	220	6,119	1,437

Tabela 2.3: Comparação entre valores teóricos e simulados.

$D$	Teórico		Simulado	
	$L_{eq}[mH]$	$C_{eq}[\mu F]$	$L_{eq}[mH]$	$C_{eq}[\mu F]$
0,1	7703	90,43	7790	90,18
0,2	1926	87,69	1947	87,47
0,3	856	83,12	865	82,95
0,4	481	76,72	487	76,63
0,5	308	68,51	312	68,50
0,6	214	58,46	216	58,56
0,7	157	46,57	158	46,46
0,8	120	32,88	121	32,79
0,9	95	17,35	95	17,32



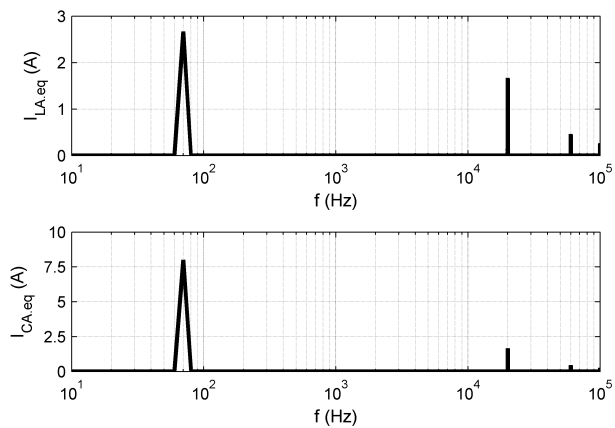


Figura 2.18: Espectro das Correntes  $I_{LA}$  e  $I_{CA}$ .

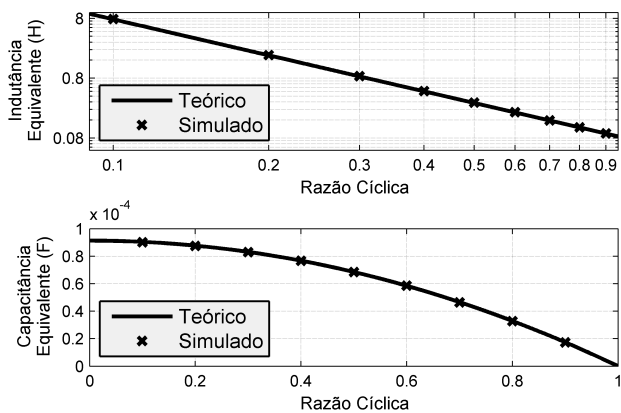


Figura 2.19: Comparação entre parâmetros equivalentes.

## 2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o funcionamento básico do conversor monofásico assim como sua versão trifásica proposta, bem como duas expressões simples que relacionam a indutância e a capacitância equivalente dos conversores com a razão cíclica dos interruptores. Além disso, foi apresentado um método para dimensionamento dos indutores e dos capacitores. Por fim, comprovou-se, via simulação, que os parâmetros equivalentes do conversor variam conforme descrito e que não há componentes harmônicas em baixa frequência.

## CAPÍTULO 3 MODULAÇÃO

### 3.1 INTRODUÇÃO

Nos estudos abordados no capítulo 2 foi apresentado o princípio de funcionamento do conversor, contudo, na análise realizada não foi considerado o tempo morto. Neste capítulo serão apresentados o funcionamento do conversor com o emprego do tempo morto, as etapas de funcionamento, as expressões que relacionam a indutância e a capacitância equivalente do conversor em função da razão cíclica e o fluxograma do modulador. Por fim, serão apresentados os resultados obtidos por simulação do conversor empregando a estratégia de modulação descrita.

### 3.2 FUNCIONAMENTO COM TEMPO MORTO

A inserção do tempo morto na análise deste conversor é fundamental, pois caso dois transistores da mesma fase conduzam simultaneamente, poderá haver um curto-circuito. Contudo, o tempo morto insere uma etapa de operação em que não se dispõe às correntes dos indutores um caminho para circulação. Uma forma de contornar esta situação é fazer com que os interruptores do braço da fase de menor potencial conduzam simultaneamente por todo o período de chaveamento, enquanto que os outros interruptores operam com um tempo morto apropriado [10]. Desta forma, sempre haverá um caminho de circulação para a corrente e não existirá curto-circuito nos interruptores, pois ou tensão de linha sempre será aplicada sobre os interruptores ou sobre os diodos dos braços das fases com maior potencial. Na Figura 3.1 são apresentadas as formas de onda da tensão de fase e linha, além das correntes dos indutores para o intervalo em que a tensão da fase C é a de menor

potencial.

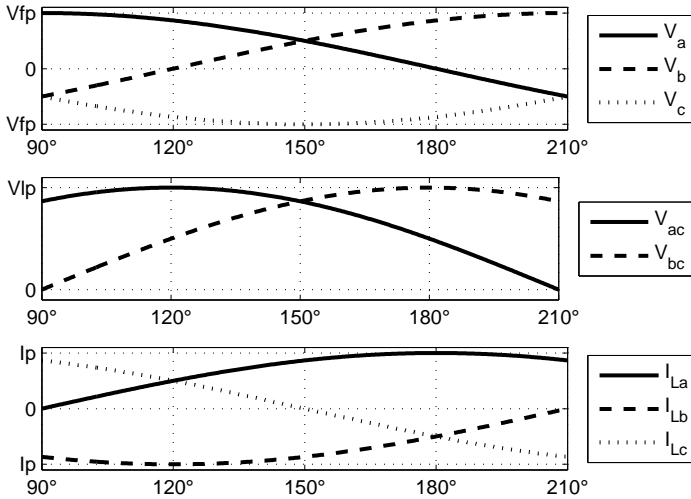


Figura 3.1: Tensão de fase, linha e corrente num setor de operação

A seguir, será detalhado o funcionamento do conversor, considerando-se o intervalo ilustrado na Figura 3.1. Os interruptores  $S_{c1}$  e  $S_{c2}$  são habilitados a conduzir durante todo o intervalo. O funcionamento do conversor para as demais fases é análogo.

#### Primeira Etapa de Operação ( $t_0, t_1$ )

Neste intervalo de operação, os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{b1}$  estão comandados a conduzir. A corrente dos indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  circulam respectivamente por  $S_{a1}$ ,  $D_{b1}$  e  $D_{c1}$ . A tensão sobre cada indutor é igual à tensão de fase devido aos indutores serem idênticos e ao sistema ser balanceado. Esta situação é ilustrada na Figura 3.2.

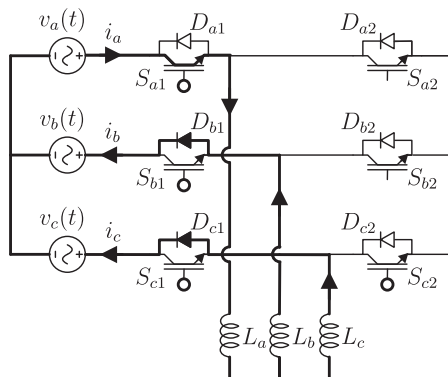


Figura 3.2: Primeira etapa de operação - modulação com tempo morto.

#### Segunda Etapa de Operação ( $t_1, t_2$ )

No instante  $t_1$ , os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{b1}$  são comandados a bloquear. A corrente do indutor  $L_a$  passa a circular por  $D_{a2}$ , a corrente do indutor  $L_b$  passa a circular por  $D_{b1}$ ,  $S_{c1}$  e  $S_{c2}$  e a corrente do indutor  $L_c$  circula por  $S_{c2}$ . Desta forma, os indutores  $L_a$  e  $L_c$  são conectados em paralelo e este conjunto em série com  $L_b$ . Portanto, um terço da tensão  $V_{cb}$  é aplicada sobre os indutores  $L_a$  e  $L_c$  e dois terços são aplicados sobre o indutor  $L_b$  com polaridade invertida. É importante salientar que esta etapa de operação é de curta duração, se comparada à etapa anterior. A Figura 3.3 ilustra a situação descrita.

#### Terceira Etapa de Operação ( $t_2, t_3$ )

No instante  $t_2$ , os interruptores  $S_{a2}$  e  $S_{b2}$  são comandados a conduzir. A corrente do indutor  $L_a$  continua a circular por  $D_{a2}$ , porém, as correntes dos indutores  $L_b$  e  $L_c$  passam a circular pelos interruptores  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$ . As tensões sobre os indutores, para esta etapa, são nulas. A Figura 3.4 ilustra a situação descrita acima.

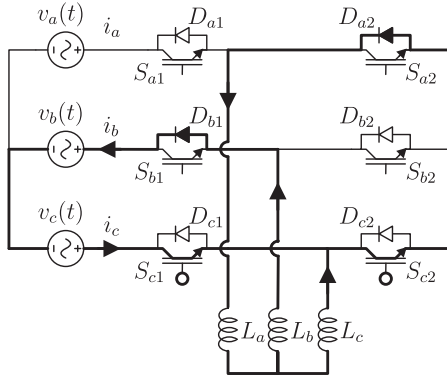


Figura 3.3: Segunda etapa de operação - modulação com tempo morto.

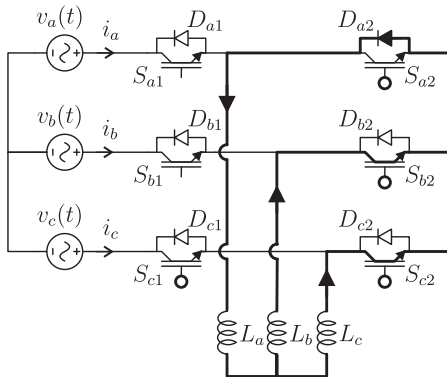


Figura 3.4: Terceira etapa de operação - modulação com tempo morto.

#### Quarta Etapa de Operação ( $t_3, t_4$ )

No instante  $t_3$ , os interruptores  $S_{a2}$  e  $S_{b2}$  são comandados a bloquear. A corrente do indutor  $L_a$  continua a circular por  $D_{a2}$ , a corrente do indutor  $L_b$  volta a circular por  $D_{b1}$ ,  $S_{c1}$  e  $S_{c2}$  e a corrente do indutor  $L_c$  volta a circular por  $S_{c2}$ . Da mesma forma que na segunda etapa de funcionamento, as tensões sobre os indutores  $L_a$  e  $L_c$  são iguais a um terço de  $V_{cb}$  e a tensão sobre o indutor  $L_b$  é igual a dois terços de  $V_{cb}$ . Além disso, esta etapa perdura por um tempo muito menor que a primeira. A Figura 3.5 ilustra a situação descrita.

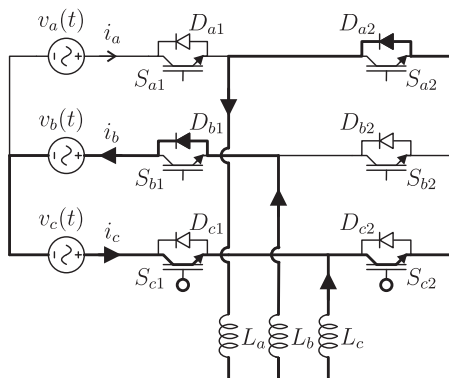


Figura 3.5: Quarta etapa de operação - modulação com tempo morto.

#### Quinta Etapa de Operação ( $t_4, t_5$ )

No instante  $t_4$ , os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{b1}$  são comandados a conduzir. As correntes dos indutores  $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$  voltam a circular por  $S_{a1}$ ,  $D_{b1}$  e  $D_{c1}$  conforme a primeira etapa de operação. Portanto, como pode ser observado, a quinta etapa de operação é semelhante à primeira etapa e deste ponto em diante o funcionamento do conversor se repete. A Figura 3.6 ilustra esta etapa de operação.

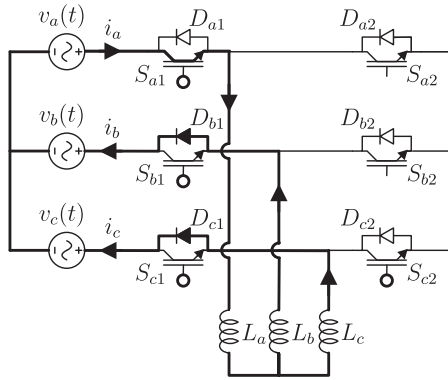


Figura 3.6: Quinta etapa de operação - modulação com tempo morto.

Na Figura 3.7 e Figura 3.8 são apresentadas as principais formas de onda do conversor operando durante a situação descrita, já a Figura 3.9 e Figura 3.10 ilustram as principais formas de onda do conversor operando durante alguns ciclos da rede.



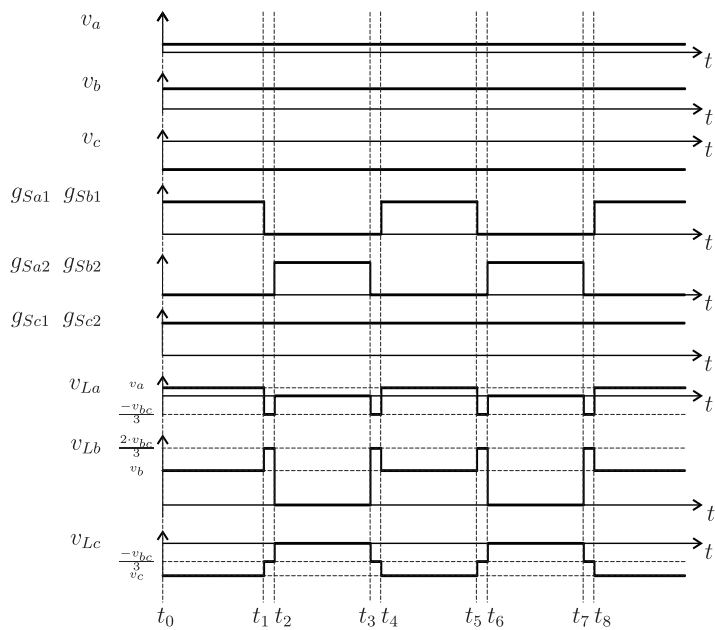


Figura 3.7: Principais formas de onda de tensão do conversor operando com tempo morto.

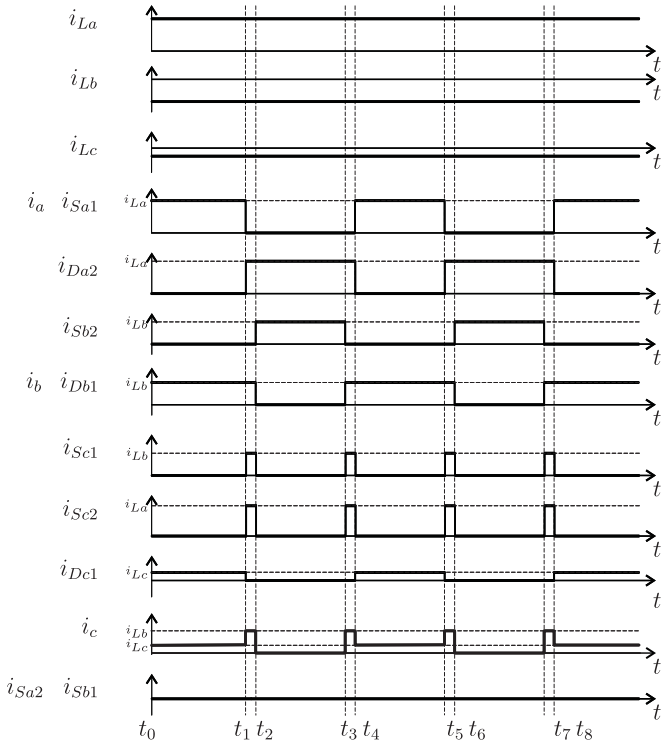


Figura 3.8: Principais formas de onda de corrente do conversor operando com tempo morto.

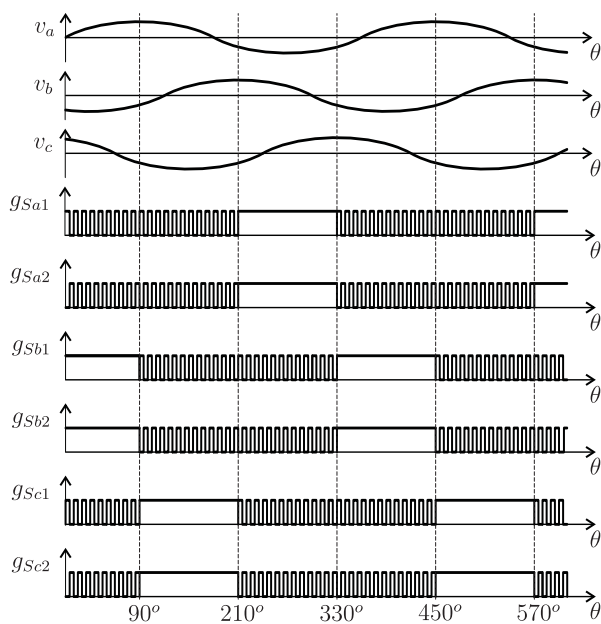


Figura 3.9: Formas de onda de tensão do conversor durante alguns ciclos da rede.

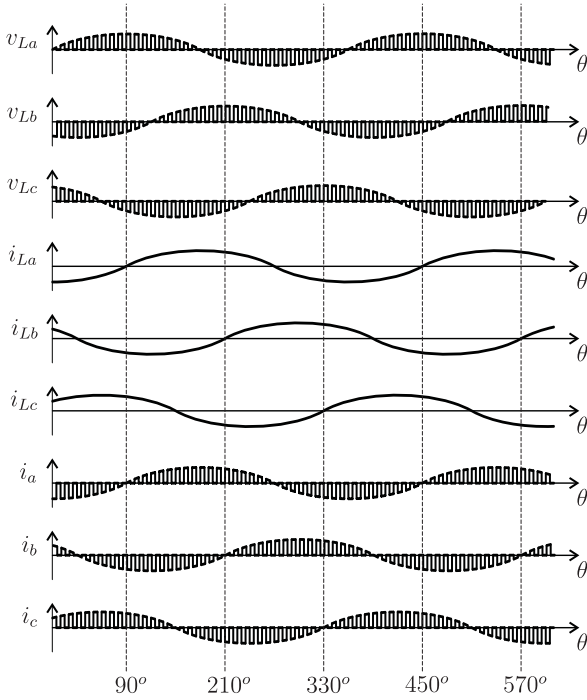


Figura 3.10: Formas de onda de corrente do conversor durante alguns ciclos da rede.

### 3.3 TRANSIÇÃO DA TENSÃO DE MENOR POTENCIAL

Apesar de a estratégia de modulação descrita na seção anterior não exigir elementos passivos para garantir a circulação de corrente durante o tempo morto, nota-se um inconveniente durante a troca da tensão de fase de menor potencial. Conforme apresentado, os interruptores do braço desta fase devem conduzir por todo o intervalo em que a condição é satisfeita. Contudo, quando a tensão de outra fase passa a ser a de menor potencial, os interruptores desta fase devem ser comandados a conduzir simultaneamente, enquanto que os anteriores devem voltar a ser comandados com tempo morto.

Portanto, caso haja um erro por parte dos sensores das tensões de fase, o conversor estabelecerá um curto-circuito entre os interruptores de um braço e os diodos dos interruptores de outro braço.

Por exemplo, considerando a transição de fase de menor potencial entre a fase C para a fase A. Caso os sensores indiquem que a fase A é a de menor potencial antes da transição, será estabelecido um curto-circuito nos interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{a2}$ , e os diodos  $D_{c1}$  e  $D_{c2}$ . Por outro lado, caso os sensores indiquem que a fase C é ainda a de menor potencial após a transição, então o curto-circuito será estabelecido nos interruptores  $S_{c1}$  e  $S_{c2}$ , e os diodos  $D_{a1}$  e  $D_{a2}$ . A primeira situação é ilustrada na Figura 3.11 (a) e a segunda na Figura 3.11(b).

Portanto, deve-se encontrar uma forma para que o curto-circuito seja evitado. Uma possível forma de contornar tal situação é comandar os interruptores  $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$  a bloquear e os interruptores  $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$  a conduzir durante o intervalo em que a transição de menor potencial da tensão de fase ocorre. A seguir, será apresentada uma forma de como proceder para que o conversor opere de tal forma.

O procedimento será apresentado através da exemplificação da transição entre as fases C e A. Para isso, deve-se considerar que o conversor opera em regime permanente antes do instante  $t_0$  e que neste instante a diferença entre a tensão da fase A e C seja igual a um valor limite  $V_{Lim}$ .

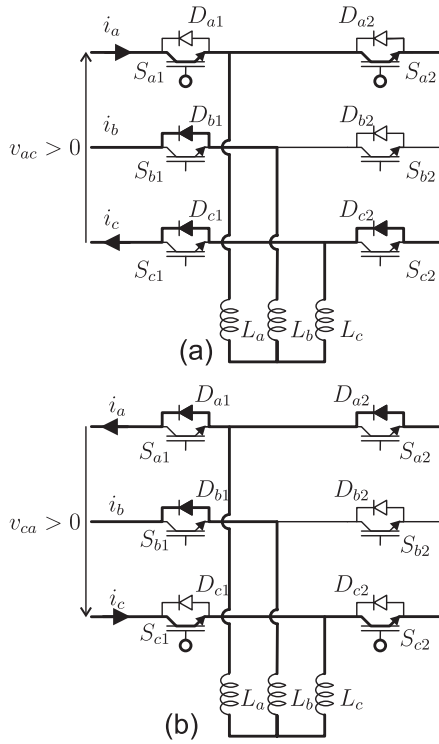


Figura 3.11: Possíveis curtos-circuitos durante transição.

Condição antes da transição ( $t_0, t_1$ )

No instante  $t_0$ ,  $V_{ac}$  tornou-se menor que  $V_{Lim}$ , contudo, o controle do conversor só iniciará o procedimento da transição após o instante  $t_1$ .

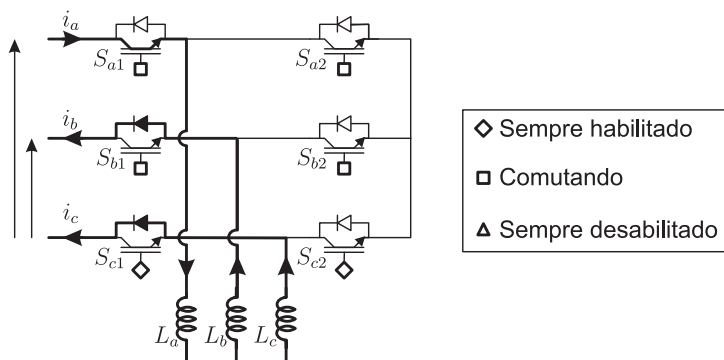


Figura 3.12: Configuração dos interruptores antes da transição.

Primeiro Passo ( $t_1, t_2$ )

No instante  $t_1$  é iniciado um novo período de chaveamento. Os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{b1}$  estão desabilitados a conduzir e os interruptores  $S_{a2}$  e  $S_{b2}$  comutam conforme a modulação. A Figura 3.13 ilustra a configuração dos interruptores para este intervalo.

Segundo Passo ( $t_2, t_3$ )

No instante  $t_2$ , o segundo período de chaveamento é iniciado. Neste instante,  $S_{a2}$  e  $S_{b2}$  são habilitados a conduzir por todo período de chaveamento. A Figura 3.14 ilustra esta configuração.

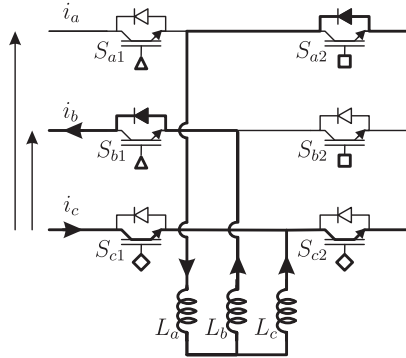


Figura 3.13: Primeiro passo da transição.

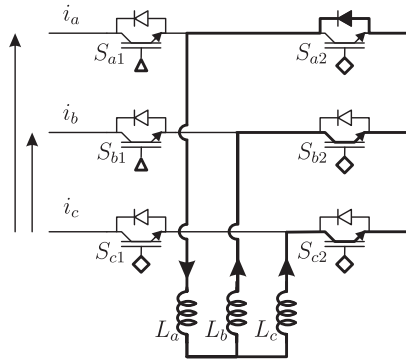


Figura 3.14: Segundo passo da transição.



### Terceiro Passo ( $t_3, t_4$ )

No instante  $t_3$ , o terceiro período de chaveamento é iniciado. Neste instante,  $S_{c1}$  é desabilitado a conduzir. Desta forma, os interruptores  $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$  estão desabilitados a conduzir e os interruptores  $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$  habilitados. A Figura 3.15 ilustra esta configuração.

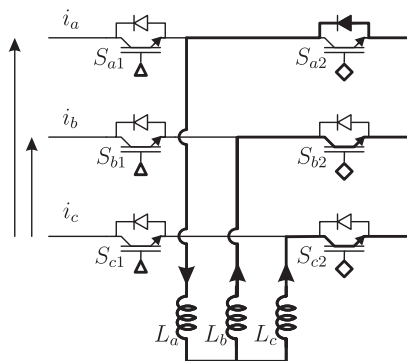


Figura 3.15: Terceiro passo da transição.

### Quarto Passo ( $t_4, t_5$ )

No instante  $t_4$ , a tensão da fase A passa a ser menor que a tensão da fase C por uma diferença maior que  $V_{Lim}$ . Apesar de isso acontecer em  $t_4$ , o controle do conversor só irá iniciar o procedimento para retorno da operação normal após  $t_5$ .

### Quinto Passo ( $t_5, t_6$ )

No instante  $t_5$ , o interruptor  $S_{a1}$  é habilitado a conduzir. A Figura 3.16 ilustra esta configuração.

### Sexto Passo ( $t_6, t_7$ )

No instante  $t_6$ , os interruptores  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$  são habilitados a comutar conforme a modulação. A Figura 3.17 ilustra esta situação.

### Sétimo Passo ( $t_7, t_8$ )

No instante  $t_7$ , os interruptores  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$  são habilitados a comutar conforme a modulação. Do instante  $t_8$  até a próxima transição, a configuração ilustrada na Figura 3.18 será mantida.

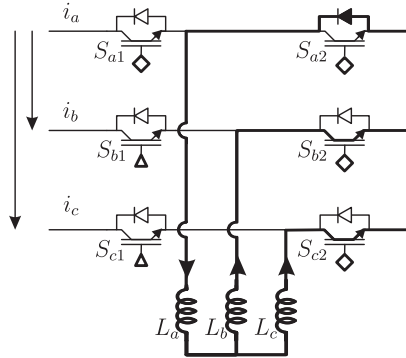


Figura 3.16: Quinto passo da transição.

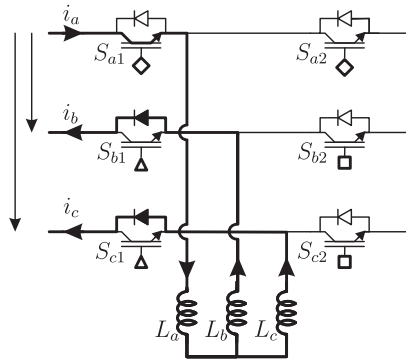


Figura 3.17: Sexto passo da transição.

