

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

Altamir Ronsani Borges

RETIFICADOR TRIFÁSICO *BUCK-BOOST* DE ESTÁGIO ÚNICO

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

Orientador: Prof. Dr. Ivo Barbi

Florianópolis

2012.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Borges, Altamir Ronsani  
RETIFICADOR TRIFÁSICO BUCK-BOOST DE ESTÁGIO ÚNICO [tese]  
/ Altamir Ronsani Borges ; orientador, Ivo Barbi -  
Florianópolis, SC, 2012.  
405 p. ; 21cm

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

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor CA/CC Trifásico.  
3. Retificador trifásico Buck-Boost. 4. Correção ativa do  
fator de potência. I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal  
de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica. III. Título.

Altamir Ronsani Borges

**RETIFICADOR TRIFÁSICO *BUCK-BOOST* DE  
ESTÁGIO ÚNICO**

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

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador

---

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica

Banca Examinadora:

---

Prof. Pedro Gomes Barbosa, Dr.- UFJF;

---

Prof. Flabio Alberto Bardemaker Batista, Dr. - IFSC

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. - UFSC

---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. - UFSC



*A meus pais, Manoel e Rosa, pela forma como me educaram, pelo incentivo em minhas empreitadas e principalmente pela certeza de contar com um porto seguro em caso de tempestade.*

*Ao meu filho Arthur, que desde sua chegada neste mundo tem iluminado nossas vidas, mostrando a verdadeira dimensão da palavra amor.*

*À Isabel, minha esposa, por todo o amor, incentivo e principalmente pela força que demonstrou no momento mais importante da minha vida, assumindo de forma irretocável os papéis de mãe e pai do nosso recém-chegado Arthur, dando a mim a tranquilidade necessária para desenvolver este trabalho.*



## AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Ivo Barbi, pela dedicação na orientação do trabalho e principalmente pela sua organização, metodologia e disciplina, que foram sendo assimiladas, reunião após reunião, transformando-se no que eu considero o maior aprendizado do período do doutorado.

Agradeço também a todos os colegas do INEP, que sempre se dispuseram a compartilhar seus conhecimentos, transformando assim minhas dificuldades em precioso aprendizado. Mesmo correndo o risco de cometer uma injustiça esquecendo alguém, acho importante citar os nomes destes dedicados colegas: André Fuerback, Alessandro Batschauer, Eduardo Valmir de Souza, Elói Agostini, Joselito Heerdt, Kleber de Souza, Márcio Ortmann, Silvia Helena Pini, Tiago Jappe, entre tantos outros que de alguma forma contribuíram para meu crescimento profissional e pessoal.

Um agradecimento especial ao Beto (Roberto Francisco Coelho), pelo grande auxílio na execução deste trabalho, seja esclarecendo dúvidas teóricas, seja pela paciência de ouvir ou pela sabedoria de sugerir alternativas que foram fundamentais para vencer os obstáculos que surgiram ao longo do caminho.

A toda equipe de professores do INEP, que sempre se mostraram acessíveis e dispostos a auxiliar.

Aos funcionários do INEP: à dona Bete, ao Diogo, e ao Coelho, que com seu trabalho e dedicação tornaram o ambiente de trabalho mais agradável. De forma especial agradeço ao Pacheco, que ao longo do período em que trabalhou no protótipo do meu trabalho, além do profissionalismo e da competência que todos reconhecem, demonstrou ser uma pessoa que se importa com os problemas dos colegas e não mede esforços para buscar soluções.

Finalmente agradeço a todos do INEP pela amizade, pelo convívio agradável ao longo destes quatro anos e pela certeza de que tenho pessoas com quem posso contar.



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

## **RETIFICADOR TRIFÁSICO *BUCK-BOOST* DE ESTÁGIO ÚNICO**

**Altamir Ronsani Borges**

**Junho/2012**

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Conversor CA/CC Trifásico, *Buck-Boost*, Estágio Único, Correção Ativa do Fator de Potência.

Número de páginas: 457

### **RESUMO**

Este trabalho apresenta uma nova topologia de retificador trifásico de estágio único com característica *Buck-Boost*. Inicialmente é apresentada uma revisão bibliográfica envolvendo as publicações mais relevantes na área de estudo. Na sequência são apresentadas a motivação para o trabalho e as contribuições da Tese. A topologia proposta é apresentada sendo descritas a sua origem e seus modos de operação de interesse. São analisados então os modos de condução descontínua (MCD) e contínua (MCC). No MCC são analisados os modos de operação *Buck*, *Buck+Boost* e *Boost*. As etapas do estudo de cada modo de operação compreendem a descrição das etapas de operação, análise teórica estudos por simulação numérica, definição das equações de projeto e resultados experimentais.



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

## **THREE PHASE BUCK-BOOST RECTIFIER WITH SINGLE STAGE**

**Altamir Ronsani Borges**

**June/2012**

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Three Phase CA/CC Converter, Buck-Boost, Single Stage, Active Power Factor Correction

Number of pages: 457

### **ABSTRACT**

This work presents a new topology of three-phase rectifier with single-stage and Buck-Boost characteristic. Initially a literature review is presented which brings the most important publications in the study area. Following it is presented the motivation for the work and the contributions of this thesis. The proposed topology is then presented, with descriptions of their origin and their operation modes of interest. Are then analyzed the discontinuous (DCM) and continuous (CCM) conduction modes. At MCC, we analyze the operation modes Buck, Boost and Buck + Boost. The study stages of each mode of operation include the description of the operation stages, theoretical analysis, numerical simulation studies, definition of design equations and experimental results.



## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Modelo ideal de conversor CA/CC trifásico.....	4
Figura 1.2: Classificação geral dos conversores CA/CC trifásicos proposta em [9] e adotada neste trabalho.....	6
Figura 1.3: Classificação dos retificadores trifásicos Buck-Boost adotada neste trabalho. ....	8
Figura 1.4: Conversor CA/CC trifásico formado a partir da associação de três módulos monofásicos Buck+Boost. ....	9
Figura 1.5: Conversor CA/CC trifásico formado a partir da associação de três módulos monofásicos com conversor CC/CC comum. ....	10
Figura 1.6: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de dois estágios composto por um retificador Buck em cascata com um conversor CC/CC Boost.....	12
Figura 1.7: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de dois estágios composto por um retificador Buck em cascata com dois conversores CC/CC Boost ligados em série.....	12
Figura 1.8: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de dois estágios composto por um retificador Boost em cascata com dois conversores CC/CC Buck ligados em paralelo. ....	13
Figura 1.9: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de dois estágios composto por um retificador Boost tipo VIENNA associado a um conversor CC/CC Buck de três níveis. ....	13
Figura 1.10: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando GTO's associados a um retificador trifásico de diodos em ponte. ....	14
Figura 1.11: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando quatro interruptores.....	15

Figura 1.12: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando seis interruptores em ponte.....	15
Figura 1.13: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando quatro interruptores ligados em ponte.....	16
Figura 1.14: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando quatro interruptores. ....	16
Figura 1.15: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado que tem como base o conversor CC/CC SEPIC.....	17
Figura 1.16: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado desenvolvido a partir dos conversores Boost VIENNA e o conversor CC/CC SEPIC.....	18
Figura 1.17: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado que tem como base o conversor CC/CC C <sup>2</sup> UK. ....	18
Figura 1.18: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico bidirecional do tipo C <sup>2</sup> UK-C <sup>2</sup> UK.....	19
Figura 1.19: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico bidirecional do tipo SEPIC-ZETA. ....	19
Figura 1.20: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico com estrutura baseada em um conversor matricial. ....	20
Figura 1.21: Conversor CA/CC trifásico “Z-source”. ....	20
Figura 1.22: Conversor Buck+Boost monofásico. ....	21
Figura 1.23: Conversor trifásico Buck-Boost proposto.....	22
Figura 2.1: Circuito do conversor Buck+Boost monofásico. ....	28
Figura 2.2: Variação topológica do conversor Buck+Boost monofásico. ....	30
Figura 2.3: Circuito Buck+Boost redesenhado.....	30
Figura 2.4: Circuito final do conversor Buck+Boost monofásico. ....	31
Figura 2.5: Retificador Buck+Boost trifásico.....	31

Figura 2.6: Circuito do modulador utilizado na operação do conversor no MCD. ....	37
Figura 2.7: Período das tensões de entrada subdivido em setores.....	39
Figura 2.8: Modulador utilizado. ....	39
Figura 2.9: Geração dos pulsos de comando pelo modulador: (a) Modo Buck; (b) Modo Boost.....	40
Figura 3.1: Retificador Buck+Boost trifásico no MCD: etapa de armazenamento de energia. ....	45
Figura 3.2: Retificador Buck+Boost trifásico no MCD: circuito equivalente da etapa de armazenamento de energia. ....	45
Figura 3.3: Retificador Buck+Boost trifásico no MCD: etapa de transferência de energia.....	46
Figura 3.4: Retificador Buck+Boost trifásico no MCD: circuito equivalente da etapa de transferência de energia.....	46
Figura 3.5: Representação da corrente descontínua de entrada e a envoltória que acompanha os valores de pico. ....	48
Figura 3.6: Limite máximo da operação no MCD. ....	51
Figura 3.7: Limite entre os modos de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD), em função da razão cíclica.....	53
Figura 3.8: Circuito equivalente da etapa de armazenamento de energia atuando abaixo da tensão mínima de saída. ....	54
Figura 3.9: Circuito equivalente considerando os diodos bloqueados. ....	55
Figura 3.10: Circuito de saída do retificador Buck+Boost trifásico operando no MCD. ....	57
Figura 3.11: Comportamento das correntes de saída de cada fase e total durante a etapa de transferência de energia.....	58
Figura 3.12: Comportamento das envoltórias das correntes de saída.....	59
Figura 3.13: Forma de onda da corrente de saída em $\theta = 90^\circ$ . ....	60

Figura 3.14: Formas de onda de simulação (D=0,42): Tensão $v_{AN}(t)$ (divida por 2) e corrente $i_A(t)$ sem filtragem.....	69
Figura 3.15: Formas de onda de simulação (D=0,42): Tensão $v_{AN}(t)$ (divida por 10) e corrente $i_A(t)$ filtrada. ....	70
Figura 3.16: Forma de onda de simulação (D=0,42): tensão de saída.....	70
Figura 3.17: Forma de onda de simulação: corrente de saída.....	71
Figura 3.18: Formas de onda de simulação (D=0,42): detalhe da corrente de saída e das correntes de cada braço do conversor na etapa de transferência de energia. ....	71
Figura 3.19: Formas de onda de simulação (D=0,42): detalhe da corrente no capacitor de saída. ....	73
Figura 3.20: Formas de onda de simulação (D=0, 2): Tensão $v_{AN}(t)$ (divida por 5) e corrente $i_A(t)$ sem filtragem.....	74
Figura 3.21: Formas de onda de simulação (D=0,2): Tensão $v_{AN}(t)$ (divida por 20) e corrente $i_A(t)$ filtrada. ....	74
Figura 3.22: Forma de onda de simulação (D=0,2): tensão de saída.....	75
Figura 3.23: Formas de onda de simulação: Tensão de entrada $v_{AN}(t)$ ( $90 V_{RMS}$ ) e tensão de saída ( $198,7 V$ ). ....	76
Figura 3.24: Formas de onda de simulação: Tensão de entrada $v_{AN}(t)$ ( $90 V_{RMS}$ ) e corrente $i_A(t)$ ( $5,25 A_{pico}$ ). ....	76
Figura 3.25: Formas de onda de simulação: Tensão de entrada $v_{AN}(t)$ ( $90 V_{RMS}$ ) e tensão de saída ( $111,7 V$ ). ....	77
Figura 3.26: Formas de onda de simulação: Tensão de entrada $v_{AN}(t)$ ( $90 V_{RMS}$ ) e corrente $i_A(t)$ ( $1,7 A_{pico}$ ). ....	77
Figura 3.27: Resultados experimentais: tensão $v_{AN}(t)$ ( $90,2 V_{RMS}$ ) e tensão de saída ( $192 V$ ). ....	78
Figura 3.28: Resultados experimentais: tensão $v_{AN}(t)$ ( $90,5 V_{RMS}$ ) e corrente $i_A(t)$ ( $3,9 A_{RMS}$ ). ....	78

Figura 3.29: Resultados experimentais: tensão $v_{AN}(t)$ ( $90,4 V_{RMS}$ ) e tensão de saída ( $112 V$ ). .....	79
Figura 3.30: Resultados experimentais: tensão $v_{AN}(t)$ ( $90,6 V_{RMS}$ ) e corrente $i_A(t)$ ( $1,3 A_{RMS}$ ). .....	79
Figura 4.1: Diagrama simplificado da estrutura de comando e controle do conversor proposto. ....	82
Figura 4.2: Circuito do conversor com a indicação dos módulos que o compõe. ....	84
Figura 4.3: Forma de onda das portadoras e o circuito do modulador utilizado. ....	85
Figura 4.4: Geração dos pulsos de comando pelo modulador. ....	86
Figura 4.5: Comportamento das funções de modulação das fases B e C ao longo do setor 2A para a operação no modo Boost. ....	89
Figura 4.6: Comportamento da função de modulação do braço B para o modo Boost ao longo de um período de rede. ....	90
Figura 4.7: Etapas de operação do conversor no modo Boost ao longo do setor 2A. ....	91
Figura 4.8: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 01. ....	92
Figura 4.9: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 01. ....	92
Figura 4.10: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.13), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ . ....	94
Figura 4.11: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 02. ....	95
Figura 4.12: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 02. ....	95
Figura 4.13: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.15), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ . ....	96
Figura 4.14: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 03. ....	97

Figura 4.15: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 03.....	97
Figura 4.16: Tensão normalizada sobre o indutância equivalente $L_A$ após a abertura de $S_{2C}$ .....	98
Figura 4.17: Representação dos diodos e da tensão aplicado às indutâncias $L_{A1}$ e $L_{A2}$ no circuito da Figura 4.15.....	99
Figura 4.18: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 03.....	99
Figura 4.19: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 03.....	100
Figura 4.20: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.18), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	101
Figura 4.21: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 04.....	103
Figura 4.22: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 04.....	103
Figura 4.23: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.22), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	104
Figura 4.24: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 05.....	105
Figura 4.25: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 05.....	105
Figura 4.26: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.23), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	106
Figura 4.27: Tensões de linha $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ ao longo do setor 2A.....	108
Figura 4.28: Operação do conversor no modo Boost: Circuito equivalente simplificado do conversor. ....	108
Figura 4.29: Ondulação de corrente em uma indutância em um período de chaveamento.....	109
Figura 4.30: Modo de operação Boost: Comportamento das correntes $i_B(t)$ e $i_C(t)$ durante a etapa de transferência de energia no setor 2A...	112

Figura 4.31: Comportamento do produto ( $\Delta I_{L_i} \cdot L$ ) para as indutâncias dos braços B e C no modo de operação Boost para valores de $\beta$ de 1,8, 2,5 e 2,8.....	114
Figura 4.32: Variação da posição do ponto de máxima ondulação da corrente ( $\theta$ ) em função de $\beta$ .....	115
Figura 4.33: Formas de onda de simulação no modo Boost: Tensão de linha de entrada $v_{AB}(t)$ e tensão de saída.....	118
Figura 4.34: Formas de onda de simulação no modo Boost: correntes de linha de entrada.....	118
Figura 4.35: Formas de onda de simulação no modo Boost: tensão $v_{AN}(t)$ (dividida por dois) e corrente $i_A(t)$ .....	119
Figura 4.36: Formas de onda de simulação no modo Boost: Corrente $i_A(t)$ com o sinal de identificação dos setores 2 e 5 e o sinal modulante gerado pelo compensador do braço A do conversor.....	120
Figura 4.37: Formas de onda de simulação no modo Boost: valor instantâneo da tensão $v_{AN}(t)$ , sinais de comando dos interruptores $S_{2B}$ e $S_{2C}$ e a corrente diodo $D_{4A}$ .....	120
Figura 4.38: Formas de onda de simulação no modo Boost: valor instantâneo da tensão $v_{AN}(t)$ , sinais de comando dos interruptores $S_{2B}$ e $S_{2C}$ e a corrente diodo $D_{4A}$ .....	121
Figura 4.39: Formas de onda de simulação no modo Boost: comando dos interruptores $S_{2B}$ e $S_{2C}$ , formas de onda das correntes nos diodos $D_{7C}$ e $D_{8B}$ e detalhe destas correntes para visualização da Etapa 04.....	121
Figura 4.40: Formas de onda de simulação no modo Boost sem perdas: Tensões de linha de entrada ( $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ ) e tensão de saída ( $V_S$ ) e os comandos dos interruptores $S_{2B}$ ( $D_{bt\_B}$ ) e $S_{2C}$ ( $D_{bt\_C}$ ).122	122

Figura 4.41: Formas de onda de simulação no modo Boost com perdas:Tensões de linha de entrada ( $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ ) e tensão de saída ( $V_S$ ) e os comandos dos interruptores $S_{2B}$ ( $D_{bt\_B}$ ) e $S_{2C}$ ( $D_{bt\_C}$ ). .....	123
Figura 4.42: Formas de onda de simulação no modo Boost: ondulação de corrente em $L_{2C}$ e sinais de comando dos interruptores $S_{2B}$ e $S_{2C}$ para o ângulo $\theta = 60,4^\circ$ .....	123
Figura 4.43: Formas de onda de simulação no modo Boost: sinais de comando dos interruptores $S_{2B}$ e $S_{2C}$ gerados pelo circuito original e pelo circuito equivalente simplificado, para $\theta = 75^\circ$ . 124	
Figura 4.44: Formas de onda de simulação no modo Boost:correntes de entrada $i_A(t)$ , $i_B(t)$ e $i_C(t)$ obtidas do circuito original e do circuito equivalente. ....	125
Figura 5.1: Comportamento das funções de modulação dos braços B e C ao longo do setor 2A para operação no modo Buck.....	130
Figura 5.2: Comportamento da função de modulação do braço B para o modo Buck ao longo de um período de rede.....	131
Figura 5.3: Etapas de operação do conversor operando no modo Buck ao longo do setor 2A. ....	132
Figura 5.4: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 01.....	133
Figura 5.5: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 01.....	134
Figura 5.6: Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.8), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	135
Figura 5.7: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 02.....	137
Figura 5.8: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 02.....	137

Figura 5.9: Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.10), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	138
Figura 5.10: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 03.....	139
Figura 5.11: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 03. ....	139
Figura 5.12: Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.12), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	140
Figura 5.13: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 04.....	141
Figura 5.14: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 04. ....	142
Figura 5.15: Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.14), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	143
Figura 5.16: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 05.....	144
Figura 5.17: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 05. ....	144
Figura 5.18: Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.16), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	146
Figura 5.19: Circuito simplificado que representa a operação do conversor no modo Buck ao longo do setor 2.....	147
Figura 5.20: Comportamento das tensões de linha $V_{AB}(t)$ e $V_{AC}(t)$ ao longo do setor 2.....	149
Figura 5.21: Modo de operação Buck: Comportamento das correntes $i_{L2B}(t)$ e $i_{L2C}(t)$ durante a etapa de transferência de energia no setor 2.....	150
Figura 5.22: Comportamento da ondulação de corrente nas indutâncias dos braços B e C no modo de operação Buck, para valores de $\beta$ de 0,4, 0,6 e 0,8.....	152
Figura 5.23: Cálculo da corrente de pico máxima de entrada para o modo <i>Buck</i> .....	153

Figura 5.24: Formas de onda de simulação no modo Buck: Tensão de linha de entrada $v_{AB}(t)$ e tensão de saída. ....	155
Figura 5.25: Formas de onda de simulação no modo Buck: Corrente de entrada $i_A(t)$ antes e depois da filtragem.....	156
Figura 5.26: Formas de onda de simulação no modo Buck: correntes de linha de entrada. ....	156
Figura 5.27: Formas de onda de simulação no modo Buck: sinal que define os setores 2 e 5 e a forma de onda do sinal modulante do braço A do conversor. ....	157
Figura 5.28: Formas de onda de simulação no modo Buck utilizando parâmetros reais: comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{1C}$ , correntes nas indutâncias $L_{1B}$ e $L_{1C}$ e corrente no diodo $D_{4A}$ . ....	158
Figura 5.29: Formas de onda de simulação no modo Buck utilizando parâmetros ideais: comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{1C}$ , correntes nas indutâncias $L_{1B}$ e $L_{1C}$ e corrente no diodo $D_{4A}$ . ....	158
Figura 5.30: Formas de onda de simulação no modo Buck utilizando parâmetros ideais: tensões de entrada $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ , tensão de saída e comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{1C}$ . ....	159
Figura 5.31: Formas de onda de simulação no modo Buck utilizando parâmetros reais: tensões de entrada $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ , tensão de saída e comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{1C}$ . ....	160
Figura 5.32: Formas de onda de simulação no modo Buck: tensões de entrada $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ corrente em $L_{2B}$ em $\theta = 60^\circ$ . ....	160
Figura 5.33: Formas de onda de simulação no modo Buck: sinais de comando dos interruptores $S_{2B}$ e $S_{2C}$ gerados pelo circuito original e pelo circuito equivalente simplificado, para $\theta = 75^\circ$ . ....	161

Figura 5.34: Formas de onda de simulação no modo Buck: tensões de entrada $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ e de saída, e correntes de entrada $i_B(t)$ e $i_C(t)$ obtidas do circuito original e equivalente para $\theta = 75^\circ$ .....	162
Figura 6.1: Regiões de operação possíveis do conversor no setor 2A.....	164
Figura 6.2: Regiões de operação considerando a tensão de saída fixa e as tensões de entrada variáveis. ....	164
Figura 6.3: Regiões de operação Buck e Boost dos braços B e C do conversor no setor 2A. ....	165
Figura 6.4: Modos de operação dos braços B e C do conversor no ponto de operação escolhido para a análise. ....	167
Figura 6.5: Etapas de operação do conversor operando no modo Buck+Boost.....	168
Figura 6.6: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 01. ....	169
Figura 6.7: Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 01. ....	170
Figura 6.8: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.4), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	171
Figura 6.9: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 02. ....	172
Figura 6.10: Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 02. ....	172
Figura 6.11: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.6), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	173
Figura 6.12: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 03. ....	174
Figura 6.13: Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 03. ....	176
Figura 6.14: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.9), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	176
Figura 6.15: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 04. ....	177

Figura 6.16: Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 04.....	178
Figura 6.17: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.10), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	179
Figura 6.18: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 05. ....	180
Figura 6.19: Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 05.....	181
Figura 6.20: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.12), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	182
Figura 6.21: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 06. ....	182
Figura 6.22: Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 06.....	183
Figura 6.23: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.13), parametrizadas em relação à $V_{PF}$ .....	184
Figura 6.24: Circuito simplificado que representa a operação do conversor no modo Buck+Boost ao longo do setor 2A.....	185
Figura 6.25: Curva da ondulação de corrente parametrizada em $L_{2B}$ e $L_{2C}$ para (a) $\beta = 1$ e (b) $\beta = 1,5$ .....	187
Figura 6.26: Curva da ondulação de corrente parametrizada nos limites da região de operação Buck+Boost em $L_{2B}$ ( $\beta = 0,87$ ) e $L_{2C}$ ( $\beta = 1,73$ ). ....	188
Figura 6.27: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: Tensão de linha de entrada $v_{AB}(t)$ e tensão de saída.....	190
Figura 6.28: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: Corrente de entrada $i_A(t)$ antes e depois da filtragem. ....	190
Figura 6.29: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: correntes de linha de entrada.....	191

Figura 6.30: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: tensão $v_{AN}(t)$ e corrente $i_A(t)$ (filtrada). .....	191
Figura 6.31: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: tensão $v_{AN}(t)$ (dividida por 10), sinal que define os setores 2 e 5 e a forma de onda do sinal modulante do braço A do conversor. ...	192
Figura 6.32: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost utilizando parâmetros reais: comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{2C}$ , correntes na indutância $L_{1B}$ e corrente nos diodos $D_{4A}$ e $D_{7C}$ . .....	193
Figura 6.33: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost utilizando parâmetros ideais: comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{2C}$ , correntes na indutância $L_{1B}$ e corrente nos diodos $D_{4A}$ e $D_{7C}$ . .....	193
Figura 6.34: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost utilizando parâmetros ideais: tensões de entrada $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ em $\theta = 75^\circ$ , tensão de saída e comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{1C}$ . .....	194
Figura 6.35: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost utilizando parâmetros reais: tensões de entrada $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ em $\theta = 75^\circ$ , tensão de saída e comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{1C}$ . .....	195
Figura 6.36: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{2C}$ e corrente nas indutâncias $L_{2B}$ e $L_{2C}$ para $\beta = 1,4$ em $\theta = 75^\circ$ . .....	195
Figura 6.37: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: sinais de comando dos interruptores $S_{1B}$ e $S_{2C}$ gerados pelo circuito original e pelo circuito equivalente simplificado, para $\theta = 75^\circ$ . .....	196
Figura 6.38: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: tensões de entrada $v_{AB}(t)$ e $v_{AC}(t)$ e de saída, e correntes de entrada $i_B(t)$ e $i_C(t)$ obtidas do circuito original e equivalente para $\theta = 75^\circ$ . .....	197
Figura 7.1: Circuito equivalente simplificado do conversor para operação no modo Boost ao longo do setor 2A. ....	200

Figura 7.2: Esboço dos comando do interruptores $S_{2B}$ e $S_{2C}$ durante a operação do conversor no modo Boost.....	200
Figura 7.3: Modo Boost - Estado topológico 01: circuito resultante.....	201
Figura 7.4: Modo Boost - Estado topológico 02: circuito resultante.....	202
Figura 7.5: Modo Boost - Estado topológico 03: circuito resultante.....	202
Figura 7.6: Circuito equivalente simplificado do conversor para operação no modo Buck ao longo do setor 2A.....	203
Figura 7.7: Esboço dos comando do interruptores $S_{1B}$ e $S_{1C}$ durante a operação do conversor no modo Buck. ....	204
Figura 7.8: Modo Buck- Estado topológico 01: circuito resultante.....	204
Figura 7.9: Modo Buck- Estado topológico 02: circuito resultante.....	206
Figura 7.10: Modo Buck- Estado topológico 03: circuito resultante.....	207
Figura 7.11: Circuito equivalente simplificado do conversor para operação no modo Buck+Boost ao longo do setor 2A.....	208
Figura 7.12: Esboço dos comando do interruptores $S_{1B}$ e $S_{2C}$ durante a operação do conversor no modo Buck+Boost.....	209
Figura 7.13: Modo Buck+Boost - Estado topológico 01: circuito resultante. .....	210
Figura 7.14: Modo Buck+Boost - Estado topológico 02: circuito resultante. .....	211
Figura 7.15: Modo Buck+Boost - Estado topológico 03: circuito resultante. .....	212
Figura 7.16: Formas de onda das correntes de saída ( $i_S(t)$ ) e da corrente de linha $i_A(t)$ . ....	229
Figura 7.17: Detalhe do comando dos interruptores $S_{2B}$ e $S_{2C}$ e das corrente $i_S(t)$ e $i_A(t)$ . ....	229
Figura 7.18: Circuito equivalente do estágio de saída do conversor proposto. .....	231

Figura 8.1: Estrutura simplificada da malha de controle de uma das correntes de entrada do conversor proposto. ....	234
Figura 8.2: Forma de onda de uma das portadoras do modulador. ....	235
Figura 8.3: Comportamento dinâmico do circuito proposto (chaveado) e do modelo matemático (contínuo) para um degrau positivo na referência da corrente $i_B(t)$ . ....	240
Figura 8.4: Comportamento dinâmico do circuito proposto (chaveado) e do modelo matemático (contínuo) para um degrau negativo na referência da corrente $i_B(t)$ . ....	241
Figura 8.5: Circuito simulado a partir do modelo matemático utilizando os blocos de função de transferência do PSIM. ....	242
Figura 8.7: Diagrama de blocos completo do sistema de controle do conversor proposto. ....	248
Figura 8.8: Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão de saída. ....	250
Figura 8.9: Circuito do compensador de tensão escolhido e sua curva de resposta em frequência idealizada. ....	250
Figura 8.10: Curvas de módulo e fase do sistema de controle de corrente compensado. ....	254
Figura 8.11: Curvas de módulo e fase do sistema de controle da tensão de saída compensado. ....	255
Figura 9.1: Diagrama de blocos do circuito de geração das portadoras ....	260
Figura 9.2: Diagrama de blocos interno do circuito multiplicador utilizado (AD633JN). ....	263
Figura 9.3: Circuito equivalente monofásico do filtro LC de entrada. ....	265
Figura 9.4: Formas de onda de corrente dos diodos $D_1$ a $D_6$ e da corrente de entrada $i_A(t)$ . ....	267

Figura 9.5: Formas de onda de corrente dos diodos $D_{7A}$ e $D_{8A}$ e da corrente de entrada $i_A(t)$ .....	268
Figura 9.6: Esboço do comando do interruptor $S_{2A}$ e a corrente nos diodos $D_{7A}$ e $D_{8A}$ em um ciclo de chaveamento.....	269
Figura 9.7: Forma de onda de corrente no interruptor $S_{2A}$ no modo Boost. ....	273
Figura 9.8: Esboço do comando e da corrente do interruptor $S_{2A}$ em um ciclo de chaveamento. ....	274
Figura 9.9: Resultados experimentais (10 $\mu$ s/div): (1) Onda portadora inferior (2V/div); (2) Onda portadora superior (2V/div). ....	278
Figura 9.10: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) Sinal identificador dos setores 2 e 5 (5V/div); (2) $v_{AN}(t)$ (50V/div).....	279
Figura 9.11: Resultados experimentais (10 ms/div): (1) $v_{AN}(t)$ (25V/div); (2) Tensão do secundário do transformador (1V/div); (3) Referência de corrente antes da multiplicação (1V/div).....	280
Figura 9.12: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) Referência de corrente antes da multiplicação (0,5V/div); (2) Sinal de saída do compensador de tensão (2V/div); (3) Referência de corrente com amplitude definida (após a multiplicação) (2V/div).....	281
Figura 9.13: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) $i_A(t)$ (5A/div); (2) Sinal do sensor de corrente (5V/div).....	282
Figura 9.14: Resultados experimentais (10 ms/div): (1) $V_S$ (50V/div); (2) Sinal do sensor de tensão (1V/div).....	283
Figura 9.15: Resultados experimentais (10 ms/div): (1) $V_S$ (50V/div); (2) $v_{AB}(t)$ (50V/div); (3) $v_{AN}(t)$ (50V/div).....	284
Figura 9.16: Resultados experimentais (5 $\mu$ s/div): (1) $v_{AB}(t)$ (50V/div); (3) Comando do interruptor $S_{2A}$ (10V/div).....	285

Figura 9.17: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) $v_{AN}(t)$ (25V/div); (2) $i_A(t)$ (10 A/div). .....	286
Figura 9.18: Resultados experimentais (10 ms/div): (1) $i_A(t)$ (5A/div); (2) $i_B(t)$ (5 A/div); (3) $i_C(t)$ (5 A/div). .....	286
Figura 9.19: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) $i_{L1A}(t)$ (5A/div); (2) $i_{L2A}(t)$ (5 A/div). .....	288
Figura 9.20: Resultados experimentais: Tensão sobre o interruptor $S_{2A}$ no modo Boost (50V/div - 4 ms/div). .....	288
Figura 9.21: Resultados experimentais (4ms/div): (1) Sinal modulante (2V/div); (2) $v_{AN}(t)$ (50V/div); (3) Sinal indicador dos setores 2 e 5 (10V/div. ....	289
Figura 9.22: Formas de onda de simulação no modo Boost: Corrente $i_A(t)$ com o sinal de identificação dos setores 2 e 5 e o sinal modulante gerado pelo compensador do braço A do conversor. ....	290
Figura 9.23: Resultados experimentais (4ms/div): Corrente de saída no modo Boost (5 A/div).....	291
Figura 9.24: Resultados experimentais (4ms/div): (1) $v_{AN}(t)$ (25V/div); (3) $i_{D7A}(t)$ (5 A/div). .....	291
Figura 9.25: Resultados experimentais (10ms/div): (1) $V_S$ (50V/div); (2) $v_{AB}(t)$ (50V/div); (3) $v_{AN}(t)$ (50V/div).....	292
Figura 9.26: Resultados experimentais (10ms/div): (1) $v_{AN}(t)$ (25V/div); (2) $i_A(t)$ (10A/div).....	293
Figura 9.27: Resultados experimentais (4ms/div): (1) $i_A(t)$ sem filtragem (5A/div); (2) $i_A(t)$ após a filtragem (5A/div). ....	293
Figura 9.28: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) $v_{AN}(t)$ (25V/div); (2) $i_A(t)$ (5 A/div). .....	294
Figura 9.29: Resultados experimentais (10 ms/div): (1) $i_A(t)$ (5A/div); (2) $i_B(t)$ (5 A/div); (3) $i_C(t)$ (5 A/div). .....	295

Figura 9.30: Resultados experimentais (4ms/div): (1) Sinal modulante (2V/div); (2) Sinal indicador dos setores 2 e 5 (10V/div); (3) $v_{AN}(t)$ (50V/div).....	296
Figura 9.31: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: tensão $v_{AN}(t)$ (dividida por 10), sinal que define os setores 2 e 5 e a forma de onda do sinal modulante do braço A do conversor. ...	297
Figura 9.32: Resultados experimentais (10ms/div): (1) $V_s$ (100V/div); (2) $v_{AB}(t)$ (100V/div); (3) $v_{AN}(t)$ (100V/div).....	298
Figura 9.33: Resultados experimentais (5 $\mu$ s/div): (1) $v_{AB}(t)$ (50V/div); (3) Comando do interruptor $S_{2A}$ (10V/div). ....	299
Figura 9.34: Resultados experimentais (10ms/div): (1) $v_{AN}(t)$ (50V/div); (2) $i_A(t)$ (5A/div).....	300
Figura 9.35: Resultados experimentais (4ms/div): (1) $i_A(t)$ sem filtragem (5A/div); (2) $i_A(t)$ após a filtragem (5A/div). ....	300
Figura 9.36: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) $v_{AN}(t)$ (50V/div); (2) $i_A(t)$ (5 A/div). ....	301
Figura 9.37: Resultados experimentais (10 ms/div): (1) $i_A(t)$ (2A/div); (2) $i_B(t)$ (2 A/div); (3) $i_C(t)$ (2 A/div).....	302
Figura 9.38: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) $i_{L1A}(t)$ (5A/div); (2) $i_{L2A}(t)$ (5 A/div). ....	303
Figura 9.39: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) $v_{S1A}(t)$ (100V/div); (2) $v_{S2A}(t)$ (50V/div). ....	304
Figura 9.40: Resultados experimentais (10 $\mu$ s/div): (1) $i_A(t)$ (1A/div); (2) $v_{G,S1A}(t)$ (10V/div).....	304
Figura 9.41: Resultados experimentais: corrente de saída no modo Buck (2A/div - 4ms/div). ....	306

Figura 9.42: Resultados experimentais (4ms/div): (1) Sinal modulante (2V/div); (2) Sinal indicador dos setores 2 e 5 (10V/div); (3) $v_{AN}(t)$ (100V/div). .....	306
Figura 9.43: Formas de onda de simulação no modo Buck: sinal que define os setores 2 e 5 e a forma de onda do sinal modulante do braço A do conversor. ....	307
Figura 9.44: Resultados experimentais (100ms/div): (1) Tensão de saída (20V/div); (2) $i_A(t)$ (5A/div). ....	308
Figura 9.45: Resultados experimentais (100ms/div): (1) Tensão de saída (20V/div); (2) $i_A(t)$ (5A/div). ....	308
Figura 9.46: Resultados experimentais: Curvas de rendimento do conversor proposto nos três modos de operação. ....	310



## ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1.1: Principais características dos conversores CA/CC trifásicos conforme classificação adotada.....	7
Tabela 3.1: Operação como elevador: comparativo entre os valores teóricos e os resultados obtidos por simulação. ....	69
Tabela 3.2: Operação como abaixador: comparativo entre os valores teóricos e os resultados obtidos por simulação.....	73
Tabela 4.1: Parâmetros utilizados na simulação do conversor operando no modo Boost. ....	117
Tabela 5.1: Parâmetros utilizados na simulação do conversor operando no modo Buck. ....	154
Tabela 6.1: Modos de operação nas regiões 1, 2, 3 e 4 da Figura 6.3. ....	166
Tabela 6.2: Parâmetros utilizados na simulação do conversor operando no modo Buck+Boost.....	189
Tabela 8.1: Parâmetros utilizados na simulação do conversor operando no modo Buck+Boost.....	253
Tabela 9.1: Parâmetros Utilizados no Cálculo do Valor das Indutâncias do Conversor. ....	264
Tabela 9.2: Resumo da Análise Harmônica e Fator de Potência da Operação no Modo Boost.....	287
Tabela 9.3: Resumo da Análise Harmônica e Fator de Potência da Operação no Modo Buck+Boost. ....	295
Tabela 9.4: Resumo da Análise Harmônica e Fator de Potência da Operação no Modo Buck.....	302
Tabela 9.5: Resultados experimentais: rendimento do conversor operando no modo Boost. ....	309

Tabela 9.6: Resultados experimentais: rendimento do conversor operando no modo Buck+Boost. ....	309
Tabela 9.7: Resultados experimentais: rendimento do conversor operando no modo Buck. ....	310

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<b>ABREV/SIGLA</b>	<b>DESCRIÇÃO</b>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
DSP	<i>Digital signal processor</i>
GTO	<i>Gate turnr-off thyristor</i>
IEC	
IEEE	
IGBT	<i>Insuled Gate Bipolar Transistor</i>
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
PFC	<i>Power factor correction</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
VA	Volt Ampere
Port_Sup	Portadora superior do modulador
Port_Inf	Portadora inferior do modulador



## LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
$A, B, C$	Fases A, B ou C do sistema trifásico	-
<b>A, B, C</b>	Braços A, B e C do conversor	-
$C_{FA}$	Capacitância do filtro de amostragem	F
$C_I(s)$	Função de transferência do compensador de corrente	-
$C_V(s)$	Função de transferência do compensador de tensão	-
d	Razão cíclica	-
$D_{X\_Boost}$	Ponto de operação da razão cíclica aplicada ao braço <b>X</b> para operação no modo <i>Boost</i>	-
$d_{X\_Boost}(t)$	Expressão da razão cíclica aplicada aos interruptores do braço “X” no modo de operação <i>Boost</i>	-
$D_{X\_Buck}$	Ponto de operação da razão cíclica aplicada ao braço <b>X</b> para operação no modo <i>Buck</i>	-
$d_{X\_Buck}(t)$	Expressão da razão cíclica aplicada aos interruptores do braço “X” no modo de operação <i>Buck</i>	-
E	Energia	J
$E_X$	Energia armazenada no elemento “X”	J
$F(s)$	Função de transferência do filtro de amostragem	-
$f_{Chav}$	Frequência de chaveamento	Hz
$f_{Rede}$	Frequência da rede elétrica	Hz

Símbolo	Descrição	Unidade
$f_{Res}$	Frequência de ressonância	Hz
$FTLA_{I_C}(s)$	Função de transferência de laço aberto de corrente compensada	-
$FTLA_{I_{NC}}(s)$	Função de transferência de laço aberto de corrente não compensada	-
$FTLA_{V_C}(s)$	Função de transferência de laço aberto de tensão compensada	-
$FTLA_{V_{NC}}(s)$	Função de transferência de laço aberto de tensão não compensada	-
$H_I(s)$	Função de transferência da planta para o controle da corrente ( $I_E(s)/D(s)$ )	-
$H_V(s)$	Função de transferência da planta para o controle da tensão ( $V_S(s)/I_{PF}(s)$ )	-
$i_A(t), i_B(t), i_C(t)$	Correntes nas linhas A, B e C do sistema trifásico	A
$i_{AX}(t), i_{BX}(t), i_{CX}(t)$	Corrente que circula entre os braços <b>A, B</b> ou <b>C</b> do conversor e o ponto comum dos três braços.	A
$I_{Ef\_chav\_X}$	Corrente eficaz em um ciclo de chaveamento no elemento "X"	A
$I_{Ef\_X}$	Corrente eficaz no elemento "X"	A
$I_{Md\_Chav\_X}$	Corrente média em um ciclo de chaveamento no elemento "X"	A
$I_{Md\_X}$	Corrente média no elemento "X"	A
$I_P$	Corrente de pico	A
$I_{PF}$	Valor de pico da corrente de fase	A
$I_{Pico\_X}$	Corrente de pico no elemento "X"	A
$i_{s\_x}(t)$	Parcela da corrente de saída devida ao elemento "X"	A
$i_X(t)$	Expressão da corrente no elemento "X"	A

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$i_{X\_Max}$	Corrente máxima no elemento “X”	A
$k_C$	Ganho do compensador de corrente	
$k_{C\_V}$	Ganho do compensador de tensão	-
$k_F$	Ganho do filtro de amostragem	-
$k_I$	Ganho do sensor de corrente	V/A
$k_M$	Ganho do modulador	1/V
$k_V$	Ganho da amostragem de tensão	-
$k_V$	Ganho do sensor de tensão	-
$L_{Bk}$	Indutância calculada no modo <i>Buck</i>	H
$L_{BkBt}$	Indutância calculada no modo <i>Buck+Boost</i>	H
$L_{Bt}$	Indutância calculada no modo <i>Boost</i>	H
$P_{Fase}$	Potência de uma fase do sistema trifásico	W
$P_S$	Potência de saída	W
$P_{Total}$	Potência total	W
$R_{Carga}$	Resistência de carga	$\Omega$
$R_{Eq}$	Resistência equivalente	$\Omega$
$R_{FA}$	Resistencia do filtro de amostragem	$\Omega$
$S_{Boost}$	Interruptor <i>Boost</i>	-
$S_{Buck}$	Interruptor <i>Buck</i>	-
$t_{1\_X}(t)$	Expressão do tempo de acionamento do interruptor “X”	s
$t_{ET\_X}$	Tempo de duração da etapa “X” de operação	s
$v_{AB}(t), v_{BC}(t), v_{CA}(t)$	Tensões de linha do sistema trifásico	V

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$v_{AN}(t), v_{BN}(t), v_{CN}(t)$	Tensões de fase do sistema trifásico	V
$v_G$	Sinal de comando aplicado ao gate dos interruptores	V
$v_{Mod}$	Sinal modulante	V
$V_{PF}$	Valor de pico da tensão de fase	V
$v_{Port}$	Sinal da portadora triangular do modulador	V
$v_{Port\_I}(t)$	Equação da forma de onda da portadora inferior do modulador	V
$v_{Port\_S}(t)$	Equação da forma de onda da portadora superior do modulador	V
$V_R$	Valor de pico da onda portadora triangular	V
$V_{RM\_X}$	Tensão reversa máxima no elemento “X”	V
$v_X(t)$	Expressão da tensão sobre o elemento “X”	V
$v_{Xp}(t)$	Expressão parametrizada da tensão sobre o elemento “X”	V
$X_C$	Reatância capacitiva	$\Omega$
$\bar{X}$	Valor médio da grandeza “X”	V ou A
$\hat{x}$	Perturbação no parâmetro x	-
$\beta$	Razão entre a tensão de saída e a tensão de pico de fase.	-
$\Delta i$	Ondulação de corrente	A
$\varepsilon_{V\_NC}$	Sinal de erro de tensão não compensado	V
$\omega_C$	Frequência angular de cruzamento escolhida para o compensador de corrente	rad/s
$\omega_{C\_CV}$	Frequência angular de cruzamento escolhida para o projeto do compensador de tensão	rad/s

<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$\omega_{\text{Chav}}$	Frequência angular de chaveamento	rad/s
$\omega_{\text{P}}$	Frequência angular do polo do compensador de corrente	rad/s
$\omega_{\text{R}}$	Frequência angular da rede elétrica	rad/s
$\omega_{\text{Z}}$	Frequência angular do zero do compensador de corrente	rad/s
$\omega_{\text{Z}_{\text{CV}}}$	Frequência angular do zero do compensador de tensão	rad/s



# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL</b>	<b>1</b>
1.1	APRESENTAÇÃO E CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA	1
1.2	O CONVERSOR CA/CC TRIFÁSICO UNIDIRECIONAL IDEAL	4
1.3	CLASSIFICAÇÃO DOS CONVERSORES CA/CC TRIFÁSICOS	5
1.4	OS CONVERSORES CA/CC <i>BUCK-BOOST</i>	8
1.4.1	<i>Conversores Buck-Boost trifásicos unidirecionais modulares</i>	9
1.4.2	<i>Conversores Buck-Boost trifásicos unidirecionais de dois estágios</i>	11
1.4.3	<i>Conversores Buck-Boost trifásicos unidirecionais de um estágio</i>	13
1.4.4	<i>Conversores Buck-Boost trifásicos bidirecionais</i>	19
1.5	PROPOSTA DE TRABALHO	21
1.6	OBJETIVOS E METODOLOGIA EMPREGADA	22
1.7	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	24
<b>2</b>	<b>A TOPOLOGIA PROPOSTA</b>	<b>27</b>
2.1	INTRODUÇÃO	27
2.2	O CONVERSOR <i>BUCK+BOOST</i> MONOFÁSICO	27
2.3	OBTENÇÃO DA TOPOLOGIA TRIFÁSICA	29
2.4	ASPECTOS GERAIS SOBRE OS MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR	32
2.4.1	<i>Operação no Modo de Condução Descontínua (MCD)</i>	32
2.4.2	<i>Operação no Modo de Condução Contínua (MCC)</i>	33
2.5	DEFINIÇÃO DOS MODOS DE OPERAÇÃO DE INTERESSE	36
2.6	MODOS DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (MCD)	36

2.6.1	<i>Estratégia de Comando dos Interruptores</i>	36
2.6.2	<i>Estratégia de Modulação</i>	37
2.7	MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC)	37
2.7.1	<i>Estratégia de Comando dos Interruptores</i>	37
2.7.2	<i>Estratégia de Modulação</i>	39
2.8	CONCLUSÃO	41
<b>3</b>	<b>OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (MCD)</b>	<b>43</b>
3.1	INTRODUÇÃO	43
3.2	ETAPAS DE OPERAÇÃO	44
3.2.1	<i>Etapa de armazenamento de energia</i>	44
3.2.2	<i>Etapa de transferência de energia</i>	45
3.2.3	<i>Etapa de descontinuidade</i>	46
3.3	ANÁLISE TEÓRICA	47
3.3.1	<i>Corrente nas indutâncias durante a etapa de armazenamento de energia</i>	47
3.3.2	<i>Energia total armazenada nas indutâncias</i>	49
3.3.3	<i>Ganho estático</i>	50
3.3.4	<i>Máximo valor de razão cíclica</i>	51
3.3.5	<i>Tempo de transferência de energia (<math>t_2</math>)</i>	53
3.3.6	<i>Limite da Tensão de Operação</i>	54
3.3.7	<i>Determinação da indutância</i>	55
3.3.8	<i>Corrente eficaz de saída</i>	57
3.3.9	<i>Corrente média de saída</i>	64
3.3.10	<i>Cálculo da Corrente Eficaz no Capacitor</i>	65
3.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO - CASO IDEAL	66
3.4.1	<i>Operação Ideal como Elevador (Característica Boost)</i>	67
3.4.2	<i>Operação Ideal como Abaixador (Característica Buck)</i>	73

3.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM PARÂMETROS REAIS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	75
3.5.1	<i>Resultados de Simulação</i>	76
3.5.2	<i>Resultados Experimentais</i>	77
3.6	CONCLUSÃO	80
<b>4</b>	<b>OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC) MODO <i>BOOST</i></b>	<b>81</b>
4.1	INTRODUÇÃO	81
4.2	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR	82
4.3	ESTRATÉGIA DE COMANDO DOS INTERRUPTORES	83
4.4	A ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO	84
4.4.1	<i>O Modulador</i>	85
4.4.2	<i>A Função de Modulação</i>	86
4.5	ETAPAS DE OPERAÇÃO	90
4.5.1	<i>Etapa 01 – Todos os interruptores em condução</i>	91
4.5.2	<i>Etapa 02 – Interruptor da fase B é bloqueado</i>	94
4.5.3	<i>Etapa 03 – Interruptor da fase C é Bloqueado</i>	96
4.5.4	<i>Etapa 04 – <math>S_{2B}</math> e <math>S_{2C}</math> são colocados em condução com <math>D_{4A}</math>, <math>D_{8B}</math> e <math>D_{7C}</math> ainda em condução</i>	102
4.5.5	<i>Etapa 05 – Os diodos <math>D_{7C}</math> e <math>D_{8B}</math> são bloqueados</i>	104
4.6	CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO	107
4.7	ESTUDO ANALÍTICO	108
4.7.1	<i>Ganho Estático</i>	108
4.7.2	<i>Limite de Operação</i>	111
4.7.3	<i>Cálculo da Indutância</i>	111
4.7.4	<i>Corrente de Pico de Entrada</i>	116
4.8	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	117
4.9	CONCLUSÃO	125

<b>5</b>	<b>OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC) MODO</b>	
	<b><i>BUCK</i></b>	<b>127</b>
5.1	INTRODUÇÃO	127
5.2	ESTRATÉGIA DE COMANDO DOS INTERRUPTORES	128
5.3	ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO	128
5.3.1	<i>A Função de Modulação</i>	128
5.4	ETAPAS DE OPERAÇÃO	131
5.4.1	<i>Etapa 01 – Interruptores <math>S_{1B}</math> e <math>S_{1C}</math> em condução</i>	132
5.4.2	<i>Etapa 02 – Interruptor Buck da fase B (<math>S_{1B}</math>) é bloqueado</i>	135
1.1.1	<i>Etapa 03 – O Interruptor <math>S_{1C}</math> é bloqueado</i>	138
5.4.3	<i>Etapa 04 – As correntes das Indutâncias <math>L_{1B}</math> e <math>L_{1C}</math> são extintas</i>	141
5.4.4	<i>Etapa 05 – Os interruptores <math>S_{1B}</math> e <math>S_{1B}</math> são colocados em condução com <math>D_{4A}</math> conduzindo</i>	143
5.5	CIRCUITO SIMPLIFICADO	146
5.6	ESTUDO ANALÍTICO	147
5.6.1	<i>Ganho Estático</i>	147
5.6.2	<i>Limite de Operação</i>	149
5.6.3	<i>Cálculo da Indutância</i>	149
5.6.4	<i>Corrente de Pico de Entrada</i>	153
5.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	154
5.8	CONCLUSÃO	162
<b>6</b>	<b>OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC) MODO</b>	
	<b><i>BUCK+BOOST</i></b>	<b>163</b>
6.1	INTRODUÇÃO	163
6.2	REGIÕES DE OPERAÇÃO	163
6.2.1	<i>Operação no modo Boost</i>	165

6.2.2	<i>Operação no modo Buck</i>	165
6.2.3	<i>Operação no Modo Buck+Boost</i>	165
6.3	<b>ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO</b>	167
6.4	<b>ETAPAS DE OPERAÇÃO</b>	167
6.4.1	<i>Etapa 01 – Os interruptores <math>S_{1B}</math> e <math>S_{2C}</math> são colocados em condução</i>	168
6.4.2	<i>Etapa 02 – O interruptor <math>S_{2C}</math> é aberto</i>	171
6.4.3	<i>Etapa 03 – O interruptor <math>S_{1B}</math> é aberto</i>	174
6.4.4	<i>Etapa 04 – A corrente em <math>L_{1B}</math> é extinta</i>	177
6.4.5	<i>Etapa 05 – Os interruptores <math>S_{1B}</math> e <math>S_{2C}</math> são colocados em condução com <math>D_{4A}</math> e <math>D_{7C}</math> conduzindo</i>	179
6.4.6	<i>Etapa 06 – Os interruptores <math>S_{1B}</math> e <math>S_{1C}</math> são colocados em condução com <math>D_{7C}</math> em condução</i>	182
6.5	<b>CIRCUITO SIMPLIFICADO</b>	184
6.6	<b>ESTUDO ANALÍTICO</b>	185
6.6.1	<i>Cálculo da Indutância</i>	185
6.6.2	<i>Ganho Estático</i>	189
6.7	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b>	189
6.8	<b>CONCLUSÃO</b>	197
<b>7</b>	<b>MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR</b>	<b>199</b>
7.1	<b>INTRODUÇÃO</b>	199
7.2	<b>MODELOS PARA CONTROLE DAS CORRENTES DE ENTRADA</b>	199
7.2.1	<i>Estados Topológicos Assumidos no Modo Boost</i>	199
7.2.2	<i>Estados Topológicos Assumidos no Modo Buck</i>	203
7.2.3	<i>Estados Topológicos Assumidos no Modo Buck+Boost</i>	208
7.2.4	<i>Obtenção do Modelo Matemático Para o conversor operando no modo Boost</i>	213

7.2.5	<i>Obtenção do Modelo Matemático para o conversor operando no modo Buck</i>	216
7.2.6	<i>Obtenção do Modelo Matemático para o conversor operando no modo Buck+Boost</i>	222
7.3	<b>MODELO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA – MODO BOOST</b>	227
7.3.1	<i>O Valor Médio da Corrente de Saída no Modo Boost</i>	228
7.3.2	<i>O Controle da Tensão de Saída</i>	230
7.4	<b>CONCLUSÃO</b>	232
<b>8</b>	<b>O CONTROLE DO CONVERSOR</b>	<b>233</b>
8.1	<b>INTRODUÇÃO</b>	233
8.2	<b>O CONTROLE DAS CORRENTES DE ENTRADA</b>	233
8.2.1	<i>A Estratégia de Controle</i>	234
8.2.2	<i>As Funções de Transferência</i>	236
8.2.3	<i>Definição de Critérios e Escolha da Função de Transferência</i>	237
8.2.4	<i>Comprovação do Modelo</i>	239
8.2.5	<i>Projeto dos Compensadores de Corrente</i>	241
8.2.6	<i>A Função de Transferência de Laço Aberto Não Compensada (<math>FTLA_{I\_NC}</math>)</i>	243
8.2.7	<i>A Escolha da Topologia do Compensador</i>	243
8.2.8	<i>Critérios de Projeto do Compensador</i>	244
8.2.9	<i>A Função de Transferência de Laço Aberto do Sistema Compensado (<math>FTLA_{I\_C}</math>)</i>	246
8.2.10	<i>Equações de Projeto do Compensador</i>	246
8.3	<b>O CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA</b>	247
8.3.1	<i>Estratégia de Controle da Tensão de Saída</i>	248
8.3.2	<i>Projeto do Compensador de Tensão</i>	250

8.4	PROJETO DOS ELEMENTOS DOS COMPENSADORES DE CORRENTE E TENSÃO	252
8.4.1	<i>Filtro de Amostragem</i>	253
8.4.2	<i>Compensador de Corrente</i>	253
8.4.3	<i>Compensador de Tensão</i>	255
8.5	CONCLUSÃO	256
<b>9</b>	<b>CIRCUITOS, DIMENSIONAMENTO DE COMPONENTES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>259</b>
9.1	INTRODUÇÃO	259
9.2	CIRCUITOS UTILIZADOS NO PROCESSAMENTO E GERAÇÃO DE SINAIS	260
9.2.1	<i>Circuito de Geração das Portadoras</i>	260
9.2.2	<i>Circuito de Geração dos Sinais de Identificação dos Setores e Bloqueio dos Comandos</i>	261
9.2.3	<i>Circuito do Sensor de Corrente</i>	261
9.2.4	<i>Circuito do Sensor de Tensão</i>	262
9.2.5	<i>Circuito de Proteção de Sobrecorrente e Sobretensão</i>	262
9.2.6	<i>Circuito de Geração da Corrente de Referência</i>	262
9.3	PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS	263
9.3.1	<i>Indutâncias dos Braços do Conversor</i>	263
9.3.2	<i>Projeto do Filtro de Entrada LC</i>	265
9.4	DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES	266
9.4.1	<i>Diodos <math>D_1</math> a <math>D_6</math></i>	266
9.4.2	<i>Diodos <math>D_7</math> e <math>D_8</math></i>	268
9.4.3	<i>Interruptor <math>S_1</math></i>	271
9.4.4	<i>Interruptor <math>S_2</math></i>	272
9.5	ESPECIFICAÇÕES DOS SEMICONDUTORES UTILIZADOS NO PROTÓTIPO	276

9.5.1	<i>IGBT IRGP50B60PD</i>	276
9.5.2	<i>Diodo APT30D100B</i>	276
9.6	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	277
9.6.1	<i>Dados Gerais do Protótipo</i>	277
9.6.2	<i>Geração e Processamento de Sinais</i>	278
9.6.3	<i>Operação no Modo Boost</i>	283
9.6.4	<i>Operação no Modo Buck+Boost</i>	292
9.6.5	<i>Operação no Modo Buck</i>	297
9.6.6	<i>Conclusão</i>	310
<b>10</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS</b>	<b>315</b>
<b>11</b>	<b>BIBLIOGRAFIA</b>	<b>321</b>
<b>12</b>	<b>ANEXOS</b>	<b>325</b>

# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO GERAL

---

---

### 1.1 APRESENTAÇÃO E CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA

Nos dias de hoje o convívio com a tecnologia e com os equipamentos dela advindos é tão corriqueiro que por vezes passa praticamente despercebido. A grande maioria das pessoas não tem a menor idéia do conhecimento e do desenvolvimento tecnológico existente por trás de tarefas simples como enviar um documento ou foto por via eletrônica a outra pessoa que muitas vezes pode estar no outro lado do planeta.

Os benefícios deste desenvolvimento são evidentes, haja vista os equipamentos e recursos tecnológicos disponíveis hoje nas áreas da medicina, telecomunicações e informática, dentre praticamente todos os segmentos da sociedade.

Atingir este nível de evolução envolveu, além do desenvolvimento das tecnologias específicas de cada área, uma significativa mudança em processos produtivos e equipamentos industriais. Dentro deste cenário, a eletrônica aparece como um dos mais importantes coadjuvantes, disponibilizando uma infinidade de alternativas para tornar exequíveis os mais complexos e inovadores equipamentos.

Focando mais especificamente a aplicação da eletrônica no desenvolvimento de equipamentos industriais, merece destaque a evolução verificada na eletrônica de potência. Desde os primeiros retificadores a diodo em ponte monofásica até os complexos conversores controlados por DSP's (*Digital Signal Processor*) com semicondutores de última geração, a eletrônica de potência foi um dos pilares nos quais se baseou toda a evolução tecnológica verificada na área do processamento da energia elétrica para aplicações de pequena, média e alta potência.

Alguns fatores tiveram destaque nesse processo evolutivo, como o desenvolvimento dos semicondutores de potência e da

microeletrônica, que se tornou praticamente indispensável frente a crescente complexidade das estruturas de potência e suas estratégias de comando e controle.

Em paralelo com o crescimento das alternativas oferecidas pela eletrônica de potência, gradativamente surge um novo universo de possibilidades para sua aplicação, tanto dentro como fora do ambiente industrial. A constante busca por níveis maiores de potência processada e a elevação da densidade de potência dos conversores, bem como os desafios teóricos e tecnológicos envolvidos, tornaram a eletrônica de potência uma área com uma grande riqueza no que diz respeito à diversidade de linhas de pesquisa.

Dentro deste contexto, o estudo dos conversores CA/CC tem especial importância, uma vez que a grande maioria dos equipamentos que apresentam circuitos eletrônicos em sua concepção necessita, em alguma etapa de sua operação, a transformação da corrente alternada (CA) disponível na rede elétrica para corrente contínua (CC). Em função da grande diversidade de aplicações, cada uma com características, limitações e exigências diferenciadas, o estudo dos conversores CA/CC é uma das mais amplas linhas de pesquisa da eletrônica de potência.

Analisando mais especificamente as aplicações em ambiente industrial, onde o sistema trifásico de alimentação está disponível, os conversores CA/CC trifásicos são preferidos em relação aos monofásicos, entre outras razões, pela menor ondulação na tensão CC de saída e pela capacidade de processar maiores potências [1]. Além disso, impõem menores esforços aos semicondutores e apresentam fator de potência naturalmente mais elevado que os retificadores monofásicos [2].

Inicialmente os conversores CA/CC eram construídos apenas com diodos (não controlados) e posteriormente passaram a utilizar também os tiristores, permitindo o ajuste da tensão de saída através do chamado controle de fase. Por serem cargas não lineares e absorverem da rede elétrica correntes com elevado conteúdo harmônico (principalmente os conversores controlados), a essas configurações estão associados alguns problemas [3]:

- baixo fator de potência da estrutura,

- possíveis interferências na operação de equipamentos mais sensíveis conectados à mesma linha,
- aumento de perdas em equipamentos como transformadores e motores conectados à rede,
- Drenagem de potência reativa da rede, fazendo com que os equipamentos do sistema de distribuição operem com potência aparente (VA) mais elevada, aumentando as quedas de tensão nas linhas de distribuição,
- Surgimento de altas tensões e correntes causadas pelo fenômeno da ressonância entre capacitores de correção do fator de potência e a impedância da linha, que leva à destruição de fusíveis e ocasiona problemas nos bancos de capacitores;
- Mau funcionamento de dispositivos de proteção, incluindo acionamento indesejado de relés;
- Aquecimento excessivo do isolamento de cabos.

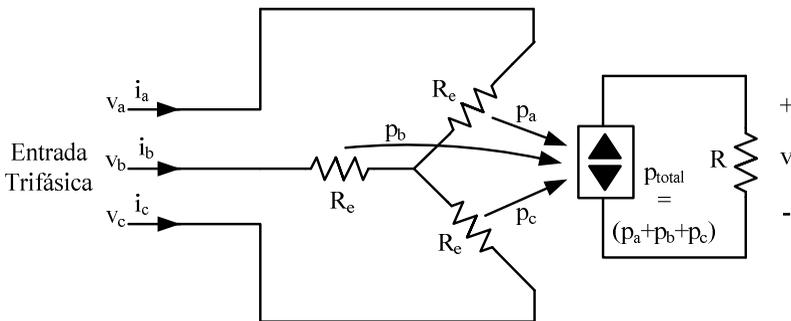
Com a disseminação do uso dos conversores CA/CC nas mais diversas áreas, aliado à constante ampliação das faixas de potência destes equipamentos, os problemas associados a tais estruturas passaram a representar um risco à confiabilidade dos sistemas de potência. Assim, as agências reguladoras internacionais passaram a criar normas que restringem cada vez mais os limites à influência de equipamentos sobre a rede elétrica (IEEE-519, IEC-555-2, IEC 6100-3-2 e IEC 6100-3-4) [3-6].

A adequação às normas se fez inicialmente através da utilização de filtros passivos, ativos e híbridos associados aos conversores convencionais, especialmente em potências elevadas, e em equipamentos já instalados [5]. No entanto, a compensação fixa, o volume dos elementos, problemas de ressonância série e/ou paralela em filtros passivos e a complexidade dos filtros ativos de potência são os grandes inconvenientes associados a estas técnicas de correção [2, 3].

## 1.2 O CONVERSOR CA/CC TRIFÁSICO UNIDIRECIONAL IDEAL

Constatados esses inconvenientes, as pesquisas na área de conversores CA/CC passaram a buscar alternativas para adequar os conversores às normas de tal forma que as melhorias de qualidade se tornassem inerentes ao processo de conversão CA/CC, obtendo aumento da eficiência, redução de volume e melhorando a qualidade da tensão CC de saída [3].

Em [4] é apresentado um modelo ideal de conversor CA/CC trifásico que resume as características que vêm sendo buscadas pelos pesquisadores através dos mais diversos caminhos. A Figura 1.1 retrata tal modelo.



*Figura 1.1: Modelo ideal de conversor CA/CC trifásico.*

O circuito representa um conversor com as seguintes características:

- Comporta-se como uma carga resistiva equilibrada sob o ponto de vista da rede, permitindo que seja modelado por uma resistência efetiva  $R_e$  por fase;
- O conteúdo harmônico das correntes absorvidas da rede é igual ao conteúdo harmônico das tensões de entrada aplicadas;
- A potência instantânea absorvida pelas resistências é transferida para o estágio CC de saída, permitindo que a saída do retificador seja modelada como uma fonte de potência equivalente à potência trifásica instantânea total de entrada.

### 1.3 CLASSIFICAÇÃO DOS CONVERSORES CA/CC TRIFÁSICOS

Em função da grande variedade de aplicações, o desenvolvimento dos conversores trifásicos aconteceu em inúmeras frentes, cada uma direcionando esforços na busca do aprimoramento dos parâmetros de interesse para atender necessidades específicas. Desta forma, apesar de convergirem fundamentalmente para os mesmos objetivos, esta diversidade deu origem a um significativo volume de informações.

Se por um lado este conjunto de informações impressiona pela riqueza e variedade de alternativas encontradas pelos pesquisadores na busca de soluções para os obstáculos que lhes são apresentados, por outro lado torna complexa a tarefa de organizar e disseminar este conhecimento.

A adoção de uma nomenclatura precisa é uma medida importante para a tarefa de definir uma classificação dos conversores CA/CC. Em [1] é apresentada uma classificação geral dos conversores CA/CC em função do sentido do fluxo de potência, conforme segue:

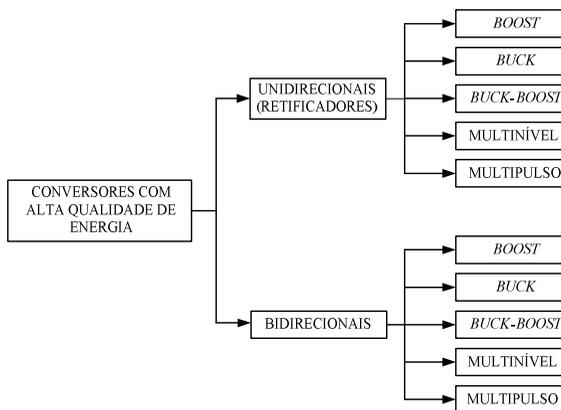
- **Conversor CA/CC:** converte uma tensão/corrente CA em tensão/corrente CC, sendo que o fluxo de potência processada pode acontecer do lado CA para o lado CC e vice-versa (bidirecional).
- **Retificador:** modo de operação de um conversor CA/CC no qual o fluxo de potência acontece do lado CA para o lado CC;
- **Inversor:** modo de operação de um conversor CA/CC no qual o fluxo de potência acontece do lado CC para o lado CA.

A partir desta classificação macro, são encontradas na literatura diferentes formas de classificação das diversas estruturas de conversores CA/CC trifásicos, cada uma utilizando critérios e/ou parâmetros distintos, escolhidos em função dos objetivos de cada estudo.

Em [7] é apresentada uma classificação ampla que tem como base os aspectos conceituais de operação (forma de comutação, isolamento da rede, sentido do fluxo de potência, etc.) sem se ater a nenhuma topologia específica. Em [2, 4] são apresentadas formas de classificação focadas na forma construtiva dos conversores (construídos a partir de estruturas

monofásicas, com interruptor único, com múltiplos interruptores, etc.). Em [8, 9] são apresentadas formas de classificação que levam em consideração o sentido de fluxo de potência e as características dos conversores construídos a partir de topologias específicas (*Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, multinível, multipulso).

Nesse trabalho é adotada a classificação proposta por [9] e apresentada na Figura 1.2, em que os conversores CA/CC são divididos em cinco grandes grupos, que podem ou não apresentar bidirecionalidade do fluxo de potência, não abordando a questão do isolamento.



**Figura 1.2:** Classificação geral dos conversores CA/CC trifásicos proposta em [9] e adotada neste trabalho.

Evidentemente, cada um desses grupos é composto por diferentes topologias que têm em comum algumas características marcantes que definem o grupo ao qual pertencem.

Para auxiliar no entendimento da classificação proposta em [9], são apresentadas na Tabela 1.1 as características mais marcantes de cada grupo.

**Tabela 1.1: Principais características dos conversores CA/CC trifásicos conforme classificação adotada.**

TIPO DE CONVERSOR	CARACTERÍSTICA PRINCIPAL
<i>Boost</i>	Fornecer na saída tensão superior ao valor de pico da tensão aplicada à entrada;
<i>Buck</i>	Fornecer na saída tensão inferior ao valor de pico da tensão aplicada à entrada;
<i>Buck-Boost</i>	Pode fornecer tensões de saída superiores ou inferiores ao valor de pico da tensão aplicada à entrada;
Multinível	Aplicações em altas potências (1MW a 4 MW [10]), oferecendo redução nos esforços impostos aos semicondutores, baixa TDH, alto FP e baixa IEM.
Multipulso	A associação de componentes magnéticos (transformadores e/ou autotransformadores) com retificadores a diodos reduzem a TDH e a ondulação da tensão de saída com elevada eficiência.

Analisando a classificação proposta, é possível concluir que o conversor *Buck-Boost*, por reunir as características fundamentais dos conversores *Buck* e *Boost*, é uma alternativa interessante para suplantando algumas dificuldades normalmente encontradas em aplicações onde é necessário que o conversor suporte amplas variações nas tensões de entrada [11], como é o caso da operação com entrada de tensão universal [12], ou ainda onde é necessária a variação da tensão de saída para valores acima e abaixo da tensão de alimentação [13].

No entanto, apesar destas possibilidades, o número de referências bibliográficas sobre este conversor é pequeno quando comparado ao dos conversores *Boost* e *Buck* [14-17]. Isto pode indicar que um reduzido esforço de pesquisa vem sendo aplicado na busca de soluções para possíveis barreiras técnicas que possam estar dificultando a popularização de seu uso.

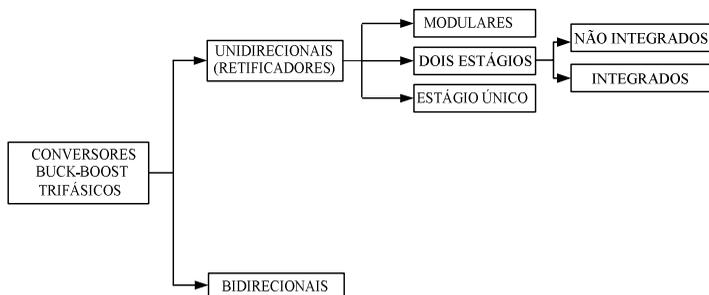
Por outro lado, mesmo este reduzido número de publicações revela uma diversidade significativa de topologias e aplicações para este conversor. Desta forma, conforme acontece em todas as áreas da

ciência, um esforço de pesquisa, organização e classificação é necessário para que seja possível desenvolver um trabalho que se traduza em avanço tecnológico efetivo.

#### 1.4 OS CONVERSORES CA/CC *BUCK-BOOST*

Em [9], os conversores *Buck-Boost* são classificados segundo o sentido do fluxo de potência, como unidirecionais (retificadores) e bidirecionais. A partir desses dois grandes grupos, é possível adotar diversos critérios de classificação, como por exemplo, o número de estágios de processamento de energia, existência ou não de isolamento, modo de condução, etc.

Neste trabalho é proposta a classificação apresentada na Figura 1.3.



**Figura 1.3:** Classificação dos retificadores trifásicos *Buck-Boost* adotada neste trabalho.

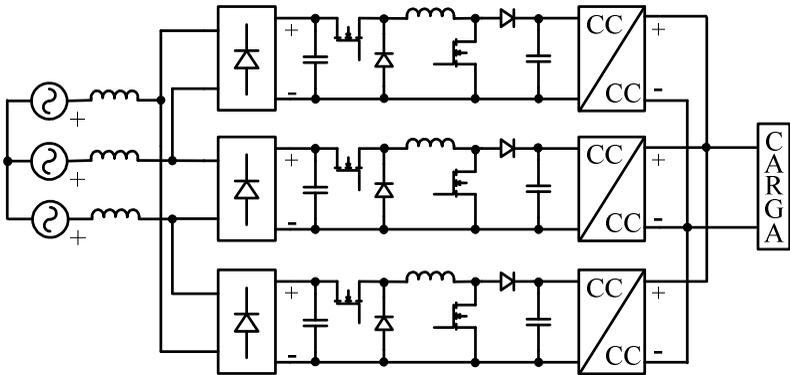
Cada uma das classes de conversores apresentadas na Figura 1.3 possui ainda uma subdivisão que não foi explicitada, relativa à existência ou não de isolamento.

No entanto, como o foco do trabalho é a apresentação e análise de um conversor trifásico não-isolado, foi adotado como critério delimitador da pesquisa o estudo de referências onde são propostos conversores CA/CC trifásicos não isolados com características de abaixador (*Buck*) e elevador (*Boost*).

### 1.4.1 CONVERSORES *BUCK-BOOST* TRIFÁSICOS UNIDIRECIONAIS MODULARES

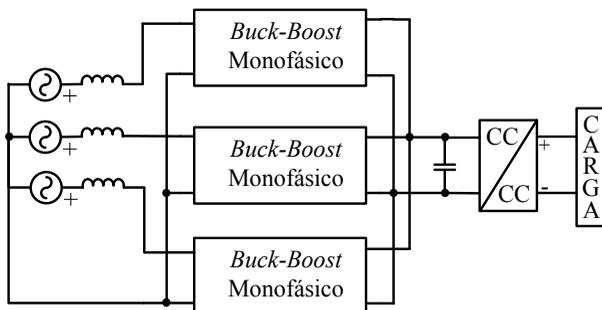
São classificados como modulares aqueles conversores trifásicos construídos a partir de módulos monofásicos controlados de forma independente. Esta técnica é muito presente na literatura e utiliza conversores monofásicos aplicados na correção ativa do fator de potência, com predominância do uso do conversor *Boost* [2, 8, 18, 19]. A construção de conversores trifásicos *Buck-Boost* utilizando associação de conversores monofásicos é descrita em [11, 20-22]. A seguir são apresentadas algumas alternativas de associação encontradas na literatura.

Em [20] é proposta a associação de três conversores *Buck+Boost*, compostos por um interruptor *Buck* e outro *Boost*. A Figura 1.4 apresenta esta estrutura.



*Figura 1.4: Conversor CA/CC trifásico formado a partir da associação de três módulos monofásicos Buck+Boost.*

Na Figura 1.5 é apresentada outra forma de associar estágios utilizando um único conversor CC/CC, que proporciona uma redução de custos, mesmo restringindo parcialmente a característica de modularidade, conforme é sugerido em [2, 8].



**Figura 1.5:** *Conversor CA/CC trifásico formado a partir da associação de três módulos monofásicos com conversor CC/CC comum.*

A técnica de associar módulos monofásicos para obter conversores trifásicos apresenta uma série de aspectos positivos, mas também são atribuídas a ela algumas características negativas. Os aspectos positivos mais encontrados na literatura são:

- Permite a aplicação das conhecidas técnicas monofásicas de correção ativa do fator de potência, sem a necessidade de nenhuma alteração significativa [8, 19];
- Facilmente implementado circuito de redundância para proteger contra falta de fase [11, 19];
- Não são necessárias grandes modificações nas linhas de montagem para a produção da versão trifásica do conversor [21];
- Flexibilidade e facilidade de manutenção [21];
- Não requer a utilização de dispositivos de elevada tensão ou corrente [21];

Os aspectos negativos mais recorrentes são:

- Apesar de geralmente usar apenas três interruptores ativos, apresenta redundância de componentes passivos, o que pode elevar o custo do conversor [2];
- A corrente que entra em um módulo não é necessariamente igual à corrente que retorna dele, gerando interferência entre os controles dos módulos de cada fase [8];

Algumas alternativas para solução desses problemas são encontradas na literatura. Como por exemplo, em [18] é proposta uma técnica de controle que, utilizando conexão de módulos monofásicos a três fios, obtém equilíbrio entre as correntes de fase e boa eficiência, o que suplanta algumas características negativas descritas anteriormente. A técnica foi desenvolvida a partir de módulos do tipo *Boost* e sua aplicação com módulos *Buck-Boost* não foi abordada.

Em [23] são analisadas as alternativas de controle de conversores trifásicos formados a partir de módulos monofásicos, onde é demonstrado o acoplamento existente entre as malhas de corrente individuais de cada módulo. Uma estratégia de controle específica é desenvolvida para estas estruturas.

O desacoplamento entre os módulos pode ser conseguido associando-os em delta, mas o inconveniente neste caso é que os interruptores deverão suportar as tensões de linha do sistema [19].

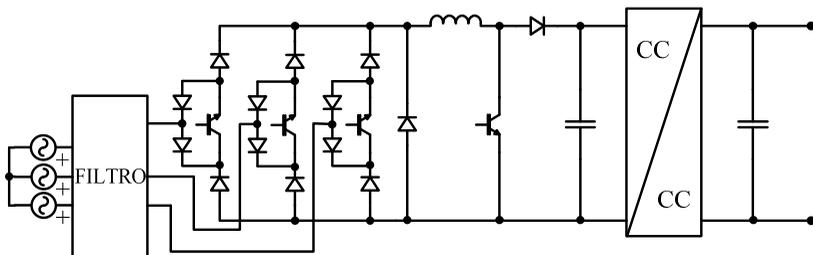
#### **1.4.2 CONVERSORES *BUCK-BOOST* TRIFÁSICOS UNIDIRECIONAIS DE DOIS ESTÁGIOS**

Os conversores trifásicos de dois estágios são constituídos por duas estruturas distintas, onde uma delas realiza o controle das correntes de entrada (PFC), enquanto que o controle e regulação da tensão de saída é realizado pela outra [8].

Estes conversores podem ainda ser subdivididos em integrados ou não integrados, em função do compartilhamento ou não de elementos armazenadores de energia pelas estruturas de entrada e saída. Na Figura 1.6 é apresentado um conversor de dois estágios integrados, visto que a indutância do *link* CC é compartilhada pelos estágios de entrada e saída. Já no conversor apresentado na Figura 1.8 este compartilhamento não acontece, caracterizando um conversor de dois estágios não integrados.