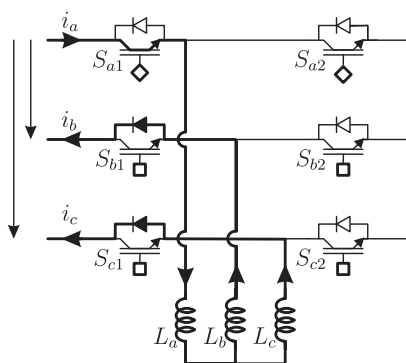


Figura 3.18: Sétimo passo da transição.

Na Figura 3.19 e 3.20 são ilustradas a tensão de linha  $V_{ac}$ , o sinal de clock e os sinais dos gatilhos dos interruptores e na Figura 3.20 as correntes dos indutores e das fases.

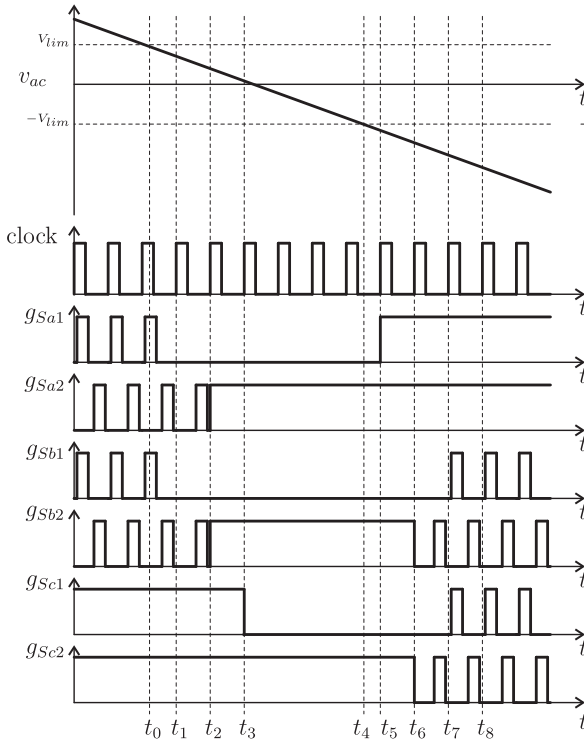


Figura 3.19: Formas de ondas de tensão do conversor durante a transição.

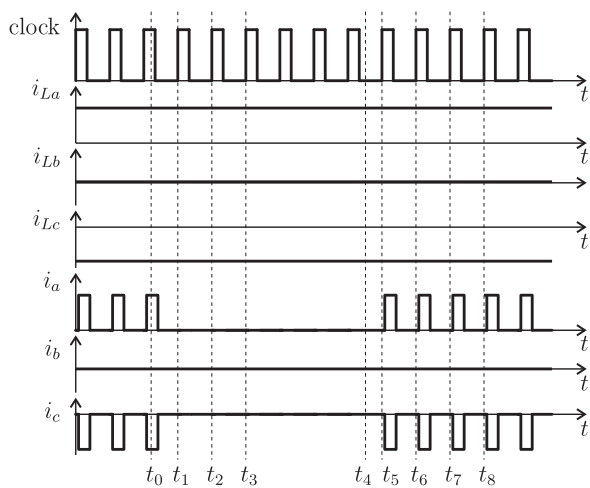


Figura 3.20: Formas de ondas de corrente do conversor durante a transição.

Na Figura 3.21 são ilustradas as principais formas de onda do conversor operando com tempo morto e as respectivas etapas de transição.

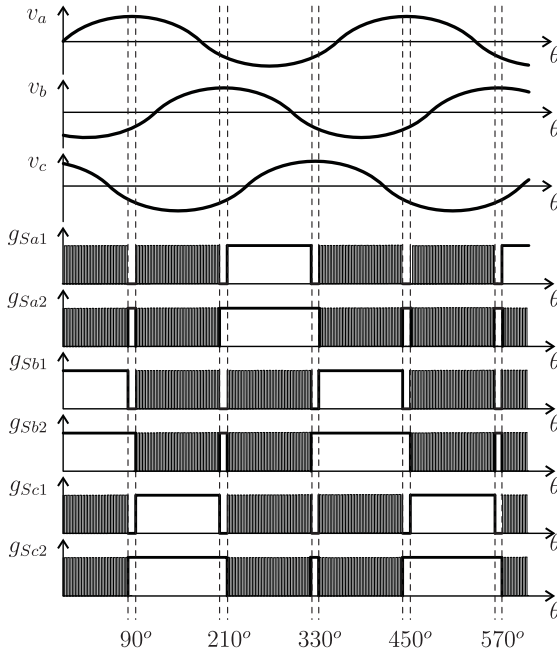


Figura 3.21: Principais formas de ondas de tensão do conversor operando com tempo morto.

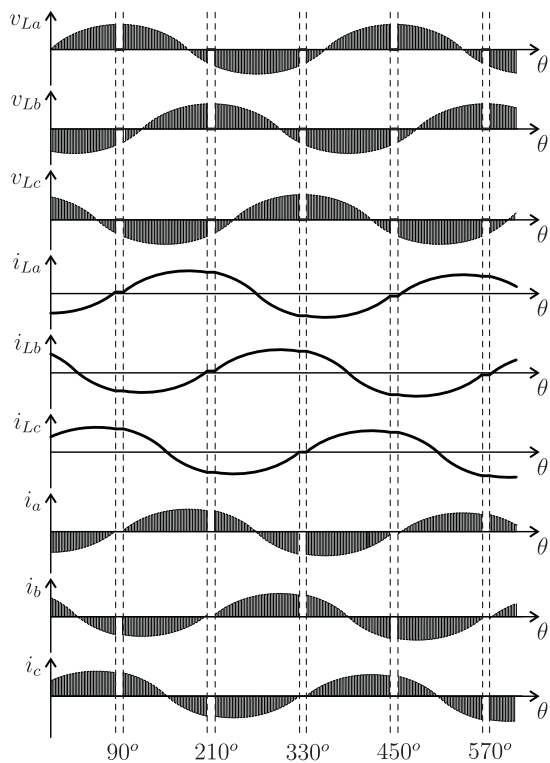


Figura 3.22: Principais formas de ondas de corrente do conversor operando com tempo morto.

### 3.4 INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIA EQUIVALENTES

Com o emprego da modulação descrita, a indutância e capacitância equivalente do conversor determinada no capítulo anterior pode se tornar inválida. Isto ocorre caso o intervalo em que os indutores permanecem desconectados da fonte de alimentação seja considerável. Neste item serão determinadas duas novas expressões que relacionam a indutância e capacitância equivalente com a razão cíclica ( $D$ ) e com o ângulo de transição ( $2\delta$ ). A tensão da fase A varia conforme a equação (3.1).

$$v_a(\theta) = V_p \cdot \cos(\theta) \quad (3.1)$$

A tensão média aplicada sobre o indutor  $L_a$  durante um ciclo de chaveamento é apresentado na equação (3.2).

$$\hat{v}_{L_a}(\theta, D, \delta) = \begin{cases} 0 & \text{se } k \cdot 120^\circ - \delta \leq \theta \leq k \cdot 120^\circ + \delta \\ D \cdot v_a(\theta) & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.2)$$

A corrente no indutor  $L_a$  pode ser aproximada através da expressão (3.3).

$$\hat{i}_{L_a}(\theta, D, \delta) = \frac{1}{L} \int_0^\theta \hat{v}_{L_a}(\Phi, D, \delta) \cdot d\Phi + \hat{i}_{L_a}(0, D, \delta) \quad (3.3)$$

$$\hat{i}_{L_a}(0, D, \delta) = 0$$

O valor médio da corrente na fase A no período de chaveamento pode ser aproximado pela expressão (3.4).

$$\hat{i}_a(\theta, D, \delta) = \begin{cases} 0 & \text{se } k \cdot 120^\circ - \delta \leq \theta \leq k \cdot 120^\circ + \delta \\ D \cdot \hat{i}_{L_a}(\theta, D, \delta) & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.4)$$



As componentes harmônicas da corrente da fase A podem ser calculadas através da expressão (3.5).

$$I_{an}(D, \delta) \cong \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \hat{i}_a(\theta, D, \delta) \cdot \text{sen}(n \cdot \theta) \cdot d\theta \quad (3.5)$$

Resolvendo a expressão (3.5) para o caso da frequência fundamental, obtém a expressão (3.6).

$$I_{a1}(D, \delta) \cong \frac{V_p \cdot D^2}{\omega_o \cdot L} \cdot \left( 1 + \frac{\sqrt{3} \cdot \text{sen}^2(\delta) - 3 \cdot \cos(\delta) \cdot \text{sen}(\delta) - 3 \cdot \delta}{\pi} \right) \quad (3.6)$$

A indutância equivalente com relação à razão cíclica e ao ângulo de transição é determinada na equação (3.7).

$$L_{eq}(D, \delta) = \frac{V_p}{\omega_0 \cdot I_{a1}(D, \delta)}$$

$$L_{eq}(D, \delta) = \frac{L}{D^2 \cdot \left[ 1 - \frac{3\delta + \sqrt{3} \cdot \text{sen}^2(\delta) - 3 \cdot \text{sen}(\delta) \cdot \cos(\delta)}{\pi} \right]} \quad (3.7)$$

A capacitância equivalente com relação à razão cíclica e ao ângulo de transição é determinada na equação (3.8).

$$C_{eq}(D, \delta) = \frac{\omega^2 \cdot L \cdot C - D^2 \cdot \left[ 1 - \frac{3\delta + \sqrt{3} \cdot \text{sen}^2(\delta) - 3 \cdot \text{sen}(\delta) \cdot \cos(\delta)}{\pi} \right]}{\omega^2 \cdot L} \quad (3.8)$$

Nas Figuras 3.23 e 3.24 são ilustradas, respectivamente, as formas de onda da tensão e corrente da fase A e a corrente do indutor  $L_a$ , e a característica da indutância equivalente com relação à razão cíclica e ao ângulo de transição.

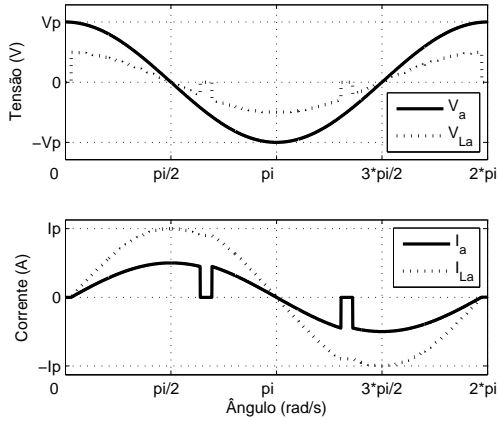


Figura 3.23: Formas de onda das tensões e correntes para modulação empregada.

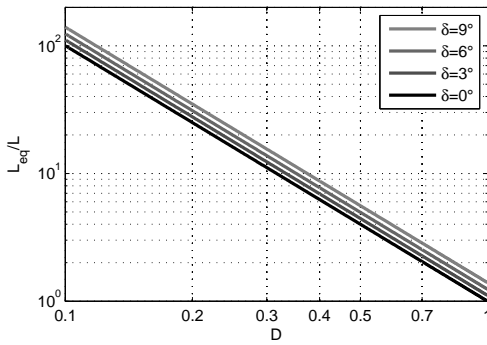


Figura 3.24: Indutância equivalente normalizada em função da razão cíclica para diversos ângulos  $\delta$ .

### 3.5 MODULADOR

Conforme apresentado anteriormente, dependendo da tensão de entrada do conversor, ou os interruptores de um mesmo braço devem ser acionados de forma complementar e com o emprego de tempo morto ou com os comandos sobrepostos durante todo o ciclo de chaveamento. Na Figura 3.25 é apresentado o diagrama de blocos do modulador empregado. Os sinais  $g_{S_{x1}}$  e  $g_{S_{x2}}$  são ajustados conforme o ângulo,  $\Theta$ , das tensões da entrada. O procedimento que deve ser adotado é ilustrado pelas Figuras 3.26 à 3.29. Este procedimento é adotado a cada período de chaveamento e dependendo da condição, fará com que o conversor opere no seu modo normal ou no modo de roda livre, onde os indutores são mantidos curto-circuitados.

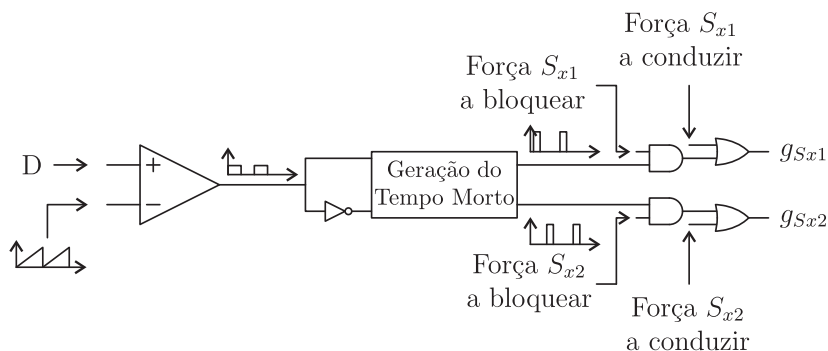


Figura 3.25: Modulador

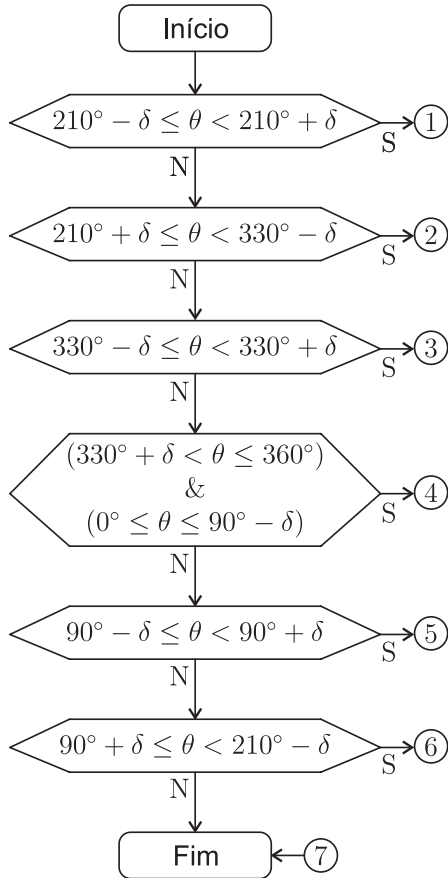


Figura 3.26: Fluxograma do programa principal.

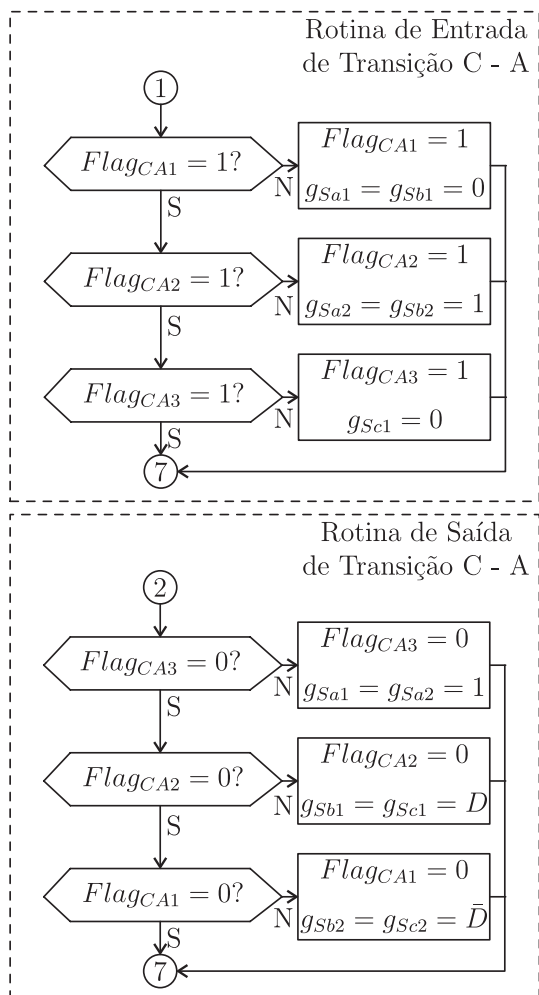


Figura 3.27: Subrotinas da transição CA.

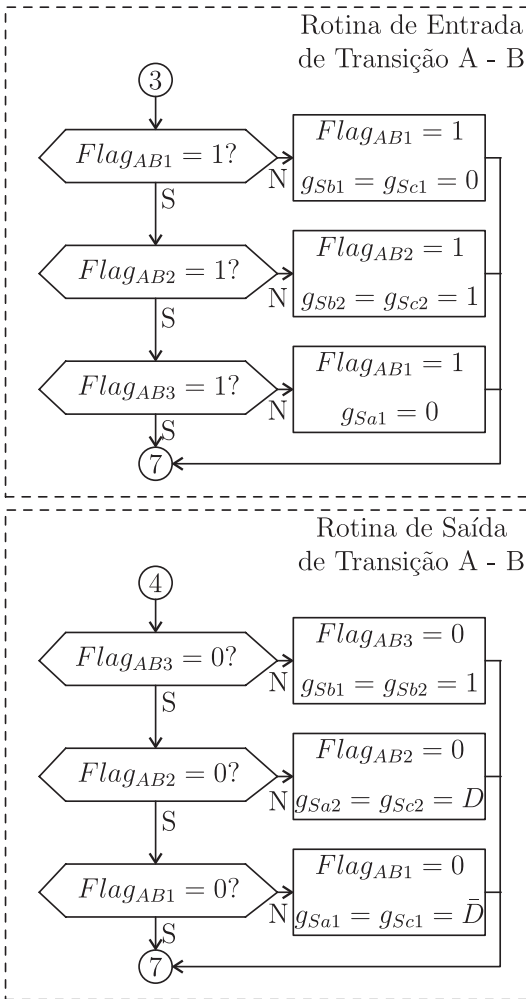


Figura 3.28: Subrotinas da transição AB.

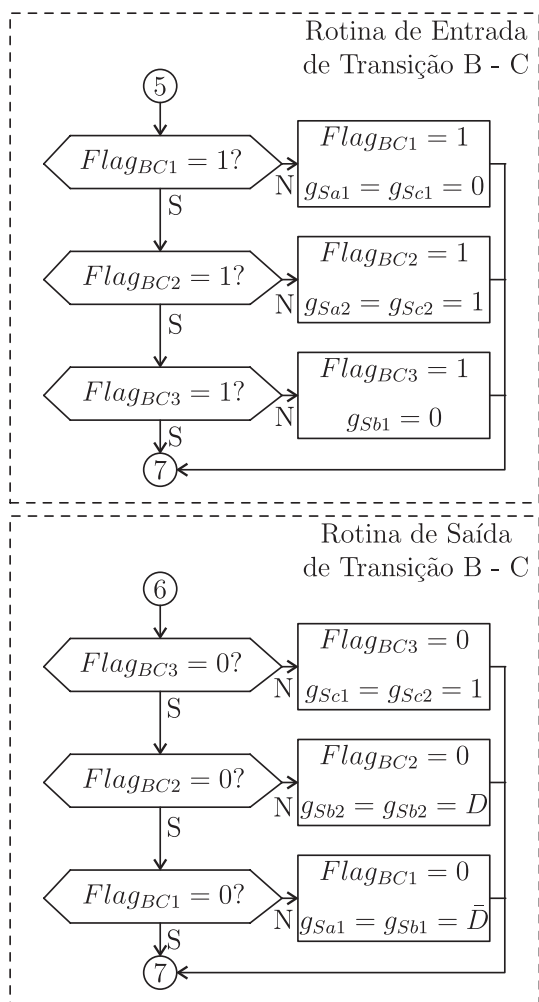


Figura 3.29: Subrotinas da transição BC.

### 3.6 RESULTADOS SIMULADOS

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos por simulação do conversor empregando a modulação descrita. Inicialmente, será apresentada uma simulação para o caso de razão cíclica igual à 0,5 e ângulo de transição igual à  $9^\circ$ . Por fim, serão realizadas simulações para diferentes razões cíclicas, 2 valores de tempo morto e para um ângulo de transição, de forma a comprovar as equações (3.7) e (3.8).

#### 3.6.1 Especificações

As especificações do gerador, do conversor e da carga são apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Especificações.

Elemento	Símbolo	Valor
Tensão de Fase	$V_{fase_{ef}}$ [V]	220
Frequência da Rede	$f_r$ [Hz]	60
Potência do Conversor	$Q_{conversor}$ [VA <sub>r</sub> ]	5000
Capacitor do Conversor	$C_{conversor}$ [ $\mu$ F]	91,34
Indutor do Conversor	$L_{conversor}$ [mH]	77,03
Frequência de Chaveamento	$f_s$ [Hz]	20000
Tempo Morto	$T_{morto}$ [ $\mu$ s]	2

#### 3.6.2 Circuito Simulado

As Figura 3.30 e 3.31 ilustram o circuito de potência e o de controle que foi simulado para este caso.



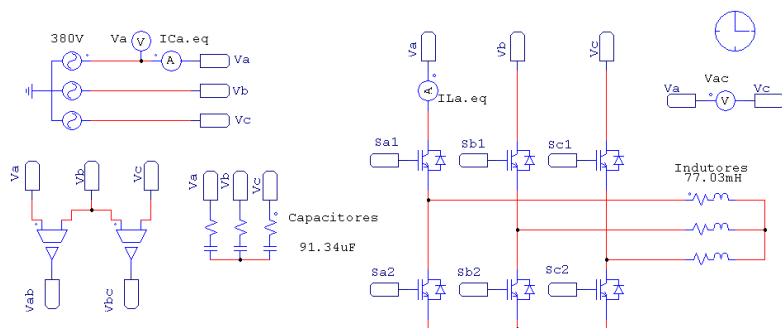


Figura 3.30: Esquema do circuito de potência e medição.

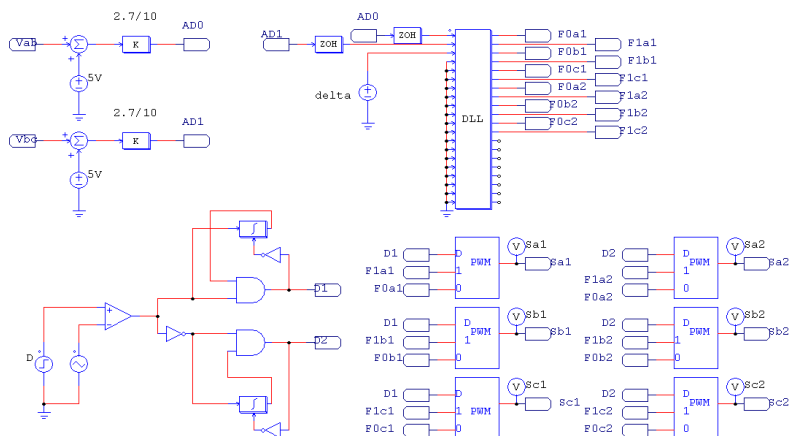


Figura 3.31: Esquema do circuito de controle e comando

### 3.6.3 Resultados

A Figura 3.32 ilustra as formas de onda da tensão de linha  $V_{ac}$  e os sinais de comando dos interruptores.

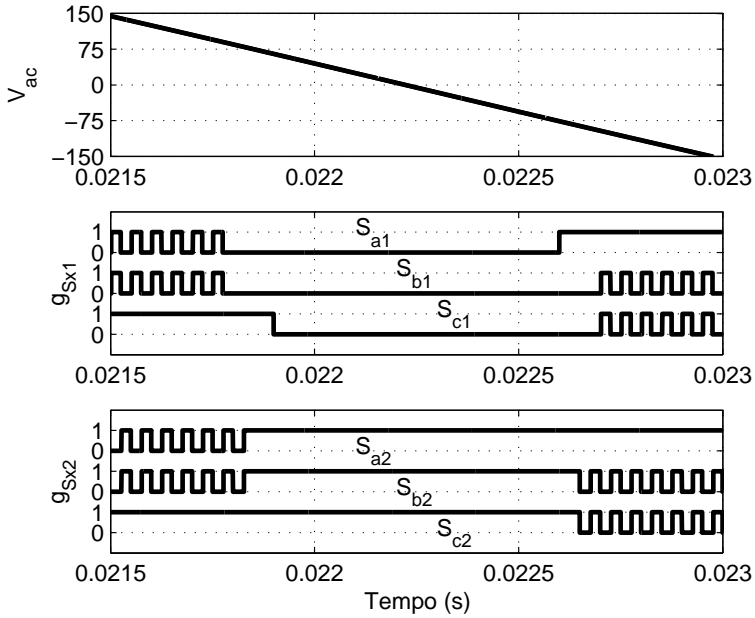


Figura 3.32: Formas de onda dos sinais do comando e a tensão de linha  $V_{ac}$ .

A Figura 3.33 ilustra a corrente da fase A do conversor quando aplicada a estratégia de modulação citada no item 3.2. A forma de onda para este caso não apresenta uma envoltória senoidal conforme observado na Figura 3.33.

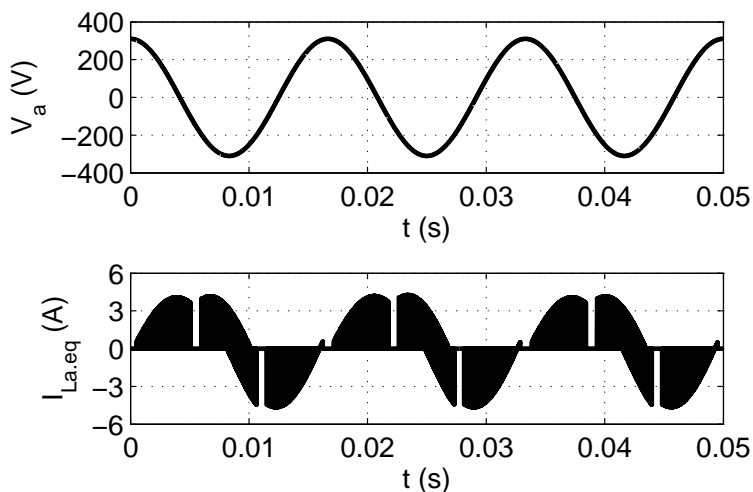


Figura 3.33: Tensão e corrente da fase A do indutor variável.

A Figura 3.34 ilustra o detalhe da corrente da entrada do conversor. As variações bruscas de corrente que ocorrem para este caso se devem ao tempo morto e, portanto, perduram durante a existência deste. Este fenômeno foi explanado no item 3.2.

Na Figura 3.35 são ilustradas as formas de onda da tensão e corrente na fase A.

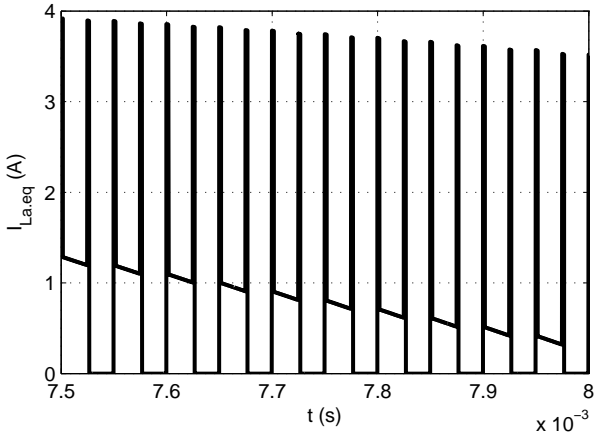


Figura 3.34: Detalhe da corrente da fase A do conversor.

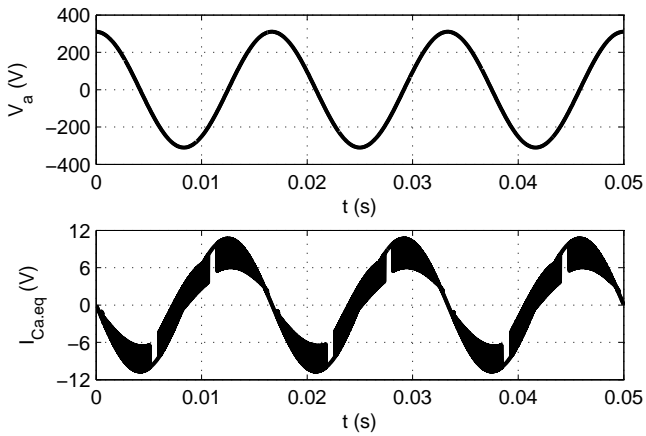


Figura 3.35: Tensão e corrente da fase A do capacitor variável.

A Figura 3.36 ilustra o espectro de frequência da corrente do indutor e capacitor variável. Como pode ser conferido neste caso, a corrente apresenta componentes harmônicas de baixa e alta frequência. As componentes de baixa frequência têm amplitudes reduzidas, porém, as componentes de alta frequência apresentam uma amplitude considerável em relação à amplitude da componente da fundamental.

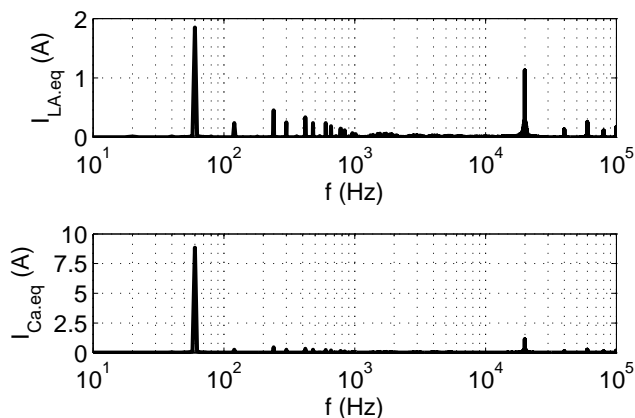


Figura 3.36: Espectro de frequência das correntes do conversor.

Nas Figuras 3.37 e 3.38 são apresentados os espectros da corrente do conversor e a distorção harmônica da corrente do conversor, levando em consideração até a décima primeira componente, para diversas razões cíclicas.

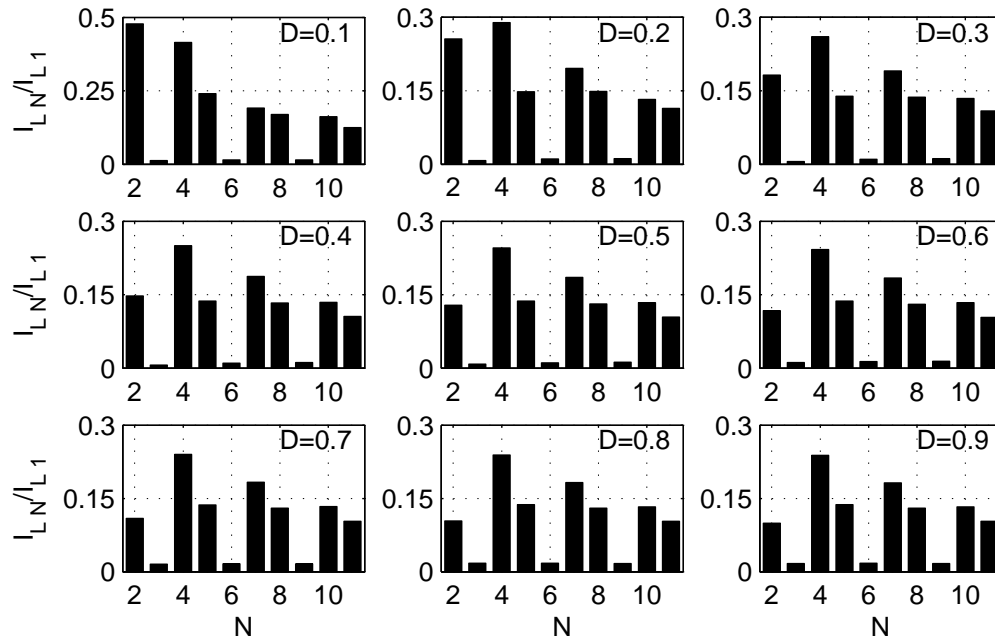


Figura 3.37: Componentes harmônicas em baixa frequência da corrente  $I_{La,eq}$

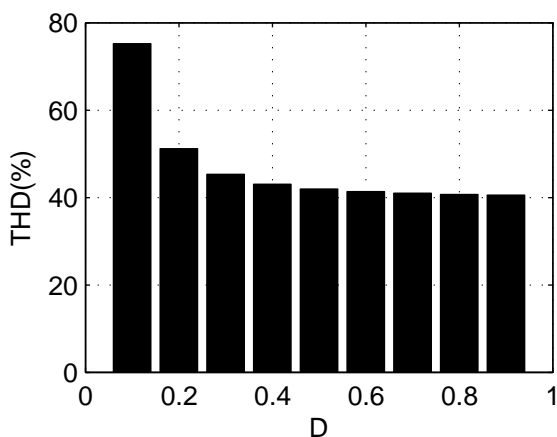


Figura 3.38: Distorção Harmônica da Corrente

Conforme pode ser observado, além de apresentar componentes harmônicas de corrente em baixa frequência, dentre estas, ainda há componentes de ordem par, decorrentes da assimetria da modulação empregada.

Na Tabela 3.2 e 3.3 são apresentados, respectivamente, os valores das correntes eficazes do indutor e capacitor variável para várias razões cíclicas obtidos por simulação, além dos valores de indutância e capacitância equivalente para várias razões cíclicas.

Nas Figura 3.39 e Figura 3.40 são ilustradas as curvas características da indutância e capacitância equivalente em função da razão cíclica.

Tabela 3.2: Tensão e corrente eficaz do conversor para várias razões cíclicas.

$D$	$V_{a\_ef}$ [V]	$I_{Lvar\_ef1}$ [A]	$I_{Cvar\_ef1}$ [A]
0,1	220	0,041	7,515
0,2	220	0,199	7,357
0,3	220	0,463	7,093
0,4	220	0,833	6,723
0,5	220	1,309	6,247
0,6	220	1,890	5,666
0,7	220	2,578	4,979
0,8	220	3,371	4,185
0,9	220	4,269	3,287

Tabela 3.3: Indutância e capacitância equivalente para varias razões cíclicas.

$D$	Teórico		Simulado	
	$L_{eq}$ [mH]	$C_{eq}$ [ $\mu$ F]	$L_{eq}$ [mH]	$C_{eq}$ [ $\mu$ F]
0,1	10759	90,69	14312	90,60
0,2	2690	88,72	2933	88,71
0,3	1196	85,45	1259	85,52
0,4	672	80,88	700	81,06
0,5	430	74,99	446	75,33
0,6	299	67,80	309	68,32
0,7	220	59,30	226	60,03
0,8	168	49,49	173	50,46
0,9	133	38,37	137	39,64



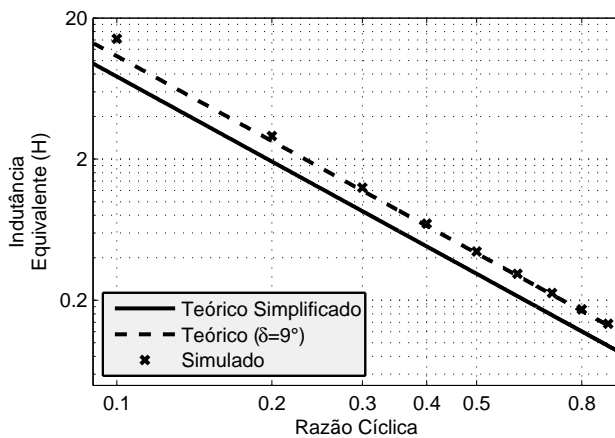


Figura 3.39: Indutância equivalente em função da razão cíclica.

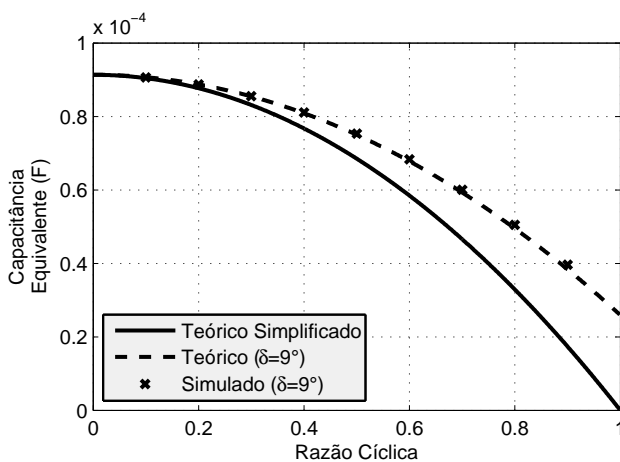


Figura 3.40: Capacitância equivalente em função da razão cíclica.

É possível verificar na Figura 3.39 que há uma grande discrepância entre os valores de indutância equivalente dos dois casos apresentados para razão cíclica reduzida. Isso ocorre devido à não ter sido levado em considerado o tempo morto na dedução da expressão que determina a indutância equivalente. Na Tabela 3.4 são apresentados os valores de indutância equivalente com relação à razão cíclica, obtidos por simulação, para dois valores de tempo morto,  $2\mu\text{s}$  e  $300\text{ ns}$ .

Tabela 3.4: Indutância equivalente para diferentes valores de razão cíclica e tempo morto

		$L_{eq}[\text{H}]$			Erro [%]	
		Teórico	Simulado			
$D$	$t_{morto}[\mu\text{s}]$	-	2	0,3	2	0,3
		0,1	10,759	14,312	11,054	33,02
	0,2	2,690	2,933	2,762	9,04	2,68
	0,3	1,195	1,259	1,224	5,31	2,39
	0,4	0,672	0,700	0,686	4,10	2,02
	0,5	0,430	0,446	0,438	3,63	1,77
	0,6	0,299	0,309	0,304	3,39	1,72
	0,7	0,220	0,226	0,223	2,93	1,56
	0,8	0,168	0,173	0,171	2,91	1,72
	0,9	0,133	0,137	0,135	3,14	1,63

É possível verificar que o resultado em que o tempo morto é menor, aproxima-se mais do resultado teórico, evidenciando assim, a influência deste intervalo. Contudo, conforme a razão cíclica aumenta, ambos resultados aproximam-se do valor teórico. Apesar disto, a capacitância equivalente não sofre grande influência, como observado na Figura 3.40.

### 3.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o funcionamento do conversor operando com tempo morto bem como a estratégia de modulação necessária

devido ao emprego deste. Foi demonstrada a influência desta estratégia de modulação sobre a característica da indutância e capacitância equivalente em relação à razão cíclica, através da dedução matemática e resultados de simulação, e no espectro de corrente do conversor em baixa frequência. Por fim, foi apresentado que, para razões cíclicas reduzidas, o tempo morto, introduzido entre os comandos dos interruptores, altera substancialmente o valor equivalente da indutância do conversor, contudo, este fenômeno é desprezível em se tratando da capacitância equivalente do conjunto - composto pelos capacitores fixos e pelo conversor.



## CAPÍTULO 4 CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO

### 4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo trata da construção e dos projetos do protótipo do conversor e da implementação do modulador sugerido num processador digital de sinais (DSP). Além disto, serão apresentados os circuitos auxiliares necessários.

### 4.2 ESPECIFICAÇÃO

Na Tabela 4.1 é apresentada as especificações do conversor.

Tabela 4.1: Especificação do conversor.

Parâmetro	Descrição	Valor
$V_{Linha\_ef}$	Valor eficaz da tensão de linha da rede	380 V
$Q_{C\_max}$	Potência reativa capacitiva máxima	12,5 kVA
$Q_{C\_min}$	Potência reativa capacitiva mínima	0 kVA
$f_r$	Frequência da rede	60 Hz
$f_s$	Frequência de chaveamento do conversor	20 kHz

### 4.3 LISTA DE MATERIAL

Neste item serão apresentados os componentes utilizados na construção do protótipo.

### 4.3.1 Capacitores

O valor da capacitância do banco de capacitores é calculado através da equação (4.1).

$$C_{conversor\Delta} = \frac{Q_{C\_max}}{6 \cdot \pi \cdot f_r \cdot V_{Linha\_ef}^2} \quad (4.1)$$

$$C_{conversor\Delta} = \frac{12500}{6 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 380^2} = 76,54 \mu\text{F}$$

Foi empregada uma unidade capacitiva trifásica UCWT20V53. Este tipo de capacitor é normalmente utilizado em correção de fator de potência. Abaixo são apresentadas as características do componente utilizado:

- Valor eficaz máximo da tensão de linha da rede de 480 V;
- Potência nominal de 20 kVAr e;
- 3 capacitores conectados em triângulo e com resistores de descarga.

### 4.3.2 Indutores

Os indutores foram projetados através das equações (4.2) e (4.3),

$$L_{conversorY} = \frac{V_{Linha\_ef}^2}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot Q_{C\_max}} \quad (4.2)$$

$$L_{conversorY} = \frac{380^2}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 12500} = 30,64 \text{ mH}$$

$$I_{L\_ef} = \frac{V_{Linha}}{\sqrt{3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_{conversorY}} \quad (4.3)$$

$$I_{L_{ef}} = \frac{380}{\sqrt{3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,03064} = 18,99 \text{ A}$$

A confecção destes indutores foi executada através de uma empresa externa. O material utilizado foi ferro-silício.

### 4.3.3 Interruptores

Os interruptores foram escolhidos de forma a atender os requisitos máximos de valor de tensão e corrente. A tensão e corrente máxima no interruptor é calculada através das equações (4.4) e (4.5). A (4.5) é obtida como base em que o máximo valor de corrente que circula pelo interruptor ocorre quando a indutância equivalente é mínima, razão cíclica unitária, ou seja, quando o indutor é mantido conectado à rede durante toda a operação.

$$V_{Sa1_{\max}} = \sqrt{2} \cdot V_{Linha_{ef}} \quad (4.4)$$

$$V_{Sa1_{\max}} = \sqrt{2} \cdot 380 = 537,4 \text{ V}$$

$$I_{Sa1_{\max}} = \sqrt{2} \cdot I_{L_{ef}} \quad (4.5)$$

$$I_{Sa1_{\max}} = \sqrt{2} \cdot 18,99 = 26,86 \text{ A}$$

Os interruptores escolhidos foram os SKM300GB128D do fabricante Semikron devido à disponibilidade no laboratório. Abaixo são listadas as características deste interruptor.

- Tensão máxima entre coletor e emissor de 1200 V;
- Corrente máxima do IGBT de 370 A para temperatura ambiente de 25°C;

- Corrente máxima do diodo de 260 A para temperatura ambiente de 25°C;
- Tecnologia Soft-Punch-Through.

#### 4.3.4 Esquemático do Conversor

Na Figura 4.1 é apresentado o esquemático do conversor. A necessidade dos capacitores de 220 nF conectados nos terminais dos interruptores é explanada no item 4.4.5.7.

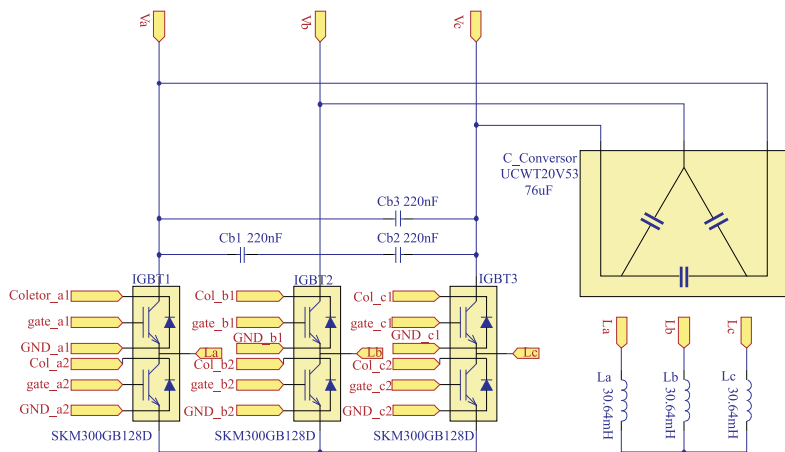


Figura 4.1: Esquemático do conversor.

#### 4.3.5 Drivers

Os drivers a serem escolhidos não podem ter a função de interlock, que impede o acionamento de dois interruptores simultaneamente através de hardware. Esta especificação advém da necessidade de acavamento do comando dos dois interruptores do mesmo braço. Portanto, entre os drivers fabricados pela Semikron, um que satisfaz esta condição é SKHI2312. Abaixo são listadas algumas características de interesse deste driver:



- Pode acionar interruptores até 1200 V.
- Proteção contra curto-circuito;
- Isolação feita por transformadores;
- Monitoração da Tensão Saturada;
- Proteção contra curto-circuito;
- Proteção contra sub-tensão da fonte de alimentação;
- Fonte isolada interna e;
- Função Interlock ajustável.

As configurações das funções do driver SKHI23/12 são apresentadas a seguir:

Seleção de Nível do Sinal de Comando - O nível de tensão de comando escolhida foi de 5 V, portanto os terminais  $J1/K1$  devem ser curto-circuitados.

Função Interlock - Esta função deve ser desabilitada e para isto os terminais  $J5/K5$  devem ser curto-circuitados.

Tempo Morto entre Interruptores - Esta função é desabilitada simultaneamente com a função interlock.

Configurações dos Resistores de Gatilho - Os valores sugeridos destes resistores pelo fabricante são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Valores sugeridos dos resistores de gatilho.

Terminais	Componentes	Valores
$J8/K8$	Resistor de Gatilho $R_{gonTOP}$	$8,2\ \Omega$
$J9/K9$	Resistor de Gatilho $R_{goffTOP}$	$8,2\ \Omega$
$J15/K15$	Resistor de Gatilho $R_{gonBOT}$	$8,2\ \Omega$
$J16/K16$	Resistor de Gatilho $R_{goffBOT}$	$8,2\ \Omega$

Monitoração da Tensão Saturada do IGBT - A monitoração da corrente do interruptor pode ser efetuada através da medição da tensão saturada entre o coletor e emissor. Esta tensão aumenta conforme o aumento da corrente que circula pelo interruptor, portanto, este valor pode ser comparado com uma tensão de referência e caso seja maior, deve-se acionar a proteção pré-determinada. O driver SKHI23/12 apresenta esta função. A tensão de referência varia dinamicamente após o interruptor ser comandado a conduzir de 15 V até um valor ajustado por  $R_{CE}$  numa forma exponencial ajustada através de  $C_{CE}$ . Os valores utilizados neste trabalho são apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Componentes empregados na monitoração da tensão saturada do IGBT.

Terminais	Componentes	Valores
$J6/K6$	Resistor $R_{CE}$	18 k $\Omega$
$J7/K7$	Capacitor $C_{CE}$	330 $\mu$ F

Com tais valores, a tensão de referência mínima é de 5 V e a constante de tempo é de 1,5  $\mu$ s.

Bloqueio Suave - Caso haja um curto-circuito e a proteção do driver atue, pode ser interessante que o transistor bloqueie num intervalo maior do que quando opera em condições normais para evitar variações bruscas de corrente no tempo. Neste driver há a opção de ajustar este tempo através de um resistor conectado aos terminais  $J11/K11$  para o interruptor superior e  $J18/K18$  para o interruptor inferior. O driver foi utilizado com a pré-configuração de fábrica com um resistor de 22  $\Omega$ .

Paralelismo de Transistores - Este driver apresenta a possibilidade de comandar vários transistores em paralelo. Esta função não é utilizada, portanto os terminais  $J12/K12$  para o transistor superior e  $J19/K19$  para o transistor inferior devem ser curto-circuitados.

Sinal de Erro - Caso ocorra um curto-circuito ou a tensão de alimentação do driver se torne menor que 13 V, o driver pode enviar um sinal ao circuito de comando. A polaridade deste sinal é configurada de fábrica como

ativo alto. Em princípio esta função não será usada, porém, o circuito de comando será projetado caso seja necessário.

Na Figura 4.2 é apresentado o esquema de ligação dos drivers.

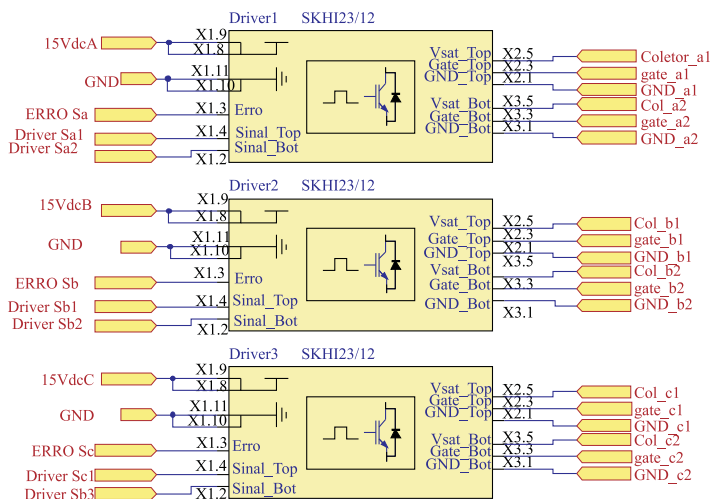


Figura 4.2: Esquema de ligação do driver utilizado.

#### 4.4 IMPLEMENTAÇÃO DO SINCRONISMO E DO MODULADOR

O DSP TMS320LF2407A, produzido pela Texas Instruments, foi empregado para a implementação do sincronismo e modulação do conversor, além de gerenciar a sinalização e o acionamento do conversor. Suas principais características são listadas abaixo:

- Arquitetura de dados em 16 Bits com operações com ponto fixo;
- Frequência de 20 MHz para operações em 40 MIP;
- 64 kbytes de Memória RAM;
- 41 Portas Digitais multiplexadas com funções secundárias;

- Dois Módulos de Gerenciamento de Eventos, EVA e EVB, cada um contendo as seguintes funcionalidades:
  - Dois Timers de 16 bits;
  - Três unidades comparadoras com lógica programável;
  - Modulação por largura de Pulso com geração de tempo morto programável.
- 16 Canais de conversão analógico-digital de 10 bits com tempo de conversão de 350 ns.

#### 4.4.1 Sincronismo

Na sincronização do sistema com a rede, foi necessário o uso de dois canais de entrada analógica para converter a medição das tensões de linha da rede. As conversões foram programadas para serem executadas no término de um período de comutação, assim sendo, estas ocorrem numa frequência de 20 kHz.

#### 4.4.2 Modulador

As três unidades comparadoras do EVA foram utilizadas na geração da modulação. O sinal portador foi gerado internamente. Este sinal é comparado com o sinal modulador em cada unidade comparadora. Na figura abaixo é ilustrada a forma que as unidades comparadoras foram configuradas.

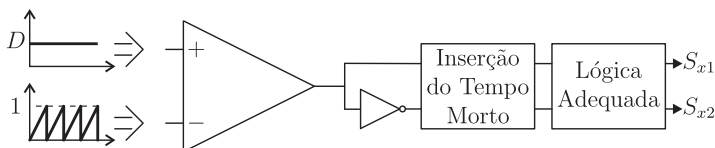


Figura 4.3: Modulador equivalente implementado no DSP.

A lógica aplicada aos sinais depende do sinal de sincronismo.

### 4.4.3 Comando da Sinalização, Acionamento e Proteção

Foram utilizados 5 terminais digitais do DSP, 4 como saída e um como entrada. Suas funções são apresentadas a seguir:

- Três pinos foram usados como saída na sinalização;
- Um pino foi utilizado como saída no acionamento do contator e;
- Um pino foi empregado como interface entre o DSP e o operador no caso de desligamento ou mau funcionamento do conversor.

A Figura 4.4 apresenta o diagrama de ligação do DSP com os demais circuitos.

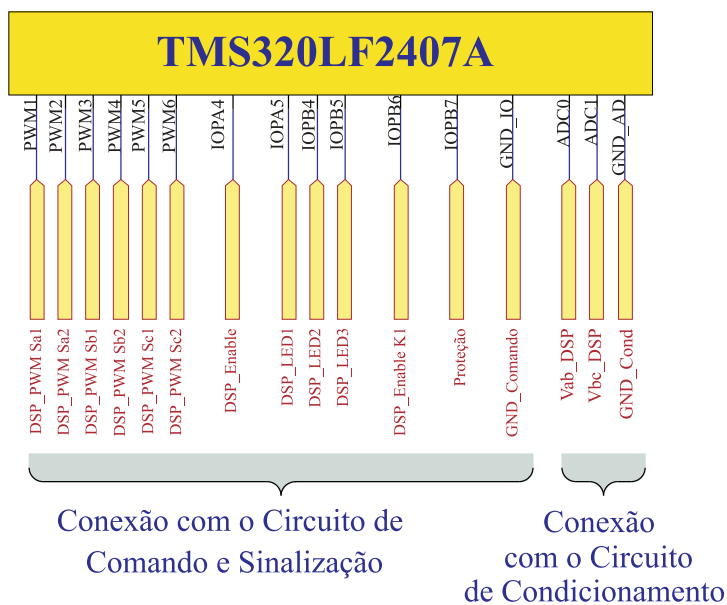


Figura 4.4: Diagrama de ligação do DSP aos demais circuitos.

#### 4.4.4 Fluxograma do Programa

Na Figura 4.5 é apresentado o fluxograma do programa implementado no DSP. As variáveis *Etapa1* e *Etapa2* têm seus valores atribuídos através do software CodeComposer Studio[11]. A atribuição 1 à variável *Etapa1* faz com que os drivers sejam habilitados. A atribuição 1 à *Etapa2* faz com que o contator feche seus contatos e energize o conversor. O programa sempre verifica se a frequência angular é condizente com a da rede. Caso a diferença seja muito discrepante, o programa aguarda até que os interruptores  $S_{x1}$  bloqueiem e os interruptores  $S_{x2}$  conduzam para então desabilitar os drivers e desligar o contator. O acionamento do botão de proteção faz o programa executar exatamente a mesma rotina.

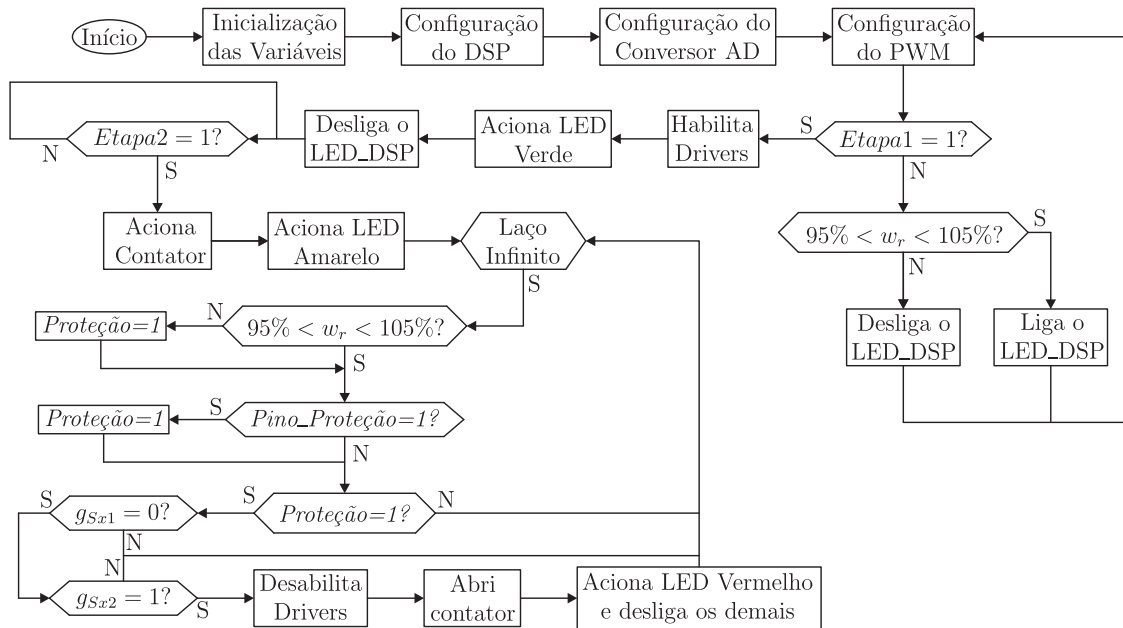


Figura 4.5: Fluxograma do programa principal implementado no DSP.