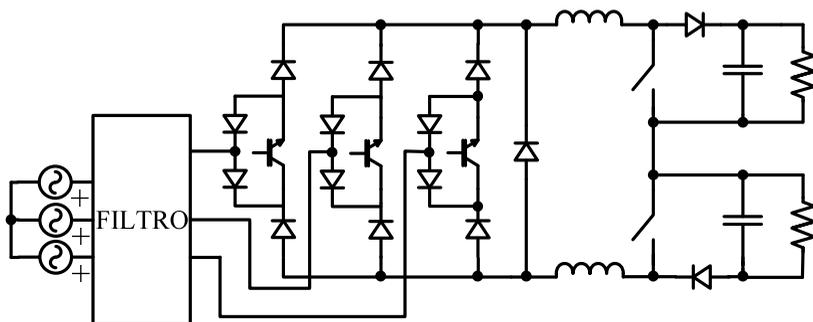
Os conversores de dois estágios encontrados na literatura seguem fundamentalmente duas configurações básicas utilizando como primeiro estágio conversores CA/CC chaveados dos tipos *Buck* ou *Boost*, associados a um estágio CC/CC *Boost* ou *Buck*. As topologias propostas em [12] e [13] são exemplos desse tipo de configuração.

Em [12] é utilizado um retificador do tipo *Buck* de três interruptores, em cascata com um conversor CC/CC tipo *Boost*. A Figura 1.6 apresenta este retificador.



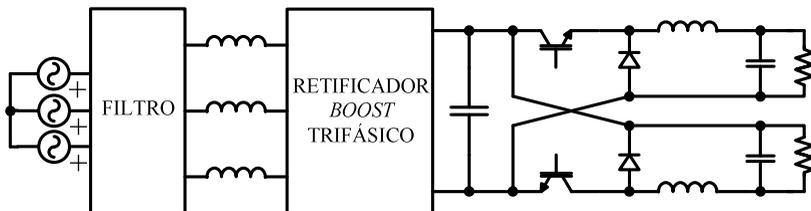
**Figura 1.6:** Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de dois estágios composto por um retificador Buck em cascata com um conversor CC/CC Boost.

Uma configuração semelhante é proposta em [13] e apresentada na Figura 1.7, diferenciando-se da anterior por apresentar dois conversores *Boost* em série para obter duas tensões de saída independentes.



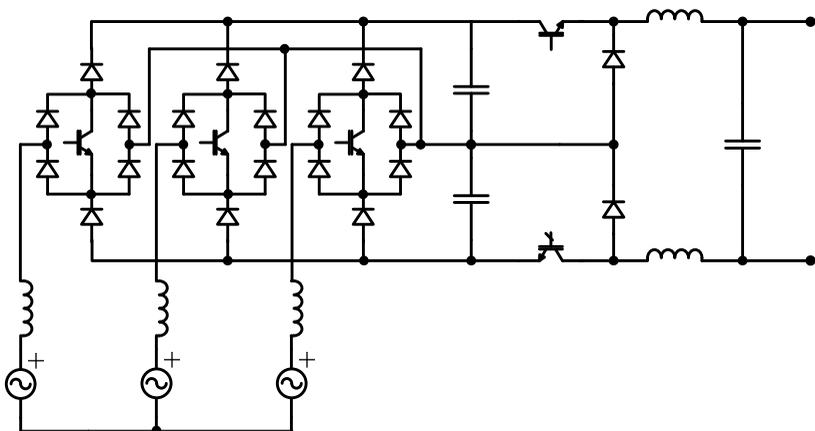
**Figura 1.7:** Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de dois estágios composto por um retificador Buck em cascata com dois conversores CC/CC Boost ligados em série.

Ainda em [13] é proposta outra estrutura, composta por um retificador tipo *Boost* associada a dois conversores tipo *Buck* em paralelo, visando novamente à obtenção de duas tensões de saída distintas. A Figura 1.8 apresenta este conversor.



*Figura 1.8: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de dois estágios composto por um retificador Boost em cascata com dois conversores CC/CC Buck ligados em paralelo.*

Em [24] é apresentado um estudo comparativo entre a estrutura proposta em [12] e outra topologia, apresentada na Figura 1.9, composta por um retificador *Boost* VIENNA associado a um conversor *Buck* de três níveis. Os parâmetros comparados no estudo são eficiência, peso e volume.

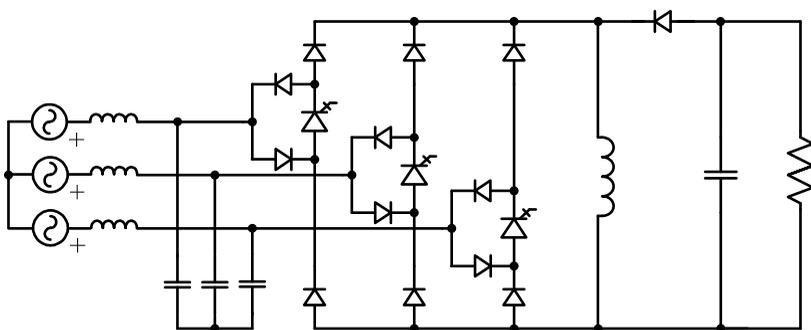


*Figura 1.9: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de dois estágios composto por um retificador Boost tipo VIENNA associado a um conversor CC/CC Buck de três níveis.*

### 1.4.3 CONVERSORES *BUCK-BOOST* TRIFÁSICOS UNIDIRECIONAIS DE UM ESTÁGIO

Nos conversores de estágio único uma só estrutura é responsável tanto pelo controle das correntes de entrada (PFC) quanto pelo controle e regulação da tensão de saída [8].

Em [25] é apresentada uma estrutura trifásica não isolada desenvolvida a partir do conversor *Flyback* monofásico, utilizando três GTO's comandados por modulação PWM associados a uma ponte retificadora a diodos. O aspecto mais positivo desta estrutura é o reduzido número de interruptores comandados e o fato de que a capacidade de bloqueio destes interruptores não precisa ser elevada, pois os diodos bloqueiam as tensões reversas. A descontinuidade da corrente de entrada torna necessária a utilização de filtro de entrada. A topologia é apresentada na Figura 1.10.

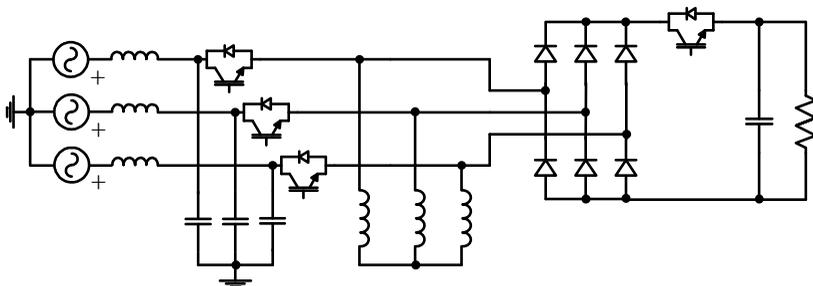


**Figura 1.10:** *Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando GTO's associados a um retificador trifásico de diodos em ponte.*

Em [26] é apresentada uma estrutura em que são usados três interruptores comandados de forma sincronizada localizados no lado CA, juntamente com três indutâncias *Buck-Boost* ligadas em estrela. Um quarto interruptor, comandado de forma complementar, está localizado após o retificador. A Figura 1.11 apresenta o circuito do conversor.

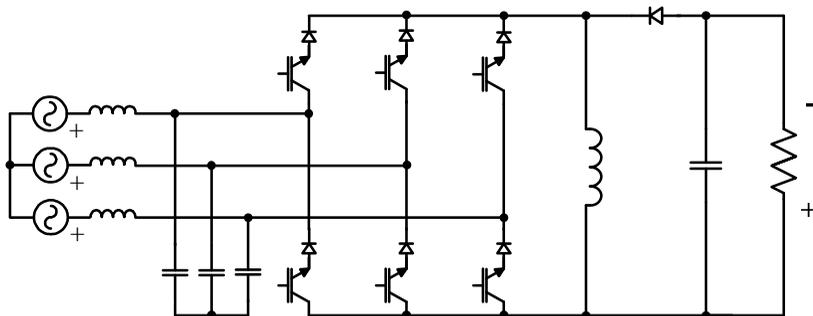
Quando os interruptores de entrada são acionados, as indutâncias armazenam energia e a carga é alimentada pelo capacitor. Quando estes interruptores são abertos o quarto interruptor é comandado, permitindo que a energia armazenada nas indutâncias seja transferida para a carga através da ponte retificadora.

A simplicidade de comando pode ser considerada uma vantagem desta estrutura, enquanto que o número de interruptores em comutação e a necessidade do filtro de entrada representam características negativas.



**Figura 1.11:** Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando quatro interruptores.

Em [27] é apresentada uma topologia comum na literatura, em que o foco é a estratégia de comando dos interruptores, baseada em controle vetorial. A topologia é apresentada na Figura 1.12.

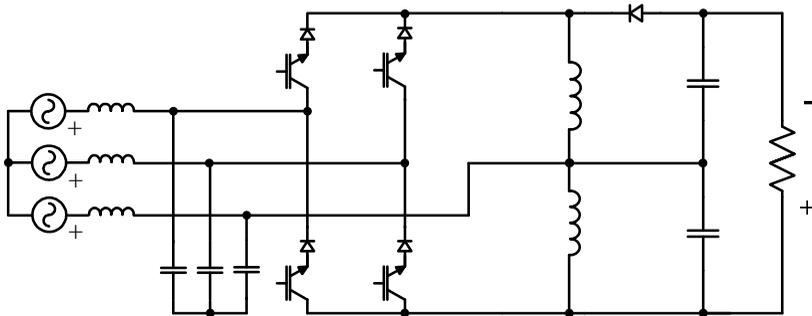


**Figura 1.12:** Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando seis interruptores em ponte.

Outras referências são encontradas na literatura baseadas na mesma estrutura, diferenciando-se apenas quanto à estratégia de controle adotada. Entretanto, independente da forma de controle, um aspecto negativo desta estrutura é o elevado número de interruptores comandados, que contribui para o aumento das perdas de comutação e condução.

Em [17] é apresentada uma estrutura que opera em MCD, desenvolvida a partir da topologia anterior, onde um dos braços do retificador PWM é retirado, passando a operar com quatro interruptores. A indutância *Buck-Boost* é substituída por duas indutâncias acopladas e

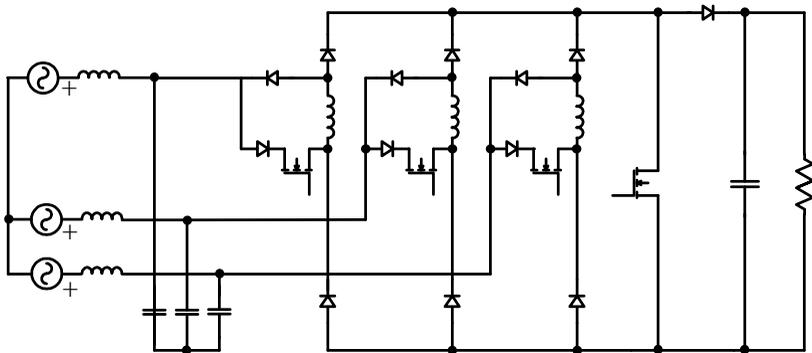
o capacitor de saída é substituído por um divisor capacitivo, conforme mostra a Figura 1.13.



*Figura 1.13: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando quatro interruptores ligados em ponte.*

O aspecto positivo destacado pelos autores é o reduzido número de interruptores se comparado com a estrutura tradicional, o que reduz tanto as perdas de condução quanto de comutação.

Em [28] é proposto um conversor que também opera em MCD e utiliza quatro interruptores comandados simultaneamente. A topologia é apresentada na Figura 1.14.



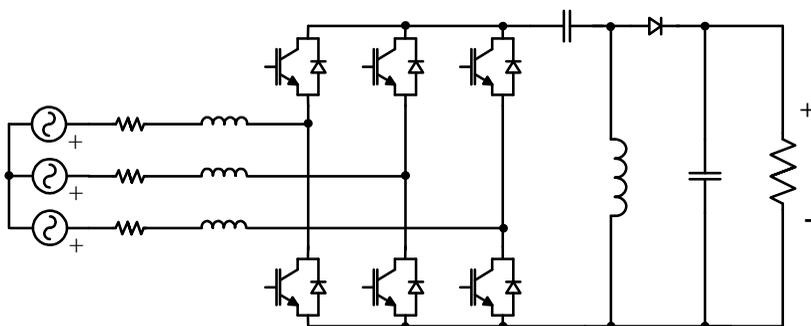
*Figura 1.14: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado utilizando quatro interruptores.*

Quando os interruptores estão comandados, as indutâncias armazenam energia. Esta energia é então transferida para a carga durante o período de abertura dos interruptores. O aspecto positivo

destacado pelos autores é a simplicidade de comando e controle da estrutura.

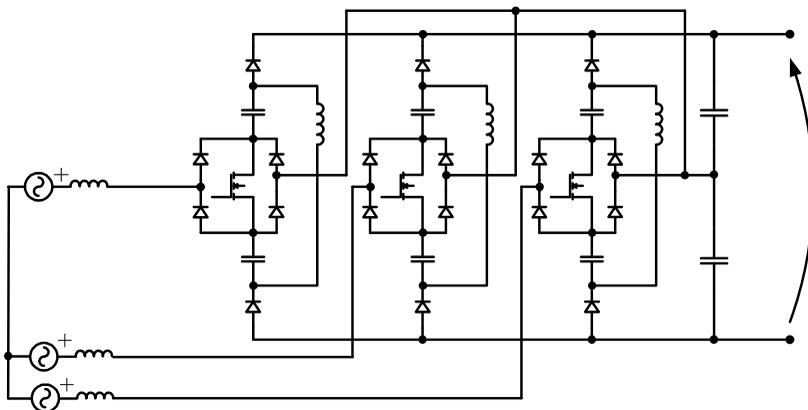
É importante destacar que as topologias que operam em MCD apresentam como característica comum os elevados esforços de corrente, que contribuem para o aumento das perdas, além da necessidade de filtro de entrada.

O conversor SEPIC serve como base para o desenvolvimento das estruturas apresentadas em [15, 29]. Em [15], o conversor CC/CC SEPIC é modificado para operação trifásica pela substituição do interruptor por uma ponte trifásica chaveada e pela introdução de uma indutância por fase, conforme mostrado na Figura 1.15. O conversor apresenta como característica positiva o fato de que através da modulação utilizada as correntes de entrada obtidas são bastante próximas de senóides, dispensando a utilização de filtros de entrada.



*Figura 1.15: Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado que tem como base o conversor CC/CC SEPIC.*

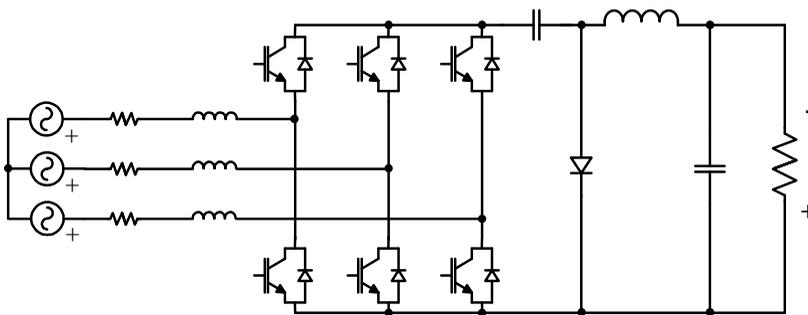
Em [29] é apresentada uma estrutura que mescla o retificador *Boost* VIENNA com a estrutura do conversor SEPIC CC/CC. A topologia final é apresentada na Figura 1.16.



**Figura 1.16:** *Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado desenvolvido a partir dos conversores Boost VIENNA e o conversor CC/CC SEPIC.*

Esta estrutura opera também em condução contínua, mas um aspecto negativo é a elevada quantidade de diodos o que contribui para a elevação das perdas de condução.

O conversor CUK é a base da estrutura proposta em [14], cujo circuito é apresentado na Figura 1.17. O objetivo desse trabalho é a apresentação e experimentação da técnica de modulação vetorial utilizada para comandar os interruptores.



**Figura 1.17:** *Conversor CA/CC Buck-Boost trifásico de um estágio não isolado que tem como base o conversor CC/CC CUK.*

#### 1.4.4 CONVERSORES *BUCK-BOOST* TRIFÁSICOS BIDIRECIONAIS

De presença mais reduzida na literatura, os conversores *Buck-Boost* bidirecionais podem ser construídos a partir de conversores CC/CC ou baseados em conversores matriciais, que vem sendo mais estudados em função do desenvolvimento das técnicas de controle baseadas em DSP's.

Em [16] são apresentadas duas topologias baseadas em conversores CC/CC. A primeira delas é construída a partir de um conversor C $\grave{U}$ K, originando um conversor bidirecional do tipo C $\grave{U}$ K-C $\grave{U}$ K, apresentado na Figura 1.18.

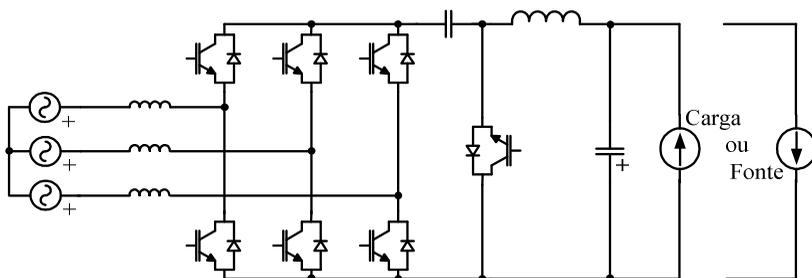


Figura 1.18: Conversor CA/CC *Buck-Boost* trifásico bidirecional do tipo C $\grave{U}$ K-C $\grave{U}$ K.

A outra possibilidade também descrita em [16] é um conversor construído a partir do conversor SEPIC, dando origem a uma estrutura bidirecional do tipo SEPIC-ZETA, apresentada na Figura 1.19.

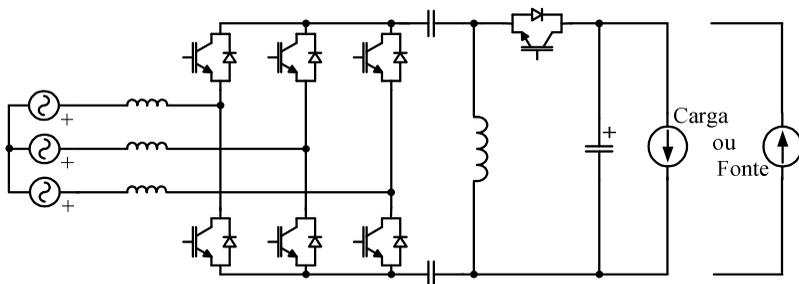
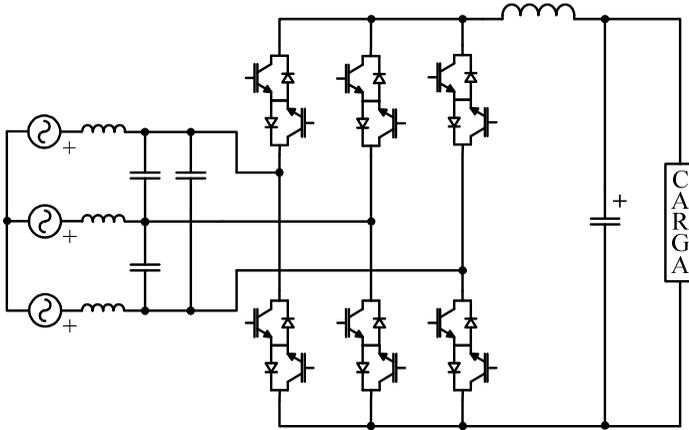


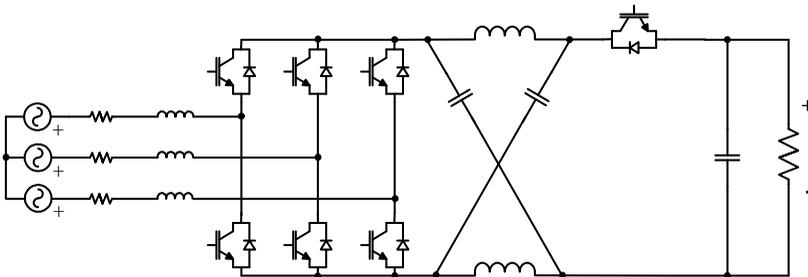
Figura 1.19: Conversor CA/CC *Buck-Boost* trifásico bidirecional do tipo SEPIC-ZETA.

Uma topologia de conversor *Buck-Boost* que tem sua estrutura baseada nos conversores matriciais é apresentada em [3, 9] e reproduzida na Figura 1.20.



**Figura 1.20:** Conversor CA/CC *Buck-Boost* trifásico com estrutura baseada em um conversor matricial.

Em [30] é analisado o conversor CA/CC trifásico tipo “*Z-source*”, que apresenta a característica *Buck-Boost* bidirecional de estágio único e se baseia na associação de uma impedância e um interruptor ao retificador *Boost* trifásico tradicional, conforme apresentado na Figura 1.21.



**Figura 1.21:** Conversor CA/CC trifásico “*Z-source*”.

Uma característica deste conversor é a sensibilidade do controle à escolha dos valores para a indutância e capacitância que compõe a impedância adicionada à saída do conversor *Boost*.

## 1.5 PROPOSTA DE TRABALHO

É facilmente constatado através de uma pesquisa na bibliografia existente sobre conversores CA/CC trifásicos, que os retificadores *Boost* e *Buck*, nesta ordem, aparecem em maior número de referências se comparados com os retificadores *Buck-Boost*. No entanto, os retificadores *Buck-Boost* possuem características que podem ser de grande utilidade no desenvolvimento de equipamentos industriais.

Ao longo do estudo realizado foram encontrados trabalhos com diversos enfoques, mas duas características foram mais exploradas: a possibilidade de operação dentro de uma larga faixa de tensão de entrada, importante em aplicações em que a entrada universal é desejada; e a possibilidade de operação com ampla faixa de variação da tensão de saída.

Apesar destas características muito interessantes, o retificador *Buck-Boost* ainda ocupa um lugar de pouco destaque em termos de pesquisas. Este trabalho visa contribuir com o estudo desse retificador, propondo uma nova topologia de conversor trifásico *Buck-Boost* de estágio único, que tem como origem e base de funcionamento o conversor *Buck+Boost* monofásico ilustrado na Figura 1.22. Este conversor é analisado em [31] e foi utilizado em [11, 20] na proposição de um conversor trifásico modular.

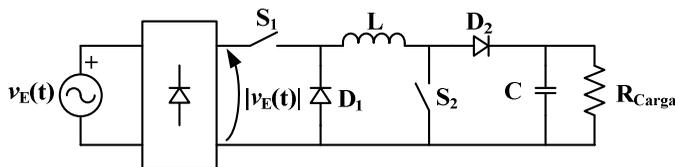


Figura 1.22: Conversor *Buck+Boost* monofásico.

A estrutura trifásica proposta neste trabalho, apresentada na Figura 1.23, foi desenvolvida a partir de algumas alterações topológicas feitas na versão monofásica, descritas em detalhe no corpo do trabalho.

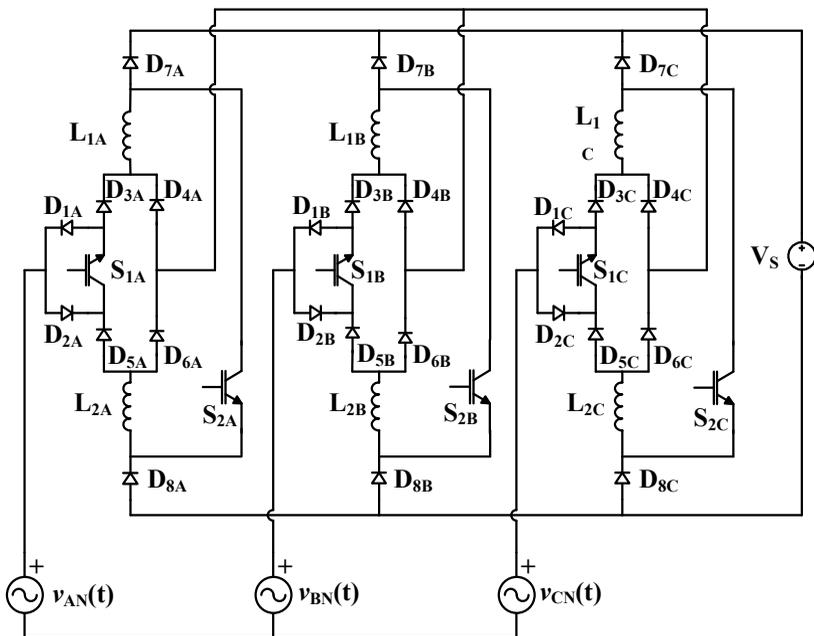


Figura 1.23: Conversor trifásico Buck-Boost proposto.

## 1.6 OBJETIVOS E METODOLOGIA EMPREGADA

Este trabalho tem como objetivo geral a proposição e o estudo de uma nova topologia de retificador trifásico *Buck-Boost* de elevado fator de potência com estágio único, unidirecional e não isolado, operando a partir de uma fonte trifásica variável.

Os objetivos específicos do estudo são:

- Apresentar a origem da topologia;
- Analisar o conversor nos modos de condução contínua e descontínua, identificando em cada um deles os modos de operação do conversor;
- Apresentar o estudo teórico do conversor em todos os modos de operação de interesse;
- Apresentar as expressões matemáticas que caracterizam o conversor em cada modo de operação, bem como suas equações de projeto;
- Realizar o estudo do conversor utilizando simulação;

- Implementar um protótipo de laboratório para validação da análise teórica e comparação com os resultados de simulação;
- Analisar os resultados obtidos e propor alternativas para prosseguimento do estudo para aprimoramento do conversor.

A metodologia empregada para atingir os objetivos apresentados é descrita a seguir:

- Revisão bibliográfica: pesquisa de publicações referentes ao tema de tese em anais de congressos nacionais e internacionais, revistas e jornais especializados e *sites* da internet;
- Análise teórica qualitativa: análise dos modos de operação de interesse com objetivo de caracterizar matematicamente o conversor proposto;
- Análise teórica quantitativa: análise e obtenção das equações para o projeto e dimensionamento físico da estrutura;
- Estudo teórico dos aspectos relacionados ao controle da estrutura em seus diferentes modos de operação, assim como a definição da estratégia de modulação mais adequada;
- Comprovação dos estudos teóricos através de simulação numérica;
- Projeto físico do circuito de potência e de controle da estrutura: dimensionamento dos semicondutores, dos elementos magnéticos e projeto dos circuitos de comando e controle;
- Verificação dos estudos teóricos: projeto e construção de um protótipo de laboratório para realização de ensaios;
- Análise dos resultados: discussão sobre os resultados obtidos frente aos resultados esperados do estudo teórico, bem como sugestões de novas alternativas para a continuação do estudo do conversor proposto.
- Divulgação dos resultados do trabalho: submissão e apresentação de artigos técnicos em congressos e periódicos nacionais e internacionais e defesa pública.

## 1.7 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo II é apresentado e brevemente analisado o conversor *Buck+Boost* monofásico, com o objetivo de definir seu princípio básico de operação. A seguir é descrito o processo de obtenção da topologia trifásica proposta e apresentados os modos de operação possíveis para o conversor, sendo então definidos os modos de operação de interesse que serão objeto de análise ao longo do trabalho. Uma vez definidos os modos de operação a serem estudados, são apresentadas as estratégias de comando dos interruptores e os moduladores utilizados.

No Capítulo III é apresentado o estudo da operação do conversor proposto no modo de condução descontínua (MCD), onde são descritas as etapas de operação e feita a análise qualitativa do conversor neste modo de operação.

Nos Capítulos IV, V e VI a operação em modo de condução contínua (MCC) é analisada, sendo que em cada capítulo é analisado um modo de operação (*Boost*, *Buck* e *Buck+Boost*, respectivamente). No Capítulo IV é apresentada a estratégia de modulação e a estratégia de comando dos interruptores, aplicada a todos os modos de operação em condução contínua. São apresentadas, para cada modo de operação, a análise teórica, as etapas de operação, as expressões matemáticas que caracterizam o conversor e os resultados obtidos por simulação numérica.

No Capítulo VII é apresentado o modelamento matemático do conversor, onde são obtidas as funções de transferência para o controle das correntes de entrada e da tensão de saída.

No Capítulo VIII é abordado o projeto dos compensadores de corrente e tensão, bem como os critérios de simplificação adotados.

No Capítulo IX são descritos os principais circuitos utilizados no processamento de sinais e no controle da estrutura, o dimensionamento dos componentes e os resultados experimentais obtidos.

Nas conclusões gerais são discutidos os resultados e propostas novas etapas de estudo para o conversor apresentado.

No Anexo A é apresentado a análise resumida do conversor *Buck+Boost* monofásico. Nos Anexos B, C, D e E são apresentadas as

planilhas de cálculo dos compensadores e dos elementos magnéticos utilizados. Nos Anexos E e F são apresentados os esquemáticos do conversor montado em laboratório e no Anexo H são apresentadas as tabelas de conteúdo harmônico das correntes de entrada de todos os modos de operação gerados pelo software WaveStar.



## CAPÍTULO II

### A TOPOLOGIA PROPOSTA

---

---

#### 2.1 INTRODUÇÃO

Da mesma forma como outros conversores CC/CC com característica *Buck-Boost*, o conversor *Buck+Boost* pode ser aplicado à correção de fator de potência de fontes de alimentação. O uso desta topologia com este fim foi abordada em [31, 32], onde é apresentado o estudo detalhado da estrutura monofásica operando em condução contínua e, em [11, 20], com enfoque na formação de uma estrutura trifásica a partir de módulos monofásicos deste conversor.

Neste capítulo será apresentada uma breve análise da estrutura *Buck+Boost* monofásica onde serão apresentadas algumas definições que serão aplicadas ao longo do trabalho, bem como os modos de operação nos quais a estrutura pode operar. A partir da estrutura monofásica serão descritas as alterações realizadas para a obtenção do conversor proposto. [Equation Section 2](#)

Uma vez apresentada a topologia trifásica, serão apresentados os modos de operação nos quais o conversor pode operar, bem como a descrição das principais características de cada um deles. A partir destas características serão definidos os modos de operação de interesse para o desenvolvimento da análise da estrutura proposta e as estratégias de modulação e comando dos interruptores.

#### 2.2 O CONVERSOR *BUCK+BOOST* MONOFÁSICO

Neste item serão apresentados apenas aspectos gerais sobre a forma de operação do conversor, com o objetivo de fornecer os subsídios necessários para o entendimento do funcionamento da versão trifásica proposta neste trabalho. A descrição mais detalhada do conversor monofásico, incluindo análise teórica resumida, é apresentada no Apêndice A.

O circuito do conversor *Buck+Boost* monofásico é apresentado na Figura 2.1, onde foi omitido o filtro de entrada.

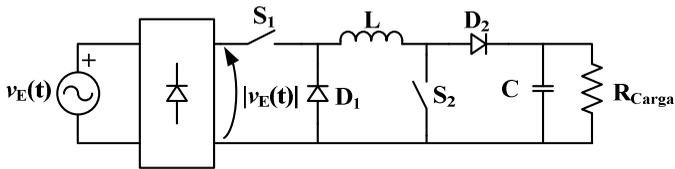


Figura 2.1: Circuito do conversor *Buck+Boost* monofásico.

De forma semelhante a outros conversores básicos, existem dois modos de operação fundamentais definidos em função do comportamento da corrente da indutância: modo de condução descontínua (MCD) e modo de condução contínua (MCC). O aspecto que o diferencia dos conversores básicos *Buck* e *Boost* utilizados na correção do fator de potência é a possibilidade de obtenção de diferentes características de operação (elevador, abaixador ou ambas).

Com relação ao conversor *Buck-Boost* tradicional, também passível de utilização como estágio PFC, a topologia *Buck+Boost* apresenta a vantagem de apresentar, no modo *Boost* MCC, a corrente de entrada sem descontinuidade, o que não é possível na topologia tradicional.

- Modo *Buck*: O interruptor  $S_2$  (também denominado interruptor *Boost*) é mantido bloqueado enquanto que os pulsos de comando são aplicados ao interruptor  $S_1$  (também denominado de interruptor *Buck*), resultando um circuito equivalente igual ao do conversor *Buck* convencional [33];
- Modo *Boost*: O interruptor  $S_1$  é mantido em condução enquanto que os pulsos de comando são aplicados ao interruptor  $S_2$ , resultando em um circuito equivalente igual ao do conversor *Boost* convencional [33];
- Modo *Buck-Boost*: Os pulsos de comando são aplicados simultaneamente aos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , atribuindo ao circuito característica *Buck* ou *Boost* em função da largura do pulso de comando, da mesma forma que o conversor *Buck-Boost* tradicional.

A diferença entre eles é que neste modo de operação não se verifica a inversão da polaridade da tensão de saída;

- Modo *Buck+Boost*: A operação neste modo implica em que o conversor opere durante alguns intervalos com característica *Buck* e em outros com característica *Boost*. Esta mudança na característica de operação está diretamente ligada à relação entre a tensão de saída e o valor instantâneo assumido pela tensão de entrada.

Apesar de apresentar estes quatro modos de operação, é importante ressaltar que nem todos são interessantes sob o ponto de vista de implementação. É o caso dos modos de operação *Buck* e *Boost* que, isoladamente, não são interessantes, uma vez que a obtenção destas características pode ser conseguida com o uso de apenas um interruptor.

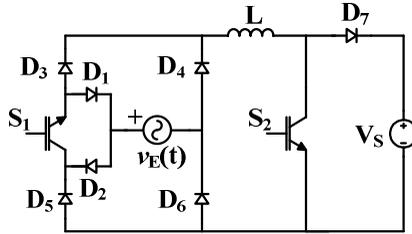
O modo de operação *Buck-Boost* também apresenta uma característica que pode ser obtida a partir de um só interruptor, apesar de que esta alternativa apresenta inversão da polaridade da tensão de saída.

Desta forma, dentro dos modos de operação possíveis, apenas o modo *Buck+Boost* apresenta características que não podem ser reproduzidas de forma mais otimizada através de outras estruturas.

## 2.3 OBTENÇÃO DA TOPOLOGIA TRIFÁSICA

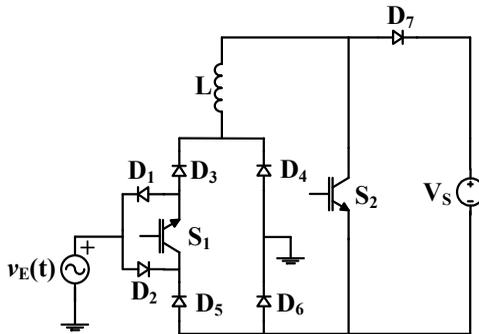
A obtenção do conversor trifásico proposto, a partir de sua versão monofásica apresentada na Figura 2.1 tem início com o deslocamento do interruptor  $S_1$ , que no circuito original está no lado CC (após a retificação), para o lado CA, passando a fazer parte do circuito de retificação.

A introdução do interruptor  $S_1$  no circuito de retificação é feita juntamente com dois diodos associados, da forma como mostra o circuito da Figura 2.2.



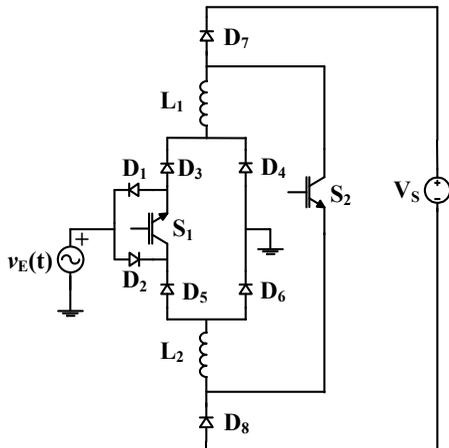
**Figura 2.2:** *Variação topológica do conversor Buck+Boost monofásico.*

O circuito é então redesenhado de tal forma a dar origem a um módulo monofásico que seja mais facilmente agrupado para formar a estrutura trifásica. A Figura 2.3 apresenta esta forma de disposição dos elementos, onde não foi realizada nenhuma alteração topológica em relação ao circuito da Figura 2.2.



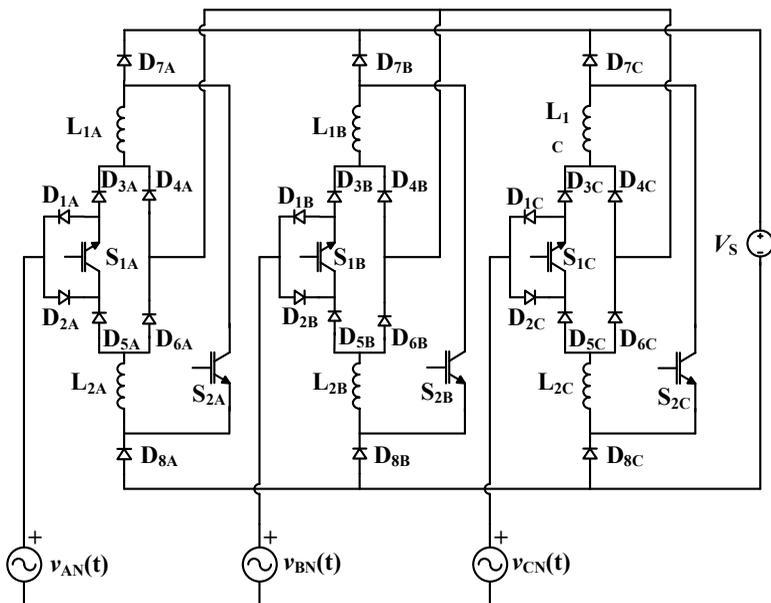
**Figura 2.3:** *Circuito Buck+Boost redesenhado.*

Com o objetivo de melhorar a simetria do circuito e prepará-lo para a associação trifásica, a indutância  $L$  foi dividida em duas indutâncias iguais ( $L_1$  e  $L_2$ ) e foi acrescentado o diodo  $D_8$ , conforme apresentado na Figura 2.4, gerando a forma final do módulo monofásico.



*Figura 2.4: Circuito final do conversor Buck+Boost monofásico.*

O último passo para a obtenção do circuito retificador trifásico é a associação de um módulo monofásico para cada fase do sistema, conforme apresentado na Figura 2.5.



*Figura 2.5: Retificador Buck+Boost trifásico.*

A fonte de tensão  $V_S$  corresponde à associação do capacitor de filtro com a carga.

## **2.4 ASPECTOS GERAIS SOBRE OS MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR**

Neste item são descritas as principais características do conversor proposto relacionadas com os modos de operação nos quais o circuito pode operar, bem como as características de cada um deles que servirão de base para a escolha dos modos de operação de interesse a serem apresentados ao longo deste trabalho.

A operação da topologia trifásica proposta guarda muitas semelhanças com a versão monofásica, apresentando fundamentalmente os mesmos modos de operação descritos no item 2.2, acrescidos de algumas modificações introduzidas devido às particularidades do sistema trifásico.

Com relação ao comportamento da corrente nas indutâncias, o conversor opera nos modos de condução descontínua (MCD) e contínua (MCC). Cada um destes modos apresenta ainda diferentes formas de operação definidos em função da relação entre a tensão de saída e o valor instantâneo assumido pelas tensões de entrada, conforme descrito a seguir.

### **2.4.1 OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (MCD)**

No MCD, as correntes nas indutâncias apresentam descontinuidade (valor nulo) dentro do período de chaveamento. Neste modo de operação o conversor apresenta característica *Buck-Boost*, fornecendo tensões menores ou maiores que o valor de pico das tensões de entrada. Da mesma forma que no conversor monofásico, a duração do período de acionamento dos interruptores ( $t_1$ ) em relação ao período de chaveamento ( $T_{Chav}$ ) determina a característica de operação (abaixador ou elevador).

### 2.4.1.1 CARACTERÍSTICAS DA OPERAÇÃO NO MCD

O MCD permite a operação do conversor nos modos *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*. Apenas o último modo será abordado neste trabalho uma vez que o estudo de suas etapas de operação e a obtenção dos circuitos equivalentes é uma etapa importante no entendimento da operação da estrutura, que será de grande ajuda no estudo da operação no MCC.

A operação no MCD apresenta duas características positivas importantes: a primeira delas é a simplicidade de geração dos pulsos de comando uma vez que, da mesma forma como no circuito monofásico, os interruptores são acionados simultaneamente a partir de um único sinal de comando. A outra vantagem, que é comum a outras topologias que operam no MCD [33], é que as formas de onda das correntes de entrada são definidas automaticamente pelas tensões de entrada, não havendo necessidade de implementação de malhas de controle de corrente. O circuito opera apenas com um compensador utilizado para o controle da tensão de saída.

Um dos aspectos negativos da operação do conversor proposto no MCD é o fato de que, como todos os interruptores são acionados simultaneamente, as perdas de comutação assumem um papel importante entre os parâmetros que reduzem o rendimento da estrutura. O outro aspecto negativo do MCD são os elevados esforços de corrente a que os interruptores são submetidos.

### 2.4.2 OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC)

Neste modo de operação as correntes nas indutâncias não apresentam descontinuidade dentro do período de chaveamento. De forma semelhante ao conversor *Buck+Boost* monofásico, quando operando no MCC o conversor trifásico possui quatro modos de operação:

- Modo *Buck*;
- Modo *Boost*;
- Modo *Buck-Boost*;
- Modo *Buck+Boost*.

Em linhas gerais, o modo de operação da estrutura trifásica é definido pela relação entre a tensão de saída e as tensões instantâneas de entrada e pela forma como são comandados os interruptores. Conforme será demonstrado oportunamente, no caso trifásico, as tensões de linha são consideradas como tensões de entrada.

Quanto à forma de comandar os interruptores, a obtenção do modo de operação adequado segue basicamente as mesmas orientações feitas para o monofásico, aplicadas a cada um dos braços do conversor. No entanto, em função da estratégia de modulação adotada, algumas modificações na forma dos pulsos serão necessárias.

Como o conversor proposto é de estágio único, tanto as correntes de entrada quanto a tensão de saída devem ser controladas pela mesma estrutura. Desta forma, a cada braço do conversor está associado um compensador e um modulador para o controle da corrente, que atuarão em conjunto com o compensador usado no controle da tensão de saída.

#### 2.4.2.1 OPERAÇÃO NO MODO *BUCK*

A operação no modo *Buck* é conseguida mantendo-se os interruptores  $S_2$  (*Boost*) de cada um dos braços do conversor bloqueados, enquanto que aos interruptores  $S_1$  (*Buck*) são aplicados os pulsos de seus respectivos moduladores.

#### 2.4.2.2 OPERAÇÃO NO MODO *BOOST*

A operação no modo *Boost* é conseguida mantendo-se os interruptores  $S_1$  (*Buck*) de cada um dos braços do conversor em condução, enquanto que aos interruptores  $S_2$  (*Boost*) são aplicados os pulsos de seus respectivos moduladores.

#### 2.4.2.3 OPERAÇÃO NO MODO *BUCK-BOOST*

A operação no modo *Buck-Boost* é conseguida aplicando-se simultaneamente aos dois interruptores de cada braço os pulsos gerados por seu respectivo modulador. A largura dos pulsos de comando irá variar em função do valor instantâneo da tensão de entrada de cada

braço em relação à tensão de saída, determinando se o braço opera no modo abaixador (*Buck*) ou elevador (*Boost*).

#### 2.4.2.4 OPERAÇÃO NO MODO *BUCK+BOOST*

A operação neste modo implica em que cada braço do conversor opere nos modos *Buck* ou *Boost* em função da relação entre o valor instantâneo assumido pela tensão de entrada a ele aplicada e a tensão de saída. Desta forma, os pulsos de comando serão aplicados aos interruptores do braço em função do seu modo de operação.

#### 2.4.2.5 CARACTERÍSTICAS DA OPERAÇÃO NO MCC

Os aspectos positivos mais importantes da operação do conversor proposto no MCC são a redução nos esforços de corrente dos semicondutores, a menor emissão de interferência eletromagnética e o menor esforço de filtragem;

O aspecto negativo mais significativo do MCC é a maior complexidade do circuito de comando, pela necessidade de implementação de malhas de controle das correntes de entrada.

Quanto aos modos de operação, em função do número de semicondutores e a complexidade de comando, o uso da estrutura proposta para operar exclusivamente nos modos *Buck* ou *Boost* não se mostra atrativa frente a outras topologias mais simples já consagradas que também apresentam essas características.

O modo de operação *Buck-Boost* possui o inconveniente de apresentar a comutação de todos os interruptores simultaneamente, o que tem influência direta na elevação das perdas de comutação e conseqüente redução do rendimento.

Já no modo *Buck+Boost* a estrutura apresenta aspectos bastante interessantes, tendo em vista que é passível de utilização tanto em aplicações de entrada como de saída variáveis. Além disso, analisando-se a descrição dos modos de operação *Buck* e *Boost* percebe-se que no máximo um interruptor de cada braço é submetido à comutação, o que é interessante sob o aspecto da eficiência da estrutura.

## 2.5 DEFINIÇÃO DOS MODOS DE OPERAÇÃO DE INTERESSE

A partir da descrição de todos os modos de operação nos quais a estrutura proposta esta apta a operar, bem como das características principais de cada uma delas, foram definidos os modos de operação de operação que são apresentados neste trabalho.

Quanto aos critérios de escolha, optou-se por aprofundar o estudo apenas dos modos de operação que apresentem alguma característica que os diferencie de maneira positiva das estruturas já existentes, ou que representem uma etapa importante do estudo da topologia.

Seguindo estes critérios, a operação no modo de condução descontínua (MCD) será analisada em primeiro lugar, tanto pela sua importância na caracterização da estrutura, como por ser uma etapa intermediária importante no processo de entendimento do funcionamento do conversor.

A seguir será analisada a operação do conversor no MCC, nos modos *Buck*, *Boost* e *Buck+Boost*. A operação no modo *Buck-Boost*, apesar de terem sido realizados estudos exploratórios e simulações, foi descartada tendo em vista que este modo não apresenta nenhum aspecto que o diferencie positivamente de outras topologias com a mesma característica.

## 2.6 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (MCD)

### 2.6.1 ESTRATÉGIA DE COMANDO DOS INTERRUPTORES

De forma semelhante ao que acontece no conversor *Buck+Boost* monofásico (ver Apêndice A), a operação no MCD é obtida pelo acionamento simultâneo de todos os interruptores do conversor, fazendo com que tanto as correntes nas indutâncias como as correntes de entrada seja descontínuas.

Esta estratégia de comando tem a simplicidade como característica importante, uma vez que basta apenas um circuito modulador para a geração do pulso de comando a ser aplicado aos seis interruptores da estrutura.

## 2.6.2 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

Tanto a estratégia de modulação adotada quanto o circuito do modulador são os mesmos utilizados na versão monofásica operando no MCD. O circuito é formado por uma onda portadora tipo dente-de-serra ( $v_{Port}$ ) de amplitude  $V_R$  e um comparador, que compara o sinal vindo do compensador, ou sinal modulante ( $v_{Mod}$ ) com o sinal da portadora, gerando o pulso de comando ( $v_G$ ) que é aplicado aos interruptores. A Figura 2.6 ilustra o modulador descrito.

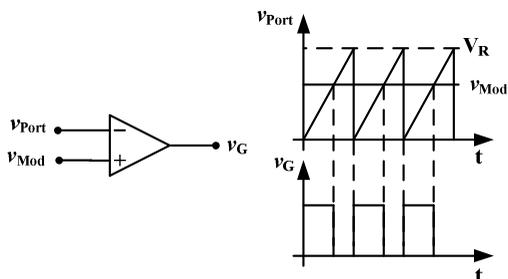


Figura 2.6: Circuito do modulador utilizado na operação do conversor no MCD.

## 2.7 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC)

### 2.7.1 ESTRATÉGIA DE COMANDO DOS INTERRUPTORES

No conversor monofásico o comando dos interruptores é definido basicamente em função de dois parâmetros: o modulador escolhido e a ação do compensador. No conversor trifásico, além desses fatores, a maior complexidade do circuito e as características próprias do sistema trifásico ampliam o conjunto de alternativas possíveis para o comando do conversor.

Tendo em vista a complexidade da operação do circuito no MCC, optou-se pela busca de uma alternativa de comando que apresentasse simplicidade e resultados satisfatórios. Assim, a definição da estratégia de comando dos interruptores teve como ponto de partida o fato de que o conversor não utiliza o condutor neutro. Desta forma, existe uma interdependência entre as correntes de linha, definida pela expressão (2.1).

$$i_A(t) + i_B(t) + i_C(t) = 0 \quad (2.1)$$

Esta relação entre as correntes permite afirmar que, ao longo de todo o período da rede, é possível definir uma das correntes de linha a partir do valor das duas outras. Assim, duas correntes são definidas a partir da ação de seus respectivos compensadores (submetidas ao controle direto) enquanto que a terceira é automaticamente definida, sem a ação de seu controlador (controle indireto). Uma abordagem do controle de retificadores trifásicos baseada nesta estratégia é apresentada em [34].

Com a aplicação desta técnica de controle a ordem do sistema é reduzida, possibilitando sua implementação a partir de circuitos analógicos com relativa simplicidade.

A estratégia de comando adotada parte da definição da corrente submetida ao controle indireto de tal forma que todas as correntes sejam submetidas a períodos de controle indireto distribuídos de forma equilibrada dentro de um período de rede.

A escolha da corrente indiretamente controlada teve como ponto de partida a consideração de que o fator de potência da estrutura é muito próximo da unidade e assim as tensões de fase e as correntes de linha estão em fase. Adotou-se então o conjunto de tensões de fase para determinar a corrente indiretamente controlada, de forma que a corrente associada à fase com maior amplitude instantânea em módulo é submetida ao controle indireto.

Durante o período de submissão ao controle indireto, os interruptores do braço do conversor associado a esta corrente são mantidos em condução continuamente, tornando-se independentes da ação do seu compensador.

Para possibilitar a implementação desta estratégia, o período da rede foi dividido em seis setores definidos em função do período em que cada fase apresenta maior módulo. Foram identificados também doze sub-setores cuja definição está relacionada à amplitude relativa entre as fases cujas correntes estão sendo diretamente controladas. Por exemplo, no setor 2A o módulo da tensão  $v_{BN}(t)$  é maior que o de  $v_{CN}(t)$ , enquanto que no setor 2B, o módulo da tensão  $v_{CN}(t)$  é maior que o de

$v_{BN}(t)$ . A Figura 2.7 ilustra a divisão do período da rede conforme descrito.

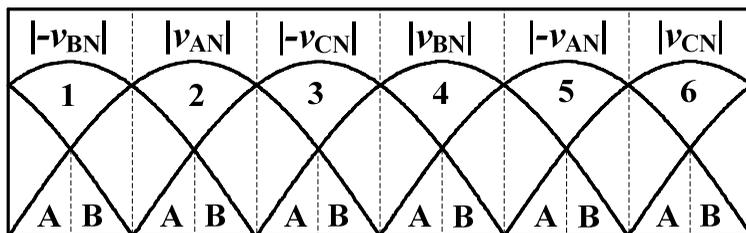


Figura 2.7: Período das tensões de entrada subdividido em setores.

### 2.7.2 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

A estratégia de modulação adotada é a mesma aplicada ao circuito monofásico (ver Apêndice A) e apresenta como característica importante a capacidade de mudança de modo de operação sem a necessidade de circuitos externos para monitoração das tensões de saída e entrada, cuja relação define o modo de operação.

São utilizados três moduladores idênticos, que geram os pulsos de comando dos interruptores de cada um dos braços do conversor. O modulador é composto por duas portadoras tipo dente-de-serra com amplitude  $V_R$  sobrepostas e dois comparadores, conforme ilustrado na Figura 2.8.

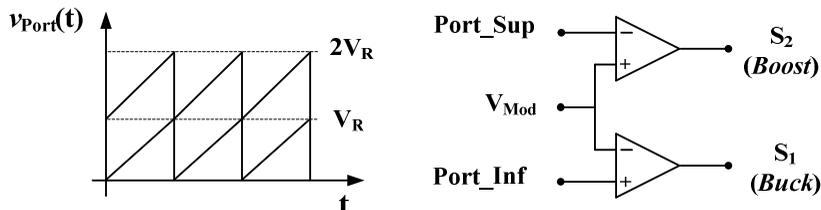


Figura 2.8: Modulador utilizado.

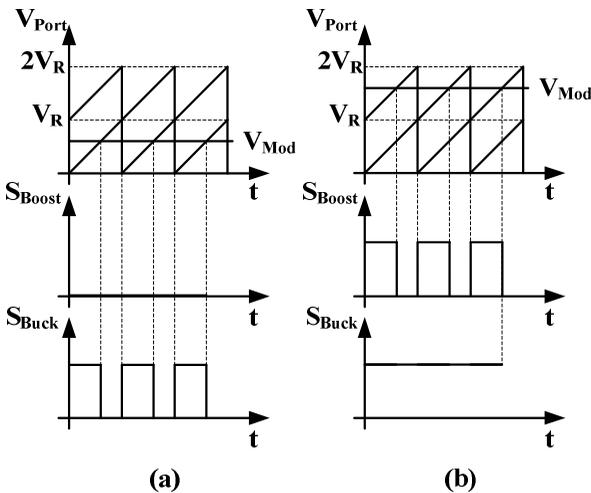
A portadora inferior é ligada ao comparador inferior, que gera os pulsos de comando para o interruptor *Buck*, e a portadora superior é ligada ao comparador superior, que gera os pulsos para o interruptor

*Boost*. A geração dos pulsos é feita pela comparação do sinal modulador ( $V_{Mod}$ ), originado pelo compensador, com as ondas portadoras.

Na operação no modo *Buck*, o sinal modulador excursiona apenas sobre a portadora inferior, fazendo com que sejam gerados os pulsos de comando para o interruptor *Buck*, enquanto que a saída do compensador superior, que corresponde ao comando do interruptor *Boost*, permanece em nível zero.

Na operação no modo *Boost*, o sinal modulador excursiona apenas sobre a portadora superior, fazendo com que sejam gerados os pulsos de comando para o interruptor *Boost*, enquanto que a saída do compensador inferior, que corresponde ao comando do interruptor *Buck*, permanece em nível alto.

Na Figura 2.9 é ilustrada a geração dos pulsos para ambos os modos de operação.



**Figura 2.9: Geração dos pulsos de comando pelo modulador: (a) Modo Buck; (b) Modo Boost.**

Quando o circuito opera no modo *Buck+Boost*, na medida em que é alterada a relação entre as tensões de saída e entrada, o sinal modulador excursiona sobre ambas as portadoras, gerando naturalmente os pulsos de comando adequados a cada modo de operação.

## 2.8 CONCLUSÃO

Este capítulo foi dedicado à apresentação da topologia trifásica proposta, desde a sua origem até a definição de quais de seus modos de operação são analisados neste trabalho.

Inicialmente foi apresentada a topologia monofásica do conversor *Buck+Boost*, bem como uma breve discussão sobre os modos de operação suportados e as etapas de transformação até a obtenção do módulo monofásico a partir do qual foi desenvolvida a versão trifásica deste conversor (no Apêndice A é desenvolvida uma análise teórica detalhada deste conversor).

Uma vez apresentada a topologia trifásica, foi desenvolvida uma breve análise de seus modos de operação, suas principais características e definidos os critérios seguidos para a escolha dos modos de operação a serem estudados neste trabalho.

A partir destes critérios foram definidos os seguintes modos de operação que serão objeto de estudo neste trabalho:

- Operação Buck-Boost no MCD;
- Operação Buck, Boost e Buck+Boost no MCC.



## CAPÍTULO III

### OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA (MCD)

---

---

#### 3.1 INTRODUÇÃO

**Equation Section 3** Conforme abordado no Capítulo II, a operação do conversor proposto no MCD possibilita a operação nos modos *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost* sendo que, pelos critérios estabelecidos, apenas este último foi escolhido para ser apresentado neste trabalho.

São características positivas deste modo de operação a simplicidade de comando dos interruptores e a imposição da forma de onda das correntes de entrada feita pelas tensões de entrada, dispensando a implementação de malhas de controle de corrente; em contrapartida, os esforços de corrente a que são submetidos os interruptores são elevados.

Neste capítulo serão apresentadas inicialmente a forma de comandos dos interruptores e as etapas de operação resultantes com seus circuitos equivalentes. A seguir é desenvolvida a análise teórica da estrutura, a partir da qual serão obtidas as expressões matemáticas de interesse para a caracterização deste modo de operação, bem como o projeto e especificação de seus elementos.

Por fim serão apresentados resultados de simulação numérica, a partir dos quais será comprovado o estudo teórico desenvolvido, além dos principais resultados práticos obtidos e publicados no artigo “*Study of a single stage buck-boost three-phase rectifier with high power factor operating in discontinuous conduction mode (DCM)*”, apresentado no Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência de 2009 [35].

### 3.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

As etapas de operação do circuito são definidas em função da forma como são gerados e aplicados os pulsos de comando aos interruptores da estrutura. No modo *Buck-Boost*, todos os interruptores são comandados simultaneamente por um único sinal, gerado a partir do modulador descrito no item 2.6.2 e ilustrado na Figura 2.6.

A partir desta forma de comando, o conversor apresenta três etapas de operação:

- Etapa de armazenamento de energia;
- Etapa de transferência de energia;
- Etapa de descontinuidade.

Devido a simetria do sistema trifásico, a análise das etapas será feita considerando a operação do conversor ao longo do setor 2A, conforme apresentado na Figura 2.7. Neste setor tem-se as tensões  $v_{AN}(t)$  e  $v_{BN}(t)$  positivas e a tensão  $v_{CN}(t)$  negativa.

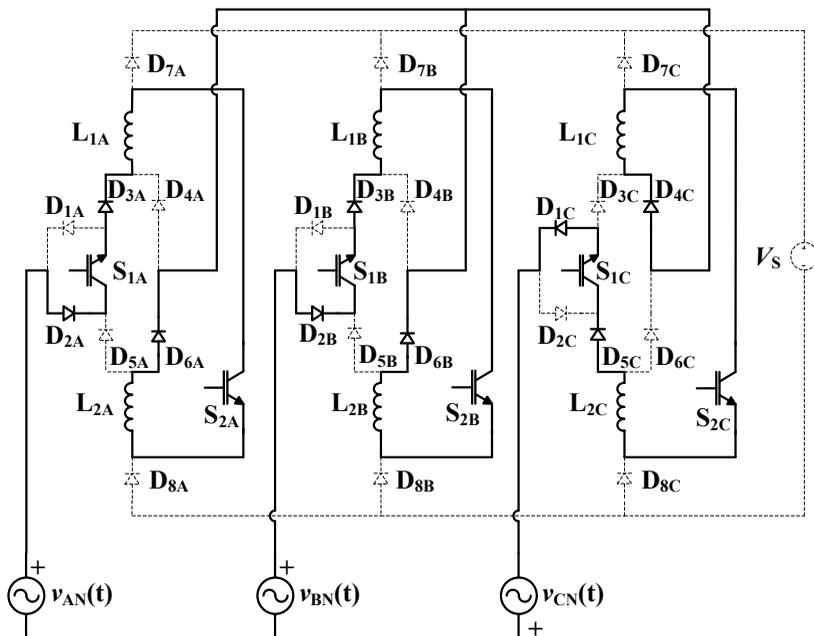
#### 3.2.1 ETAPA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Esta etapa tem início quando os interruptores entram em condução. O circuito da Figura 3.1 apresenta esta etapa de operação, mostrando os semicondutores em condução e o sentido de circulação das correntes.

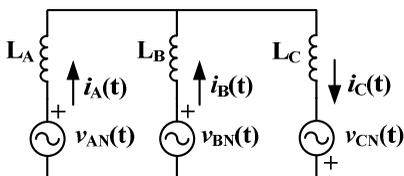
Na Figura 3.1 observa-se que o sentido de circulação das correntes em todas as indutâncias é o mesmo, independente da polaridade das tensões de entrada a elas conectadas.

O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.2 onde:

$$\begin{cases} L_A = L_{1A} + L_{2A} = 2L \\ L_B = L_{1B} + L_{2B} = 2L \\ L_C = L_{1C} + L_{2C} = 2L \end{cases} \quad (3.1)$$



*Figura 3.1: Retificador Buck+Boost trifásico no MCD: etapa de armazenamento de energia.*



*Figura 3.2: Retificador Buck+Boost trifásico no MCD: circuito equivalente da etapa de armazenamento de energia.*

### 3.2.2 ETAPA DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA

Esta etapa tem início quando os interruptores são bloqueados. A Figura 3.3 apresenta o circuito desta etapa, mostrando todos os componentes envolvidos.

O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 3.4. Deve-se atentar para o fato de que os diodos  $D_{7A}$ ,  $D_{7B}$  e  $D_{7C}$ , apesar de

não terem sido representados na figura por estarem em condução, impedem a circulação de corrente entre as indutâncias.

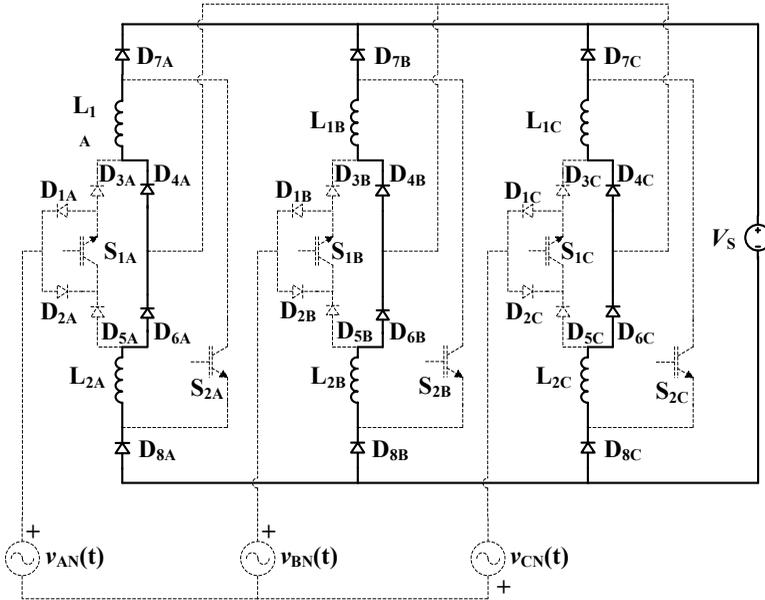


Figura 3.3: Retificador Buck+Boost trifásico no MCD: etapa de transferência de energia.

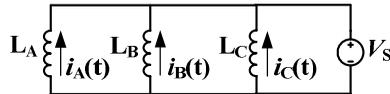


Figura 3.4: Retificador Buck+Boost trifásico no MCD: circuito equivalente da etapa de transferência de energia.

### 3.2.3 ETAPA DE DESCONTINUIDADE

Nesta etapa os interruptores e os diodos estão bloqueados e o capacitor alimenta a carga. Esta etapa perdura até o início do próximo período de chaveamento.

### 3.3 ANÁLISE TEÓRICA

Neste item as etapas de operação do circuito são analisadas detalhadamente com o objetivo de definir as equações fundamentais que descrevem o princípio de operação da estrutura. Para simplificação da análise, será considerado que dentro de um período de chaveamento, as amplitudes das tensões de entrada não apresentam variação significativa e as polaridades adotadas na análise correspondem às polaridades das tensões do sistema trifásico ao longo do setor 3.

#### 3.3.1 CORRENTE NAS INDUTÂNCIAS DURANTE A ETAPA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Esta etapa tem início com a aplicação do pulso de comando aos interruptores. A duração do pulso será definida como  $t_1$ . A relação entre  $t_1$  e o período de chaveamento ( $T_{\text{Chav}}$ ) é definido como razão cíclica ( $d$ ) segundo a expressão (3.2).

$$d = \frac{t_1}{T_{\text{Chav}}} \quad (3.2)$$

Considerando-se um sistema equilibrado, sabe-se que a tensão sobre as indutâncias é igual à tensão da fase respectiva. Então tem-se:

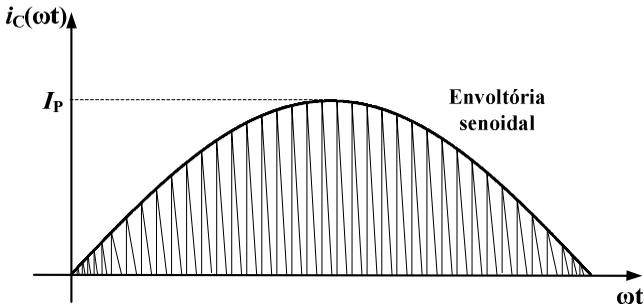
$$\begin{cases} v_{\text{AN}}(t) = L_A \cdot \frac{\Delta i_{L_A}(t)}{t_1} = L_A \cdot \frac{\Delta i_A(t)}{t_1} \\ v_{\text{BN}}(t) = L_B \cdot \frac{\Delta i_{L_B}(t)}{t_1} = L_B \cdot \frac{\Delta i_B(t)}{t_1} \\ v_{\text{CN}}(t) = L_C \cdot \frac{\Delta i_{L_C}(t)}{t_1} = L_C \cdot \frac{\Delta i_C(t)}{t_1} \end{cases} \quad (3.3)$$

No MCD, a variação da corrente no indutância é igual ao valor máximo da corrente dentro do período de chaveamento, conforme definido em (3.4).

$$\begin{cases} \Delta i_A(t) = i_{A\_Max} = \frac{1}{L_A} \cdot v_{AN}(t) \cdot t_1 \\ \Delta i_B(t) = i_{B\_Max} = \frac{1}{L_B} \cdot v_{BN}(t) \cdot t_1 \\ \Delta i_C(t) = i_{C\_Max} = \frac{1}{L_C} \cdot v_{CN}(t) \cdot t_1 \end{cases} \quad (3.4)$$

Das relações apresentadas em (3.4), pode-se concluir que a corrente de cada indutância depende apenas da tensão da fase a que ela está conectada e do tempo de acionamento dos interruptores ( $t_1$ ), sendo que os valores máximos de corrente nas indutâncias em cada período de chaveamento são determinados por estes dois parâmetros e pelo valor da indutância.

Desta forma a envoltória dos picos de corrente de entrada irá assumir a forma de onda senoidal da entrada, dispensando a utilização de uma malha de controle para a corrente.



**Figura 3.5: Representação da corrente descontínua de entrada e a envoltória que acompanha os valores de pico.**

Ao final da etapa de armazenamento de energia, as indutâncias terão valores de corrente distintos, que são determinados pelas relações apresentadas em (3.4). Estas relações podem ser reescritas utilizando (3.1) e (3.2), conforme apresentado em (3.5). A razão cíclica aparece representada pela letra maiúscula uma vez que no MCD a razão cíclica é uma grandeza não variante no tempo.

$$\begin{cases} i_{A\_Max}(t) = \frac{1}{2L} \cdot \frac{v_{AN}(t) \cdot D}{f_{Chav}} \\ i_{B\_Max}(t) = \frac{1}{2L} \cdot \frac{v_{BN}(t) \cdot D}{f_{Chav}} \\ i_{C\_Max}(t) = \frac{1}{2L} \cdot \frac{v_{CN}(t) \cdot D}{f_{Chav}} \end{cases} \quad (3.5)$$

Desta forma, considerando que o máximo valor de corrente acontece quando a fase passa por seu valor máximo ( $V_{PF}$ ), a corrente de pico nas indutâncias pode ser escrita conforme (3.6).

$$I_P = \frac{1}{L} \cdot \frac{V_{PF} \cdot D}{f_{chav}} \quad (3.6)$$

### 3.3.2 ENERGIA TOTAL ARMAZENADA NAS INDUTÂNCIAS

A energia máxima armazenada em uma indutância é determinada pela expressão (3.7).

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_P^2 \quad (3.7)$$

Ao final desta etapa, a energia armazenada pelas indutâncias é determinada pela soma das energias armazenadas em cada indutância, conforme descrito em (3.8).

$$E_{Total} = E_{L_A} + E_{L_B} + E_{L_C} \quad (3.8)$$

A partir da expressão (3.7) pode-se determinar a expressão que determina a energia total armazenada nas indutâncias em cada instante, apresentada em (3.9).

$$E_{Total} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \left( \frac{v_{AN}(t)^2 \cdot D^2}{L^2 \cdot f_{chav}^2} + \frac{v_{BN}(t)^2 \cdot D^2}{L^2 \cdot f_{chav}^2} + \frac{v_{CN}(t)^2 \cdot D^2}{L^2 \cdot f_{chav}^2} \right) \quad (3.9)$$

$$E_{\text{Total}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2}{L \cdot f_{\text{Chav}}^2} \cdot \left( v_{\text{AN}}(t)^2 + v_{\text{BN}}(t)^2 + v_{\text{CN}}(t)^2 \right) \quad (3.10)$$

Desenvolvendo a expressão que está entre parênteses chega-se à expressão (3.11).

$$f(\omega t) = V_{\text{PF}}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) + V_{\text{PF}}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t - 120^\circ) + V_{\text{PF}}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t + 120^\circ) \quad (3.11)$$

Aplicando-se as relações trigonométricas apresentadas em (3.12) chega-se à expressão (3.13).

$$\begin{cases} \text{sen}^2(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos(2\theta) \\ \cos(A \pm B) = \cos(A)\cos(B) \mp \text{sen}(A)\text{sen}(B) \end{cases} \quad (3.12)$$

$$E_{\text{Total}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2}{L \cdot f_{\text{Chav}}^2} \cdot \left( \frac{3 \cdot V_{\text{PF}}^2}{2} \right) \quad (3.13)$$

Assim conclui-se que para qualquer instante, a energia total dada pela expressão (3.13) apresenta um valor constante. Esta expressão pode ser reescrita conforme (3.14).

$$E_{\text{Total}} = \frac{3}{4} \cdot \frac{D^2 \cdot V_{\text{PF}}^2}{L \cdot f_{\text{Chav}}^2} \quad (3.14)$$

### 3.3.3 GANHO ESTÁTICO

A energia entregue para a carga dentro de um período de chaveamento, considerando que a tensão de saída é constante, pode ser definida conforme a equação (3.15).

$$E_{\text{Carga}} = P_S \cdot T_{\text{Chav}} = \frac{V_S^2}{R_{\text{Carga}}} \cdot T_{\text{Chav}} \quad (3.15)$$

No MCD, toda a energia armazenada nas indutâncias é transferida para a carga. Assim, igualando-se (3.14) a (3.15), obtém-se (3.16).

$$\frac{3}{4} \cdot \frac{D^2 \cdot V_{PF}^2}{L \cdot f_{Chav}^2} = \frac{V_S^2}{R_{Carga}} \cdot T_{Chav} \quad (3.16)$$

A equação (3.17) define então o ganho estático da estrutura para operação no MCD.

$$\frac{V_S}{V_{PF}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot D \cdot \sqrt{\frac{R_{Carga}}{L \cdot f_{Chav}}} \quad (3.17)$$

### 3.3.4 MÁXIMO VALOR DE RAZÃO CÍCLICA

O máximo valor de razão cíclica que pode ser utilizado no comando dos interruptores é definido em função da máxima energia armazenada nas indutâncias e no tempo necessário para transferir totalmente essa energia para a carga.

A Figura 3.6 ilustra o comportamento da corrente em uma indutância no limite da operação no MCD.

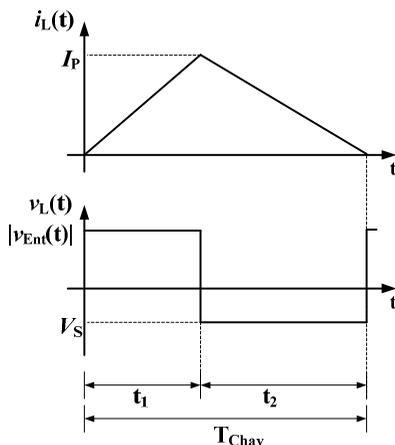


Figura 3.6: Limite máximo da operação no MCD.

Do circuito equivalente da Figura 3.2 sabe-se que durante a etapa de armazenamento de energia, a tensão aplicada às indutâncias é igual à tensão das respectivas fases. O maior valor de corrente de pico acontece quando a tensão de fase passa pelo seu valor máximo, conforme (3.18).

$$I_P = \frac{V_{PF}}{L} \cdot t_1 \quad (3.18)$$

Do circuito equivalente da Figura 3.4 sabe-se que durante a etapa de transferência de energia, a tensão aplicada sobre cada indutância é igual a tensão de saída. Desta forma, como toda a energia será transferida, a corrente de pico da Figura 3.6 também pode ser escrita como (3.19).

$$I_P = \frac{V_S}{L} \cdot t_2 \quad (3.19)$$

Igualando-se as expressões (3.18) e (3.19) é obtida a expressão (3.20).

$$\frac{V_S}{V_{PF}} = \frac{t_1}{t_2} \quad (3.20)$$

Como no limite do MCD toda a energia deve ser transferida dentro de um período de chaveamento, o período de transferência  $t_2$  é definido em (3.21).

$$t_2 = T_{Chav} - t_1 \quad (3.21)$$

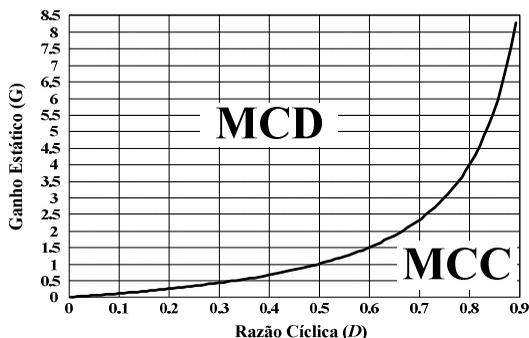
Das equações (3.20), (3.21) e da definição de razão cíclica apresentada em (3.2) chega-se na expressão (3.22).

$$\frac{V_S}{V_{PF}} = \frac{D}{1-D} \quad (3.22)$$

Assim, o limite máximo para razão cíclica é obtido a partir da equação (3.22).

$$D_{\text{Max}} \leq \frac{V_S}{V_{\text{PF}} + V_S} \quad (3.23)$$

A partir da expressão (3.23) é traçado o ábaco apresentado na Figura 3.7 que define graficamente os limites de razão cíclica que garantem a operação no MCD.



*Figura 3.7: Limite entre os modos de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD), em função da razão cíclica.*

### 3.3.5 TEMPO DE TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA ( $t_2$ )

O tempo de transferência  $t_2$  depende diretamente da energia armazenada em cada indutância, que é definida pela expressão (3.14). A energia transferida para a carga é dada por (3.24).

$$E_{\text{CARGA}} = V_S \cdot \bar{I}_S \cdot t_2 \quad (3.24)$$

onde a corrente de saída média é definida em (3.25), com base na Figura 3.6 considerando  $t_2 < (T_{\text{Chav}} - t_1)$

$$\bar{I}_S = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{\text{PF}} \cdot t_2}{T_{\text{Chav}}} \quad (3.25)$$

Aplicando (3.6) e (3.25) em (3.24) chega-se a (3.26).

$$E_{\text{CARGA}} = \frac{V_S \cdot V_{\text{PF}} \cdot d \cdot t_2^2}{2 \cdot L} \quad (3.26)$$

Como no MCD toda a energia armazenada é transferida, igualando-se (3.24) a (3.26) obtém-se o tempo de transferência da energia dado pela expressão (3.27).

$$t_2 = \sqrt{\frac{D \cdot V_{PF}}{f_{Chav} \cdot V_S}} \quad (3.27)$$

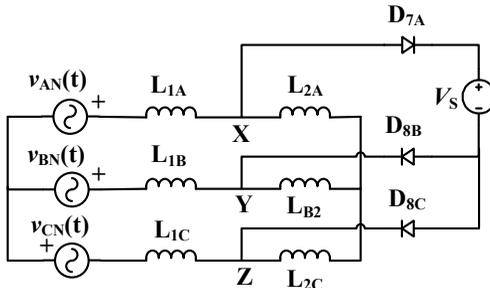
Utilizando a definição de razão cíclica apresentada em (3.2) a expressão (3.27) pode também ser escrita como uma relação entre os tempos de comando e bloqueio dos interruptores, conforme apresentado em (3.28).

$$t_2 = \sqrt{t_1 \cdot \frac{V_{PF}}{V_S}} \quad (3.28)$$

### 3.3.6 LIMITE DA TENSÃO DE OPERAÇÃO

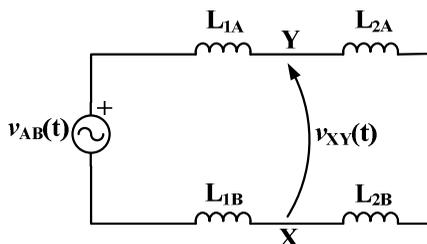
A topologia proposta apresenta uma restrição quanto ao valor de tensão mínima de saída que garante o princípio de operação, as características e o equacionamento apresentados.

Esta restrição pode ser entendida considerando-se o circuito da Figura 3.8, que representa o circuito equivalente da etapa de armazenamento de energia, onde os diodos e a tensão de saída representados não fazem parte do circuito equivalente em operação normal da estrutura, apresentado na Figura 3.2.



*Figura 3.8: Circuito equivalente da etapa de armazenamento de energia atuando abaixo da tensão mínima de saída.*

Redesenhando o circuito considerando os diodos bloqueados tem-se o circuito apresentado na Figura 3.9.



**Figura 3.9:** Circuito equivalente considerando os diodos bloqueados.

Considerando-se que as indutâncias são iguais e que o sistema trifásico é equilibrado, a tensão  $v_{YX}(t)$  pode ser determinada através de um divisor de tensão, conforme (3.29).

$$v_{YX}(t) = \frac{V_{AB}(t)}{2} \quad (3.29)$$

Considerando-se novamente os diodos e a fonte de tensão  $V_S$ , conclui-se que para tensões de saída menores que  $V_{YX}$ , os diodos entram em condução, colocando a tensão de saída em contato com as indutâncias durante a etapa de armazenamento de energia, o que modifica o princípio de operação do circuito.

Desta forma, o menor valor de projeto para a tensão de saída para que o circuito opere conforme foi apresentado é definido por (3.30).

$$V_S > \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{PF} \quad (3.30)$$

### 3.3.7 DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA

A potência de saída está relacionada diretamente com o valor da indutância, uma vez que ela é o elemento que processa a energia enviada para a carga. Assim, o ponto de partida para determinar seu valor é a relação entre as potências de entrada e saída.

Considerando-se um sistema sem perdas, pode-se relacionar a potência de entrada trifásica com a potência da carga pela expressão (3.31).

$$P_S = 3 \cdot P_{FASE} = 3 \cdot \left( \frac{V_{PF} \cdot \bar{I}_{PF}}{2} \right) \quad (3.31)$$

O parâmetro  $\bar{I}_{PF}$  corresponde ao valor médio instantâneo máximo (filtrado) das correntes de entrada. De (3.31) pode-se determinar o valor de  $\bar{I}_{PF}$ , definido em (3.32).

$$\bar{I}_{PF} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{PF}} \quad (3.32)$$

A corrente de entrada do circuito é descontínua, conforme mostra a Figura 3.6. Considerando-se que a frequência de chaveamento é muito superior à frequência da rede e que o fator de potência é unitário, pode-se aproximar o valor de pico da corrente filtrada ao valor médio instantâneo da corrente em um período de chaveamento calculado no instante que a tensão passa pelo valor de pico. Desta forma, a partir da Figura 3.6 obtém-se a expressão para o valor de pico desta corrente, dado pela expressão (3.33).

$$\bar{I}_{PF} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{PF} \cdot t_1}{T_{Chav}} \quad (3.33)$$

De (3.33), aplicando-se (3.2) chega-se à (3.34). Aplicando (3.32) em (3.34) chega-se a (3.35), que igualando a (3.6) resulta em (3.36).

$$I_{PF} = \frac{2 \cdot \bar{I}_{PF}}{D} \quad (3.34)$$

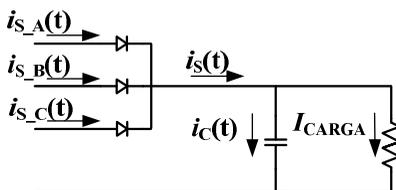
$$I_{PF} = \frac{4}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{PF} \cdot D} \quad (3.35)$$

$$L = \frac{3}{4} \cdot \frac{V_{PF}^2 \cdot D^2}{f_{Chav} \cdot P_S} \quad (3.36)$$

Da expressão (3.36) pode-se verificar que a relação entre a potência de saída e a razão cíclica é quadrática.

### 3.3.8 CORRENTE EFICAZ DE SAÍDA

O circuito apresentado na Figura 3.10 representa o circuito de saída do retificador.

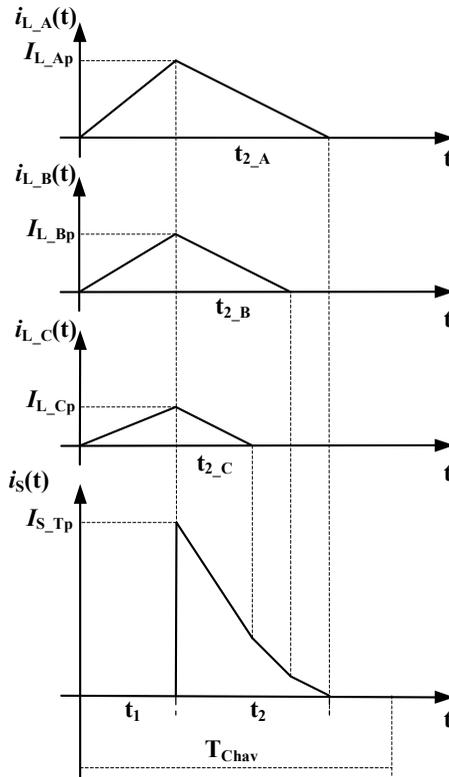


*Figura 3.10: Circuito de saída do retificador Buck+Boost trifásico operando no MCD.*

As correntes de saída de cada um dos braços do conversor apresentam as seguintes características:

- Iniciam simultaneamente no momento em que o circuito entra na etapa de transferência de energia;
- Possuem valores iniciais diferentes uma vez que as tensões de fase apresentam valores distintos;
- Devido a estas diferenças de amplitude inicial, elas se anulam também em momentos diferentes ao longo da etapa de transferência de energia;
- A derivada de queda das três correntes é a mesma uma vez que todas as indutâncias são submetidos à tensão  $V_S$  durante esta etapa, conforme pode-se observar através da Figura 3.4.

A Figura 3.11 representa o comportamento destas correntes durante a etapa de transferência de energia.



**Figura 3.11:** Comportamento das correntes de saída de cada fase e total durante a etapa de transferência de energia.

A corrente de saída total ( $i_S(t)$ ) é a somatória das correntes de saída de cada braço do conversor, conforme a expressão (3.37):

$$i_S(t) = i_{S\_A}(t) + i_{S\_B}(t) + i_{S\_C}(t) \quad (3.37)$$

Analisando-se em baixa frequência, a envoltória dos picos das correntes de saída segue a forma de onda da tensão de sua respectiva fase. A Figura 3.11 apresenta o comportamento da envoltória da corrente total de saída, obtida pelo somatório das envoltórias das correntes de saída de cada braço do conversor. Devido à retificação, a equação da envoltória é definida como:

$$i_T(t) = |I_{PF} \text{sen}(\omega t)| + |I_{PF} \text{sen}(\omega t - 120)| + |I_{PF} \text{sen}(\omega t + 120)| \quad (3.38)$$

A forma de onda de  $i_T(t)$  é apresentada na Figura 3.12, onde:

$$\begin{cases} |i_1(t)| = |I_{PF} \text{sen}(\omega t)| \\ |i_2(t)| = |I_{PF} \text{sen}(\omega t - 120)| \\ |i_3(t)| = |I_{PF} \text{sen}(\omega t + 120)| \end{cases}$$

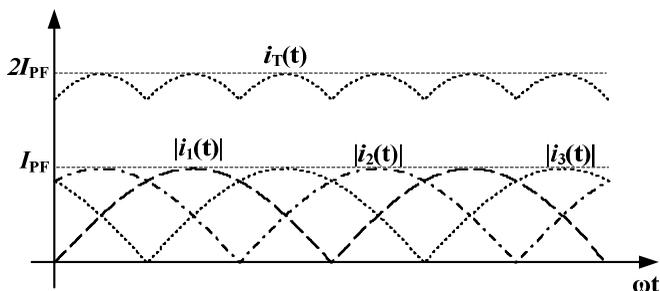


Figura 3.12: Comportamento das envoltórias das correntes de saída.

### 3.3.8.1 CORRENTE EFICAZ DE SAÍDA MÁXIMA DENTRO DE UM PERÍODO DE CHAVEAMENTO

O valor eficaz da corrente de saída é determinado calculando-se inicialmente o máximo valor eficaz de corrente dentro de um período de chaveamento. Da Figura 3.12 observa-se que o valor máximo desta corrente coincide com o pico das tensões de fase.

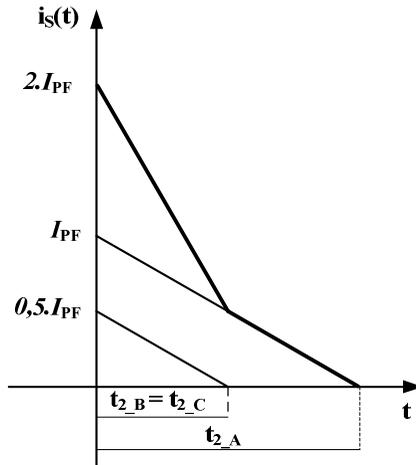
Então a expressão da corrente eficaz de saída será obtida para  $\theta = 90^\circ$ . Neste instante, as amplitudes das tensões de fase são:

- $v_{AN}(t) = V_{PF}$ ;
- $v_{BN}(t) = v_{CN}(t) = 0.5V_{PF}$ .

Da expressão (3.6), a corrente de cada fase neste instante é definida por (3.39).

$$\begin{cases} I_A = I_{PF} = \frac{V_{PF} \cdot D}{L \cdot f_{Chav}} \\ I_B = I_C = \frac{I_{PF}}{2} = \frac{V_{PF} \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_{Chav}} \end{cases} \quad (3.39)$$

A Figura 3.13 apresenta as correntes de saída das fases e a forma de onda da corrente de saída total em  $\theta = 90^\circ$ .



*Figura 3.13: Forma de onda da corrente de saída em  $\theta = 90^\circ$ .*

As equações que descrevem as correntes de cada uma das fases são apresentadas em (3.40):

$$\begin{cases} i_{S\_A}(t) = -\frac{I_{PF}}{t_{2\_A}} \cdot t + I_{PF} \\ i_{S\_B}(t) = -\frac{I_{PF}}{2 \cdot t_{2\_B}} \cdot t + \frac{I_{PF}}{2} \\ i_{S\_C}(t) = -\frac{I_{PF}}{2 \cdot t_{2\_C}} \cdot t + \frac{I_{PF}}{2} \end{cases} \quad (3.40)$$

Da expressão da queda de tensão sobre uma indutância tem-se a expressão (3.41).

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_L}{L} \quad (3.41)$$

Aplicando-se (3.41) ao instante ilustrado na Figura 3.13, sabendo que durante a etapa de transferência de energia, a tensão sobre as indutâncias é igual a  $V_S$ , chega-se à expressão (3.42).

$$\frac{I_{PF}}{t_{2\_A}} = \frac{I_{PF}}{2 \cdot t_{2\_B}} = \frac{I_{PF}}{2 \cdot t_{2\_C}} = \frac{V_S}{L} \quad (3.42)$$

Assim, as equações das correntes de cada braço podem ser escritas conforme (3.43).

$$\begin{cases} i_{s\_A}(t) = -\frac{V_S}{L} \cdot t + I_{PF} \\ i_{s\_B}(t) = i_{s\_C}(t) = -\frac{V_S}{L} \cdot t + \frac{I_{PF}}{2} \end{cases} \quad (3.43)$$

Observando-se a Figura 3.13, conclui-se que a equação da corrente de saída é dada pelo somatório das correntes de cada fase, conforme (3.44).

$$\begin{cases} i_{S(1)}(t) = -\frac{3 \cdot V_S}{L} \cdot t + 2 \cdot I_{PF} & (0 < t < t_{2\_B}) \\ i_{S(2)}(t) = -\frac{V_S}{L} \cdot t + I_{PF} & (t_{2\_B} < t < t_{2\_A}) \end{cases} \quad (3.44)$$

O valor eficaz da corrente de saída é dado então por:

$$i_{S(\text{ef})} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{chav}}} \cdot \left( \int_0^{t_{2\_B}} (i_{S(1)}(t))^2 dt + \int_{t_{2\_B}}^{t_{2\_A}} (i_{S(2)}(t))^2 dt \right)} \quad (3.45)$$

Da equação (3.42) é obtida a expressão (3.46), que define os intervalos de integração.

$$\begin{cases} t_{2\_A} = \frac{L \cdot I_{PF}}{V_S} \\ t_{2\_B} = \frac{L \cdot I_{PF}}{2 \cdot V_S} \end{cases} \quad (3.46)$$

Substituindo-se (3.46) em (3.45) e resolvendo-se as integrais chega-se à expressão (3.47), que define o valor da corrente eficaz máxima de saída dentro de um período de chaveamento.

$$i_{S(\text{ef})} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot \left[ \frac{11}{12} \cdot \frac{L \cdot I_{PF}^3}{V_S} \right]} \quad (3.47)$$

Substituindo (3.6) em (3.47) chega-se a (3.48).

$$i_{S(\text{ef})} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot \left[ \frac{11}{12} \cdot \frac{L \cdot \left( \frac{V_{PF} \cdot D}{L \cdot f_{\text{Chav}}} \right)^3}{V_S} \right]} \quad (3.48)$$

### 3.3.8.2 CORRENTE EFICAZ DE SAÍDA EM BAIXA FREQUÊNCIA

Como a expressão (3.48) é válida apenas para  $\theta = 90^\circ$ , considerando-se que as envoltórias das correntes de entrada apresentam variação senoidal e desprezando-se a ondulação de corrente devidas às variações de tensão, pode-se escrever (3.49).

$$i_{S(\text{ef})}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot \left[ \frac{11}{12} \cdot \frac{L \cdot \left( \frac{V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot D}{L \cdot f_{\text{Chav}}} \right)^3}{V_S} \right]} \quad (3.49)$$

Reescrevendo (3.49) chega-se à (3.50), que define a expressão do valor eficaz da corrente em baixa frequência em função do tempo.

$$i_{S(\text{ef})}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot \left[ \frac{11}{12} \cdot \frac{D^3 \cdot V_{\text{PF}}^3}{L^2 \cdot f_{\text{Chav}}^3 \cdot V_S} \cdot \text{sen}^3(\omega t) \right]} \quad (3.50)$$

O valor eficaz da corrente de saída pode então ser obtido integrando-se a expressão (3.50), conforme apresentado em (3.51).

$$I_{S(\text{ef})} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} (i_{S(\text{ef})}(\omega t))^2 \cdot d\omega t} \quad (3.51)$$

Os valores de  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $T$  são apresentados em (3.52) e são obtidos da Figura 3.12, correspondendo aos pontos de intersecção entre as equações das envoltórias das correntes de fase, conforme (3.52).

$$\begin{cases} \theta_1 = \frac{\pi}{3} \\ \theta_2 = \frac{2\pi}{3} \\ T = \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (3.52)$$

A equação (3.51) pode então ser escrita conforme apresentado em (3.53). Resolvendo-se a integral chega-se ao valor da corrente de saída eficaz, dada pela equação (3.55).

$$I_{S(\text{ef})} = \sqrt{\frac{3 \cdot i_{S(\text{ef})}^2}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \text{sen}^3(\omega t) \cdot d\omega t} \quad (3.53)$$

$$I_{S(\text{ef})} = \sqrt{\frac{3 \cdot i_{S(\text{ef})}^2}{\pi} \cdot \left[ \frac{\cos^3(\omega t)}{3} - \cos(\omega t) \right]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}}} \quad (3.54)$$

$$I_{S(\text{ef})} = 0.936 \cdot i_{S(\text{ef})} \quad (3.55)$$

### 3.3.9 CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA

#### 3.3.9.1 CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA EM UM PERÍODO DE CHAVEAMENTO

A partir das definições de apresentadas em (3.44) a corrente média em um período de chaveamento é dada por (3.56).

$$\bar{i}_S = \frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot \left( \int_0^{t_{2\_B}} i_{S(1)}(t) dt + \int_{t_{2\_B}}^{t_{2\_A}} i_{S(2)}(t) dt \right) \quad (3.56)$$

Substituindo-se (3.44) e (3.46) em (3.56) e resolvendo-se as integrais chega-se a (3.57), que corresponde à expressão da corrente média em um período de chaveamento.

$$\bar{i}_S = \frac{3}{4} \cdot \frac{L \cdot f_{\text{Chav}} \cdot I_{\text{PF}}^2}{V_S} \quad (3.57)$$

Substituindo (3.6) em (3.57) tem-se que o maior valor de corrente média em um período de chaveamento ( $\theta = 90^\circ$ ) é dado por (3.58).

$$\bar{i}_S = \frac{3}{4} \cdot \frac{V_{\text{PF}}^2 \cdot D^2}{V_S \cdot L \cdot f_{\text{Chav}}} \quad (3.58)$$

#### 3.3.9.2 CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA EM BAIXA FREQUÊNCIA

A expressão (3.58) define o valor máximo da corrente média em um período de chaveamento. Como a tensão de fase varia de forma senoidal, a corrente média na saída pode ser escrita conforme a expressão (3.59).

$$\bar{i}_S(\omega t) = \frac{3}{4} \cdot \frac{V_{\text{PF}}^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot D^2}{V_S \cdot L \cdot f_{\text{Chav}}} \quad (3.59)$$

O valor da corrente média de saída em baixa frequência é dado pela expressão (3.60).

$$\bar{I}_S = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \bar{i}_S(\omega t) \cdot d\omega t \quad (3.60)$$

Substituindo-se (3.59) em (3.60) e resolvendo-se a integral chega-se à expressão que define o valor médio da corrente de saída em baixa frequência, dado pela equação (3.61), que resumidamente pode ser escrita da forma apresentada em (3.62).

$$\bar{I}_S = 0,956 \cdot \left( \frac{9}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{V_{PF}^2 \cdot D^2}{V_S \cdot L \cdot f_{Chav}} \right) \quad (3.61)$$

$$\bar{I}_S = 0,913 \cdot (\bar{i}_S) \quad (3.62)$$

### 3.3.10 CÁLCULO DA CORRENTE EFICAZ NO CAPACITOR

Com base no circuito da Figura 3.10 a corrente no capacitor é dada por:

$$i_C(t) = i_{S,T}(t) - i_{CARGA}(t) \quad (3.63)$$

Em termos de valores eficazes, a corrente no capacitor pode ser escrita conforme (3.64) que, a partir da definição de valor eficaz corresponde a (3.65).

$$[i_C(t)]_{ef} = [i_S(t) - i_{CARGA}(t)]_{ef} \quad (3.64)$$

$$[i_C(t)]_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} [i_S(t) - i_{CARGA}(t)]^2 dt} \quad (3.65)$$

$$\left( [i_C(t)]_{\text{ef}} \right)^2 = \begin{cases} \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_S^2(t) dt + \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{\text{Carga}}^2(t) dt \\ - \frac{6}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_S(t) \cdot i_{\text{Carga}}(t) dt \end{cases} \quad (3.66)$$

Considerando que a corrente de carga é constante, tem-se:

$$\left( [i_C(t)]_{\text{ef}} \right)^2 = \begin{cases} \left( [i_S(t)]_{\text{ef}} \right)^2 + \left( [i_{\text{Carga}}(t)]_{\text{ef}} \right)^2 \\ - \frac{2 \cdot P_S}{V_S} \cdot \underbrace{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_S(t) \cdot dt}_A \end{cases} \quad (3.67)$$

A expressão (3.67) pode ser simplificada e reescrita conforme a expressão (3.68), considerando-se que:

- O termo definido como “A” na equação (3.67) corresponde ao valor médio da corrente de saída em baixa frequência;
- O valor da corrente de carga é constante e assim seu valor eficaz corresponde à própria corrente.

$$[i_C(t)]_{\text{ef}} = \sqrt{\left( [i_S(t)]_{\text{ef}} \right)^2 + \left( \frac{P_S}{V_S} \right)^2 - \frac{2 \cdot P_S}{V_S} \cdot \bar{I}_S} \quad (3.68)$$

### 3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO - CASO IDEAL

Para comprovação da análise teórica apresentada foi realizado o estudo através de simulação numérica de um conversor operando em malha aberta, sem a introdução de não-idealidades no circuito. O simulador utilizado foi o PSIM 9.0. As especificações do circuito simulado são relacionadas a seguir:

- Tensão de entrada:  $90 V_{\text{RMS}}$ ;
- $R_{\text{Carga}} = 50 \Omega$ ;
- Indutância ( $L$ ) =  $25 \mu\text{H}$ ;
- $C = 3000 \mu\text{F}$ ;
- Indutância do filtro de entrada ( $L_{\text{F}}$ ) =  $2\text{mH}$ ;
- Capacitância do filtro de entrada ( $C_{\text{F}}$ ) =  $1,5 \mu\text{F}$ ;
- Frequência de chaveamento ( $f_{\text{Chav}}$ ) =  $39600 \text{ Hz}$ .

O valor da frequência de chaveamento foi escolhido por ser múltipla inteira de  $60 \text{ Hz}$  (frequência da rede) e de  $360 \text{ Hz}$  (frequência da ondulação da tensão de saída).

### **3.4.1 OPERAÇÃO IDEAL COMO ELEVADOR (CARACTERÍSTICA *BOOST*)**

A obtenção de uma tensão de saída maior que o valor de pico das tensões de entrada foi feita a partir de uma razão cíclica de  $0,42$ . Tendo como ponto de partida as especificações do conversor e a razão cíclica adotada, foram determinados os valores teóricos esperados dos principais parâmetros do conversor, que são apresentados na Na Figura 3.14 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{\text{AN}}(t)$  (dividida por 2) e da corrente  $i_{\text{A}}(t)$  sem filtragem, onde pode-se observar que a forma de onda da envoltória da corrente é senoidal, mesmo sem a utilização de malhas de controle de corrente. O valor de pico da corrente obtido por simulação é bastante próximo do valor teórico esperado.

Na Figura 3.15 é apresentada a forma de onda da tensão  $v_{\text{AN}}(t)$  (dividida por 10) e a corrente  $i_{\text{A}}(t)$  filtrada. Observa-se que a forma de onda de corrente está praticamente em fase com a tensão, resultando em um fator de potência próximo à unidade. O valor de pico da corrente filtrada apresenta valor bastante próximo ao teórico, conforme apresentado na Tabela 3.1.

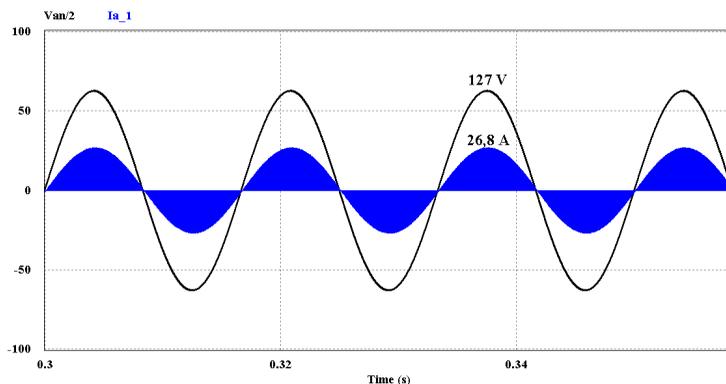
Tabela 3.1.

Na Figura 3.14 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  (dividida por 2) e da corrente  $i_A(t)$  sem filtragem, onde pode-se observar que a forma de onda da envoltória da corrente é senoidal, mesmo sem a utilização de malhas de controle de corrente. O valor de pico da corrente obtido por simulação é bastante próximo do valor teórico esperado.

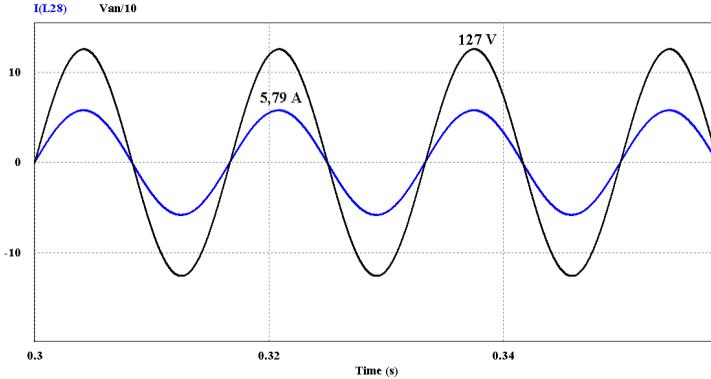
Na Figura 3.15 é apresentada a forma de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  (dividida por 10) e a corrente  $i_A(t)$  filtrada. Observa-se que a forma de onda de corrente está praticamente em fase com a tensão, resultando em um fator de potência próximo à unidade. O valor de pico da corrente filtrada apresenta valor bastante próximo ao teórico, conforme apresentado na Tabela 3.1.

**Tabela 3.1: Operação como elevador: comparativo entre os valores teóricos e os resultados obtidos por simulação.**

Parâmetro	Expressão Utilizada	Valor Teórico	Resultado de Simulação
Tensão de Saída	(3.17)	232,13 V	232,3 V
Corrente de pico de entrada sem filtragem	(3.18)	26,9 A	26,8 A
Corrente de pico de entrada após a filtragem	(3.32)	5,66 A	5,79 A
Corrente Eficaz de Saída	(3.48) e (3.55)	11,57 A	12,23 A
Corrente Média de Saída	(3.61)	4,24 A	4,67 A
Corrente Eficaz no Capacitor	(3.68)	10,78 A	11,32 A

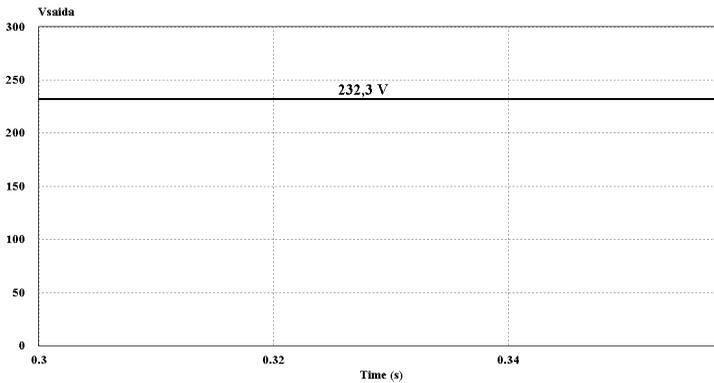


**Figura 3.14: Formas de onda de simulação ( $D=0,42$ ): Tensão  $v_{AN}(t)$  (divida por 2) e corrente  $i_A(t)$  sem filtragem.**



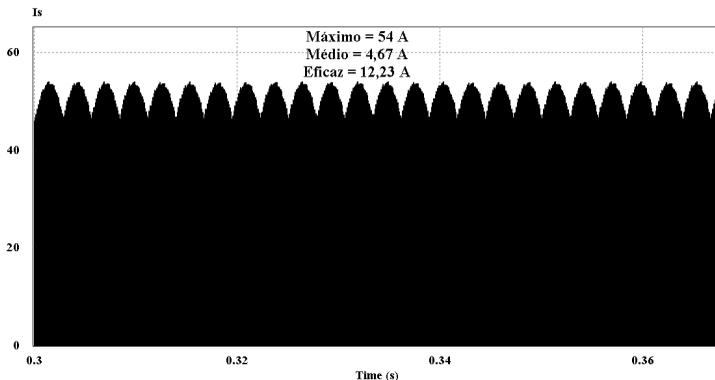
**Figura 3.15:** Formas de onda de simulação ( $D=0,42$ ): Tensão  $v_{AN}(t)$  (divida por 10) e corrente  $i_A(t)$  filtrada.

Na Figura 3.16 é apresentada a forma de onda da tensão de saída, onde pode-se constatar que o valor obtido por simulação é praticamente igual ao valor calculado teoricamente, o que comprova a expressão do ganho estático.



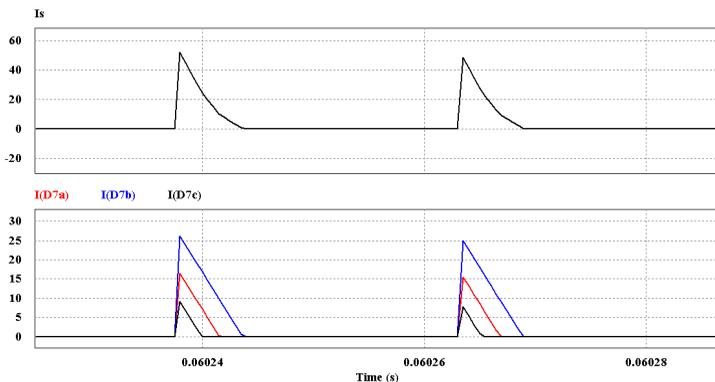
**Figura 3.16:** Forma de onda de simulação ( $D=0,42$ ): tensão de saída.

Na Figura 3.17 é apresentada a forma de onda da corrente de saída, cujos valores médio e eficaz se aproximaram bastante dos valores teóricos esperados, apresentados na Tabela 3.1. A forma de onda e o valor máximo desta corrente são semelhantes aos apresentados na Figura 3.12.



**Figura 3.17:** Forma de onda de simulação: corrente de saída.

Na Figura 3.18 é apresentado um detalhe da forma de onda da corrente de saída e das correntes de cada braço do conversor, que se comportam conforme apresentado na Figura 3.13.



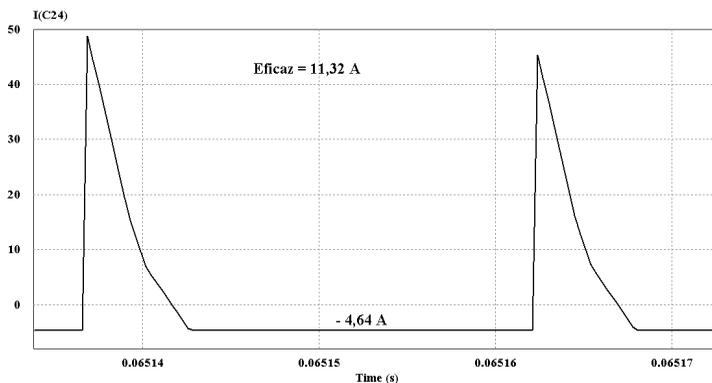
**Figura 3.18:** Formas de onda de simulação ( $D=0,42$ ): detalhe da corrente de saída e das correntes de cada braço do conversor na etapa de transferência de energia.

Na Figura 3.19 é apresentado um detalhe da forma de onda da corrente no capacitor de saída, cujo valor eficaz obtido se aproxima bastante ao valor teórico apresentado na Na Figura 3.14 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  (dividida por 2) e da corrente  $i_A(t)$  sem filtragem, onde pode-se observar que a forma de onda da envoltória da corrente é senoidal, mesmo sem a utilização de malhas

de controle de corrente. O valor de pico da corrente obtido por simulação é bastante próximo do valor teórico esperado.

Na Figura 3.15 é apresentada a forma de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  (dividida por 10) e a corrente  $i_A(t)$  filtrada. Observa-se que a forma de onda de corrente está praticamente em fase com a tensão, resultando em um fator de potência próximo à unidade. O valor de pico da corrente filtrada apresenta valor bastante próximo ao teórico, conforme apresentado na Tabela 3.1.

Tabela 3.1. O valor negativo de corrente apresentado corresponde ao valor da corrente absorvida pela carga de  $50 \Omega$  durante os intervalos em que o capacitor alimenta a carga.



*Figura 3.19: Formas de onda de simulação ( $D=0,42$ ): detalhe da corrente no capacitor de saída.*

### 3.4.2 OPERAÇÃO IDEAL COMO ABAIXADOR (CARACTERÍSTICA BUCK)

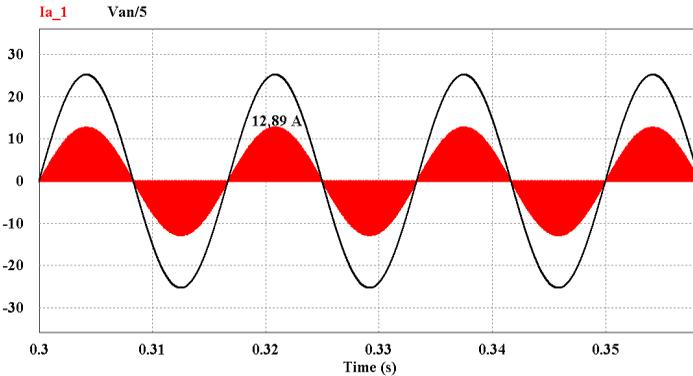
A obtenção de uma tensão de saída menor que o valor de pico das tensões de entrada foi obtida a partir de uma razão cíclica de 0,2. Na Tabela 3.2 são apresentados os valores teóricos de alguns dos parâmetros do circuito para esta condição.

*Tabela 3.2: Operação como abaixador: comparativo entre os valores teóricos e os resultados obtidos por simulação.*

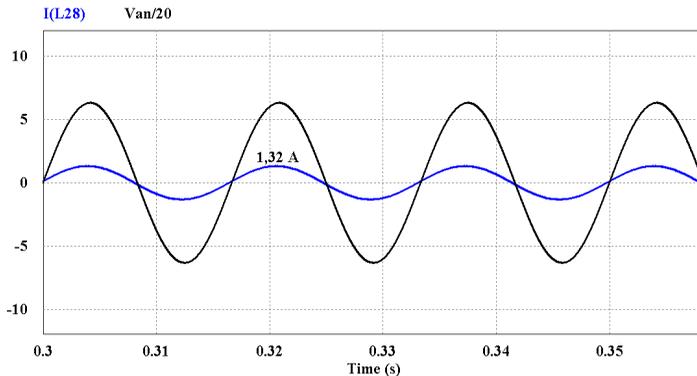
Parâmetro	Expressão Utilizada	Valor Teórico	Resultado de Simulação
Tensão de Saída	(3.17)	110,54V	110,7 V
Corrente de pico de entrada sem filtragem	(3.18)	12,83 A	12,89 A
Corrente de pico de entrada após a filtragem	(3.32)	1,28 A	1,32 A

Na Figura 3.20 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  e da corrente  $i_A(t)$  sem filtragem, onde pode-se observar a envoltória senoidal da corrente, com valor de pico obtido por simulação praticamente igual ao valor teórico esperado. Resultado semelhante acontece com relação à corrente  $i_A(t)$  filtrada, conforme mostra a Figura 3.21.

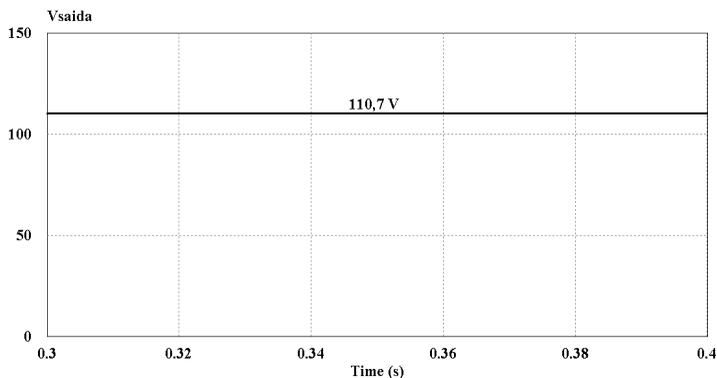
Na Figura 3.22 é apresentada a tensão de saída do conversor, cujo valor é praticamente igual ao valor teórico apresentado na Tabela 3.2.



**Figura 3.20: Formas de onda de simulação ( $D=0,2$ ): Tensão  $v_{AN}(t)$  (divida por 5) e corrente  $i_A(t)$  sem filtragem.**



**Figura 3.21: Formas de onda de simulação ( $D=0,2$ ): Tensão  $v_{AN}(t)$  (divida por 20) e corrente  $i_A(t)$  filtrada.**



*Figura 3.22: Forma de onda de simulação ( $D=0,2$ ): tensão de saída.*

### 3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COM PARÂMETROS REAIS E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste item foram reunidos os resultados de simulação nos quais foram utilizados valores de alguns parâmetros reais, obtidos a partir de medições de componentes utilizados no protótipo, com os resultados experimentais, que foram publicados em [35]. Os parâmetros medidos e introduzidos no simulador foram os seguintes:

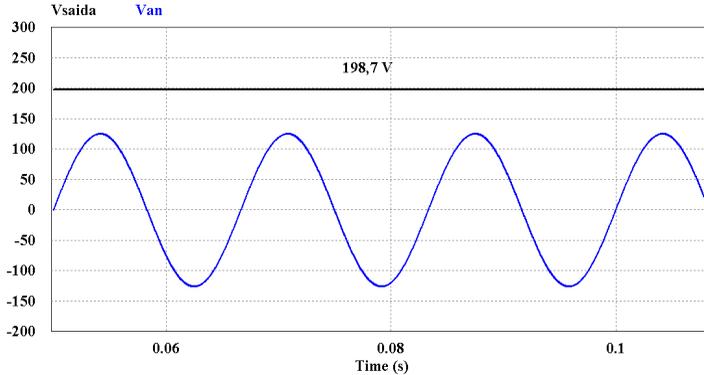
- Queda de tensão nos diodos: 3 V
- Tensão de Saturação dos IGBT's: 0,2 V
- Resistência série das indutâncias, incluindo as de filtro: 0,1  $\Omega$ ;

Dentre estes parâmetros, é importante mencionar que a queda de tensão medida nos diodos apresenta um valor incomum, que destoou bastante daqueles encontrados na folha de dados do componente (diodo BYT30P-1000).

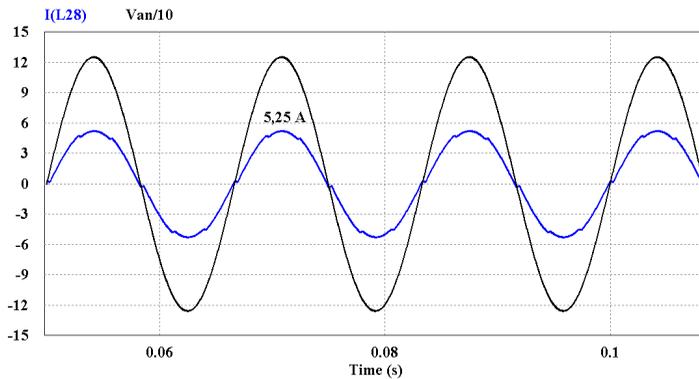
Nas simulações foram utilizados os valores de razão cíclica aplicados no laboratório: 0,24 para operação como abaixador e 0,42 para operação como elevador.

### 3.5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Na Figura 3.23 e na Figura 3.24 são apresentados os resultados obtidos para operação como elevador. Observa-se uma sensível diferença entre estes resultados e aqueles obtidos com a simulação ideal.

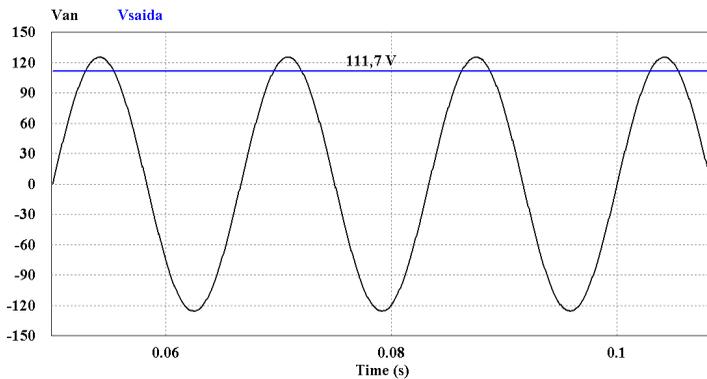


**Figura 3.23:** Formas de onda de simulação: Tensão de entrada  $v_{AN}(t)$  ( $90 V_{RMS}$ ) e tensão de saída ( $198,7 V$ ).

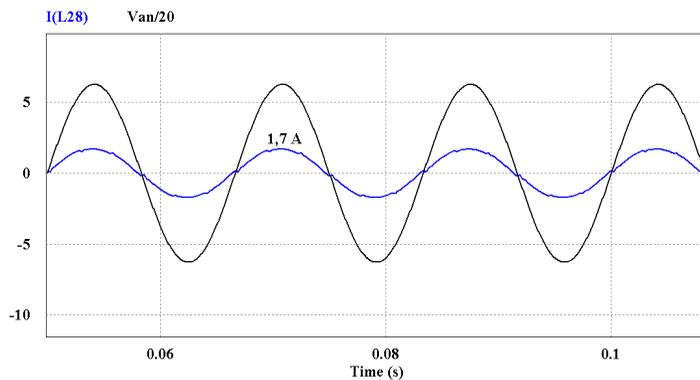


**Figura 3.24:** Formas de onda de simulação: Tensão de entrada  $v_{AN}(t)$  ( $90 V_{RMS}$ ) e corrente  $i_A(t)$  ( $5,25 A_{pico}$ ).

Na Figura 3.25 e na Figura 3.26 são apresentados os resultados obtidos para operação como abaixador.



**Figura 3.25:** Formas de onda de simulação: Tensão de entrada  $v_{AN}(t)$  ( $90 V_{RMS}$ ) e tensão de saída ( $111,7 V$ ).



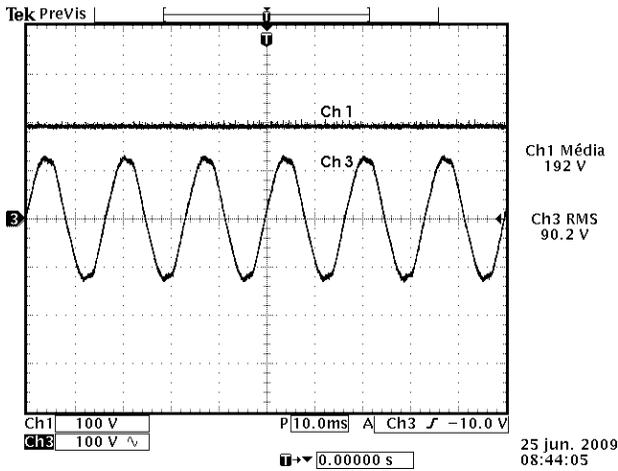
**Figura 3.26:** Formas de onda de simulação: Tensão de entrada  $v_{AN}(t)$  ( $90 V_{RMS}$ ) e corrente  $i_A(t)$  ( $1,7 A_{pico}$ ).

### 3.5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

No protótipo montado foram utilizados os parâmetros já mencionados no item 3.4, e os componentes relacionados a seguir:

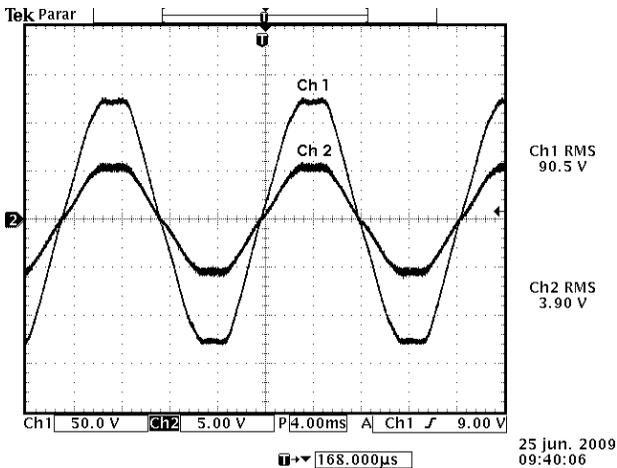
- Diodos BYT30P-1000;
- IGBT's IRGP50B60PD;
- Drivers Semikron SKHI20opA;
- Gerador de pulsos UC3525.

Na Figura 3.27 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  ( $90,2 V_{RMS}$ ) e da tensão de saída ( $192 V$ ).



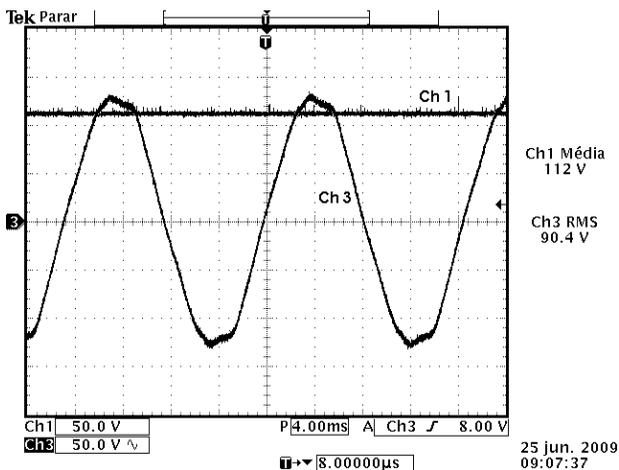
**Figura 3.27: Resultados experimentais: tensão  $v_{AN}(t)$  ( $90,2 V_{RMS}$ ) e tensão de saída ( $192 V$ ).**

Na Figura 3.28 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  ( $90,5 V_{RMS}$ ) e da corrente  $i_A(t)$  ( $3,9 A_{RMS}$ ).



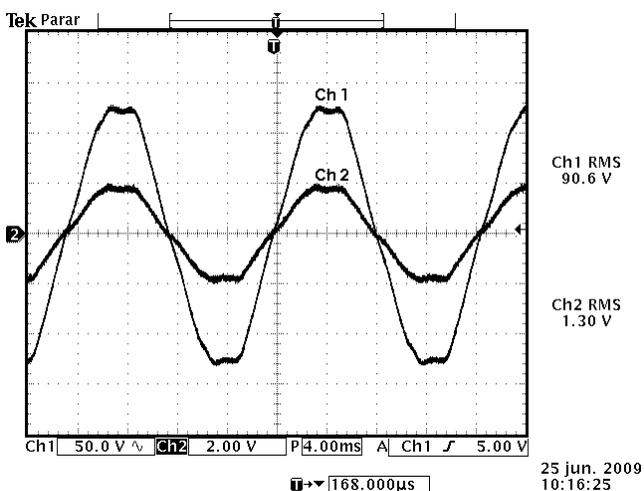
**Figura 3.28: Resultados experimentais: tensão  $v_{AN}(t)$  ( $90,5 V_{RMS}$ ) e corrente  $i_A(t)$  ( $3,9 A_{RMS}$ ).**

Na Figura 3.29 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  ( $90,4 V_{RMS}$ ) e da tensão de saída ( $112 V$ ).



**Figura 3.29: Resultados experimentais: tensão  $v_{AN}(t)$  ( $90,4 V_{RMS}$ ) e tensão de saída ( $112 V$ ).**

Na Figura 3.30 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  ( $90,6 V_{RMS}$ ) e da corrente  $i_A(t)$  ( $1,3 A_{RMS}$ ).



**Figura 3.30: Resultados experimentais: tensão  $v_{AN}(t)$  ( $90,6 V_{RMS}$ ) e corrente  $i_A(t)$  ( $1,3 A_{RMS}$ ).**

### 3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi analisado o conversor trifásico *Buck+Boost* proposto operando em condução descontínua no modo *Buck-Boost*. Foram descritas as etapas de operação e os respectivos circuitos equivalentes, bem como obtidas expressões matemáticas que caracterizam este modo de operação do conversor. A partir de resultados de simulação numérica do conversor foi possível comprovar a análise teórica apresentada.

Foram também apresentados resultados experimentais obtidos de um protótipo de laboratório, onde é possível observar que a operação como abaixador (*Buck*) ou elevador (*Boost*) é determinada em função da razão cíclica aplicada aos interruptores. A diferença significativa entre os valores obtidos na experimentação e os valores teóricos esperados é explicada pela presença de não idealidades. Para comprovar a origem destas diferenças, foram apresentados também resultados de simulação numérica realizados com a introdução de parâmetros reais obtidos de medições de componentes utilizados no protótipo. Os resultados destas simulações apresentaram valores muito próximos daqueles obtidos do protótipo, comprovando que as discrepâncias em relação aos valores teóricos são causados pelas não idealidades presentes no experimento.

## CAPÍTULO IV

### OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC) MODO *BOOST*

---

---

#### 4.1 INTRODUÇÃO

No Capítulo II foram apresentadas as características mais importantes do conversor proposto quando operando no MCC. A partir destas características foram definidos os modos de operação de interesse do conversor, dentre eles o modo *Boost*, que é objeto de análise deste capítulo. **Equation Section 4**

É importante frisar que a escolha do modo *Boost* para análise não teve como motivação a operação exclusiva do conversor neste modo, mas sim o modo *Buck+Boost* em que, sob determinadas condições, o conversor opera como *Boost*. Desta forma, a análise da operação do conversor apenas neste modo é na verdade um recurso usado para facilitar o entendimento da operação completa do conversor.

Serão inicialmente analisadas em detalhe a estratégia de comando e modulação brevemente descritas no Capítulo II. A seguir são identificadas e descritas as etapas de operação, bem como os circuitos equivalentes resultantes.

A partir da análise das etapas de operação será então desenvolvida a análise teórica e a caracterização matemática do conversor, bem como a definição de seus parâmetros de projeto.

Por fim serão apresentados os resultados de estudos realizados por simulação numérica objetivando comprovar as conclusões da análise teórica.

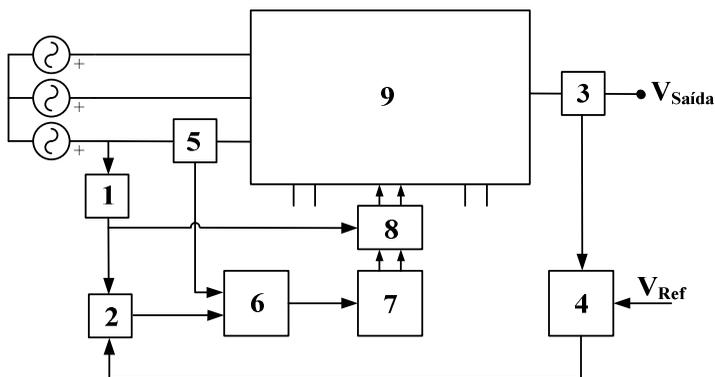
A análise do conversor operando no modo *Boost* foi pulicado no artigo “*Three-phase single stage AC-DC Buck-Boost converter operating in Buck and Boost modes*” apresentado no Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP) em 2011 [36].

## 4.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

A análise do conversor, independente do modo de operação estudado, tem como requisito o conhecimento prévio de sua filosofia de operação, o que envolve as estratégias de controle, comando e modulação adotadas, bem como das variáveis envolvidas.

No caso do conversor de estágio único proposto, a operação no MCC implica na existência de uma malha de controle para cada corrente de entrada, além de uma malha de tensão para o controle da tensão de saída.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 4.1 ilustra de forma simplificada a estrutura de controle e comando utilizada no conversor.



*Figura 4.1: Diagrama simplificado da estrutura de comando e controle do conversor proposto.*

- Bloco 1: Transformador abaixador isolador (um por fase);
- Bloco 2: Circuito multiplicador (um por fase);
- Bloco 3: Sensor de tensão;
- Bloco 4: Compensador de tensão;
- Bloco 5: Sensor de corrente (um por fase);
- Bloco 6: Compensador de corrente (um por fase);
- Bloco 7: Modulador (um por fase);
- Bloco 8: Circuito lógico de comando (um por fase);
- Bloco 9: *Drivers* e circuito de potência do conversor.

A referência de corrente é definida a partir da amostra da tensão de fase obtida através do transformador (1), que é multiplicada (2) pelo sinal vindo do compensador de tensão (4).

O sinal do compensador de tensão é gerado pela comparação da amostra da tensão de saída, fornecida pelo sensor de tensão (3), com o sinal de referência de tensão.

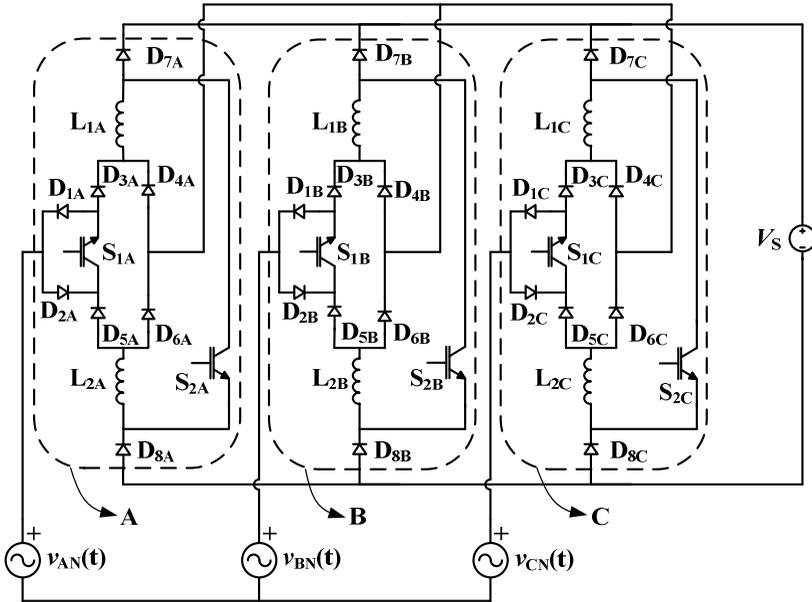
O compensador de corrente (6) compara a amostra de corrente vinda do sensor de corrente (5) com a referência de corrente, gerando o sinal modulador ou modulante, que é enviado ao modulador (7). A expressão que define a forma de onda deste sinal é denominada de função de modulação.

O modulador determina a razão cíclica (d) adequada e gera os pulsos de comando, que são enviados, juntamente com a amostra da tensão de entrada, para os circuitos responsáveis pela lógica de comando (8). Uma vez gerados os pulsos e os sinais lógicos de comando, estes são enviados ao circuito do conversor (9).

### **4.3 ESTRATÉGIA DE COMANDO DOS INTERRUPTORES**

Conforme descrito no Capítulo II, independente do modo de operação, a estratégia de comando dos interruptores tem como referência a amplitude das tensões de fase. A partir deste parâmetro foi desenvolvida a divisão do período da rede em setores, conforme apresentado na Figura 2.7. Na Figura 4.2 o circuito do conversor é dividido em módulos (ou braços), identificados com as letras **A**, **B** e **C**. Esta divisão é feita para tornar a descrição de operação mais precisa.

Uma vez identificado o setor em que o conversor está operando, os interruptores do braço associado à fase de maior amplitude (em módulo) são colocados em condução ao longo de todo o setor.



**Figura 4.2:** Circuito do conversor com a indicação dos módulos que o compõe.

A análise da operação do conversor no modo *Boost* será feita para o setor 2, parte A, onde a tensão  $v_{AN}(t)$  é positiva e com maior amplitude, enquanto que as tensões  $v_{BN}(t)$  e  $v_{CN}(t)$  são negativas, com  $|v_{BN}(t)| > |v_{CN}(t)|$ . É importante salientar que, em função da simetria apresentada pelo sistema trifásico, toda análise feita para esse setor pode ser expandida para os demais.

Ao longo do setor 2, os interruptores do braço **A**, associado à fase A ( $S_{1A}$  e  $S_{2A}$ ), são colocados em condução. Além disso, a operação no modo *Boost* implica em que os interruptores *Buck* dos demais braços ( $S_{1B}$  e  $S_{1C}$ ) sejam também mantidos em condução ao longo de todo o setor.

#### 4.4 A ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

No conversor proposto, a operação do circuito modulador é a base de todo o funcionamento, a começar pela definição do modo de operação. Assim, neste item será feita a caracterização matemática do

modulador utilizado, bem como definida a função de modulação para a operação do conversor no modo *Boost*.

#### 4.4.1 O MODULADOR

Conforme ilustrado na Figura 4.3, o modulador utilizado é composto por duas ondas portadoras do tipo dente de serra com amplitude  $V_R$  sobrepostas e dois comparadores. A expressão (4.1) define a portadora inferior enquanto que a expressão (4.2) define a portadora superior.

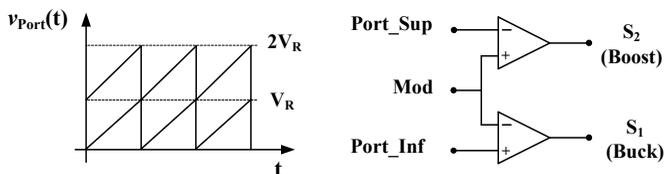


Figura 4.3: Forma de onda das portadoras e o circuito do modulador utilizado.

$$v_{\text{Port}_I}(t) = \frac{V_R}{T_{\text{Chav}}} \cdot t \quad (4.1)$$

$$v_{\text{Port}_S}(t) = \frac{V_R}{T_{\text{Chav}}} \cdot t + V_R \quad (4.2)$$

O comportamento do modulador frente aos valores que o sinal modulante ( $V_{\text{Mod}}$ ) pode assumir é ilustrado pela Figura 4.4.

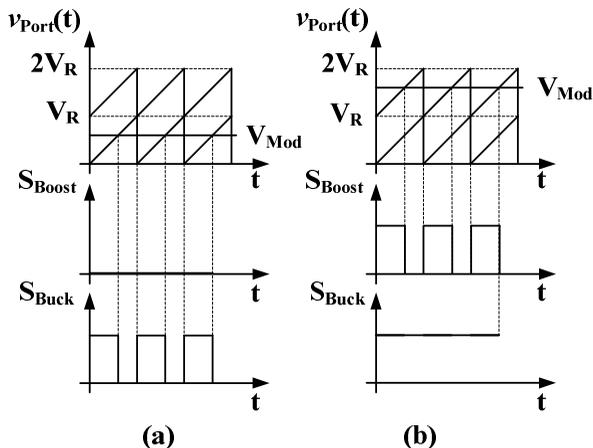


Figura 4.4: Geração dos pulsos de comando pelo modulador.

Quando o sinal modulante ( $V_{Mod}$ ) é menor que  $V_R$ , são gerados pulsos na saída do comparador inferior, enquanto que a saída do comparador superior é mantida em nível zero, bloqueando o interruptor *Boost*.

Quando o sinal do modulante é maior que  $V_R$ , são gerados pulsos na saída do comparador superior enquanto que a saída do comparador inferior é levada a nível lógico alto, colocando o interruptor *Buck* em condução.

#### 4.4.2 A FUNÇÃO DE MODULAÇÃO

A função de modulação define o comportamento teórico do sinal modulante gerado pelo compensador ( $V_{Mod}$ ). A comparação deste sinal com as portadoras gera os sinais PWM de comando dos interruptores, cuja largura de pulso é definida pela expressão do ganho estático do conversor.

No setor 2A, a corrente da fase A é submetida ao controle indireto e as correntes das fases B e C são definidas pela ação de seus respectivos controladores. A seguir será apresentada a obtenção da função de modulação para a fase B, sendo que o mesmo procedimento pode ser aplicado para as demais fases.

A função de modulação define a forma do sinal modulante gerado pelo compensador de tal maneira que, ao ser aplicado ao modulador, sejam gerados os pulsos de comando necessários à obtenção da corrente de entrada e da tensão de saída definidos pelos sinais de referência.

A dedução da função de modulação tem como pontos de partida as expressões das portadoras que formam o modulador, dados pelas equações (4.1) e (4.2), a definição da razão cíclica, dada pela expressão (3.2) e ainda pela expressão do ganho estático para a fase *B*, dada pela expressão (4.3), onde a tensão de linha  $v_{AB}(t)$  é definida em (4.4).

$$\frac{V_S}{|v_{AB}(t)|} = \frac{1}{1 - d_{B\_Boost}(t)} \quad (4.3)$$

$$v_{AB}(t) = \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (4.4)$$

A obtenção da expressão (4.3) será descrita em detalhes neste capítulo, ao longo da análise teórica da operação no modo *Boost*.

Isolando-se a razão cíclica em (4.3) e substituindo-se pela definição dada por (3.2), chega-se à expressão (4.5), que define a largura dos pulsos de comando para os interruptores do braço **B** ao longo do setor 2A.

$$t_{1\_B\_Boost} = \frac{V_S - \left| \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \right|}{V_S} \cdot T_{Chav} \quad (4.5)$$

Conforme mostra a Figura 4.4(b), a largura dos pulsos para o interruptor *Boost* é determinada pela comparação da onda portadora  $v_{Port\_S}(t)$  com o valor assumido pela função de modulação ( $V_{Mod}$ ). Assim, substituindo-se (4.5) em (4.2) obtém-se (4.6), que define a expressão da função de modulação da fase *B* para o modo *Boost*.

$$v_{Mod\_B\_Boost}(t) = 2 \cdot V_R - \frac{V_R \cdot \left| \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \right|}{V_S} \quad (4.6)$$

Definindo-se a relação entre  $V_S$  e  $V_{PF}$  como  $\beta$ , conforme apresentado em (4.7), a expressão (4.6) pode ser reescrita conforme (4.8).

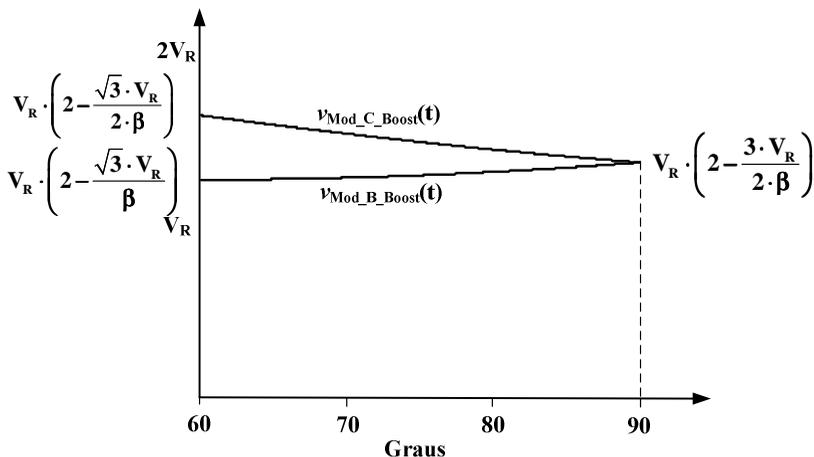
$$\beta = \frac{V_S}{V_{PF}} \quad (4.7)$$

$$v_{\text{Mod\_B\_Boost}}(t) = 2.V_R - \frac{V_R \cdot \left| \sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \right|}{\beta} \quad (4.8)$$

Seguindo o mesmo procedimento, a função de modulação para a fase  $C$  é apresentado em (4.9).

$$v_{\text{Mod\_C\_Boost}}(t) = 2.V_R - \frac{V_R \cdot \left| \sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t - 30^\circ) \right|}{\beta} \quad (4.9)$$

Na Figura 4.5 é apresentado o comportamento das funções de modulação das fases  $B$  e  $C$  ao longo do setor  $2A$ , onde pode-se observar que ambas assumem apenas valores superiores a  $V_R$ , indicando que somente serão gerados pulsos na saída do comparador superior do modulador, enquanto que o comparador inferior será mantido em nível lógico alto. Assim, apenas os interruptores *Boost* dos braços  $B$  e  $C$  do conversor ( $S_{2B}$  e  $S_{2C}$ ) receberão pulsos de comando, enquanto que os interruptores *Buck* ( $S_{1B}$  e  $S_{1C}$ ) serão mantidos em condução.



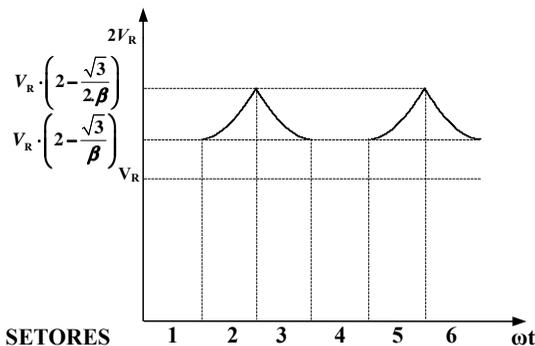
**Figura 4.5:** Comportamento das funções de modulação das fases B e C ao longo do setor 2A para a operação no modo Boost.

A expansão do comportamento da função de modulação da fase B para o período completo da rede é possível considerando-se que nos intervalos em que a fase C apresenta maior amplitude (setores 3 e 5) a tensão de entrada aplicada ao braço **B** do conversor é a tensão  $v_{CB}(t)$ , dada pela expressão (4.10).

$$v_{CB}(t) = \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 90^\circ) \quad (4.10)$$

Nos setores 1 e 4 a fase B apresenta maior amplitude e sendo assim, a corrente  $i_B(t)$  é submetida ao controle indireto. Desta forma, a função de modulação não é definida para estes intervalos. Em (4.11) são apresentadas as funções de modulação para cada um dos setores. Na Figura 4.6 é representado graficamente o comportamento da função de modulação da fase B ao longo de um período da rede.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Setor 1} \rightarrow \text{Controle Indireto} \\
 \text{Setor 2} \rightarrow v_{\text{Mod}_B\text{Boost}}(t) = 2V_R - \frac{\sqrt{3} \cdot V_R |\text{sen}(\omega t + 30^\circ)|}{\beta} \\
 \text{Setor 3} \rightarrow v_{\text{Mod}_B\text{Boost}}(t) = 2V_R - \frac{\sqrt{3} \cdot V_R |\text{sen}(\omega t + 90^\circ)|}{\beta} \\
 \text{Setor 4} \rightarrow \text{Controle Indireto} \\
 \text{Setor 5} \rightarrow v_{\text{Mod}_B\text{Boost}}(t) = 2V_R - \frac{\sqrt{3} \cdot V_R |\text{sen}(\omega t + 30^\circ)|}{\beta} \\
 \text{Setor 6} \rightarrow v_{\text{Mod}_B\text{Boost}}(t) = 2V_R - \frac{\sqrt{3} \cdot V_R |\text{sen}(\omega t + 90^\circ)|}{\beta}
 \end{array} \right. \quad (4.11)$$



**Figura 4.6:** Comportamento da função de modulação do braço B para o modo Boost ao longo de um período de rede.

## 4.5 ETAPAS DE OPERAÇÃO

O modo de operação *Boost* apresenta 5 etapas de operação, conforme o diagrama simplificado da Figura 4.7, onde é esboçado o comportamento dos parâmetros (tensões ou correntes) que definem o início e o final de cada etapa, bem como o estado lógico do comando dos interruptores de cada braço no setor 2A.

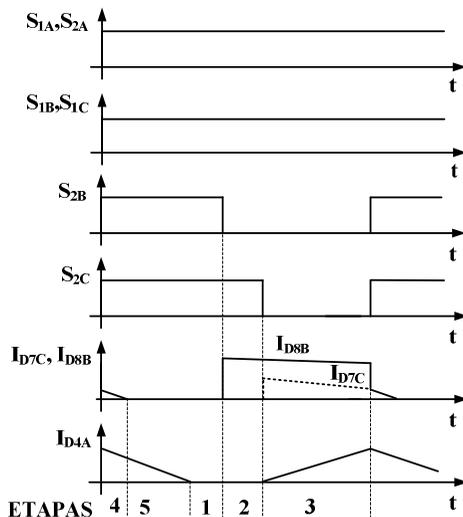


Figura 4.7: Etapas de operação do conversor no modo Boost ao longo do setor 2A.

Conforme pode ser observado na Figura 4.7, na operação no modo *Boost*, independente da etapa de operação, os interruptores *Buck* dos braços **B** e **C** ( $S_{1B}$  e  $S_{1C}$ ) e os dois interruptores do braço **A** são mantidos em condução.

Nos circuitos apresentados, as fontes utilizadas para compor o sistema trifásico são representadas com a polaridade assumida ao longo do setor 2A, onde:

$$\begin{cases} v_{AN}(t) = V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t) \\ v_{BN}(t) = V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ v_{CN}(t) = V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.12)$$

#### 4.5.1 ETAPA 01 – TODOS OS INTERRUPTORES EM CONDUÇÃO

Nesta etapa todos os interruptores são colocados em condução, conforme apresentado no circuito da Figura 4.8.

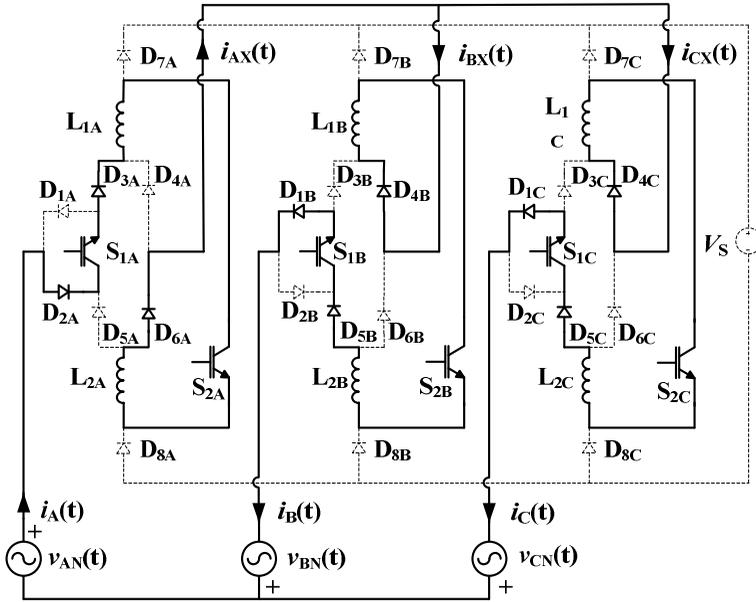


Figura 4.8: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 01.

Nessa etapa, todas as indutâncias do circuito estão armazenando energia e suas correntes crescem em módulo. De forma semelhante ao que acontece no conversor *Boost* monofásico, não há circulação de corrente do conversor para a carga.

O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 4.9.

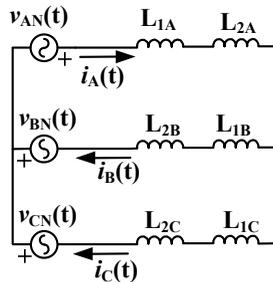


Figura 4.9: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 01.

As expressões apresentadas em (4.13), que descrevem a tensão em cada uma das indutâncias, são obtidas através da aplicação do teorema da superposição ao circuito equivalente.

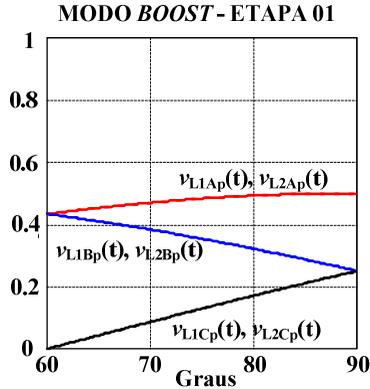
Conforme pode ser visto na Figura 4.10, as tensões aplicadas às indutâncias são positivas, independente da polaridade das tensões de fase, indicando que todas as indutâncias estão armazenando energia.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| \\ v_{L2A}(t) = \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| \\ v_{L1B}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| \\ v_{L2B}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| \\ v_{L1C}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{CN}(t)| \\ v_{L2C}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{CN}(t)| \end{array} \right. \quad (4.13)$$

As expressões apresentadas em (4.13) foram parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ , conforme a expressão (4.14) e são representadas graficamente na Figura 4.10. Este procedimento será adotado na representação gráfica das tensões sobre as indutâncias em todos os modos de operação do trabalho.

$$V_{L1Ap}(t) = \frac{v_{L1A}(t)}{V_{PF}} \quad (4.14)$$

Em todas as etapas do modo *Boost* foi considerada a relação entre tensão de saída e o pico das tensões de fase de entrada ( $\beta$ ) igual a 1,8. Esta escolha foi feita pois os resultados de simulação foram obtidos para este valor de  $\beta$ .



*Figura 4.10: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.13), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .*

#### 4.5.2 ETAPA 02 – INTERRUPTOR DA FASE B É BLOQUEADO

Em um conversor *Boost*, quanto maior a tensão de entrada em relação à tensão de saída, menor é a duração do pulso de comando aplicado ao interruptor. Esta lógica também se aplica ao circuito em estudo. No setor 2A, a fase *B* apresenta maior amplitude (em módulo) que a fase *C*, apresentando então o pulso com menor duração. Desta forma o interruptor  $S_{2B}$  é o primeiro a ser bloqueado. O circuito resultante é apresentado na Figura 4.11.

Nesta etapa a corrente  $i_C(t)$  continua em elevação (armazenando energia) enquanto que a corrente  $i_B(t)$  se reduz, uma vez que as indutâncias do braço **B** do conversor passam a transferir energia para a carga.

As expressões que definem as tensões aplicadas às indutâncias são apresentadas em (4.15). Nesta etapa as tensões sobre as indutâncias do braço **B** se tornam negativas, apresentando inversão na derivada da corrente, o que caracteriza o processo de transferência de energia. Nas indutâncias do braço **C** as tensões permanecem positivas.

A duração desta etapa é variável, uma vez que depende da largura dos pulsos aplicados aos interruptores que, por sua vez, são definidos pela amplitude das tensões de linha  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$ .

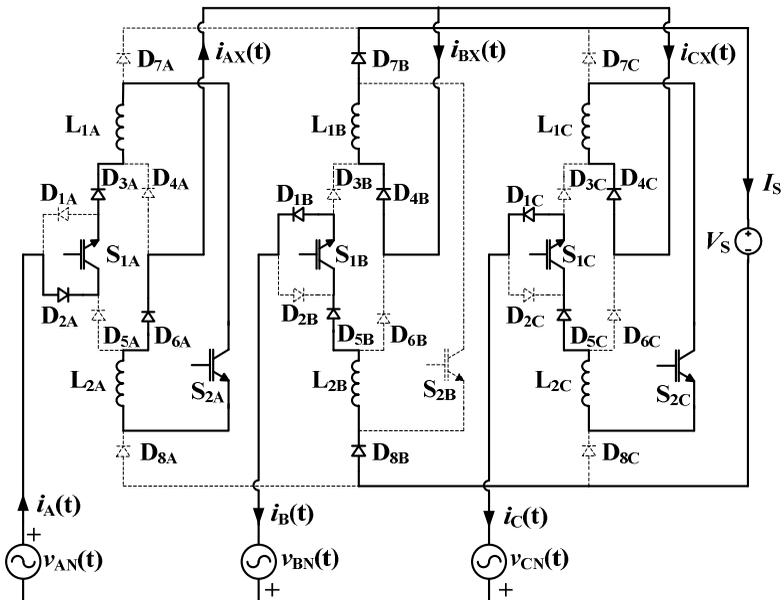


Figura 4.11: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 02.

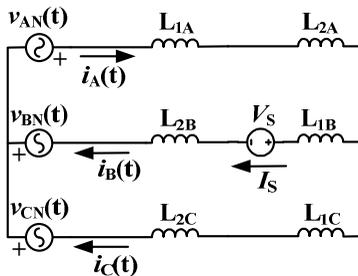


Figura 4.12: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 02.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{6} \\ v_{L2A}(t) = \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{6} \\ v_{L1B}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{3} \\ v_{L2B}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{3} \\ v_{L1C}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{CN}(t)| + \frac{V_S}{6} \\ v_{L2C}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{CN}(t)| + \frac{V_S}{6} \end{array} \right. \quad (4.15)$$

Na Figura 4.13 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (4.15), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

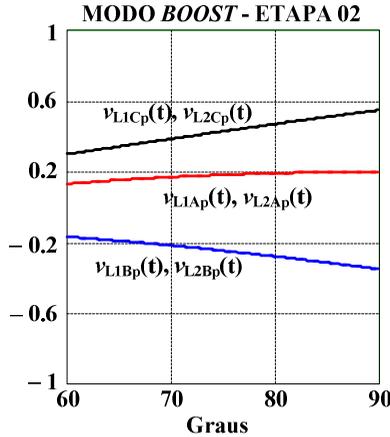


Figura 4.13: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.15), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

### 4.5.3 ETAPA 03 – INTERRUPTOR DA FASE C É BLOQUEADO

O circuito resultante após o bloqueio de  $S_{2C}$  é apresentado na Figura 4.14 e o circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 4.15.

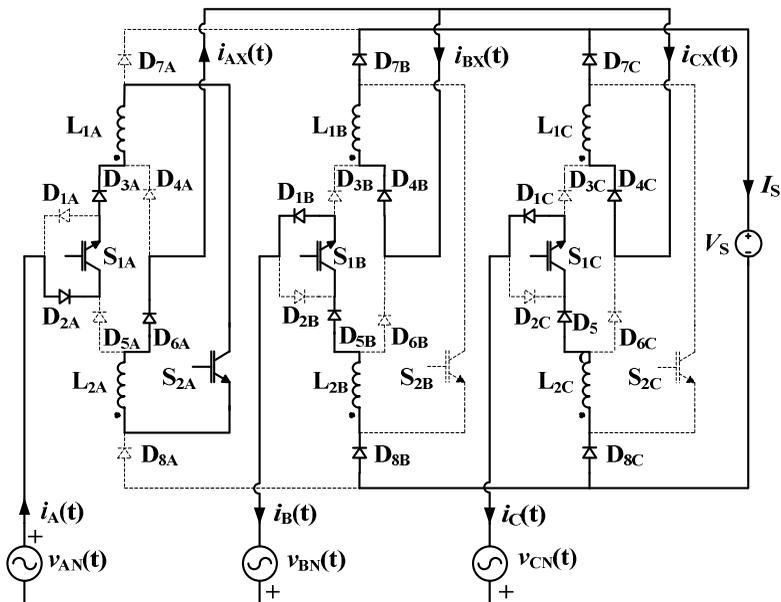


Figura 4.14: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 03.

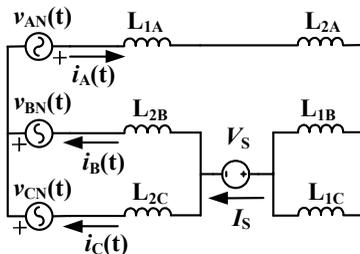


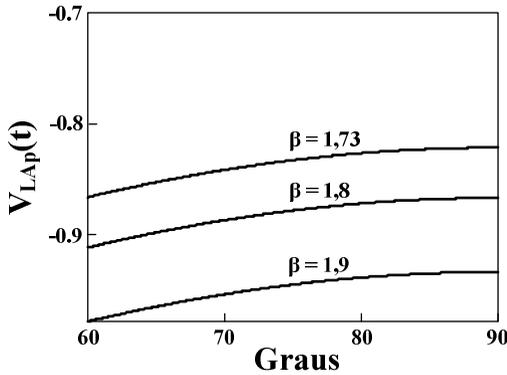
Figura 4.15: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 03.

Aplicando-se o teorema da superposição ao circuito equivalente, obtém-se a expressão (4.16), que define a tensão sobre a indutância equivalente  $L_A$  ( $L_A = L_{1A} + L_{2A}$ ).

$$v_{LA}(t) = \frac{2}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{CN}(t)| - \frac{2}{3}V_S \quad (4.16)$$

Parametrizando (4.16) e escrevendo-a em função de  $\beta$  chega-se à (4.17), representada graficamente na Figura 4.16. Observa-se que a tensão sobre a indutância  $L_A$  é sempre negativa ao longo do setor 2A.

$$\frac{v_{L_A}(t)}{V_{PF}} = V_{L_{Ap}}(t) = \begin{cases} \frac{2}{3} \text{sen}(\omega t) + \frac{1}{3} \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ + \frac{1}{3} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) - \frac{2}{3} \beta \end{cases} \quad (4.17)$$



*Figura 4.16: Tensão normalizada sobre o indutância equivalente  $L_A$  após a abertura de  $S_{2C}$ .*

Analisando-se o circuito apresentado na Figura 4.17, onde estão representados os diodos da ponte retificadora e a tensão sobre a indutância  $L_A$ , pode-se observar que uma tensão negativa aplicada à indutância, polariza diretamente o diodo  $D_{4A}$  da ponte, fazendo com que a tensão em  $L_A$  se torne nula. Conclui-se então que o circuito não assume a configuração apresentada na Figura 4.15, mas sim a apresentada na Figura 4.18.

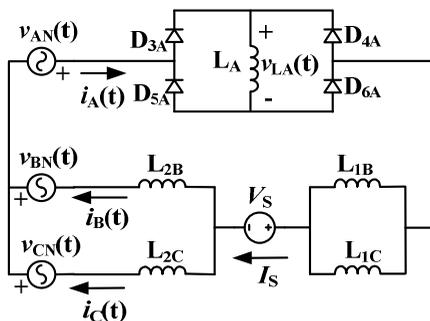


Figura 4.17: Representação dos diodos e da tensão aplicado às indutâncias  $L_{A1}$  e  $L_{A2}$  no circuito da Figura 4.15.