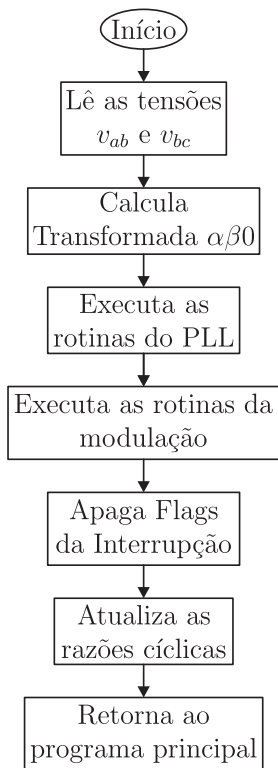


Figura 4.6: Fluxograma do rotina de tratamento de interrupção.

## 4.4.5 Circuitos Auxiliares

### 4.4.5.1 Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação utilizada para alimentar os circuitos auxiliares é uma fonte linear. Foi empregado um transformador com tensão de primário de 380 V e 8 secundários de 18 V e um de 6 V. Na Figura 4.8 é apresentado o esquemático deste circuito.



#### 4.4.5.2 Transformadores de Medição da Tensão da Rede

Para medição do valor instantâneo da tensão de linha da rede, foram usados dois transformadores monofásicos de 380 V/7 V e conectados conforme a Figura 4.7:

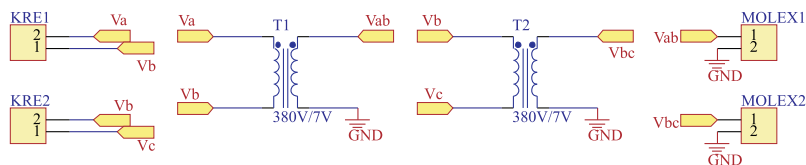
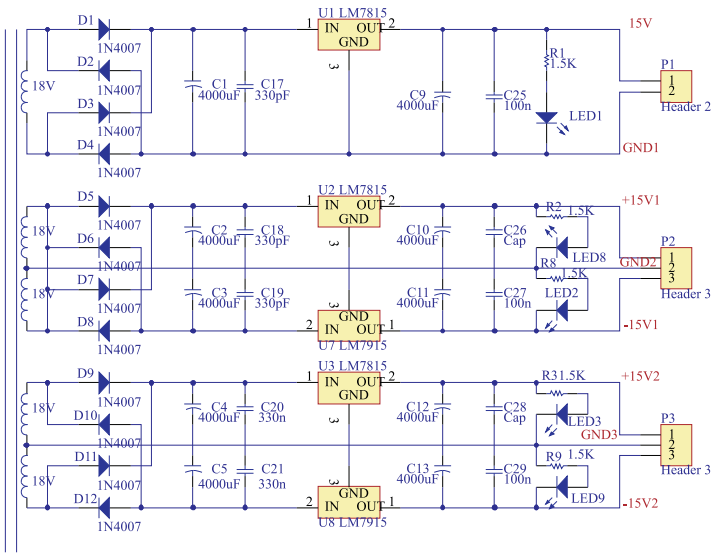


Figura 4.7: Esquemático do circuito de medição.

#### 4.4.5.3 Placa de Comando e Sinalização

O circuito apresentado na Figura 4.9 foi utilizado no comando dos interruptores e na sinalização do conversor. A função deste circuito é fazer a interface entre o DSP e os drivers, os contadores e a sinalização. Foi utilizado o circuito integrado SN7407N que consiste um conjunto de seis buffers com coletor aberto. No total, foram usados dois circuitos integrados deste tipo, um para o comando dos seis interruptores e o outro para o comando de dois contadores, três diodos emissores de luz e um de inibição dos pulsos. Além deste CI, foram usados outros dois CIs, um contendo três portas do tipo E, CD4081BCN, e um com três portas não-E, CD4011BCN. Estes CIs são usados na inibição dos pulsos dos transistores. O circuito foi construído de forma que quando a inibição dos pulsos é ativada, os interruptores  $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$  fiquem bloqueados e os  $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$  sejam comandados a conduzir, formando assim um caminho para circulação da corrente dos indutores. Por fim, este circuito dispõe do comando de uma entrada digital do DSP através de um botão. Esta entrada foi usada de forma que quando colocada em nível lógico baixo faz com que o conversor desconecte os três indutores da rede e os curto-circuite.



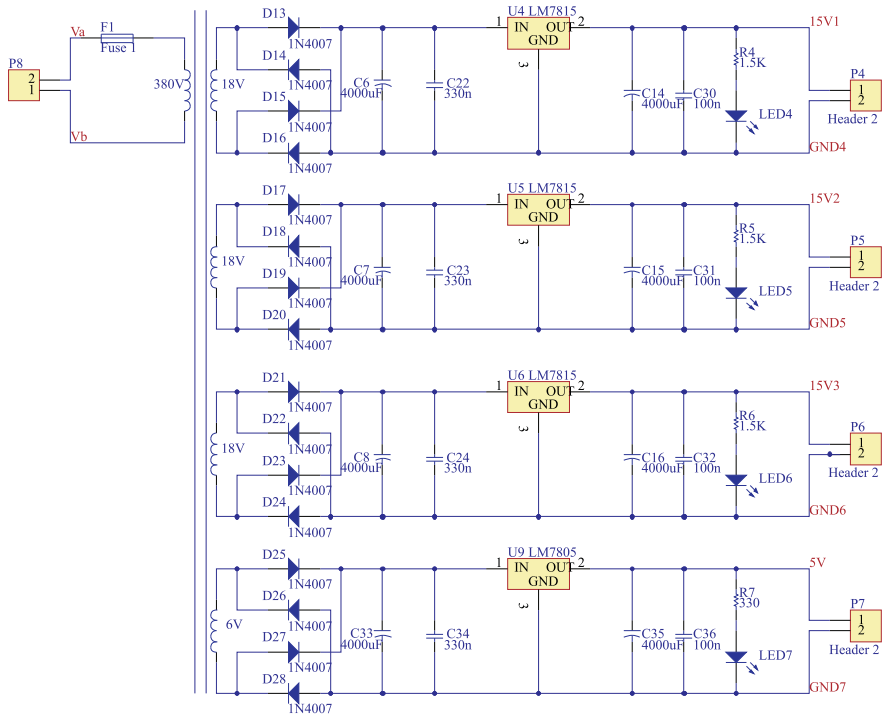
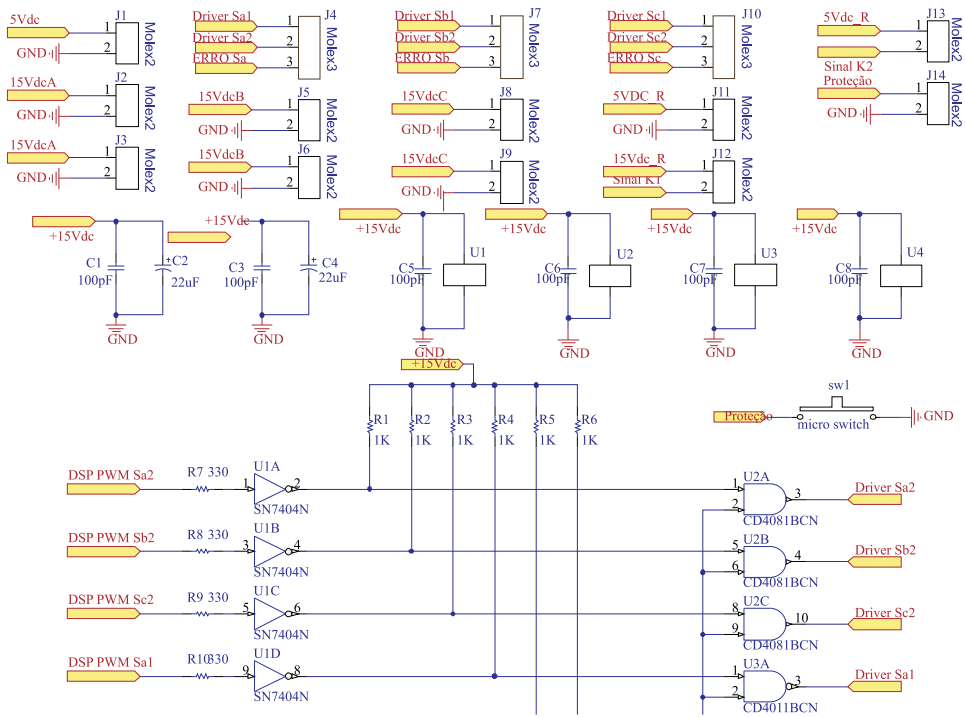


Figura 4.8: Esquemático da fonte auxiliar.



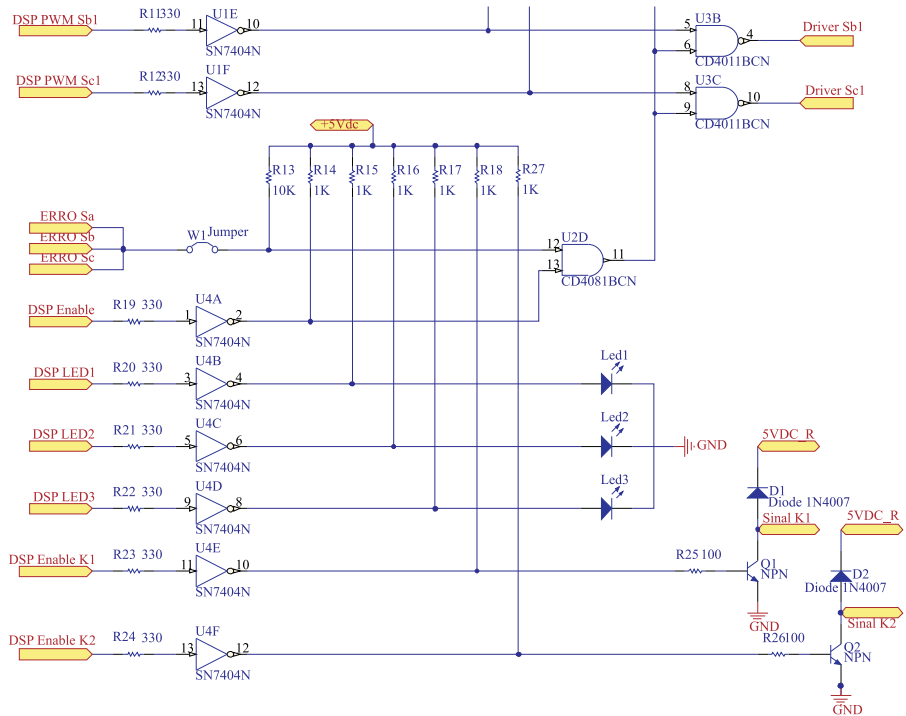


Figura 4.9: Esquemático do circuito de comando e sinalização.

#### 4.4.5.4 Placa de Condicionamento

O circuito apresentado na Figura 4.10 é responsável pelo condicionamento do sinal de tensão da rede. O sinal é obtido através do circuito de medição da tensão da rede. Este sinal é filtrado por um filtro de primeira ordem com frequência de corte de cerca de 3,5 kHz e somado a um sinal de offset de 1,5 V.

O valor da tensão de saída é ajustado de forma que quando a amplitude da tensão da rede é  $\sqrt{2} \cdot 380$  V, a amplitude na saída deste circuito não seja maior que 3,3 V ou menor que 0 V. Além desta regulação para evitar que a tensão aplicada ao conversor AD do DSP não passe destes limites, foi usado um circuito integrado grampeador, TL7726.

#### 4.4.5.5 Placa do Grampeador

O circuito apresentado na Figura 4.11 garante que em caso de falha, a corrente dos indutores circule por um caminho alternativo, transferindo a energia armazenada nos indutores ao capacitor ou dissipando-a no resistor. O capacitor e resistor do grampeador são projetados abaixo considerando que o valor eficaz da tensão de linha é de 220V. A energia máxima acumulada nos indutores ocorre para a razão cíclica máxima. Isto leva os indutores a estarem sempre conectados à rede e, portanto a corrente de pico deles é definida conforme equação (4.6).

$$I_{L\_pico} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{V_{Linha\_ef}}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_{Conversor}} \quad (4.6)$$

$$I_{L\_pico} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{220}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,03064}$$

$$I_{L\_pico} = 15,55 \text{ A}$$

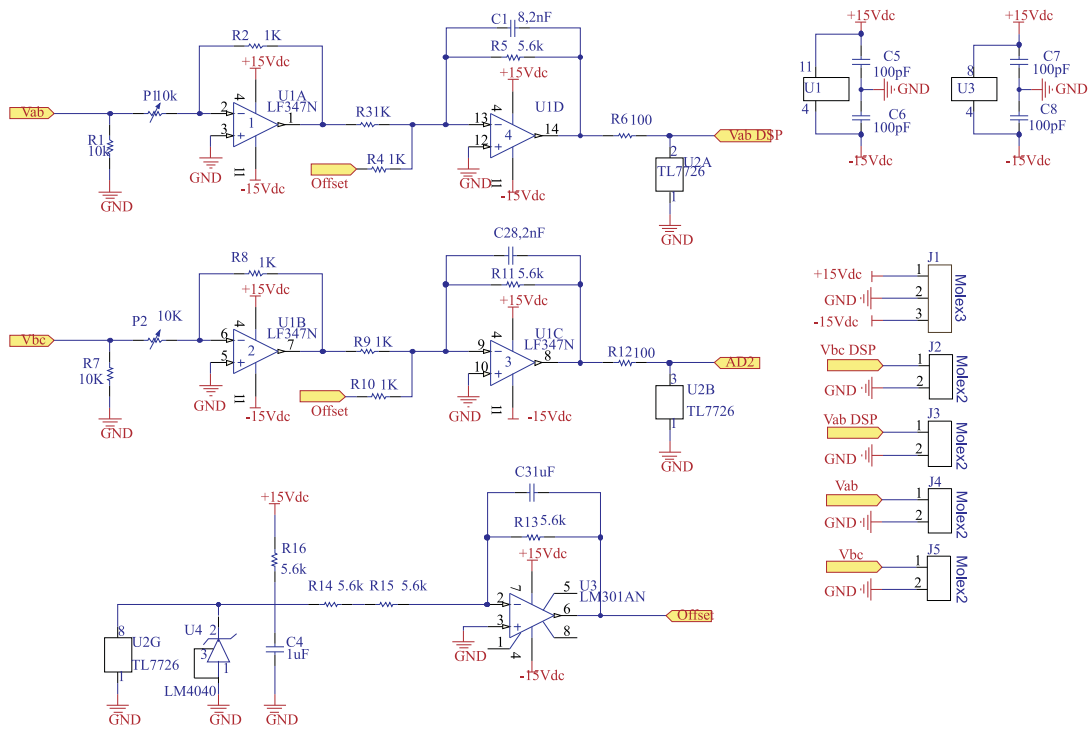


Figura 4.10: Esquemático do circuito de condicionamento.

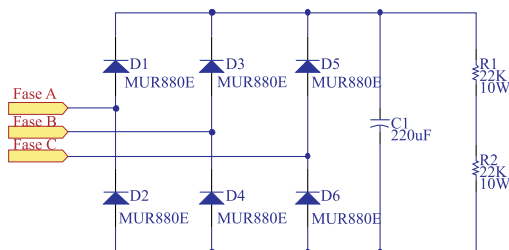


Figura 4.11: Grampeador dos indutores para uso em caso de falhas.

Considerando que as três correntes estão defasadas de  $120^\circ$  e a soma destas é nula, a energia acumulada nos indutores pode ser definida na equação (4.7).

$$E_L = \frac{3}{4} \cdot L_{\text{Conversor}} \cdot I_{L\_pico}^2 \quad (4.7)$$

$$E_L = \frac{3}{4} \cdot 0,03064 \cdot 15,55^2$$

$$E_L = 5,57 \text{ J}$$

Considerando que a tensão sobre o capacitor é igual ao valor de pico da tensão de linha da rede, então a energia acumulada no capacitor na condição normal é definida conforme equação (4.8).

$$E_C = \frac{C_{\text{grampeador}} \cdot V_{\text{Linha\_pico}}^2}{2}, \quad V_{\text{Linha\_pico}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{Linha\_ef}}$$

$$E_C = C_{\text{grampeador}} \cdot V_{\text{Linha\_ef}}^2 \quad (4.8)$$

A energia que o capacitor deverá armazenar em caso de falha é a soma da energia acumulada por este antes da falha e a energia nos três indutores. Portanto, a energia acumulada no capacitor para o pior caso após uma falha é definida na equação (4.9).



$$E_{Falha} = \frac{1}{2} \cdot C_{grampeador} \cdot V_{Capacitor\_max}^2$$

$$E_{Falha} = C_{grampeador} \cdot V_{Linha\_ef}^2 + \frac{3}{4} \cdot L_{Conversor} \cdot I_{L\_pico}^2 \quad (4.9)$$

O valor da capacitância deve ser definido de forma que a tensão sobre o capacitor não ultrapasse seu valor máximo. Portanto, o valor da capacitância mínima é determinada através da equação (4.10).

$$C_{grampeador\_min} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_{Conversor} \cdot I_{L\_pico}^2}{V_{Capacitor\_max}^2 - 2 \cdot V_{Linha\_ef}^2} \quad (4.10)$$

$$C_{grampeador\_min} = \frac{3}{2} \cdot \frac{0,03064 \cdot 15,55^2}{400^2 - 2 \cdot 220^2}$$

$$C_{grampeador\_min} = 175,8 \mu\text{F}$$

O capacitor escolhido foi um de 220  $\mu\text{F}$  / 400 V. O resistor foi escolhido de forma que o capacitor seja descarregado em, no máximo, 60 s. Portanto este deve ser calculado conforme a equação (4.11).

$$R_{descarga} = \frac{T_{descarga}}{5 \cdot C_{grampeador}} \quad (4.11)$$

$$R_{descarga} = \frac{60}{5 \cdot 220 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_{descarga} = 54,55 \text{ k}\Omega$$

Foram usados dois resistores em série de 22  $\text{k}\Omega$ . Os diodos empregados no grampeador devem suportar a mesma tensão que o capacitor, portanto, foram usados diodo MUR880. Este diodo suporta tensões até 800 V e surto de corrente não repetitivo com amplitude de 100 A por meio ciclo da rede.

#### 4.4.5.6 Filtro Passa-Baixa

Nos testes do conversor, foi usado um transformador trifásico com relação de transformação variável. Foi notado que uma ressonância entre o capacitor do conversor e a indutância de dispersão do transformador foi estabelecida com frequência de ressonância em 300 Hz. Para deslocar esta ressonância para outra frequência, foram adicionados indutores de 1,5 mH em série com o varivolt e um banco de capacitores de 60  $\mu\text{F}$  com ligação estrela conectado em paralelo com o conversor. Além disto, foi conectada uma carga resistiva em paralelo para aumentar o amortecimento do filtro.

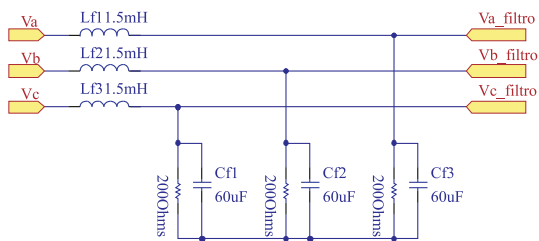


Figura 4.12: Esquemático do filtro passa-baixa empregado.

Este filtro foi usado para melhorar a qualidade da tensão aplicada sobre o conversor. Para atenuar as componentes harmônicas da corrente do conversor em alta frequência é necessário o emprego de outro filtro.

#### 4.4.5.7 Capacitores

O conversor pode ser dividido em duas partes:

- O banco trifásico de capacitores com valor fixo e;
- O indutor variável composto por interruptores e indutores.

A corrente que circula pelo indutor variável é pulsada, portanto, caso exista alguma indutância associada à conexão deste com o banco trifásico de capacitores, seria induzida uma tensão sobre os interruptores, podendo danificá-los. Para que isto seja evitado, foram adicionados capacitores com

capacitância reduzida entre os terminais coletores dos interruptores de forma a reduzir estes efeitos.

#### 4.4.5.8 Circuito de Proteção e Acionamento

Na Figura 4.13 é apresentado o circuito de proteção e acionamento do conversor.

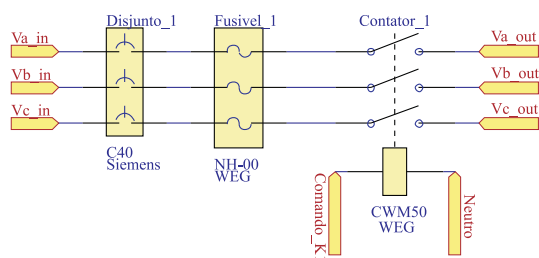


Figura 4.13: Esquemático de acionamento e proteção do conversor.

Na Figura 4.14 é apresentado o esquemático do circuito responsável pelo controle dos contatores.

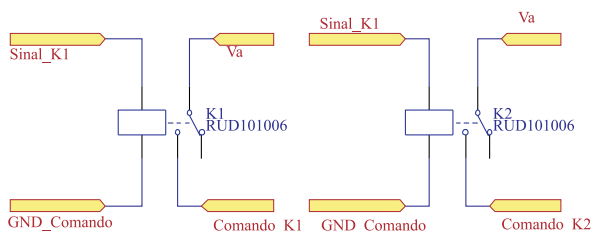


Figura 4.14: Esquemático do circuito de interface entre o circuito de comando e os contatores.

#### 4.5 DIAGRAMA DE BLOCOS GERAL DO CONVERSOR

Na Figura 4.15 é apresentado um diagrama geral do conversor considerando a parte de potência e a parte de condicionamento e comando.

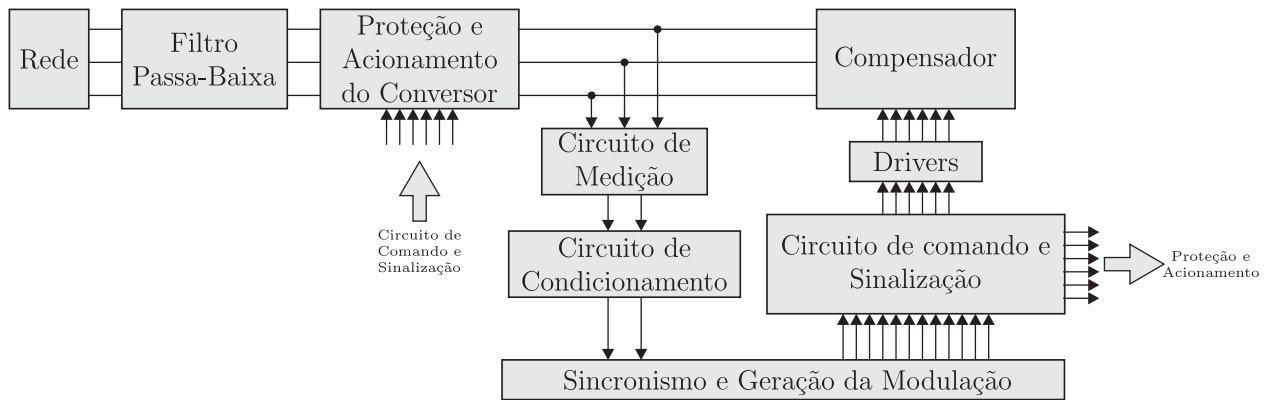


Figura 4.15: Diagrama geral do conversor.

#### 4.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os projetos dos componentes necessários na parte de potência, assim como os circuitos auxiliares para operação do conversor. Além disto, foi apresentado a implementação do modulador no DSP e o fluxograma do controle.

## **CAPÍTULO 5 RESULTADOS SIMULADOS E EXPERIMENTAIS**

### **5.1 INTRODUÇÃO**

Neste capítulo serão apresentados os resultados simulados e experimentais obtidos do conversor proposto. Num primeiro momento, serão apresentadas as principais formas de onda do conversor e a relação da indutância equivalente em função da razão cíclica. Logo em seguida, serão apresentados os resultados experimentais e a comparação destes com os resultados simulados e teóricos. Por fim, o conversor proposto será comparado com o conversor convencional, baseado em tiristores, com relação à amplitude das componentes harmônicas da corrente e à taxa de distorção harmônica. Os resultados do conversor convencional são obtidos através de simulação e os ângulos de disparo dos tiristores são ajustados de forma que o conversor apresente a mesma indutância equivalente obtida no caso do conversor proposto.

### **5.2 SIMULAÇÃO DO CONVERTOR**

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos a partir de simulação do conversor proposto. O software utilizado para realizar as simulações foi o PSIM [12].

#### **5.2.1 Circuito de Simulação**

Na Figura 5.1 é apresentado o circuito de simulação empregado.

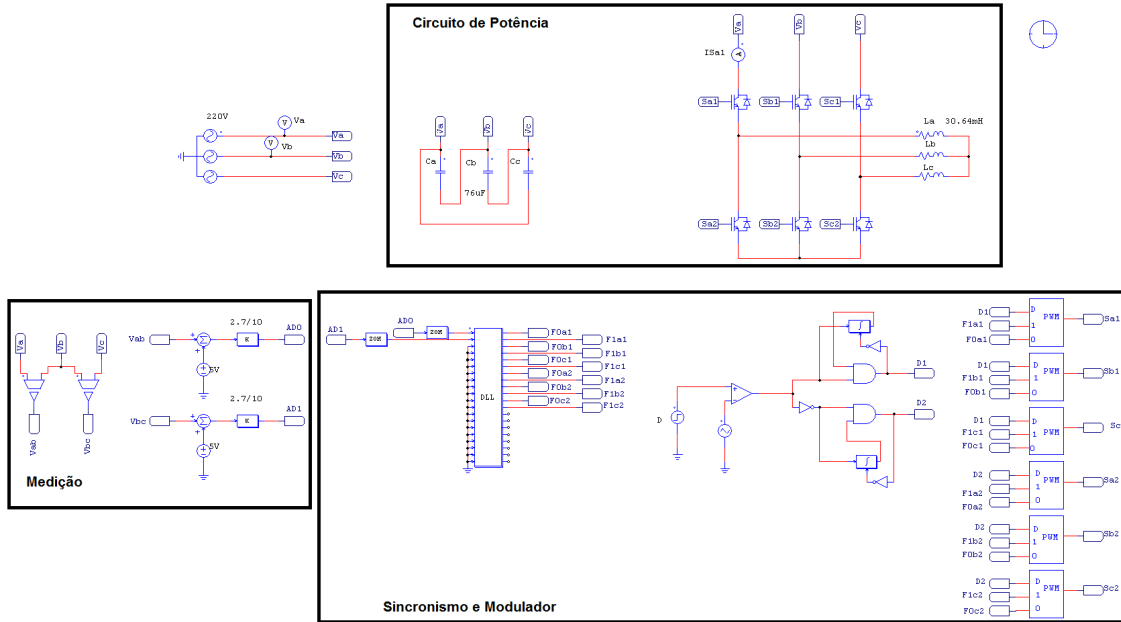


Figura 5.1: Circuito de simulação no PSIM.