O circuito da Figura 4.18 apresenta a configuração efetivamente assumida pelo circuito no bloqueio de  $S_{2C}$ .

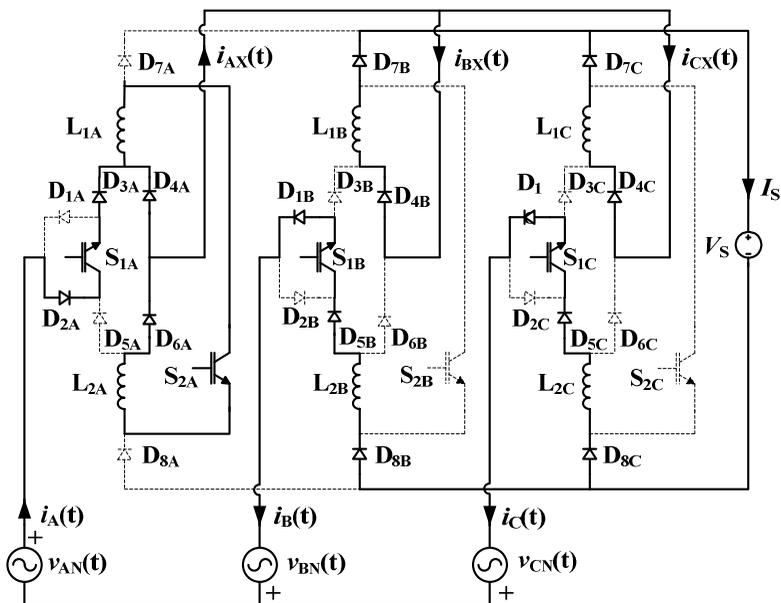
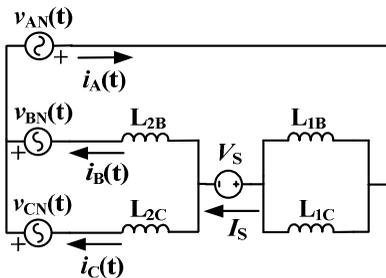


Figura 4.18: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 03.

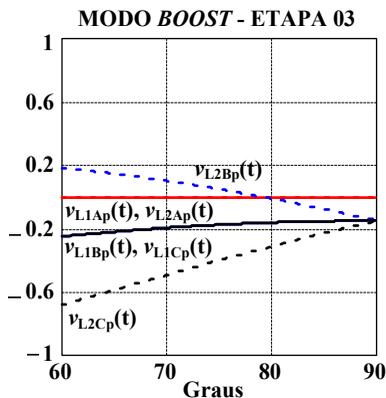
O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 4.19 e as tensões aplicadas às indutâncias são definidas pelas expressões apresentadas em (4.18).



**Figura 4.19: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 03.**

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = 0 \\ v_{L2A}(t) = 0 \\ v_{L1B}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{2} \\ v_{L2B}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{3}{4}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{2} \\ v_{L1C}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{2} \\ v_{L2C}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| - \frac{1}{4}|v_{BN}(t)| + \frac{3}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{2} \end{array} \right. \quad (4.18)$$

Na Figura 4.20 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (4.18), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .



*Figura 4.20: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.18), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .*

Na Figura 4.20 observa-se que os valores das tensões aplicadas às indutâncias do mesmo braço são diferentes, o que provoca derivadas também diferentes em suas correntes. Devido a isso, ao final desta etapa as correntes das indutâncias do mesmo braço apresentam valores diferentes, conforme descrito por (4.19).

$$\begin{cases} |i_{L2B}(t)| > |i_{L1B}(t)| \\ |i_{L1C}(t)| > |i_{L2C}(t)| \end{cases} \quad (4.19)$$

Ao mesmo tempo, como a tensão aplicada às indutâncias  $L_{1A}$  e  $L_{2A}$  é igual a zero devido à condução do diodo  $D_{4A}$ , a corrente nestas indutâncias se mantém praticamente constante dentro de um período de chaveamento.

Como a corrente  $i_A(t)$  está em queda, devido à entrada das indutâncias dos braços **B** e **C** na etapa de transferência de energia, o diodo  $D_{4A}$  passa a conduzir uma corrente de circulação, mantendo a corrente das indutâncias do braço **A** praticamente constante mesmo com a redução de  $i_A(t)$ . Em (4.20) é apresentada a expressão que define esta corrente.

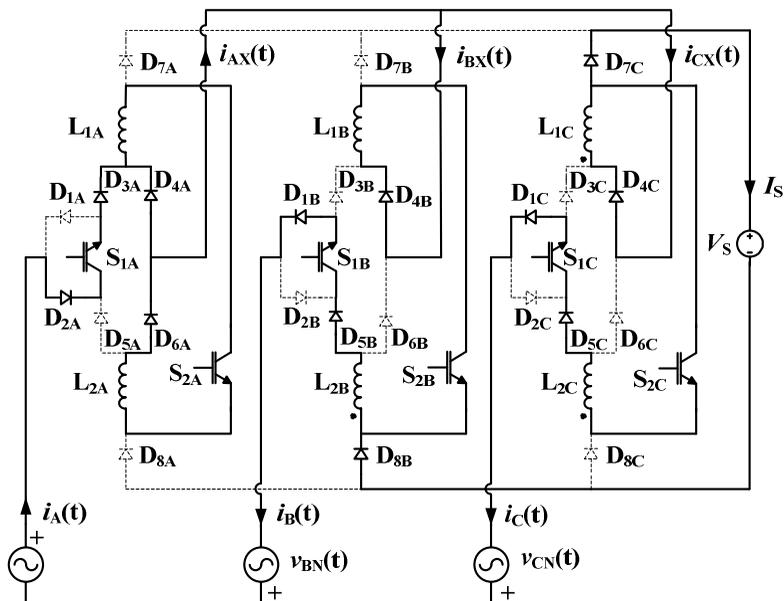
$$i_{D_{4A}}(t) = i_{L_{1A}}(t) - i_A(t) \quad (4.20)$$

#### 4.5.4 ETAPA 04 – S<sub>2B</sub> E S<sub>2C</sub> SÃO COLOCADOS EM CONDUÇÃO COM D<sub>4A</sub>, D<sub>8B</sub> E D<sub>7C</sub> AINDA EM CONDUÇÃO

A condução de D<sub>4A</sub> teve início na Etapa 03 e se mantém nesta etapa devido a diferença existente entre  $i_A(t)$  e  $i_{L1A}(t)$ . Os diodos D<sub>8B</sub> e D<sub>7C</sub> permanecem em condução após a condução dos interruptores S<sub>2B</sub> e S<sub>2C</sub> devido à diferença existente entre as correntes das indutâncias do mesmo braço. Os interruptores assumem a menor corrente entre as indutâncias do braço ao qual pertencem, conforme apresentado em (4.21).

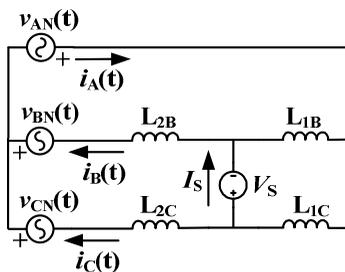
$$\begin{cases} i_{S2B}(t) = i_{LB1}(t) \\ i_{S2C}(t) = i_{LC2}(t) \end{cases} \quad (4.21)$$

A diferença entre  $i_{LB2}(t)$  e  $i_{LB1}(t)$  circula por D<sub>8B</sub>, enquanto a diferença entre  $i_{LC1}(t)$  e  $i_{LC2}(t)$  circula através de D<sub>7C</sub>. Esta etapa se encerra quando as correntes das indutâncias de cada braço se igualam e os diodos D<sub>8B</sub> e D<sub>7C</sub> são naturalmente bloqueados. Sua duração é bastante reduzida, necessitando de ampliação de escala para que seja possível visualizá-la nos resultados de simulação. O circuito desta etapa é apresentado na Figura 4.21.



**Figura 4.21:** Operação do conversor no modo Boost: Etapa 04.

O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 4.22.



**Figura 4.22:** Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 04.

As expressões apresentadas em (4.22) definem as tensões aplicadas às indutâncias do circuito.

$$\begin{cases} v_{L1A}(t) = 0 \\ v_{L2A}(t) = 0 \\ v_{L1B}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{CN}(t)| + \frac{1}{2}V_S \\ v_{L2B}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{3}{4}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{2}V_S \\ v_{L1C}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{2}V_S \\ v_{L2C}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| - \frac{1}{4}|v_{BN}(t)| + \frac{3}{4}|v_{CN}(t)| + \frac{1}{2}V_S \end{cases} \quad (4.22)$$

Na Figura 4.23 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (4.22), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

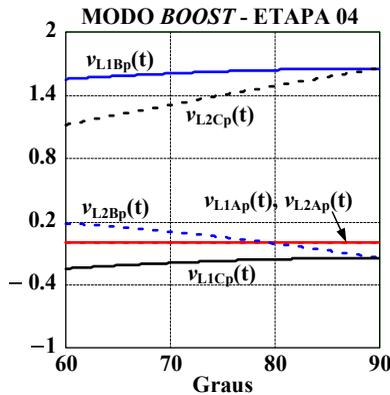


Figura 4.23: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.22), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

#### 4.5.5 ETAPA 05 – OS DIODOS $D_{7C}$ E $D_{8B}$ SÃO BLOQUEADOS

Esta etapa tem início a partir do bloqueio dos diodos  $D_{7C}$  e  $D_{8B}$ . O diodo  $D_{4A}$  permanece em condução devido à diferença entre as correntes  $i_A(t)$  e  $i_{LA}(t)$ . Esta etapa se encerra quando estas correntes se igualarem e  $D_{4A}$  deixar de conduzir.

A duração desta etapa depende do valor de corrente assumido por  $D_{4A}$  ao final da Etapa 03: quanto maior esta corrente, maior será o tempo

transcorrido até que a corrente  $i_A(t)$  se iguale a  $i_{LA}(t)$ . Em função disso, ao final desta etapa o circuito pode assumir a configuração da Etapa 01 ou 02. O circuito da Etapa 05 é apresentado na Figura 4.24.

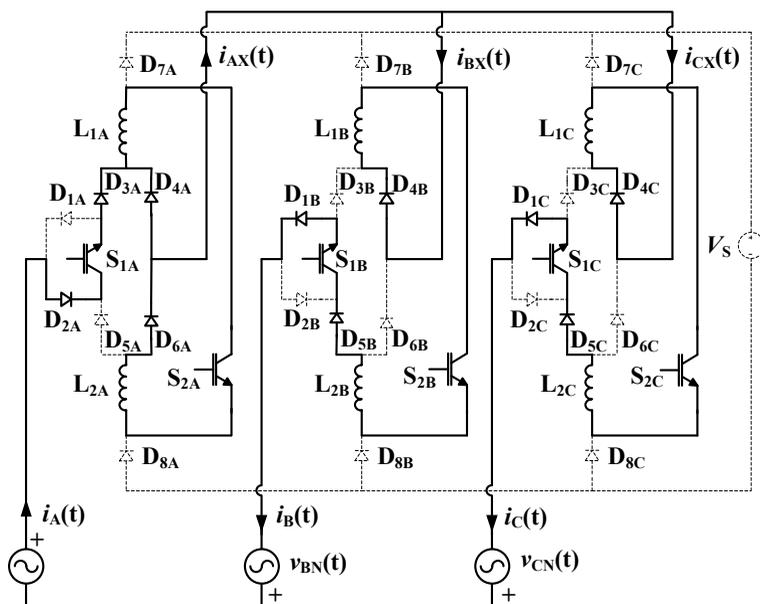


Figura 4.24: Operação do conversor no modo Boost: Etapa 05.

O circuito equivalente é apresentado na Figura 4.25.

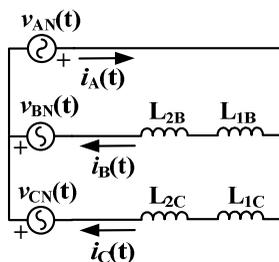
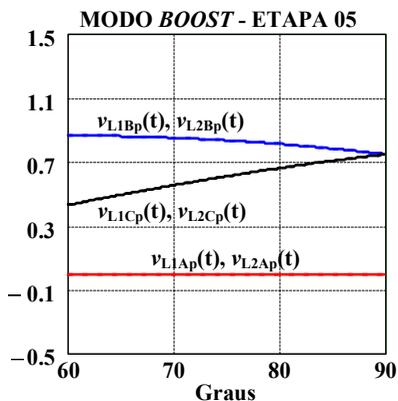


Figura 4.25: Operação do conversor no modo Boost: circuito equivalente da Etapa 05.

As tensões aplicadas às indutâncias são definidas pelas expressões apresentadas em (4.23).

$$\begin{cases} v_{L1A}(t) = 0 \\ v_{L2A}(t) = 0 \\ v_{L1B}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{2}|v_{BN}(t)| \\ v_{L2B}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{2}|v_{BN}(t)| \\ v_{L1C}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{2}|v_{CN}(t)| \\ v_{L2C}(t) = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{2}|v_{CN}(t)| \end{cases} \quad (4.23)$$

Na Figura 4.26 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (4.23), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .



*Figura 4.26: Representação gráfica das expressões apresentadas em (4.23), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .*

As tensões nas indutâncias do braço **B** são iguais e assumem valores positivos, o mesmo ocorrendo com as tensões nas indutâncias do braço **C**, significando que as correntes nestas indutâncias estão em crescimento e que o circuito se encontra em uma etapa de armazenamento de energia.

## 4.6 CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO

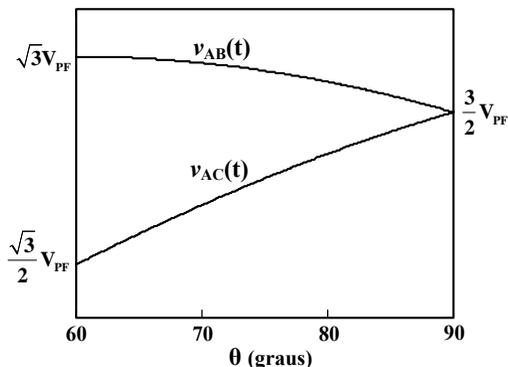
Com o intuito de obter um modelo simplificado do circuito, foram adotadas algumas simplificações baseadas na análise das etapas de operação, conforme descrito a seguir.

Inicialmente, analisando-se os circuitos equivalentes das etapas de operação, constata-se que apenas nos circuitos das etapas 1 e 2 as indutâncias do braço A do conversor (sob controle indireto) aparecem.

Uma das simplificações está relacionada com o encerramento da Etapa 05, que acontece com o bloqueio do diodo  $D_{4A}$ . Dependendo da combinação de fatores como tensões de entrada e saída e das indutâncias utilizadas, a corrente assumida por  $D_{4A}$  na Etapa 03 não é extinta antes do bloqueio de  $S_{2B}$ , que define o início da Etapa 02. Assim sendo, o circuito nem sempre assume a configuração da primeira etapa ou, quando assume, a duração é muito pequena em relação ao período de chaveamento, o que foi comprovado por estudos de simulação.

Desta forma, com base nos resultados de simulação, uma das simplificações feitas foi desconsiderar a Etapa 01 e seu circuito resultante no estudo para obtenção do circuito equivalente do conversor.

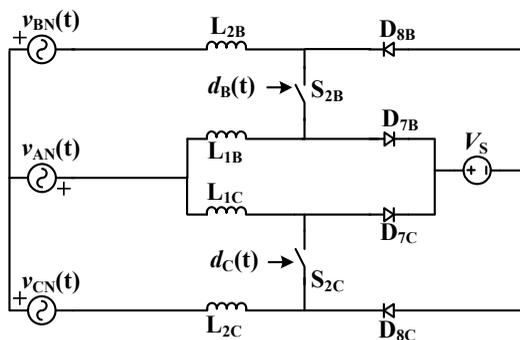
Outra simplificação adotada está relacionada à duração da Etapa 02, que é definida como o intervalo entre os bloqueios de  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$ . Como a duração dos pulsos de comando depende do valor assumido pelas tensões de linha de entrada ( $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$ ), uma análise na Figura 4.27, mostra que no início do setor a diferença entre elas é igual a  $0,5.V_{PF}$  e ao final do setor elas assumem o mesmo valor. Assim sendo, ao longo do setor a duração da Etapa 02 vai sendo reduzida até a extinção completa no final dele.



**Figura 4.27:** Tensões de linha  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  ao longo do setor 2A.

Partindo desta análise, a segunda simplificação adotada foi desconsiderar a Etapa 02 na elaboração do circuito simplificado do conversor.

A partir dessas considerações, foi possível a obtenção de um circuito equivalente simplificado semelhante a dois conversores *Boost* associados, conforme mostra a Figura 4.28.



**Figura 4.28:** Operação do conversor no modo *Boost*: Circuito equivalente simplificado do conversor.

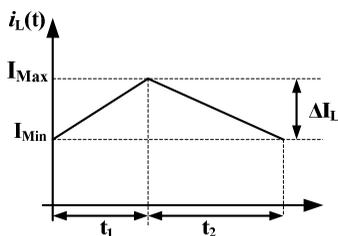
## 4.7 ESTUDO ANALÍTICO

### 4.7.1 GANHO ESTÁTICO

A expressão que determina a relação existente entre as tensões de entrada, a tensão de saída e a razão cíclica do comando aplicado aos

interruptores é obtida a partir do circuito equivalente apresentado na Figura 4.28. A Figura 4.29 apresenta o comportamento idealizado da corrente sobre a indutância equivalente de cada fase, onde:

- $t_1$  = período de acionamento do interruptor;
- $t_2$  = período de abertura do interruptor.



**Figura 4.29: Ondulação de corrente em uma indutância em um período de chaveamento.**

Analisando-se inicialmente o circuito equivalente considerando-se apenas o braço **B** (parte superior), durante o período em que o interruptor está fechado ( $t_1$ ), as indutâncias estão armazenando energia e a tensão a que estão submetidas é dada pela expressão (4.24), onde  $v_{AB}(t)$  é definida em (4.4).

$$v_{LB}(t) = v_{AN}(t) - v_{BN}(t) = v_{AB}(t) \quad (4.24)$$

Durante o período em que o interruptor está aberto, as indutâncias estão transferindo energia para a carga e a tensão a elas aplicada é dada pela expressão (4.25).

$$v_{LB}(t) = V_S - v_{AB}(t) \quad (4.25)$$

A expressão (4.26) define a ondulação de corrente em uma indutância, que aplicada aos intervalos  $t_1$  e  $t_2$  leva a (4.27).

$$\Delta I = \frac{V_L \cdot \Delta t}{L} \quad (4.26)$$

$$\Delta I = \frac{v_{AB}(t) \cdot t_1}{L_B} = \frac{(V_S - v_{AB}(t)) \cdot t_2}{L_B} \quad (4.27)$$

Substituindo-se a definição de razão cíclica ( $d$ ) lembrada em (4.28) em (4.27) chega-se a expressão (4.29), que define o ganho estático para a fase  $B$ .

$$d = \frac{t_1}{T_{Chav}} \quad (4.28)$$

$$\frac{V_S}{v_{AB}(t)} = \frac{1}{1 - d_{B\_Boost}(t)} \quad (4.29)$$

O mesmo procedimento pode ser aplicado à fase  $C$ , resultando na expressão (4.30), onde  $v_{AC}(t)$  é definida em (4.31).

$$\frac{V_S}{v_{AC}(t)} = \frac{1}{1 - d_{C\_Boost}(t)} \quad (4.30)$$

$$v_{AC}(t) = \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t - 30^\circ) \quad (4.31)$$

De (4.29) e (4.30) são obtidas as expressões (4.32) e (4.33), que definem a razão cíclica dos comandos aplicados aos interruptores dos braços **B** e **C**.

$$d_{B\_Boost}(t) = \frac{V_S - \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)}{V_S} \quad (4.32)$$

$$d_{C\_Boost}(t) = \frac{V_S - \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t - 30^\circ)}{V_S} \quad (4.33)$$

A partir de (4.32) e (4.33) pode-se determinar o valor dos tempos de acionamento dos interruptores, conforme (4.34) e (4.35).

$$t_{1\_S2B}(t) = \left[ \frac{V_S - \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)}{V_S} \right] \cdot T_{Chav} \quad (4.34)$$

$$t_{1\_S2C}(t) = \left[ \frac{V_S - \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t - 30^\circ)}{V_S} \right] \cdot T_{Chav} \quad (4.35)$$

### 4.7.2 LIMITE DE OPERAÇÃO

Conforme foi mostrado, as tensões de entrada do conversor no setor 2A são as tensões  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$ . Analisando-se os valores assumidos por essas tensões, pode-se determinar o menor valor da relação entre as tensões de saída e entrada para operação no modo *Boost*. A Figura 4.27 apresenta o comportamento das duas tensões no setor 2A.

Considerando-se o circuito equivalente apresentado na Figura 4.28, para que seja possível a operação no modo *Boost*, ambas as tensões de entrada devem ter módulo menor que a tensão de saída. Desta forma, a operação do conversor no modo *Boost* é garantida, teoricamente, apenas para a faixa de tensões definida em (4.36):

$$\frac{V_s}{V_{PF}} \geq \sqrt{3} \quad (4.36)$$

Outra forma de escrever esta relação é apresentada em (4.37), onde é definido o mínimo valor de saída a partir de um determinado valor de entrada.

$$V_{S\_Min} = \sqrt{3} \cdot V_{PF} \quad (4.37)$$

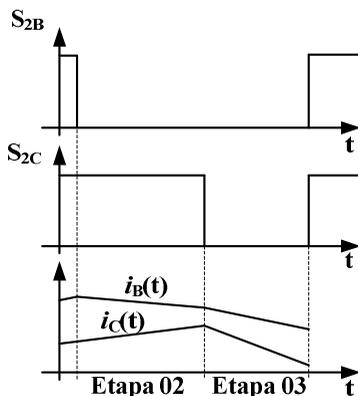
### 4.7.3 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA

O cálculo da indutância *Boost* tem como ponto de partida a ondulação máxima de corrente que atende as especificações de projeto. De (4.26) conclui-se que a ondulação de corrente está diretamente ligada à tensão aplicada à indutância e ao período de aplicação. Desta forma, a expressão para o cálculo da indutância deve considerar o valor máximo da combinação desses dois parâmetros.

Como hipótese simplificadora será feita a consideração de que a ondulação da corrente no período de armazenamento de energia é igual à ondulação durante o período de transferência de energia.

Sabendo que o fechamento do interruptor *Boost* caracteriza a etapa de armazenamento de energia, uma análise nas etapas de operação

leva à conclusão de que o circuito passa por quatro etapas de operação nesta condição: Etapas 01, 02 (apenas a fase C), 04 e 05. Por outro lado, o circuito passa por apenas duas etapas envolvido no processo de transferência de energia: Etapas 02 (apenas a fase B) e 03. Devido ao menor número de etapas, optou-se por realizar o estudo da ondulação de corrente na etapa de transferência de energia. Na Figura 4.30 é ilustrado o comportamento de  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$  durante a transferência de energia no setor 2A.



**Figura 4.30: Modo de operação Boost: Comportamento das correntes  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$  durante a etapa de transferência de energia no setor 2A.**

Na identificação do ponto de máxima ondulação de corrente deve ser considerado que as indutâncias do mesmo braço não são submetidas à mesma tensão ao longo de um período de chaveamento. Assim, a análise de ondulação deve ser feita por indutância e não por braço.

Conforme as expressões apresentadas ao longo do estudo das etapas de operação, sabe-se que tanto a tensão nas indutâncias quanto o tempo de duração das etapas depende diretamente de três parâmetros: tensão de entrada, tensão de saída e do ângulo ( $\omega t$ ).

A partir da Figura 4.30 chega-se às equações gerais apresentadas em (4.38).

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta I_{L1B}(\omega t, V_{PF}, V_S) = \frac{v_{L1B}(t)|_{ET_{02}} \cdot t_{ET_{02}} + v_{L1B}(t)|_{ET_{03}} \cdot t_{ET_{03}}}{L_{1B}} \\ \Delta I_{L2B}(\omega t, V_{PF}, V_S) = \frac{v_{L2B}(t)|_{ET_{02}} \cdot t_{ET_{02}} + v_{L2B}(t)|_{ET_{03}} \cdot t_{ET_{03}}}{L_{2B}} \\ \Delta I_{L1C}(\omega t, V_{PF}, V_S) = \frac{v_{L1C}(t)|_{ET_{03}} \cdot t_{ET_{03}}}{L_{1C}} \\ \Delta I_{L2C}(\omega t, V_{PF}, V_S) = \frac{v_{L2C}(t)|_{ET_{03}} \cdot t_{ET_{03}}}{L_{2C}} \end{array} \right. \quad (4.38)$$

De (4.15), (4.18), (4.34) e (4.35) obtêm-se as expressões apresentadas em (4.39) e (4.40), que definem os termos presentes em (4.38).

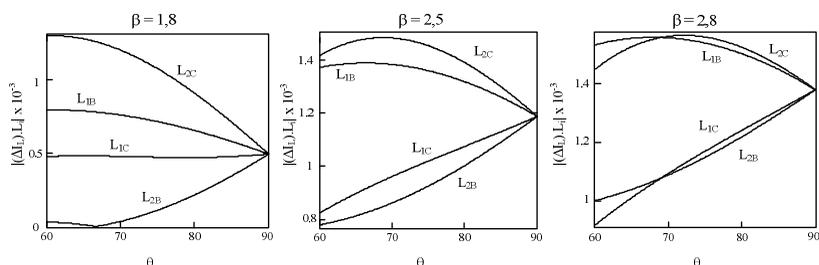
$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1B}(t)|_{ET_{02}} = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{3} \\ v_{L2B}(t)|_{ET_{02}} = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{3} \\ v_{L1B}(t)|_{ET_{03}} = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{2} \\ v_{L2B}(t)|_{ET_{03}} = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{3}{4}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{2} \\ v_{L1C}(t)|_{ET_{03}} = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{2} \\ v_{L2C}(t)|_{ET_{03}} = \frac{1}{2}|v_{AN}(t)| - \frac{1}{4}|v_{BN}(t)| + \frac{3}{4}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{2} \end{array} \right. \quad (4.39)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{ET_{02}} = t_{1_{S2C}} - t_{1_{S2B}} = T_{Chav} \cdot \left[ \left( \frac{V_S - |v_{AC}(t)|}{V_S} \right) - \left( \frac{V_S - |v_{AB}(t)|}{V_S} \right) \right] \\ t_{ET_{03}} = T_{Chav} - t_{1_{S2C}} = T_{Chav} \cdot \left( 1 - \frac{V_S - |v_{AC}(t)|}{V_S} \right) \end{array} \right. \quad (4.40)$$

Em função da complexidade da identificação do ponto de máxima ondulação, optou-se por realizar a simplificação descrita a

seguir. Foram testados valores de  $\beta$  variando a partir de 1,73 (valor mínimo de saída para operação *Boost*) para as indutâncias dos braços **B** e **C** e verificou-se que para valores de  $\beta$  até 2,8 o pico de ondulação acontece sempre em  $L_{2C}$ .

Como todas as indutâncias tem o mesmo valor, a partir de (4.38) foi obtido o produto  $(\Delta I_{L_i} \cdot L)$  para todas elas e traçado o comportamento desse produto ao longo do setor 2A para 3 valores de  $\beta$ . Na Figura 4.31 são apresentadas estas curvas, onde se pode perceber que para os três valores de  $\beta$ , o maior valor de  $(\Delta I_{L_i} \cdot L)$  aconteceu para o indutância  $L_{2C}$ .



**Figura 4.31: Comportamento do produto  $(\Delta I_{L_i} \cdot L)$  para as indutâncias dos braços B e C no modo de operação *Boost* para valores de  $\beta$  de 1,8, 2,5 e 2,8.**

Limitou-se a análise a este intervalo de  $\beta$ , passando-se então para a análise da expressão completa da ondulação em  $L_{2C}$ , apresentada em (4.41), com o objetivo de identificar seu ponto de máximo.

$$\Delta I_{L_{2C}} = \left\{ \frac{\sqrt{3} \cdot V_{PF}^2}{L_{2C} \cdot f_{Chav} \cdot V_S} \cdot |\text{sen}(\theta - 30^\circ)| \cdot \left[ \left( \frac{1}{2} |\text{sen}(\omega t)| - \frac{1}{4} |\text{sen}(\omega t - 120^\circ)| + \frac{3}{4} |\text{sen}(\omega t + 120^\circ)| \right) - \frac{\beta}{2} \right] \right\} \quad (4.41)$$

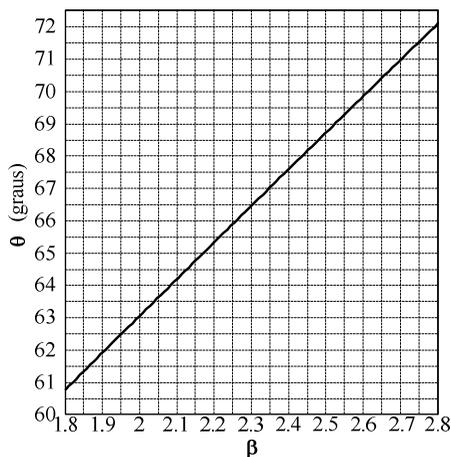
Parametrizando (4.41) obtém-se a expressão apresentada em (4.42). Derivando-se  $\Delta I_{L_p}$  chega-se a (4.44), cujas raízes determinam os pontos de máximo da função. É importante observar que a localização do ponto de máximo varia em função dos valores de  $\beta$ , como pode ser constatado na Figura 4.31.

$$\Delta I_{Lp} = \left| \text{sen}(\omega t - 30^\circ) \right| \cdot \left[ \left( \frac{1}{2} \left| \text{sen}(\omega t) \right| - \frac{1}{4} \left| \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \right| \right) - \frac{\beta}{2} \right] \quad (4.42)$$

$$\Delta I_{Lp} = \frac{\Delta I_{L2C} \cdot L_{2C} \cdot f_{\text{Chav}} \cdot V_S}{\sqrt{3} \cdot V_{\text{PF}}^2} \quad (4.43)$$

$$\frac{d(\Delta I_{Lp})}{d(\omega t)} = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot \text{sen}(\omega t) \cos(\omega t) + \frac{9}{8} \cdot (\text{sen}(\omega t)^2 - \cos(\omega t)^2) \\ -\frac{\beta}{4} \cdot (\sqrt{3} \cdot \cos(\omega t) + \text{sen}(\omega t)) \end{cases} \quad (4.44)$$

Na Figura 4.32 é apresentado um ábaco gerado a partir de (4.44), onde pode ser observado o lugar geométrico dos pontos de máxima ondulação ( $\theta$ , em graus) em função do valor de  $\beta$ .



**Figura 4.32:** Variação da posição do ponto de máxima ondulação da corrente ( $\theta$ ) em função de  $\beta$ .

A curva apresentada na Figura 4.32 obedece à expressão apresentada em (4.45), onde o ângulo de máxima ondulação é dado em graus.

$$\theta_{\text{Max}}(\beta) = 11,31 \cdot \beta + 40,42 \quad (4.45)$$

Uma vez conhecido o valor de  $\beta$ , através de (4.45) determina-se o valor do ângulo  $\theta_{\text{Max}}$  e através de (4.42) encontra-se o valor de  $\Delta I_{\text{LP}}$ . A seguir determina-se o valor da indutância a partir do valor de ondulação máxima desejada por meio da expressão (4.46), obtida de (4.42).

$$L_{\text{Bt}} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{\text{PF}}^2 \cdot |\Delta I_{\text{LP}}|}{V_{\text{S}} \cdot f_{\text{Chav}} \cdot \Delta I_{\text{Max}}} \quad (4.46)$$

O módulo utilizado no valor da ondulação parametrizada é justificado visto que na etapa de transferência de energia, que foi escolhida para análise, a corrente é decrescente, gerando valores de ondulação negativos.

#### 4.7.4 CORRENTE DE PICO DE ENTRADA

O valor de pico da corrente de entrada é definida com base no valor de pico das tensões de fase e na potência do conversor. Desconsiderando-se as perdas, o valor de pico das correntes de linha de entrada é dado pela expressão (4.47).

$$I_{\text{PF}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{\text{S}}}{V_{\text{PF}}} \quad (4.47)$$

## 4.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Foi simulado um conversor com as especificações apresentadas na Tabela 4.1.

**Tabela 4.1: Parâmetros utilizados na simulação do conversor operando no modo *Boost*.**

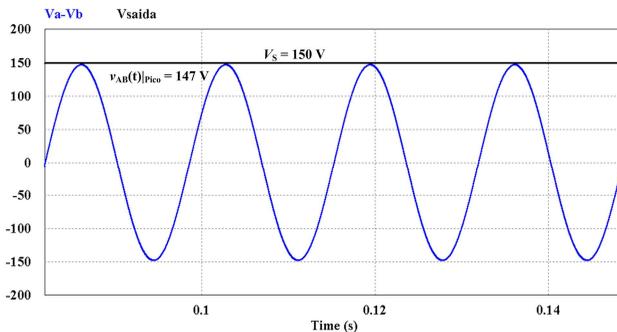
Parâmetro	Resultado de Simulação
Tensão de fase de entrada	60 V <sub>RMS</sub>
Tensão de saída	150 V
Potência de saída	1500 W
Indutâncias	1,2 mH
Resistência de carga	15 $\Omega$
Capacitor de saída	3000 $\mu$ F
Frequência de chaveamento	39.600 Hz

Neste item são apresentados os resultados de simulação do conversor operando no modo *Boost*. Foram realizadas simulações em condições ideais, com o objetivo de comprovar o estudo teórico apresentado, e simulações com a introdução de parâmetros reais, com o objetivo de obter resultados mais próximos da operação do protótipo de laboratório.

Os parâmetros utilizados nas simulações não ideais foram obtidos a partir de medições realizadas nos componentes do circuito e/ou a partir de folhas de dados. Os parâmetros introduzidos nas simulações são relacionados a seguir:

- Resistência série dos indutores (medido): 0,15  $\Omega$
- Resistência dos diodos (folha de dados): 10 m  $\Omega$ ;
- Queda de tensão nos diodos (medido): 1 V;
- Tensão de saturação dos interruptores (medido): 0,2 V;
- Resistência de condução (folhas de dados): 61 m  $\Omega$ .

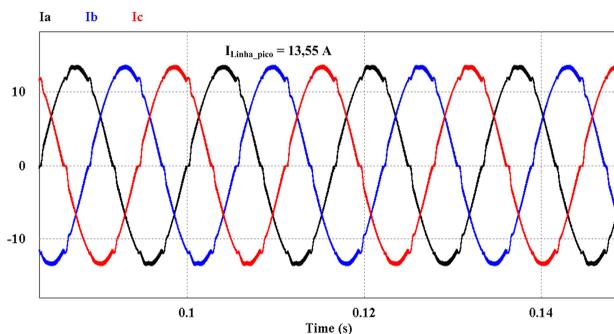
Na Figura 4.33 são apresentadas as formas de onda da tensão de linha de entrada  $v_{AB}(t)$  e da tensão de saída. A tensão de saída superior às tensões de linha de entrada caracteriza a operação no modo *Boost*.



**Figura 4.33:** Formas de onda de simulação no modo Boost: Tensão de linha de entrada  $v_{AB}(t)$  e tensão de saída.

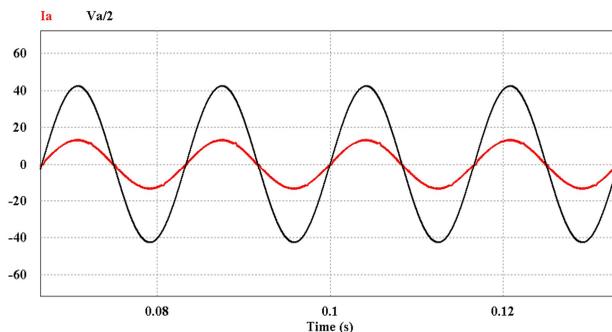
Na Figura 4.34 são apresentadas as três correntes de entrada, com valor de pico igual a 13,55 A. É possível observar as distorções em torno da passagem por zero das correntes, o que é uma característica de conversores CA/CC unidirecionais. Já as distorções existentes na região próxima aos picos das correntes indicam o início e o final do período de controle indireto a que cada corrente é submetida. Elas são originadas pela existência de transitórios no bloqueio da ação do compensador de cada braço e em seu posterior retorno.

O valor teórico do pico das correntes de entrada pode ser determinado pela expressão (4.47), que resulta em 11,78 A. A diferença (1,76 A) está relacionada com a compensação das perdas existentes no circuito, já que a expressão teórica considera o sistema sem perdas.



**Figura 4.34:** Formas de onda de simulação no modo Boost: correntes de linha de entrada.

Na Figura 4.35 são apresentadas as formas de onda da tensão de fase  $v_{AN}(t)$  (dividida por dois) e a corrente  $i_A(t)$ . Tendo em vista que as duas formas de onda estão em fase e a baixa distorção harmônica da corrente, conclui-se que o circuito operando no modo *Boost* apresenta fator de potência próximo da unidade.

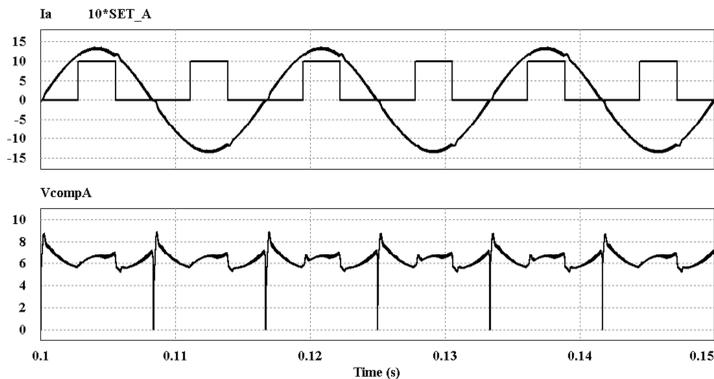


**Figura 4.35:** Formas de onda de simulação no modo *Boost*: tensão  $v_{AN}(t)$  (dividida por dois) e corrente  $i_A(t)$ .

Na Figura 4.36 são apresentadas as formas de onda da corrente  $i_A(t)$ , do sinal que identifica os setores 2 e 5 e do sinal modulante gerado pelo compensador do braço **A** do conversor.

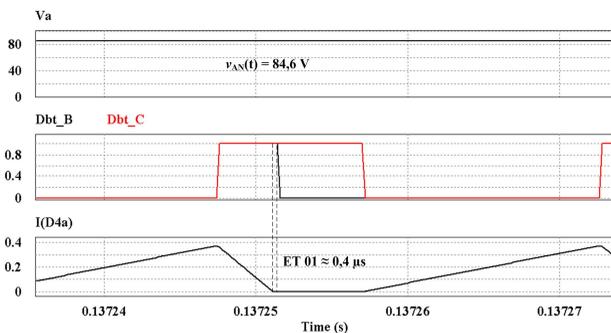
Dois pontos importantes podem ser observados na forma de onda do sinal modulante. A primeira delas corresponde ao período em que a corrente está sob controle indireto, correspondendo à duração em nível alto do pulso que identifica os setores 2 e 5. Durante estes intervalos o sinal assume um valor não determinado teoricamente.

O outro ponto importante se refere ao pico verificado no cruzamento por zero da corrente. Este pico é causado por uma característica dos conversores unidirecionais. Devido à baixa quantidade de energia armazenadas nas indutâncias, a corrente passa a ser descontínua por um pequeno período e, na tentativa de impor o valor de corrente exigido pela referência, é gerada uma grande variação no sinal modulante durante este período. Pode-se verificar também uma pequena distorção na corrente durante a passagem por zero, correspondendo ao breve período de descontinuidade.



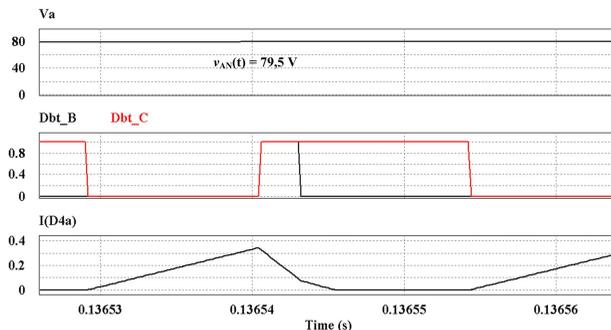
**Figura 4.36:** Formas de onda de simulação no modo Boost: Corrente  $i_A(t)$  com o sinal de identificação dos setores 2 e 5 e o sinal modulante gerado pelo compensador do braço A do conversor.

Conforme foi afirmado, dependendo do ponto de operação do circuito, a etapa 01 de operação pode ou não acontecer. Na Figura 4.37 é apresentada uma situação em que a corrente do diodo  $D_{4A}$  se extingue antes do bloqueio de  $S_{2B}$ , possibilitando que o circuito passe pela referida etapa.



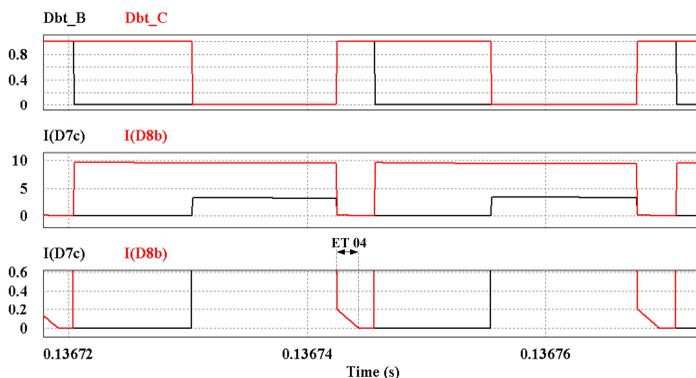
**Figura 4.37:** Formas de onda de simulação no modo Boost: valor instantâneo da tensão  $v_{AN}(t)$ , sinais de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  e a corrente diodo  $D_{4A}$ .

Já na Figura 4.38 é ilustrada outra situação em que a corrente de  $D_{4A}$  não se extingue até o bloqueio de  $S_{2B}$  e assim o circuito não passa pela Etapa 01.



**Figura 4.38:** Formas de onda de simulação no modo Boost: valor instantâneo da tensão  $v_{AN}(t)$ , sinais de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  e a corrente diodo  $D_{4A}$ .

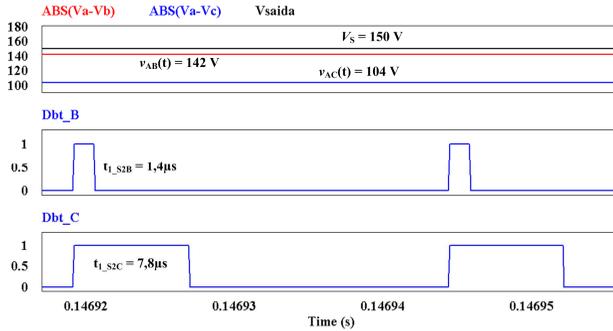
Na Figura 4.39 são apresentadas as formas de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  e as formas de onda de corrente dos diodos  $D_{7C}$  e  $D_{8B}$ . Na última tela é apresentado um detalhe das correntes dos diodos, onde é possível visualizar a Etapa 04, que corresponde ao período de extinção das correntes após o início do novo ciclo de chaveamento, conforme esboçado na Figura 4.7.



**Figura 4.39:** Formas de onda de simulação no modo Boost: comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$ , formas de onda das correntes nos diodos  $D_{7C}$  e  $D_{8B}$  e detalhe destas correntes para visualização da Etapa 04.

Na Figura 4.40 são apresentadas as larguras dos pulsos de comando para os interruptores Boost dos braços **B** e **C** do conversor,

resultantes de uma simulação desconsiderando as perdas. O valor assumido pelas tensões de linha  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  identificam a operação no setor 2A.



**Figura 4.40: Formas de onda de simulação no modo Boost sem perdas: Tensões de linha de entrada ( $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$ ) e tensão de saída ( $V_S$ ) e os comandos dos interruptores  $S_{2B}$  ( $D_{bt\_B}$ ) e  $S_{2C}$  ( $D_{bt\_C}$ ).**

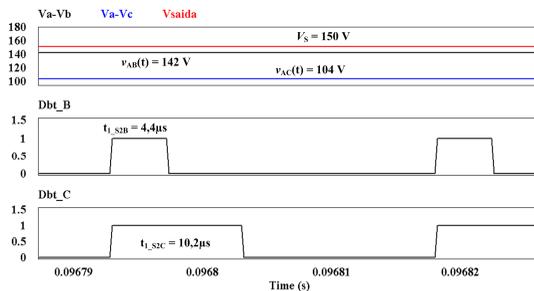
Os valores teóricos, obtidos a partir das expressões (4.34) e (4.35) são, respectivamente:

- $t_{1\_S2B} = 1,34 \mu\text{s}$ ;
- $t_{1\_S2C} = 7,74 \mu\text{s}$ .

Os resultados obtidos pela simulação de operação ideal coincidem com os valores teóricos esperados, comprovando as expressões do ganho estático, razão cíclica e tempos de acionamento dos interruptores apresentadas na análise teórica.

Na Figura 4.41 são apresentadas novamente as formas de onda de comando dos interruptores para o mesmo ponto de operação, mas agora obtidas a partir de uma simulação em que foram introduzidos os parâmetros reais, ou seja, considerando as perdas. A ação das malhas de controle de corrente e tensão elevaram os períodos de duração dos pulsos de comando para compensar estas perdas, conforme pode ser observado nos resultados descritos a seguir.

- $t_{1\_S2B} = 4,4 \mu\text{s}$ ;
- $t_{1\_S2C} = 10,2 \mu\text{s}$ .

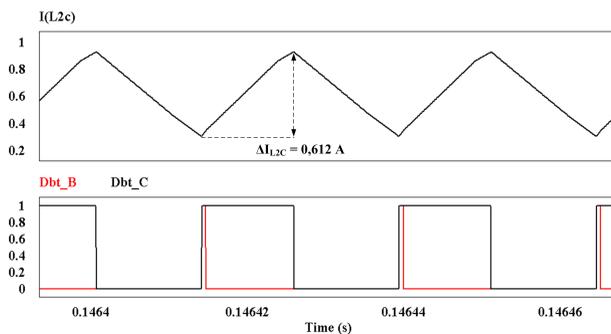


**Figura 4.41: Formas de onda de simulação no modo Boost com perdas: Tensões de linha de entrada ( $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$ ) e tensão de saída ( $V_s$ ) e os comandos dos interruptores  $S_{2B}$  ( $D_{bt\_B}$ ) e  $S_{2C}$  ( $D_{bt\_C}$ ).**

Na

Figura 4.42 é apresentada a ondulação da corrente na indutância  $L_{2C}$  no ângulo  $\theta$  igual a  $60,4^\circ$ , determinado pela expressão (4.45), sendo  $\beta$  é igual a 1,7678, dado pela expressão (4.7).

O valor da ondulação de corrente teórico ( $\Delta I_{MAX}$ ), calculado pela expressão (4.46), é de 0,582 A enquanto que o valor obtido por simulação é igual a 0,612 A. Considerando-se a pequena magnitude da ondulação, o valor obtido por simulação pode ser considerado bem próximo ao valor teórico.

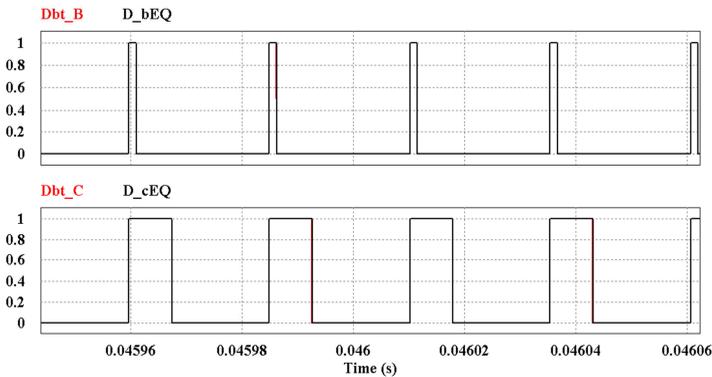


**Figura 4.42: Formas de onda de simulação no modo Boost: ondulação de corrente em  $L_{2C}$  e sinais de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  para o ângulo  $\theta = 60,4^\circ$ .**

Com o objetivo de verificar se o circuito equivalente desenvolvido apresenta comportamento semelhante ao circuito original,

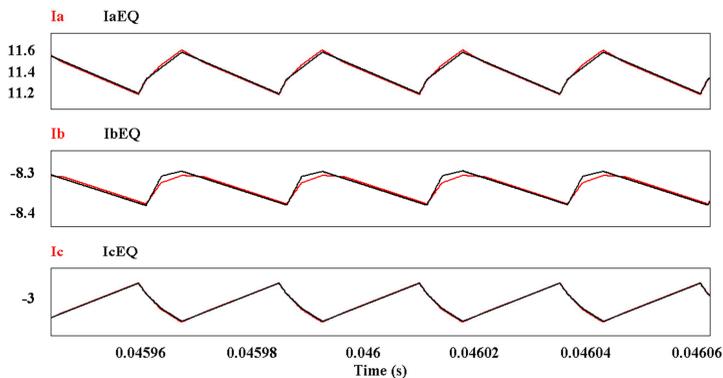
foram realizadas simulações em diversos pontos de operação, a partir das quais foi possível constatar que as formas de onda de corrente de entrada, sinais de comando e tensão de saída do circuito equivalente são praticamente as mesmas do circuito original. Desta forma, foi demonstrado que o circuito equivalente obtido a partir das etapas de operação e das simplificações descritas, reproduz o comportamento do circuito do conversor.

A seguir são apresentados os resultados de simulação para o ângulo de  $75^\circ$ , sendo que as formas de onda obtidas do circuito original e do equivalente são colocadas no mesmo gráfico. A Figura 4.43 mostra as formas de onda dos sinais de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  para o ponto simulado, onde pode-se verificar a coincidência na largura dos pulsos.



**Figura 4.43: Formas de onda de simulação no modo Boost: sinais de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  gerados pelo circuito original e pelo circuito equivalente simplificado, para  $\theta = 75^\circ$ .**

Na Figura 4.44 são apresentados detalhes das correntes de entrada, onde se observam algumas pequenas diferenças entre o comportamento do circuito equivalente e o original, que não comprometem a fidelidade do circuito equivalente.



**Figura 4.44:** Formas de onda de simulação no modo *Boost*: correntes de entrada  $i_A(t)$ ,  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$  obtidas do circuito original e do circuito equivalente.

## 4.9 CONCLUSÃO

A parte inicial deste capítulo foi dedicada à descrição do princípio de operação do conversor, onde foram brevemente apresentados a filosofia de controle, os blocos principais e as principais variáveis envolvidas, bem como a estratégia de comando dos interruptores. A seguir foi apresentada a análise matemática do modulador utilizado e a expressão da função de modulação.

A seguir foram apresentadas as etapas de operação do modo *Boost* e os circuitos equivalentes resultantes de cada uma delas. A partir destes circuitos foram feitas algumas simplificações e foi obtido um circuito equivalente do conversor.

Foi apresentado também o estudo analítico, onde foi definido o limite de operação para o modo *Boost* e obtidas as expressões teóricas para o ganho estático e para o cálculo da indutância.

A seguir foram apresentados resultados de simulação que comprovaram o estudo teórico apresentado.

Foi também feita uma comparação entre os resultados obtidos a partir dos circuitos completo e simplificado, que mostrou que o circuito equivalente reproduz de forma fiel o comportamento do circuito do conversor.



## CAPÍTULO V

### OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC) MODO *BUCK*

---

#### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado o estudo do conversor trifásico operando no modo *Buck*, ressaltando que, da mesma forma que o modo *Boost*, a análise da operação do conversor neste modo é importante para o entendimento da operação global do conversor e não como modo exclusivo de operação. **Equation Section 5**

Serão abordadas a estratégia de comando dos interruptores e de modulação, a partir das quais é definida a função de modulação do conversor neste modo de operação.

A seguir são apresentadas as etapas de operação e seus circuitos equivalentes resultantes. Com base nas etapas de operação é desenvolvido o estudo teórico e a caracterização matemática do conversor, bem como a definição dos parâmetros de projeto.

São também descritas as considerações feitas para a obtenção do circuito equivalente simplificado do conversor, que será utilizado posteriormente na modelagem matemática para o projeto do controle.

Finalmente, são apresentados resultados de simulação para comprovação tanto da análise teórica desenvolvida como para comparação do desempenho do circuito equivalente simplificado com o circuito original.

A análise do conversor operando no modo *Buck* foi pulicado no artigo “*Three-phase single stage AC-DC Buck-Boost converter operating in Buck and Boost modes*” apresentado no Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP) em 2011 [36].

## 5.2 ESTRATÉGIA DE COMANDO DOS INTERRUPTORES

A estratégia de comando dos interruptores segue a mesma filosofia adotada para o modo *Boost*. No setor 2, os interruptores do braço **A** do conversor, associados à fase *A* ( $S_{1A}$  e  $S_{2A}$ ) são mantidos em condução. Além disso, a operação no modo *Buck* implica em que os interruptores *Boost* dos braços **B** e **C** ( $S_{2B}$  e  $S_{2C}$ ) sejam mantidos bloqueados ao longo do setor.

## 5.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

A operação no modo *Buck* segue a mesma estratégia de modulação estudada para o modo *Boost*. O modulador é o mesmo e a geração de pulsos acontece de forma semelhante. Apenas a função de modulação se altera, conforme descrito no item 5.3.1.

### 5.3.1 A FUNÇÃO DE MODULAÇÃO

A obtenção da função de modulação é feita a partir das expressões (4.1) e (4.2), que definem as portadoras do modulador, da definição de razão cíclica ( $d$ ) dada pela expressão (3.2) e da expressão do ganho estático para o braço **B**, dada pela expressão (5.1), onde  $v_{AB}(t)$  é definida em (4.4).

$$\frac{V_s}{v_{AB}(t)} = d_{B\_Buck}(t) \quad (5.1)$$

A obtenção da expressão (5.1) será descrita em detalhes neste capítulo, ao longo da análise teórica da operação no modo *Buck*.

Isolando-se a razão cíclica em (5.1) e substituindo-se pela definição dada por (3.2), chega-se à expressão (5.2), que define a largura dos pulsos de comando para os interruptores do braço **B** ao longo do setor 2A.

$$t_{1\_B\_Buck} = \frac{V_s}{\left| \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \right|} \cdot T_{Chav} \quad (5.2)$$

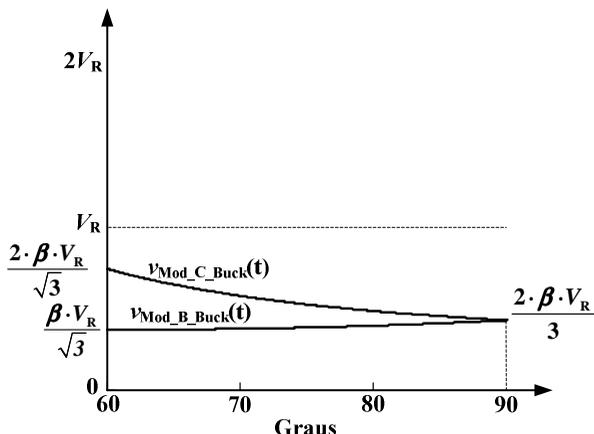
Conforme mostra a Figura 4.4(a), a largura dos pulsos para o interruptor *Buck* é determinada pela comparação da onda portadora  $v_{C\_1}(t)$  com o valor assumido pela função de modulação ( $V_{Mod}$ ). Assim, substituindo-se (5.2) em (4.1) obtém-se (5.3), que define a expressão da função de modulação do braço **B** para o modo *Buck*.

$$v_{Mod\_B\_Buck}(t) = \frac{\beta \cdot V_R}{\sqrt{3} \cdot |\text{sen}(\omega t + 30^\circ)|} \quad (5.3)$$

Seguindo o mesmo procedimento, a função de modulação para a o braço **C** é apresentado em (5.4).

$$v_{Mod\_C\_Buck}(t) = \frac{\beta \cdot V_R}{\sqrt{3} \cdot |\text{sen}(\omega t - 30^\circ)|} \quad (5.4)$$

Na Figura 4.5 é apresentado o comportamento das funções de modulação das fases *B* e *C* ao longo do setor 2A, onde pode-se observar que ambas assumem apenas valores inferiores a  $V_R$ , indicando que somente serão gerados pulsos na saída do comparador inferior do modulador, enquanto que a saída do comparador superior será mantida em zero. Assim, apenas os interruptores *Buck* dos braços **B** e **C** do conversor associados a estas fases ( $S_{1B}$  e  $S_{1C}$ ) receberão pulsos de comando, enquanto que os interruptores *Boost* ( $S_{2B}$  e  $S_{2C}$ ) serão mantidos bloqueados.



*Figura 5.1: Comportamento das funções de modulação dos braços B e C ao longo do setor 2A para operação no modo Buck.*

A expansão do comportamento da função de modulação do braço **B** para o período completo da rede é possível considerando-se que nos intervalos em que a fase **C** apresenta maior amplitude (setores 3 e 5) a tensão de entrada aplicada ao braço **B** do conversor é a tensão  $v_{CB}(t)$ , definida em (5.5).

$$v_{CB}(t) = \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 90^\circ) \quad (5.5)$$

Nos setores 1 e 4 a fase **B** apresenta maior amplitude, sendo submetida ao controle indireto. Desta forma, a função de modulação não é definida para estes intervalos. Em (5.6) são apresentadas as funções de modulação para cada um dos setores. Na Figura 5.2 é representado graficamente o comportamento da função de modulação do braço **B** ao longo de um período da rede.

$$\left. \begin{array}{l}
 \text{Setor 1} \rightarrow \text{Controle indireto} \\
 \text{Setor 2} \rightarrow v_{\text{Mod\_B\_Buck}}(t) = \frac{\beta \cdot V_R}{\sqrt{3} \cdot |\text{sen}(\theta + 30^\circ)|} \\
 \text{Setor 3} \rightarrow v_{\text{Mod\_B\_Buck}}(t) = \frac{\beta \cdot V_R}{\sqrt{3} \cdot |\text{sen}(\theta + 90^\circ)|} \\
 \text{Setor 4} \rightarrow \text{Controle indireto} \\
 \text{Setor 5} \rightarrow v_{\text{Mod\_B\_Buck}}(t) = \frac{\beta \cdot V_R}{\sqrt{3} \cdot |\text{sen}(\theta + 30^\circ)|} \\
 \text{Setor 6} \rightarrow v_{\text{Mod\_B\_Buck}}(t) = \frac{\beta \cdot V_R}{\sqrt{3} \cdot |\text{sen}(\theta + 90^\circ)|}
 \end{array} \right\} \quad (5.6)$$

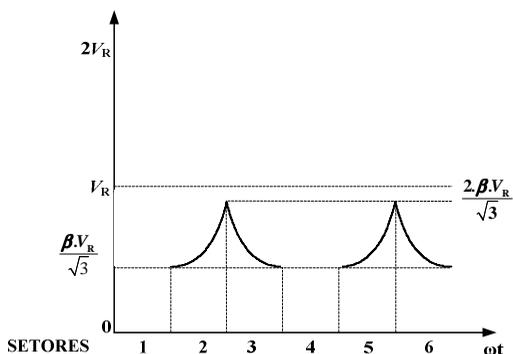


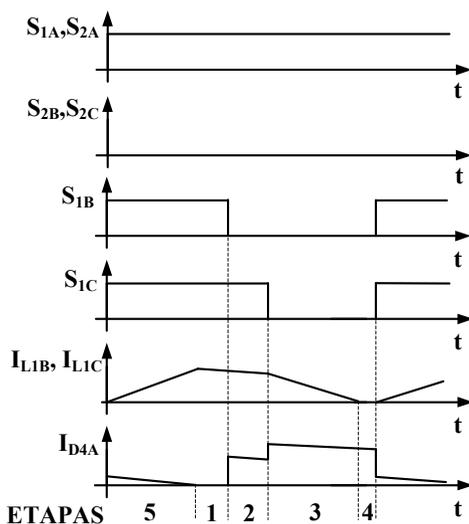
Figura 5.2: Comportamento da função de modulação do braço B para o modo Buck ao longo de um período de rede.

## 5.4 ETAPAS DE OPERAÇÃO

A análise da operação do conversor no modo *Buck* será feita para o setor 2, parte A, onde a tensão  $v_{AN}(t)$  é positiva e com maior amplitude, enquanto que as tensões  $v_{BN}(t)$  e  $v_{CN}(t)$  são negativas, com  $|v_{BN}(t)| > |v_{CN}(t)|$ .

O modo de operação *Buck* apresenta 5 etapas de operação, conforme o diagrama simplificado da Figura 5.3, onde é apresentado o esboço do comportamento dos parâmetros (tensões ou correntes) que

definem o início e o final de cada etapa, bem como o estado lógico do comando dos interruptores de cada braço ao longo do setor 2A.



*Figura 5.3: Etapas de operação do conversor operando no modo Buck ao longo do setor 2A.*

Conforme pode ser observado na Figura 5.3, na operação no modo *Buck*, independente da etapa de operação, os interruptores *Boost* dos braços **B** e **C** ( $S_{2B}$  e  $S_{2C}$ ) são mantidos bloqueados e os dois interruptores do braço **A** são mantidos em condução.

Nos circuitos apresentados, as fontes utilizadas para compor o sistema trifásico são representadas com a polaridade assumida ao longo do setor 2A. As tensões de fase são definidas em (4.12).

#### **5.4.1 ETAPA 01 – INTERRUPTORES $S_{1B}$ E $S_{1C}$ EM CONDUÇÃO**

Esta etapa tem início com o acionamento dos interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{1C}$ . A Figura 5.4 apresenta o circuito do conversor nesta etapa.

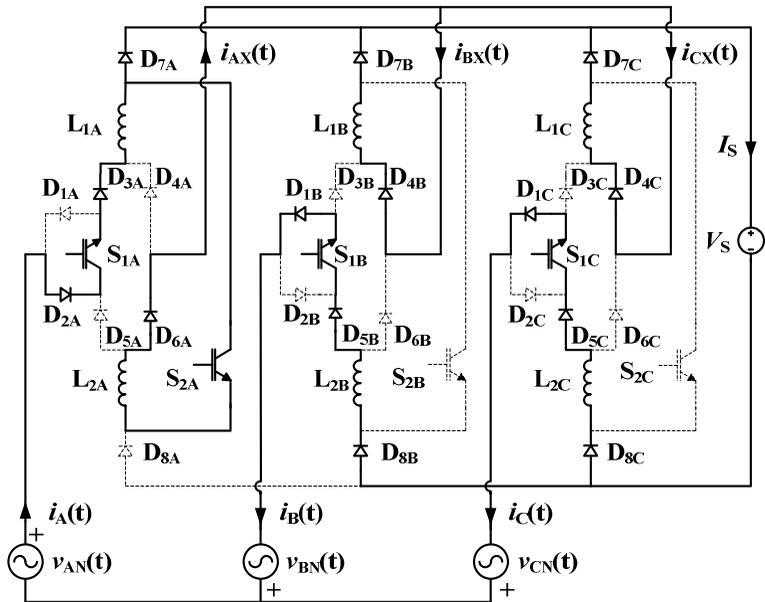
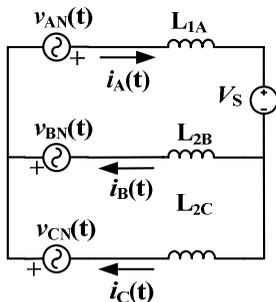


Figura 5.4: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 01.

A corrente  $i_A(t)$  circula através de  $S_{1A}$  e  $L_{1A}$  e, devido ao acionamento do interruptor  $S_{2A}$ , se divide em duas correntes: uma que circula por  $D_{7A}$  e outra que circula pelo interruptor  $S_{2A}$ . A corrente  $i_{AX}(t)$ , que circula através de  $S_{2A}$ , passa por  $L_{2A}$  e segue até o ponto comum dos braços, dividindo-se então entre as indutâncias  $L_{1B}$  ( $i_{BX}(t)$ ) e  $L_{1C}$  ( $i_{CX}(t)$ ). Por sua vez, as correntes das indutâncias se somam com a do diodo  $D_{7A}$ , recompondo a corrente  $i_A(t)$ . A magnitude de  $i_{AX}(t)$  é bem inferior à corrente que circula por  $D_{7A}$ , uma vez que as tensões aplicadas às indutâncias  $L_{2A}$ ,  $L_{1B}$  e  $L_{1C}$  possuem módulo na ordem de grandeza das quedas de tensão nos semicondutores.

Desta forma, o caminho de corrente criado pelo acionamento do interruptor  $S_{2A}$  se configura fundamentalmente como um desvio para uma pequena parcela da corrente  $i_A(t)$ , que será recomposta logo a seguir. Após a recomposição, a corrente  $i_A(t)$  circula através de  $V_S$  e divide-se para formar as correntes  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$ , que retornam ao sistema trifásico. A Figura 5.5 apresenta o circuito equivalente desta etapa de operação.



**Figura 5.5: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 01.**

Em (5.7) são apresentadas as principais equações que relacionam as correntes do circuito.

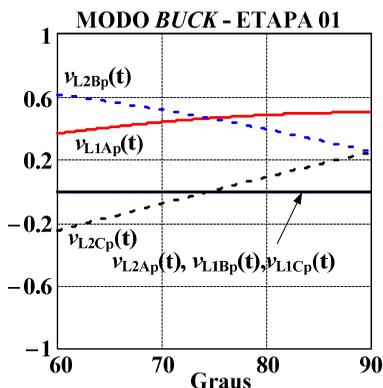
$$\left\{ \begin{array}{l} i_A(t) = i_{L1A}(t) + i_{L2A}(t) \\ i_{S2A}(t) = i_{L2A}(t) \\ i_{D7A}(t) = i_A(t) - i_{L2A}(t) \\ i_{L2A}(t) = i_{L1B}(t) + i_{L1C}(t) \\ I_S = i_A(t) \\ i_{AX}(t) = i_{L2A}(t), \quad i_{BX}(t) = i_{L1B}(t), \quad i_{CX}(t) = i_{L1C}(t) \end{array} \right. \quad (5.7)$$

Em (5.8) são apresentadas as expressões que definem as tensões aplicadas às indutâncias. É importante destacar que na dedução das expressões foram desconsideradas as quedas de tensão nos semicondutores. Seguindo o mesmo critério, em função da ordem de grandeza, as tensões nas indutâncias  $L_{2A}$ ,  $L_{1B}$  e  $L_{1C}$  foram consideradas nulas.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = \frac{2}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{3}|v_{CN}(t)| - \frac{2}{3}|V_S| \\ v_{L2A}(t) = 0 \\ v_{L1B}(t) = 0 \\ v_{L2B}(t) = \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{2}{3}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{3}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L1C}(t) = 0 \\ v_{L2C}(t) = \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| - \frac{1}{3}|v_{BN}(t)| + \frac{2}{3}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \end{array} \right. \quad (5.8)$$

As expressões apresentadas em (4.13) foram parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ , e são representadas graficamente na Figura 5.6.

Em todas as etapas do modo *Buck* foi considerada a relação entre tensão de saída e o pico das tensões de fase de entrada ( $\beta$ ) igual a 0,75. Esta escolha foi feita pois os resultados de simulação foram obtidos para este valor de  $\beta$ .



*Figura 5.6: Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.8), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .*

#### 5.4.2 ETAPA 02 – INTERRUPTOR *BUCK* DA FASE B ( $S_{1B}$ ) É BLOQUEADO

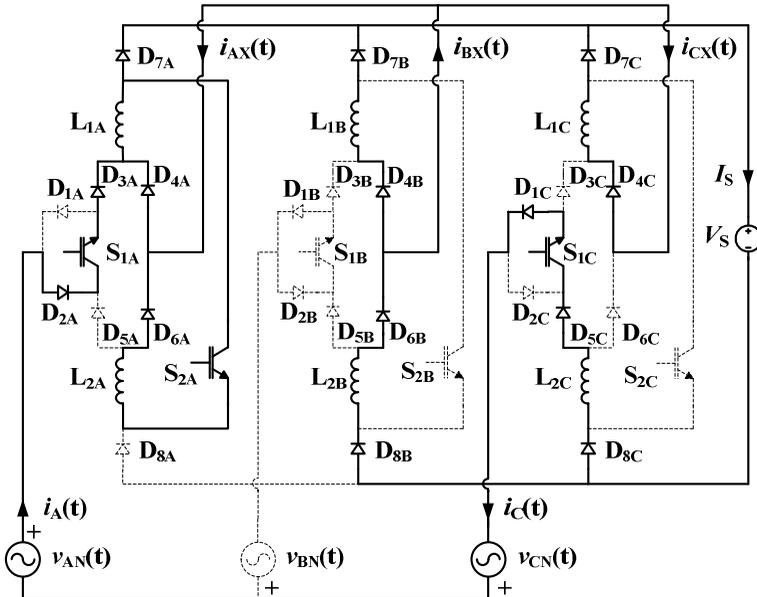
Em um conversor *Buck*, quanto maior a tensão de entrada em relação à tensão de saída, menor é a duração do pulso de comando

aplicado ao interruptor. Esta lógica também se aplica ao circuito em estudo. No setor 2A, a fase B tem maior amplitude (em módulo) que a fase C, apresentando o pulso com menor duração. Desta forma, o interruptor  $S_{1B}$  é bloqueado em primeiro lugar. A Figura 5.7 apresenta o circuito do conversor operando nesta etapa.

A abertura de  $S_{1B}$  interrompe a circulação da corrente  $i_B(t)$ , fazendo com que a corrente que circula por  $L_{2B}$  passe a circular através de  $D_{6B}$  e  $D_{4A}$ , mantendo instantaneamente os valores das correntes em  $L_{1B}$  e  $L_{1A}$ . Este novo arranjo provoca a inversão no sentido das correntes  $i_{AX}(t)$  e  $i_{BX}(t)$  em relação à etapa anterior.

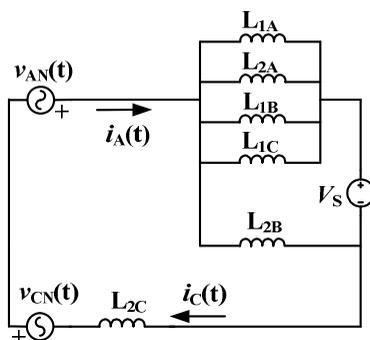
Em (5.9) são apresentadas as principais expressões das correntes do circuito.

$$\begin{cases} i_{AX}(t) = i_{BX}(t) - i_{CX}(t) \\ i_{BX}(t) = i_{L2B}(t) + i_{AX}(t) \\ i_{D4A}(t) = i_{AX}(t) + i_{L2A}(t) \\ i_{L1A}(t) = \text{Constante} = i_A(t) + i_{D4A}(t) \\ i_A(t) = i_C(t), i_B(t) = 0 \end{cases} \quad (5.9)$$



**Figura 5.7: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 02.**

Nesta etapa, o braço **B** do conversor passa a transferir energia para a fonte, através de  $D_{7A}$ ,  $D_{7B}$  e  $D_{8B}$ , enquanto que o braço **C** permanece armazenando energia. A Figura 5.8 apresenta o circuito equivalente desta etapa de operação.



**Figura 5.8: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 02.**

As expressões apresentadas em (5.10) definem as tensões aplicadas às indutâncias:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L2A}(t) = -\left[ \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \right] \\ v_{L1B}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L2B}(t) = -\left[ \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| + \frac{2}{3}|V_S| \right] \\ v_{L1C}(t) = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L2C}(t) = \frac{5}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{5}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{2}{3}|V_S| \end{array} \right. \quad (5.10)$$

Na Figura 5.9 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (5.10), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

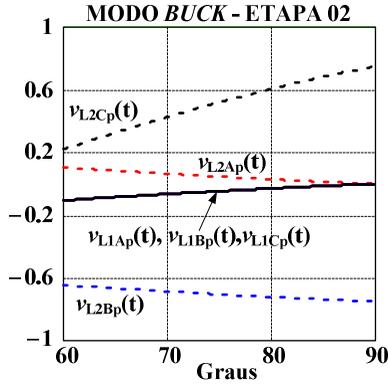


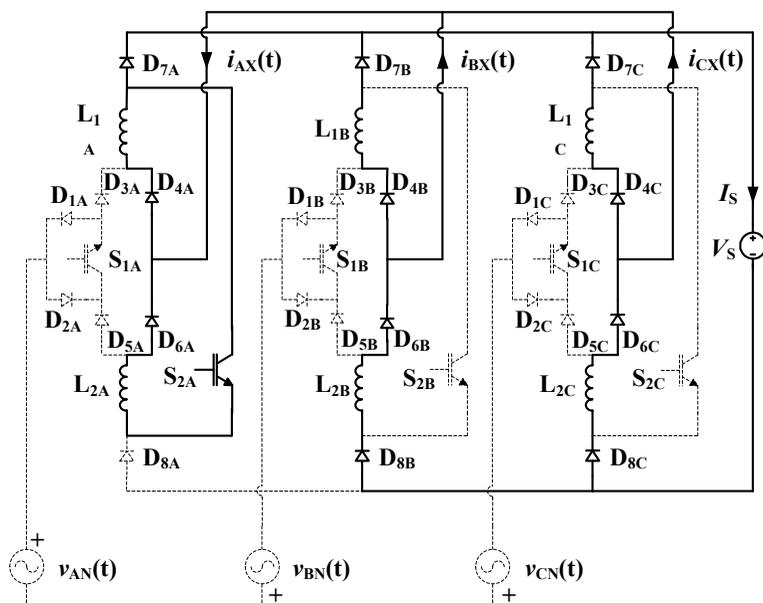
Figura 5.9: Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.10), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

### 1.1.1 ETAPA 03 – O INTERRUPTOR $S_{1C}$ É BLOQUEADO

Esta etapa tem início na abertura do interruptor  $S_{1C}$ , e se encerra com a extinção da corrente nas indutâncias  $L_{1B}$  e  $L_{1C}$ . A Figura 5.10 apresenta o circuito do conversor operando nesta etapa.

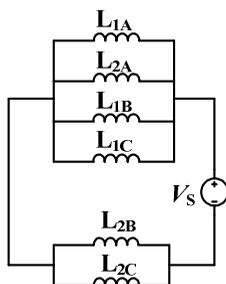
Com a abertura do interruptor  $S_{1C}$ , a corrente  $i_C(t)$  é interrompida, o que leva naturalmente à interrupção de  $i_A(t)$ . Assim, a corrente de  $L_{2C}$  passa a circular através de  $D_{6C}$  e  $D_{4A}$ , mantendo instantaneamente constante as correntes em  $L_{1A}$  e  $L_{2C}$  e provocando a inversão do sentido de circulação de  $i_{CX}(t)$ . A expressão (5.11) apresenta as principais relações entre as correntes do circuito.

$$\begin{cases} i_{AX}(t) = i_{BX}(t) + i_{CX}(t) \\ i_{BX}(t) = i_{L2B}(t) - i_{L1B}(t) \\ i_{CX}(t) = i_{L2C}(t) - i_{L1C}(t) \\ i_{D4A}(t) = i_{AX}(t) + i_{L2A}(t) \\ i_{L1A}(t) = i_{D4A}(t) \\ i_A(t) = i_B(t) = i_C(t) = 0 \end{cases} \quad (5.11)$$



**Figura 5.10: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 03.**

A Figura 5.11 apresenta o circuito equivalente desta etapa de operação.

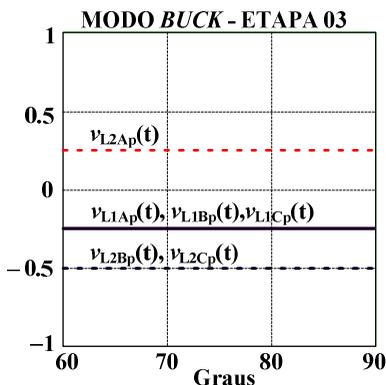


**Figura 5.11: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 03.**

As expressões apresentadas em (5.12) definem as tensões aplicadas às indutâncias:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = -\frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L2A}(t) = \frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L1B}(t) = -\frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L2B}(t) = -\frac{2}{3}|V_S| \\ v_{L1C}(t) = -\frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L2C}(t) = -\frac{2}{3}|V_S| \end{array} \right. \quad (5.12)$$

Na Figura 5.12 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (5.10), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .



*Figura 5.12: Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.12), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .*

Na Figura 5.12 se pode observar que, à exceção de  $L_{2A}$ , todas as indutâncias apresentam tensão negativa, caracterizando redução de corrente. Observa-se que  $v_{L2B}(t)$  e  $v_{L2C}(t)$  apresentam o dobro do valor de  $v_{L1A}(t)$ , o que remete a uma derivada de queda de  $i_{L2B}(t)$  e  $i_{L2C}(t)$  igual ao dobro de  $i_{L1A}(t)$ .

Como  $i_{L2B}(t)$  e  $i_{L2C}(t)$  compõem a corrente  $i_{L1A}(t)$ , esta diferença entre as derivadas é compensada pela derivada positiva apresentada por

$i_{L2A}(t)$ , que está em crescimento nesta etapa. A expressão (5.13) apresenta a relação existente entre estas correntes.

$$i_{L1A}(t) = i_{L2A}(t) + i_{L2B}(t) + i_{L2C}(t) - (i_{L1B}(t) + i_{L1C}(t)) \quad (5.13)$$

### 5.4.3 ETAPA 04 – AS CORRENTES DAS INDUTÂNCIAS $L_{1B}$ E $L_{1C}$ SÃO EXTINTAS

A Figura 5.13 apresenta o circuito do conversor operando nesta etapa.