O modulador e o sincronismo foram implementados usando o bloco DLL. Através deste bloco é possível realizar, no simulador, procedimentos muito similares aos que seriam realizados pelo DSP na prática. Portanto, para representar o funcionamento do conversor na prática, o algoritmo usado na programação do DSP foi implementado no bloco DLL. A geração do tempo morto e o ajuste da razão cíclica foram realizados externamente ao bloco DLL.

### 5.2.2 Simulações

Neste item serão apresentadas as formas de onda das grandezas do conversor apenas para o caso de razão cíclica 0,8, pois os demais casos são similares. Tanto na simulação quanto no resultado experimental, o modulador do conversor é programado para que o procedimento de roda livre seja iniciado com  $300 \mu\text{s}$ , equivalente a seis graus na frequência de 60 Hz, antes da mudança da fase de menor potencial e o procedimento para retomar o funcionamento normal seja iniciada após o mesmo período.

A Figura 5.2 apresenta a forma de onda dos sinais de comando dos interruptores.

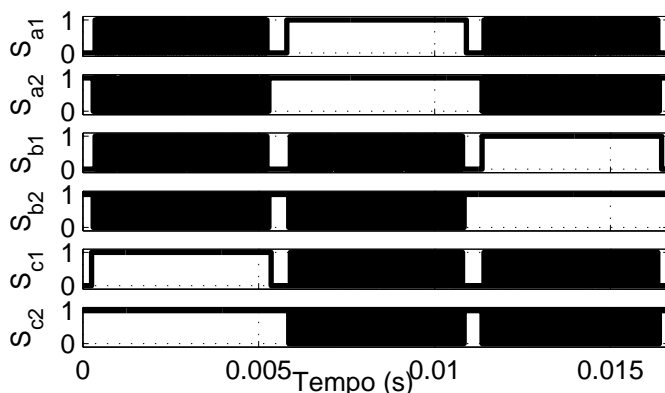


Figura 5.2: Sinal de comando dos interruptores.

A Figura 5.3 ilustra as formas de onda da tensão da fase  $A$  e da corrente do indutor  $L_a$ . As correntes dos demais indutores são similares, porém defasadas de  $120^\circ$ .

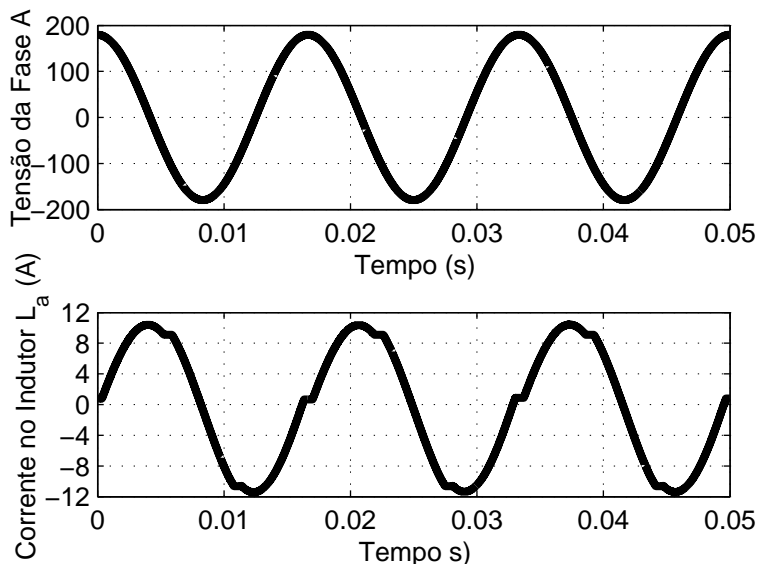


Figura 5.3: Tensão da fase  $A$  e corrente no indutor  $L_a$ .

Na Figura 5.4 é ilustrada a forma de onda do interruptor  $S_{a1}$ . A corrente dos demais interruptores são similares a estas, porém, defasadas de  $120^\circ$  da mesma forma que no caso da correntes nos indutores.

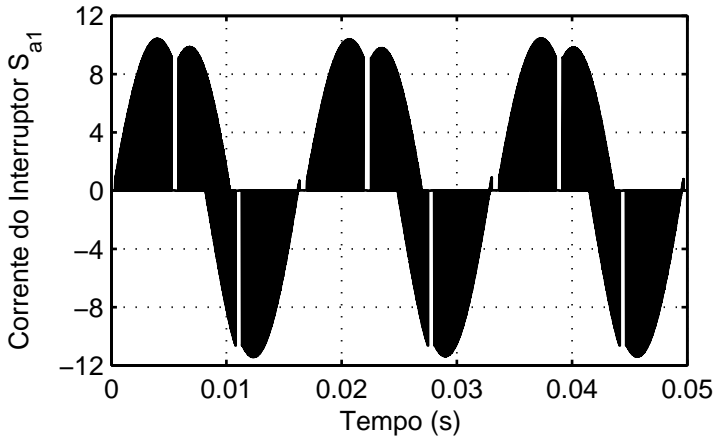


Figura 5.4: Corrente do interruptor  $S_{a1}$ .

A Figura 5.5 apresenta a indutância equivalente normalizada, definida conforme a equação (5.1), do conversor com relação à razão cíclica. É possível verificar que a indutância equivalente obtida por simulação é diferente do valor calculado através da equação (3.7), no entanto, o comportamento da mesma é semelhante ao resultado teórico.

$$\bar{L}_{eq}(D) = \frac{L_{eq}(D)}{L_{Conversor}} \quad (5.1)$$

O erro percentual entre os dois casos é calculado conforme a equação (5.2) e ilustrado na Figura 5.6.

$$erro_{L_{eq}}\% = \frac{L_{eq\_simulado} - L_{eq\_teorico}}{L_{eq\_teorico}} \cdot 100\% \quad (5.2)$$

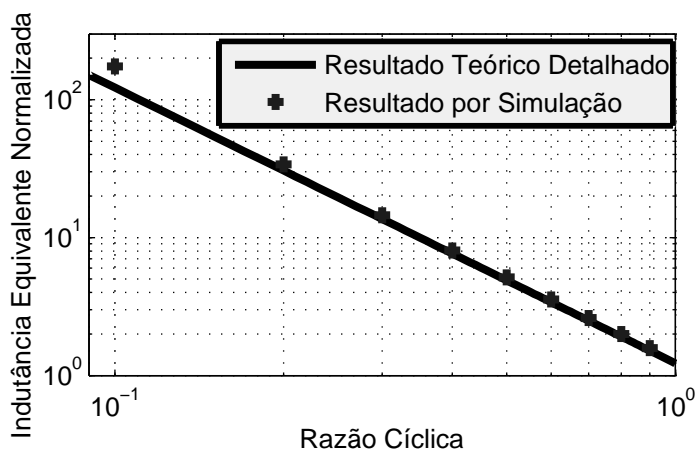


Figura 5.5: Indutância equivalente do conversor em função da razão cíclica.

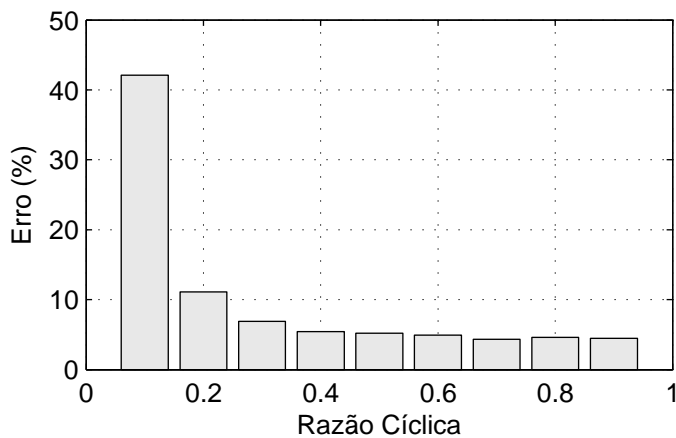


Figura 5.6: Erro percentual da indutância equivalente em função da razão cíclica - simulação.

### 5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção será apresentando primeiramente as formas de onda dos sinais de comando, da corrente no indutor e da corrente no interruptor  $S_{a1}$ . Posteriormente, serão calculados os espectros harmônicos da corrente no indutor variável para várias razões cíclicas que serão comparados com os resultados simulados para as mesmas situações. Por fim, será comparado o comportamento da indutância equivalente do conversor com relação à razão cíclica obtida através do resultado experimental, simulado e teórico.

#### 5.3.1 Formas de Onda

Os resultados apresentados neste item foram adquiridos com a modulação ajustada para que o conversor fosse levado ao estado de roda livre a partir de  $300 \mu s$  antes da transição da fase de menor potencial e retirado deste estado depois de decorrido o mesmo tempo após a inversão.

Na Figura 5.7 são apresentados os sinais de comando dos interruptores.

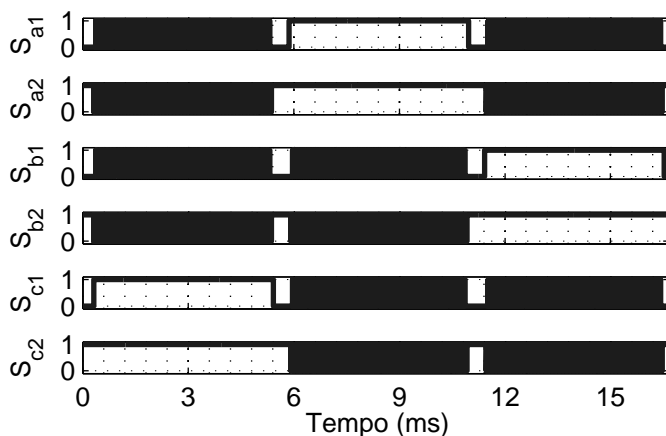


Figura 5.7: Sinal de comando dos interruptores.

Como pode ser notado, a cada um terço do período da rede, os interruptores  $S_{a1}$ ,  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$  são comandados a bloquear e os interruptores  $S_{a2}$ ,  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$  são comandados a conduzir. Além disto, conforme apresentado anteriormente, cada par de interruptores,  $S_{x1}$  e  $S_{x2}$ , é comandado a conduzir simultaneamente por um terço do período da rede enquanto que os demais interruptores são comandados a conduzir separadamente com tempo morto.

Na Figura 5.8 são apresentadas as formas de onda dos sinais de comando dos interruptores durante a etapa de roda livre.

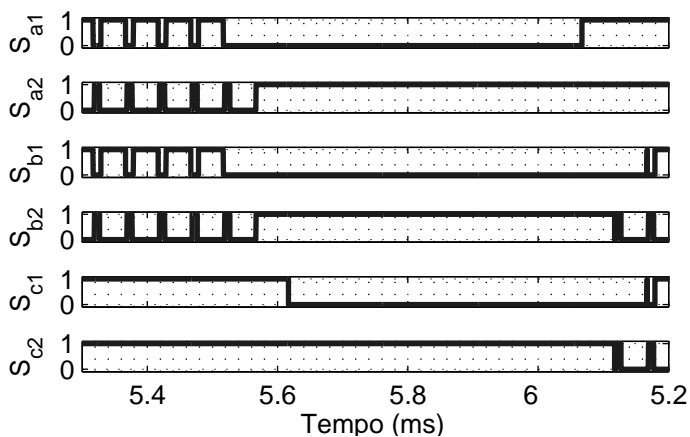


Figura 5.8: Detalhe do comando dos interruptores durante etapa de transição.

Como pode ser observado, o seguinte procedimento é executado:

- Os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{b1}$  são bloqueados
- Os interruptores  $S_{a2}$  e  $S_{b2}$  são comandados a conduzir;
- O Interruptor  $S_{c1}$  é comando a bloquear.

Após a fase A se tornar a fase de menor potencial, o seguinte procedimento é adotado como pode ser verificado na figura supracitada:

- O interruptor  $S_{a1}$  é comandado a conduzir;
- Os interruptores  $S_{b2}$  e  $S_{c2}$  são comandados a comutar conforme a razão cíclica definida;
- Os interruptores  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$  são comandados a comutar conforme a razão cíclica definida.

Na Figura 5.9 é apresentada a forma de onda da tensão da fase  $A$  e a corrente no indutor  $L_a$ . É possível notar que durante a etapa de roda livre, a corrente no indutor permanece praticamente a mesma devido a este e os demais indutores estarem desconectados da fonte de tensão.

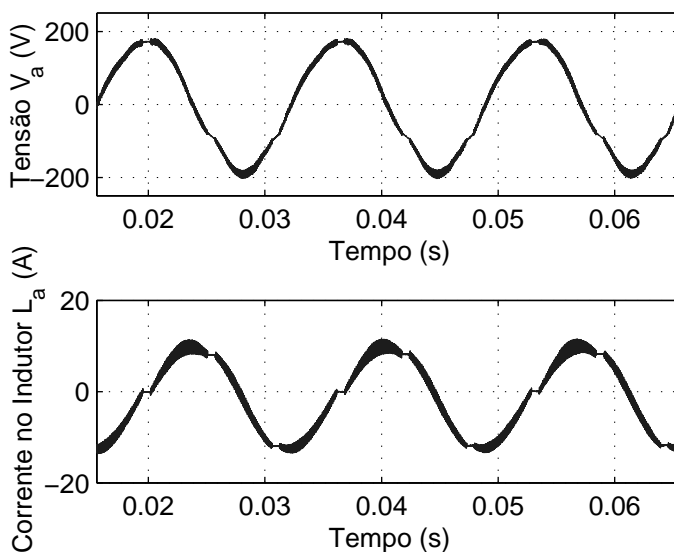


Figura 5.9: Tensão da fase  $A$  e corrente do indutor  $L_a$ .

Na Figura 5.10 é ilustrada a forma de onda da corrente no Interruptor

$S_{a1}$ . Como pode ser notado, devido à necessidade da etapa de roda livre nos instantes de  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  e  $240^\circ$ , a corrente conterá harmônicas de baixa ordem.

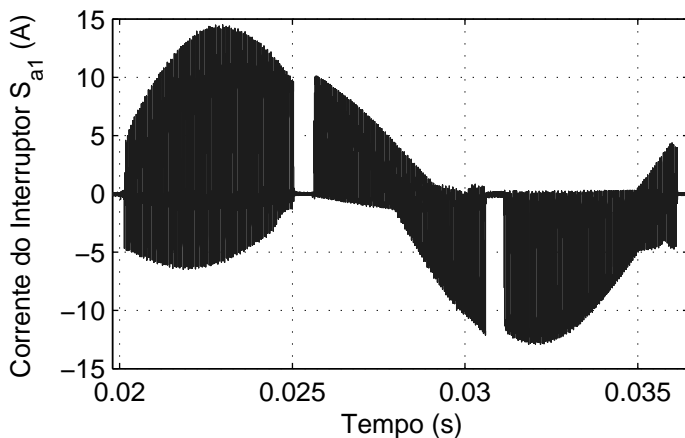
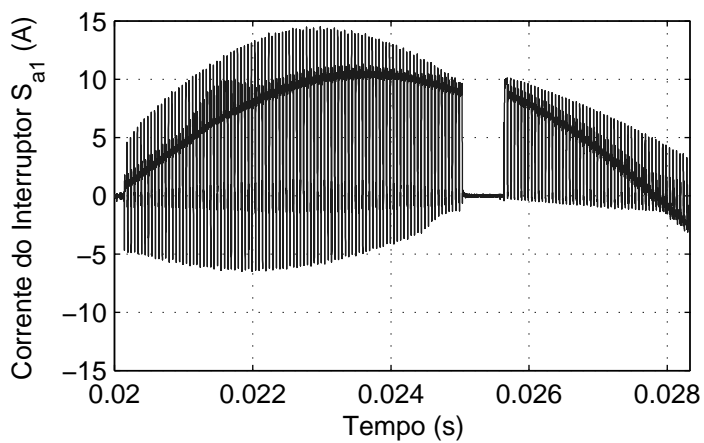
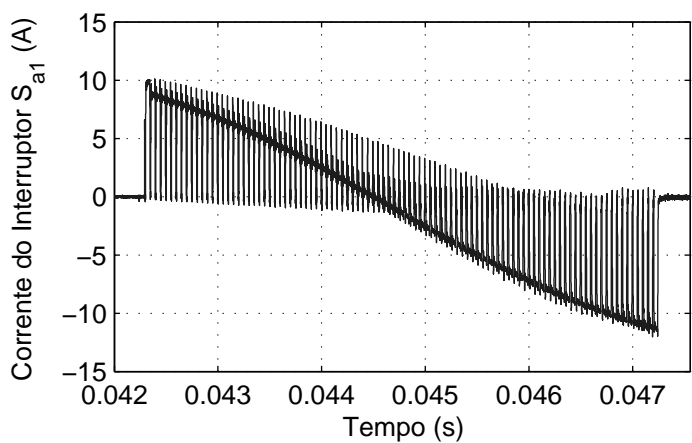


Figura 5.10: Corrente do interruptor  $S_{a1}$ .

Na Figura 5.11 é apresentada a forma de onda da corrente do interruptor  $S_{a1}$  durante o semiciclo positivo da corrente.

Na Figura 5.12 é apresentado o detalhe da forma de corrente do interruptor  $S_{a1}$  no intervalo referente de  $120^\circ$  até  $240^\circ$ . Neste intervalo, os interruptores  $S_{a1}$  e  $S_{a2}$  estão comandados a conduzir simultaneamente por todo o período de chaveamento.



Figura 5.11: Detalhe da corrente  $S_{a1}$  - semiciclo positivo.Figura 5.12: Detalhe da corrente  $S_{a1}$  - intervalo de  $120^\circ$  a  $240^\circ$ .

### 5.3.2 Indutância Equivalente

Na Figura 5.13 é ilustrado o comportamento da indutância equivalente do conversor com relação à razão cíclica. É possível observar que há uma discrepância entre o resultado teórico obtido através da equação (3.7) e o resultado experimental. Contudo, esta característica varia de forma semelhante ao resultado teórico.

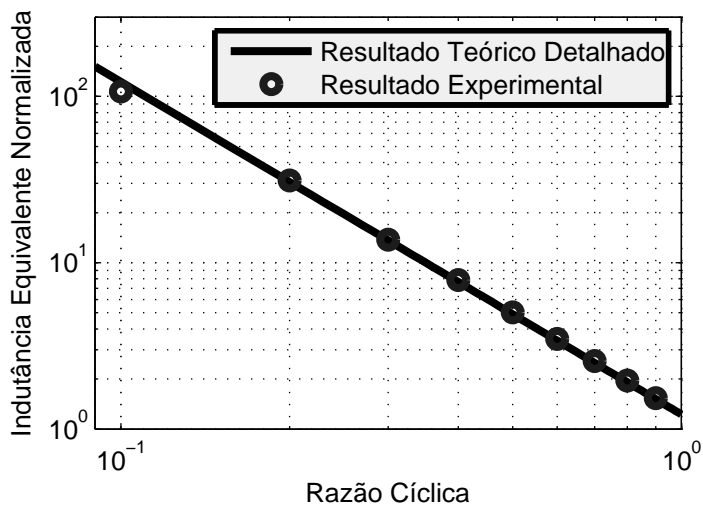


Figura 5.13: Indutância equivalente em função da razão cíclica - resultado experimental.

Na Figura 5.14 é apresentado o erro percentual, conforme definido na equação (5.2), entre os resultados apresentados na Figura 5.13.

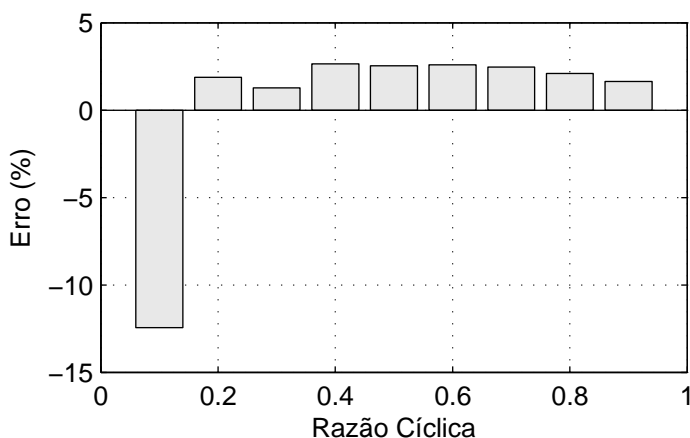


Figura 5.14: Erro percentual da indutância equivalente em função da razão cíclica - simulação.

### 5.3.3 Espectro da Corrente do Conversor e Comparação com a Simulação

Nesta subseção serão apresentados os espectros da corrente do conversor referentes aos resultados experimentais e comparados com os resultados adquiridos por simulação para diversos valores de razão cíclica. Em seguida, será apresentada a taxa de distorção harmônica da corrente do conversor em relação à razão cíclica. Por fim, o comportamento da indutância equivalente do conversor em função da razão cíclica obtidos experimentalmente e por simulação será comparada com o resultado teórico.

#### 5.3.3.1 Espectro da Corrente do Conversor

As figuras no intervalo entre a Figura 5.15 até a Figura 5.23 ilustram os espectros de frequência da corrente do conversor obtido através dos resultados experimentais e por simulação para diversas condições de razão cíclica.