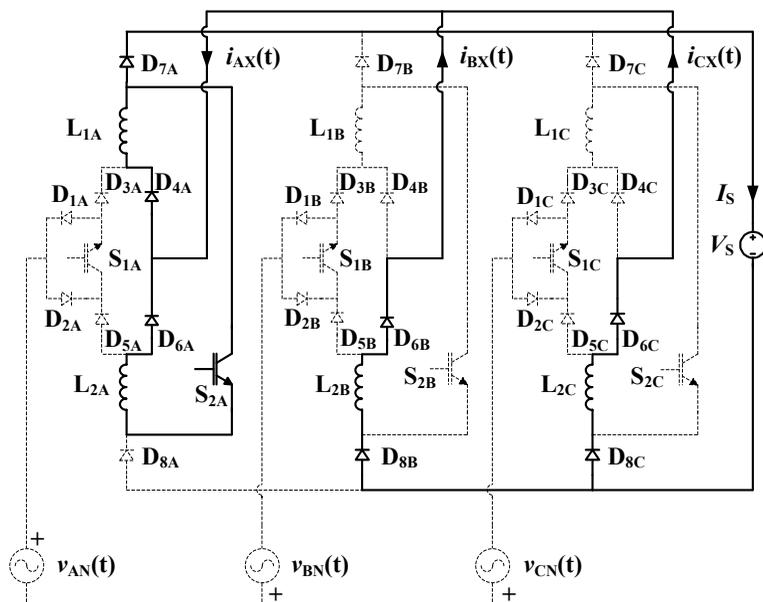


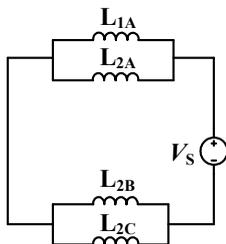
Figura 5.13: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 04.

Com a extinção da corrente nas indutâncias  $L_{1B}$  e  $L_{1C}$ , as tensões em todas as indutâncias são modificadas, assim como a corrente no diodo  $D_{4A}$ . As expressões apresentadas em (5.11) permanecem válidas se for considerado que  $i_{L1B}(t) = i_{L1C}(t) = 0$ .

Como as indutâncias  $L_{1A}$ ,  $L_{2B}$  e  $L_{2C}$  estão em processo de transferência de energia, suas correntes se apresentam em queda, o que

pode ser comprovado através da Figura 5.15, onde se verifica que as tensões aplicadas a essas indutâncias continuam negativas.

A Figura 5.14 apresenta o circuito equivalente simplificado desta etapa.

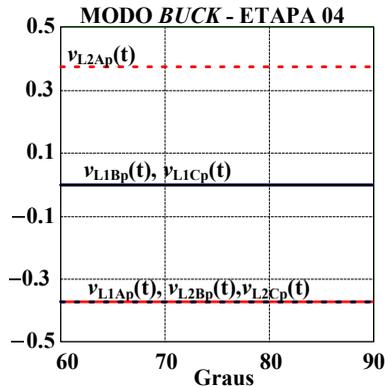


**Figura 5.14: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 04.**

As expressões que definem as tensões aplicadas às indutâncias são apresentadas em (5.14).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = -\frac{1}{2}|V_s| \\ v_{L2A}(t) = \frac{1}{2}|V_s| \\ v_{L1B}(t) = 0 \\ v_{L2B}(t) = -\frac{1}{2}|V_s| \\ v_{L1C}(t) = 0 \\ v_{L2C}(t) = -\frac{1}{2}|V_s| \end{array} \right. \quad (5.14)$$

Na Figura 5.15 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (5.14), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .



**Figura 5.15:** Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.14), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

Observa-se que a expressão (5.13) se mantém válida desde que  $i_{L1B}(t)$  e  $i_{L1C}(t)$  sejam considerados iguais a zero.

É importante destacar que esta etapa de operação apenas pode ser observada no simulador quando são introduzidas não idealidades no circuito. Mesmo assim, sua duração é pequena em relação ao período de chaveamento e, por esse motivo, será desconsiderada na análise teórica do conversor.

#### **5.4.4 ETAPA 05 – OS INTERRUPTORES $S_{1B}$ E $S_{1C}$ SÃO COLOCADOS EM CONDUÇÃO COM $D_{4A}$ CONDUZINDO**

Esta etapa tem início com a entrada em condução dos interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{1C}$ , fazendo com que as correntes  $i_A(t)$ ,  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$  voltem a circular. A configuração é semelhante à analisada no estudo da Etapa 01, com a diferença de que o diodo  $D_{4A}$  se mantém em condução devido à circulação da corrente da indutância  $L_{2A}$ , uma vez que  $i_{L2B}(t)$  e  $i_{L2C}(t)$  passaram a circular por  $S_{1A}$ . A Figura 5.16 apresenta o circuito do conversor operando nesta etapa.

Esta nova configuração do circuito impõe tensão positiva às indutâncias  $L_{1B}$  e  $L_{1C}$  o que faz com que por elas circulem correntes crescentes, supridas pela corrente de  $L_{2A}$ . Desta forma, a medida que  $i_{L1B}(t)$  e  $i_{L1C}(t)$  crescem,  $i_{D4A}(t)$  se reduz, até o momento em que o

somatório de  $i_{L1B}(t)$  e  $i_{L1C}(t)$  se igualar a  $i_{L2A}(t)$ , provocando o bloqueio de  $D_{4A}$  e o encerramento desta etapa.

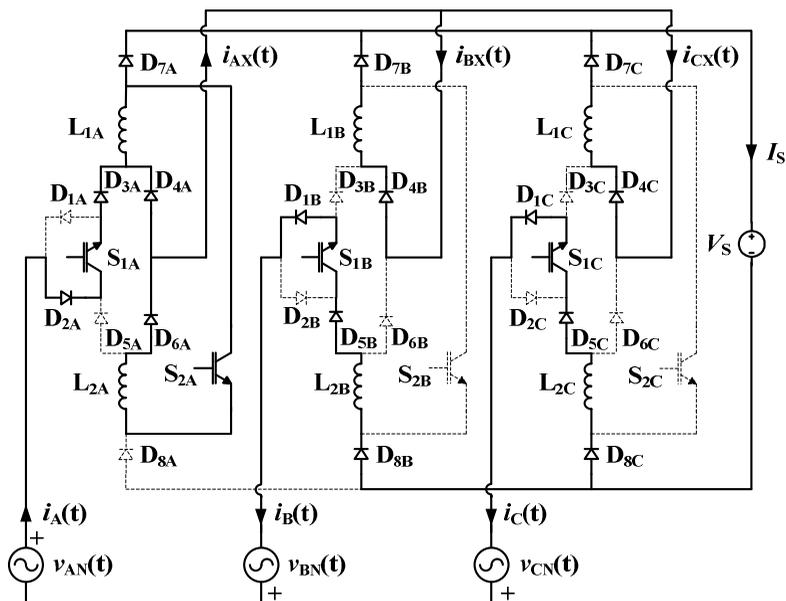


Figura 5.16: Operação do conversor no modo Buck: Etapa 05.

Na Figura 5.17 é apresentado o circuito equivalente simplificado desta etapa.

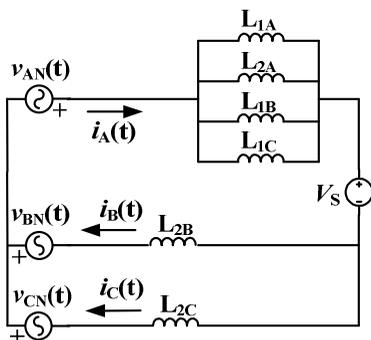


Figura 5.17: Operação do conversor no modo Buck: circuito equivalente da Etapa 05.

Em (5.15) são apresentadas as principais expressões que definem a relação entre as correntes do circuito nesta etapa.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L1A}(t) = i_{D4A}(t) + i_A(t) \\ i_{D7A}(t) = i_{L1A}(t) - i_{L2A}(t) \\ i_{D4A}(t) = i_{L2A}(t) - i_{AX}(t) \\ i_{AX}(t) = i_{BX}(t) + i_{CX}(t) \\ i_{BX}(t) = i_{L1B}(t), \quad i_{CX}(t) = i_{L1C}(t) \end{array} \right. \quad (5.15)$$

As expressões apresentadas em (5.16) definem as tensões aplicadas às indutâncias.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L2A}(t) = -\left[ \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \right] \\ v_{L1B}(t) = \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L2B}(t) = \frac{2}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{5}{6}|v_{BN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{2}{3}|V_S| \\ v_{L1C}(t) = \frac{1}{3}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{1}{3}|V_S| \\ v_{L2C}(t) = \frac{2}{3}|v_{AN}(t)| - \frac{1}{6}|v_{BN}(t)| + \frac{5}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{2}{3}|V_S| \end{array} \right. \quad (5.16)$$

Na Figura 5.18 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (5.16), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

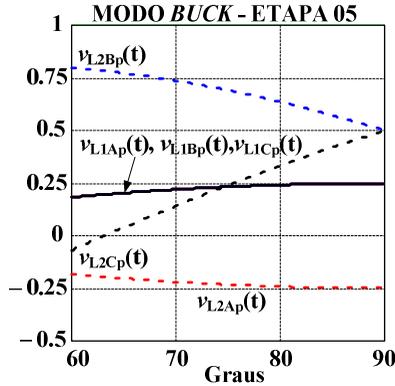


Figura 5.18: Representação gráfica das expressões apresentadas em (5.16), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

## 5.5 CIRCUITO SIMPLIFICADO

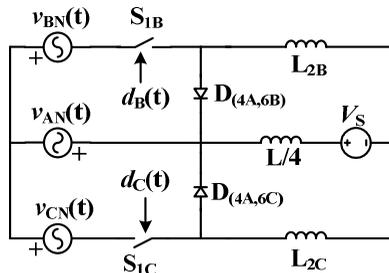
Com base nas etapas de operação descritas, algumas considerações são feitas com o objetivo de obter um circuito que possa representar a operação do conversor ao longo do setor 2 de uma forma simplificada, sem introduzir prejuízo significativo ao entendimento e estudo do conversor.

Com relação à corrente desviada através de  $S_{2A}$ , dois aspectos serão considerados: em primeiro lugar, o módulo desta corrente é muito menor que o valor da corrente  $i_A(t)$ , fato que já poderia justificar uma simplificação. No entanto, além disso, a corrente desviada através de  $S_{2A}$  é logo a seguir somada a  $i_{D7A}(t)$ , recompondo a corrente  $i_A(t)$  antes da circulação através da carga, não interferindo no processo de transferência de energia. Com base nos aspectos descritos, optou-se por excluir do circuito simplificado os elementos que servem de caminho para circulação desta corrente ( $S_{2A}$ ,  $L_{2A}$ ,  $L_{1B}$  e  $L_{1C}$ ).

Analisando-se os circuitos equivalentes das etapas de operação, observa-se que apenas nas etapas 01 e 04 a indutância associada à fase A não corresponde à associação em paralelo de  $L_{1A}$ ,  $L_{2A}$ ,  $L_{1B}$  e  $L_{1C}$ . Através de simulação foi observado que a duração destas etapas é muito pequena quando comparada ao período de chaveamento. Desta forma, a

indutância associada à fase *A* adotada no circuito simplificado será a resultante da associação dessas quatro indutâncias.

Na Figura 5.19 é apresentado o circuito simplificado, onde pode-se perceber a existência de dois conversores *Buck* operando de forma integrada.



*Figura 5.19: Circuito simplificado que representa a operação do conversor no modo Buck ao longo do setor 2.*

## 5.6 ESTUDO ANALÍTICO

### 5.6.1 GANHO ESTÁTICO

Para realizar essa análise, serão feitas algumas aproximações válidas para o período de chaveamento analisado:

- A amplitude das tensões de entrada permanece constante;
- A tensão de saída é constante.

A expressão que determina o ganho estático do conversor é obtida a partir do circuito equivalente apresentado na Figura 5.19 e da Figura 4.29, que apresenta o comportamento da corrente sobre a indutância equivalente de cada fase.

Analisando-se inicialmente o conversor superior apresentado na Figura 5.19, onde  $v_{AB}(t)$  aparece como tensão de entrada, durante o período em que o interruptor está fechado ( $t_1$ ), as indutâncias estão armazenando energia e a tensão a que estão submetidos é dada pela expressão (5.17).

$$v_{L_{\text{eq}}}(t) = |v_{AN}(t)| + |v_{BN}(t)| - V_S = v_{AB}(t) - V_S \quad (5.17)$$

Durante o período em que o interruptor está aberto ( $t_2$ ), o diodo  $D_{(4A,6B)}$  entra em condução e as indutâncias passam a transferir energia para a carga. A tensão a eles aplicada é dada pela expressão (5.18):

$$v_{L\_eq}(t) = V_S \quad (5.18)$$

Substituindo-se (5.17) e (5.18) na expressão (4.26) nos intervalos  $t_1$  e  $t_2$  chega-se a (5.19).

$$\Delta I = \frac{(v_{AB}(t) - V_S) \cdot t_1}{L_{Eq}} = \frac{V_S \cdot t_2}{L_{Eq}} \quad (5.19)$$

Aplicando-se (4.28) a (5.19) é obtida a expressão (5.20), que define o ganho estático para o braço **B**, onde  $v_{AB}(t)$  é dada pela expressão (4.4).

$$\frac{V_S}{|v_{AB}(t)|} = d_{B\_Buck}(t) \quad (5.20)$$

Realizando o mesmo procedimento ao circuito *Buck* inferior da Figura 5.19 obtém-se a expressão (5.21), que define o ganho estático para o braço **C**, onde  $v_{AC}(t)$  é definida em (4.31).

$$\frac{V_S}{|v_{AC}(t)|} = d_{C\_Buck}(t) \quad (5.21)$$

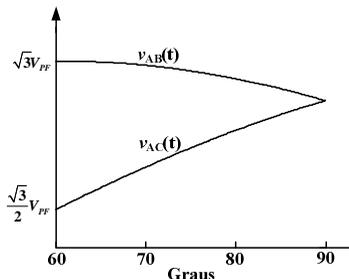
A partir de (5.20) e (5.21) pode-se determinar o valor dos tempos de acionamento dos interruptores *Buck* dos braços **B** e **C** do conversor, apresentados em (5.22) e (5.23).

$$t_{1\_S1B}(t) = \frac{V_S \cdot T_{Chav}}{\left| \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \right|} \quad (5.22)$$

$$t_{1\_S1C}(t) = \frac{V_S \cdot T_{Chav}}{\left| \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t - 30^\circ) \right|} \quad (5.23)$$

### 5.6.2 LIMITE DE OPERAÇÃO

As tensões de entrada do circuito equivalente são as tensões  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$ . Analisando-se os valores assumidos por essas tensões, pode-se determinar a tensão máxima de saída para garantir a operação no modo *Buck* ao longo de todo o setor 2. A Figura 5.20 apresenta o comportamento destas tensões nesse setor.



*Figura 5.20: Comportamento das tensões de linha  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  ao longo do setor 2.*

Considerando o circuito equivalente apresentado na Figura 5.19, para que seja possível sua operação em todo o setor 2, ambas as tensões de entrada ( $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$ ) devem ter módulo maior que a tensão de saída. Desta forma, a operação do conversor no modo *Buck* é garantida teoricamente apenas para a faixa de tensões definidas em (5.24):

$$0 < V_S < \frac{\sqrt{3}}{2} V_{PF} \quad (5.24)$$

Assim, o máximo valor da tensão de saída que garante a operação do conversor apenas no modo *Buck* é dado pela expressão (5.25).

$$V_{S\_Max} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{PF} \quad (5.25)$$

### 5.6.3 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA

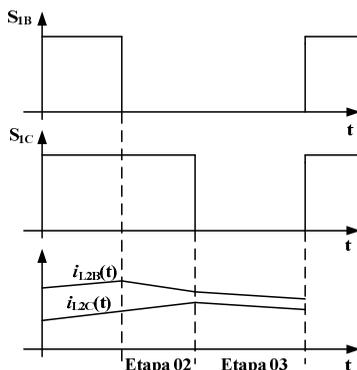
O cálculo da indutância *Buck* tem como ponto de partida a ondulação máxima de corrente que atende as especificações de projeto.

De (4.26) sabe-se que, além do valor da indutância, a ondulação de corrente está diretamente ligada à tensão aplicada à indutância e ao período de aplicação. Desta forma, a expressão para o cálculo da indutância deve considerar o valor máximo da combinação desses dois últimos parâmetros.

Com o objetivo de simplificar a análise serão feitas duas considerações:

- A ondulação da corrente no período de armazenamento de energia é igual à ondulação durante o período de transferência de energia;
- A etapa de operação 04, por apresentar duração muito reduzida frente às demais, será desconsiderada.

Sabendo que a condução do interruptor *Buck* caracteriza a etapa de armazenamento de energia, uma análise nas etapas de operação leva à conclusão de que o circuito passa por três etapas de operação nesta condição: Etapas 01, 02 (apenas a fase C) e 05. Por outro lado, o circuito passa por apenas duas etapas envolvido no processo de transferência de energia: Etapas 02 (apenas a fase B) e 03. Devido ao menor número de etapas, optou-se por realizar o estudo da ondulação de corrente na etapa de transferência de energia. Na Figura 5.21 é ilustrado o comportamento de  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$  durante a transferência de energia.



**Figura 5.21: Modo de operação *Buck*: Comportamento das correntes  $i_{L2B}(t)$  e  $i_{L2C}(t)$  durante a etapa de transferência de energia no setor 2.**

Para a identificação do ponto de máxima ondulação de corrente é necessário determinar-se o comportamento da ondulação em todos as indutâncias envolvidas. A partir da Figura 5.21 chega-se às equações gerais apresentadas em (5.26), que definem a ondulação de corrente nas indutâncias dos braços **B** e **C**.

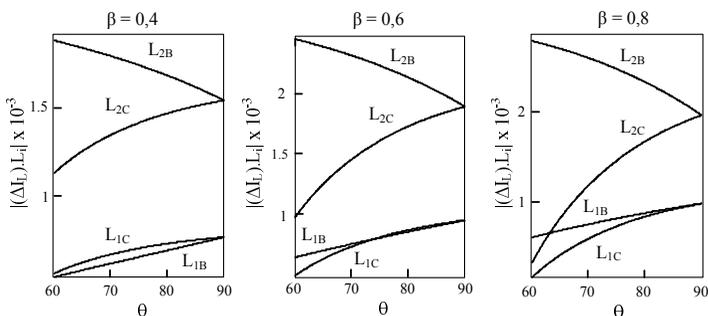
$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta i_{L1B}(t, V_{PF}, V_S) = \frac{v_{L1B}(t)|_{ET\_02} \cdot t_{ET\_02} + v_{L1B}(t)|_{ET\_03} \cdot t_{ET\_03}}{L_{1B}} \\ \Delta i_{L2B}(t, V_{PF}, V_S) = \frac{v_{L2B}(t)|_{ET\_02} \cdot t_{ET\_02} + v_{L2B}(t)|_{ET\_03} \cdot t_{ET\_03}}{L_{2B}} \\ \Delta i_{L1C}(t, V_{PF}, V_S) = \frac{v_{L1C}(t)|_{ET\_03} \cdot t_{ET\_03}}{L_{1C}} \\ \Delta i_{L2C}(t, V_{PF}, V_S) = \frac{v_{L2C}(t)|_{ET\_03} \cdot t_{ET\_03}}{L_{2C}} \end{array} \right. \quad (5.26)$$

De (5.10), (5.12), (5.22) e (5.23) obtém-se as expressões apresentadas em (5.27) e (5.28), que definem os termos presentes em (5.26).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1B}(t)|_{ET\_02} = \frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| - \frac{V_S}{3} \\ v_{L2B}(t)|_{ET\_02} = -\left(\frac{1}{6}|v_{AN}(t)| + \frac{1}{6}|v_{CN}(t)| + \frac{2}{3}V_S\right) \\ v_{L1B}(t)|_{ET\_03} = -\frac{1}{3}V_S \\ v_{L2B}(t)|_{ET\_03} = -\frac{2}{3}V_S \\ v_{L1C}(t)|_{ET\_03} = -\frac{1}{3}V_S \\ v_{L2C}(t)|_{ET\_03} = -\frac{2}{3}V_S \end{array} \right. \quad (5.27)$$

$$\begin{cases} t_{ET\_02} = t_{L\_S1C} - t_{L\_S1B} = T_{Chav} \cdot \left[ \left( \frac{V_S}{|v_{AC}(t)|} \right) - \left( \frac{V_S}{|v_{AB}(t)|} \right) \right] \\ t_{ET\_03} = T_{Chav} - t_{L\_S1C} = T_{Chav} \cdot \left( 1 - \frac{V_S}{|v_{AC}(t)|} \right) \end{cases} \quad (5.28)$$

A partir de (5.26) foram traçadas as curvas do módulo do produto  $(\Delta I_L \cdot L)$  apresentadas na Figura 5.22, que representam o comportamento da ondulação de corrente nas indutâncias para três valores de  $\beta$ .



**Figura 5.22:** Comportamento da ondulação de corrente nas indutâncias dos braços B e C no modo de operação Buck, para valores de  $\beta$  de 0,4, 0,6 e 0,8.

Como a ondulação é sempre maior em  $L_{2B}$ , o valor da indutância Buck pode então ser determinado a partir da expressão da ondulação em  $L_{2B}$  apresentada em (5.26). Reescrevendo e parametrizando a expressão, chega-se a (5.29), onde  $\Delta I_{Lp}$  é definida em (5.30).

$$\Delta I_{Lp} = \begin{cases} \left( \frac{\text{sen}(\omega t)}{6} + \frac{\text{sen}(\omega t + 120^\circ)}{6} + \frac{2}{3}\beta \right) \left( \frac{1}{\text{sen}(\omega t + 30^\circ)} \right) - \\ \left( \frac{\text{sen}(\omega t)}{6} + \frac{\text{sen}(\omega t + 120^\circ)}{6} \right) \left( \frac{1}{\text{sen}(\omega t - 30^\circ)} \right) - \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{3} \end{cases} \quad (5.29)$$

$$\Delta I_{Lp} = \frac{\sqrt{3} \cdot \Delta I_{L2B} \cdot L}{V_S \cdot T_{Chav}} \quad (5.30)$$

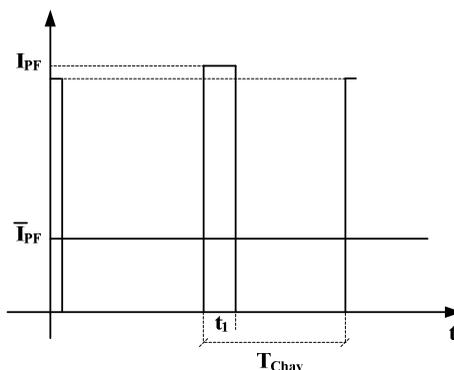
Pelo comportamento da ondulação em  $L_{2B}$  apresentado na Figura 5.22, pode-se concluir que o ângulo de ondulação máxima é  $60^\circ$ . Substituindo-se então este ângulo em (5.29) chega-se à (5.31), que define a indutância em função da máxima ondulação desejada.

$$L_{Bk} = \left| \frac{V_s}{\sqrt{3} \cdot \Delta I_{LMAX} \cdot f_{Chav}} \cdot \left( \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4} - \frac{2}{3} \cdot \beta \right) \right| \quad (5.31)$$

#### 5.6.4 CORRENTE DE PICO DE ENTRADA

No modo *Buck* a corrente de entrada é pulsada e assim sendo, de forma semelhante ao que foi apresentado no estudo do MCD, a corrente de entrada apresenta um valor de pico máximo e um valor de pico médio instantâneo (após a filtragem).

O valor de pico médio instantâneo é determinado pela expressão (4.47). A partir deste parâmetro, é determinado o valor da largura do pulso ( $t_1$ ) no pico da tensão de fase, a partir da expressão do ganho estático. A partir destes valores calcula-se o valor de pico necessário para resultar o valor médio instantâneo com base na definição de valor médio. A Figura 5.23 ilustra este procedimento.



**Figura 5.23: Cálculo da corrente de pico máxima de entrada para o modo *Buck*.**

A expressão que determina o valor de pico máximo da corrente de entrada no modo *Buck* é dada por (5.32).

$$I_{PF} = \frac{\sqrt{3}}{\beta} \cdot \bar{I}_{PF} \quad (5.32)$$

## 5.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Foi simulado um conversor com as especificações apresentadas na Tabela 5.1.

**Tabela 5.1: Parâmetros utilizados na simulação do conversor operando no modo Buck.**

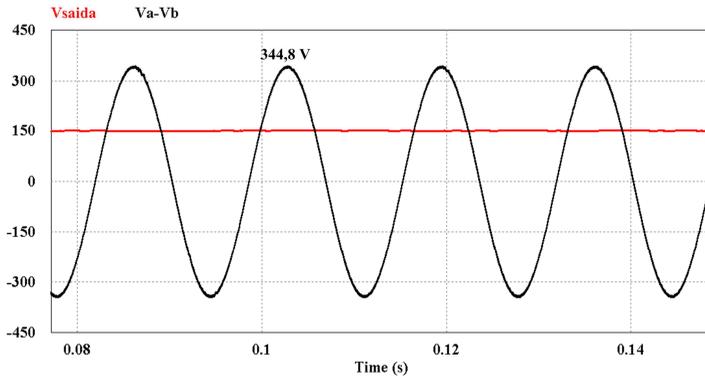
Parâmetro	Resultado de Simulação
Tensão de fase de entrada	141,42 V <sub>RMS</sub>
Tensão de saída	150 V
Potência de saída	1500 W
Indutâncias	1,2 mH
Resistência de carga	15 Ω
Capacitor de saída	3000 μF
Frequência de chaveamento	39.600 Hz

Neste item são apresentados os resultados de simulação do conversor operando no modo *Buck*. Foram realizadas simulações em condições ideais, com o objetivo de comprovar o estudo teórico apresentado, e simulações com a introdução de parâmetros reais, com o objetivo de obter resultados mais próximos da operação do protótipo de laboratório. Os valores dos parâmetros foram os mesmos utilizados nas simulações do modo *Boost*.

Como a corrente de entrada do modo *Buck* é pulsada, foi necessário utilizar em algumas simulações filtros LC de entrada, cujo projeto será discutido posteriormente.

Ainda devido à característica pulsada da corrente, foi necessário utilizar um filtro de amostragem em cada sensor de corrente, para reduzir a ondulação do sinal na entrada dos compensadores. Estes filtros tem sua frequência de corte na ordem da frequência de chaveamento, para não influenciar na dinâmica dos compensadores. O projeto destes filtros será abordado posteriormente.

Na Figura 5.24 são apresentadas as formas de onda da tensão de entrada  $v_{AB}(t)$  e da tensão de saída ( $V_S$ ). O valor da tensão de saída inferior à tensão de entrada caracteriza a operação no modo *Buck*.

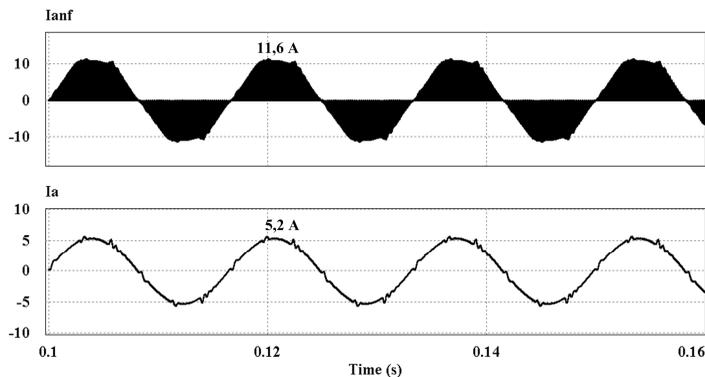


**Figura 5.24:** Formas de onda de simulação no modo *Buck*: Tensão de linha de entrada  $v_{AB}(t)$  e tensão de saída.

Na Figura 5.25 são apresentadas as formas de onda da corrente  $i_A(t)$  antes da filtragem e depois dela. Antes de ser filtrada, a corrente apresenta valor de pico de 11,6 A, enquanto que depois de filtrada o valor de pico da corrente passa a ser de 5,2 A.

A partir da expressão (4.47) obtém-se o valor teórico da corrente após a filtragem, igual a 5 A. Verifica-se que o valor obtido por simulação se aproxima bastante do valor teórico.

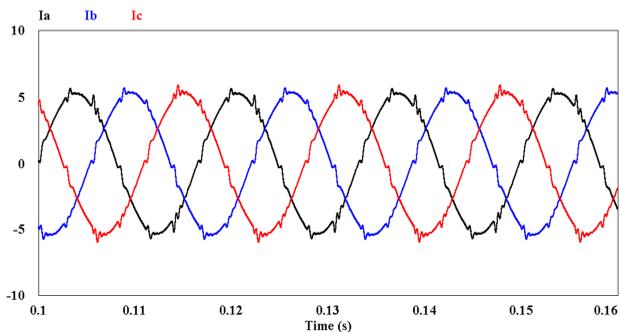
Através da expressão (5.32) chega-se ao valor teórico do pico da corrente não filtrada, igual a 11,52 A, também próximo do valor obtido por simulação.



**Figura 5.25: Formas de onda de simulação no modo Buck: Corrente de entrada  $i_A(t)$  antes e depois da filtragem.**

Na Figura 5.26 são apresentadas as três correntes de entrada filtradas e, da mesma forma que no modo *Boost*, é possível observar as distorções em torno da passagem por zero e nos limites dos setores.

Estas distorções tem sua causa já descrita no capítulo anterior mas, no modo *Buck*, devido à passagem da corrente pelos filtros de entrada, ocorre o aparecimento de oscilações no início e no final de cada setor, em função da entrada e da saída da corrente do modo de controle indireto.

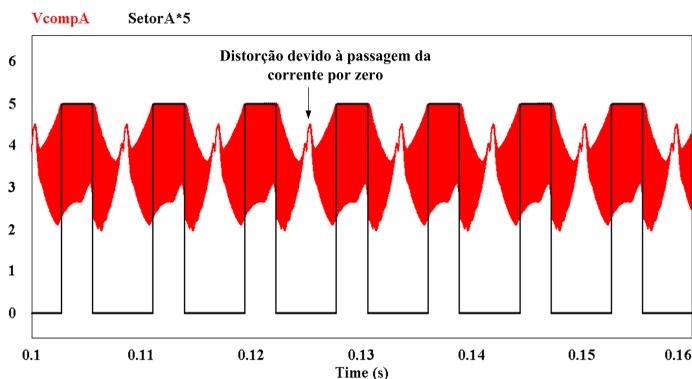


**Figura 5.26: Formas de onda de simulação no modo Buck: correntes de linha de entrada.**

Na Figura 5.27 são apresentadas as formas de onda do sinal modulante do braço A e do sinal que define os setores 2 e 5. Quanto à

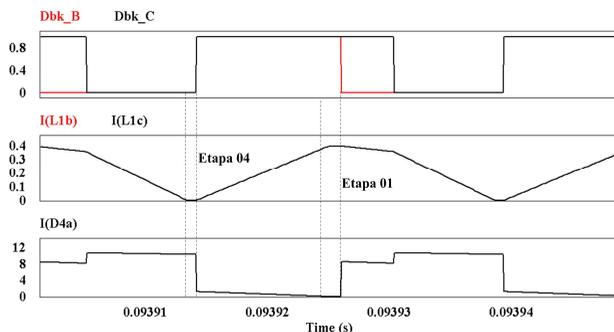
forma do sinal modulante, ela aparenta ser totalmente distinta da forma de onda teórica apresentada na Figura 5.2. Esta aparente diferença se deve ao fato de que a amostra feita pelo sensor de corrente, mesmo submetida à ação do filtro de amostragem, apresenta uma grande ondulação. No entanto, se for analisado o valor médio desta forma de onda pode-se perceber que ela tem um comportamento semelhante à forma de onda teórica.

Da mesma forma que no modo *Boost*, a passagem por zero da corrente apresenta alguma distorção.



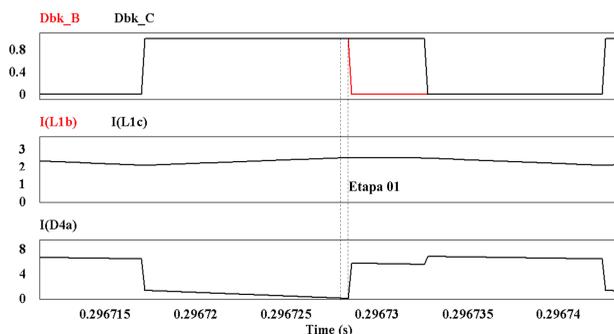
**Figura 5.27:** Formas de onda de simulação no modo *Buck*: sinal que define os setores 2 e 5 e a forma de onda do sinal modulante do braço A do conversor.

Na Figura 5.28 são apresentados os sinais de comando dos interruptores *Buck* dos braços **B** e **C**, bem como as correntes  $i_{LIB}(t)$ ,  $i_{LIC}(t)$  e  $i_{D4A}(t)$ , que definem o início e o final das etapas deste modo de operação. Mesmo utilizando os valores dos parâmetros reais (não idealidades), pode-se observar que a duração das etapas 01 e 04 são muito pequenas em relação ao período de chaveamento, critério utilizado para não considerá-las na obtenção do circuito equivalente.



**Figura 5.28:** Formas de onda de simulação no modo Buck utilizando parâmetros reais: comando dos interruptores  $S_{IB}$  e  $S_{IC}$ , correntes nas indutâncias  $L_{IB}$  e  $L_{IC}$  e corrente no diodo  $D_{4A}$ .

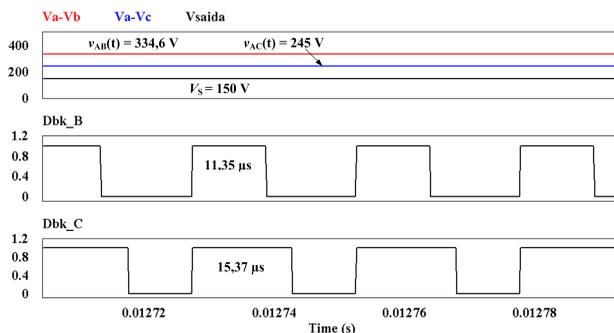
Na Figura 5.29 são apresentadas as mesmas grandezas mas em uma simulação idealizada. Observa-se que as correntes  $i_{L_{IB}}(t)$  e  $i_{L_{IC}}(t)$  não se anulam, eliminando a Etapa 04 de operação. A corrente  $i_{D_{4A}}(t)$  se extingue muito próximo do início do próximo do bloqueio de  $S_{IB}$ , reduzindo significativamente a duração da Etapa 01. Daí conclui-se que, na medida em que forem reduzidos os parâmetros de perdas, mais o comportamento do circuito original se aproxima das condições adotadas na obtenção do circuito equivalente.



**Figura 5.29:** Formas de onda de simulação no modo Buck utilizando parâmetros ideais: comando dos interruptores  $S_{IB}$  e  $S_{IC}$ , correntes nas indutâncias  $L_{IB}$  e  $L_{IC}$  e corrente no diodo  $D_{4A}$ .

Na Figura 5.30 são apresentadas as formas de onda de comando dos interruptores dos braços **B** e **C** ( $S_{IB}$  e  $S_{IC}$ ) obtidas a partir de uma

simulação desconsiderando as perdas, onde podem ser visualizadas as larguras destes pulsos. O valor das tensões  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  identificam a operação no setor 2A.



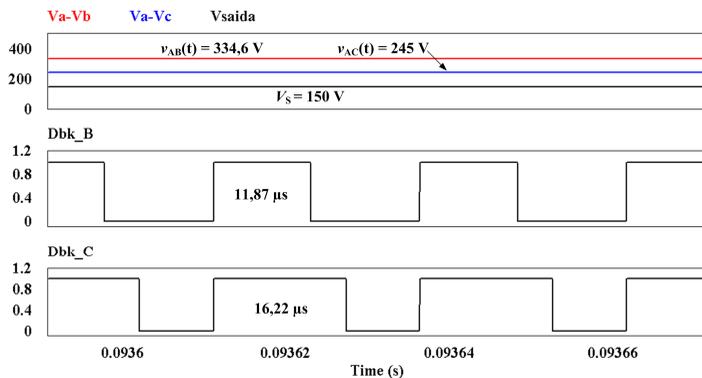
**Figura 5.30: Formas de onda de simulação no modo Buck utilizando parâmetros ideais: tensões de entrada  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$ , tensão de saída e comando dos interruptores  $S_{IB}$  e  $S_{IC}$ .**

Os valores teóricos, obtidos a partir das expressões (5.22) e (5.23) são, respectivamente:

- $t_{1\_S1B} = 11,32 \mu\text{s}$
- $t_{1\_S1C} = 15,46 \mu\text{s}$

Os resultados obtidos pela simulação de operação ideal coincidem com os valores teóricos esperados, comprovando as expressões do ganho estático, razão cíclica e tempos de acionamento dos interruptores apresentadas na análise teórica.

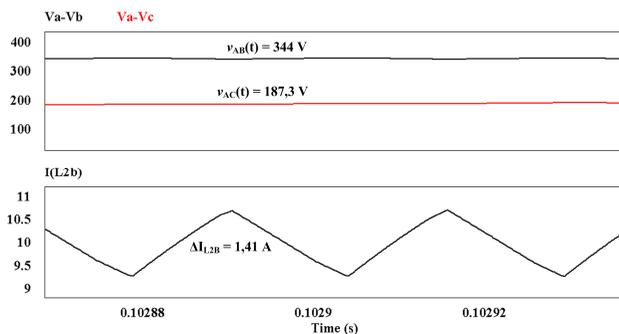
Na Figura 5.31 são apresentadas novamente as formas de onda de comando dos interruptores para o mesmo ponto de operação, mas agora obtidas a partir de uma simulação em que foram introduzidos os parâmetros reais, ou seja, considerando as perdas. A ação das malhas de controle de corrente e tensão elevaram os períodos de duração dos pulsos de comando para compensar estas perdas, conforme pode ser observado nos resultados descritos a seguir.



**Figura 5.31: Formas de onda de simulação no modo Buck utilizando parâmetros reais: tensões de entrada  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$ , tensão de saída e comando dos interruptores  $S_{IB}$  e  $S_{IC}$ .**

Na Figura 5.32 é apresentada a ondulação de corrente na indutância  $L_{2B}$  em  $\theta = 60^\circ$  (ponto de máxima ondulação). O valor teórico da ondulação máxima, determinado pela expressão (5.31), é de 1,456 A.

O valor obtido pela simulação foi 1,41 A, resultado um pouco inferior ao teórico. Esta diferença pode ser explicada devido a utilização de parâmetros reais na simulação, que tem influência sobre a amplitude das correntes do circuito.

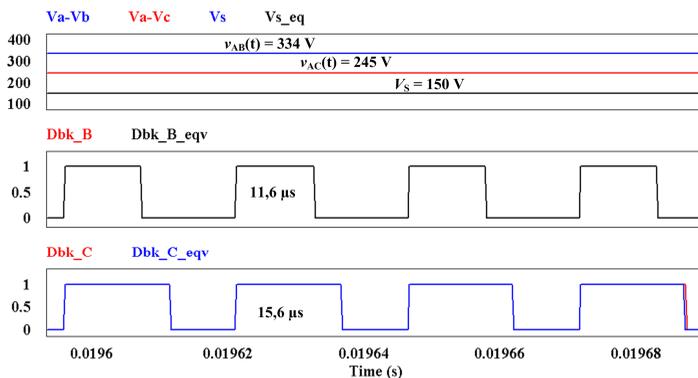


**Figura 5.32: Formas de onda de simulação no modo Buck: tensões de entrada  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  corrente em  $L_{2B}$  em  $\theta = 60^\circ$ .**

Com o objetivo de verificar se o circuito equivalente desenvolvido apresenta comportamento semelhante ao circuito original, foram realizadas simulações em diversos pontos de operação, a partir

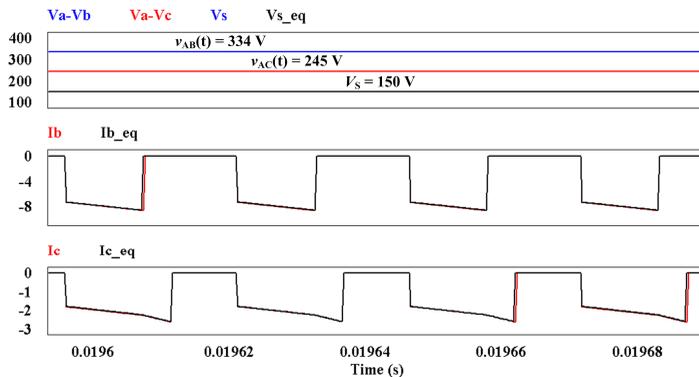
das quais foi possível constatar que as formas de onda de corrente de entrada, sinais de comando e tensão de saída do circuito equivalente são praticamente as mesmas do circuito original. Desta forma, foi demonstrado que o circuito equivalente obtido a partir das etapas de operação e das simplificações descritas reproduz o comportamento do circuito do conversor.

A seguir são apresentados os resultados de simulação para o ângulo de  $75^\circ$ , sendo que as formas de onda obtidas do circuito original e do equivalente são colocadas no mesmo gráfico. A Figura 5.33 mostra as formas de onda dos sinais de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  para o ponto simulado, onde pode-se verificar a coincidência na largura dos pulsos.



**Figura 5.33: Formas de onda de simulação no modo Buck: sinais de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  gerados pelo circuito original e pelo circuito equivalente simplificado, para  $\theta = 75^\circ$ .**

Na Figura 5.34 também é possível verificar a semelhança de resposta do circuito original e simplificado nas formas de onda das correntes de entrada  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$ .



**Figura 5.34:** Formas de onda de simulação no modo *Buck*: tensões de entrada  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  e de saída, e correntes de entrada  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$  obtidas do circuito original e equivalente para  $\theta = 75^\circ$ .

## 5.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o estudo do conversor *Buck+Boost* trifásico operando no modo *Buck*. Foram descritas a estratégia de modulação, o comportamento teórico do sinal modulante (função de modulação), as etapas de operação, num total de cinco, e o estudo analítico do conversor.

A análise das etapas de operação permitiu concluir que as correntes absorvidas da rede são descontínuas, o que representa um fator complicador no momento da implementação do circuito de controle.

Com base nos circuitos equivalentes das etapas de operação, foi possível definir um circuito equivalente simplificado que representa a operação do conversor no modo *Buck*, que será utilizado posteriormente no projeto do circuito de controle.

Foram apresentados resultados de simulação que comprovaram as expressões obtidas na análise teórica, bem como mostraram que o circuito equivalente apresenta resultados praticamente idênticos ao circuito original.

A partir da análise teórica foi possível também identificar a faixa de tensões de entrada na qual é garantida a operação no modo *Buck*.

## CAPÍTULO VI

### OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA (MCC) MODO *BUCK+BOOST*

---

---

#### 6.1 INTRODUÇÃO

**Equation Section 6** Neste capítulo será apresentado o estudo do conversor trifásico operando no modo *Buck+Boost*, tendo como ponto de partida a definição dos limites desse modo de operação.

São brevemente descritas as estratégias de comando dos interruptores e de modulação adotadas, já que são as mesmas adotadas nos modos *Boost* e *Buck* já estudados.

A seguir são apresentadas as etapas de operação e seus circuitos equivalentes resultantes. Com base nas etapas de operação é desenvolvido o estudo teórico e a caracterização matemática do conversor, bem como a definição dos parâmetros de projeto. São também descritas as considerações feitas para a obtenção do circuito equivalente simplificado do conversor.

Finalmente, são apresentados resultados de simulação para comprovação tanto da análise teórica desenvolvida como para comparação do desempenho do circuito equivalente simplificado com o circuito original.

A análise do conversor operando no modo *Buck+Boost* foi publicado no artigo “*A single stage buck-boost three-phase rectifier with high power factor operating in continuous conduction mode (CCM)*”, apresentado no *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2011 [37].

#### 6.2 REGIÕES DE OPERAÇÃO

Como o modo de operação é definido em função da relação entre as amplitudes das tensões de entrada e a tensão de saída, é possível identificar as regiões de operação de cada modo com base no comportamento das tensões de linha. A Figura 6.1 apresenta o

comportamento das tensões de linha no setor 2A, onde são identificados os três modos de operação.

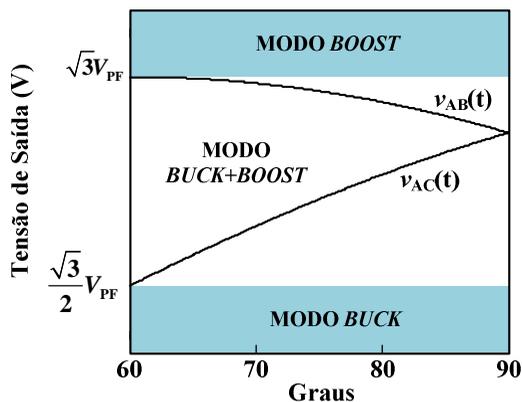


Figura 6.1: Regiões de operação possíveis do conversor no setor 2A.

Na Figura 6.3 é apresentada a identificação das regiões de operação em função do valor de pico das tensões de fase, onde a tensão de saída é considerada fixa e as tensões de entrada variáveis.

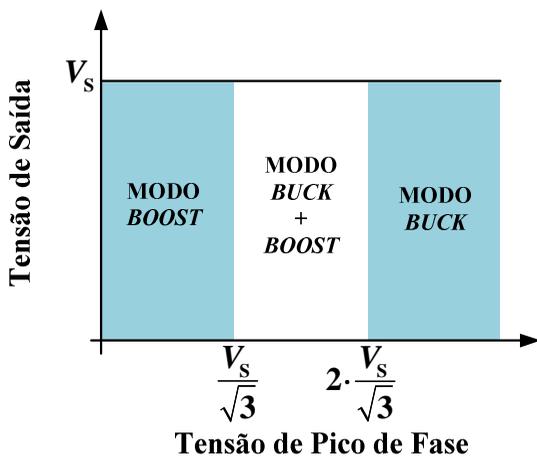


Figura 6.2: Regiões de operação considerando a tensão de saída fixa e as tensões de entrada variáveis.

### 6.2.1 OPERAÇÃO NO MODO *BOOST*

Quando a tensão de saída for superior ao valor de pico das tensões de linha, o conversor opera no modo *Boost* ao longo de todo o setor, conforme expressão (4.37).

### 6.2.2 OPERAÇÃO NO MODO *BUCK*

Quando o valor da tensão de saída for inferior a metade do valor de pico das tensões de linha o conversor passa a operar no modo *Buck* em todo o setor, conforme expressão (5.25).

### 6.2.3 OPERAÇÃO NO MODO *BUCK+BOOST*

Quando o valor da tensão de saída se situar dentro do intervalo definido por (6.1) o conversor opera no modo *Buck+Boost*.

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{PF} \leq V_S \leq \sqrt{3} \cdot V_{PF} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \leq \beta \leq \sqrt{3} \end{cases} \quad (6.1)$$

A Figura 6.3 ilustra a operação dentro desse intervalo em duas situações distintas, onde serão identificadas as regiões de operação nos modos *Buck* e *Boost* dos braços **B** e **C** do conversor ao longo do setor 2A.

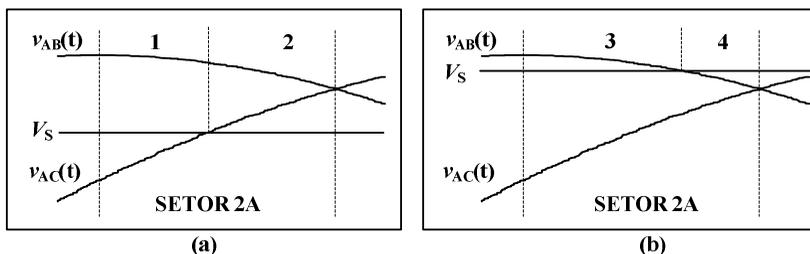


Figura 6.3: Regiões de operação *Buck* e *Boost* dos braços **B** e **C** do conversor no setor 2A.

A Figura 6.3(a) ilustra uma situação onde são identificadas duas regiões de operação distintas “1” e “2”. Analisando-se a situação apresentada na região “1”, o valor de  $V_S$  se localiza no intervalo definido por (6.2).

$$v_{AC}(t) < V_S < v_{AB}(t) \quad (6.2)$$

Analisando-se os circuitos equivalentes dos modos *Boost* e *Buck* apresentados na Figura 4.28 e Figura 5.19, respectivamente, conclui-se que, como a tensão  $V_S$  tem valor menor que a tensão de linha  $v_{AB}(t)$ , o braço **B** do conversor, irá operar no modo *Buck*. A mesma análise é feita para a tensão  $v_{AC}(t)$ , levando à conclusão que o braço **C** do conversor irá operar no modo *Boost*.

Expandindo está análise para as regiões “2”, “3” e “4”, chega-se à Tabela 6.1, que apresenta os modos de operação dos braços **B** e **C** do conversor em cada região, assim como o comando de seus interruptores, conforme notação descrita a seguir:

0 = interruptor bloqueado

1 = interruptor em condução

$\sqcap$  = interruptor que recebe sinal de comando.

**Tabela 6.1: Modos de operação nas regiões 1, 2, 3 e 4 da Figura 6.3.**

Região	Braço	Tensões	Modo	$S_1$	$S_2$
A	<b>B</b>	$V_{AB}(t) > V_S$	<i>Buck</i>	$\sqcap$	0
	<b>C</b>	$V_{AC}(t) < V_S$	<i>Boost</i>	1	$\sqcap$
B	<b>B</b>	$V_{AB}(t) > V_S$	<i>Buck</i>	$\sqcap$	0
	<b>C</b>	$V_{AC}(t) > V_S$	<i>Buck</i>	$\sqcap$	0
C	<b>B</b>	$V_{AB}(t) > V_S$	<i>Buck</i>	$\sqcap$	0
	<b>C</b>	$V_{AC}(t) < V_S$	<i>Boost</i>	1	$\sqcap$
D	<b>B</b>	$V_{AB}(t) < V_S$	<i>Boost</i>	1	$\sqcap$
	<b>C</b>	$V_{AC}(t) < V_S$	<i>Boost</i>	1	$\sqcap$

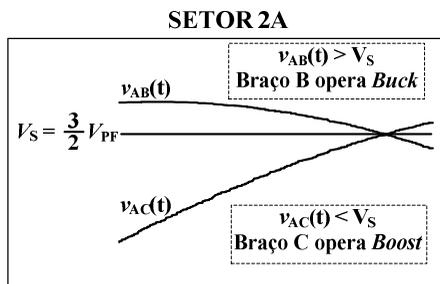
### 6.3 ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

A estratégia de modulação permanece a mesma descrita nos modos de operação anteriores, diferenciando-se apenas pelo fato de que no modo *Buck+Boost*, um dos braços opera no modo *Buck* e outro no modo *Boost*.

### 6.4 ETAPAS DE OPERAÇÃO

De forma semelhante aos modos *Boost* e *Buck*, as etapas de operação são descritas para o setor 2A. O ponto de operação escolhido para a descrição das etapas de operação é apresentado na Figura 6.4, em que a tensão de saída corresponde ao valor que as tensões de linha  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  assumem em  $\theta = 90^\circ$ .

Desta forma, ao longo de todo o setor 2A, a tensão  $v_{AB}(t)$  assume somente valores superiores a  $V_S$ , enquanto  $v_{AC}(t)$  assume somente valores inferiores a  $V_S$ . Assim, ao longo do setor, o braço **B** do conversor opera apenas no modo *Buck*, enquanto o braço **C** apenas no modo *Boost*, simplificando a descrição das etapas de operação.



*Figura 6.4: Modos de operação dos braços B e C do conversor no ponto de operação escolhido para a análise.*

Na Figura 6.5 são apresentados os pulsos de comando dos interruptores e o esboço das formas de onda das grandezas (tensões ou correntes) cujos comportamentos definem os limites das etapas de operação.

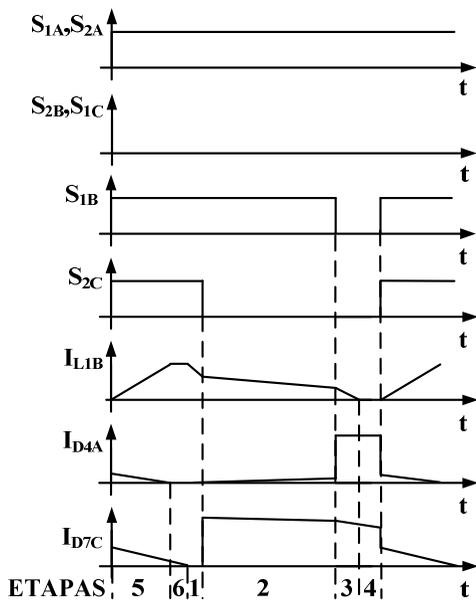


Figura 6.5: Etapas de operação do conversor operando no modo Buck+Boost.

#### 6.4.1 ETAPA 01 – OS INTERRUPTORES $S_{1B}$ E $S_{2C}$ SÃO COLOCADOS EM CONDUÇÃO

A Figura 6.6 apresenta o circuito do conversor nesta etapa. Para efeito de análise, considera-se a existência de corrente em circulação nas indutâncias devido às etapas anteriores.

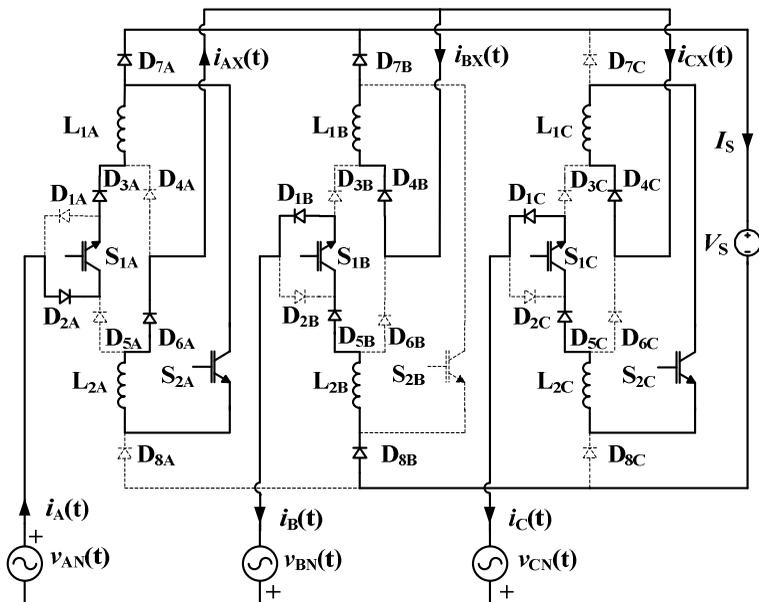


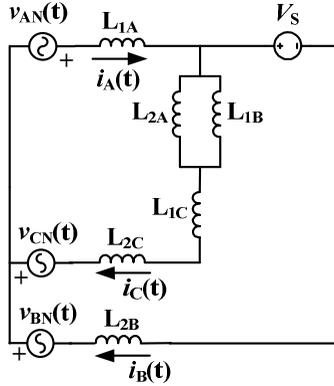
Figura 6.6: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 01.

Como pode ser observado no circuito, a corrente  $i_C(t)$  do braço C, que opera como *Boost*, não circula através da carga. Já a corrente do braço B, que opera como *Buck*, circula através dela.

Com base neste circuito, é obtido o conjunto de equações apresentado em (6.3), que descreve o comportamento das principais correntes.

$$\begin{cases}
 i_A(t) = i_B(t) + i_C(t) \\
 i_A(t) = i_{L1A}(t), \quad i_B(t) = i_{L2B}(t) \text{ e } i_C(t) = i_{L2C}(t) \\
 i_{AX}(t) = i_{BX}(t) + i_{CX}(t) \\
 i_{AX}(t) = i_{L2A}(t), \quad i_{BX}(t) = i_{L1B}(t) \text{ e } i_{CX}(t) = i_{L1C}(t) \\
 i_{L2A}(t) = i_{L1A}(t) - i_{D7A}(t) \\
 i_B(t) = i_{D7A}(t) + i_{L1B}(t)
 \end{cases} \quad (6.3)$$

O circuito equivalente desta etapa é apresentado na Figura 6.7 e as expressões das tensões aplicadas às indutâncias, relacionadas em (6.4).

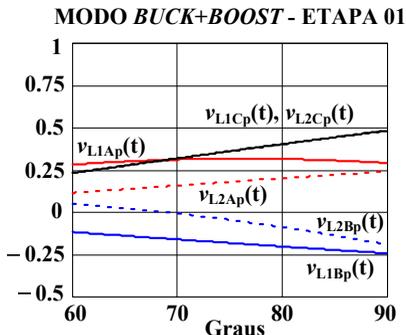


**Figura 6.7: Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 01.**

$$\left\{ \begin{array}{l}
 v_{L1A}(t) = \frac{7}{12} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{12} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{5}{12} \cdot |V_S| \\
 v_{L2A}(t) = \frac{1}{12} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{12} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| + \frac{1}{12} \cdot |V_S| \\
 v_{L1B}(t) = - \left[ \frac{1}{12} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{12} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| + \frac{1}{12} \cdot |V_S| \right] \\
 v_{L2B}(t) = \frac{5}{12} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{7}{12} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{7}{12} \cdot |V_S| \\
 v_{L1C}(t) = \frac{1}{6} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{3} \cdot |v_{CN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |V_S| \\
 v_{L2C}(t) = \frac{1}{6} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{3} \cdot |v_{CN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |V_S|
 \end{array} \right. \quad (6.4)$$

As expressões apresentadas em (6.4) foram parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ , e são representadas graficamente na Figura 6.8.

Em todas as etapas do modo *Buck+Boost* foi considerada a relação entre tensão de saída e o pico das tensões de fase de entrada ( $\beta$ ) igual a 1.4. Esta escolha foi feita pois os resultados de simulação foram obtidos para este valor de  $\beta$ .



*Figura 6.8: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.4), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .*

#### 6.4.2 ETAPA 02 – O INTERRUPTOR $S_{2C}$ É ABERTO

Através das expressões (5.22) e (4.35) sabe-se que o interruptor  $S_{2C}$  é o primeiro a ser bloqueado. Assim, o braço **C** é levado à etapa de transferência de energia, fazendo com que a corrente  $i_C(t)$  passe a circular pela carga. A Figura 6.9 apresenta o circuito resultante desta etapa.

Conforme mostra o circuito, com o bloqueio de  $S_{2C}$ , o diodo  $D_{4A}$  passa a conduzir, compensando a redução da corrente em  $L_{1A}$  provocada pela entrada do braço **C** na etapa de transferência de energia.

Com base no circuito da Figura 6.9, é obtido o conjunto de equações apresentado em (6.5), que descreve as principais alterações na configuração das correntes em relação à Etapa 01.

$$\begin{cases} i_{L1A}(t) \cong \text{Constante} \\ i_{D4A}(t) = i_{L1A}(t) - i_A(t) \\ i_{D7A}(t) + i_{L1B}(t) + i_{L1C}(t) = i_B(t) + i_C(t) \end{cases} \quad (6.5)$$

Na Figura 6.10 é apresentado o circuito equivalente simplificado desta etapa.

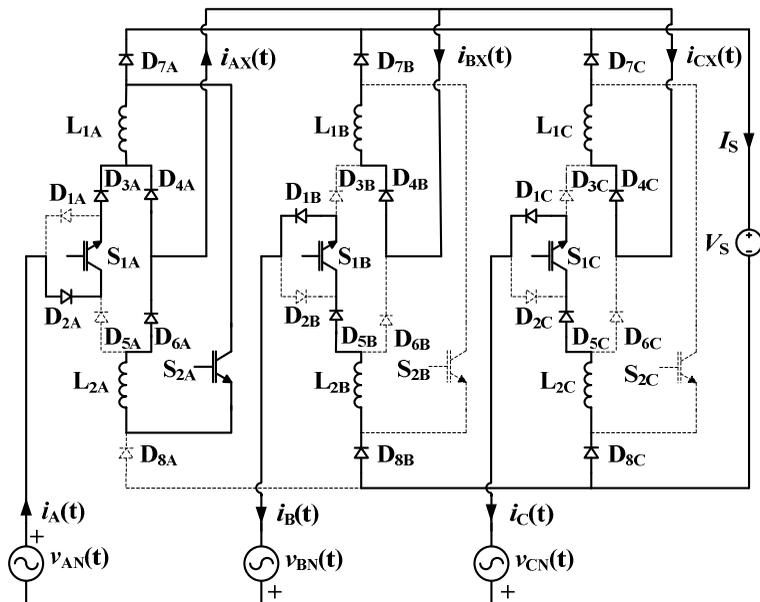


Figura 6.9: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 02.

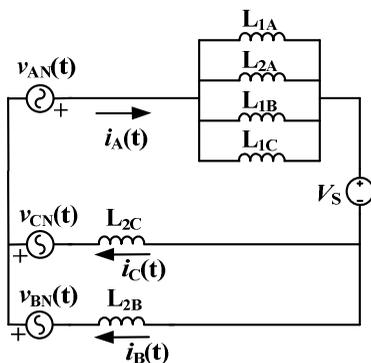
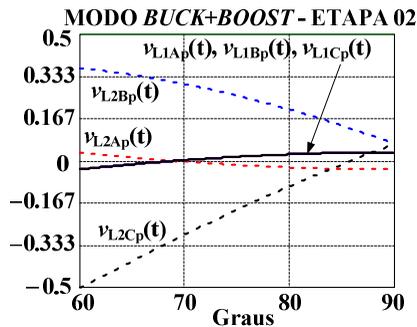


Figura 6.10: Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 02.

Com a condução de  $D_{4A}$ , as indutâncias  $L_{1A}$ ,  $L_{2A}$ ,  $L_{1B}$  e  $L_{1C}$  são colocados em paralelo. Em (6.6) são apresentadas as expressões que definem as tensões aplicadas às indutâncias nesta etapa.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |V_S| \\ v_{L2A}(t) = -\left[ \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |V_S| \right] \\ v_{L1B}(t) = \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |V_S| \\ v_{L2B}(t) = \frac{2}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3} \cdot |V_S| \\ v_{L1C}(t) = \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |V_S| \\ v_{L2C}(t) = \frac{2}{3} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{5}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3} \cdot |V_S| \end{array} \right. \quad (6.6)$$

Na Figura 6.11 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (6.6), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .



**Figura 6.11:** Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.6), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

Como se pode ver na Figura 6.11, a tensão sobre  $L_{1A}$  assume um valor reduzido, o que torna a ondulação de sua corrente praticamente nula. Desta forma, na medida em que a corrente  $i_C(t)$  se reduz pela transferência de energia, a diferença entre  $i_A(t)$  e  $i_{L1A}(t)$  se eleva, aumentando também a corrente em  $D_{4A}$ .

Outro aspecto importante a ser observado é o fato de que as tensões em  $L_{1C}$  e  $L_{2C}$  são diferentes, o que causa uma diferença significativa entre suas correntes ao longo da etapa ( $\Delta I_{L2C} \gg \Delta I_{L1C}$ ). A

diferença entre  $i_{L1C}(t)$  e  $i_{L2C}(t)$  circula através de  $L_{2B}$ , conforme a expressão (6.7).

$$i_{L2B}(t) = (i_{D7A}(t) + i_{L1B}(t)) + (i_{L1C}(t) - i_{L2C}(t)) \quad (6.7)$$

Esta etapa se encerra com o bloqueio do interruptor  $S_{1B}$ , que define a entrada do braço **B** no modo de transferência de energia.

### 6.4.3 ETAPA 03 – O INTERRUPTOR $S_{1B}$ É ABERTO

Esta etapa tem início com a abertura do interruptor  $S_{1B}$  e se encerra com a extinção da corrente  $i_{L1B}(t)$ . O circuito desta etapa é apresentado na Figura 6.12.

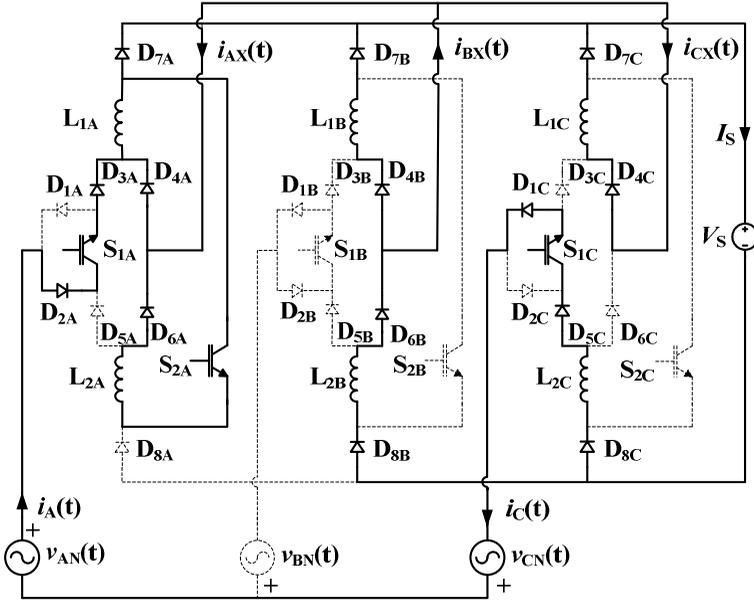


Figura 6.12: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 03.

Com a abertura de  $S_{1B}$ , a corrente  $i_B(t)$  é interrompida e o diodo  $D_{6B}$  passa a conduzir a corrente  $i_{L2B}(t)$ . A fase **B** passa a entregar energia para a carga, com as correntes das indutâncias  $L_{1B}$  e  $L_{2B}$  sendo reduzidas. Esta etapa se encerra no momento da extinção da corrente  $i_{L1B}(t)$ .

A corrente  $i_{\text{BX}}(t)$  tem seu sentido invertido em função da mudança na circulação da corrente  $i_{\text{L2B}}(t)$ . O conjunto de expressões apresentado em (6.8) define o comportamento das principais correntes do circuito nesta etapa.

$$\begin{cases} i_{\text{A}}(t) = i_{\text{C}}(t) \\ i_{\text{BX}}(t) = i_{\text{L2B}}(t) - i_{\text{L1B}}(t) \\ i_{\text{AX}}(t) = i_{\text{BX}}(t) - i_{\text{L1C}}(t) \\ i_{\text{D4A}}(t) = i_{\text{L2A}}(t) + i_{\text{AX}}(t) \end{cases} \quad (6.8)$$

Na Figura 6.13 é apresentado o circuito equivalente simplificado desta etapa e, em (6.9), são relacionadas as expressões que definem as tensões aplicadas às indutâncias.

$$\begin{cases} v_{\text{L1A}}(t) = \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{AN}}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{CN}}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |V_{\text{S}}| \\ v_{\text{L2A}}(t) = -\left[ \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{AN}}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{CN}}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |V_{\text{S}}| \right] \\ v_{\text{L1B}}(t) = \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{AN}}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{CN}}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |V_{\text{S}}| \\ v_{\text{L2B}}(t) = -\left[ \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{AN}}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{CN}}(t)| + \frac{2}{3} \cdot |V_{\text{S}}| \right] \\ v_{\text{L1C}}(t) = \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{AN}}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{\text{CN}}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |V_{\text{S}}| \\ v_{\text{L2C}}(t) = \frac{5}{6} \cdot |v_{\text{AN}}(t)| + \frac{5}{6} \cdot |v_{\text{CN}}(t)| - \frac{2}{3} \cdot |V_{\text{S}}| \end{cases} \quad (6.9)$$

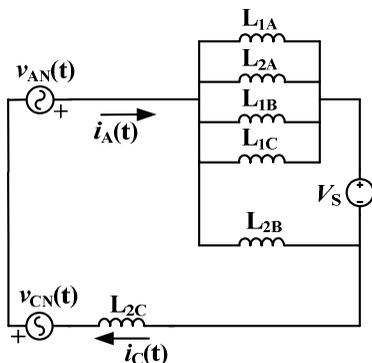


Figura 6.13: Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 03.

Na Figura 6.14 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (6.9), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

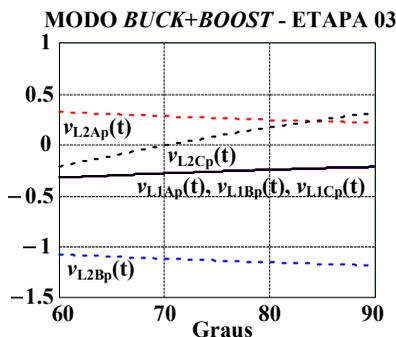


Figura 6.14: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.9), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

Conforme verificado em simulação, a extinção da corrente  $i_{LB1}(t)$  sofre forte influência de parâmetros do circuito, como queda de tensão nos semicondutores e resistências dos indutores, sendo possível que ela não ocorra, se os valores desses parâmetros se aproximarem de zero (circuito ideal). Neste caso, esta etapa se prolonga até o início do próximo ciclo de chaveamento, fazendo com que o conversor não passe pela Etapa 04.

#### 6.4.4 ETAPA 04 – A CORRENTE EM $L_{1B}$ É EXTINTA

Esta etapa tem início no momento de extinção da corrente  $i_{L1B}(t)$  e se encerra no início do próximo ciclo de chaveamento, quando os interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{2C}$  recebem novamente os pulsos de comando. O circuito desta etapa é apresentado na Figura 6.15.

O conjunto de equações apresentado em (6.8) permanece válido considerando-se  $i_{L1B}(t)$  nula. A duração desta etapa é muito pequena quando comparada com o período de chaveamento.

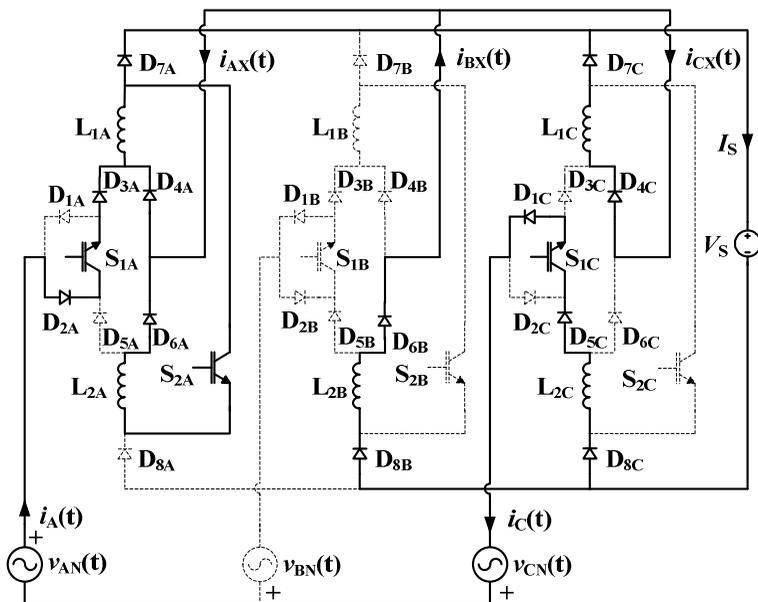
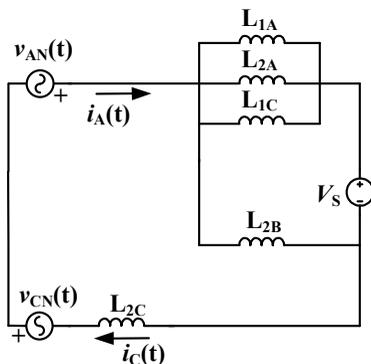


Figura 6.15: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 04.

Na Figura 6.16 é apresentado o circuito equivalente desta etapa.

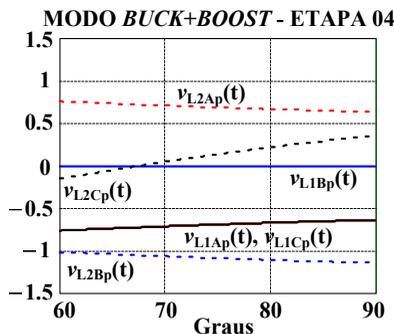


**Figura 6.16:** Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 04.

Em (6.10) são apresentadas as expressões que definem as tensões aplicadas às indutâncias nesta etapa.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = \frac{1}{5} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{5} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{5} \cdot |V_S| \\ v_{L2A}(t) = - \left[ \frac{1}{5} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{5} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{5} \cdot |V_S| \right] \\ v_{L1B}(t) = 0 \\ v_{L2B}(t) = - \left[ \frac{1}{5} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{5} \cdot |v_{CN}(t)| + \frac{3}{5} \cdot |V_S| \right] \\ v_{L1C}(t) = \frac{1}{5} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{5} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{5} \cdot |V_S| \\ v_{L2C}(t) = \frac{4}{5} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{4}{5} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{3}{5} \cdot |V_S| \end{array} \right. \quad (6.10)$$

Na Figura 6.17 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (6.10), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .



*Figura 6.17: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.10), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .*

#### **6.4.5 ETAPA 05 – OS INTERRUPTORES $S_{1B}$ E $S_{2C}$ SÃO COLOCADOS EM CONDUÇÃO COM $D_{4A}$ E $D_{7C}$ CONDUZINDO**

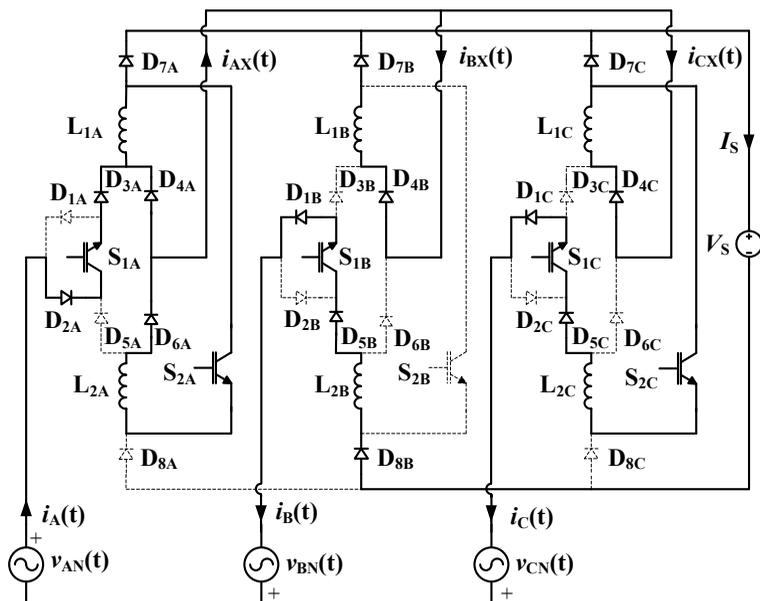
Esta etapa tem início com a condução de  $S_{1B}$  e  $S_{2C}$  e se encerra com o bloqueio do diodo  $D_{4A}$ . Esta etapa se diferencia da Etapa 01 pela condução dos diodos  $D_{4A}$  e  $D_{7C}$ . Seu circuito é apresentado na Figura 6.18.

Com o crescimento de  $i_C(t)$ , devido à elevada tensão aplicada a  $L_{2C}$ , a corrente  $i_A(t)$  também cresce, aproximando-se de  $i_{L1A}(t)$ , o que provoca a redução de  $i_{D4A}(t)$ . A corrente  $i_B(t)$  não tem participação nesta elevação de  $i_A(t)$ , uma vez que, mesmo com a condução de  $S_{1B}$ , ela sofre uma pequena redução em função da tensão negativa aplicada em  $L_{2B}$ .

Esta etapa se encerra com a extinção da corrente  $i_{D4A}(t)$  e o bloqueio de  $D_{4A}$ . As expressões apresentadas em (6.11) descrevem o comportamento das principais correntes do circuito.

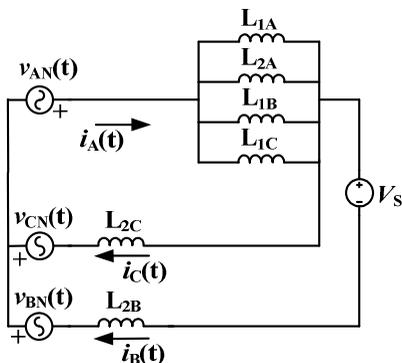
$$\begin{cases} i_{D7C}(t) = i_{L1C}(t) - i_{S2C}(t) \\ i_{D4A}(t) = i_{L1A}(t) - i_A(t) \\ i_A(t) = i_{L2B}(t) + i_{L2C}(t) \end{cases} \quad (6.11)$$

Estudos por simulação mostram que na medida em que são reduzidos os fatores de perdas (resistências e quedas de tensão em semicondutores) ou elevados os níveis de corrente (potências mais elevadas) a corrente no diodo  $D_{4A}$  tende a levar mais tempo para ser extinta, prolongando a duração desta etapa.



**Figura 6.18:** Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 05.

Na Figura 6.19 é apresentado o circuito equivalente desta etapa e em (6.12) são relacionadas as expressões que definem as tensões aplicadas às indutâncias nesta etapa.



**Figura 6.19:** Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 05.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 v_{L1A}(t) = \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |V_S| \\
 v_{L2A}(t) = - \left[ \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |V_S| \right] \\
 v_{L1B}(t) = \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |V_S| \\
 v_{L2B}(t) = \frac{2}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{5}{6} \cdot |V_S| \\
 v_{L1C}(t) = \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |V_S| \\
 v_{L2C}(t) = \frac{2}{3} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{5}{6} \cdot |v_{CN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |V_S|
 \end{array} \right. \quad (6.12)$$

Na Figura 6.20 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (6.12), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

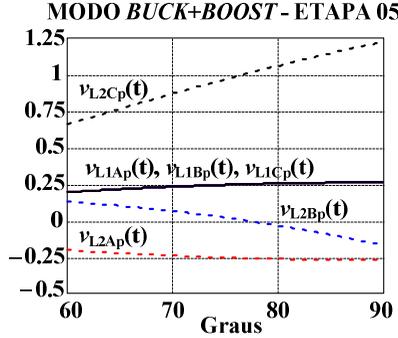


Figura 6.20: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.12), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .

**6.4.6 ETAPA 06 – OS INTERRUPTORES  $S_{1B}$  E  $S_{1C}$  SÃO COLOCADOS EM CONDUÇÃO COM  $D_{7C}$  EM CONDUÇÃO**

O circuito da Figura 6.21 apresenta o circuito da etapa.

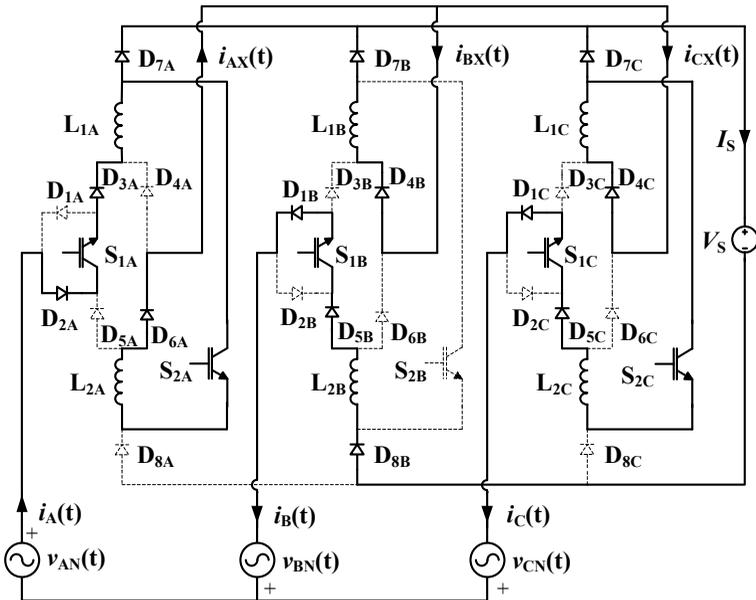
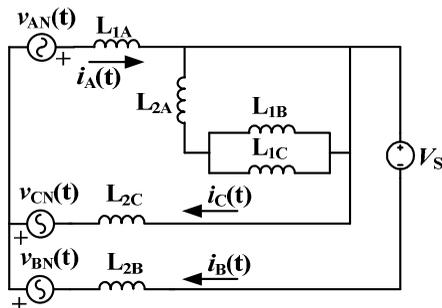


Figura 6.21: Operação do conversor no modo Buck+Boost: Etapa 06.

Esta etapa tem início no bloqueio do diodo  $D_{4A}$  e se encerra no instante em que a corrente  $i_{L2C}(t)$  se iguala  $i_{L1C}(t)$ , provocando o bloqueio do diodo  $D_{7C}$ . A duração desta etapa interfere na duração da Etapa 01, que inicia quando  $D_{7C}$  é bloqueado.

Em função dos parâmetros do circuito, a corrente em  $L_{1C}$  pode assumir um valor tal que a corrente  $i_{L2C}(t)$  não consiga se igualar a  $i_{L1C}(t)$  antes do bloqueio do interruptor  $S_{2C}$ , fazendo com que o diodo  $D_{7C}$  não seja bloqueado. Caso esta condição aconteça, o circuito não assumirá a configuração da Etapa 01.

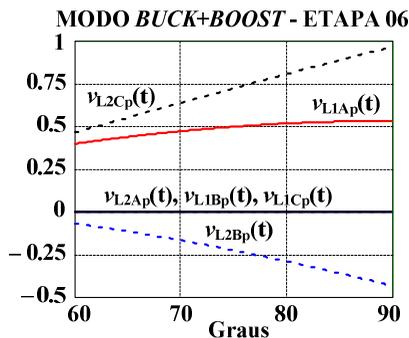
Na Figura 6.22 é apresentado o circuito equivalente simplificado desta etapa e em (6.13) são relacionadas as expressões que definem as tensões aplicadas às indutâncias nesta etapa.



**Figura 6.22:** Operação do conversor no modo Buck+Boost: circuito equivalente da Etapa 06.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{L1A}(t) = \frac{2}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{1}{3} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{1}{3} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |V_S| \\ v_{L2A}(t) = 0 \\ v_{L1B}(t) = 0 \\ v_{L2B}(t) = \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{2}{3} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3} \cdot |V_S| \\ v_{L1C}(t) = 0 \\ v_{L2C}(t) = \frac{1}{3} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{3} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{2}{3} \cdot |v_{CN}(t)| + \frac{1}{3} \cdot |V_S| \end{array} \right. \quad (6.13)$$

Na Figura 6.23 são representadas graficamente as expressões apresentadas em (6.13), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .



*Figura 6.23: Representação gráfica das expressões apresentadas em (6.13), parametrizadas em relação à  $V_{PF}$ .*

## 6.5 CIRCUITO SIMPLIFICADO

A obtenção de um circuito simplificado que apresente comportamento equivalente ao circuito original parte de algumas considerações descritas a seguir.

Analisando-se os circuitos resultantes das etapas observa-se que as indutâncias  $L_{2B}$  e  $L_{2C}$  estão presentes em todas elas, indicando que o circuito simplificado deverá conter essas indutâncias. Já a indutância associada à fase A apresenta quatro configurações distintas, merecendo uma análise mais detalhada.

Os circuitos resultantes das etapas 2, 3 e 5 apresentam quatro indutâncias em paralelo ligadas à fase A, enquanto que as etapas 1, 4 e 6 apresentam, cada uma delas, uma configuração diferente de indutâncias ligadas à esta fase.

Conforme foi apresentado na descrição das etapas de operação, a duração das etapas 1, 4 e 6 sofrem influência direta dos fatores de perdas e dos níveis de corrente envolvidos, podendo ter a sua duração significativamente reduzida. Já as etapas 2, 3 e 5 correspondem à maior parte do período de chaveamento, tornando-se ainda maiores com a redução das etapas 1, 4 e 6.

Assim, o circuito simplificado equivalente foi construído a partir dos circuitos equivalentes das etapas 2, 3 e 5. Na Figura 6.24 é apresentado o circuito simplificado, onde pode-se perceber a existência de um circuito *Buck*, relacionado à fase *B*, e um circuito *Boost*, relacionado à fase *C*, operando simultaneamente.

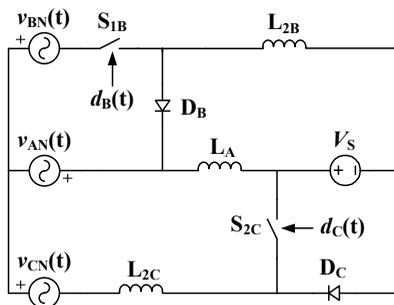


Figura 6.24: Circuito simplificado que representa a operação do conversor no modo *Buck+Boost* ao longo do setor 2A.

## 6.6 ESTUDO ANALÍTICO

### 6.6.1 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA

De forma semelhante aos demais modos de operação, a expressão que determina o valor da indutância é obtida a partir da ondulação especificada. Assim como nos modos *Boost* e *Buck*, a identificação dos parâmetros que definem a máxima ondulação é de fundamental importância para o cálculo da indutância necessária para atender as especificações de projeto.

A partir das análises já apresentadas dos modos *Buck* e *Boost*, foi verificado que no modo de operação *Buck*, a maior ondulação acontece em  $L_{2B}$ , enquanto que no modo de operação *Boost*, a maior ondulação acontece em  $L_{2C}$ . Desta forma, serão analisados apenas estas duas indutâncias para definição da maior ondulação para a operação *Buck+Boost*.

Outro aspecto a ser analisado é a faixa de variação de  $\beta$  para operação *Buck+Boost*. Conforme a Figura 6.2, este modo de operação é definido para o intervalo de valores de  $\beta$  dados pela expressão (6.14) e

assim, a ondulação nas indutâncias deve ser analisada dentro deste intervalo.

$$\frac{\sqrt{3}}{2} < \frac{V_S}{V_{PF}} < \sqrt{3} \quad (6.14)$$

Serão adotados para análise da ondulação os períodos nos quais os interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{2C}$  são colocados em condução: etapas 01, 02, 05 e 06 para o interruptor  $S_{1B}$  e etapas 01, 05 e 06 para o interruptor  $S_{2C}$ . Seguindo o mesmo critério adotado na obtenção do circuito equivalente, serão desconsideradas as etapas 01 e 06 em ambas as análises.

As expressões gerais para a determinação das ondulações são apresentadas em (6.15).

$$\begin{cases} \Delta i_{L2B}(t, V_{PF}, V_S) = v_{L2B}(t)|_{ET05} \cdot t_{ET05} + v_{L2B}(t)|_{ET02} \cdot t_{ET02} \\ \Delta I_{L2C}(t, V_{PF}, V_S) = v_{L2C}(t)|_{ET05} \cdot t_{ET05} \\ t_{ET02} = t_{1\_S2B} - t_{1\_S2C} \\ t_{ET05} = t_{1\_S2C} \end{cases} \quad (6.15)$$

De (4.35), (5.22), (6.6) e (6.12) são obtidas as expressões apresentadas em (6.16).

$$\begin{cases} t_{1\_S2C}(t) = \left[ \frac{V_S - \sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t - 30^\circ)}{V_S} \right] \cdot T_{Chav} \\ t_{1\_S1B}(t) = \frac{V_S \cdot T_{Chav}}{\sqrt{3} \cdot V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)} \\ v_{L2B}(t)|_{ET02} = \frac{2}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3} \cdot |V_S| \\ v_{L2B}(t)|_{ET05} = \frac{2}{3} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{5}{6} \cdot |V_S| \\ v_{L2C}(t)|_{ET05} = \frac{2}{3} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{5}{6} \cdot |v_{CN}(t)| + \frac{1}{6} \cdot |V_S| \end{cases} \quad (6.16)$$

Substituindo as expressões de (6.16) em (6.15) e aplicando a definição de  $\beta$  dada por (4.7) são obtidas as expressões das ondulações de corrente em  $L_{2B}$  e  $L_{2C}$ .

Para analisar o comportamento das ondulações dentro do setor 2A foram traçadas curvas para dois valores de  $\beta$ , apresentadas na Figura 6.25.

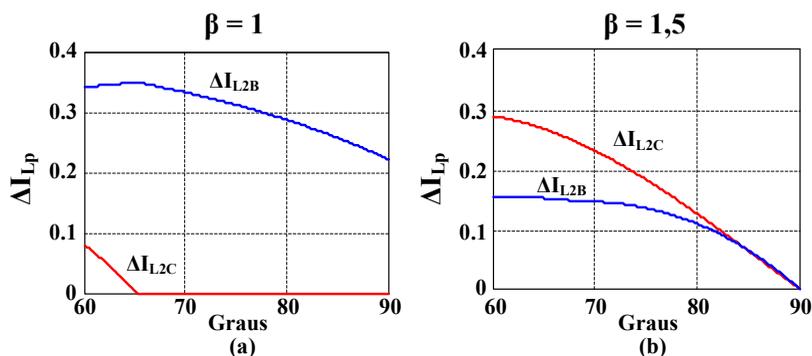


Figura 6.25: Curva da ondulação de corrente parametrizada em  $L_{2B}$  e  $L_{2C}$  para (a)  $\beta = 1$  e (b)  $\beta = 1,5$ .

Observa-se que na medida em que  $\beta$  se aproxima de 1,73 (fronteira com a região de operação *Boost*), a ondulação em  $L_{2C}$  se torna maior e, quando o valor de  $\beta$  se aproxima de 0,866 (fronteira com a região de operação *Buck*) a ondulação em  $L_{2B}$  se torna maior.

É importante destacar que devido à influência dos demais componentes do circuito, dependendo do valor de  $\beta$  adotado e do ângulo analisado, mesmo que o interruptor  $S_{1B}$  esteja em condução a tensão sobre a indutância  $L_{2B}$  se torna negativa durante a etapa 05, conforme por de verificado na Figura 6.20. A tensão negativa caracteriza transferência de energia e conseqüente redução da corrente. Estes períodos foram desconsiderados no cálculo da ondulação.

Observa-se também que na Figura 6.25(a) que a ondulação em  $L_{2C}$  assume valor nulo ao longo da maior parte do setor 2A. Este período em zero corresponde ao período no qual o braço C do conversor deixa de operar no modo *Boost* e, por conseqüência, as expressões relacionadas com  $L_{2C}$  em (6.15) e (6.16) não tem mais validade. Assim

foi definida uma restrição na equação de tal forma a não apresentar ondulação neste período.

Como a tendência da ondulação varia com o valor de  $\beta$ , foram analisados os limites da região *Buck+Boost* ( $\beta = 0,87$  e  $\beta = 1,73$ ), cujas curvas são apresentadas na Figura 6.26.

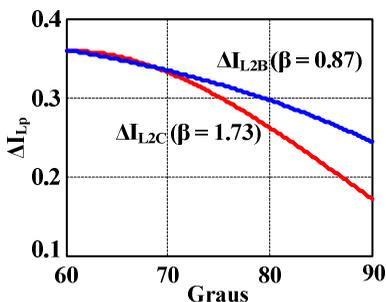


Figura 6.26: Curva da ondulação de corrente parametrizada nos limites da região de operação *Buck+Boost* em  $L_{2B}$  ( $\beta = 0,87$ ) e  $L_{2C}$  ( $\beta = 1,73$ ).

Como mostra a Figura 6.26, para ambas as indutâncias a ondulação parametrizada máxima acontece para o ângulo de  $60^\circ$ . Por ser mais simples, a determinação da expressão que define a indutância parametrizada para o modo *Buck+Boost* será feita a partir da expressão da ondulação em  $L_{2C}$ .

De (6.15) e (6.16) é obtida a expressão da ondulação em  $L_{2C}$  apresentada em (6.17).

$$\Delta I_{L_{2Cp}}(\omega t, \beta) = \frac{L_{Bk\_Bt} \cdot \Delta I_{L_{2C}} \cdot f_{Chav}}{V_{PF}} = \left\{ \begin{array}{l} \left( \frac{2}{3} |\text{sen}(\omega t)| - \frac{1}{6} |\text{sen}(\omega t - 120^\circ)| + \right. \\ \left. \frac{5}{6} |\text{sen}(\omega t + 120^\circ)| + \frac{1}{6} \beta \right) \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t - 30^\circ)}{\beta} \right) \end{array} \right. \quad (6.17)$$

Substituindo-se os valores de  $\beta$  e  $\omega t$  para a máxima ondulação, obtidos da Figura 6.26 chega-se à expressão da indutância para máxima ondulação no modo de operação *Buck+Boost*, apresentada em (6.18).

$$L_{\text{Bk\_Bt}} = \frac{0,361 \cdot V_{\text{PF}}}{\Delta I_{\text{Lmax}} \cdot f_{\text{Chav}}} \quad (6.18)$$

## 6.6.2 GANHO ESTÁTICO

Como no modo *Buck+Boost* tem-se um dos braços operando no modo *Boost* e outra no modo *Buck*, as expressões do ganho estático apresentadas em (4.29), (4.30), (5.20) e (5.21) permanecem válidas.

## 6.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Foi simulado um conversor com as especificações apresentadas na Tabela 6.2

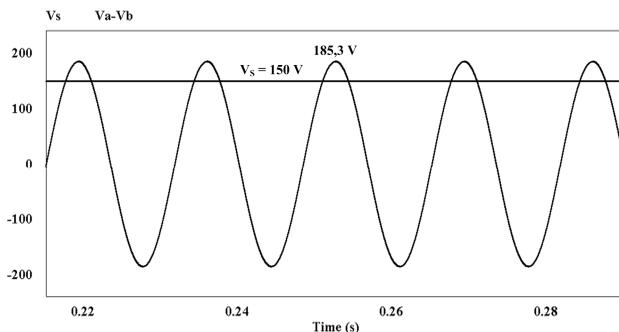
**Tabela 6.2: Parâmetros utilizados na simulação do conversor operando no modo *Buck+Boost*.**

Parâmetro	Resultado de Simulação
Tensão de fase de entrada	76 V <sub>RMS</sub>
Tensão de saída	150 V
Potência de saída	1500 W
Indutâncias	1,2 mH
Resistência de carga	15 Ω
Capacitor de saída	3000 μF
Frequência de chaveamento	39.600 Hz

Neste item são apresentados os resultados de simulação do conversor operando no modo *Buck+Boost*. Foram realizadas simulações em condições ideais, com o objetivo de comprovar o estudo teórico apresentado, e simulações com a introdução de parâmetros reais, com o objetivo de obter resultados mais próximos da operação do protótipo de laboratório. Os valores dos parâmetros foram os mesmos utilizados nas simulações do modo *Boost*.

Da mesma forma como foi descrito no estudo da operação no modo *Buck*, foram utilizados filtros LC de entrada e filtro RC na amostra da corrente.

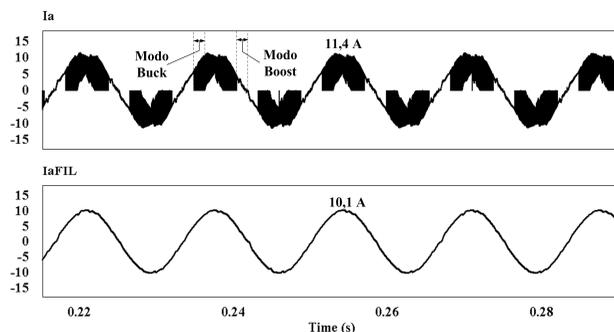
Na Figura 6.27 são apresentadas as formas de onda da tensão de entrada  $v_{AB}(t)$  e da tensão de saída ( $V_S$ ). O valor de  $\beta$  igual a 1,4 caracteriza a região de operação *Buck+Boost*.



**Figura 6.27:** Formas de onda de simulação no modo *Buck+Boost*: Tensão de linha de entrada  $v_{AB}(t)$  e tensão de saída.

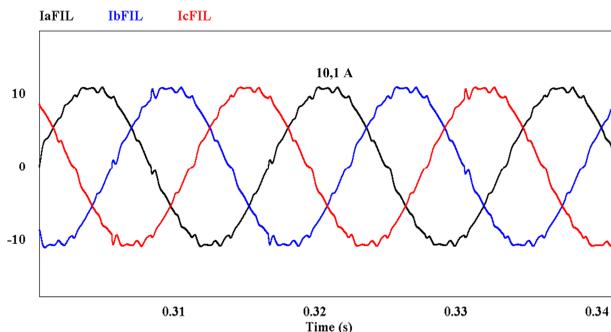
Na Figura 6.28 são apresentadas as formas de onda da corrente  $i_A(t)$  antes da filtragem e depois dela. Depois de filtrada o valor de pico da corrente é igual a 10,1A. A partir da expressão (4.47) obtém-se o valor teórico da corrente após a filtragem, igual a 9,34 A. A diferença entre os valores pode ser explicada uma vez que a simulação utilizou parâmetros reais, introduzindo a parcela de perdas que foi compensada com a elevação das correntes de entrada.

No detalhe da corrente sem filtragem são indicadas as regiões de operação *Buck* (descontínuas) e *Boost* (contínuas).



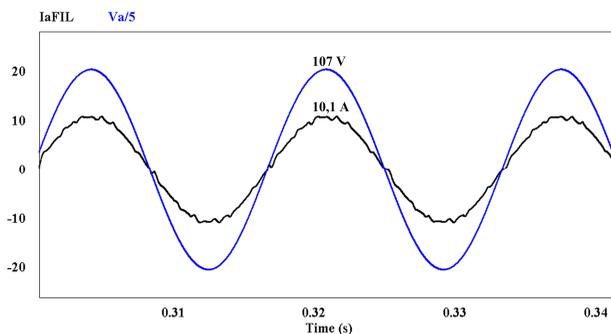
**Figura 6.28:** Formas de onda de simulação no modo *Buck+Boost*: Corrente de entrada  $i_A(t)$  antes e depois da filtragem.

Na Figura 6.29 são apresentadas as três correntes de entrada, onde é possível observar as distorções em torno da passagem por zero e nos limites dos setores.



**Figura 6.29:** Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: correntes de linha de entrada.

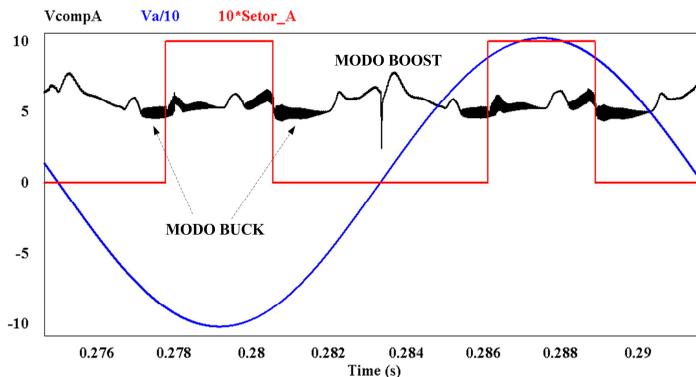
Na Figura 6.30 são apresentadas a tensão  $v_{AN}(t)$  e a corrente  $i_A(t)$ , onde pode-se verificar que as duas ondas estão praticamente em fase, caracterizando fator de potência próximo à unidade.



**Figura 6.30:** Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: tensão  $v_{AN}(t)$  e corrente  $i_A(t)$  (filtrada).

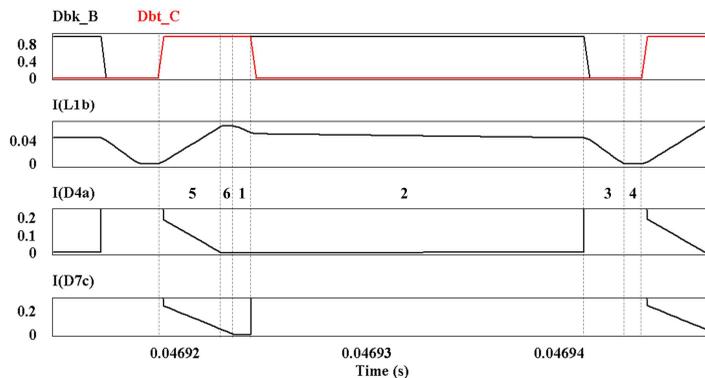
Na Figura 6.31 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  (dividida por 10), do sinal modulante do braço **A** do conversor e do sinal que define os setores 2 e 5. Na forma de onda do sinal modulante verifica-se uma ondulação no sinal durante a operação no modo *Buck*, devido à descontinuidade da corrente neste período.

Verifica-se ainda a existência de um pico no cruzamento por zero, de forma semelhante ao verificado na operação nos modos *Buck* e *Boost* já estudados.



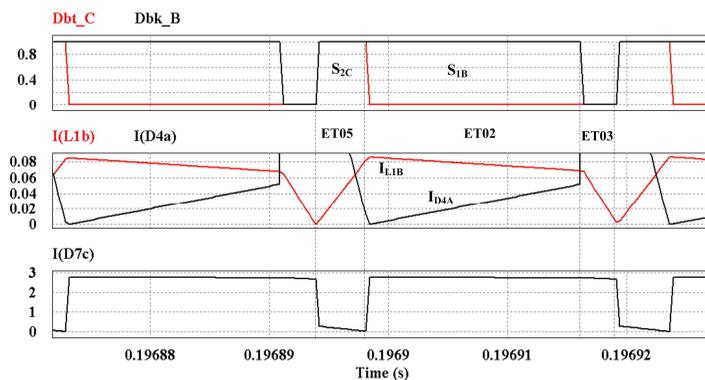
**Figura 6.31:** Formas de onda de simulação no modo *Buck+Boost*: tensão  $v_{AN}(t)$  (dividida por 10), sinal que define os setores 2 e 5 e a forma de onda do sinal modulante do braço A do conversor.

Na Figura 5.28 são apresentados os sinais de comando do interruptor *Buck* do braço **B** e do interruptor *Boost* do braço **C**, bem como as correntes  $i_{L1B}(t)$ ,  $i_{D4A}(t)$  e  $i_{D7C}(t)$ , que definem o início e o final das etapas deste modo de operação. Mesmo utilizando os valores dos parâmetros reais (não idealidades), pode-se observar que a duração das etapas 01, 06 e 04 são muito pequenas em relação às etapas 02, 03 e 05, critério utilizado para não considerá-las na obtenção do circuito equivalente.



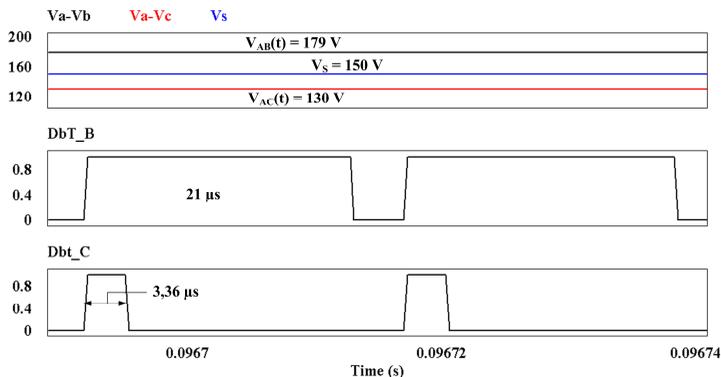
**Figura 6.32:** Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost utilizando parâmetros reais: comando dos interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{2C}$ , correntes na indutância  $L_{1B}$  e corrente nos diodos  $D_{4A}$  e  $D_{7C}$ .

Na Figura 6.33 são apresentadas as mesmas grandezas mas em uma simulação idealizada. Observa-se que as correntes  $i_{L1B}(t)$ ,  $i_{D4A}(t)$  e  $i_{D7C}(t)$  se anulam durante um período muito pequeno, fazendo com que as etapas 01, 04 e 06 não aconteçam. Daí conclui-se que, na medida em que forem reduzidos os parâmetros de perdas, mais o comportamento do circuito original se aproxima das condições adotadas na obtenção do circuito equivalente.



**Figura 6.33:** Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost utilizando parâmetros ideais: comando dos interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{2C}$ , correntes na indutância  $L_{1B}$  e corrente nos diodos  $D_{4A}$  e  $D_{7C}$ .

Na Figura 6.34 são apresentadas as formas de onda de comando dos interruptores dos braços **B** e **C** ( $S_{1B}$  e  $S_{2C}$ ) obtidas a partir de uma simulação desconsiderando as perdas, onde podem ser visualizadas as larguras destes pulsos. O valor das tensões  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  (em  $\theta = 75^\circ$ ) identificam a operação no setor 2A.



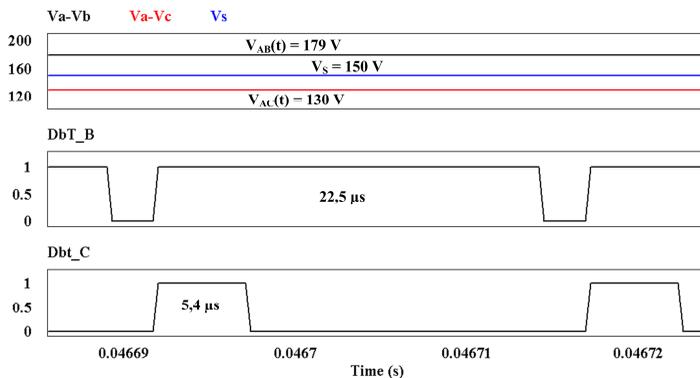
**Figura 6.34: Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost utilizando parâmetros ideais: tensões de entrada  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  em  $\theta = 75^\circ$ , tensão de saída e comando dos interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{1C}$ .**

Os valores teóricos, obtidos a partir das expressões (5.22) e (4.35) são, respectivamente:

- $t_{1_{S1B}} = 21,16 \mu s$
- $t_{1_{S2C}} = 3.37 \mu s$

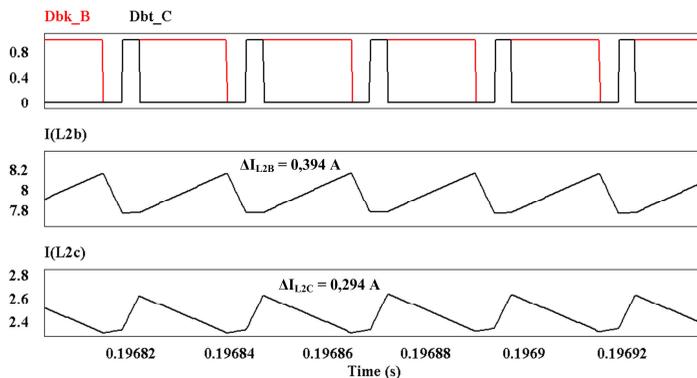
Os resultados obtidos pela simulação da operação ideal coincidem com os valores teóricos esperados, comprovando que as expressões do ganho estático, razão cíclica e tempos de acionamento dos interruptores apresentadas nos capítulos anteriores permanecem válidas.

Na Figura 6.35 são apresentadas novamente as formas de onda de comando dos interruptores para o mesmo ponto de operação, mas agora obtidas a partir de uma simulação em que foram consideradas as perdas. A ação do controle elevou os períodos de duração dos pulsos de comando para compensar estas perdas.



**Figura 6.35:** Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost utilizando parâmetros reais: tensões de entrada  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  em  $\theta = 75^\circ$ , tensão de saída e comando dos interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{1C}$ .

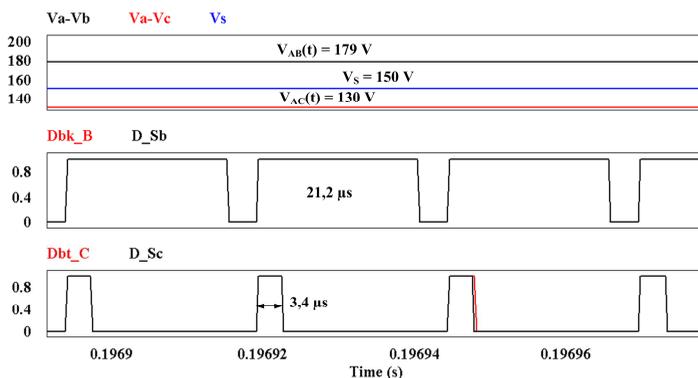
Na Figura 6.36 é apresentada a ondulação de corrente nas indutâncias  $L_{2B}$  e  $L_{2C}$  para  $\beta = 1,4$  em  $\theta = 75^\circ$ . O valor teórico obtido a partir das expressões (6.15) e (6.16) são, respectivamente: 0,417 A e 0,273 A. Os valores obtidos por simulação foram 0,394 A e 0,294 A, bastante próximos dos esperados.



**Figura 6.36:** Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: comando dos interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{2C}$  e corrente nas indutâncias  $L_{2B}$  e  $L_{2C}$  para  $\beta = 1,4$  em  $\theta = 75^\circ$ .

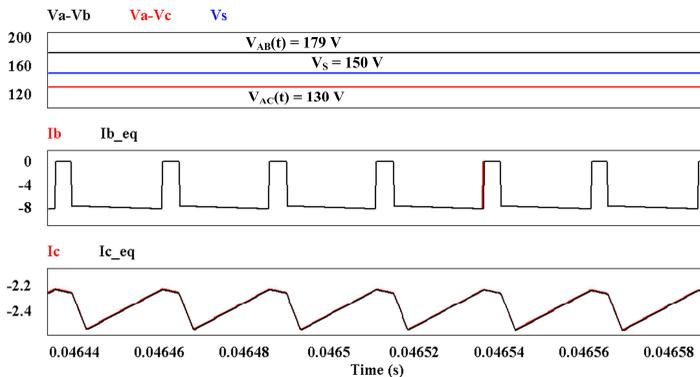
Com o objetivo de verificar se o circuito equivalente desenvolvido apresenta comportamento semelhante ao circuito original, foram realizadas simulações em diversos pontos de operação, a partir das quais foi possível constatar que as formas de onda de corrente de entrada, sinais de comando e tensão de saída do circuito equivalente são praticamente as mesmas do circuito original. Desta forma foi demonstrado que o circuito equivalente obtido a partir das etapas de operação e das simplificações descritas reproduz o comportamento do circuito do conversor.

A seguir são apresentados os resultados de simulação para o ângulo de  $75^\circ$ , sendo que as formas de onda obtidas do circuito original e do equivalente são colocadas no mesmo gráfico. A Figura 6.37 mostra as formas de onda dos sinais de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  para o ponto simulado, onde  $Dbk\_B$  e  $Dbt\_C$  são os sinais do circuito original e  $D\_Sb$  e  $D\_Sc$  são os sinais do circuito equivalente, onde pode-se verificar a coincidência na largura dos pulsos.



**Figura 6.37:** Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: sinais de comando dos interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{2C}$  gerados pelo circuito original e pelo circuito equivalente simplificado, para  $\theta = 75^\circ$ .

Na Figura 6.38 são apresentadas as formas de onda das correntes de entrada nas fases  $B$  e  $C$  obtidas do circuito original e do simplificado, onde verifica-se uma coincidência quase perfeita entre as correntes do circuito original e do simplificado.



**Figura 6.38:** Formas de onda de simulação no modo *Buck+Boost*: tensões de entrada  $v_{AB}(t)$  e  $v_{AC}(t)$  e de saída, e correntes de entrada  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$  obtidas do circuito original e equivalente para  $\theta = 75^\circ$ .

## 6.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o estudo do conversor *Buck+Boost* trifásico operando no modo *Buck+Boost*. Foram descritas a estratégia de modulação, o comportamento teórico do sinal modulante (função de modulação), as etapas de operação, num total de seis, e o estudo analítico do conversor.

Ao longo do estudo das etapas de operação no setor 2A foi confirmada a atuação do braço **B** no modo *Buck*, uma vez que a tensão  $v_{AB}(t)$  apresenta valores superiores a  $V_S$ ; e do braço **C** no modo *Boost*, uma vez que a tensão  $v_{AC}(t)$  apresenta valores menores que  $V_S$  nesse setor.

Com base nos circuitos equivalentes das etapas de operação, foi possível definir um circuito equivalente simplificado que representa a operação do conversor no modo *Buck+Boost*, que será utilizado posteriormente no projeto do circuito de controle.

Foram apresentados resultados de simulação que comprovaram as expressões obtidas na análise teórica, bem como mostraram que o circuito equivalente apresenta resultados praticamente idênticos ao circuito original.

A partir da análise teórica foi possível também identificar a faixa de tensões de entrada na qual é garantida a operação no modo *Buck+Boost*.

Quanto à forma de onda da corrente absorvida da rede, são verificadas duas características distintas: quando a fase analisada opera no modo *Boost*, a corrente absorvida é contínua e quando opera no modo *Buck*, a corrente absorvida torna-se descontínua. Esta característica não permite que o filtro de entrada seja eliminado.

## CAPÍTULO VII

### MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR

---

---

#### 7.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo é dedicado a apresentar o desenvolvimento matemático dos modelos para o controle das correntes de entrada e da tensão de saída do conversor proposto.

Para o caso do controle da corrente serão desenvolvidos os modelos para cada modo de operação, a partir dos circuitos equivalentes simplificados apresentados nos capítulos IV, V e VI. A técnica utilizada na obtenção dos modelos é a dos valores médios quase instantâneos [33]. [Equation Chapter \(Next\) Section 7](#)

A partir dos estados topológicos assumidos pelos circuitos equivalentes serão obtidas as expressões do ganho estático e o modelo de pequenos sinais de cada modo de operação.

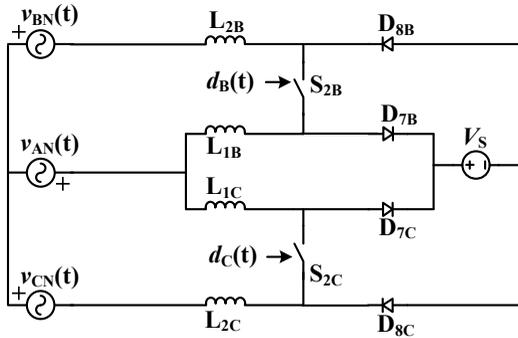
Do modelo de pequenos sinais serão obtidas as funções de transferência que posteriormente serão aplicadas no projeto dos compensadores para o controle das correntes de entrada do conversor.

Para o caso do controle da tensão, será desenvolvido o modelo a partir do modo de operação *Boost*, uma vez que este modo de operação apresenta descontinuidade da corrente de saída, o que eleva o esforço de controle.

#### 7.2 MODELOS PARA CONTROLE DAS CORRENTES DE ENTRADA

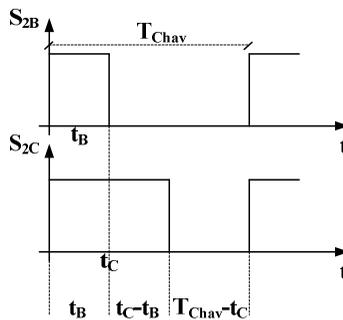
##### 7.2.1 ESTADOS TOPOLÓGICOS ASSUMIDOS NO MODO *BOOST*

Neste item serão apresentados e equacionados os estados topológicos assumidos pelo circuito equivalente simplificado do conversor quando operando no modo *Boost*, apresentado na Figura 7.1.



*Figura 7.1: Circuito equivalente simplificado do conversor para operação no modo Boost ao longo do setor 2A.*

Os estados topológicos são definidos em função do comando aplicado aos interruptores, que acontece conforme foi descrito no capítulo IV: o interruptor do braço **B** ( $S_{2B}$ ) é bloqueado e a seguir o mesmo acontece com o interruptor do braço **C** ( $S_{2C}$ ). A Figura 7.2 ilustra as formas de onda de comando dos interruptores.



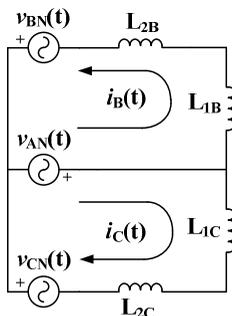
*Figura 7.2: Esboço dos comando do interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  durante a operação do conversor no modo Boost.*

A análise da Figura 7.2 permite a identificação de três estados topológicos distintos assumidos pelo circuito:

- Estado topológico 01 ( $t < t_B$ );
- Estado topológico 02 ( $t_B < t < t_C$ );
- Estado topológico 03 ( $t_C < t < T_{Chav}$ ).

## 7.2.1.1 ESTADO TOPOLÓGICO 01

Durante o intervalo em que os dois interruptores estão em condução ( $t < t_B$ ) o circuito assume a configuração apresentada na Figura 7.3.



**Figura 7.3: Modo Boost - Estado topológico 01: circuito resultante.**

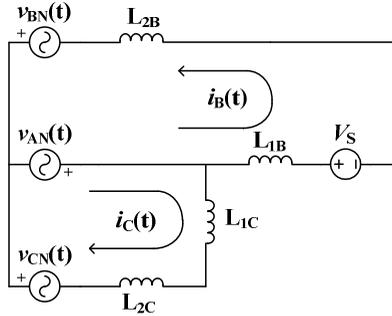
O equacionamento do circuito resulta nas expressões apresentadas em (7.1) e (7.2).

$$-|v_{AN}(t)| - |v_{BN}(t)| + (L_{1B} + L_{2B}) \cdot \frac{di_B(t)}{dt} = 0 \quad (7.1)$$

$$-|v_{CN}(t)| - |v_{AN}(t)| + (L_{1C} + L_{2C}) \cdot \frac{di_C(t)}{dt} = 0 \quad (7.2)$$

## 7.2.1.2 ESTADO TOPOLÓGICO 02

O estado topológico 02 acontece no período em que  $S_{2B}$  está bloqueado e  $S_{2C}$  ainda está em condução ( $t_B < t < t_C$ ). Durante este intervalo o circuito assume a configuração apresentada na Figura 7.4.



**Figura 7.4: Modo Boost - Estado topológico 02: circuito resultante.**

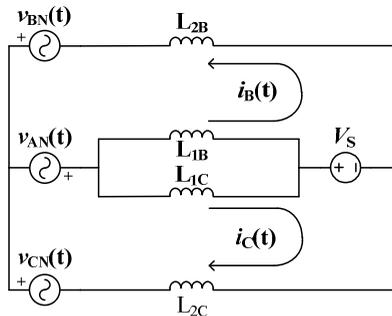
Fazendo o equacionamento do circuito resultam as expressões apresentadas em (7.3) e (7.4).

$$-|v_{BN}(t)| - |v_{AN}(t)| + (L_{1B} + L_{2B}) \cdot \frac{di_B(t)}{dt} + V_S = 0 \quad (7.3)$$

$$-|v_{CN}(t)| - |v_{AN}(t)| + (L_{1C} + L_{2C}) \cdot \frac{di_C(t)}{dt} = 0 \quad (7.4)$$

### 7.2.1.3 ESTADO TOPOLÓGICO 03

No estado topológico 03, ambos os interruptores estão bloqueados e o circuito resultante desta condição é apresentado na Figura 7.5.



**Figura 7.5: Modo Boost - Estado topológico 03: circuito resultante.**

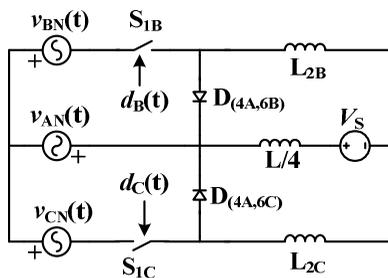
Fazendo o equacionamento do circuito resultam as expressões apresentadas em (7.5) e (7.6).

$$-|v_{BN}(t)| - |v_{AN}(t)| + (L_{1B} + L_{2B}) \cdot \frac{di_B(t)}{dt} + V_S = 0 \quad (7.5)$$

$$-|v_{CN}(t)| - |v_{AN}(t)| + (L_{1C} + L_{2C}) \cdot \frac{di_C(t)}{dt} + V_S = 0 \quad (7.6)$$

## 7.2.2 ESTADOS TOPOLÓGICOS ASSUMIDOS NO MODO *BUCK*

Neste item serão apresentados e equacionados os estados topológicos assumidos pelo circuito equivalente simplificado do conversor quando operando no modo *Buck*. Na Figura 7.6 é apresentado o circuito equivalente simplificado do conversor proposto, quando operando no modo *Buck*.



*Figura 7.6: Circuito equivalente simplificado do conversor para operação no modo Buck ao longo do setor 2A.*

Os estados topológicos são definidos em função do comando aplicado aos interruptores, que acontece conforme foi descrito no capítulo V: o interruptor do braço **B** ( $S_{1B}$ ) é bloqueado e a seguir o mesmo acontece com o interruptor do braço **C** ( $S_{1C}$ ). A Figura 7.7 ilustra as formas de onda de comando dos interruptores.

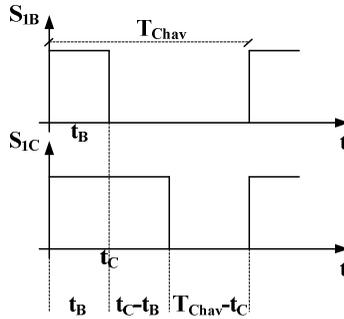


Figura 7.7: Esboço dos comando do interruptores  $S_{IB}$  e  $S_{IC}$  durante a operação do conversor no modo Buck.

A análise da Figura 7.7 permite a identificação de três estados topológicos distintos assumidos pelo circuito:

- Estado topológico 01 ( $t < t_B$ );
- Estado topológico 02 ( $t_B < t < t_C$ );
- Estado topológico 03 ( $t_C < t < T_{Chav}$ ).

7.2.2.1 ESTADO TOPOLÓGICO 01

Durante o intervalo em que os dois interruptores estão em condução ( $t < t_B$ ) o circuito assume a configuração apresentada na Figura 7.8.

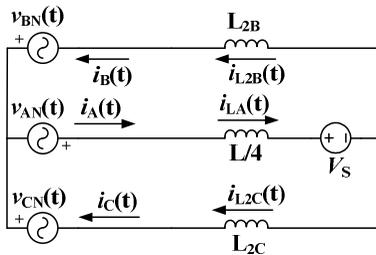


Figura 7.8: Modo Buck- Estado topológico 01: circuito resultante.

Fazendo o equacionamento do circuito resultam as expressões apresentadas em (7.7) a (7.9).

$$-|v_{\text{BN}}(t)| - |v_{\text{AN}}(t)| + L_{\text{A}} \cdot \frac{di_{\text{LA}}(t)}{dt} + V_{\text{S}} + L_{2\text{B}} \cdot \frac{di_{\text{L2B}}(t)}{dt} = 0 \quad (7.7)$$

$$-|v_{\text{CN}}(t)| - |v_{\text{AN}}(t)| + L_{\text{A}} \cdot \frac{di_{\text{LA}}(t)}{dt} + V_{\text{S}} + L_{2\text{C}} \cdot \frac{di_{\text{L2C}}(t)}{dt} = 0 \quad (7.8)$$

$$-|v_{\text{BN}}(t)| + |v_{\text{CN}}(t)| - L_{2\text{C}} \cdot \frac{di_{\text{L2C}}(t)}{dt} + L_{2\text{B}} \cdot \frac{di_{\text{L2B}}(t)}{dt} = 0 \quad (7.9)$$

A expressão (7.10) define a relação entre as correntes das indutâncias  $L_{2\text{B}}$ ,  $L_{2\text{C}}$  e  $L_{\text{A}}$ . Substituindo (7.10) na expressão (7.7) chega-se à (7.11).

$$i_{\text{LA}}(t) = i_{\text{L2B}}(t) + i_{\text{L2C}}(t) \quad (7.10)$$

$$(L_{\text{A}} + L_{2\text{B}}) \cdot \frac{di_{\text{L2B}}(t)}{dt} + L_{\text{A}} \cdot \frac{di_{\text{L2C}}(t)}{dt} = |v_{\text{AN}}(t)| + |v_{\text{BN}}(t)| - V_{\text{S}} \quad (7.11)$$

Isolando-se o termo diferencial de  $i_{\text{L2C}}(t)$  em (7.9) e substituindo em (7.11) chega-se na expressão (7.12).

$$\frac{di_{\text{L2B}}(t)}{dt} = \frac{L_{2\text{C}} \cdot (|v_{\text{AN}}(t)| + |v_{\text{BN}}(t)| - V_{\text{S}})}{L_{\text{A}}L_{2\text{B}} + L_{\text{A}}L_{2\text{C}} + L_{2\text{B}}L_{2\text{C}}} + \frac{L_{\text{A}} \cdot (|v_{\text{BN}}(t)| - |v_{\text{CN}}(t)|)}{L_{\text{A}}L_{2\text{B}} + L_{\text{A}}L_{2\text{C}} + L_{2\text{B}}L_{2\text{C}}} \quad (7.12)$$

Substituindo-se (7.10) em (7.8) chega-se à (7.13).

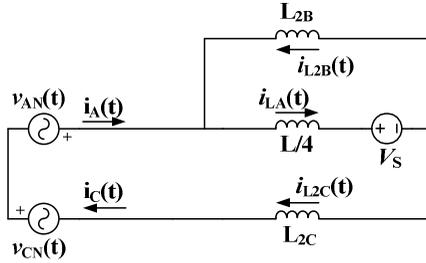
$$L_{\text{A}} \cdot \frac{di_{\text{L2B}}(t)}{dt} + (L_{\text{A}} + L_{2\text{C}}) \cdot \frac{di_{\text{L2C}}(t)}{dt} = |v_{\text{AN}}(t)| + |v_{\text{CN}}(t)| - V_{\text{S}} \quad (7.13)$$

Isolando-se o termo diferencial de  $i_{\text{L2B}}(t)$  em (7.9) e substituindo em (7.13) chega-se na expressão (7.14).

$$\frac{di_{\text{L2C}}(t)}{dt} = \frac{L_{2\text{B}} \cdot (|v_{\text{AN}}(t)| + |v_{\text{CN}}(t)| - V_{\text{S}})}{L_{\text{A}}L_{2\text{B}} + L_{\text{A}}L_{2\text{C}} + L_{2\text{B}}L_{2\text{C}}} + \frac{L_{\text{A}} \cdot (|v_{\text{CN}}(t)| - |v_{\text{BN}}(t)|)}{L_{\text{A}}L_{2\text{B}} + L_{\text{A}}L_{2\text{C}} + L_{2\text{B}}L_{2\text{C}}} \quad (7.14)$$

### 7.2.2.2 ESTADO TOPOLÓGICO 02

No intervalo em que  $S_{1\text{B}}$  está bloqueado e  $S_{1\text{C}}$  está em condução ( $t_{\text{B}} < t < t_{\text{C}}$ ) o circuito assume a configuração apresentada na Figura 7.9



**Figura 7.9: Modo Buck- Estado topológico 02: circuito resultante.**

Fazendo o equacionamento do circuito resultam as expressões apresentadas em (7.15) a (7.17).

$$L_{2B} \cdot \frac{di_{L2B}(t)}{dt} + L_A \cdot \frac{di_{L_A}(t)}{dt} + V_S = 0 \quad (7.15)$$

$$L_A \cdot \frac{di_{L_A}(t)}{dt} + L_{2C} \cdot \frac{di_{L2C}(t)}{dt} - |v_{CN}(t)| - |v_{AN}(t)| + V_S = 0 \quad (7.16)$$

$$L_B \cdot \frac{di_{L2B}(t)}{dt} + |v_{AN}(t)| + |v_{CN}(t)| - L_{2C} \cdot \frac{di_{L2C}(t)}{dt} = 0 \quad (7.17)$$

Substituindo-se a expressão (7.10) em (7.15) chega-se à (7.18).

$$(L_A + L_{2B}) \cdot \frac{di_{L2B}(t)}{dt} + L_A \cdot \frac{di_{L2C}(t)}{dt} = -V_S \quad (7.18)$$

Isolando-se o termo diferencial de  $i_{L2C}(t)$  em (7.17) e substituindo em (7.18) chega-se na expressão (7.19).

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = -\frac{L_{2C} \cdot V_S}{L_A L_{2B} + L_A L_{2C} + L_{2B} L_{2C}} - \frac{L_A \cdot (|v_{AN}(t)| + |v_{CN}(t)|)}{L_A L_{2B} + L_A L_{2C} + L_{2B} L_{2C}} \quad (7.19)$$

Substituindo-se a expressão (7.10) em (7.16) chega-se à (7.20).

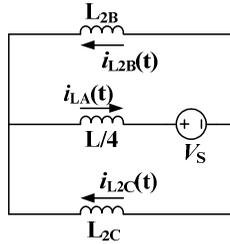
$$(L_A + L_{2C}) \cdot \frac{di_{L2C}(t)}{dt} + L_A \cdot \frac{di_{L2B}(t)}{dt} = |v_{AN}(t)| + |v_{CN}(t)| - V_S \quad (7.20)$$

Isolando-se o termo diferencial de  $i_{L2B}(t)$  em (7.17) e substituindo em (7.20) chega-se na expressão (7.21).

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \frac{L_{2B} \cdot (|v_{AN}(t)| + |v_{CN}(t)| - V_S)}{L_A L_{2B} + L_A L_{2C} + L_{2B} L_{2C}} + \frac{L_A \cdot (|v_{AN}(t)| + |v_{CN}(t)|)}{L_A L_{2B} + L_A L_{2C} + L_{2B} L_{2C}} \quad (7.21)$$

### 7.2.2.3 ESTADO TOPOLÓGICO 03

Durante o intervalo em que ambos os interruptores estão bloqueados ( $t_C < t < T_{Chav}$ ) o circuito assume a configuração apresentada na Figura 7.10.



**Figura 7.10: Modo Buck- Estado topológico 03: circuito resultante.**

Fazendo o equacionamento do circuito resultam as expressões apresentadas em (7.22) a (7.24).

$$L_{2B} \cdot \frac{di_{L2B}(t)}{dt} + L_A \cdot \frac{di_{LA}(t)}{dt} + V_S = 0 \quad (7.22)$$

$$L_{2C} \cdot \frac{di_{L2C}(t)}{dt} + L_A \cdot \frac{di_{LA}(t)}{dt} + V_S = 0 \quad (7.23)$$

$$L_{2B} \cdot \frac{di_{L2B}(t)}{dt} - L_{2C} \cdot \frac{di_{L2C}(t)}{dt} = 0 \quad (7.24)$$

Substituindo-se a expressão (7.10) em (7.22) chega-se à (7.18).

$$(L_A + L_{2B}) \cdot \frac{di_{L2B}(t)}{dt} + L_A \cdot \frac{di_{L2C}(t)}{dt} = -V_S \quad (7.25)$$

Isolando-se o termo diferencial de  $i_{L2C}(t)$  em (7.24) e substituindo em (7.25) chega-se na expressão (7.26).

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = -\frac{L_{2C} \cdot V_S}{L_A L_{2B} + L_A L_{2C} + L_{2B} L_{2C}} \quad (7.26)$$

Substituindo-se a expressão (7.10) em (7.24) chega-se à (7.27).

$$(L_A + L_{2C}) \cdot \frac{di_{L2C}(t)}{dt} + L_A \cdot \frac{di_{L2B}(t)}{dt} = -V_S \quad (7.27)$$

Isolando-se o termo diferencial de  $i_{L2B}(t)$  em (7.24) e substituindo em (7.27) chega-se na expressão (7.28).

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = -\frac{L_{2B} \cdot V_S}{L_A L_{2B} + L_A L_{2C} + L_{2B} L_{2C}} \quad (7.28)$$

### 7.2.3 ESTADOS TOPOLÓGICOS ASSUMIDOS NO MODO *BUCK+BOOST*

Neste item serão apresentados e equacionados os estados topológicos assumidos pelo circuito equivalente simplificado do conversor quando operando no modo *Buck+Boost*. Na Figura 7.11 é apresentado o circuito equivalente simplificado do conversor proposto, quando operando no modo *Boost*.

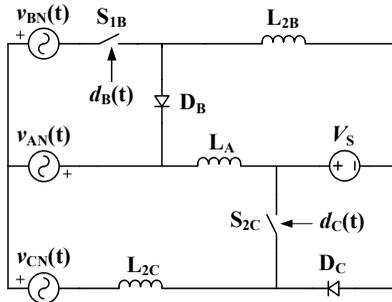
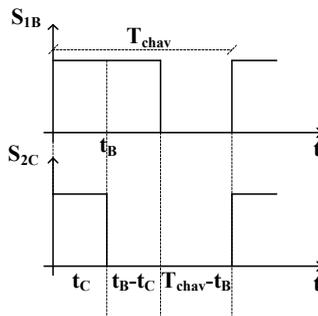


Figura 7.11: Circuito equivalente simplificado do conversor para operação no modo *Buck+Boost* ao longo do setor 2A.

Os estados topológicos são definidos em função do comando aplicado aos interruptores, que acontece conforme foi descrito no capítulo VI: o interruptor *Boost* do braço **C** ( $S_{2C}$ ) é bloqueado e a seguir o mesmo acontece com o interruptor *Buck* do braço **B** ( $S_{1B}$ ). A Figura 7.12 ilustra as formas de onda de comando dos interruptores.



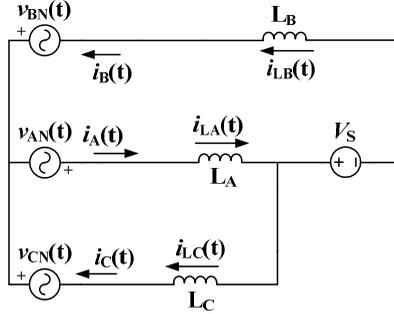
**Figura 7.12:** Esboço dos comando do interruptores  $S_{1B}$  e  $S_{2C}$  durante a operação do conversor no modo Buck+Boost.

A análise da Figura 7.12 permite a identificação de três estados topológicos distintos assumidos pelo circuito:

- Estado topológico 01 ( $t < t_C$ );
- Estado topológico 02 ( $t_C < t < t_B$ );
- Estado topológico 03 ( $t_B < t < T_{Chav}$ ).

### 7.2.3.1 ESTADO TOPOLÓGICO 01

Durante o intervalo em que ambos os interruptores estão em condução ( $t < t_C$ ) o circuito assume a configuração apresentada na Figura 7.13.



**Figura 7.13: Modo Buck+Boost - Estado topológico 01: circuito resultante.**

Fazendo o equacionamento do circuito resultam as expressões apresentadas em (7.29) a (7.31).

$$L_B \cdot \frac{di_{LB}(t)}{dt} - |v_{BN}(t)| - |v_{AN}(t)| + L_A \cdot \frac{di_{LA}(t)}{dt} + V_S = 0 \quad (7.29)$$

$$-|v_{CN}(t)| - |v_{AN}(t)| + L_A \cdot \frac{di_{LA}(t)}{dt} + L_C \cdot \frac{di_{LC}(t)}{dt} = 0 \quad (7.30)$$

$$-|v_{BN}(t)| + |v_{CN}(t)| - L_C \cdot \frac{di_{LC}(t)}{dt} + V_S + L_B \cdot \frac{di_{LB}(t)}{dt} = 0 \quad (7.31)$$

A expressão (7.32) define a relação entre as correntes das indutâncias  $L_{2B}$ ,  $L_{2C}$  e  $L_A$ . Substituindo (7.32) na expressão (7.30), já utilizando  $L_A = L/4$ ,  $L_{2B}=L_{2C}=L$ , chega-se à (7.33).

$$i_{LA}(t) = i_{L_{2B}}(t) + i_{L_{2C}}(t) \quad (7.32)$$

$$\frac{di_{L_{2B}}(t)}{dt} = \frac{4}{L} \cdot (|v_{AN}(t)| + |v_{CN}(t)|) - 5 \cdot \frac{di_{L_{2C}}(t)}{dt} \quad (7.33)$$

Substituindo-se (7.33) em (7.31) chega-se a (7.34), que corresponde a uma das equações finais do estado topológico 01.

$$\frac{di_{L_{2C}}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot v_{AN}(t) - \frac{1}{6L} \cdot v_{BN}(t) + \frac{5}{6L} \cdot v_{CN}(t) + \frac{1}{6L} \cdot V_S \quad (7.34)$$

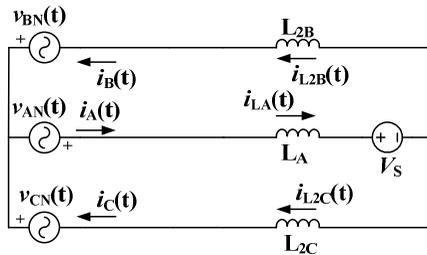
Da expressão (7.33) é obtida (7.35) que, juntamente com (7.32), são substituídas em (7.29) dando origem a (7.36), que é a segunda equação final do estado topológico 01.

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \frac{4}{5L} \cdot (|v_{AN}(t)| + |v_{CN}(t)|) - \frac{1}{5} \cdot \frac{di_{L2B}(t)}{dt} \quad (7.35)$$

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot v_{AN}(t) + \frac{5}{6L} \cdot v_{BN}(t) - \frac{1}{6L} \cdot v_{CN}(t) - \frac{5}{6L} \cdot V_S \quad (7.36)$$

### 7.2.3.2 ESTADO TOPOLÓGICO 02

Após o bloqueio do interruptor  $S_{2C}$  ( $t_C < t < t_B$ ) o circuito assume a configuração apresentada na Figura 7.14.



**Figura 7.14: Modo Buck+Boost - Estado topológico 02: circuito resultante.**

Fazendo o equacionamento do circuito resultam as expressões apresentadas em (7.37) a (7.39).

$$-|v_{BN}(t)| - |v_{AN}(t)| + L_A \cdot \frac{di_{LA}(t)}{dt} + V_S + L_B \cdot \frac{di_{LB}(t)}{dt} = 0 \quad (7.37)$$

$$-|v_{CN}(t)| - |v_{AN}(t)| + L_A \cdot \frac{di_{LA}(t)}{dt} + V_S + L_C \cdot \frac{di_{LC}(t)}{dt} = 0 \quad (7.38)$$

$$-|v_{BN}(t)| + |v_{CN}(t)| - L_C \cdot \frac{di_{LC}(t)}{dt} + L_B \cdot \frac{di_{LB}(t)}{dt} = 0 \quad (7.39)$$

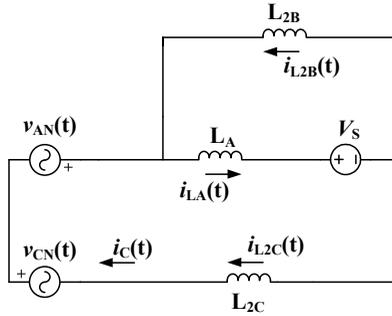
Este estado topológico é idêntico ao estado topológico 01 do modo *Buck*, resultando nas expressões (7.40) e (7.41).

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{6L} |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} V_S \quad (7.40)$$

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6L} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} V_S \quad (7.41)$$

### 7.2.3.3 ESTADO TOPOLÓGICO 03

Durante o intervalo em que ambos os interruptores estão bloqueados ( $t_B < t < T_{Chav}$ ) o circuito assume a configuração apresentada na Figura 7.15.



**Figura 7.15: Modo Buck+Boost - Estado topológico 03: circuito resultante.**

Fazendo o equacionamento do circuito resultam as expressões apresentadas em (7.42) a (7.44).

$$L_B \cdot \frac{di_{LB}(t)}{dt} + L_A \cdot \frac{di_{LA}(t)}{dt} + V_S = 0 \quad (7.42)$$

$$-|v_{AN}(t)| + L_A \cdot \frac{di_{LA}(t)}{dt} + V_S + L_C \cdot \frac{di_{LC}(t)}{dt} - |v_{CN}(t)| = 0 \quad (7.43)$$

$$L_B \cdot \frac{di_{LB}(t)}{dt} + |v_{AN}(t)| + |v_{CN}(t)| - L_C \cdot \frac{di_{LC}(t)}{dt} = 0 \quad (7.44)$$

Este estado topológico é idêntico ao estado topológico 02 do modo *Buck*, resultando nas expressões (7.45) e (7.46).

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = -\frac{1}{6L} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.45)$$

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \frac{5}{6L} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.46)$$

## 7.2.4 OBTENÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO PARA O CONVERSOR OPERANDO NO MODO *BOOST*

O método dos valores médios quase instantâneos apresentado em [33] foi adotado para a obtenção do modelo matemático de cada um dos modos de operação do conversor proposto. Fundamentalmente este método determina o valor médio com base nas expressões que definem uma determinada variável em cada estado topológico, ponderadas segundo a duração de cada estado.

Para o caso do modo de operação *Boost*, são utilizadas as expressões (7.1) a (7.6) e a definição de razão cíclica rerepresentada em (7.47). Estas equações são rearranjadas em função das correntes de entrada ( $i_B(t)$  e  $i_C(t)$ ) e apresentadas a seguir, separadas por estado topológico. Como simplificação, todas as indutâncias do circuito foram considerados iguais e com valor “L”.

$$d = \frac{t_1}{T_{Chav}} \quad (7.47)$$

- Estado Topológico 01

$$\frac{di_B(t)}{dt} = \frac{|v_{AN}(t)|}{2L} + \frac{|v_{BN}(t)|}{2L} \quad (7.48)$$

$$\frac{di_C(t)}{dt} = \frac{|v_{AN}(t)|}{2L} + \frac{|v_{CN}(t)|}{2L} \quad (7.49)$$

- Estado Topológico 02

$$\frac{di_B(t)}{dt} = \frac{|v_{AN}(t)|}{2L} + \frac{|v_{BN}(t)|}{2L} - \frac{V_S}{2L} \quad (7.50)$$

$$\frac{di_C(t)}{dt} = \frac{|v_{AN}(t)|}{2L} + \frac{|v_{CN}(t)|}{2L} \quad (7.51)$$

• Estado Topológico 03

$$\frac{di_B(t)}{dt} = \frac{|v_{AN}(t)|}{2L} + \frac{|v_{BN}(t)|}{2L} - \frac{V_S}{2L} \quad (7.52)$$

$$\frac{di_C(t)}{dt} = \frac{|v_{AN}(t)|}{2L} + \frac{|v_{CN}(t)|}{2L} - \frac{V_S}{2L} \quad (7.53)$$

A ponderação de cada estado topológico em função de sua duração resulta na expressão (7.54).

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\langle \frac{di_B(t)}{dt} \right\rangle = \frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} [\text{Eq. 7.47}] \cdot (d_{B\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \\ + [\text{Eq. 7.49}] \cdot (d_{C\_Boost}(t) - d_{B\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \\ + [\text{Eq. 7.51}] \cdot (1 - d_{C\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \end{array} \right\} \\ \left\langle \frac{di_C(t)}{dt} \right\rangle = \frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} [\text{Eq. 7.48}] \cdot (d_{B\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \\ + [\text{Eq. 7.50}] \cdot (d_{C\_Boost}(t) - d_{B\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \\ + [\text{Eq. 7.52}] \cdot (1 - d_{C\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (7.54)$$

Após realizadas as substituições chega-se à expressão (7.55).

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\langle \frac{di_B(t)}{dt} \right\rangle = \frac{V_S}{2L} \cdot d_{B\_Boost}(t) + \frac{|v_{AB}(t)|}{2L} - \frac{V_S}{2L} \\ \left\langle \frac{di_C(t)}{dt} \right\rangle = \frac{V_S}{2L} \cdot d_{C\_Boost}(t) + \frac{|v_{AC}(t)|}{2L} - \frac{V_S}{2L} \end{array} \right\} \quad (7.55)$$

Aplicando-se as perturbações tem-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_B(t) = I_B + \hat{i}_B \\ i_C(t) = I_C + \hat{i}_C \\ d_{B\_Boost}(t) = D_{B\_Boost} + \hat{d}_{B\_Boost} \\ d_{C\_Boost}(t) = D_{C\_Boost} + \hat{d}_{C\_Boost} \\ v_{AB}(t) = V_{AB} + \hat{v}_{AB} \\ v_{AC}(t) = V_{AC} + \hat{v}_{AC} \end{array} \right. \quad (7.56)$$

$$\left\langle \frac{d(I_B + \hat{i}_B)}{dt} \right\rangle = \frac{V_S}{2L} \cdot (D_{B\_Boost} + \hat{d}_{B\_Boost}) + \frac{|V_{AB} + \hat{v}_{AB}|}{2L} - \frac{V_S}{2L} \quad (7.57)$$

$$\left\langle \frac{d(I_C + \hat{i}_C)}{dt} \right\rangle = \frac{V_S}{2L} \cdot (D_{C\_Boost} + \hat{d}_{C\_Boost}) + \frac{|V_{AC} + \hat{v}_{AC}|}{2L} - \frac{V_S}{2L} \quad (7.58)$$

Agrupando-se os termos CC em (7.57) e (7.58) chega-se às equações (7.59) e (7.60).

$$\left\langle \frac{dI_B}{dt} \right\rangle = \frac{V_S}{2L} \cdot D_{B\_Boost} + \frac{|v_{AB}|}{2L} - \frac{V_S}{2L} \quad (7.59)$$

$$\left\langle \frac{dI_C}{dt} \right\rangle = \frac{V_S}{2L} \cdot D_{C\_Boost} + \frac{|v_{AC}|}{2L} - \frac{V_S}{2L} \quad (7.60)$$

Agrupando-se os termos CA em (7.57) e (7.58) são obtidas as expressões (7.61) e (7.62).

$$\left\langle \frac{d\hat{i}_B}{dt} \right\rangle = \frac{V_S}{2L} \cdot \hat{d}_{B\_Boost} + \frac{\hat{v}_{AB}}{2L} \quad (7.61)$$

$$\left\langle \frac{d\hat{i}_C}{dt} \right\rangle = \frac{V_S}{2L} \cdot \hat{d}_{C\_Boost} + \frac{\hat{v}_{AC}}{2L} \quad (7.62)$$

O ponto de operação (ganho estático) é determinado a partir de (7.59) e (7.60), onde as derivadas dos pontos de operação de  $I_B$  e  $I_C$  são iguais a zero.

$$\frac{V_S}{V_{AB}} = \frac{1}{1 - D_{B\_Boost}} \quad (7.63)$$

$$\frac{V_S}{V_{AC}} = \frac{1}{1 - D_{C\_Boost}} \quad (7.64)$$

Considerando-se que as tensões de entrada são constantes dentro de um período de chaveamento, os termos envolvendo as perturbações das tensões de entrada são desconsiderados. Assim, as funções de transferência são obtidas a partir da aplicação da transformada de Laplace às equações (7.61) e (7.62):

$$\frac{I_B(s)}{D_B(s)} = \frac{V_S}{2L} \quad (7.65)$$

$$\frac{I_C(s)}{D_C(s)} = \frac{V_S}{2L} \quad (7.66)$$

## 7.2.5 OBTENÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO PARA O CONVERSOR OPERANDO NO MODO *BUCK*

Para o caso do modo de operação *Buck*, são utilizadas as expressões (7.12), (7.14), (7.19), (7.21), (7.26) e (7.28) e a definição de razão cíclica apresentada em (7.47). Estas equações são apresentadas a seguir, separadas por estado topológico. Como simplificação, a indutância  $L_A$  foi substituída por “L/4” e as demais indutâncias por “L”.

- Estado Topológico 01

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{6L} |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} V_S \quad (7.67)$$

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6L} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} V_S \quad (7.68)$$

- Estado Topológico 02

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = -\frac{1}{6L} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.69)$$

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \frac{5}{6L} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.70)$$

- Estado Topológico 03

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = -\frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.71)$$

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = -\frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.72)$$

A ponderação de cada estado topológico em função de sua duração resulta na expressão (7.73).

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\langle \frac{di_{L2B}(t)}{dt} \right\rangle = \frac{1}{T_{Chav}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} [\text{Eq. 7.66}] \cdot (d_{B\_Buck}(t)) \cdot T_{Chav} \\ + [\text{Eq. 7.68}] \cdot (d_{C\_Buck}(t) - d_{B\_Buck}(t)) \cdot T_{Chav} \\ + [\text{Eq. 7.70}] \cdot (1 - d_{C\_Buck}(t)) \cdot T_{Chav} \end{array} \right\} \\ \left\langle \frac{di_{L2C}(t)}{dt} \right\rangle = \frac{1}{T_{Chav}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} [\text{Eq. 7.67}] \cdot (d_{B\_Buck}(t)) \cdot T_{Chav} \\ + [\text{Eq. 7.69}] \cdot (d_{C\_Buck}(t) - d_{B\_Buck}(t)) \cdot T_{Chav} \\ + [\text{Eq. 7.71}] \cdot (1 - d_{C\_Buck}(t)) \cdot T_{Chav} \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (7.73)$$

Após realizadas as substituições chega-se à expressão (7.74).

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\langle \frac{di_{L2B}(t)}{dt} \right\rangle = \frac{5}{6L} \cdot |v_{AB}(t)| \cdot d_{B\_Buck}(t) - \frac{1}{6L} \cdot |v_{AC}(t)| \cdot d_{C\_Buck}(t) - \frac{2}{3L} \cdot V_S \\ \left\langle \frac{di_{L2C}(t)}{dt} \right\rangle = -\frac{1}{6L} \cdot |v_{AB}(t)| \cdot d_{B\_Buck}(t) + \frac{5}{6L} \cdot |v_{AC}(t)| \cdot d_{C\_Buck}(t) - \frac{2}{3L} \cdot V_S \end{array} \right\} \quad (7.74)$$

Aplicando-se as perturbações apresentadas em (7.75) chega-se à expressão (7.75).

$$\begin{cases} i_{L2B}(t) = I_{L2B} + \hat{i}_{L2B} \\ i_{L2C}(t) = I_{L2C} + \hat{i}_{L2C} \\ d_{B\_Buck}(t) = D_{B\_Buck} + \hat{d}_{B\_Buck} \\ d_{C\_Buck}(t) = D_{C\_Buck} + \hat{d}_{C\_Buck} \\ v_{AB}(t) = V_{AB} + \hat{v}_{AB} \\ v_{AC}(t) = V_{AC} + \hat{v}_{AC} \end{cases} \quad (7.75)$$

$$\left\langle \frac{d(I_{L2B} + \hat{i}_{L2B})}{dt} \right\rangle = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot (|V_{AB} + \hat{v}_{AB}|) \cdot (D_{B\_Buck} + \hat{d}_{B\_Buck}) \\ -\frac{1}{6L} \cdot (|V_{AC} + \hat{v}_{AC}|) \cdot (D_{C\_Buck} + \hat{d}_{C\_Buck}) - \frac{2}{3L} \cdot V_S \end{cases} \quad (7.76)$$

$$\left\langle \frac{d(I_{L2C} + \hat{i}_{L2C})}{dt} \right\rangle = \begin{cases} -\frac{1}{6L} \cdot (|V_{AB} + \hat{v}_{AB}|) \cdot (D_{B\_Buck} + \hat{d}_{B\_Buck}) \\ +\frac{5}{6L} \cdot (|V_{AC} + \hat{v}_{AC}|) \cdot (D_{C\_Buck} + \hat{d}_{C\_Buck}) - \frac{2}{3L} \cdot V_S \end{cases} \quad (7.77)$$

Agrupando-se os termos CC em (7.76) e (7.77) chega-se às equações (7.78) e (7.79).

$$\left\langle \frac{dI_{L2B}}{dt} \right\rangle = \frac{5}{6L} \cdot |V_{AB}| \cdot D_{B\_Buck} - \frac{1}{6L} \cdot |V_{AC}| \cdot D_{C\_Buck} - \frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.78)$$

$$\left\langle \frac{dI_{L2C}}{dt} \right\rangle = -\frac{1}{6L} \cdot |V_{AB}| \cdot D_{B\_Buck} + \frac{5}{6L} \cdot |V_{AC}| \cdot D_{C\_Buck} - \frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.79)$$

Agrupando-se os termos CA em (7.76) e (7.77) são obtidas as expressões (7.80) e (7.81).

$$\left\langle \frac{d\hat{i}_{L2B}}{dt} \right\rangle = \begin{cases} \frac{5}{6L} [V_{AB} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} + \hat{v}_{AB} \cdot D_{B\_Buck}] \\ -\frac{1}{6L} \cdot [V_{AC} \cdot \hat{d}_{C\_Buck} + \hat{v}_{AC} \cdot D_{C\_Buck}] \end{cases} \quad (7.80)$$

$$\left\langle \frac{d\hat{i}_{L2C}}{dt} \right\rangle = \begin{cases} -\frac{1}{6L} \cdot [V_{AB} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} + \hat{v}_{AB} \cdot D_{B\_Buck}] \\ +\frac{5}{6L} \cdot [V_{AC} \cdot \hat{d}_{C\_Buck} + \hat{v}_{AC} \cdot D_{C\_Buck}] \end{cases} \quad (7.81)$$

O ponto de operação (ganho estático) é determinado a partir de (7.78) e (7.79), onde as derivadas dos pontos de operação de  $I_{L2B}$  e  $I_{L2C}$  são iguais a zero. De (7.78) é obtida a expressão (7.82) que substituindo em (7.79) resulta em (7.83).

$$|V_{AB}| \cdot D_{B\_Buck} = \frac{|V_{AC}| \cdot D_{C\_Buck}}{5} + \frac{4}{5} \cdot V_S \quad (7.82)$$

$$\frac{V_S}{V_{AB}} = D_{B\_Buck} \quad (7.83)$$

De (7.78) é obtida a expressão (7.84) que substituindo em (7.79) resulta em (7.85).

$$|V_{AC}| \cdot D_{C\_Buck} = 5 \cdot |V_{AB}| \cdot D_{B\_Buck} - 4 \cdot V_S \quad (7.84)$$

$$\frac{V_S}{V_{AC}} = D_{C\_Buck} \quad (7.85)$$

A obtenção das funções de transferência para o modo *Buck* envolve uma modificação de variáveis, uma vez que as expressões (7.80) e (7.81), que relacionam as grandezas CA, são escritas em função das correntes nas indutâncias  $L_{2B}$  e  $L_{2C}$  e não das correntes de linha de entrada  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$ , como no caso do modo *Boost*.

A partir do circuito equivalente observa-se que durante o período em que os interruptores *Buck* estão acionados, as correntes nas indutâncias são iguais às correntes de linha. Já quando os interruptores estão bloqueados, as correntes de linha são anuladas. A partir destas duas situações foram obtidas as expressões (7.86) e (7.87), que definem os valores médios quase instantâneos das correntes de linha, relacionando-os com as correntes nas indutâncias e as razões cíclicas, possibilitando a mudança de variáveis.

$$\langle i_B(t) \rangle = \frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot (i_{L2B}(t) \cdot d_{B\_Buck}(t) \cdot T_{\text{Chav}}) = i_{L2B}(t) \cdot d_{B\_Buck}(t) \quad (7.86)$$

$$\langle i_C(t) \rangle = \frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot (i_{L2C}(t) \cdot d_{C\_Buck}(t) \cdot T_{\text{Chav}}) = i_{L2C}(t) \cdot d_{C\_Buck}(t) \quad (7.87)$$

Aplicando-se as perturbações apresentadas em (7.88) são obtidos as expressões (7.89) e (7.90).

$$\begin{cases} i_B(t) = I_B + \hat{i}_B \\ i_C(t) = I_C + \hat{i}_C \\ i_{L2B}(t) = I_{L2B} + \hat{i}_{L2B} \\ i_{L2C}(t) = I_{L2C} + \hat{i}_{L2C} \\ d_{B\_Buck}(t) = D_{B\_Buck} + \hat{d}_{B\_Buck} \\ d_{C\_Buck}(t) = D_{C\_Buck} + \hat{d}_{C\_Buck} \end{cases} \quad (7.88)$$

$$I_B + \hat{i}_B = I_{L2B} \cdot D_{B\_Buck} + I_{L2B} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} + \hat{i}_{L2B} \cdot D_{B\_Buck} + \hat{i}_{L2B} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} \quad (7.89)$$

$$I_C + \hat{i}_C = I_{L2C} \cdot D_{C\_Buck} + I_{L2C} \cdot \hat{d}_{C\_Buck} + \hat{i}_{L2C} \cdot D_{C\_Buck} + \hat{i}_{L2C} \cdot \hat{d}_{C\_Buck} \quad (7.90)$$

Considerando a relação entre os pontos de operação da corrente de linha  $i_B(t)$  e  $i_{L2B}(t)$  em (7.89), chega-se à expressão (7.91).

$$I_B = I_{L2B} \cdot D_{B\_Buck} + I_{L2B} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} \quad (7.91)$$

O segundo termo à direita da igualdade corresponde ao efeito da variação da razão cíclica (pequeno sinal) sobre o ponto de operação. Por ser muito pequeno frente ao ponto de operação, este termo não será considerado.

Considerando agora os termos relativos aos pequenos sinais em (7.89), a expressão (7.92) é obtida.

$$\hat{i}_B = \hat{i}_{L2B} \cdot D_{B\_Buck} + \hat{i}_{L2B} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} \quad (7.92)$$

O ultimo termo à direita da igualdade será desconsiderado por ser muito pequeno. Assim tem-se a expressão (7.93), que relaciona a variação da corrente de linha frente a variação da corrente da indutância.