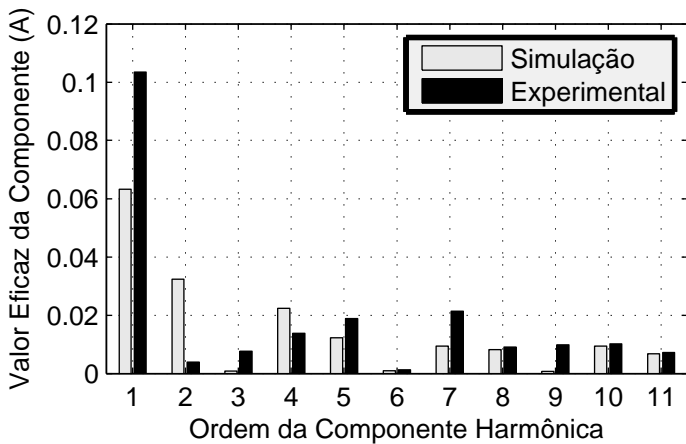


Figura 5.15: Espectro da corrente para razão cíclica 0,1

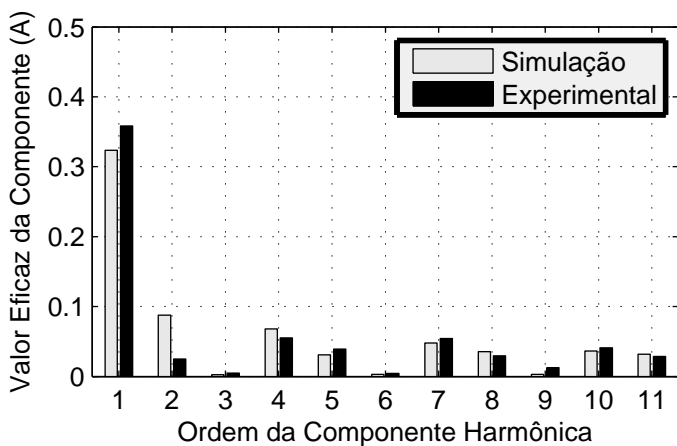


Figura 5.16: Espectro da corrente para razão cíclica 0,2

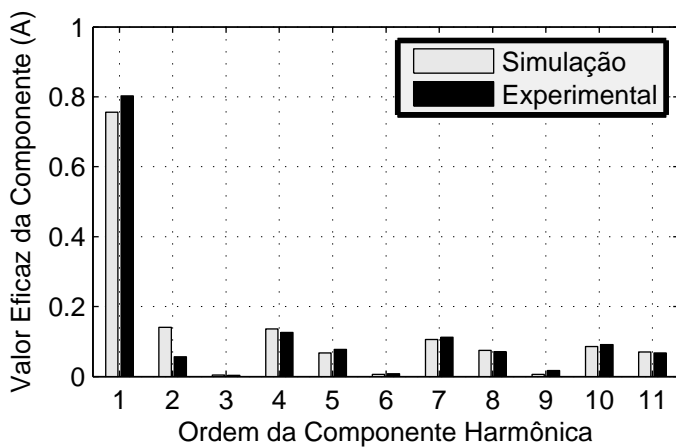


Figura 5.17: Espectro da corrente para razão cíclica 0,3

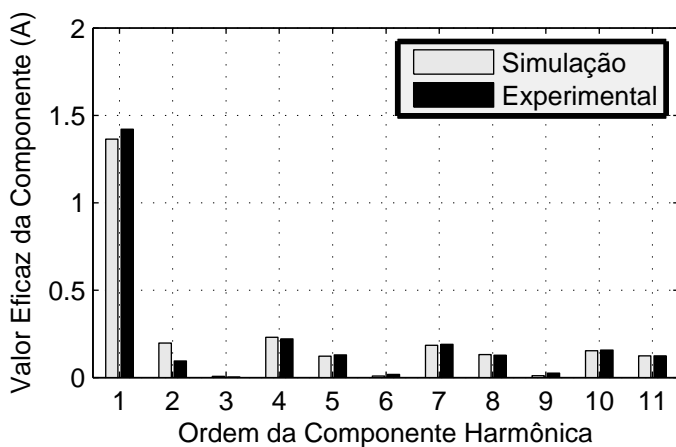


Figura 5.18: Espectro da corrente para razão cíclica 0,4

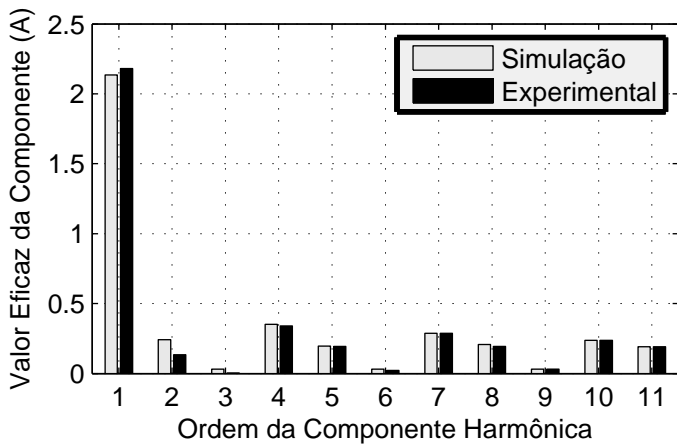


Figura 5.19: Espectro da corrente para razão cíclica 0,5

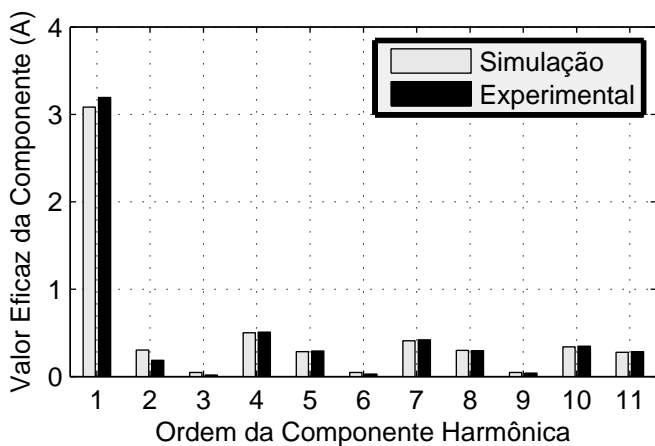


Figura 5.20: Espectro da corrente para razão cíclica 0,6

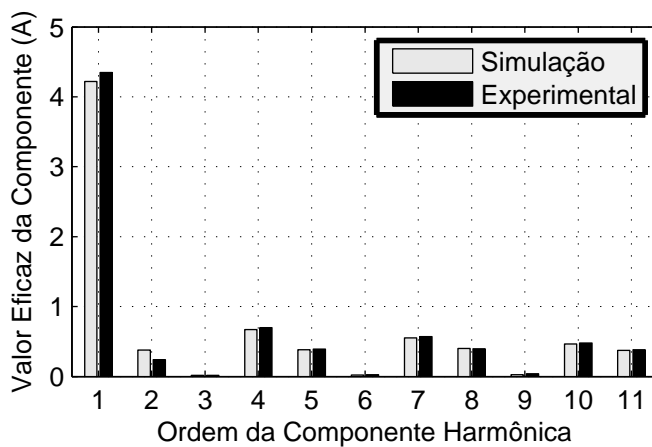


Figura 5.21: Espectro da corrente para razão cíclica 0,7

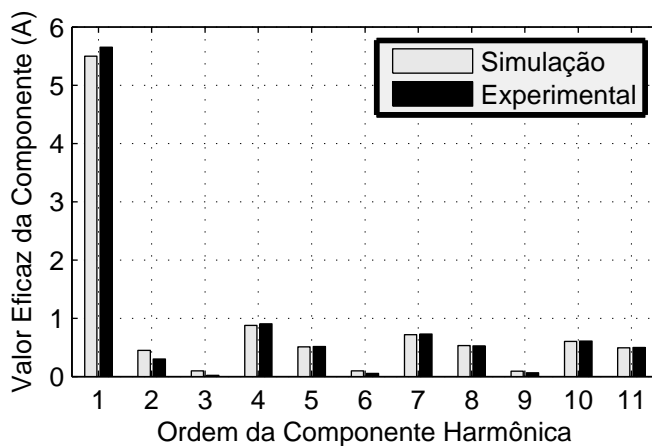


Figura 5.22: Espectro da corrente para razão cíclica 0,8

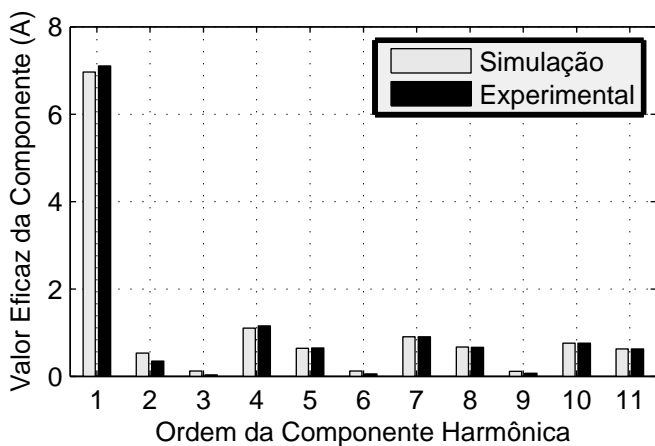


Figura 5.23: Espectro da corrente para razão cíclica 0,9

É possível notar que os dois resultados são muito semelhantes entre si com exceção do caso ilustrado na Figura 5.15. Isto possivelmente ocorre devido à razão cíclica reduzida. Nestas condições, a tensão média aplicada aos indutores é reduzida e podendo ser comparável à queda de tensão nos diodos e transistores do conversor. Considerando que essas quedas não são as mesmas para ambos e nem invariáveis com relação à corrente que circula por estes, a tensão média no indutor durante o ciclo de chaveamento não apresenta uma forma senoidal, causando uma corrente distorcida.



### 5.3.3.2 Taxa de Distorção Harmônica da Corrente do Conversor

Na Figura 5.24 são apresentadas as taxas de distorção harmônica da corrente do conversor para diversos valores obtidos de razão cíclica através do resultado experimental e por simulação. O cálculo da distorção é realizado levando em consideração até a décima primeira componente harmônica.

É possível observar que para valores reduzidos de razão cíclica, os resultados são muito diferentes, porém, conforme aumenta a razão cíclica, as taxas de distorção são semelhantes e constantes com relação a esta.

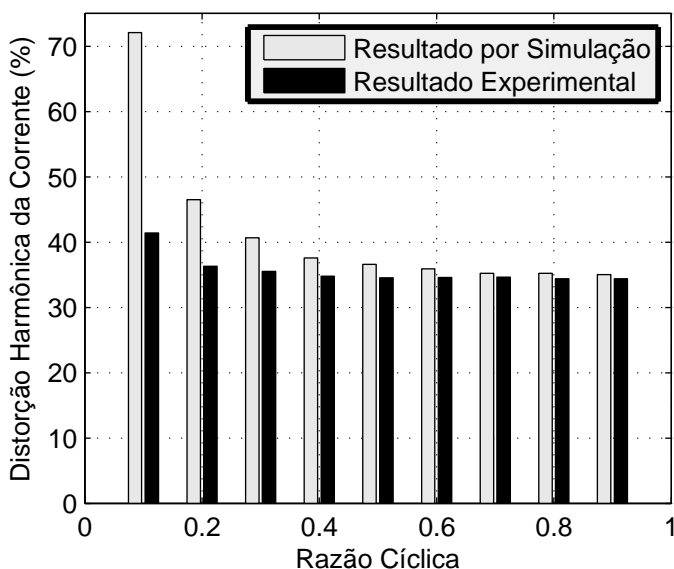


Figura 5.24: Taxa de distorção harmônica do conversor para varias razões cíclica.

### 5.3.3.3 Indutância Equivalente em função da Razão Cíclica

A Figura 5.25 apresenta a comparação do comportamento da indutância equivalente do conversor com relação à razão cíclica para os casos simulados, experimentais e teóricos. É possível observar que os valores teóricos, simulados e experimentais são muito semelhantes entre si, principalmente para condições de razão cíclica elevadas

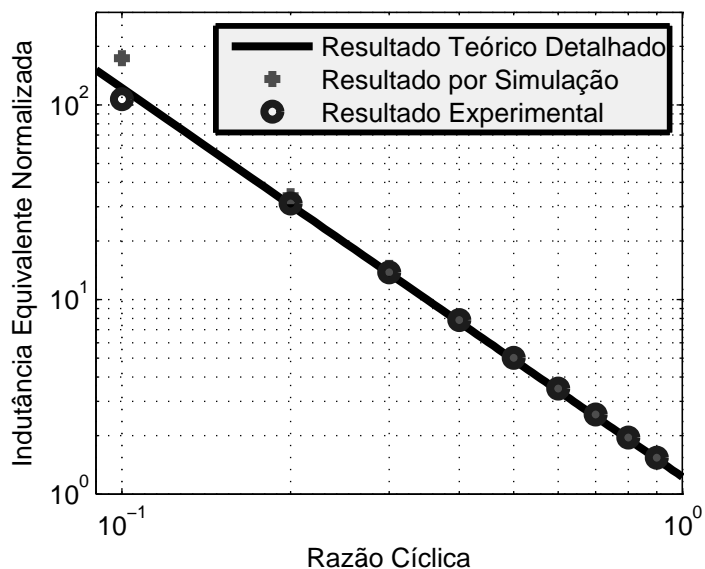


Figura 5.25: Indutância equivalente em função da razão cíclica - comparação entre os resultados simulado, experimental e teórico detalhado.

## 5.4 COMPARAÇÃO ENTRE CONVERSORES

Nesta seção é apresentada uma comparação do espectro harmônico do conversor convencional com relação ao conversor proposto. As formas

de onda do conversor convencional foram obtidas através de simulação. O ângulo de disparo dos tiristores foi ajustado de forma que a indutância equivalente dos dois conversores sejam a mesma.

#### **5.4.1 Circuito de Simulação**

Na Figura 5.26 é ilustrado o circuito de simulação utilizado para obter as formas de onda do conversor convencional.

#### **5.4.2 Espectro Harmônico dos Conversores**

Na Tabela 5.1 são apresentados os ângulos de disparo do conversor convencional para obter a mesma indutância equivalente que o conversor proposto para as razões cíclicas especificadas. A indutância deste conversor é três vezes maior que o conversor proposto devido ao fato neste caso os indutores são ligados em triângulo.

As figuras do intervalo entre a Figura 5.27 e a Figura 5.35 apresentam a comparação das componentes harmônicas do conversor proposto e o convencional para diversos valores de razão cíclica.

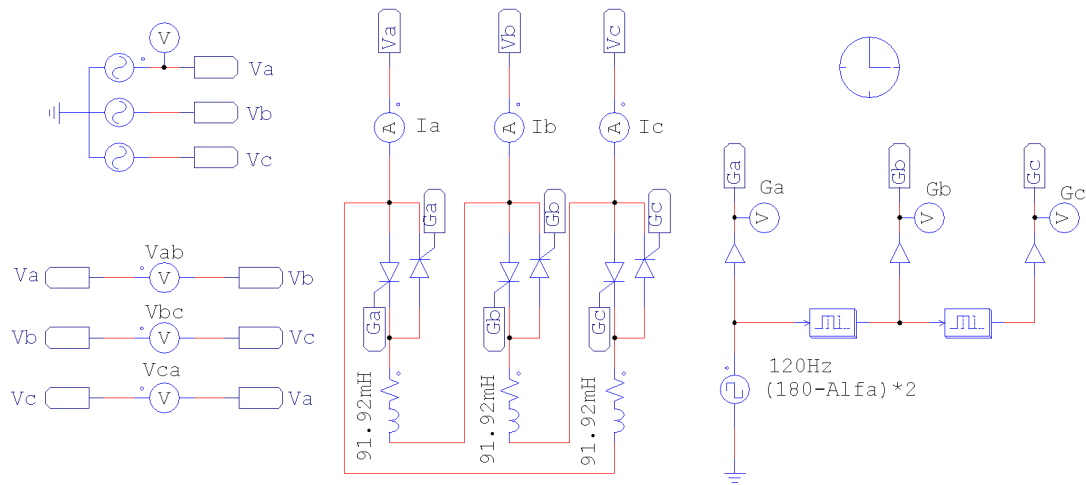


Figura 5.26: Circuito de simulação do conversor convencional.

Tabela 5.1: Ângulos de disparo do conversor a tiristor.

$D$	$L_{eq}/L$	$\alpha$ (°)
0,1	106,229	163,483
0,2	30,685	153,552
0,3	1,701	144,969
0,4	7,739	137,024
0,5	5,044	129,398
0,6	5,044	121,897
0,7	3,442	114,367
0,8	2,529	106,662
0,9	1,548	98,615

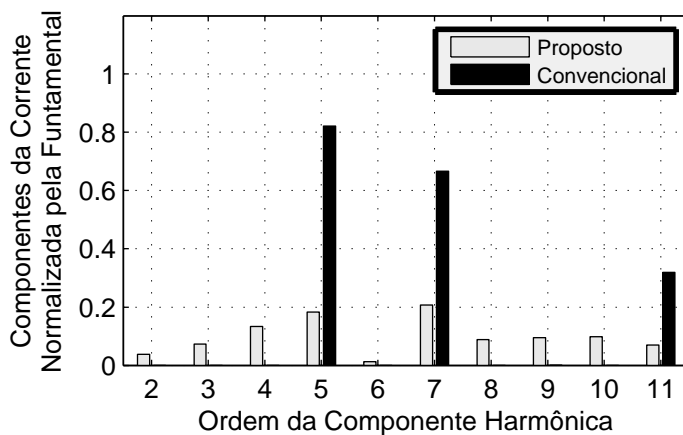


Figura 5.27: Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,1.

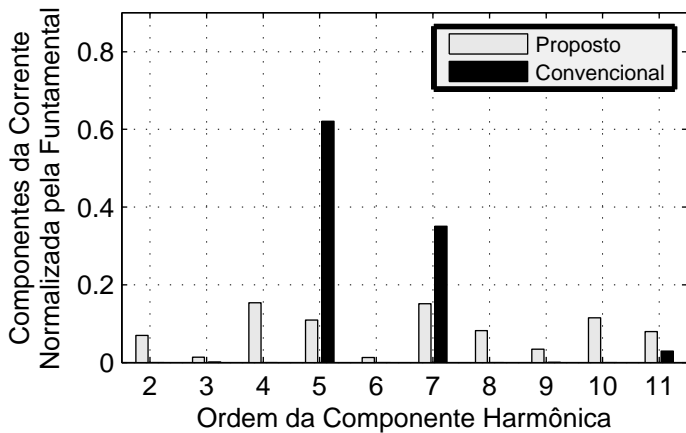


Figura 5.28: Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,2.

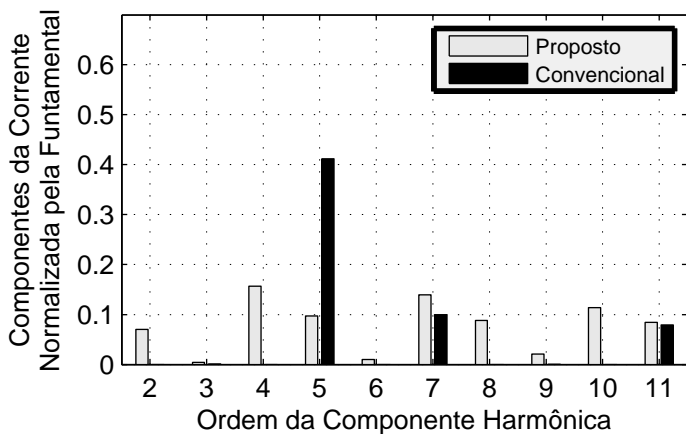


Figura 5.29: Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,3.

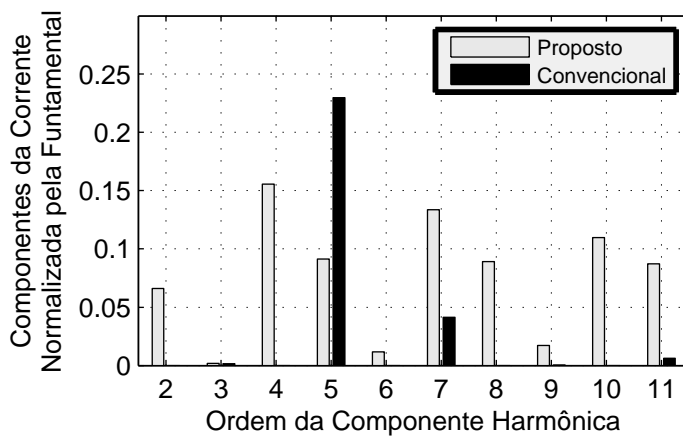


Figura 5.30: Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,4.

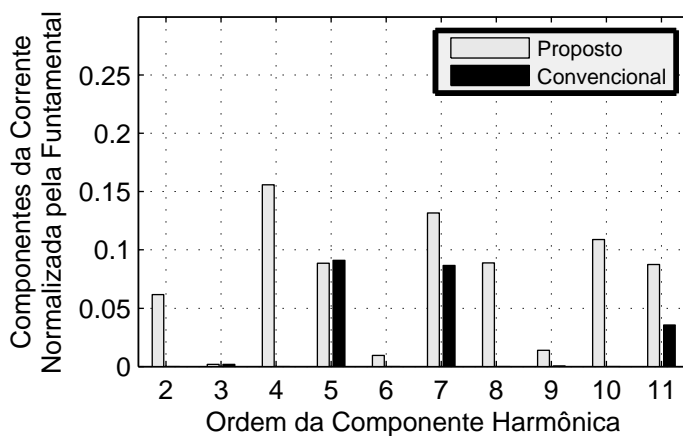


Figura 5.31: Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,5.

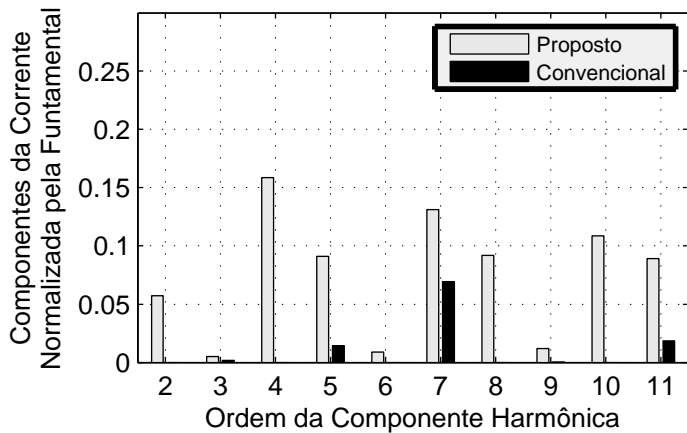


Figura 5.32: Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,6.

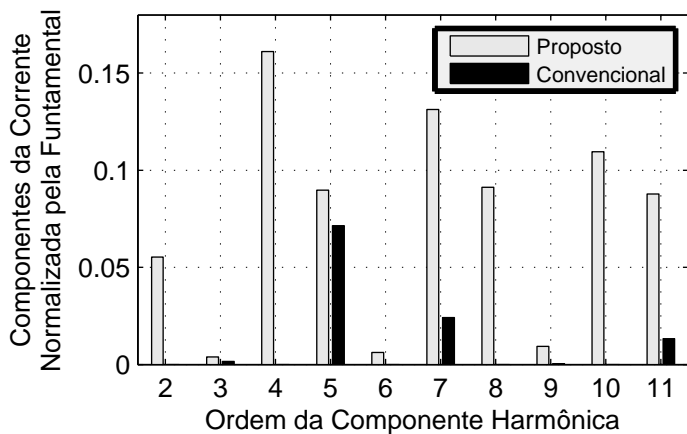


Figura 5.33: Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,7.



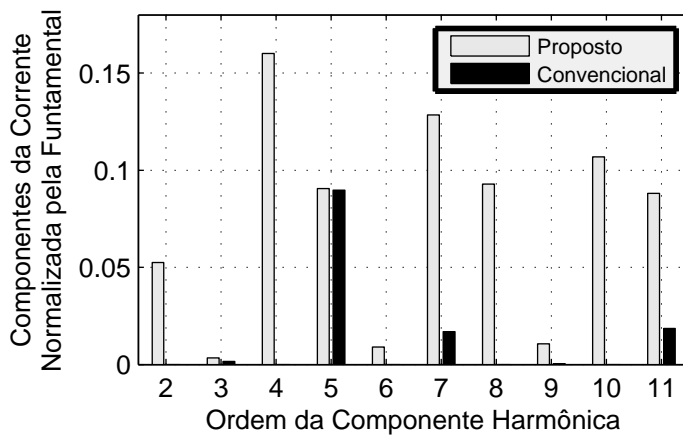


Figura 5.34: Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,8.

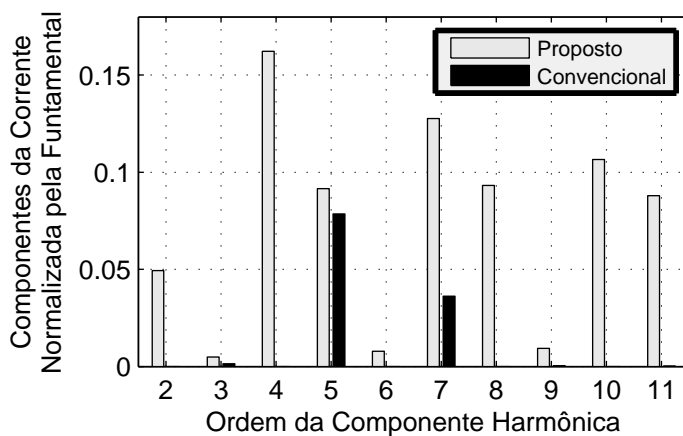


Figura 5.35: Comparação entre os espectros de corrente - razão cíclica 0,9.

Como pode ser observado, o conversor convencional apresenta apenas componentes harmônicas da corrente de  $5^a$ ,  $7^a$  e  $11^a$  ordem. A variação destas conforme o ângulo de disparo é muito maior que a variação das componentes do conversor proposto com relação à razão cíclica. Porém, conforme o ângulo de disparo diminui, as componentes harmônicas do conversor diminuem e se tornam menores que a do conversor proposto.

A Figura 5.36 e a Figura 5.37 apresentam a comparação da quinta e sétima componente harmônica da corrente dos dois conversores para diversas razões cíclicas.

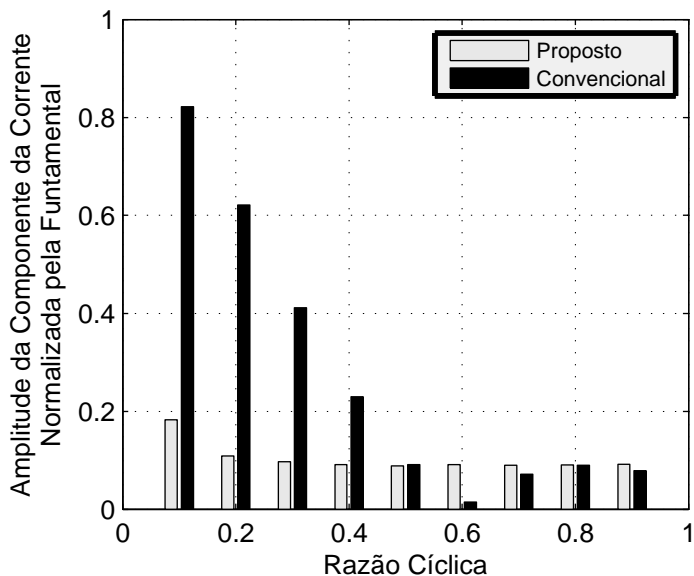


Figura 5.36: Comparação da quinta componente harmônica da corrente do conversor convencional e do proposto para varias razões cíclicas.

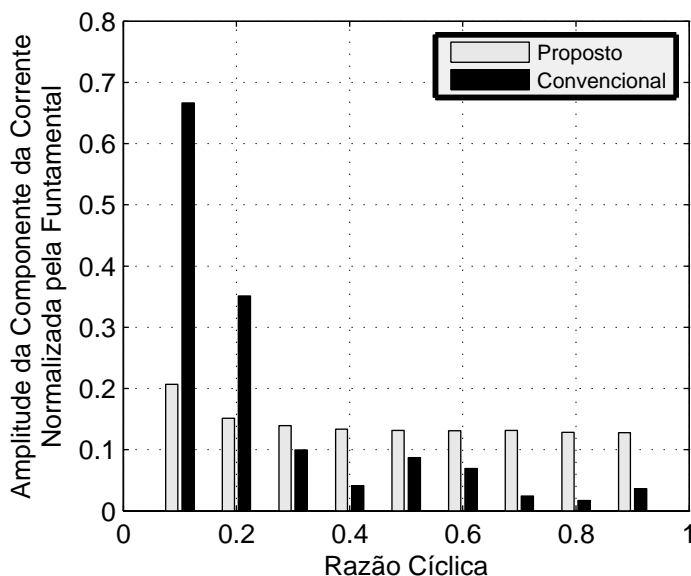


Figura 5.37: Comparação da sétima componente harmônica da corrente do conversor convencional e do proposto para varias razões cíclicas.

## 5.5 TAXA DE DISTRORÇÃO HARMÔNICA

Na Figura 5.38 é apresentada a taxa de distorção harmônica do conversor proposto para diversas razões cíclicas e a compara com a taxa de distorção harmônica do conversor convencional. Pode-se observar que para condições de razão cíclica reduzida, o conversor proposto apresenta uma taxa de distorção menor, porém, com o aumento desta, o conversor convencional demonstra um melhor desempenho.

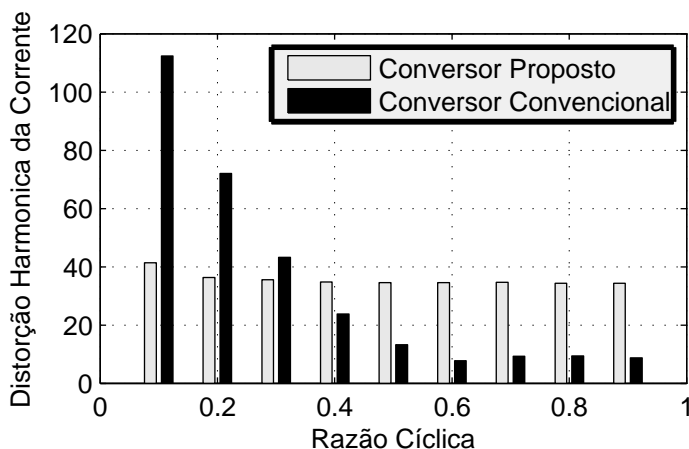


Figura 5.38: Comparação entre a taxa de distorção harmônica entre os conversores.

## 5.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos por simulação e experimentalmente, e realizado a comparação entre si e com o resultado teórico. Foi verificado que os resultados simulados, teóricos e experimentais são semelhantes. Além disto, foi observado a existência de harmônica pares na corrente do conversor devido ao comando assimétrico aplicado. Com relação à comparação entre o conversor proposto e o convencional, foi notado que quando ajustado para emular valores elevados de indutância, o conversor proposto exibe uma taxa de distorção harmônica menor, porém, com harmônicas pares. No entanto, para indutâncias menores, o conversor convencional demonstra um desempenho melhor.

## CONCLUSÃO

A topologia apresentada neste documento refere-se a uma alternativa à versão trifásica do conversor indutor chaveado a tiristor, porém, com a premissa de não injetar componentes harmônicas de corrente de baixa frequência no sistema. Para tornar mais simples o estudo do conversor, foi apresentada a versão monofásica do conversor proposto, seu funcionamento e principais formas de onda. Em seguida, foi apresentada sua versão trifásica, seu funcionamento e principais formas de onda para a operação sem tempo morto assim como uma expressão relacionando a indutância equivalente do conversor com a razão cíclica dos interruptores. Foi demonstrado que para o conversor trifásico operar com tempo morto, é necessário o emprego de uma modulação que permita a circulação das correntes dos indutores. Portanto, foi introduzida uma nova modulação sincronizada com os sinais das tensões da rede e a aplicação desta no funcionamento do conversor assim como seu funcionamento e uma nova expressão relacionando a indutância equivalente com a razão cíclica. Este método garante a circulação das correntes dos indutores, porém, introduz uma assimetria no comando dos interruptores, o que implica na injeção de componentes harmônicas pares de baixa ordem. Além disto, foi percebido que, para razões cíclicas reduzidas, o tempo morto influencia consideravelmente a indutância equivalente do conversor, contudo, o mesmo não ocorre com a capacitância equivalente. Definida a estrutura e a modulação, foram projetados os componentes de potência do protótipo tomando como base a potência reativa nominal igual a 12,5 kVAr para tensão de linha de 380 V. A modulação foi implementada usando um *DSP*. Os resultados experimentais foram condizentes com os resultados obtidos por simulação assim como a relação entre a indutância equivalente e a razão cíclica. Por

fim, foi realizada uma comparação entre o resultado experimental do conversor proposto e o resultado simulado do conversor convencional a tiristor para as mesmas condições de indutância equivalente. Verificou-se que para indutâncias equivalentes elevadas, o conversor proposto apresenta um conteúdo harmônico menor, mesmo com as componentes harmônicas pares, contudo, conforme a indutância equivalente é reduzida, o conversor convencional apresenta uma distorção harmônica menor.