O mesmo procedimento pode ser adotado na expressão (7.90), chegando-se à (7.94).

$$\hat{i}_{L2B} = \frac{\hat{i}_B}{D_{B\_Buck}} \quad (7.93)$$

$$\hat{i}_{L2C} = \frac{\hat{i}_C}{D_{C\_Buck}} \quad (7.94)$$

Aplicando-se (7.93) a (7.80) e (7.94) a (7.81) chega-se a (7.95) e (7.96), respectivamente.

$$\left\langle \frac{d\hat{i}_B}{dt} \right\rangle = \begin{cases} \frac{5}{6L} \left[ V_{AB} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} \cdot D_{B\_Buck} + \hat{v}_{AB} \cdot D_{B\_Buck}^2 \right] \\ -\frac{1}{6L} \cdot \left[ V_{AC} \cdot \hat{d}_{C\_Buck} \cdot D_{B\_Buck} + \hat{v}_{AC} \cdot D_{B\_Buck} \cdot D_{C\_Buck} \right] \end{cases} \quad (7.95)$$

$$\left\langle \frac{d\hat{i}_C}{dt} \right\rangle = \begin{cases} -\frac{1}{6L} \cdot \left[ V_{AB} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} \cdot D_{C\_Buck} + \hat{v}_{AB} \cdot D_{B\_Buck} \cdot D_{C\_Buck} \right] \\ +\frac{5}{6L} \cdot \left[ V_{AC} \cdot \hat{d}_{C\_Buck} \cdot D_{C\_Buck} + \hat{v}_{AC} \cdot D_{C\_Buck}^2 \right] \end{cases} \quad (7.96)$$

Das expressões do ponto de operação obtém-se as expressões (7.97) e (7.98).

$$D_{B\_Buck} \cdot v_{AB}(t) = V_S \quad (7.97)$$

$$v_{AC}(t) = \frac{V_S}{D_{C\_Buck}} \quad (7.98)$$

Substituindo (7.97) em (7.95) e (7.98) em (7.96) chega-se às expressões (7.99) e (7.100).

$$\left\langle \frac{d\hat{i}_B}{dt} \right\rangle = \begin{cases} \frac{5}{6L} \left[ V_S \cdot \hat{d}_{B\_Buck} + \hat{v}_{AB} \cdot D_{B\_Buck}^2 \right] \\ -\frac{1}{6L} \cdot \left[ \frac{D_{B\_Buck}}{D_{C\_Buck}} \cdot \hat{d}_{C\_Buck} + \hat{v}_{AC} \cdot D_{B\_Buck} \cdot D_{C\_Buck} \right] \end{cases} \quad (7.99)$$

$$\left\langle \frac{d\hat{i}_C}{dt} \right\rangle = \begin{cases} -\frac{1}{6L} \cdot \left[ \frac{D_{C\_Buck}}{D_{B\_Buck}} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} + \hat{v}_{AB} \cdot D_{B\_Buck} \cdot D_{C\_Buck} \right] \\ +\frac{5}{6L} \cdot \left[ V_S \cdot \hat{d}_{C\_Buck} + \hat{v}_{AC} \cdot D_{C\_Buck}^2 \right] \end{cases} \quad (7.100)$$

Considerando-se que as tensões de entrada são constantes dentro de um período de chaveamento, os termos envolvendo as perturbações das tensões de entrada são desconsiderados. Assim, as funções de transferência são obtidas a partir da aplicação da transformada de Laplace às equações (7.99) e (7.100), chegando-se então às expressões finais do modelo do conversor para operação no modo *Buck*.

$$I_B(s) = \left( \frac{5 \cdot V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{B\_Buck}(s) - \left( \frac{V_S}{6L} \frac{D_{B\_Buck}}{D_{C\_Buck}} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{C\_Buck}(s) \quad (7.101)$$

$$I_C(s) = - \left( \frac{V_S}{6L} \frac{D_{C\_Buck}}{D_{B\_Buck}} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{B\_Buck}(s) + \left( \frac{5 \cdot V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{C\_Buck}(s) \quad (7.102)$$

## 7.2.6 OBTENÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO PARA O CONVERSOR OPERANDO NO MODO *BUCK+BOOST*

Para o caso do modo de operação *Buck+Boost*, são utilizadas as expressões (7.34), (7.36), (7.40), (7.41), (7.45) e (7.46) e a definição de razão cíclica apresentada em (7.47). Estas equações são apresentadas a seguir, separadas por estado topológico.

- Estado Topológico 01

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{5}{6L} \cdot V_S \quad (7.103)$$

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6L} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| + \frac{1}{6L} \cdot V_S \quad (7.104)$$

- Estado Topológico 02

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{BN}(t)| - \frac{1}{6L} |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} V_S \quad (7.105)$$

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \frac{2}{3L} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6L} \cdot |v_{BN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} V_S \quad (7.106)$$

- Estado Topológico 03

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = -\frac{1}{6L} \cdot |v_{AN}(t)| - \frac{1}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.107)$$

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \frac{5}{6L} \cdot |v_{AN}(t)| + \frac{5}{6L} \cdot |v_{CN}(t)| - \frac{2}{3L} \cdot V_S \quad (7.108)$$

A ponderação de cada estado topológico em função de sua duração resulta na expressão (7.109).

$$\left\{ \begin{array}{l} \left\langle \frac{di_{L2B}(t)}{dt} \right\rangle = \frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} [\text{Eq. 7.103}] \cdot (d_{C\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \\ + [\text{Eq. 7.105}] \cdot (d_{B\_Buck}(t) - d_{C\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \\ + [\text{Eq. 7.107}] \cdot (1 - d_{B\_Buck}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \end{array} \right\} \\ \left\langle \frac{di_{L2C}(t)}{dt} \right\rangle = \frac{1}{T_{\text{Chav}}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} [\text{Eq. 7.104}] \cdot (d_{C\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \\ + [\text{Eq. 7.106}] \cdot (d_{B\_Buck}(t) - d_{C\_Boost}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \\ + [\text{Eq. 7.108}] \cdot (1 - d_{B\_Buck}(t)) \cdot T_{\text{Chav}} \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (7.109)$$

Após realizadas as substituições chega-se à expressão (7.74).

$$\frac{di_{L2B}(t)}{dt} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{5}{6L} \cdot (|v_{AB}(t)|) \cdot d_{B\_Buck}(t) - \frac{1}{6L} \cdot (|v_{AC}(t)|) \\ -V_S \cdot \left( \frac{1}{6L} \cdot d_{C\_Boost}(t) + \frac{2}{3L} \right) \end{array} \right\} \quad (7.110)$$

$$\frac{di_{L2C}(t)}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot (|v_{AC}(t)|) - \frac{1}{6L} \cdot (|v_{AB}(t)|) \cdot d_{B\_Buck}(t) \\ +V_S \cdot \left( \frac{5}{6L} \cdot d_{C\_Boost}(t) - \frac{2}{3L} \right) \end{cases} \quad (7.111)$$

Aplicando as perturbações apresentadas em (7.112) chega-se às expressões (7.113) e (7.114).

$$\begin{cases} i_B(t) = I_B + \hat{i}_B \\ i_C(t) = I_C + \hat{i}_C \\ i_{L2B}(t) = I_{L2B} + \hat{i}_{L2B} \\ i_{L2C}(t) = I_{L2C} + \hat{i}_{L2C} \\ d_{B\_Buck}(t) = D_{B\_Buck} + \hat{d}_{B\_Buck} \\ d_{C\_Boost}(t) = D_{C\_Boost} + \hat{d}_{C\_Boost} \\ v_{AB}(t) = V_{AB} + \hat{v}_{AB} \\ v_{AC}(t) = V_{AC} + \hat{v}_{AC} \end{cases} \quad (7.112)$$

$$\frac{d(I_{L2B} + \hat{i}_{L2B})}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot (|V_{AB} + \hat{v}_{AB}|) \cdot (D_{B\_Buck} + \hat{d}_{B\_Buck}) \\ -\frac{1}{6L} \cdot (|V_{AC} + \hat{v}_{AC}|) \\ -V_S \cdot \left( \frac{1}{6L} \cdot (D_{C\_Boost} + \hat{d}_{C\_Boost}) + \frac{2}{3L} \right) \end{cases} \quad (7.113)$$

$$\frac{d(I_{L2C} + \hat{i}_{L2C})}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot (|V_{AC} + \hat{v}_{AC}|) \\ -\frac{1}{6L} \cdot (|V_{AB} + \hat{v}_{AB}|) \cdot (D_{B\_Buck} + \hat{d}_{B\_Buck}) \\ +V_S \cdot \left( \frac{5}{6L} \cdot (D_{C\_Boost} + \hat{d}_{C\_Boost}) - \frac{2}{3L} \right) \end{cases} \quad (7.114)$$

Agrupando-se os termos relacionados aos pontos de operação tem-se as expressões (7.115) e (7.116).

$$\frac{dI_{L2B}}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot (|V_{AB}|) \cdot D_{B\_Buck} - \frac{1}{6L} \cdot (|V_{AC}|) \\ -V_S \cdot \left( \frac{1}{6L} \cdot D_{C\_Boost} + \frac{2}{3L} \right) \end{cases} \quad (7.115)$$

$$\frac{dI_{L2C}}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot (|V_{AC}|) - \frac{1}{6L} \cdot (|V_{AB}|) \cdot D_{B\_Buck} \\ +V_S \cdot \left( \frac{5}{6L} \cdot D_{C\_Boost} - \frac{2}{3L} \right) \end{cases} \quad (7.116)$$

O ponto de operação (ganho estático) é determinado a partir de (7.115) e (7.116), onde as derivadas dos pontos de operação de  $I_{L2B}$  e  $I_{L2C}$  são iguais a zero. De (7.115) é obtida a expressão (7.117) que aplicada em (7.116) resulta em (7.118), que corresponde à expressão do ganho estático do braço que opera no modo *Buck*.

$$V_S \cdot D_{C\_Boost} = 5 \cdot |v_{AB}(t)| \cdot D_{B\_Buck} - |v_{AC}(t)| - 4 \cdot V_S \quad (7.117)$$

$$\frac{V_S}{v_{AB}(t)} = D_{B\_Buck} \quad (7.118)$$

Aplicando (7.118) em (7.116) chega-se à (7.119), que corresponde à expressão do ganho estático do braço que opera no modo *Boost*.

$$\frac{V_S}{v_{AC}(t)} = \frac{1}{1 - D_{C\_Boost}} \quad (7.119)$$

Agrupando os termos CA em (7.113) e (7.114) chega-se às expressões (7.120) e (7.121).

$$\frac{d\hat{i}_{L2B}}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot |V_{AB}| \cdot \hat{d}_{B\_Buck} + \frac{5}{6L} \cdot D_{B\_Buck} \cdot \hat{v}_{AB} \\ -V_S \cdot \frac{1}{6L} \cdot \hat{v}_{AC} - V_S \cdot \frac{1}{6L} \cdot \hat{d}_{C\_Boost} \end{cases} \quad (7.120)$$

$$\frac{d\hat{i}_{L2C}}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot \hat{v}_{AC} - \frac{1}{6L} \cdot |V_{AB}| \cdot \hat{d}_{B\_Buck} \\ -\frac{1}{6L} \cdot D_{B\_Buck} \cdot \hat{v}_{AB} + \frac{5}{6L} \cdot V_S \cdot \hat{d}_{C\_Boost} \end{cases} \quad (7.121)$$

De forma semelhante ao que foi apresentado na obtenção do modelo matemático do conversor operando no modo *Buck*, as correntes que aparecem nas expressões (7.120) e (7.121) são as correntes das indutâncias e não as correntes de linha. Uma análise no circuito equivalente da Figura 7.11 permite observar que a corrente  $i_{L2C}(t)$  é igual à corrente  $i_C(t)$ , o que torna verdadeira a expressão (7.122).

$$\hat{i}_{L2C} = \hat{i}_C \quad (7.122)$$

O mesmo não acontece com a corrente  $i_{L2B}(t)$  em relação a  $i_B(t)$ . Da mesma forma como foi feito para a obtenção do modelo para o conversor operando no modo *Buck*, uma substituição de variáveis é necessária. Esta troca será feita conforme a expressão (7.93). Assim, as expressões (7.120) e (7.121) serão escritas como (7.123) e (7.124), respectivamente.

$$\frac{d\hat{i}_B}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot |V_{AB}| \cdot D_{B\_Buck} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} + \frac{5}{6L} \cdot D_{B\_Buck}^2 \cdot \hat{v}_{AB} \\ -\frac{1}{6L} \cdot D_{B\_Buck} \cdot \hat{v}_{AC} - \frac{1}{6L} \cdot V_S \cdot D_{B\_Buck} \cdot \hat{d}_{C\_Boost} \end{cases} \quad (7.123)$$

$$\frac{d\hat{i}_C}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot \hat{v}_{AC} - \frac{1}{6L} \cdot |V_{AB}| \cdot \hat{d}_{B\_Buck} \\ -\frac{1}{6L} \cdot D_{B\_Buck} \cdot \hat{v}_{AB} + \frac{5}{6L} \cdot V_S \cdot \hat{d}_{C\_Boost} \end{cases} \quad (7.124)$$

Utilizando em (7.123) e (7.124) a expressão do ganho estático para o braço **B** apresentada em (7.118), chega-se às expressões que definem o modelo matemático do conversor para operação no modo *Buck+Boost*.

$$\frac{d\hat{i}_B}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot V_S \cdot \hat{d}_{B\_Buck} + \frac{5}{6L} \cdot D_{B\_Buck}^2 \cdot \hat{v}_{AB} \\ -\frac{1}{6L} \cdot D_{B\_Buck} \cdot \hat{v}_{AC} - \frac{1}{6L} \cdot V_S \cdot D_{B\_Buck} \cdot \hat{d}_{C\_Boost} \end{cases} \quad (7.125)$$

$$\frac{d\hat{i}_C}{dt} = \begin{cases} \frac{5}{6L} \cdot \hat{v}_{AC} - \frac{1}{6L} \cdot \frac{V_S}{D_{B\_Buck}} \cdot \hat{d}_{B\_Buck} \\ -\frac{1}{6L} \cdot D_{B\_Buck} \cdot \hat{v}_{AB} + \frac{5}{6L} \cdot V_S \cdot \hat{d}_{C\_Boost} \end{cases} \quad (7.126)$$

Considerando-se que as tensões de entrada são constantes dentro de um período de chaveamento, os termos envolvendo as perturbações das tensões de entrada são desprezados. Assim, as funções de transferência são obtidas a partir da aplicação da transformada de Laplace às equações (7.125) e (7.126).

$$I_B(s) = \left( \frac{5V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{B\_Buck}(s) - \left( \frac{V_S \cdot D_{B\_Buck}}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{C\_Boost}(s) \quad (7.127)$$

$$I_C(s) = \left( -\frac{V_S}{6L \cdot D_{B\_Buck}} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{B\_Buck}(s) + \left( \frac{5V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{C\_Boost}(s) \quad (7.128)$$

### 7.3 MODELO PARA CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA – MODO *BOOST*

A malha de controle da tensão de saída possui ação lenta e seu projeto é direcionado para atuação em baixa frequência. A definição de seus elementos tem como ponto de partida a obtenção do modelo matemático do estágio de saída do conversor, que por sua vez está diretamente relacionada com a forma de onda da corrente que circula entre o conversor e a carga. Por conseguinte, como cada modo de operação apresenta uma corrente com comportamento distinto, haveria três alternativas de projeto.

Analisando-se o comportamento das correntes de cada modo de operação, adotou-se como parâmetro de análise a existência ou não de descontinuidade, o que interfere diretamente no esforço de controle.

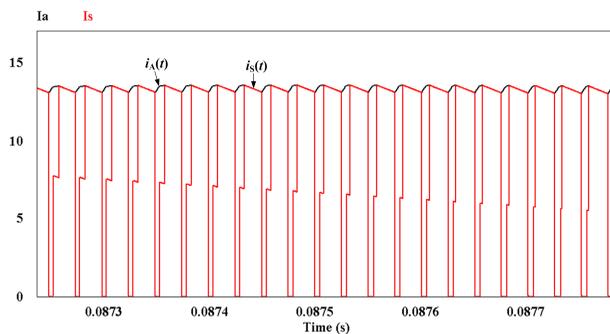
Para o modo *Buck* a corrente de saída não apresenta descontinuidade, uma vez que neste modo de operação a carga esta presente tanto no período de armazenamento quanto no de transferência de energia. No modo *Buck+Boost*, pelo fato de haver um braço do conversor operando no modo *Buck*, também não há descontinuidade na corrente.

No modo *Boost*, durante o período em que os interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  dos braços submetidos ao controle direto estão em condução, não há circulação de corrente entre o conversor e a carga, gerando assim um período de descontinuidade.

Assim, por apresentar descontinuidade na corrente de saída, o modo *Boost* apresenta a maior demanda de esforço de controle, e por esta razão foi escolhido como base para a obtenção do modelo matemático da malha de tensão.

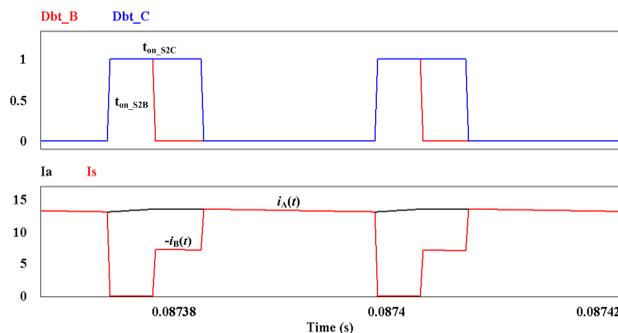
### **7.3.1 O VALOR MÉDIO DA CORRENTE DE SAÍDA NO MODO *BOOST***

Na Figura 7.16 é apresentada a forma de onda de corrente de saída do modo *Boost* (que circula entre o conversor e a carga) juntamente com a forma de onda da corrente  $i_A(t)$ . Na figura é possível verificar que durante o período em que a corrente de saída se reduz, a envoltória da corrente para o setor 2 corresponde à corrente  $i_A(t)$ .



**Figura 7.16:** Formas de onda das correntes de saída ( $i_s(t)$ ) e da corrente de linha  $i_A(t)$ .

Na Figura 7.17 é apresentado um detalhe da corrente, juntamente com os pulsos de comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$ . Durante os períodos em que ambos os interruptores estão comandados, ocorre a descontinuidade da corrente de saída. A duração deste período de descontinuidade é definida a partir das expressões (4.34) e (4.35).



**Figura 7.17:** Detalhe do comando dos interruptores  $S_{2B}$  e  $S_{2C}$  e das correntes  $i_s(t)$  e  $i_A(t)$ .

O valor médio da corrente de saída é calculado em função da amplitude das correntes de entrada  $i_A(t)$  e  $i_B(t)$  e da duração dos tempos de acionamentos dos interruptores. Com base na Figura 7.17, o valor médio da corrente de saída em um ciclo de chaveamento é definido na expressão (7.129). Fazendo-se as substituições, chega-se à expressão (7.130).

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_{S\_Chav}(t) = \frac{1}{T_{Chav}} \cdot \left[ \begin{array}{l} -i_B(t) \cdot (t_{on\_S2C}(t) - t_{on\_S2B}(t)) + \\ i_A(t) \cdot (T_{Chav} - t_{on\_S2C}(t)) \end{array} \right] \\ i_A(t) = I_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t) \\ i_B(t) = I_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ t_{on\_S2B}(t) = 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)}{\beta} \\ t_{on\_S2C}(t) = 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot \text{sen}(\omega t - 30^\circ)}{\beta} \end{array} \right. \quad (7.129)$$

$$i_{S\_Chav}(t) = \frac{\sqrt{3}}{\beta} \cdot I_{PF} \cdot \left[ \begin{array}{l} -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) \cdot \\ (\text{sen}(\omega t + 30^\circ) - \text{sen}(\omega t - 30^\circ)) + \\ \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t - 30^\circ) \end{array} \right] \quad (7.130)$$

Com o auxílio da relação trigonométrica apresentada em (7.131) chega-se à expressão final da corrente média de saída em um ciclo de chaveamento apresentada em (7.132).

$$\text{sen}(A \pm B) = \text{sen}(A) \cdot \cos(B) \pm \cos(A) \cdot \text{sen}(B) \quad (7.131)$$

$$\bar{i}_{S\_Chav}(t) = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\beta} \cdot I_{PF} \quad (7.132)$$

Com base em (7.132) conclui-se que o valor médio determinado dentro de um ciclo de chaveamento independe do tempo, ou seja, é válido ao longo de todo o setor. Assim, o valor médio da corrente de saída ao longo o setor 2 é dado pela expressão (7.133).

$$\bar{i}_S(t) = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\beta} \cdot I_{PF} \quad (7.133)$$

### 7.3.2 O CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA

O estágio de saída do conversor proposto pode ser representado pelo circuito equivalente apresentado na Figura 7.18, onde a fonte de

corrente representa o valor médio da corrente que circula do conversor para a carga, composta pela associação do capacitor de filtro ( $C_S$ ) e a resistência de carga ( $R_{Carga}$ ). O equacionamento do circuito leva à expressão (7.134).

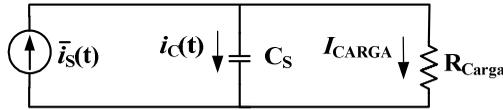


Figura 7.18: Circuito equivalente do estágio de saída do conversor proposto.

$$\bar{i}_s(t) = C \cdot \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R_{Carga}} \quad (7.134)$$

Substituindo-se a expressão (7.133) em (7.134) é obtida a expressão (7.135). Aplicando-se a transformada de Laplace chega-se à expressão (7.136), que corresponde à função de transferência que define o comportamento da tensão de saída frente às variações da corrente de entrada.

$$\frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\beta} \cdot I_{PF} = C \cdot \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R_{Carga}} \quad (7.135)$$

$$\frac{V_S(s)}{I_{PF}(s)} = \left( \frac{3}{2} \cdot \frac{R_{Carga}}{\beta} \right) \cdot \frac{1}{1 + s \cdot R_{Carga} \cdot C_S} \quad (7.136)$$

Reescrevendo a expressão chega-se ao formato final da função de transferência de tensão, apresentada na expressão (7.137).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_S(s)}{I_{PF}(s)} = \left( \frac{3}{2} \cdot \frac{R_{Carga}}{\beta} \cdot \frac{1}{R_{Carga} \cdot C_S} \right) \cdot \frac{1}{(s + \omega_{P_V})} \\ \omega_{P_V} = \frac{1}{R_{Carga} \cdot C_S} \end{array} \right. \quad (7.137)$$

## 7.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram desenvolvidos os modelos matemáticos para o controle das correntes de entrada e para a tensão de saída do conversor proposto.

Em relação ao controle das correntes de entrada, para cada um dos modos de operação foi obtido um modelo. Para cada modo de operação foram obtidas também, através da aplicação do método dos valores médios quase instantâneos, as expressões dos ganhos estáticos que haviam sido apresentadas nos capítulos anteriores, comprovando a validade e a correta aplicação da metodologia.

Quanto às funções de transferência obtidas, verifica-se que no modo *Boost* o conversor apresenta comportamento semelhante a dois conversores *Boost* operando simultaneamente, sem interferência entre si.

Já nos modos *Buck* e *Buck+Boost* verificou-se que existe uma influência cruzada entre a operação dos circuitos associados aos braços **B** e **C** do conversor. Esta influência já era esperada pois, verificando-se o circuito equivalente, nota-se que o ramo no qual aparece a indutância  $L_A$  é comum aos circuitos associados a estes braços.

A existência desta interdependência entre a operação dos braços implicará em uma análise mais detalhada tanto da forma de implementar o controle da estrutura com da tecnologia a ser utilizada (analgica ou digital).

O modelo do conversor para o controle da tensão de saída foi obtido a partir do modo de operação *Boost*. Esta escolha foi motivada pela descontinuidade da corrente de saída neste modo, tornando o esforço de controle superior aos demais modos de operação.

## CAPÍTULO VIII

### O CONTROLE DO CONVERSOR

---

---

#### 8.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são abordadas as estratégias de controle das correntes de entrada e da tensão de saída do conversor proposto e o projeto de seus respectivos compensadores.

**Equation Chapter (Next) Section 8O** primeiro aspecto abordado é a escolha da função de transferência para o controle da corrente, uma vez que cada modo de operação apresenta uma característica distinta.

São definidos os critérios de seleção e uma vez conhecida a função de transferência de corrente adotada, são então apresentados os compensadores de tensão e corrente que serão utilizados.

Por fim são definidos os critérios de projeto das malhas de controle e apresentadas as expressões de projeto dos compensadores.

#### 8.2 O CONTROLE DAS CORRENTES DE ENTRADA

O controle das correntes de entrada é implementado a partir de três malhas de controle distintas, uma para cada braço, cuja estrutura individual é abordada com detalhes no item 8.2.1.

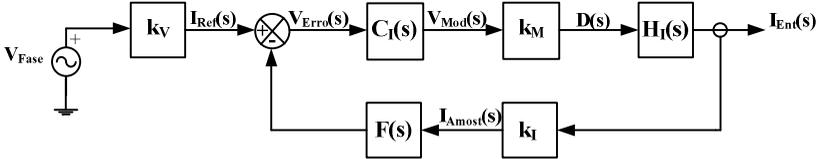
Todos os blocos da estrutura de controle foram implementados com circuitos analógicos. Esta escolha foi feita a partir de alguns critérios pessoais como:

- domínio da tecnologia;
- experiência no projeto de circuitos analógicos;
- experiência na implementação e ensaio de circuitos analógicos.

A opção pela tecnologia analógica implicou em algumas limitações e na escolha de alguns critérios de simplificação do controle, que serão abordados em detalhes ao longo deste capítulo.

### 8.2.1 A ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Na Figura 8.1 é apresentada a estrutura da malha para o controle da corrente de entrada de uma das fases, ainda sem considerar o efeito da malha de tensão na definição das correntes de referência.



*Figura 8.1: Estrutura simplificada da malha de controle de uma das correntes de entrada do conversor proposto.*

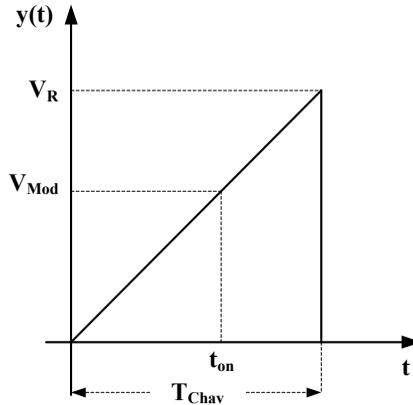
Para a obtenção de correntes de entrada senoidais e em fase com as respectivas tensões de fase, as correntes de referência são obtidas a partir do uso de três transformadores isoladores conectados a cada uma destas tensões. Os transformadores foram projetados para operar bem abaixo do nível de saturação para garantir a reprodução fiel das formas de onda das tensões de entrada. A constante  $k_V$  corresponde então à relação de transformação dos transformadores, apresentada em (8.1).

$$k_V = \frac{V_{\text{Secundário}}}{V_{\text{Primário}}} \quad (8.1)$$

A corrente de referência é então comparada com a corrente amostrada, gerando um sinal de erro ( $V_{\text{Erro}}(s)$ ), que é então aplicado ao bloco  $C_I(s)$ , que representa o compensador de corrente utilizado. A partir do sinal de erro o compensador gera o sinal modulante ( $V_{\text{Mod}}(s)$ ).

O sinal modulante é aplicado então ao modulador utilizado, composto por duas portadoras do tipo dente de serra e dois comparadores, conforme descrito no item 2.7.2. O modulador é representado pelo bloco  $k_M$ , cujo valor é obtido a partir da comparação do sinal de modulação com uma das ondas portadoras do modulador.

Na Figura 8.2 é apresentada a forma de onda da portadora inferior, cuja equação é apresentada em (8.2).



*Figura 8.2: Forma de onda de uma das portadoras do modulador.*

$$y(t) = \frac{V_R}{T_{\text{Chav}}} \cdot t \quad (8.2)$$

Na comparação do sinal de modulação ( $V_{\text{Mod}}$ ) com a portadora, com a auxílio da definição de razão cíclica, chega-se à equação (8.3).

$$V_{\text{Mod}} = V_R \cdot \frac{t_{\text{on}}}{T_{\text{Chav}}} = V_R \cdot d \quad (8.3)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (8.3), chega-se à (8.4), a partir da qual se conclui que o bloco  $k_M$  corresponde a uma constante dada por (8.5).

$$\frac{D(s)}{V_{\text{Mod}}(s)} = \frac{1}{V_R} \quad (8.4)$$

$$k_M = \frac{1}{V_R} \text{ (volt}^{-1}\text{)} \quad (8.5)$$

O bloco  $H_I(s)$  corresponde à função de transferência do conversor, que é definida em função do modo de operação do conversor conforme apresentado no capítulo anterior.

O bloco  $k_I$  representa ganho do sensor utilizado na amostragem da corrente de entrada.

Por fim tem-se o bloco  $F(s)$ , que corresponde a um filtro passa baixas do tipo RC cuja função é atenuar a ondulação de alta frequência presente na amostragem da corrente de entrada pulsada, característica dos modos de operação *Buck* e *Buck+Boost*. A função de transferência  $F(s)$  é definida em (8.6).

$$\begin{cases} F(s) = k_F \cdot \frac{1}{(s + \omega_{P\_FA})} \\ k_F = \omega_{P\_FA} = \frac{1}{R_{FA} \cdot C_{FA}} \end{cases} \quad (8.6)$$

onde

$R_{FA}$  = Resistor do filtro de amostragem;

$C_{FA}$  = Capacitor do filtro de amostragem.

## 8.2.2 AS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

São apresentadas nas expressões (8.7) a (8.9) as funções de transferência para o controle das correntes de entrada do conversor para os modos de operação *Boost*, *Buck* e *Buck+Boost*, respectivamente.

$$\begin{cases} \frac{I_B(s)}{D_{B\_Boost}(s)} = \frac{V_S}{2L} \\ \frac{I_C(s)}{D_{C\_Boost}(s)} = \frac{V_S}{2L} \end{cases} \quad (8.7)$$

$$\begin{cases} I_B(s) = \left( \frac{5 \cdot V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{B\_Buck}(s) - \left( \frac{V_S}{6L} \frac{D_{B\_Buck}}{D_{C\_Buck}} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{C\_Buck}(s) \\ I_C(s) = - \left( \frac{V_S}{6L} \frac{D_{C\_Buck}}{D_{B\_Buck}} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{B\_Buck}(s) + \left( \frac{5 \cdot V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{C\_Buck}(s) \end{cases} \quad (8.8)$$

$$\begin{cases} I_B(s) = \left( \frac{5.V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{B\_Buck}(s) - \left( \frac{V_S \cdot D_{B\_Buck}}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{C\_Boost}(s) \\ I_C(s) = \left( -\frac{V_S}{6L \cdot D_{B\_Buck}} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{B\_Buck}(s) + \left( \frac{5.V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{C\_Boost}(s) \end{cases} \quad (8.9)$$

A existência de funções de transferência distintas de imediato mostra que a dinâmica de controle varia em função do modo de operação, o que é um fator de extrema importância no projeto das malhas de controle.

Outro aspecto importante pode ser identificado pela análise das expressões (8.8) e (8.9). Verifica-se nestas expressões a existência de uma relação de interdependência (ou acoplamento) entre as correntes submetidas ao controle direto nos modos *Buck* e *Buck+Boost* ( $i_B(t)$  e  $i_C(t)$ ). Desta forma, uma ação de controle aplicada a uma das correntes exerce influência sobre a outra.

Considerando que toda a estrutura de controle do conversor é implementada utilizando eletrônica analógica, tanto a existência de diferentes funções de transferência quanto o acoplamento verificado entre as correntes representam um grande obstáculo a ser superado.

A alternativa encontrada foi o estabelecimento de critérios de simplificação para possibilitar a implementação do controle analógico, conforme descrito a seguir.

### **8.2.3 DEFINIÇÃO DE CRITÉRIOS E ESCOLHA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA**

Considerando-se inicialmente as funções de transferência obtidas para o controle das correntes de entrada, verifica-se que cada modo de operação apresenta uma relação diferente entre as correntes controladas e as respectivas variáveis de controle (razão cíclica dos interruptores de cada braço).

A solução para atender tal condição seria a implementação de um compensador específico para cada modo de operação, cuja seleção seria feita automaticamente em função dos valores instantâneos assumidos pela relação entre a tensão de saída e as tensões de entrada. Uma

estrutura de controle com estas características apenas seria possível por meio da utilização de tecnologia digital.

A alternativa vislumbrada para possibilitar a implementação do controle analógico foi a seleção de uma das funções de transferência para atuar nos três modos de operação. A escolha da função de transferência mais adequada teve como base as características das correntes de cada modo de operação, identificando qual dos modos de operação exige o maior esforço de controle.

Sob o ponto de vista do controle, os parâmetros considerados mais importantes nas correntes de entrada foram a amplitude e a forma de onda (contínua ou descontínua). Analisando-se estes parâmetros em cada um dos modos de operação tem-se:

- No modo *Boost*, apesar de possuírem amplitudes mais elevadas, as correntes são contínuas ao longo de todo o período da rede;
- No modo *Buck* as correntes apresentam amplitudes menores mas, por outro lado, são descontínuas ao longo de todo o período;
- No modo *Buck+Boost* as correntes apresentam amplitudes intermediárias e uma característica mista em relação à forma de onda, apresentando períodos contínuos (operação *Boost*) intercalados com períodos de descontinuidade (operação *Buck*).

Uma breve análise destas características indica que no modo *Buck*, apesar da existência do filtro de amostragem ( $F(s)$ ), os compensadores operam ao longo de todo o período da rede com sinais que apresentam elevado conteúdo harmônico devido à descontinuidade da corrente amostrada. Já no modo *Boost*, em que as correntes são contínuas, os compensadores operam mais suavemente.

Assim, no modo *Buck* os compensadores devem apresentar uma resposta dinâmica superior aos demais modos e, devido a essa necessidade, optou-se pela elaboração do projeto dos compensadores a partir da função de transferência deste modo de operação.

Uma vez definido que a função de transferência do modo *Buck* será utilizada no projeto dos compensadores, outro aspecto deve ser considerado. Uma análise na expressão (8.8), que apresenta esta função de transferência, aponta para a existência de um acoplamento dinâmico

entre as malhas de controle. Desta forma, uma ação de controle aplicada a uma das correntes tem influência sobre a outra e vice versa. A implementação de uma estrutura de controle capaz de compensar este tipo de acoplamento somente pode ser conseguida através da utilização de um controlador digital.

Tomando-se apenas a função de transferência para controle da corrente  $I_B(s)$  apresentada na expressão (8.10), a alternativa encontrada para possibilitar a implementação analógica do controle foi desconsiderar o segundo termo da equação, que expressa a influência de  $D_{C\_Buck}(s)$  sobre  $I_B(s)$ .

$$I_B(s) = \left( \frac{5V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{B\_Buck}(s) - \left( \frac{V_S}{6L} \frac{D_{B\_Buck}}{D_{C\_Buck}} \right) \cdot \frac{1}{s} \cdot D_{C\_Buck}(s) \quad (8.10)$$

Esta escolha teve como critério o fato de que o coeficiente que define o efeito cruzado de  $D_{C\_Buck}(s)$  sobre  $I_B(s)$  é aproximadamente cinco vezes menor que o efeito de  $D_{B\_Buck}(s)$  sobre esta corrente. Aplicando o mesmo procedimento à expressão que define  $I_C(s)$ , a função de transferência para o controle do conversor no modo *Buck* pode ser escrita conforme mostra a expressão (8.11).

$$\begin{cases} \frac{I_B(s)}{D_{B\_Buck}(s)} = \left( \frac{5V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \\ \frac{I_C(s)}{D_{C\_Buck}(s)} = \left( \frac{5V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \end{cases} \quad (8.11)$$

#### 8.2.4 COMPROVAÇÃO DO MODELO

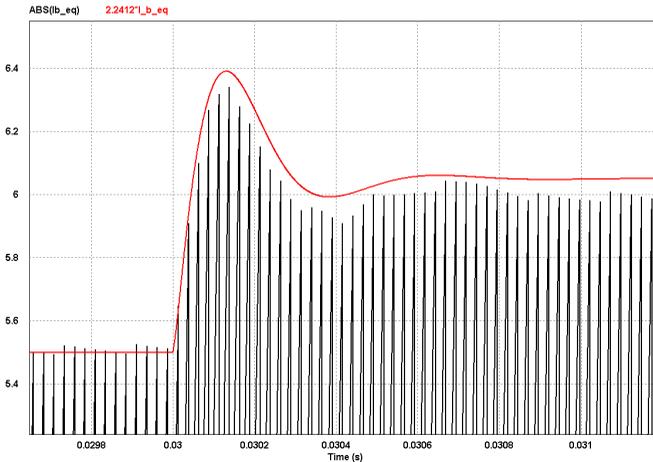
Uma vez definido o modelo a ser utilizado para o projeto do controle do conversor, através de simulação foi buscada a comprovação do modelo do conversor Buck apresentado em (8.9).

Como não foi possível realizar a simulação do conversor em malha aberta, optou-se por simular o conversor original em um ponto de operação ( $v_{AN}(t) = V_{PF}$  e  $v_{BN}(t) = v_{CN}(t) = V_{PF}/2$ ) e simular o modelo do conversor neste mesmo ponto de operação utilizando os blocos de

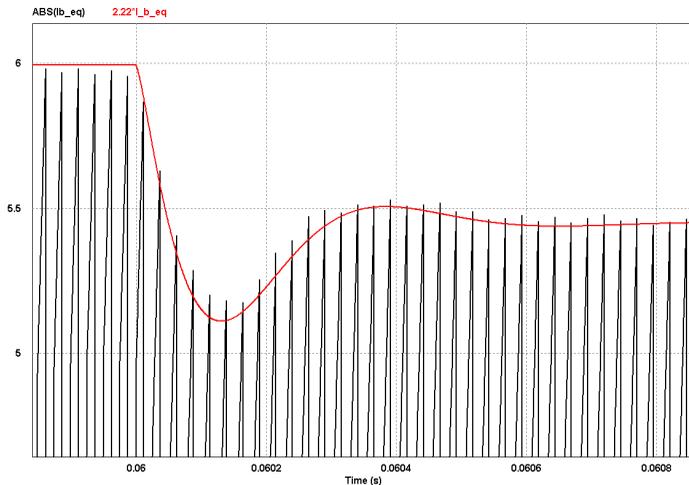
função de transferência do PSIM. Foi aplicado um degrau de 10% na referência da corrente  $i_B(t)$ . O circuito simulado é apresentado na Figura 8.5 onde os blocos simulados correspondem termos da função de transferência apresentados em (8.8), conforme apresentado em ?? a ??

$$\left\{ \begin{array}{l} FT_{B=C} = \left( \frac{5V_S}{6L} \right) \cdot \frac{1}{s} \\ FT_{B\_2} = \left( \frac{V_S D_{C\_Buck}}{6L D_{B\_Buck}} \right) \cdot \frac{1}{s} \\ FT_{C\_2} = \left( \frac{V_S D_{C\_Buck}}{6L D_{B\_Buck}} \right) \cdot \frac{1}{s} \end{array} \right. \quad (8.12)$$

onde  $D_{B\_Buck} = D_{C\_Buck} = 0,5$  para o ponto de operação escolhido. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 8.3 (degrau positivo e Figura 8.4 (degrau negativo).



**Figura 8.3:** Comportamento dinâmico do circuito proposto (chaveado) e do modelo matemático (contínuo) para um degrau positivo na referência da corrente  $i_B(t)$ .



*Figura 8.4: Comportamento dinâmico do circuito proposto (chaveado) e do modelo matemático (contínuo) para um degrau negativo na referência da corrente  $i_B(t)$ .*

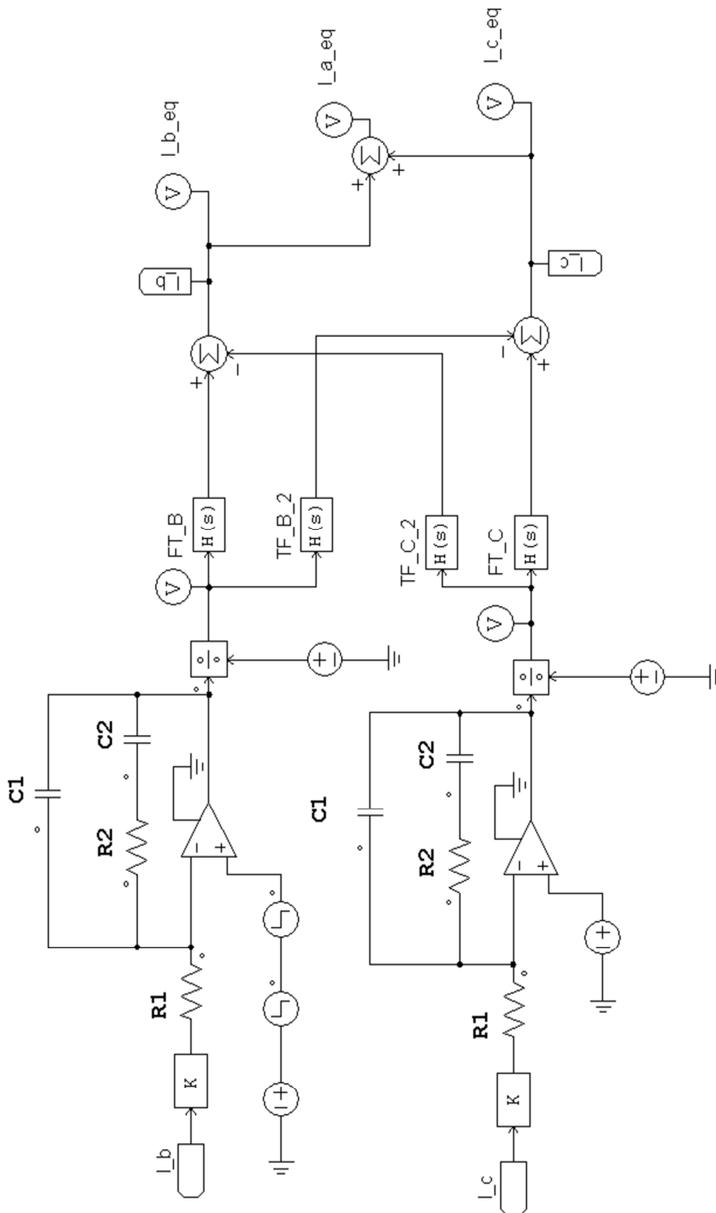
É importante destacar que o sinal de resposta obtido do modelo matemático foi multiplicado por uma constante para se equiparar ao valor de pico da corrente de entrada para fins de observação do transitório, uma vez que a corrente de entrada é chaveada.

Observa-se que o comportamento dinâmico se equivale, havendo algumas diferenças em regime devido a não idealidades que o modelo não contempla.

### **8.2.5 PROJETO DOS COMPENSADORES DE CORRENTE**

O projeto dos compensadores de corrente será realizado empregando-se técnicas do domínio da frequência.

Os valores dos parâmetros utilizados no projeto foram obtidos a partir das especificações de projeto do protótipo montado em laboratório e são relacionados a seguir.



**Figura 8.5:** Circuito simulado a partir do modelo matemático utilizando os blocos de função de transferência do PSIM.

- $V_R = 5 \text{ V}$
- $k_I = 0,5$
- $R_{FA} = 1000 \ \Omega$
- $C_{FA} = 3,9 \text{ nF}$
- $L = 1,2 \text{ mH}$
- $V_S = 150 \text{ V}$

### 8.2.6 A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE LAÇO ABERTO NÃO COMPENSADA (FTLA<sub>I,NC</sub>)

O conhecimento do comportamento do sistema não compensado é o primeiro passo para o projeto dos compensadores.

Com base na Figura 8.1 é obtida a função de transferência de laço aberto do sistema não compensado (FTLA<sub>I,NC</sub>) apresentada em (8.13).

$$FTLA_{I,NC}(s) = k_M \cdot H_I(s) \cdot k_I \cdot F(s) \quad (8.13)$$

Substituindo (8.11) e (8.6) em (8.13) chega-se à expressão final da FTLA<sub>I,NC</sub>(s).

$$FTLA_{I,NC}(s) = k_M \cdot \left[ \frac{5 \cdot V_S}{6L} \cdot \frac{1}{s} \right] \cdot k_I \cdot \left[ k_F \cdot \frac{1}{(s + \omega_{P_{FA}})} \right] \quad (8.14)$$

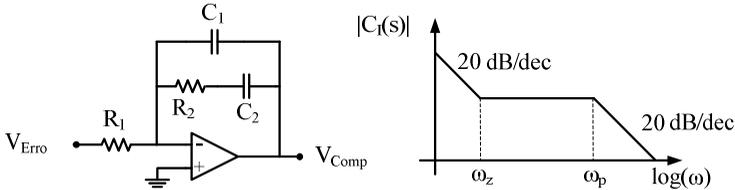
### 8.2.7 A ESCOLHA DA TOPOLOGIA DO COMPENSADOR

O tradicional compensador PI, bastante utilizado em conversores com correção ativa do fator de potência, não apresentou resultado satisfatório no que tange à atenuação da frequência de chaveamento, presente no sinal de erro nos modos *Buck* e *Buck+Boost*.

Isto se deve ao fato de a forma de onda da corrente de entrada apresentar descontinuidade e, mesmo com a utilização do filtro de amostragem, essa pulsação está fortemente presente no sinal de corrente amostrado.

Assim optou-se pela estrutura conhecida como PI com filtro, cuja configuração e esboço de sua resposta em frequência idealizada são apresentados na Figura 8.. Por possuir dois polos, este compensador

apresenta atenuação às frequências localizadas acima da frequência do segundo polo, que irá se somar a ação do filtro passa-baixas de amostragem.



**Figura 8.6:** Circuito do compensador escolhido e sua curva de resposta em frequência idealizada.

A função de transferência, bem como as expressões do polo e do zero são apresentados em (8.15).

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1(s) = -k_C \cdot \frac{(s + \omega_z)}{s \cdot (s + \omega_p)} \\ k_C = \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \\ \omega_z = \frac{1}{R_2 \cdot C_2} \\ \omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \end{array} \right. \quad (8.15)$$

## 8.2.8 CRITÉRIOS DE PROJETO DO COMPENSADOR

A metodologia de projeto adotada para o compensador do conversor monofásico não apresentou resultados satisfatórios quando aplicada ao conversor trifásico. Isto levou à definição de novos critérios de projeto, que se mostraram mais adequados à estrutura em estudo.

Esta definição teve como base a busca na literatura por diferentes critérios, que foram testados por simulação e, a partir dos resultados obtidos, foi delineado o conjunto que melhores resultados apresentou no controle da estrutura. A seguir são relacionados os critérios sugeridos por dois autores para o projeto desse tipo de compensador.

Em [18] são apresentados os critérios de projeto para o compensador PI com filtro listados em (8.16).

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Frequencia de cruzamento} - \omega_c < \frac{\omega_{\text{Chav}}}{4} \\ \text{Frequencia do polo} - \omega_p = \frac{\omega_{\text{Chav}}}{2} \\ \text{Frequencia do zero} - \omega_z = \frac{\omega_p}{10} \end{array} \right. \quad (8.16)$$

Em [38] são apresentados os critérios de projeto relacionados em (8.17).

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Frequencia de cruzamento} - \omega_c < \frac{\omega_{\text{Chav}}}{4} \\ \text{Frequencia do polo} - \omega_p = 3 \cdot \omega_z \\ \text{Frequencia do zero} - \omega_z = 10 \cdot \omega_{\text{Rede}} \end{array} \right. \quad (8.17)$$

O projeto do compensador foi realizado tendo como diretrizes os critérios de projeto apresentados em (8.16) e (8.17). Os critérios adotados são descritos em detalhe a seguir.

#### 8.2.8.1 FREQUÊNCIA DE CRUZAMENTO

Na escolha da frequência de cruzamento foi aplicado o critério apresentado em (8.16) e (8.17), para garantir a atenuação das frequências na ordem da frequência de chaveamento.

Além disso, seguindo a metodologia utilizada no projeto monofásico, ela deve ser escolhida de tal forma a ficar o mais próximo possível da média geométrica das frequências do polo e do zero, ou seja, no centro da região plana do compensador.

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_c < \frac{\omega_{\text{Chav}}}{4} \\ \omega_c \approx \sqrt{\omega_z \cdot \omega_p} \end{array} \right. \quad (8.18)$$

### 8.2.8.2 FREQUÊNCIA DO POLO

Seguindo (8.16), a frequência do polo deve ser escolhida em torno da metade da frequência de chaveamento.

### 8.2.8.3 FREQUÊNCIA DO ZERO

A frequência do zero é escolhida de tal forma a garantir uma boa reprodução das baixas frequências (pelo menos uma década acima da frequência da rede). Além disso, deve ser respeitado o critério de alocação da frequência de cruzamento apresentada em (8.18).

$$\begin{cases} \omega_Z > 10 \cdot \omega_{\text{Rede}} \\ \omega_Z = \frac{\omega_C^2}{\omega_P} \end{cases} \quad (8.19)$$

## 8.2.9 A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE LAÇO ABERTO DO SISTEMA COMPENSADO (FTLA<sub>LC</sub>)

A função de transferência de laço aberto do sistema compensado é dada pela expressão (8.20).

$$FTLA_{LC}(s) = k_M \cdot H_1(s) \cdot k_I \cdot F(s) \cdot C_1(s) \quad (8.20)$$

Definindo-se uma constante  $k_p$ , apresentada em (8.21), que reúne todos os termos constantes da  $FTLA_{LC}(s)$ , a expressão (8.20) pode ser reescrita conforme apresentado em (8.22).

$$k_p = k_I \cdot k_M \cdot k_F \cdot \left( \frac{5}{6} \cdot \frac{V_S}{L} \right) \quad (8.21)$$

$$FTLA_{LC}(s) = H_1(s) \cdot C_1(s) = \frac{k_p}{s} \cdot \frac{k_C \cdot (s + \omega_Z)}{s \cdot (s + \omega_P)} \cdot \frac{1}{(s + \omega_{P_{FA}})} \quad (8.22)$$

## 8.2.10 EQUAÇÕES DE PROJETO DO COMPENSADOR

O projeto do compensador tem como ponto de partida a definição dos valores das frequências do polo, zero e de cruzamento. A partir

destas especificações e atribuindo valor a um dos elementos (por exemplo  $R_2$ ) são utilizadas as expressões apresentadas em (8.15) para o cálculo de  $C_1$  e  $C_2$ .

Sabendo-se que na frequência de cruzamento o módulo da  $FTLA(s)$  deve ser unitário, é obtida a expressão (8.23).

$$\left| FTLA_{LC}(s) \right|_{\omega=\omega_c} = \frac{k_P}{\omega_C} \cdot \frac{k_C \cdot \sqrt{\omega_C^2 + \omega_Z^2}}{\omega_C \cdot \sqrt{\omega_C^2 + \omega_P^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\omega_C^2 + \omega_{P\_FA}^2}} = 1 \quad (8.23)$$

De (8.23) obtém-se a expressão (8.24) que define o ganho do compensador para a frequência de cruzamento desejada:

$$k_C = \frac{1}{\frac{k_P}{\omega_C} \cdot \frac{\sqrt{\omega_C^2 + \omega_Z^2}}{\omega_C \cdot \sqrt{\omega_C^2 + \omega_P^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\omega_C^2 + \omega_{P\_FA}^2}}} \quad (8.24)$$

A partir do valor de  $k_C$ , utilizando-se a expressão do ganho do compensador apresentada em (8.15), determina-se o valor de  $R_1$ .

### 8.3 O CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA

O diagrama de blocos da Figura 8.6 apresenta o sistema de controle completo, incluindo as malhas de controle de corrente e de tensão. Em relação ao diagrama da Figura 8.1 foram acrescentados os blocos  $H_V(s)$ ,  $C_V(s)$ ,  $k_V$  e um bloco multiplicador.



$$\varepsilon_{V\_NC}(s) = V_{S\_Ref} - k_v \cdot V_s \quad (8.26)$$

O erro não-compensado ( $\varepsilon_{V\_NC}(s)$ ) é então aplicado ao compensador de tensão, originando o sinal de erro compensado ( $\varepsilon_{V\_C}(s)$ ). Este sinal é multiplicado pela amostra da tensão de fase vinda do transformador, gerando a referência de corrente.

Com intuito de determinar o compensador de tensão, torna-se necessário simplificar o diagrama de blocos apresentado, a fim de definir a função de transferência de laço aberto não-compensado. Tal simplificação pode ser iniciada pela obtenção da função de transferência de malha fechada referente à malha interna - região sombreada da Figura 8.6 - conforme mostra (8.27).

$$\left\{ \begin{aligned} FTMF_1(s) &= \frac{\frac{k_p \cdot (s + \omega_z)}{s \cdot s \cdot (s + \omega_p)}}{1 + \frac{k_p \cdot (s + \omega_z)}{s \cdot s \cdot (s + \omega_p)} \cdot \frac{k_I \cdot k_F}{(s + \omega_{p\_FA})}} \\ k_p &= k_M \cdot \frac{5 \cdot V_S}{6L} \\ k_F &= \omega_{p\_FA} = \frac{1}{R_{FA} \cdot C_{FA}} \end{aligned} \right. \quad (8.27)$$

Partindo-se da premissa de que o compensador de tensão (malha lenta) e de corrente (malha rápida) são dinamicamente desacoplados, o efeito dinâmico da malha de corrente sobre a tensão de saída pode ser desprezado. Assim sendo, a malha de controle da corrente comporta-se como um ganho do ponto de vista da malha de tensão.

Assim, em baixa frequência, isto é,  $\omega \rightarrow 0$ , obtém-se (8.28). Tal resultado possibilita a representação da Figura 8.7, simplificando o projeto do compensador para controle da tensão de saída.

$$FTMF_1(s) = \frac{k_p \cdot \omega_z \cdot \omega_{p\_FA}}{k_p \cdot k_I \cdot k_F \cdot \omega_z} = \frac{1}{k_I} \tag{8.28}$$

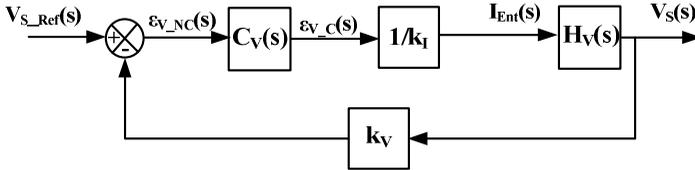


Figura 8.7: Diagrama de blocos simplificado para o controle da tensão de saída.

### 8.3.2 PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO

O primeiro passo do projeto é a determinação da função de transferência de laço aberto não compensado ( $FTLA_{V\_NC}$ ), obtida a partir da Figura 8.7 e apresenta em (8.29)

$$FTLA_{V\_NC}(s) = \frac{k_V}{k_I} \cdot H_V(s) \tag{8.29}$$

Substituindo (8.25) em (8.29) obtém-se a expressão final da  $FTLA_{V\_NC}(s)$  apresentada em (8.30).

$$FTLA_{V\_NC}(s) = \frac{k_V}{k_I} \cdot \left( \frac{3}{2} \cdot \frac{R_{Carga}}{\beta} \cdot \frac{1}{R_{Carga} \cdot C_S} \right) \cdot \frac{1}{(s + \omega_{p\_V})} \tag{8.30}$$

O compensador escolhido foi o PI, cuja função de transferência é apresentada em (8.31) e o circuito é apresentado na Figura 8.8.

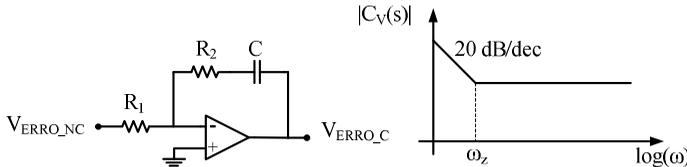


Figura 8.8: Circuito do compensador de tensão escolhido e sua curva de resposta em frequência idealizada.

$$\left\{ \begin{array}{l} C_V(s) = k_{CV} \cdot \frac{(s + \omega_{Z_{CV}})}{s} \\ k_{CV} = \frac{R_2}{R_1} \\ \omega_{Z_{CV}} = \frac{1}{R_2 \cdot C} \end{array} \right. \quad (8.31)$$

### 8.3.2.1 CRITÉRIOS DE PROJETO

A forma de onda de tensão do modo *Boost* apresenta ondulação de baixa frequência igual a seis vezes a frequência da rede (360 Hz). O primeiro critério utilizado no projeto foi a busca pela atenuação desta ondulação, estipulando a frequência de cruzamento uma década abaixo desta frequência. Desta forma, o primeiro critério pode ser expresso pela expressão (8.32).

$$\omega_{C_{CV}} = \frac{6 \cdot \omega_{Rede}}{10} \quad (8.32)$$

A determinação da posição do zero do compensador é feita a partir da função de transferência de laço aberto de tensão compensada ( $FTLA_{V_C}(s)$ ) representada em regime permanente senoidal apresentada em (8.33).

$$FTLA_{V_C}(j\omega) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{k_V}{k_I} \cdot \left( \frac{3}{2} \cdot \frac{R_{Carga}}{\beta} \cdot \frac{1}{R_{Carga} \cdot C_S} \right) \cdot \frac{1}{(j\omega + \omega_{P_V})} \\ k_{CV} \cdot \frac{(j\omega + \omega_{Z_{CV}})}{j\omega} \end{array} \right. \quad (8.33)$$

Extraindo-se o módulo e a fase de (8.33) encontram-se (8.34) e (8.35).

$$|FTLA_{V\_C}(j\omega)| = \begin{cases} \frac{k_V}{k_I} \cdot \left( \frac{3}{2} \cdot \frac{R_{Carga}}{\beta} \cdot \frac{1}{R_{Carga} \cdot C_S} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + \omega_{P\_V}^2}} \\ k_{CV} \cdot \frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_{Z\_CV}^2}}{\omega} \end{cases} \quad (8.34)$$

$$\angle FTLA_{V\_C}(j\omega) = \text{atan} \left( \frac{\omega}{\omega_{Z\_CV}} \right) - \text{atan} \left( \frac{\omega}{\omega_{P\_V}} \right) - 90 \quad (8.35)$$

A partir da definição de margem de fase ( $M\phi$ ) e frequência de cruzamento é obtida (8.36).

$$\begin{cases} |FTLA_{V\_C}(j\omega)|_{\omega=\omega_c} = 1 \\ M\phi = 180 + \angle FTLA_{V\_C}(j\omega)|_{\omega=\omega_c} \end{cases} \quad (8.36)$$

Aplicando (8.34) e (8.35) a (8.36) são obtidas as expressões que definem o ganho do compensador ( $k_{CV}$ ) e a frequência angular de alocação do zero do compensador ( $\omega_{Z\_CV}$ ), apresentados em (8.37) e (8.38).

$$k_{CV} = \frac{1}{\frac{k_V}{k_I} \cdot \left( \frac{3}{2} \cdot \frac{R_{Carga}}{\beta} \cdot \frac{1}{R_{Carga} \cdot C_S} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_{P\_V}^2}} \cdot \frac{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_{Z\_CV}^2}}{\omega_c}} \quad (8.37)$$

$$\omega_{Z\_CV} = \frac{\omega_c}{\tan \left( M\phi - 90 + \text{atan} \left( \frac{\omega_c}{\omega_{P\_V}} \right) \right)} \quad (8.38)$$

## 8.4 PROJETO DOS ELEMENTOS DOS COMPENSADORES DE CORRENTE E TENSÃO

Neste item será apresentado um resumo dos cálculos realizados para a determinação dos elementos dos compensadores de corrente e tensão. As planilhas detalhadas são apresentadas nos Anexos B e C.

O ponto de partida para a especificação dos elementos são os dados de projeto, apresentados na Tabela 8.1. Os valores dos componentes apresentados correspondem aos valores comerciais mais próximos.

**Tabela 8.1: Parâmetros utilizados na simulação do conversor operando no modo Buck+Boost.**

Parâmetro	Valor
Tensão de fase de entrada – Modo <i>Boost</i>	60 V <sub>RMS</sub>
Tensão de fase de entrada – Modo <i>Buck</i>	141,42 V <sub>RMS</sub>
Tensão de saída	150 V
Potência de saída	1500 W
Indutâncias	1,2 mH
Resistência de carga	15 Ω
Capacitor de saída	3000 μF
Frequência da rede	60 Hz
Frequência de chaveamento	39600 Hz
Frequência de corte do filtro de amostragem	40000 Hz
Ganho do sensor de Corrente	0,5
Ganho do sensor de tensão (5/150)	0,03333
Amplitude das portadoras	5 V

#### 8.4.1 FILTRO DE AMOSTRAGEM

Para o cálculo do compensador de corrente é necessário conhecer os elementos do filtro de amostragem, já que este também faz parte da FTLA<sub>I</sub>. Foi adotado um resistor de 1 kΩ e a partir da expressão (8.6) determinou-se o valor do capacitor de filtro, conforme apresentado a seguir:

- $R_{FA} = 1 \text{ k}\Omega$ ;
- $C_{FA} = 3,9 \text{ nF}$ .

#### 8.4.2 COMPENSADOR DE CORRENTE

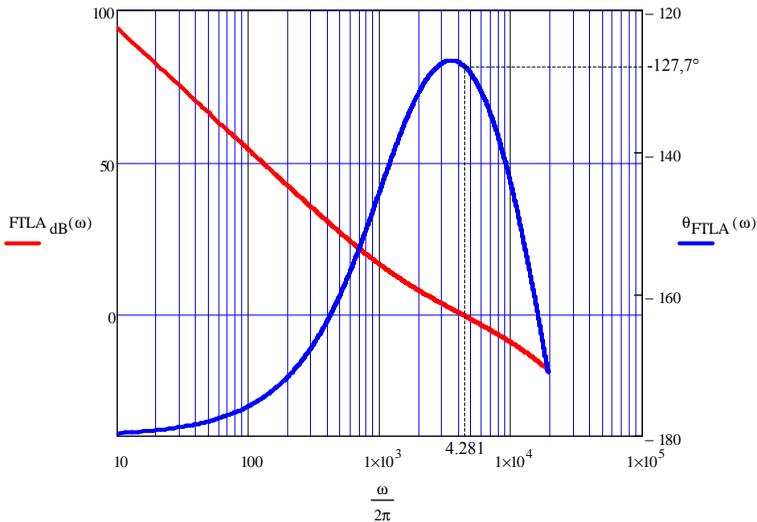
Para a definição dos elementos do compensador de corrente foram adotados os seguintes parâmetros, em função dos critérios descritos no item 8.2.8:

- Frequência do zero: 1200 Hz;
- Frequência do polo: 15000 Hz;
- Frequência de cruzamento: 4200 Hz.

Com o auxílio das expressões apresentadas em (8.15) e adotando-se  $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ , foram obtidos os elementos a seguir:

- $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$ ;
- $C_1 = 270 \text{ pF}$ ;
- $C_2 = 2,7 \text{ nF}$ .

Os critérios adotados levaram à obtenção das curvas de resposta em frequência de ganho e de fase apresentadas na Figura 8.9.



**Figura 8.9:** Curvas de módulo e fase do sistema de controle de corrente compensado.

Pode-se observar que a frequência de cruzamento se aproximou bastante do valor estipulado e a margem de fase obtida, dada pela expressão (8.39), foi igual a  $52,3^\circ$ . Este valor satisfaz plenamente os critérios de projeto descritos em [39], onde é definido que a  $M\phi$  deve se situar entre  $45^\circ$  e  $90^\circ$ .

$$M\phi = 180^\circ + \angle FTLA_{1,C} \Big|_{\omega=\omega_c} \quad (8.39)$$

### 8.4.3 COMPENSADOR DE TENSÃO

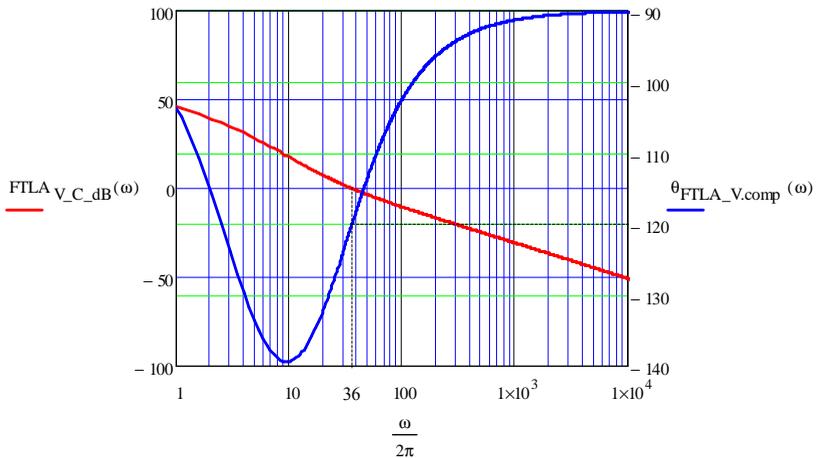
Para a definição dos elementos do compensador de tensão forma adotados os seguintes parâmetros, em função dos critérios descritos no item 8.3.2.1:

- Frequência de cruzamento: 36 Hz;
- Margem de fase: 60°.

Com o auxílio das expressões apresentadas em (8.31), (8.37) e (8.38) adotando-se  $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ , foram obtidos os elementos a seguir:

- $R_1 = 4,8 \text{ k}\Omega$ ;
- $C = 130 \text{ nF}$

Os critérios adotados levaram à obtenção das curvas de resposta em frequência de ganho e de fase apresentadas na Figura 8.10.



**Figura 8.10:** *Curvas de módulo e fase do sistema de controle da tensão de saída compensado.*

Pode-se observar que a frequência de cruzamento obtida é exatamente a projetada, enquanto que a fase obtida nesta frequência foi

de  $-120^\circ$  resultando, a partir da expressão (8.39), na margem de fase especificada de  $60^\circ$ .

## 8.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram desenvolvidos os projetos dos sistemas de controle das correntes de entrada e da tensão de saída do conversor proposto.

O projeto do sistema de controle das correntes de entrada teve como ponto de partida a apresentação dos critérios para a escolha do modo de operação a ser tomado como base do projeto. Esta escolha foi motivada pela adoção do controle analógico para a estrutura, o que limita o projeto a apenas uma função de transferência.

A escolha teve como critério principal o esforço de controle e a dinâmica do processo, tendo sido escolhido o modo *Buck* devido à descontinuidade da corrente de entrada ao longo de todo o período da rede.

A escolha da função de transferência do modo *Buck* no projeto do compensador levou a outra dificuldade relacionada às características do controle analógico: o acoplamento entre as malhas de controle das correntes, que não pode ser contemplada por este tipo de controle. A alternativa escolhida foi uma simplificação da função de transferência, descartando o acoplamento em função de alguns critérios, como a proporção entre a atuação direta e cruzada das ações de controle na definição das correntes.

Foram apresentados também resultados de simulação realizados para comprovar se o comportamento dinâmico do modelo é fiel ao comportamento do conversor proposto. A partir destes resultados conclui-se que, a menos de algumas pequenas discrepâncias, o modelo reflete com fidelidade o comportamento dinâmico do conversor.

Feitas estas escolhas, foi definida a utilização do compensador do tipo PI com filtro em função da ação de filtragem de altas frequências, presentes devido à descontinuidade da corrente amostrada. Foram apresentadas as equações e os critérios de projeto, bem como os valores dos elementos do compensador.

A conclusão do projeto foi feita com a apresentação das curvas de módulo e fase onde foi possível verificar que os critérios de projeto foram totalmente atendidos.

O projeto da malha de tensão teve como ponto de partida a apresentação do diagrama completo do sistema de controle, incluído as malhas de tensão e corrente. A seguir foi descrita a simplificação do sistema pela substituição da malha fechada de corrente por um ganho ( $1/k_I$ ) devido à dinâmica muito mais rápida desta em relação à malha de tensão.

Com base na malha de controle de tensão final, foi escolhido o compensador do tipo PI tradicional para a implementação do controle. Foram então definidos os critérios e apresentadas as expressões de projeto.

Por fim foram apresentados os valores dos elementos do compensador bem como as curvas de ganho e fase a partir das quais foi possível comprovar que todas as especificações foram atendidas.

Resultados de simulação não foram apresentados neste capítulo tendo em vista os resultados já apresentados nos capítulos IV, V e VI que evidenciam a operação adequada do sistema de controle em todos os modos de operação, tanto em relação às correntes quanto à tensão de saída. Esta afirmação se baseia fundamentalmente na constatação da compensação dos parâmetros de perdas introduzidos nas simulações apresentadas, que puderam ser verificadas na elevação das correntes em relação aos valores de projeto idealizado, como na manutenção da tensão de saída no valor de projeto.



## CAPÍTULO IX

# CIRCUITOS, DIMENSIONAMENTO DE COMPONENTES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

---

---

### 9.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo é dividido em duas partes: a primeira delas trata dos principais circuitos utilizados na geração e processamentos dos sinais utilizados no conversor e do dimensionamento dos elementos magnéticos e semicondutores de potência utilizados; na segunda parte são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos do protótipo de laboratório. [Equation Section \(Next\)](#)

O estudo dos circuitos é feito inicialmente pela apresentação dos diagramas de blocos dos circuitos envolvidos no processamento e geração dos sinais utilizados no controle e proteção do conversor. A seguir a filosofia de operação de cada circuito e os critérios de projeto utilizados são sucintamente descritos . Os esquemáticos completos são apresentados no Anexo F (Placa de Processamento de Sinais) e no Anexo G (Placa de Controle).

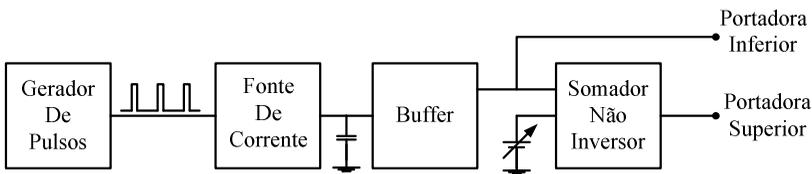
A seguir são apresentados os critérios principais e as especificações utilizadas no projeto dos elementos magnéticos utilizados, além dos cálculos dos parâmetros utilizados no dimensionamento dos semicondutores utilizados no circuito de potência.

Na segunda parte são apresentados os principais resultados experimentais obtidos do protótipo, bem como uma análise comparativa destes com aqueles obtidos por simulação e apresentados nos capítulos IV, V e VI.

## 9.2 CIRCUITOS UTILIZADOS NO PROCESSAMENTO E GERAÇÃO DE SINAIS

### 9.2.1 CIRCUITO DE GERAÇÃO DAS PORTADORAS

Na Figura 9.1 é apresentado o diagrama de blocos do circuito gerador das portadoras. O esquemático completo é apresentado no Anexo G página “Placa de Controle 2/3”.



**Figura 9.1:** Diagrama de blocos do circuito de geração das portadoras

O circuito que gera as portadoras dente-de-serra é composto por um gerador de pulsos implementado com o integrado 555, um gerador de corrente constante para carga de um capacitor, um buffer e um amplificador somador não inversor. O princípio de operação é descrito a seguir.

O gerador de pulsos é projetado para gerar um pulso com frequência igual à frequência de chaveamento desejada e com duração muito curta, suficiente apenas para descarregar o capacitor que está sendo carregado com corrente constante através de uma fonte de corrente construída com transistores.

A carga sob corrente constante gera a forma de onda tipo rampa, que é zerada a cada descarga do capacitor. Esta forma de onda é levada a um buffer implementado com amplificador operacional, em cuja saída é obtida a portadora inferior.

Este sinal é então aplicado a um amplificador somador não inversor que lhe adiciona um *offset* (ajustado por um *trimpot* multivoltas) de tal forma que o sinal de saída do somador fique exatamente acima da portadora inferior, de onde é obtida a portadora superior do modulador.

### **9.2.2 CIRCUITO DE GERAÇÃO DOS SINAIS DE IDENTIFICAÇÃO DOS SETORES E BLOQUEIO DOS COMANDOS**

A identificação dos setores é feita a partir da amostra das tensões de fase obtidas de transformadores. O princípio da identificação está relacionado com a amplitude das tensões de fase: quando a tensão da fase associada a um dos braços do transformador apresenta o maior módulo, os comandos dos interruptores deste braço são bloqueados através de um circuito lógico e é aplicado a seus gates um nível lógico alto, levando-os a condução ao longo de todo o setor.

A identificação da fase com maior módulo é feita primeiramente aplicando-se os sinais vindos dos transformadores a retificadores de precisão, apresentados no Anexo F, página “Placa de Condicionamento de Sinais 2/4” no bloco “Retificadores de Precisão – Referência de Corrente”.

Os sinais retificados são então comparados entre si para identificar aquele que apresenta maior amplitude. Os circuitos de comparação são apresentados no Anexo F, página “Placa de Condicionamento de Sinais 3/4”.

A lógica que determina a manutenção dos interruptores em condução é composta por portas lógicas “OU” conectadas à saída dos moduladores no Anexo G, página “Placa de Controle 3/3”.

### **9.2.3 CIRCUITO DO SENSOR DE CORRENTE**

O sensor de corrente utilizado é o LA25 NP da marca LEM, com saída em corrente. O projeto dos resistores de limitação seguiu as recomendações fornecidas pelo fabricante na folha de dados do sensor.

Um circuito conversor corrente/tensão implementado com amplificador operacional na configuração buffer foi utilizado para converter o sinal de corrente enviado pelo sensor em um sinal de tensão para o processamento dos circuitos de controle e proteção. O circuito é apresentado no Anexo F, página “Placa de Condicionamento de Sinais 2/4”

#### **9.2.4 CIRCUITO DO SENSOR DE TENSÃO**

O sensor de tensão utilizado é o LV25-P da marca LEM, com saída em corrente. O projeto dos resistores de limitação seguiu as recomendações fornecidas pelo fabricante na folha de dados do sensor.

Um circuito conversor corrente/tensão implementado com amplificador operacional na configuração buffer foi utilizado para converter o sinal de corrente enviado pelo sensor em um sinal de tensão para o processamento dos circuitos de controle e proteção. O circuito é apresentado no Anexo F, página “Placa de Condicionamento de Sinais 2/4”

#### **9.2.5 CIRCUITO DE PROTEÇÃO DE SOBRECORRENTE E SOBRETENSÃO**

O circuito de proteção foi implementado com 4 comparadores (três para as correntes de entrada e um para tensão de saída) e uma lógica com transistores. Em caso de detecção de sobrecorrente esta lógica ativa a entrada de reset dos drivers bloqueando o comando dos interruptores.

Os níveis de comparação são ajustados via trimpots para valores em torno de 25% abaixo da capacidade dos interruptores. Os circuitos de comparação e a lógica são apresentados no Anexo F, página “Placa de Condicionamento de Sinais 4/4”

#### **9.2.6 CIRCUITO DE GERAÇÃO DA CORRENTE DE REFERÊNCIA**

A geração das correntes de referência é feita a partir da amostra da tensão de fase obtida do secundário do transformador e do sinal vindo do compensador de tensão.

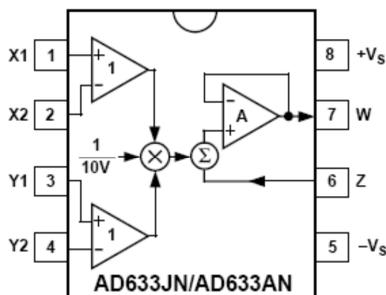
Estes sinais são multiplicados gerando assim a referência de corrente com forma de onda senoidal e com a amplitude definida em função do comportamento da tensão de saída.

O circuito multiplicador utilizado é o AD633JN (Analog Device), um multiplicador de quatro quadrantes de oito pinos. A configuração do circuito é apresentado no Anexo G, página “Placa de Controle 3/3”. Os conectores J1 a J3 são utilizados para permitir a operação do circuito

sem ação da malha de tensão, onde as referências de corrente são previamente ajustadas e aplicadas diretamente aos compensadores de corrente.

O diagrama de blocos interno do multiplicador é apresentado na Figura 9.2 e sua equação geral é apresentada em (9.1). Na implementação adotada, os pinos 2, 4 e 6 foram ligados ao potencial zero (terra).

$$W = \frac{(X1 - X2).(Y1 - Y2)}{10} + Z \quad (9.1)$$



*Figura 9.2: Diagrama de blocos interno do circuito multiplicador utilizado (AD633JN).*

Conforme mostrado em (9.1), o resultado do produto entre os sinais é dividido por dez. Assim, foi necessário ligar a saída do multiplicador um amplificador não inversor com ganho igual a dez para que em sua saída fosse obtido o resultado real do produto.

## 9.3 PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

### 9.3.1 INDUTÂNCIAS DOS BRAÇOS DO CONVERSOR

A determinação do valor de uma indutância é feito fundamentalmente a partir da expressão (9.2).

$$v_L(t) = L \cdot \frac{\Delta i_L(t)}{\Delta t} \quad (9.2)$$

Verifica-se que os valores de tensão aplicada, ondulação de corrente e derivada de corrente são especificações essenciais para o projeto.

Para o caso do conversor em análise, cada modo de operação impõe diferentes valores para estes parâmetros, o que leva a diferentes valores de indutância. A solução escolhida para esse problema foi a adoção de um valor máximo para a ondulação de corrente nas indutâncias e a partir dele foi calculada a indutância necessária para cada modo de operação. Dentre os três valores, foi escolhida a indutância de maior valor, que garante que o máximo valor de indutância não será ultrapassado.

Como era esperado, o modo *Buck* apresentou maior indutância, devido à característica pulsada de sua corrente absorvida da rede. As especificações definidas para o cálculo da indutância são apresentadas na Tabela 9.1.