Como continuidade a este trabalho, novas técnicas de modulação podem ser estudadas visando não injetar componentes harmônicas pares de corrente na rede e a redução das componentes ímpares.

## APÊNDICE A A TRANSFORMADA $\alpha\beta$

Qualquer sistema trifásico a três fios pode ser representado por um sistema bifásico ortogonal através da transformada  $\alpha\beta$  [13]. A Figura A.1 ilustra a relação entre os dois sistemas de eixos.

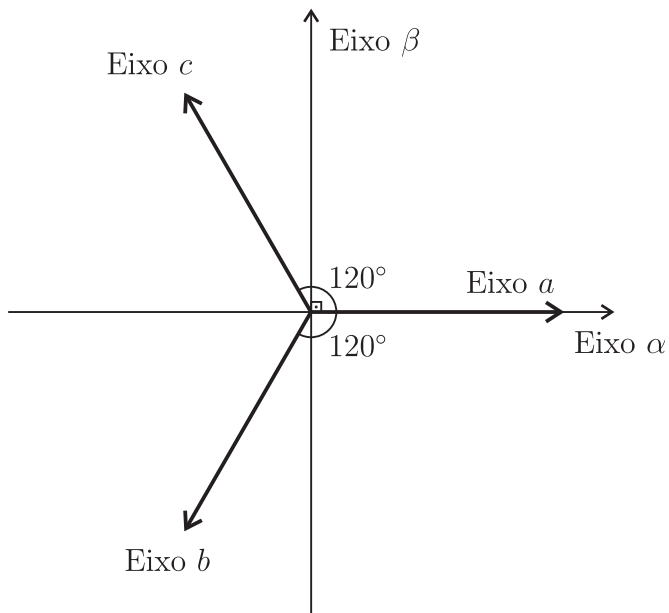


Figura A.1: Relação entre os eixos  $abc$  e  $\alpha\beta$

As equações (A.1), (A.2) e (A.3) apresentam as projeções dos eixos  $abc$  sobre os eixos  $\alpha\beta 0$ .

$$V_\alpha = k_\alpha \left( v_a - \frac{1}{2} \cdot v_b - \frac{1}{2} \cdot v_c \right) \quad (\text{A.1})$$

$$V_\beta = k_\beta \left( 0 \cdot v_a - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_b + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_c \right) \quad (\text{A.2})$$

$$V_0 = k_0 (v_a + v_b + v_c) \quad (\text{A.3})$$

A transformação  $\alpha\beta 0$  é apresentada em (A.4) na forma matricial.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_\alpha & -\frac{k_\alpha}{2} & -\frac{k_\alpha}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_\beta & \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_\beta \\ k_0 & k_0 & k_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

(I.4)

A matriz transformação é definida de forma que a potência seja invariante em relação à transformação e, para isto deve ser ortogonal e apresentar a relação apresentada em (A.5) [13].

$$[T]' = [T]^{-1} \quad (\text{A.5})$$

(I.5)

Ou seja:

$$\begin{bmatrix} k_\alpha & -\frac{k_\alpha}{2} & -\frac{k_\alpha}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_\beta & \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_\beta \\ k_0 & k_0 & k_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_\alpha & 0 & k_0 \\ -\frac{k_\alpha}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_\beta & k_0 \\ -\frac{k_\alpha}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k_\beta & k_0 \end{bmatrix} = 1$$



Resolvendo o sistema, obtém-se:

$$\begin{aligned}\frac{3}{2} \cdot k_{\alpha}^2 &= 1 & k_{\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \\ \frac{3}{2} \cdot k_{\beta}^2 &= 1 & k_{\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \\ 3 \cdot k_0^2 &= 1 & k_0 &= \sqrt{\frac{1}{3}}\end{aligned}$$

Portanto, a transformada pode ser definida conforme (A.6).

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

E a transformação inversa conforme (A.7).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \sqrt{2}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{2}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

### A.1 EQUAÇÃO DA POTÊNCIA NA TRANSFORMAÇÃO DE $\alpha\beta 0$

Considere um sistema em que as tensões apresentam-se conforme (A.8) e as correntes conforme (A.9).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V_p \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Theta_1) \\ \cos(\Theta_1 - 2\pi/3) \\ \cos(\Theta_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_p \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Theta_2) \\ \cos(\Theta_2 - 2\pi/3) \\ \cos(\Theta_2 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Aplicando-se a transformada  $\alpha\beta 0$  nestas variáveis, obtêm-se as seguintes variáveis na base  $\alpha\beta 0$ .

$$[V] = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Theta_1) \\ -\text{sen}(\Theta_1) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

$$[I] = \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_p \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Theta_2) \\ -\text{sen}(\Theta_2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Pose-se observar que as componentes no eixo  $\beta$  estão  $90^\circ$  adiantadas em relação às variáveis em  $\alpha$ , portanto, no caso em que a frequência das tensões e da corrente forem a mesma, pode-se definir a potência como o produto dos dois fasores.

$$\overset{\circ}{V} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p \cdot [\cos(\Theta_1) + j \cdot \text{sen}(\Theta_1)]$$

$$\overset{\circ}{V} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p \cdot e^{j \cdot \Theta_1} \quad (\text{A.12})$$

$$\overset{\circ}{I} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_p \cdot [\cos(\Theta_2) + j \cdot \text{sen}(\Theta_2)]$$

$$\overset{\circ}{I} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_p \cdot e^{j \cdot \Theta_2} \quad (\text{A.13})$$

Conseqüentemente, a potência aparente deste sistema é definida por (A.14).

$$\overset{\circ}{S} = \overset{\circ}{V} \cdot \overset{\circ}{I}^* = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p \cdot e^{j \cdot (\Theta_1 - \Theta_2)}$$

$$\overset{\circ}{S} = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p \cdot [\cos(\Theta_1 - \Theta_2) + j \cdot \text{sen}(\Theta_1 - \Theta_2)] \quad (\text{A.14})$$

Em virtude de potência aparente poder ser separada em uma parcela real e uma imaginária conforme (A.15) e (A.16), obtém-se:

$$P = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p \cdot \cos(\Theta_1 - \Theta_2) \quad (\text{A.15})$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}(\Theta_1 - \Theta_2) \quad (\text{A.16})$$



## APÊNDICE B SINCRONISMO

A modulação empregada no conversor estudado deve ser sincronizada com os sinais de tensão do sistema elétrico. Neste item, será apresentado o método utilizado para realizar esta sincronização, assim como o projeto e simulação do mesmo.

### B.1 PROPOSTA DE SINCRONISMO

O método utilizado na sincronização da modulação do conversor com a rede foi proposto por [14], baseando-se em um sistema trifásico balanceado e equilibrado. Com base na condição de um sistema balanceado, pode-se definir que a tensão da rede na base  $\alpha\beta$  apresenta o formato apresentado na equação(B.1), onde o ângulo  $\Theta_1$  é a variável que deve ser determinada. Esta tensão é determinada através da medição das tensões de linha e transformando-as para a base  $\alpha\beta$ .

$$\overset{\circ}{V} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_p \cdot e^{j \cdot \Theta_1} = V_\alpha + j \cdot V_\beta \quad (\text{B.1})$$

Gerando um sinal que representa uma corrente fictícia com ângulo  $\Theta_2$ , conforme a equação (B.2), pode-se calcular a potência ativa e reativa conforme (B.3) e (B.4).

$$\overset{\circ}{I} = I \cdot [\cos(\Theta_2) + j \cdot \text{sen}(\Theta_2)] \quad (\text{B.2})$$

$$P = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p \cdot \cos(\Theta_1 - \Theta_2) \quad (\text{B.3})$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p \cdot \text{sen}(\Theta_1 - \Theta_2) \quad (\text{B.4})$$

Estas potências podem ser utilizadas para o ajuste do ângulo  $\Theta_2$ . Na Figura B.1 é apresentado um diagrama de controle genérico do bloco PLL.

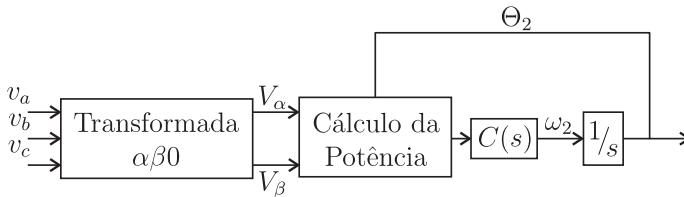


Figura B.1: Diagrama genérico do PLL.

O controlador deve ser projetado de forma que o sinal de erro seja nulo em regime permanente, ou seja, a potência seja nula. Nesta situação, a corrente ou está  $90^\circ$  atrasada com relação ao ângulo da tensão, no caso em que a potência ativa é empregada,  $P - PLL$ , ou em fase, no caso em que a potência utilizada é a reativa,  $Q - PLL$ . Neste trabalho foi empregado o  $Q - PLL$  e, desta forma, será explicado detalhadamente a seguir. Na Figura B.2 é apresentado o diagrama de controle do circuito  $Q - PLL$ .

Considerando-se que a equação (A.16) pode ser aproximada conforme a equação (B.5) para pequenas diferenças entre os ângulos  $\Theta_1$  e  $\Theta_2$ , então:

$$Q \cong \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot I_p \cdot (\Theta_1 - \Theta_2) \quad (\text{B.5})$$

O sistema de controle para a situação descrita acima pode ser simplificado conforme a Figura B.3.

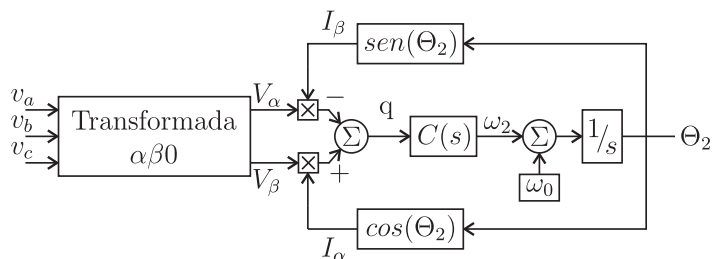


Figura B.2: Diagrama de Blocos da Planta e Controlador do  $Q - PLL$ .

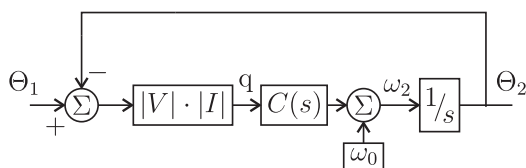


Figura B.3: Diagrama de blocos da planta e controlador do  $Q - PLL$  linearizado.

## B.2 PROJETO DO CONTROLADOR

O projeto do controlador do *PLL* será calculado conforme a metodologia apresentada em [15]. Levando em consideração que a planta tem característica integrativa, o controlador a ser utilizado é do tipo proporcional integral devido a esta configuração proporcionar erro zero em regime permanente para sinal de referência do tipo rampa. Neste projeto, o valor do produto  $|\overset{\circ}{V}| \cdot |\overset{\circ}{I}|$  é normalizado, portanto, o diagrama de blocos do *PLL* é simplificado conforme Figura B.4.

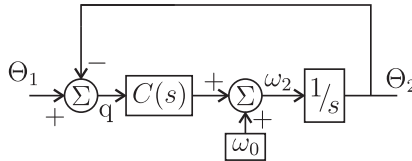


Figura B.4: Diagrama de blocos do *PLL*.

Portanto, a função transferência em malha aberta do sistema em malha aberta é definida conforme (B.6).

$$FTMA(s) = K_{controlador} \cdot \frac{s + z_{controlador}}{s} \cdot \frac{1}{s} \quad (\text{B.6})$$

A frequência de cruzamento por zero deve ser ajustada de forma que sinais na frequência de 120 Hz sejam atenuados. Sendo o zero do controlador ajustado abaixo da frequência de corte e os dois pólos da malha estão posicionados em zero, então, após a frequência de cruzamento, a atenuação é de 20 dB por década. Portanto, para que estes sinais sejam atenuados em 10 vezes, a frequência de corte deve ser ajustada em 12 Hz. A margem de fase do sistema será ajustada para 60°. Ainda, a existência dos dois pólos em zero decorre do fato de que a fase na frequência de cruzamento seja definida apenas pelo zero do controlador. Desta forma, este zero é calculado conforme a equação (B.7).



$$f_{zero} = \frac{f_{cruzamento}}{\tan(60^\circ)} \quad (\text{B.7})$$

$$f_{zero} = 6.928 \text{ Hz}$$

Por fim, o ganho do sistema deve ser ajustado de forma que na frequência de cruzamento, FTMA seja unitário. Portanto, o ganho  $K_{controlador}$  é calculado conforme apresentado em (B.8).

$$K_{controlador} = \left| \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_{cruzamento})^2}{2 \cdot \pi \sqrt{f_{cruzamento}^2 + f_{zero}^2}} \right| \quad (\text{B.8})$$

$$K_{controlador} = 65.297$$

Deste modo, o controlador torna-se definido por (B.9).

$$C(s) = 65.297 \cdot \frac{s + 2 \cdot \pi \cdot 6.928}{s} \quad (\text{B.9})$$

Como o controle será implementado num dispositivo de processamento digital, o controlador deve ser discretizado. A aproximação escolhida foi a *Backward Approximation*, conforme apresentado em [16] e definida em (B.10).

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s} \quad (\text{B.10})$$

Aplicando a aproximação em (B.10) na função transferência do controlador em (B.9), obtém-se a equação a diferenças apresentada em (B.11).

$$u(k) = K_{controlador} \cdot [(1 + z_{controlador} \cdot T_s) \cdot e(k) - e(k-1)] + u(k-1)$$

(B.11)

Como a planta também é implementada por processamento digital, logo esta deve ser discretizada do mesmo modo, contudo, neste caso, utilizou-se a aproximação de Tustin [16], apresentada em (B.12). Observando-se que não há impedimento para que a aproximação Backward fosse empregada novamente. Contudo não há motivo impede que a aproximação utilizada na discretização do controlador seja aplicada.

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (\text{B.12})$$

A equação a diferenças da planta é apresentada em (B.13).

$$\theta_2(k) = \frac{T_s}{2} \cdot [\omega_2(k) + \omega_2(k-1)] + \theta_2(k-1) \quad (\text{B.13})$$

### B.3 SIMULAÇÃO

Neste subitem serão apresentados os resultados da simulação do circuito *PLL*. A simulação foi realizada no *software* PSIM [12], o esquemático do circuito de simulação utilizado é apresentado na Figura B.6.



Nesta simulação são gerados dois sinais senoidais, um representado a tensão  $V_\alpha$  e o outro, atrasado de  $90^\circ$ , representando a tensão  $V_\beta$ , através da função seno e cosseno do *software* PSIM. A frequência de amostragem destes sinais é de 20 kHz e, portanto, a lei de controle é executada nesta mesma frequência. Na Figura B.6 são apresentadas as principais formas de onda obtido por simulação do circuito *PLL*.

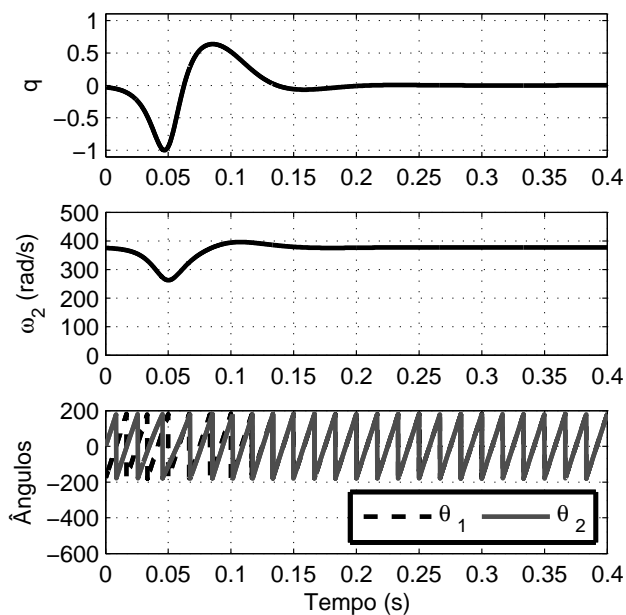


Figura B.6: Formas de onda das principais variáveis no *PLL*.

Como pode ser observado, os ângulos  $\Theta_1$  e  $\Theta_2$  estão defasados inicialmente de  $180^\circ$ , contudo, rapidamente a diferença de fase é corrigida pelo controlador. Na Figura B.7 é apresentado em detalhes os dois ângulos de interesse. Verifica-se ainda que a defasagem entre os dois ângulos é praticamente nula em regime permanente.

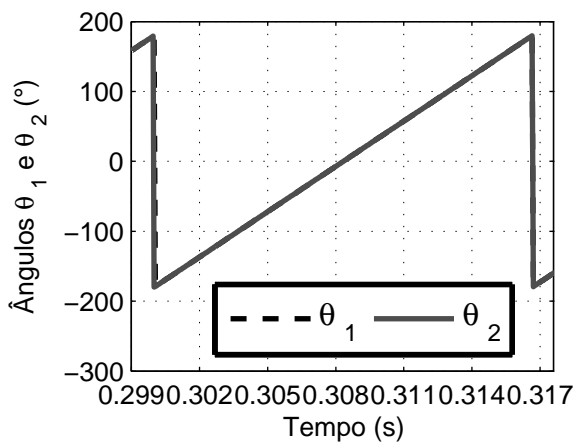


Figura B.7: Detalhe entre os ângulos  $\Theta_1$  e  $\Theta_2$ .



## APÊNDICE C ESFORÇOS DE CORRENTE NOS SEMICONDUTORES

### C.1 DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS

A determinação dos esforços de corrente nos semicondutores serão realizados de forma genérica com relação ao braços de transistores tendo em vista que a forma de onda da corrente que circula nestes são similares. Além disto, também não serão levadas em consideração as etapas de transição neste cálculo devido ao aumento da complexidade na resolução.

A Figura C.1 além de ilustrar a forma de onda da corrente no indutor durante um ciclo da rede, indica o semiconductor por qual esta circula em cada instante.

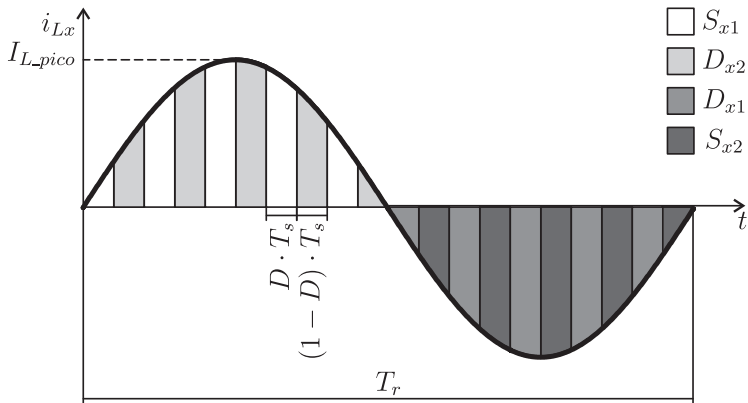


Figura C.1: Corrente no indutor durante um ciclo da rede.

É possível observar que as formas de onda das correntes nos diodos  $D_{x1}$  e  $D_{x2}$  são semelhantes, respectivamente, às das correntes dos interruptores  $S_{x1}$  e  $S_{x2}$ . Portanto, os esforços - corrente média e eficaz - destes componentes são iguais e, desta forma, apenas os cálculos dos esforços no interruptor  $S_{x1}$  e  $D_{x1}$  necessitarão ser realizados. As formas de onda da corrente no indutor, no interruptor  $S_{x1}$  e no diodo  $D_{x2}$  seguem, respectivamente, as expressões (C.1), (C.2) e (C.3) para o semiciclo positivo da corrente no indutor.

$$i_L(t) = I_{L\_pico} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (\text{C.1})$$

$$i_{Sx1}(t) = \begin{cases} i_L(t), & \text{se } k \cdot T_s \leq t \leq (k + D) \cdot T_s \\ 0, & \text{caso contrario} \end{cases} \quad (\text{C.2})$$

$$i_{Dx2}(t) = \begin{cases} i_L(t), & \text{se } k \cdot T_s \leq t \leq (k + (1 - D)) \cdot T_s \\ 0, & \text{caso contrario} \end{cases} \quad (\text{C.3})$$

Será demonstrado apenas o cálculo da corrente eficaz no interruptor  $S_{x1}$  devido ao resultado a ser obtido poderá ser usado para o caso do diodo  $D_{x2}$  desde que a razão cíclica  $D$  seja substituída por  $(1 - D)$ .

O valor eficaz da corrente do interruptor  $S_{x1}$  é calculado através de (C.4).

$$i_{Sx1\_ef}^2 = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} i_{Sx1}(t)^2 dt \quad (\text{C.4})$$

Sendo que a corrente do interruptor é pulsada, pode-se definir a relação apresentada em (C.5):

$$i_{Sx1\_ef}^2 = \frac{T_s}{T_r} \left( \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Sx1}(t)^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_s}^{2 \cdot T_s} i_{Sx1}(t)^2 dt + \dots \right)$$



$$\begin{aligned}
& \dots + \frac{1}{T_s} \int_{(N-1) \cdot T_s}^{N \cdot T_s} i_{Sx1}(t)^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{N \cdot T_s}^{(N+1) \cdot T_s} i_{Sx1}(t)^2 dt \Big) \\
i_{Sx1\_ef}^2 &= \frac{T_s}{T_r} \cdot \sum_{k=1}^N \frac{1}{T_s} \int_{(k-1) \cdot T_s}^{k \cdot T_s} i_{Sx1}(t)^2 dt \\
i_{Sx1\_ef}^2 &= \frac{T_s}{T_r} \cdot \sum_{k=1}^N \hat{i}_{Sx1\_ef}(k \cdot T_s)^2 \tag{C.5}
\end{aligned}$$

Onde  $\hat{i}_{Sx1\_ef}$  é o valor eficaz da corrente do interruptor durante um ciclo de chaveamento.

Aplicando o limite de  $T_s$  tendendo a zero na equação (C.5), obtém-se (C.6).

$$\begin{aligned}
I_{Sx1\_ef}^2 &= \frac{1}{T_r} \cdot \lim_{T_s \rightarrow 0} \left( \sum_{k=1}^N \hat{i}_{Sxy\_ef}(k \cdot T_s)^2 \cdot T_s \right), \\
I_{Sx1\_ef}^2 &= \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r/2} i_{Sx1\_ef}(t)^2 \cdot dT_s \tag{C.6}
\end{aligned}$$

O valor eficaz da corrente do interruptor durante um ciclo de chaveamento é definido na equação (C.7).

$$i_{Sx1\_ef}^2(k \cdot T_s) = \frac{1}{T_s} \int_{k \cdot T_s}^{k \cdot T_s + D \cdot T_s} i_L(t)^2 dt \tag{C.7}$$

Realizando o limite de  $T_s$  tendendo à zero em (C.7), obtém-se a corrente eficaz do interruptor  $S_{x1}$  no instante  $t$ , conforme apresentado em (C.8).

$$i_{Sx1\_ef}(t)^2 = \lim_{T_s \rightarrow 0} \left\{ \frac{1}{T_s} \int_{k \cdot T_s}^{k \cdot T_s + D \cdot T_s} i_L(t)^2 dt \right\}$$

$$i_{Sx1\_ef}(t)^2 = D \cdot i_L(t)^2 \quad (C.8)$$

Substituindo a equação (C.8) em (C.6), obtém-se a equação (C.9).

$$I_{Sx1\_ef}^2 = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{T_r/2} D \cdot i_L(t)^2 \cdot dT_s \quad (C.9)$$

Substituindo a equação (C.1) em (C.9) e resolvendo o resultado para os limites estabelecidos, obtém-se a equação (C.10).

$$I_{Sx1\_ef} = \frac{\sqrt{D} \cdot I_{L\_pico}(D)}{2} \quad (C.10)$$

O valor de pico da corrente do indutor em função da razão cíclica é dada pela equação (C.11).

$$I_{L\_pico}(D) = \frac{D \cdot V_p}{\omega_r \cdot L} \quad (C.11)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores  $S_{x1}$  e  $S_{x2}$  são dados, respectivamente, por (C.12) e (C.13).

$$I_{Sx1\_ef}(D) = \frac{D \cdot \sqrt{D} \cdot V_p}{2 \cdot \omega_r \cdot L} \quad (C.12)$$

$$I_{Sx2\_ef}(D) = \frac{D \cdot \sqrt{1-D} \cdot V_p}{2 \cdot \omega_r \cdot L} \quad (C.13)$$

Os valores médios das correntes dos interruptores num ciclo da rede podem ser obtidos empregando uma metodologia semelhante. Por motivos de brevidade, neste documento serão apresentadas apenas as equações finais.

$$I_{Sx1\_med}(D) = \frac{D^2 \cdot V_p}{\pi \cdot \omega_r \cdot L} \quad (\text{C.14})$$

$$I_{Sx2\_med}(D) = \frac{D \cdot (1 - D) \cdot V_p}{\pi \cdot \omega_r \cdot L} \quad (\text{C.15})$$

## C.2 COMPARAÇÃO

Afim de validar as equações (C.12), (C.13), (C.14) e (C.15), foram realizadas simulações variando a razão cíclica e medindo os valores médios e eficazes dos interruptores  $S_{x1}$  e  $S_{x2}$ . O circuito de simulação é ilustrado na Figura C.2 e os valores usados são apresentados na Tabela C.1.

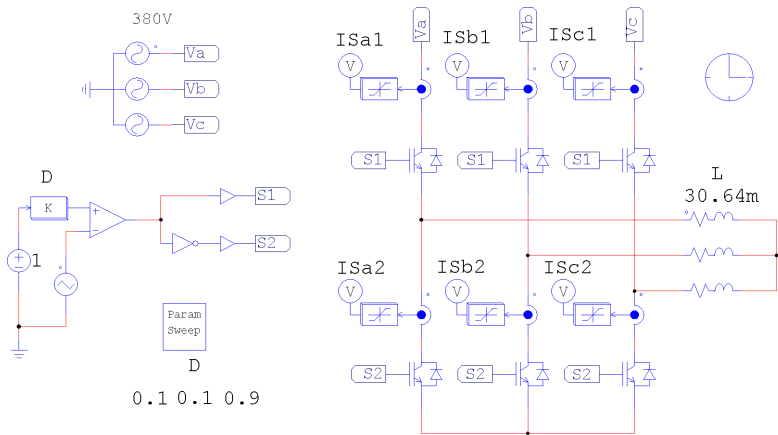


Figura C.2: Circuito de simulação usado no cálculo dos esforços de corrente nos semicondutores.

Tabela C.1: Especificação do conversor na simulação.

Parâmetro	Descrição	Valor
$V_{Linha\_ef}$	Valor Eficaz da Tensão de Linha da Rede	380 V
$L$	Indutância	30, 64 mH
$\omega_r$	Frequência Angular da Rede	$2 \cdot \pi \cdot 60$ rad/s
$f_s$	Frequência de Chaveamento do Conversor	20 kHz

As comparações entre os dois resultados obtidos são apresentadas nas Figuras C.3 e C.4.

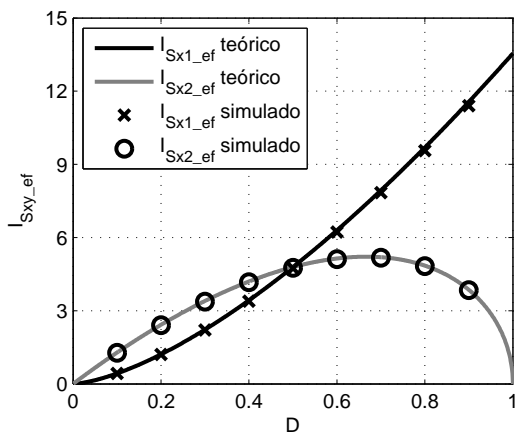


Figura C.3: Corrente eficaz nos interruptores em função da razão cíclica.

Na Figura C.5 é apresentado o erro relativo entre os valores calculados e os obtidos por simulação tomando o último como valor exato. Como pode ser observado os resultados apresentam uma disparidade de no máximo 1,6%.

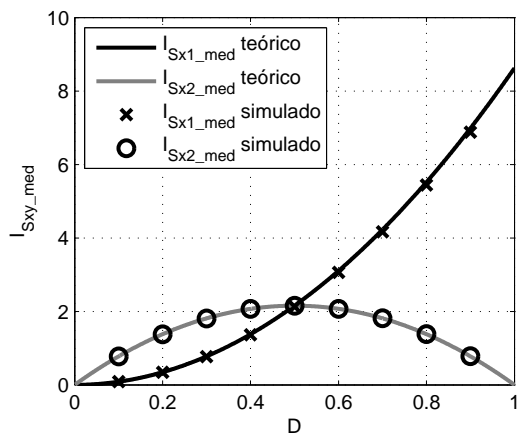


Figura C.4: Corrente média nos interruptores em função da razão cíclica.

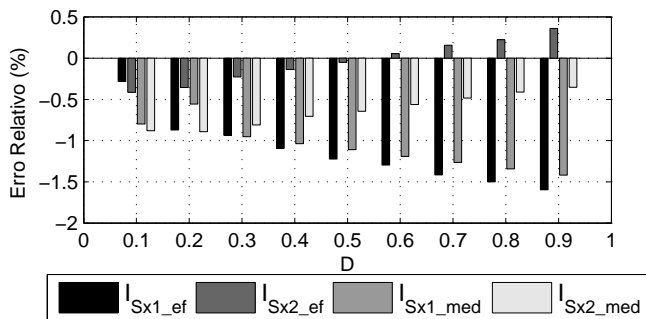


Figura C.5: Erro Relativo do entre os valores de esforços calculados e os obtidos por simulação.



## APÊNDICE D ESQUEMÁTICO COMPLETO

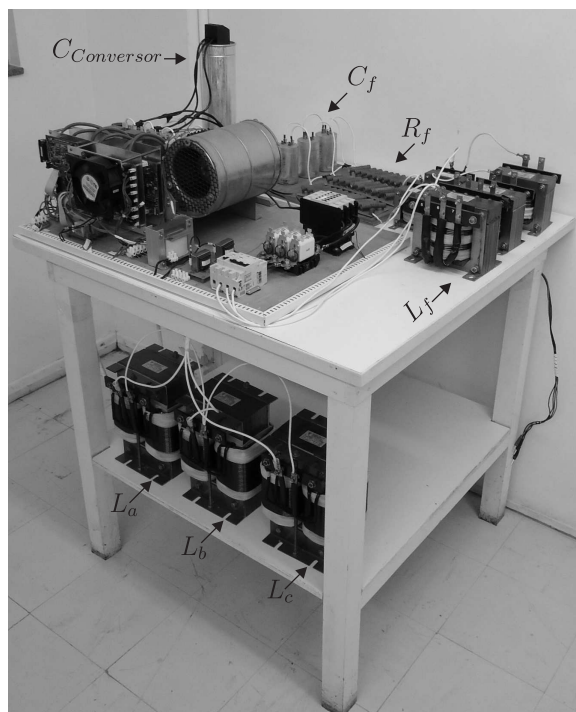
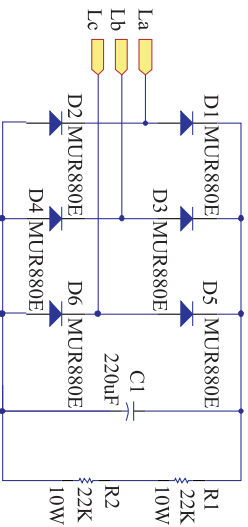
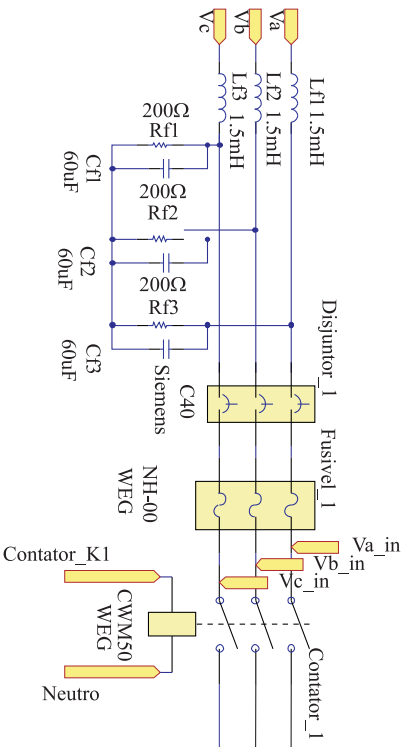


Figura D.1: Foto do protótipo implementado.





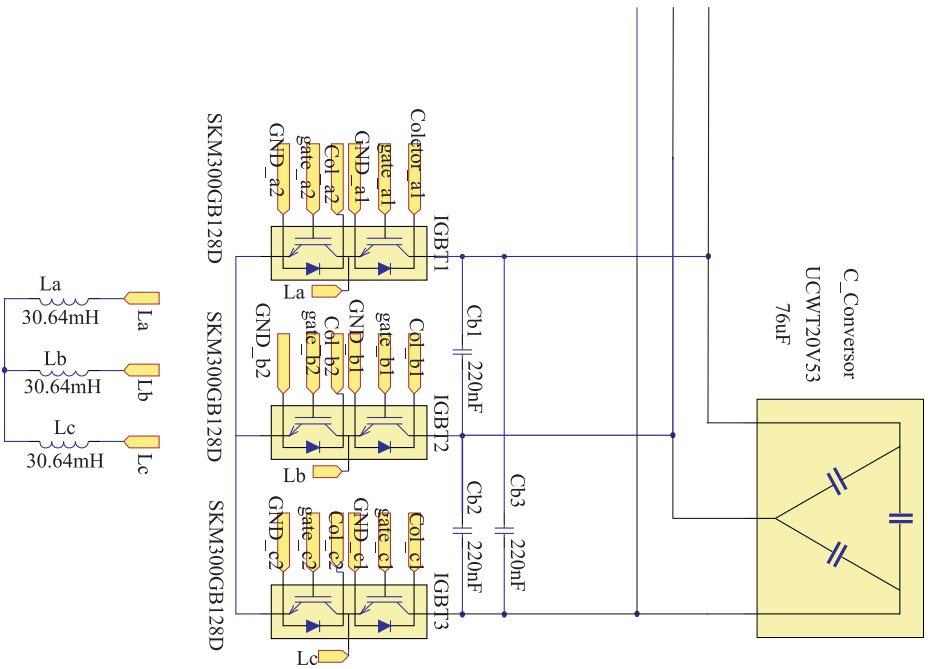
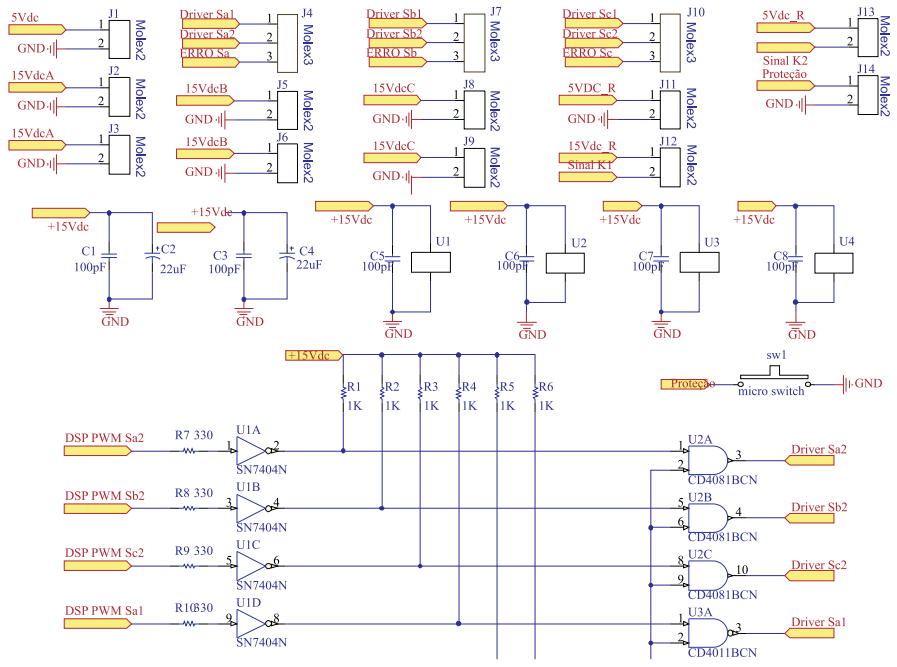


Figura D.2: Esquemático do Circuito de Potência.



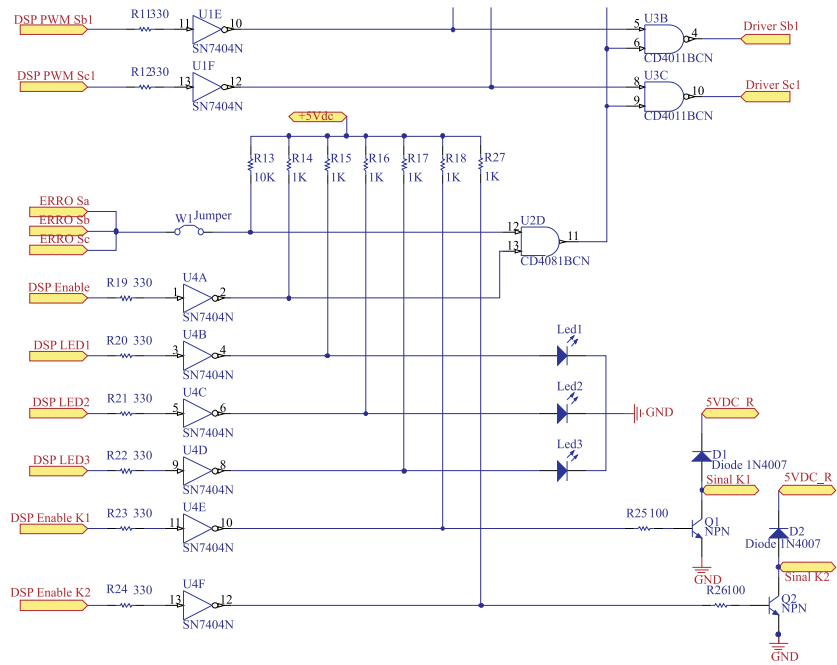


Figura D.3: Esquemático do circuito de condicionamento digital.

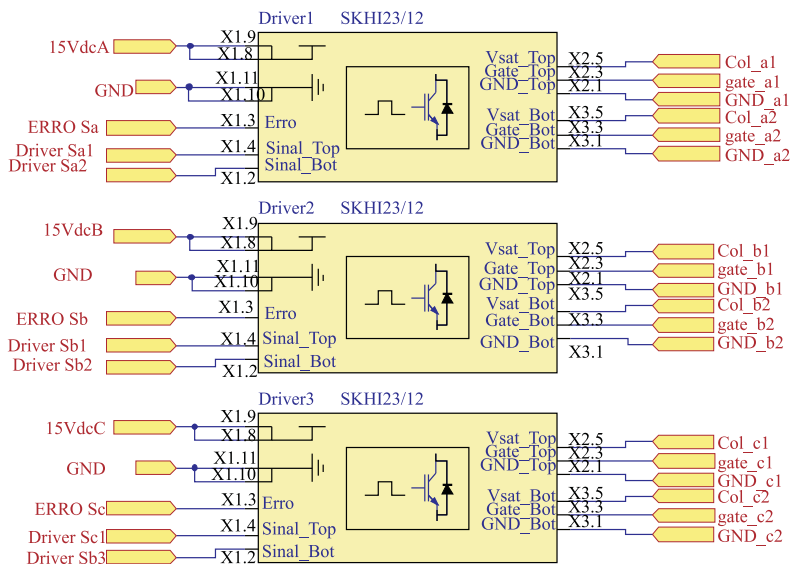


Figura D.4: Esquemático de ligação do Driver

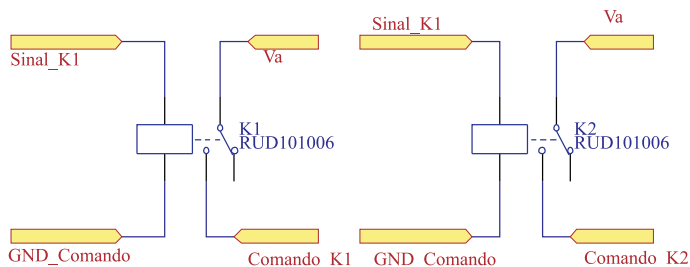


Figura D.5: Esquemático do acionamentos dos contadores.

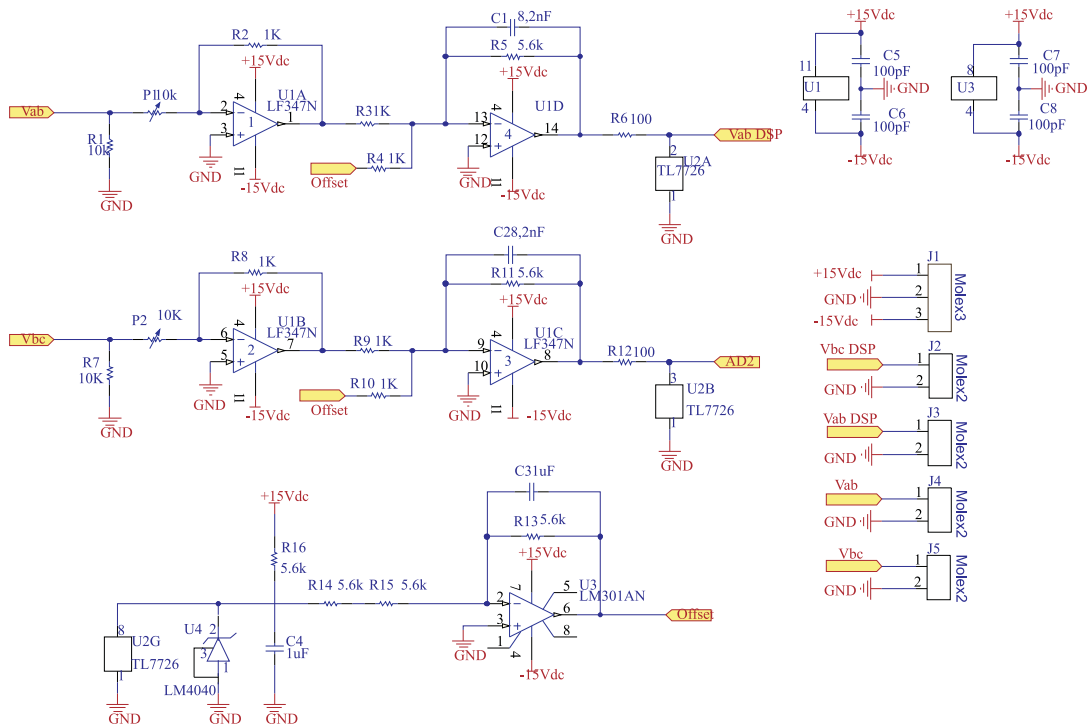


Figura D.6: Esquemático do circuito de condicionamento analógico.

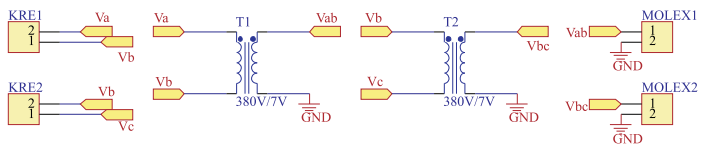


Figura D.7: Esquemático do circuito de medição das tensões de linha da rede.

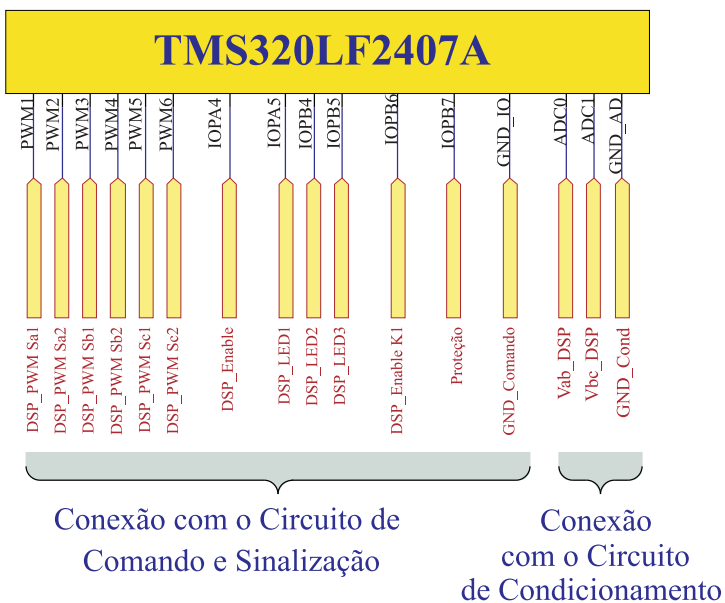


Figura D.8: Esquema de Ligação do DSP TMS320LF2407A.

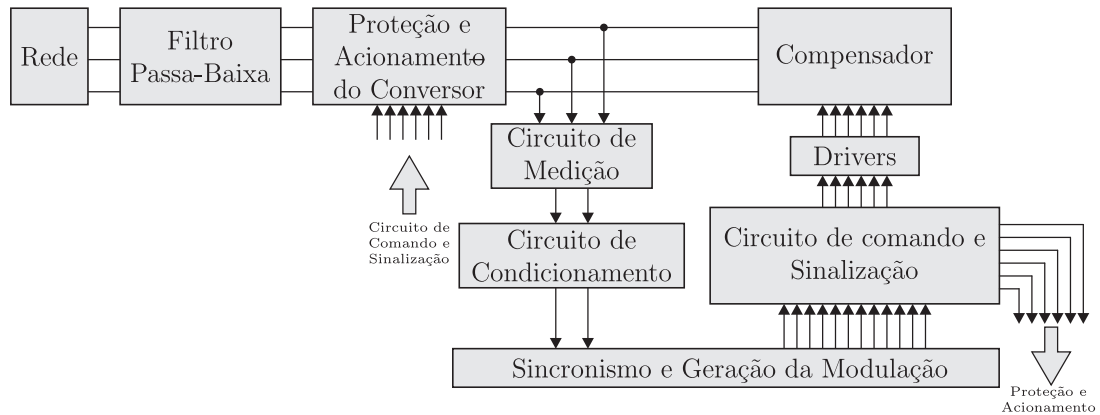
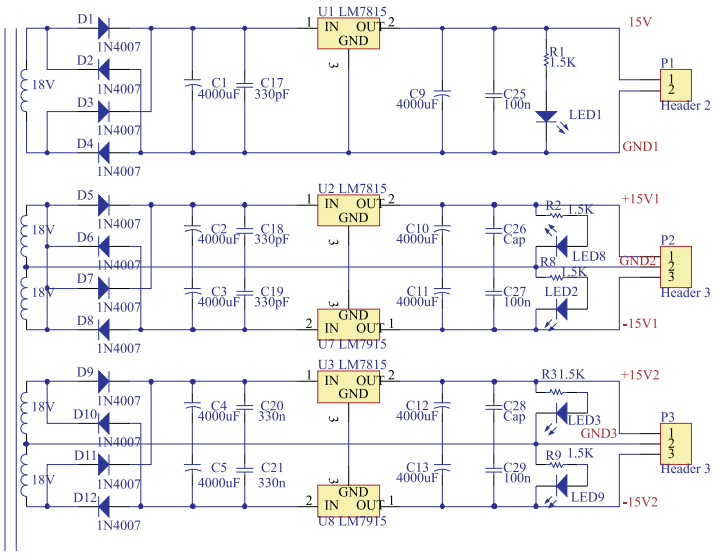


Figura D.9: Diagrama de ligação do conversor





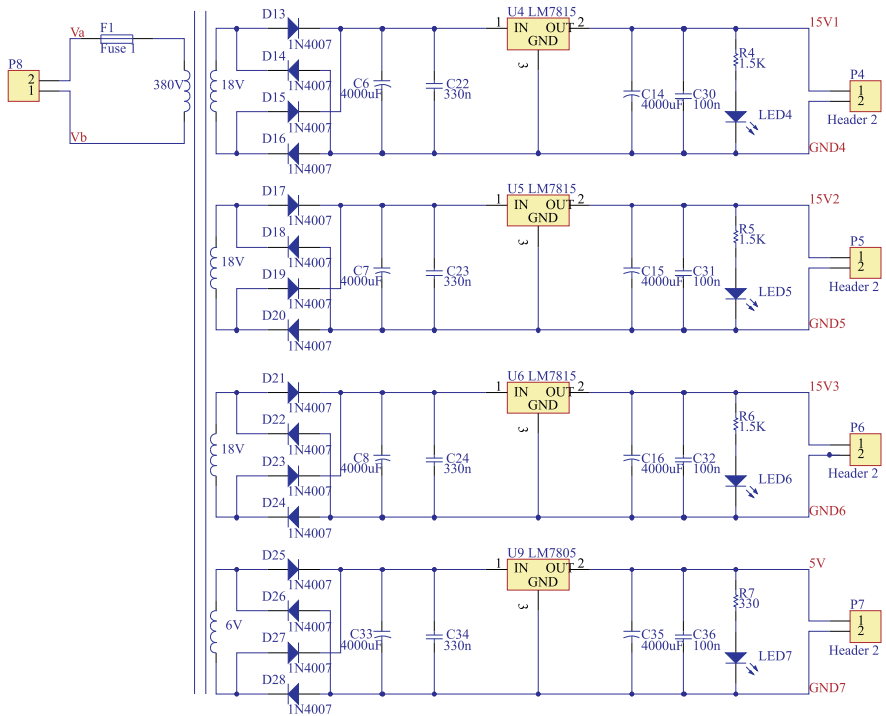


Figura D.10: Esquemático do Circuito da Fonte Auxiliar

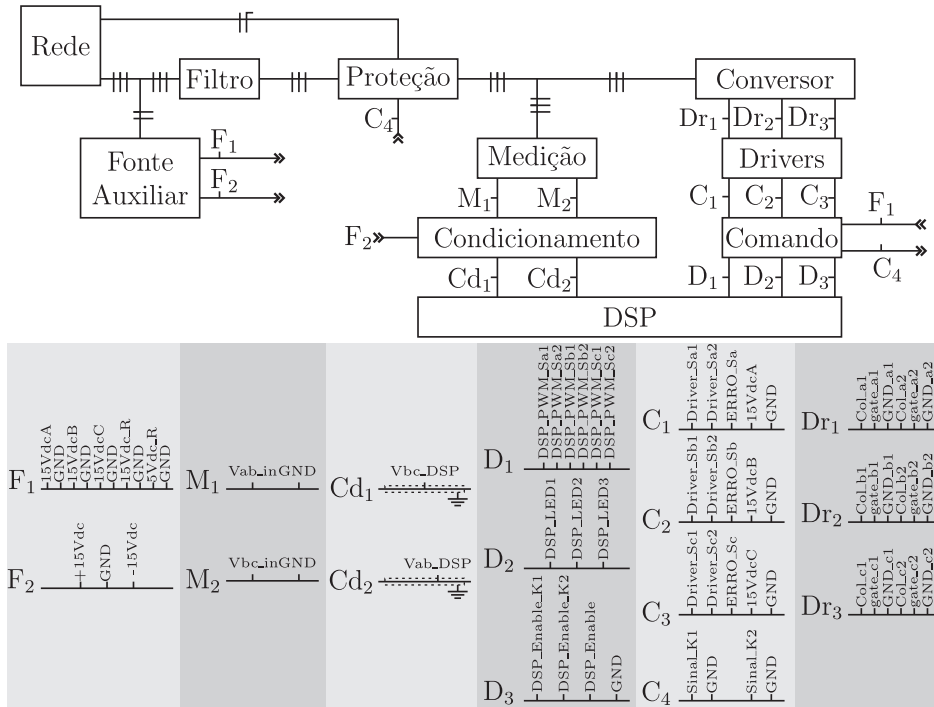


Figura D.11: Diagrama unifilar completo do conversor.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] K. J. Binns and A. Kurdali, “Permanent-magnet a.c. generators,” *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 126, no. 7, pp. 690–696, 1979, 0020-3270.
- [2] C. Bian, S. Ren, and L. Ma, “Study on direct torque control of super high-speed pmsm,” in *2007 IEEE International Conference on Automation and Logistics*, 18-21 2007, pp. 2711 –2715.
- [3] A. Binder and T. Schneider, “Permanent magnet synchronous generators for regenerative energy conversion - a survey,” in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 0-0 2005, pp. 10 pp. –P.10.
- [4] S. S. H. W. B. Roger C. Dugan, Mark F. McGranaghan, *Electrical Power Quality*, 2nd ed. McGraw-Hill, 2004.
- [5] H. K. Tyll and F. Schettle, “Historical overview on dynamic reactive power compensation solutions from the begin of ac power transmission towards present applications,” in *Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE '09. IEEE/PES*, 2009, pp. 1–7.
- [6] C. Marouchos, “A new switched inductor var compensator,” in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09.*, 2009, pp. 1–10.
- [7] Y. Qingguang, L. Pei, L. Wenhua, and X. Xiaorong, “Overview of statcom technologies,” in *IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies, 2004. (DRPT 2004)*. *Proceedings of the 2004*, vol. 2, 2004, pp. 647–652 Vol.2.

- [8] B. Singh, R. Saha, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Static synchronous compensators (statcom): a review," *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 297–324, 2009, 1755-4535.
- [9] M. C. Schneider, "Compensador estático de energia reativa e de desequilíbrios de uma instalação trifásica," Dissertação, UFSC, 1980.
- [10] B. H. Kwon, B. D. Min, and J. H. Kim, "Novel topologies of ac choppers," *IEE Electric Proceedings Power Applications*, vol. 143, no. 4, pp. 323–330, 1996, 1350-2352.
- [11] T. Instruments, "Code composer studio," p. Ambiente de Desenvolvimento Integrado para DSPs da Texas Instrument, 2005.
- [12] Powersim, "Psim," p. Simulador voltado para eletrônica de potência e controle de motores, 2001-2003.
- [13] I. Barbi, *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. Florianópolis: Editora da UFSC - Eletrobrás, 1985.
- [14] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa, and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronizing pll circuit based on the pq theory," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, 2006, 0278-0046.
- [15] M. S. Ortmann, "Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando dsp: Projeto e implementação," Dissertação de Mestrado, UFSC, 2008.
- [16] C.-T. Chen, *Analog and digital control system design : transfer-function, state-space, and algebraic methods*. Fort Worth: Saunders College Publishing, 1993.