**Tabela 9.1: Parâmetros Utilizados no Cálculo do Valor das Indutâncias do Conversor.**

Parâmetro	Valor
Tensão de Pico de Entrada ( $V_{PF}$ )	200 V
Tensão de saída	150 V
Potência de saída	1500 W
Frequência de chaveamento	39600 Hz
Ondulação Máxima de Corrente ( $\Delta I_{L\_MAX}$ )	1,45 A

A partir dos dados da Tabela 9.1 é determinado o valor de  $\beta$  (expressão (4.7)) e o valor da indutância ( $L_{BK}$ ), calculado a partir da expressão da indutância para o modo *Buck*, rerepresentada em (9.3).

$$L_{Bk} = \left| \frac{V_s}{\sqrt{3} \cdot \Delta I_{LMAX} \cdot f_{Chav}} \cdot \left( \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4} - \frac{2}{3} \cdot \beta \right) \right| \quad (9.3)$$

Nos anexos B e C são encontrados os cálculos detalhados do valor da indutância e seu projeto físico, respectivamente.

### 9.3.2 PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA LC

O projeto do filtro de entrada foi realizado com base no circuito apresentado na Figura 9.3, que representa o equivalente monofásico do filtro trifásico.

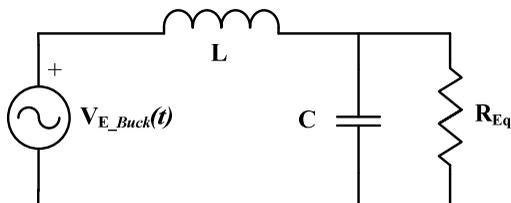


Figura 9.3: Circuito equivalente monofásico do filtro LC de entrada.

A impedância do conversor é representada pela resistência equivalente ( $R_{Eq}$ ), determinada pela expressão (9.4) a partir da potência drenada por fase e da tensão de fase quando o conversor opera no modo *Buck*.

$$R_{Eq} = \frac{\left( \frac{V_{PF\_Buck}}{\sqrt{2}} \right)^2}{\frac{1}{3} \cdot P_S} \quad (9.4)$$

Para evitar que a capacitância absorva uma corrente muito elevada, o valor da reatância capacitiva é definido como sendo muito maior (pelo menos 10 vezes) que a resistência equivalente, conforme mostra (9.5).

$$X_C > 10 \cdot R_{Eq} \quad (9.5)$$

O valor da capacitância é calculado utilizando-se expressão (9.6), utilizando-se a frequência da rede elétrica ( $f_{Rede}$ ).

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f_{Rede} \cdot X_C} \quad (9.6)$$

A indutância é determinada a partir da expressão da frequência de ressonância do filtro LC, onde o valor desta frequência é escolhido pelo menos uma década abaixo da frequência de chaveamento, conforme apresentado em (9.7).

$$\begin{cases} L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{\text{Res}}^2 \cdot C} \\ f_{\text{Res}} < \frac{f_{\text{Chav}}}{10} \end{cases} \quad (9.7)$$

Os valores obtidos para a indutância e capacitância foram 2 mH e 1,5  $\mu\text{F}$ , respectivamente. Os critérios utilizados no projeto, bem como as curvas de módulo e fase do filtro são apresentados no Anexo E – Filtro de Entrada.

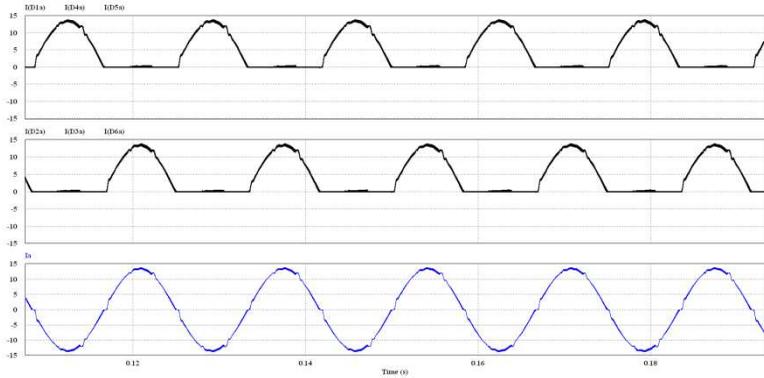
## 9.4 DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

O dimensionamento dos semicondutores tem como ponto de partida a definição do modo de operação no qual o componente é submetido aos maiores esforços de corrente e tensão. Sob este ponto de vista, apenas os modos *Buck* e *Boost* são analisados, já que o modo *Buck+Boost* é um modo intermediário quanto às tensões e correntes envolvidas.

Em função das características destes dois modos, os esforços de corrente serão determinados no modo *Boost*, enquanto que os esforços de tensão serão determinados no modo *Buck*.

### 9.4.1 DIODOS D<sub>1</sub> A D<sub>6</sub>

Os diodos D<sub>1</sub> a D<sub>6</sub> compõe o retificador de entrada de cada braço do conversor. A forma de onda de corrente dos diodos é apresentada na Figura 9.4, correspondendo a meio ciclo da corrente de entrada.



**Figura 9.4:** Formas de onda de corrente dos diodos  $D_1$  a  $D_6$  e da corrente de entrada  $i_A(t)$ .

#### 9.4.1.1 TENSÃO REVERSA MÁXIMA (MODO *BUCK*)

$$V_{RM\_D\_1\_6} = \sqrt{3} \cdot V_{PF} \quad (9.8)$$

#### 9.4.1.2 CORRENTE DE PICO

O valor da máxima corrente que circula pelos diodos  $D_1$  a  $D_6$  é igual ao máximo valor da corrente de entrada de cada fase ( $I_{PF}$ ) dado pela expressão (4.47), reescrita em (9.9)

$$I_{Pico\_D\_1\_6} = I_{PF} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{PF}} \quad (9.9)$$

#### 9.4.1.3 CORRENTE MÉDIA

A corrente média nos diodos  $D_1$  a  $D_6$  é determinada a partir da definição de valor médio, conforme apresentado pela expressão (9.10). A resolução da integral leva à expressão final apresentada em (9.11), onde o valor da corrente de pico é dado pela expressão (9.9).

$$I_{Md\_D\_1\_6} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t \quad (9.10)$$

$$I_{\text{Md\_D\_1\_6}} = \frac{I_{\text{PF}}}{\pi} \quad (9.11)$$

#### 9.4.1.4 CORRENTE EFICAZ

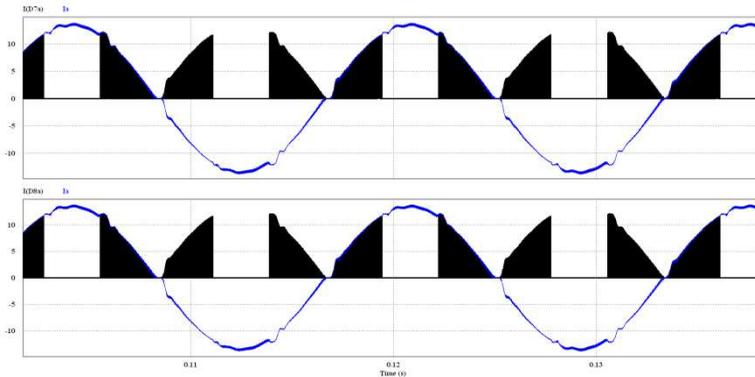
O valor da corrente eficaz nos diodos  $D_1$  a  $D_6$  é determinada a partir da definição de valor eficaz, conforme apresentado pela expressão (9.12). A resolução da integral leva à expressão (9.13).

$$I_{\text{Ef\_D\_1\_6}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{\text{PF}} \cdot \text{sen}(\omega t))^2 \cdot d\omega t} \quad (9.12)$$

$$I_{\text{Ef\_D\_1\_6}} = \frac{I_{\text{PF}}}{2} \quad (9.13)$$

#### 9.4.2 DIODOS $D_7$ E $D_8$

Quando o conversor opera no modo *Boost*, os diodos  $D_7$  e  $D_8$  entram em condução no momento em que o interruptor *Boost* ( $S_2$ ) é bloqueado. Além disso, durante o período em que o braço está sob controle indireto, estes diodos não conduzem. A forma de onda de corrente é apresentada na Figura 9.5.



**Figura 9.5:** Formas de onda de corrente dos diodos  $D_{7A}$  e  $D_{8A}$  e da corrente de entrada  $i_A(t)$ .

### 9.4.2.1 TENSÃO REVERSA MÁXIMA (MODO *BUCK*)

$$V_{RM\_D_{7,8}} = V_S \quad (9.14)$$

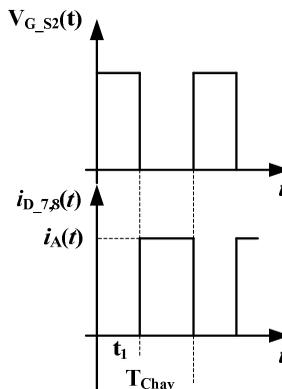
### 9.4.2.2 CORRENTE DE PICO

A corrente máxima que circula pelos diodos  $D_7$  e  $D_8$  é igual à amplitude da corrente de linha de entrada quando o braço entra na região de controle indireto ( $\theta = 60^\circ$ ). Sendo assim, a corrente de pico nestes diodos é dada pela expressão (9.15).

$$I_{Pico\_D_{7,8}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_{PF} \quad (9.15)$$

### 9.4.2.3 CORRENTE MÉDIA

O ponto de partida para o cálculo da corrente média nos diodos  $D_7$  e  $D_8$  é a determinação do valor médio da corrente dentro de um período de chaveamento. A Figura 9.6 ilustra o comportamento da corrente nos diodos  $D_{7A}$  e  $D_{8A}$  neste período.



**Figura 9.6:** Esboço do comando do interruptor  $S_{2A}$  e a corrente nos diodos  $D_{7A}$  e  $D_{8A}$  em um ciclo de chaveamento.

A expressão (9.16) define o valor médio da corrente dentro de um período de chaveamento.

$$I_{\text{Md\_Chav\_D\_7,8}} = i_A(t) \cdot \frac{(T_{\text{Chav}} - t_1)}{T_{\text{Chav}}} \quad (9.16)$$

Sabendo que  $t_1$  é definido pela expressão (9.17), chega-se ao valor médio desta corrente dentro de um período de chaveamento, apresentado em (9.18).

$$t_1 = \frac{V_S - |v_{\text{AB}}(t)|}{V_S} \cdot T_{\text{Chav}} = \frac{V_S - |\sqrt{3} \cdot V_{\text{PF}} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)|}{V_S} \cdot T_{\text{Chav}} \quad (9.17)$$

$$I_{\text{Md\_Chav\_D\_7,8}} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_{\text{PF}} \cdot V_{\text{PF}}}{V_S} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (9.18)$$

O valor médio da corrente nos diodos é determinado então integrando-se (9.18) dentro do intervalo em que há circulação de corrente pelos diodos ( $0^\circ$  a  $60^\circ$  e  $120^\circ$  a  $180^\circ$ ). Como nestes dois intervalos a corrente assume os mesmos valores, basta realizar a integração para o primeiro período e multiplicar por dois, conforme mostra a expressão (9.19).

$$I_{\text{Md\_D\_7,8}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot I_{\text{PF}} \cdot V_{\text{PF}}}{V_S} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} \text{sen}(\omega t) \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \cdot d\omega t \quad (9.19)$$

Resolvendo-se a integral e com o auxílio de (9.9) chega-se à expressão da corrente média nos diodos  $D_7$  e  $D_8$ , apresentada em (9.20).

$$I_{\text{Md\_D\_7,8}} = 0.333 \cdot \frac{P_S}{V_S} \quad (9.20)$$

#### 9.4.2.4 CORRENTE EFICAZ

O valor eficaz da corrente que circula pelos diodos  $D_7$  e  $D_8$  é determinada a partir do valor eficaz dentro de um período de chaveamento, definido pela expressão (9.21), tendo como referência a Figura 9.6.

$$I_{\text{Ef\_Chav\_D}_{7,8}} = \sqrt{\frac{\sqrt{3} \cdot V_{\text{PF}} \cdot I_{\text{PF}}^2}{V_{\text{S}}} \cdot \text{sen}(\omega t)^2 \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ)} \quad (9.21)$$

O valor eficaz da corrente nos diodos é determinado então integrando-se dentro do intervalo em que há circulação de corrente pelos diodos ( $0^\circ$  a  $60^\circ$  e  $120^\circ$  a  $180^\circ$ ). Como nestes dois intervalos a corrente assume os mesmos valores, basta realizar a integração para o primeiro período e multiplicar por dois, conforme mostra a expressão (9.22).

$$I_{\text{Ef\_D}_{7,8}} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} (I_{\text{Ef\_D}_{7,8}})^2 d\omega t} \quad (9.22)$$

Substituindo-se (9.21) e (9.9) em (9.22) obtém-se (9.23). Resolvendo-se a integral e simplificando a expressão chega-se à (9.24), que define o valor eficaz da corrente em  $D_7$  e  $D_8$ .

$$I_{\text{Ef\_D}_{7,8}} = \sqrt{\frac{8\sqrt{3} \cdot P_{\text{S}}^2}{9\pi \cdot V_{\text{S}} \cdot V_{\text{PF}}} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} \text{sen}(\omega t)^2 \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) d\omega t} \quad (9.23)$$

$$I_{\text{Ef\_D}_{7,8}} = 0,377 \cdot P_{\text{S}} \sqrt{\frac{1}{V_{\text{S}} \cdot V_{\text{PF}}}} \quad (9.24)$$

### 9.4.3 INTERRUPTOR $S_1$

No modo *Boost*, o interruptor *Buck* ( $S_1$ ) é mantido em condução ao longo de todo o período da rede. Assim, a forma de onda de corrente é igual a corrente de entrada retificada em onda completa.

#### 9.4.3.1 TENSÃO REVERSA MÁXIMA (MODO *BUCK*)

$$V_{\text{RM}_{S1}} = \sqrt{3} \cdot V_{\text{PF}} \quad (9.25)$$

### 9.4.3.2 CORRENTE DE PICO

$$I_{\text{Pico}_S1} = I_{\text{PF}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{\text{PF}}} \quad (9.26)$$

### 9.4.3.3 CORRENTE MÉDIA

A corrente média no interruptor  $S_1$  é determinada a partir da definição de valor médio, conforme apresentado pela expressão (9.27). A resolução da integral leva à expressão final apresentada em (9.28).

$$I_{\text{Md}_S1} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{\text{PF}} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d\omega t \quad (9.27)$$

$$I_{\text{Md}_S1} = \frac{2 \cdot I_{\text{PF}}}{\pi} \quad (9.28)$$

### 9.4.3.4 CORRENTE EFICAZ

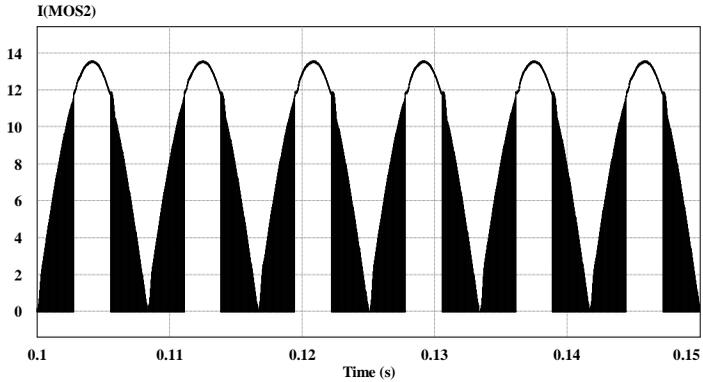
O valor da corrente eficaz no interruptor  $S_1$  é determinada a partir da definição de valor eficaz, conforme apresentado pela expressão (9.29). A resolução da integral leva à expressão (9.30).

$$I_{\text{Ef}_S1} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{\text{PF}} \cdot \text{sen}(\omega t))^2 \cdot d\omega t} \quad (9.29)$$

$$I_{\text{Ef}_D_{1.6}} = \frac{I_{\text{PF}}}{\sqrt{2}} \quad (9.30)$$

## 9.4.4 INTERRUPTOR $S_2$

A forma de onda da corrente que circula através do interruptor *Boost* ( $S_2$ ) é mostrada na figura Figura 9.7.



**Figura 9.7: Forma de onda de corrente no interruptor  $S_{2A}$  no modo Boost.**

#### 9.4.4.1 TENSÃO REVERSA MÁXIMA (MODO *BUCK*)

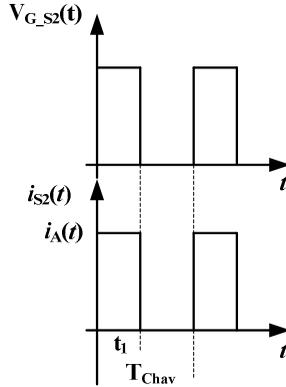
$$V_{RM,S2} = V_S \quad (9.31)$$

#### 9.4.4.2 CORRENTE DE PICO

$$I_{Pico,S2} = I_{PF} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{PF}} \quad (9.32)$$

#### 9.4.4.3 CORRENTE MÉDIA

O ponto de partida para o cálculo da corrente média no interruptor  $S_2$  é a determinação do valor médio da corrente dentro de um período de chaveamento para os intervalos chaveados da corrente. A Figura 9.8 ilustra o comportamento da corrente nestes períodos.



**Figura 9.8:** Esboço do comando e da corrente do interruptor  $S_{2A}$  em um ciclo de chaveamento.

A expressão (9.16) define o valor médio da corrente dentro de um período de chaveamento.

$$I_{\text{Md\_Chav\_S2}} = i_A(t) \cdot \frac{t_1}{T_{\text{Chav}}} \quad (9.33)$$

Sabendo que  $t_1$  é definido pela expressão (9.17) e com o auxílio de (9.9), chega-se ao valor médio desta corrente dentro de um período de chaveamento, apresentado em (9.34).

$$I_{\text{Md\_Chav\_S2}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{\text{PF}}} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{P_S}{V_S} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (9.34)$$

O valor médio da corrente é determinado integrando-se a expressão (9.34) ao longo do período em que a forma de onda de corrente é chaveada, e a expressão da corrente  $i_A(t)$  nos demais intervalos, como mostra a expressão (9.35).

$$I_{Md_{S2}} = \left[ \begin{aligned} & \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left( \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{PF}} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{P_S}{V_S} \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \right) d\omega t \\ & + \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{PF}} \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t \end{aligned} \right] \quad (9.35)$$

$$I_{Md_{S2}} = P_S \cdot \left( \frac{0,424}{V_{PF}} - \frac{0,333}{V_S} \right) \quad (9.36)$$

#### 9.4.4.4 CORRENTE EFICAZ

O ponto de partida para o cálculo da corrente eficaz no interruptor  $S_2$  é a determinação do valor eficaz da corrente dentro de um período de chaveamento para os intervalos chaveados da corrente. A Figura 9.8 ilustra o comportamento da corrente nestes períodos. Em (9.37) é apresentada a definição e em (9.38) é definido o valor eficaz da corrente em um período de chaveamento.

$$I_{Ef\_Chav\_S2} = \sqrt{\frac{1}{T_{Chav}} \int_0^{t_1} i_A(\omega t)^2 dt} \quad (9.37)$$

$$I_{Ef\_Chav\_S2} = \sqrt{i_A(\omega t)^2 \cdot \left( 1 - \frac{v_{AB}(\omega t)}{V_S} \right)} \quad (9.38)$$

O valor eficaz total é obtido pela integração da expressão (9.38) e da corrente  $i_A(t)$  ao longo do período, conforme apresentado em (9.39).

$$I_{Ef\_Chav\_S2} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_A(\omega t)^2 \cdot \left( 1 - \frac{v_{AB}(\omega t)}{V_S} \right) d\omega t + \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_A(\omega t)^2 d\omega t} \quad (9.39)$$

Reescrevendo a expressão (9.39) chega-se a (9.40). Resolvendo as integrais e simplificando o resultado chega-se à expressão (9.41), que define o valor eficaz da corrente no interruptor  $S_2$ .

$$I_{\text{Ef}_S2} = \sqrt{\frac{8}{9\pi} \cdot \frac{P_S^2}{V_{\text{PF}}^2} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} \text{sen}(\omega t)^2 \cdot d\omega t - \frac{8\sqrt{3}}{9\pi} \cdot \frac{P_S^2}{V_S \cdot V_{\text{PF}}} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} \text{sen}(\omega t)^2 \cdot \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \cdot d\omega t + \frac{4}{9\pi} \cdot \frac{P_S^2}{V_{\text{PF}}^2} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{2\pi} \text{sen}(\omega t)^2 \cdot d\omega t} \quad (9.40)$$

$$I_{\text{Ef}_S2} = \frac{P_S}{V_{\text{PF}}} \sqrt{0,222 - 0,141 \cdot \frac{V_{\text{PF}}}{V_S}} \quad (9.41)$$

## 9.5 ESPECIFICAÇÕES DOS SEMICONDUTORES UTILIZADOS NO PROTÓTIPO

Foram utilizados na implementação do protótipo os seguintes semicondutores: IGBT IRGP50B60PD e o diodo APT30D100B que apresentam os seguintes parâmetros principais:

### 9.5.1 IGBT IRGP50B60PD

- Tensão reversa máxima: 600 V;
- Corrente direta a 100°C: 45 A
- Máxima corrente direta repetitiva: 60 A;
- Máxima corrente direta de pico não repetitivo: 150 A

### 9.5.2 DIODO APT30D100B

- Tensão reversa máxima: 1000 V;
- Tensão direta em 30 A: 1,7 V;
- Corrente direta a 128°C: 30 A

- Máxima corrente direta de pico não repetitivo: 210 A

## 9.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 9.6.1 DADOS GERAIS DO PROTÓTIPO

#### 9.6.1.1 TENSÃO DE ENTRADA

A tensão de entrada em que foram feitos os testes em cada modo de operação são apresentadas a seguir:

- Modo *Boost*: 85 Volts de pico;
- Modo *Buck+Boost*: 104 Volts de pico;
- Modo *Buck*: 200 Volts de pico.

#### 9.6.1.2 CARACTERÍSTICAS DA CARGA

A carga utilizada foi um resistor de 15  $\Omega$  com tensão de saída de 150 Volts, correspondendo a uma corrente de 10 A e potência de saída de 1500 W.

#### 9.6.1.3 ESPECIFICAÇÕES E CARACTERÍSTICAS GERAIS DO PROTÓTIPO

- Frequência de Operação: 39600 Hz;
- Indutâncias do conversor: 1,2 mH;
- Indutância do filtro de entrada: 2mH
- Capacitâncias do filtro de entrada: 1,5 $\mu$ F;
- Banco de capacitores de entrada de 3x62,5  $\mu$ F ligados em Y.

#### 9.6.1.4 EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

- Varivolt trifásico 0 a 400 Volts
- Transformador isoldador  $\Delta/Y$  380/220 Volts;
- Osciloscópio Tektronix modelo DPO4034;
- Medidor de potência Trifásica Yokogawa modelo WT230;
- Medidor de potência monofásica Yokogawa modelo WT130.

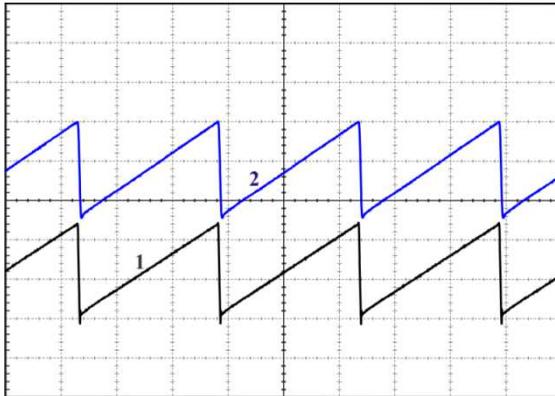
## 9.6.2 GERAÇÃO E PROCESSAMENTO DE SINAIS

Neste item serão apresentados e discutidos os principais sinais gerados, bem como a forma como alguns sinais são processados pelos circuitos do conversor.

### 9.6.2.1 ONDAS PORTADORAS

Na Figura 9.9 são apresentados os sinais correspondentes às ondas portadoras do tipo dente de serra, cada uma com 5 V de amplitude.

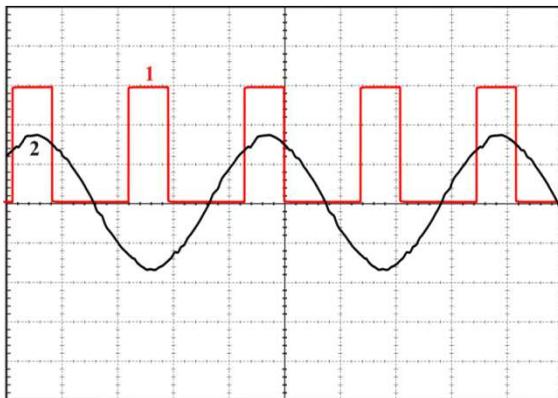
A frequência escolhida foi de 39600 Hz, por ser este valor múltiplo inteiro de 60, 120, 180, 240, 300 e 360 Hz, o que é um fator desejável na geração dos pulsos PWM.



*Figura 9.9: Resultados experimentais (10  $\mu$ s/div): (1) Onda portadora inferior (2V/div); (2) Onda portadora superior (2V/div).*

### 9.6.2.2 SINAIS DE IDENTIFICAÇÃO DOS SETORES

Na Figura 9.10 são apresentadas a forma de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  e o sinal que identifica os períodos em que esta tensão apresenta maior módulo, correspondendo aos setores 2 e 5, conforme identificação de setores apresentada na Figura 2.7.



**Figura 9.10: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) Sinal identificador dos setores 2 e 5 (5V/div); (2)  $v_{AN}(t)$  (50V/div).**

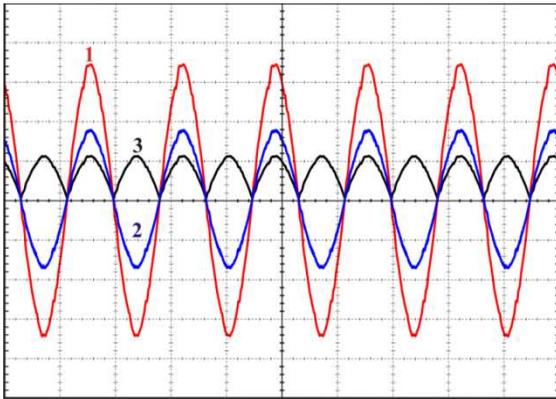
### 9.6.2.3 GERAÇÃO DA REFERÊNCIA DE CORRENTE

A geração da referência de corrente é composta por duas etapas distintas: a primeira delas é a definição da forma de onda do sinal e a segunda é a definição de sua amplitude.

A forma de onda da referência de corrente é definida a partir da amostragem da tensão de fase associada a cada braço do conversor. Isto é feito através de um transformador isolador abaixador (220/10 V) cuja tensão do secundário é utilizada como referência da forma de onda senoidal da corrente de referência.

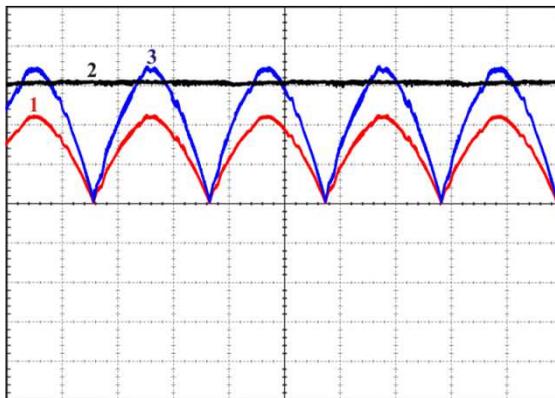
Na Figura 9.11 são apresentados os sinais envolvidos na geração da forma de onda senoidal da referência de corrente. O sinal (1) corresponde à tensão  $v_{AN}(t)$ , com amplitude de pico de 85 V. Esta tensão é amostrada através do transformador, que tem a tensão de seu secundário ajustada de tal forma a evitar a saturação dos circuitos de processamento de sinal ao longo de toda a variação da tensão de entrada. A tensão do secundário já ajustada (1,8 V de pico) corresponde à forma de onda (2) da figura. Este sinal é então retificado por meio de retificadores de precisão e tem sua amplitude novamente ajustada (1,2 V de pico), gerando o sinal (3) da figura, que corresponde à amostra da tensão de fase retificada e com amplitude adequada para ser aplicada ao

circuito multiplicador, responsável pela definição da amplitude da referência de corrente.



**Figura 9.11: Resultados experimentais (10 ms/div): (1)  $v_{AN}(t)$  (25V/div); (2) Tensão do secundário do transformador (1V/div); (3) Referência de corrente antes da multiplicação (1V/div).**

Na Figura 9.12 são apresentados os sinais envolvidos na definição da amplitude da referência de corrente do braço **A** do conversor. O sinal (1) que define a forma de onda senoidal, com 1,1 V de pico, é aplicado ao circuito multiplicador e tem sua amplitude multiplicada pelo sinal (2), com 6,2 V, vindo do compensador de tensão. O resultado deste produto resulta no sinal (3) da figura, que define o sinal de referência de corrente, com forma de onda senoidal e amplitude aproximada de 6,8 V de pico.

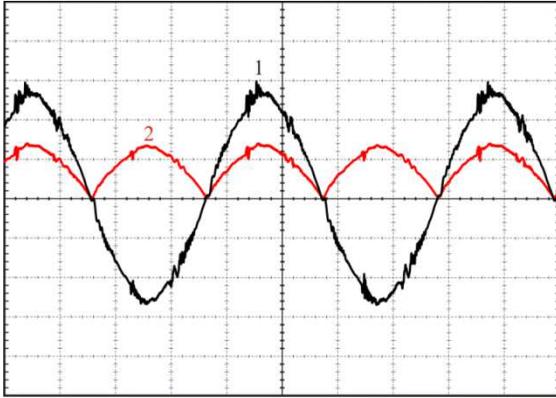


**Figura 9.12: Resultados experimentais (4 ms/div): (1) Referência de corrente antes da multiplicação (0,5V/div); (2) Sinal de saída do compensador de tensão (2V/div); (3) Referência de corrente com amplitude definida (após a multiplicação) (2V/div).**

#### 9.6.2.4 GANHO DO SENSOR DE CORRENTE

Na Figura 9.13 são apresentadas as formas de onda de corrente  $i_A(t)$  (1), com aproximadamente 13,5 A de pico, e o sinal amostrado pelo sensor de corrente (2), com amplitude de aproximadamente 6,8 Volts de pico. Devido à utilização do filtro RC de amostragem, é possível perceber que o sinal amostrado apresenta alguma atenuação das oscilações presentes no sinal de corrente original. O ganho do sensor de corrente corresponde então ao definido em (9.42).

$$k_1 = \frac{6,8V}{13,5A} = 0,503 \frac{V}{A} \quad (9.42)$$

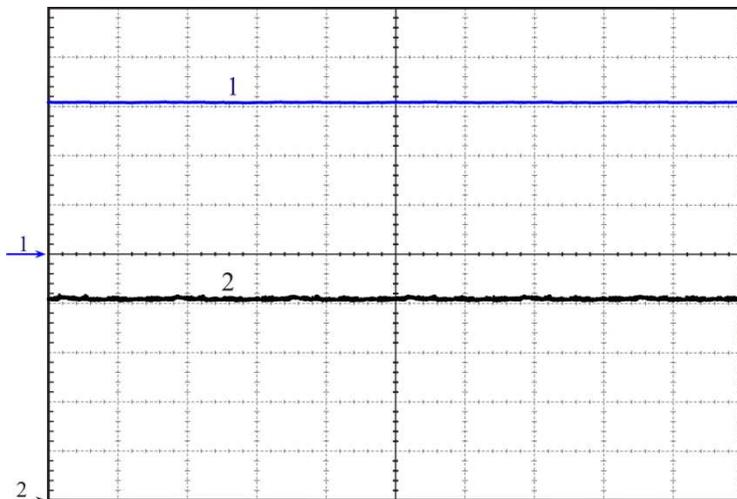


**Figura 9.13: Resultados experimentais (4 ms/div): (1)  $i_A(t)$  (5A/div); (2) Sinal do sensor de corrente (5V/div).**

#### 9.6.2.5 GANHO DO SENSOR DE TENSÃO

Na Figura 9.14 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída (1) e da tensão amostrada pelo sensor de tensão (2). A tensão de saída, com valor de 150 Volts (a ponteira isolada utilizada apresentou um off-set de aproximadamente 5 Volts) e a tensão amostrada, com 4,1 Volts, definem o ganho do sensor de tensão conforme apresentado em (9.43).

$$k_v = \frac{4,1V}{150V} = 0,02733 \quad (9.43)$$



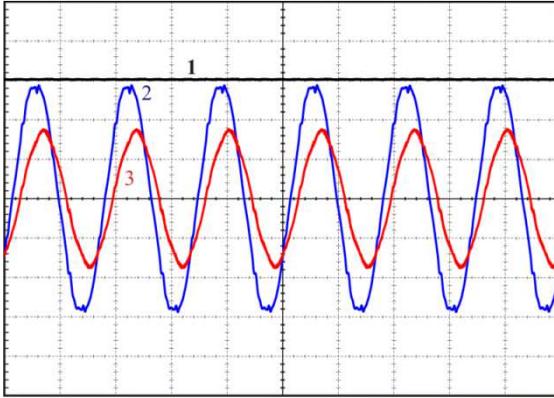
**Figura 9.14:** Resultados experimentais (10 ms/div): (1)  $V_S$  (50V/div); (2) Sinal do sensor de tensão (1V/div).

### 9.6.3 OPERAÇÃO NO MODO *BOOST*

Neste item serão apresentados e comentados os resultados mais significativos para demonstrar a operação no modo *Boost*.

#### 9.6.3.1 IDENTIFICAÇÃO DO MODO DE OPERAÇÃO *BOOST*

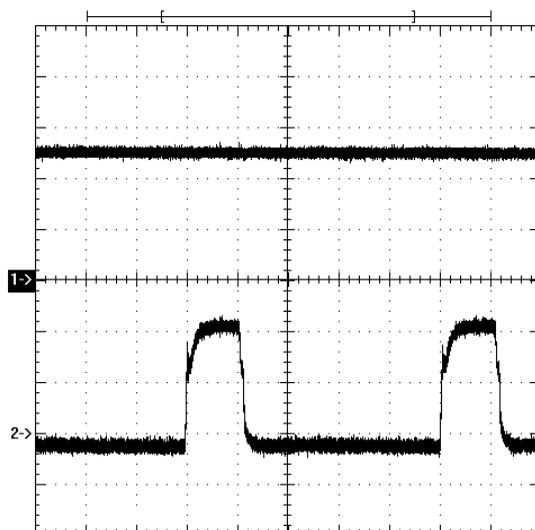
Na Figura 9.15 são apresentadas as formas de onda das tensões  $V_S$  (150 V),  $v_{AB}(t)$  (145 V de pico) e  $v_{AN}(t)$  (85 V de pico). Analisando-se estas formas de onda verifica-se que a tensão de saída é maior que o pico da tensão de linha, o que caracteriza a operação no modo *Boost*.



**Figura 9.15: Resultados experimentais (10 ms/div): (1)  $V_S$  (50V/div); (2)  $v_{AB}(t)$  (50V/div); (3)  $v_{AN}(t)$  (50V/div).**

#### 9.6.3.2 DURAÇÃO DO PULSO DE COMANDO DO INTERRUPTOR $S_{2A}$

Na Figura 9.16 é apresentado um detalhe da tensão  $v_{AB}(t)$  (125 V) e do comando aplicado ao interruptor  $S_{2A}$ . A duração do pulso medida no osciloscópio foi de aproximadamente  $6\mu s$ .

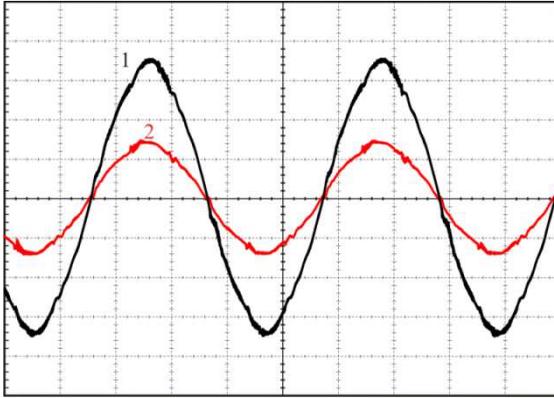


**Figura 9.16:** Resultados experimentais ( $5 \mu\text{s}/\text{div}$ ): (1)  $v_{AB}(t)$  ( $50\text{V}/\text{div}$ ); (3) Comando do interruptor  $S_{2A}$  ( $10\text{V}/\text{div}$ ).

O valor teórico da duração deste pulso, determinado a partir da expressão (4.5) é igual a  $4,2 \mu\text{s}$ . A diferença entre estes valores corresponde à compensação das perdas distribuídas no conversor, que não é contemplada pela expressão teórica. Esta elevação na duração dos pulsos com a introdução de não idealidades já foi apresentada nos resultados de simulação do modo de operação *Boost*, no capítulo IV.

### 9.6.3.3 TENSÃO DE FASE DE ENTRADA E CORRENTE DE LINHA

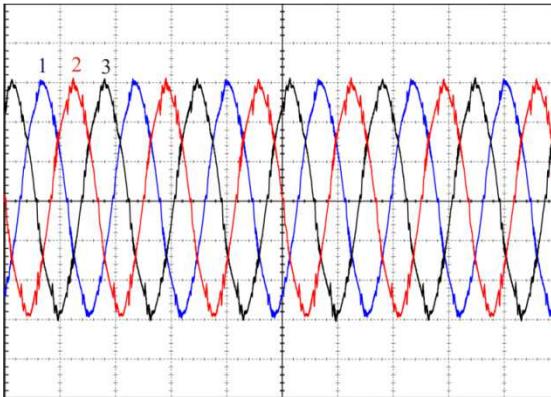
Na Figura 9.17 são apresentadas a tensão de fase  $v_{AN}(t)$  ( $85 \text{ V}$  de pico) e a corrente de linha  $i_A(t)$  ( $16 \text{ A}$  de pico). Pode-se observar que as duas ondas estão em fase, o que é um indicativo de fator de potência elevado. A análise detalhada das formas de onda do modo *Boost* para a determinação do fator de potência da estrutura neste modo de operação será apresentada no item 9.6.3.5.



**Figura 9.17:** Resultados experimentais (4 ms/div): (1)  $v_{AN}(t)$  (25V/div); (2)  $i_A(t)$  (10 A/div).

#### 9.6.3.4 CORRENTES DE LINHA

Na Figura 9.18 são apresentadas as formas de ondas das três correntes de linha absorvidas pelo conversor na operação no modo *Boost*.



**Figura 9.18:** Resultados experimentais (10 ms/div): (1)  $i_A(t)$  (5A/div); (2)  $i_B(t)$  (5 A/div); (3)  $i_C(t)$  (5 A/div).

### 9.6.3.5 ANÁLISE DA DISTORÇÃO DAS CORRENTES E DO FATOR DE POTÊNCIA

A análise dos resultados experimentais relacionada à distorção harmônica e ao fator de potência da estrutura operando no modo *Boost* foi feita através do software WaveStar versão 2.8.1.

A análise foi feita considerando até 51<sup>a</sup> harmônica, conforme pode ser verificado no Anexo H, onde são apresentadas as tabelas geradas pelo WaveStar para todos os modos de operação.

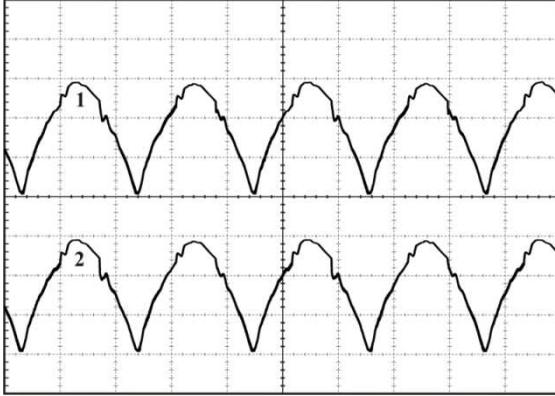
Na Tabela 9.2 é apresentado o resumo da análise das três fases, onde é possível verificar que todas as correntes apresentaram distorção harmônica total abaixo de 5% e o fator de potência de todas as fases foi superior a 0,99.

***Tabela 9.2: Resumo da Análise Harmônica e Fator de Potência da Operação no Modo Boost.***

Parâmetro	Fase A	Fase B	Fase C
Tensão	2,682%	3,091%	2,635%
Corrente	3,792%	4,944%	4,812%
Fator de Potência	0,99680	0,99585	0,99604

### 9.6.3.6 CORRENTE NAS INDUTÂNCIAS

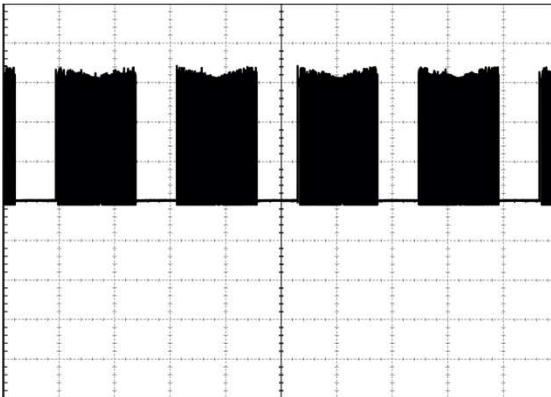
Na Figura 9.19 são apresentadas as correntes nas indutâncias do braço **A** do conversor ( $L_{1A}$  e  $L_{2A}$ ).



**Figura 9.19:** Resultados experimentais (4 ms/div): (1)  $i_{L1A}(t)$  (5A/div); (2)  $i_{L2A}(t)$  (5 A/div).

#### 9.6.3.7 TENSÃO SOBRE O INTERRUPTOR $S_{2A}$

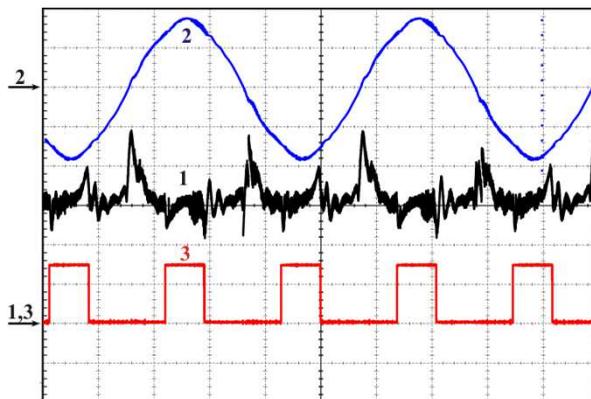
Na Figura 9.20 é apresentada a forma de onda da tensão sobre o interruptor  $S_{2A}$ , cujo valor de pico é aproximadamente igual à tensão de saída (150 V).



**Figura 9.20:** Resultados experimentais: Tensão sobre o interruptor  $S_{2A}$  no modo Boost (50V/div - 4 ms/div).

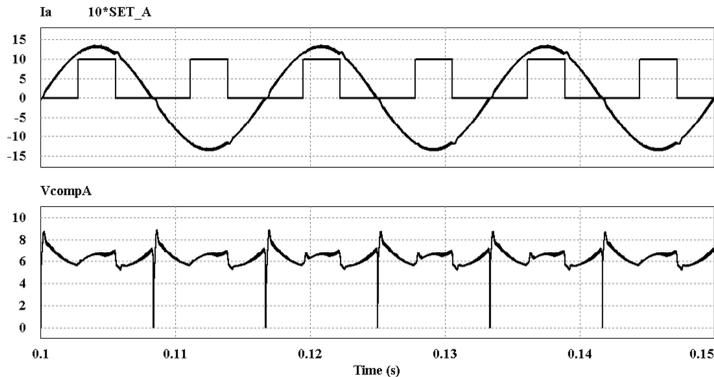
### 9.6.3.8 SINAL MODULANTE (SAÍDA DO COMPENSADOR DE CORRENTE)

Na Figura 9.21 é apresentado o sinal de saída do compensador de corrente, ou sinal modulante.



**Figura 9.21: Resultados experimentais (4ms/div): (1) Sinal modulante (2V/div); (2)  $v_{AN}(t)$  (50V/div); (3) Sinal indicador dos setores 2 e 5 (10V/div).**

O primeiro aspecto importante a ser observado no sinal modulante é que o formato do sinal se assemelha bastante com o sinal obtido por simulação apresentado na Figura 4.36 e reproduzido na Figura 9.22. Outro ponto importante a é a distorção presente nos pontos de cruzamento por zero da tensão  $v_{AN}(t)$ , também verificado na simulação.

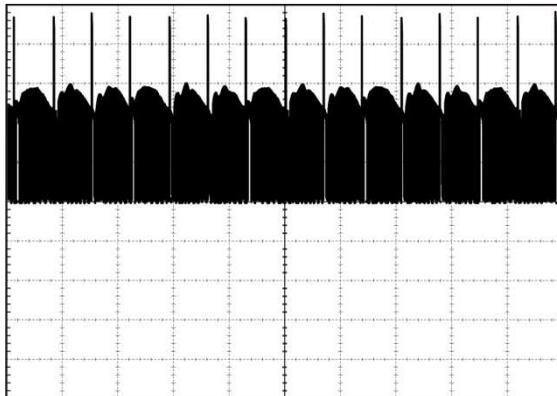


**Figura 9.22:** Formas de onda de simulação no modo *Boost*: Corrente  $i_A(t)$  com o sinal de identificação dos setores 2 e 5 e o sinal modulante gerado pelo compensador do braço A do conversor.

Conforme previsto na análise teórica, a amplitude do sinal modulante permanece acima de 5 V, ponto que define a transição entre os modos *Boost* e *Buck*, com exceção dos pontos onde há a comutação dos compensadores, identificados pelas bordas de subida e descida do sinal (3), que define os setores 2 e 5.

#### 9.6.3.9 CORRENTE DE SAÍDA

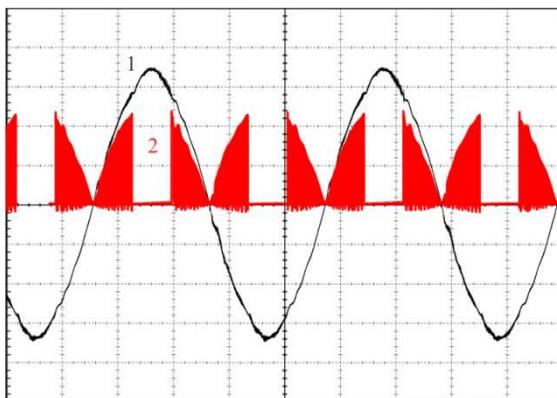
Na Figura 9.23 é apresentada a forma de onda da corrente de saída no modo *Boost*, onde constata-se que neste modo de operação a corrente de saída é descontínua. Os picos que podem ser observados acontecem na fronteira entre dois setores e são causados por sobreposição de comandos, em que dois braços enviam corrente simultaneamente (do setor anterior e do próximo setor).



**Figura 9.23: Resultados experimentais (4ms/div): Corrente de saída no modo Boost (5 A/div).**

#### 9.6.3.10 CORRENTE NO DIODO $D_{7A}$

A Figura 9.24 mostra a forma de onda de corrente no diodo  $D_{7A}$  e a tensão  $v_{AN}(t)$ . Observa-se que durante os períodos em que a tensão  $v_{AN}(t)$  atinge seus máximos valores (setores 2 e 5) os diodos são bloqueados tendo em vista que o braço **A** do conversor é submetido ao controle indireto e ambos os interruptores são colocados em condução.



**Figura 9.24: Resultados experimentais (4ms/div): (1)  $v_{AN}(t)$  (25V/div); (2)  $i_{D7A}(t)$  (5 A/div).**

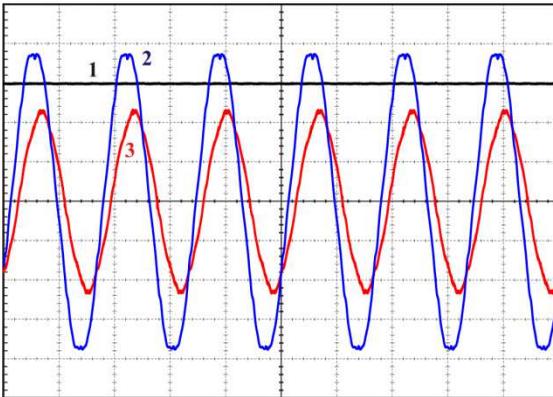
### 9.6.4 OPERAÇÃO NO MODO *BUCK+BOOST*

Neste item serão apresentados e comentados os resultados mais significativos para demonstrar a operação no modo *Buck+Boost*.

#### 9.6.4.1 IDENTIFICAÇÃO DO MODO DE OPERAÇÃO *BUCK+BOOST*

Na Figura 9.15 são apresentadas as formas de onda das tensões  $V_S$  (150 V),  $v_{AB}(t)$  (190 V de pico) e  $v_{AN}(t)$  (115 V de pico). Analisando-se estas formas de onda verifica-se a relação entre o valor de pico da tensão de fase e da tensão de saída está dentro da faixa de operação no modo *Buck+Boost*, definida pela expressão (6.1) e reescrita em (9.44).

$$\left\{ \begin{array}{l} 0,866 \leq \frac{V_S}{V_{PF}} \leq 1,732 \\ \frac{V_S}{V_{PF}} = \frac{150}{115} = 1,304 \end{array} \right. \quad (9.44)$$

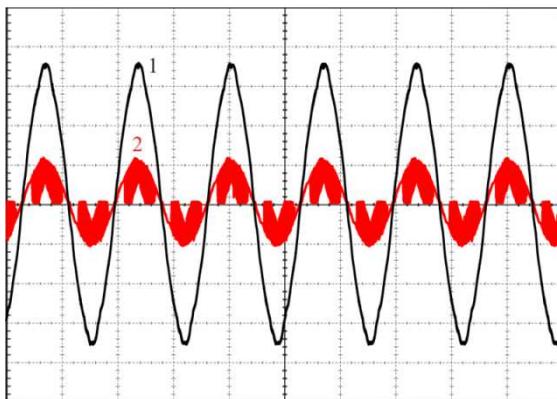


**Figura 9.25:** Resultados experimentais (10ms/div): (1)  $V_S$  (50V/div); (2)  $v_{AB}(t)$  (50V/div); (3)  $v_{AN}(t)$  (50V/div).

#### 9.6.4.2 TENSÃO E CORRENTE SEM FILTRAGEM

Na Figura 9.26 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  e da corrente  $i_A(t)$  antes da filtragem. Observa-se na corrente períodos de condução contínua (próximo aos cruzamentos por zero) que

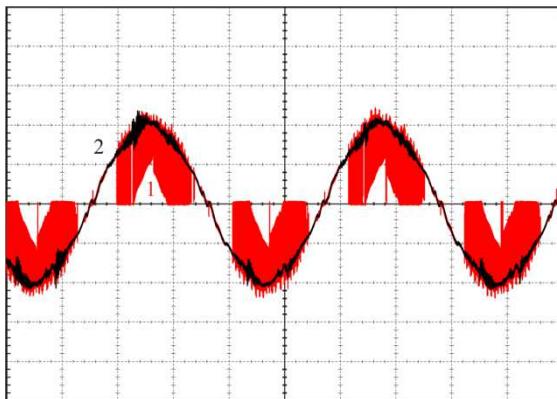
caracteriza a operação no modo *Boost* e descontinuo, que caracteriza os períodos de operação no modo *Buck*.



**Figura 9.26:** Resultados experimentais (10ms/div): (1)  $v_{AN}(t)$  (25V/div); (2)  $i_A(t)$  (10A/div).

#### 9.6.4.3 CORRENTE DE LINHA ANTES E DEPOIS DA FILTRAGEM

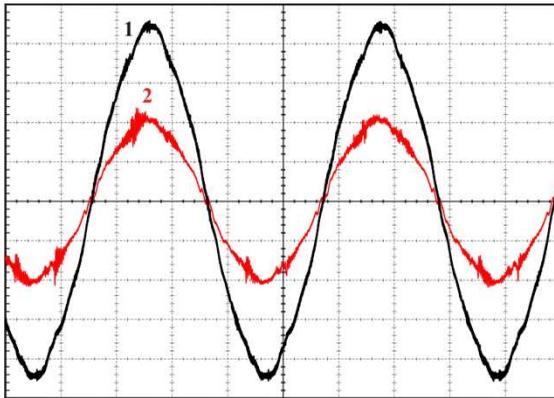
Na Figura 9.27 são apresentadas as formas de onda da corrente de linha  $i_A(t)$  ( $\approx 10$  A de pico) antes e depois da filtragem.



**Figura 9.27:** Resultados experimentais (4ms/div): (1)  $i_A(t)$  sem filtragem (5A/div); (2)  $i_A(t)$  após a filtragem (5A/div).

#### 9.6.4.4 TENSÃO DE FASE DE ENTRADA E CORRENTE DE LINHA

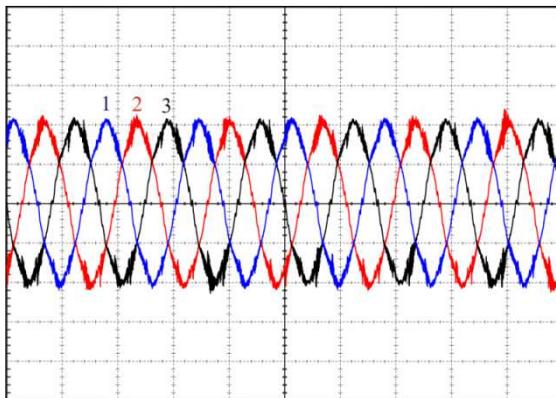
Na Figura 9.28 são apresentadas a tensão de fase  $v_{AN}(t)$  (112 V de pico) e a corrente de linha  $i_A(t)$  (10 A de pico). Pode-se observar que as duas ondas estão em fase, o que é um indicativo de fator de potência elevado. A análise detalhada das formas de onda do modo *Buck+Boost* para a determinação do fator de potência da estrutura neste modo de operação será apresentada no item 9.6.4.6.



**Figura 9.28:** Resultados experimentais (4 ms/div): (1)  $v_{AN}(t)$  (25V/div); (2)  $i_A(t)$  (5 A/div).

#### 9.6.4.5 CORRENTES DE LINHA

Na Figura 9.29 são apresentadas as formas de onda das três correntes de linha absorvidas pelo conversor na operação no modo *Buck+Boost*.



**Figura 9.29: Resultados experimentais (10 ms/div): (1)  $i_A(t)$  (5A/div); (2)  $i_B(t)$  (5 A/div); (3)  $i_C(t)$  (5 A/div).**

#### 9.6.4.6 ANÁLISE DA DISTRORÇÃO DAS CORRENTES E DO FATOR DE POTÊNCIA

A análise dos resultados experimentais relacionada à distorção harmônica e ao fator de potência da estrutura operando no modo *Buck+Boost* foi feita através do software WaveStar versão 2.8.1.

A análise foi feita considerando até 51ª harmônica, conforme pode ser verificado no Anexo H, onde são apresentadas as tabelas geradas pelo WaveStar para todos os modos de operação.

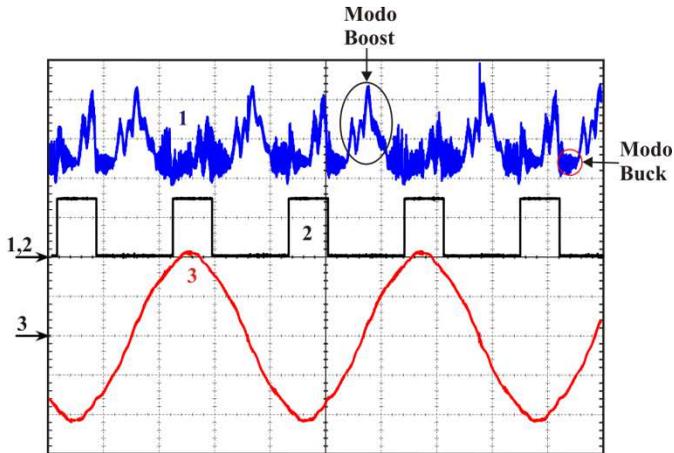
Na Tabela 9.3 é apresentado o resumo da análise das três fases, onde é possível verificar que, da mesma forma como obtido no modo *Boost*, todas as correntes apresentaram distorção harmônica total abaixo de 5% e o fator de potência de todas as fases foi superior a 0,99.

**Tabela 9.3: Resumo da Análise Harmônica e Fator de Potência da Operação no Modo Buck+Boost.**

Parâmetro	Fase A	Fase B	Fase C
Tensão	2,923 %	2,668 %	2,732 %
Corrente	4,673 %	4,991 %	4,948 %
Fator de Potência	0,99615	0,99586	0,99619

#### 9.6.4.7 SINAL MODULANTE (SAÍDA DO COMPENSADOR DE CORRENTE)

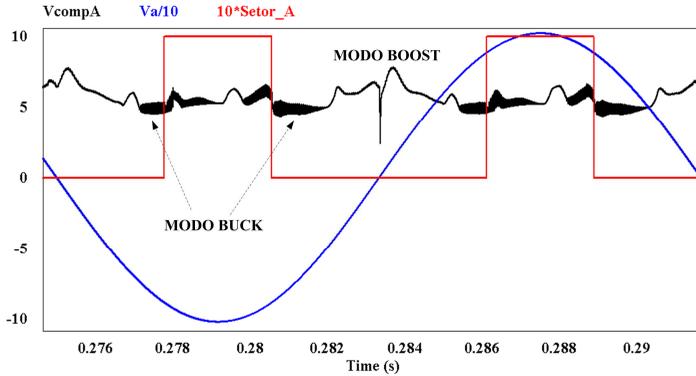
Na Figura 9.30 é apresentado o sinal de saída do compensador de corrente, ou sinal modulante, além da tensão  $v_{AN}(t)$  e o sinal que indica os setores 2 e 5.



**Figura 9.30:** Resultados experimentais (4ms/div): (1) Sinal modulante (2V/div); (2) Sinal indicador dos setores 2 e 5 (10V/div); (3)  $v_{AN}(t)$  (50V/div).

Comparando-se o sinal modulante real com aquele obtido por simulação, apresentado na Figura 9.31, observa-se que a forma da onda é semelhante mas o sinal real apresenta uma maior ondulação.

Um aspecto interessante a ser observado é que a amplitude do sinal modulante durante a operação no modo *Buck* fica restrita a aproximadamente 5 V, enquanto que durante a operação no modo *Boost* o sinal excursiona acima deste valor, de forma semelhante ao obtido por simulação.



**Figura 9.31:** Formas de onda de simulação no modo Buck+Boost: tensão  $v_{AN}(t)$  (dividida por 10), sinal que define os setores 2 e 5 e a forma de onda do sinal modulante do braço A do conversor.

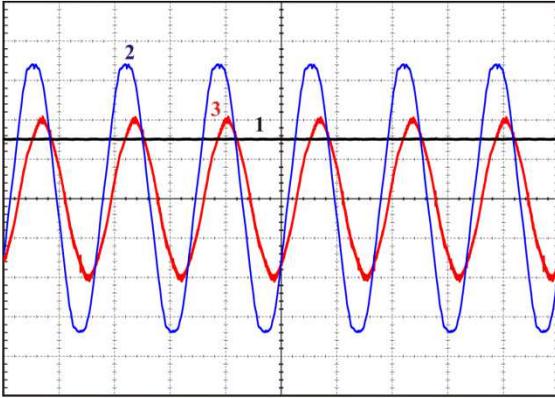
## 9.6.5 OPERAÇÃO NO MODO BUCK

Neste item serão apresentados e comentados os resultados mais significativos para demonstrar a operação no modo *Buck*.

### 9.6.5.1 IDENTIFICAÇÃO DO MODO DE OPERAÇÃO BUCK

Na Figura 9.15 são apresentadas as formas de onda das tensões  $V_S$  (150 V),  $v_{AB}(t)$  ( $\approx 340$  V de pico) e  $v_{AN}(t)$  (200 V de pico). Analisando-se estas formas de onda verifica-se a relação entre o valor de pico da tensão de fase e da tensão de saída está dentro da faixa de operação no modo *Buck*, definida pela expressão (5.25) e reescrita em (9.45).

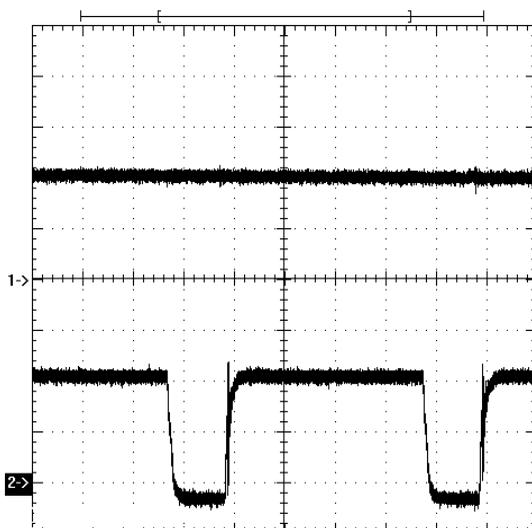
$$\begin{cases} \frac{V_S}{V_{PF}} \leq 0,866 \\ \frac{V_S}{V_{PF}} = \frac{150}{200} = 0,75 \end{cases} \quad (9.45)$$



**Figura 9.32: Resultados experimentais (10ms/div): (1)  $V_S$  (100V/div); (2)  $v_{AB}(t)$  (100V/div); (3)  $v_{AN}(t)$  (100V/div).**

#### 9.6.5.2 DURAÇÃO DO PULSO DE COMANDO DO INTERRUPTOR $S_{1A}$

Na Figura 9.33 é apresentado um detalhe da tensão  $v_{AB}(t)$  (200 V) e do comando aplicado ao interruptor  $S_{2A}$ . A duração do pulso medida no osciloscópio foi de aproximadamente 20 $\mu$ s.

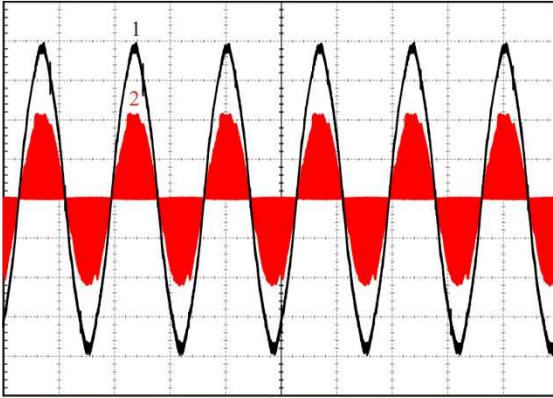


**Figura 9.33: Resultados experimentais ( $5 \mu\text{s}/\text{div}$ ): (1)  $v_{AB}(t)$  ( $50\text{V}/\text{div}$ ); (3) Comando do interruptor  $S_{2A}$  ( $10\text{V}/\text{div}$ ).**

O valor teórico da duração deste pulso, determinado a partir da expressão (5.22) é igual a  $18,94 \mu\text{s}$ . A diferença entre estes valores corresponde à compensação das perdas distribuídas no conversor, que não é contemplada pela expressão teórica. Esta elevação na duração dos pulsos com a introdução de não idealidades já foi apresentada nos resultados de simulação do modo de operação *Buck*, no capítulo V.

### 9.6.5.3 TENSÃO E CORRENTE SEM FILTRAGEM

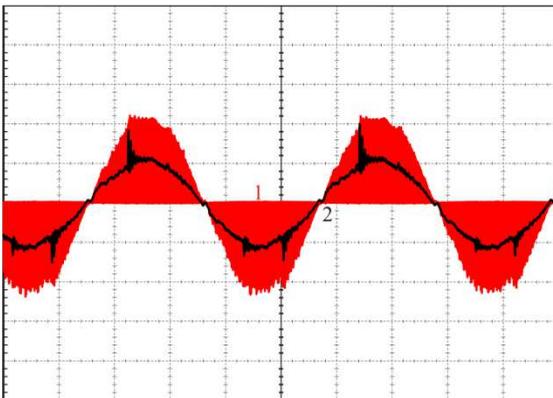
Na Figura 9.34 são apresentadas as formas de onda da tensão  $v_{AN}(t)$  (200 V de pico) e da corrente  $i_A(t)$  antes da filtragem (10 A de pico). Observa-se que a corrente é descontínua ao longo de todo o período, o que caracteriza a operação no modo *Buck*.



**Figura 9.34: Resultados experimentais (10ms/div): (1)  $v_{AN}(t)$  (50V/div); (2)  $i_A(t)$  (5A/div).**

#### 9.6.5.4 CORRENTE DE LINHA ANTES E DEPOIS DA FILTRAGEM

Na Figura 9.35 são apresentadas as formas de onda da corrente de linha  $i_A(t)$  antes da filtragem ( $\approx 10$  A de pico) e depois dela.



**Figura 9.35: Resultados experimentais (4ms/div): (1)  $i_A(t)$  sem filtragem (5A/div); (2)  $i_A(t)$  após a filtragem (5A/div).**

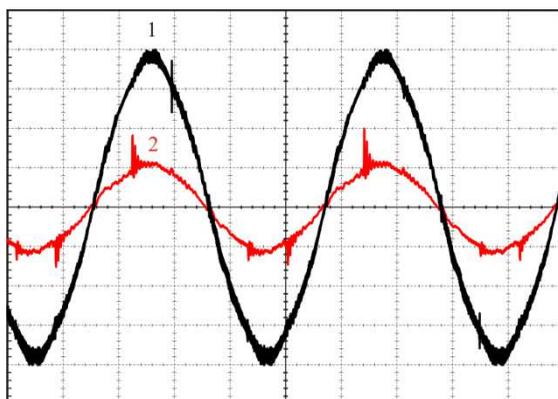
#### 9.6.5.5 TENSÃO DE FASE DE ENTRADA E CORRENTE DE LINHA

Na Figura 9.36 são apresentadas a tensão de fase  $v_{AN}(t)$  (200 V de pico) e a corrente de linha  $i_A(t)$  (5 A de pico). Pode-se observar que as

duas ondas estão em fase, o que é um indicativo de fator de potência elevado.

As oscilações presentes na forma de onda da corrente acontecem no início e final de cada setor e são provocadas pela entrada e saída, respectivamente, do controle indireto sobre o braço **A**. No momento de comutação do compensador ocorrem alguns picos de corrente devido à transitórios no sinal modulante. Estes picos de corrente, quando filtrados, geram as oscilações vistas no sinal de corrente.

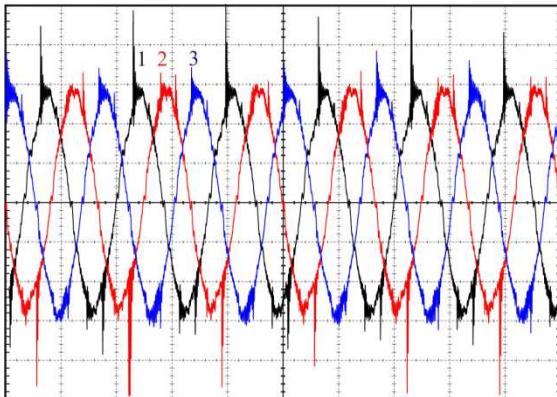
A análise detalhada das formas de onda do modo *Buck* para a determinação da distorção harmônica total (DHT) e o fator de potência da estrutura neste modo de operação será apresentada no item 9.6.5.7.



**Figura 9.36: Resultados experimentais (4 ms/div): (1)  $v_{AN}(t)$  (50V/div); (2)  $i_A(t)$  (5 A/div).**

#### 9.6.5.6 CORRENTES DE LINHA

Na Figura 9.37 são apresentadas as formas de onda das três correntes de linha absorvidas pelo conversor na operação no modo *Buck*.



**Figura 9.37:** Resultados experimentais (10 ms/div): (1)  $i_A(t)$  (2A/div); (2)  $i_B(t)$  (2 A/div); (3)  $i_C(t)$  (2 A/div).

#### 9.6.5.7 ANÁLISE DA DISTORÇÃO DAS CORRENTES E DO FATOR DE POTÊNCIA

A análise dos resultados experimentais relacionada à distorção harmônica e ao fator de potência da estrutura operando no modo *Buck* foi feita através do software WaveStar versão 2.8.1.

A análise foi feita considerando até 51ª harmônica, conforme pode ser verificado no Anexo H, onde são apresentadas as tabelas geradas pelo WaveStar para todos os modos de operação.

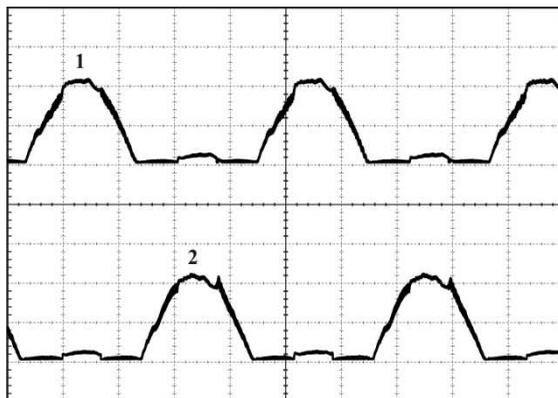
Na Tabela 9.4 é apresentado o resumo da análise das três fases, onde é possível verificar que as fases A e B apresentaram distorção superior a 5% devido às oscilações presentes no sinal. O fator de potência de todas as fases foi superior a 0,99.

**Tabela 9.4:** Resumo da Análise Harmônica e Fator de Potência da Operação no Modo *Buck*.

Parâmetro	Fase A	Fase B	Fase C
Tensão	2,507 %	2,271%	2,344 %
Corrente	5,564 %	6,092 %	4,918 %
Fator de Potência	0,99079	0,99277	0,99390

### 9.6.5.8 CORRENTE NAS INDUTÂNCIAS

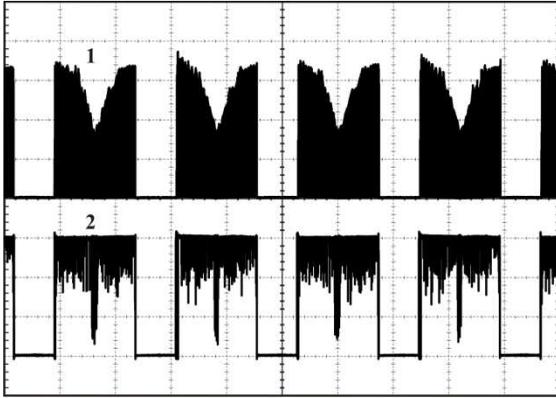
Na Figura 9.38 são apresentadas as correntes nas indutâncias do braço A do conversor ( $L_{1A}$  e  $L_{2A}$ ).



**Figura 9.38: Resultados experimentais (4 ms/div): (1)  $i_{L1A}(t)$  (5A/div); (2)  $i_{L2A}(t)$  (5 A/div).**

### 9.6.5.9 TENSÃO SOBRE OS INTERRUPTORES $S_{1A}$ E $S_{2A}$

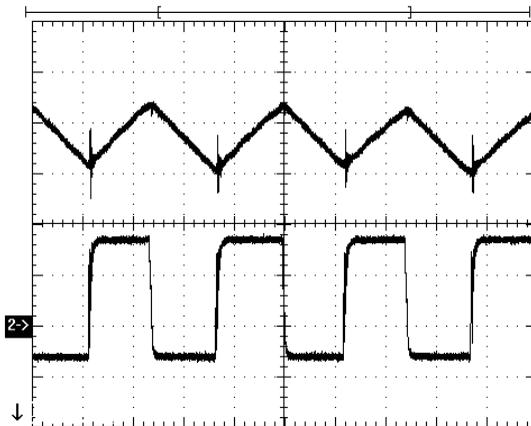
Na Figura 9.39 são apresentadas as formas de onda da tensão sobre os interruptores  $S_{1A}$  e  $S_{2A}$ , cujos valores de pico são 340 V e 150 V (valores aproximados), respectivamente.



**Figura 9.39:** Resultados experimentais (4 ms/div): (1)  $v_{S1A}(t)$  (100V/div); (2)  $v_{S2A}(t)$  (50V/div).

#### 9.6.5.10 ONDULAÇÃO MÁXIMA DA CORRENTE NAS INDUTÂNCIAS

Na Figura 9.40 são apresentadas as formas de onda da corrente na indutância  $L_{2A}$  e o comando do interruptor  $S_{1A}$ .



**Figura 9.40:** Resultados experimentais (10 μs/div): (1)  $i_A(t)$  (1A/div); (2)  $v_{G,S1A}(t)$  (10V/div).

A ondulação máxima medida foi de aproximadamente 1,4 A. A ondulação máxima teórica a ser obtida com os valores utilizados é determinada segundo a expressão (5.31), reescrita em (9.46)

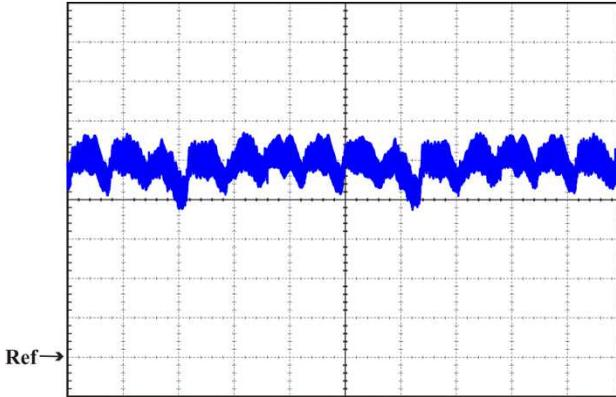
$$\Delta I_{LMAX} = \left\{ \left| \frac{V_s}{\sqrt{3} \cdot L \cdot f_{Chav}} \cdot \left( \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4} - \frac{2}{3} \cdot \beta \right) \right| = \right. \quad (9.46)$$

$$\left. \left| \frac{150}{\sqrt{3} \cdot 0,0012 \cdot 39600} \cdot \left( \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4} - \frac{2}{3} \cdot \frac{150}{200} \right) \right| = 1,45A \right.$$

Tomando-se a largura do pulso de comando de aproximadamente 14  $\mu$ s, descontando-se 1  $\mu$ s relativo ao acréscimo devido às perdas, chega-se a uma largura de pulso de 13  $\mu$ s que, pela expressão (5.22), corresponde a uma tensão de linha de aproximadamente 291 V. Este valor de tensão situa-se em torno da região de transição entre setores, considerando-se 346 V de pico. Esta é a região onde ocorre a maior ondulação de corrente nas indutâncias, conforme pode ser confirmado na Figura 9.38.

#### 9.6.5.11 CORRENTE DE SAÍDA

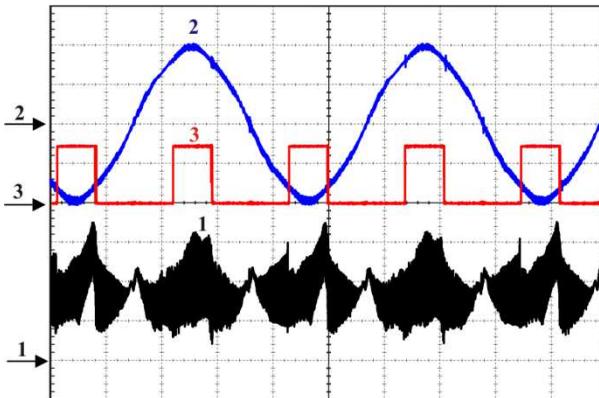
Na Figura 9.41 é apresentada a forma de onda da corrente de saída no modo *Buck*, onde constata-se que neste modo de operação a corrente de saída é contínua, diferentemente do modo *Boost*. O valor médio da corrente é de aproximadamente 10 A.



*Figura 9.41: Resultados experimentais: corrente de saída no modo Buck (2A/div - 4ms/div).*

#### 9.6.5.12 SINAL MODULANTE (SAÍDA DO COMPENSADOR DE CORRENTE)

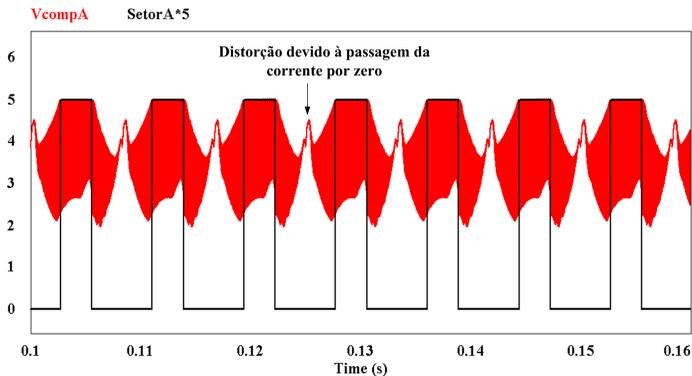
Na Figura 9.43 é apresentado o sinal de saída do compensador de corrente, ou sinal modulante, além da tensão  $v_{AN}(t)$  e o sinal que indica os setores 2 e 5.



*Figura 9.42: Resultados experimentais (4ms/div): (1) Sinal modulante (2V/div); (2) Sinal indicador dos setores 2 e 5 (10V/div); (3)  $v_{AN}(t)$  (100V/div).*

Um aspecto interessante a ser observado durante os intervalos em que o braço **A** do conversor opera com controle direto, é que o sinal modulante fica restrito a aproximadamente 5 V.

Comparando o sinal modulante real com aquele obtido por simulação, apresentado na Figura 9.43, observa-se que a forma da onda é semelhante mas o sinal real apresenta ondulações acima dos 5 V mas, como elas ocorrem durante o período de controle indireto (sinal dos setores 2 e 5 está alto), não interferem na operação do conversor.



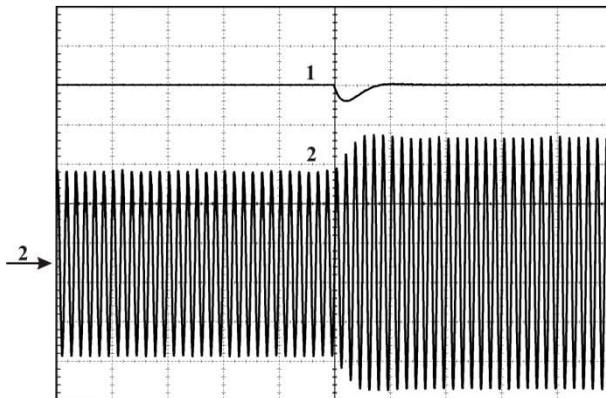
**Figura 9.43:** Formas de onda de simulação no modo Buck: sinal que define os setores 2 e 5 e a forma de onda do sinal modulante do braço A do conversor.

#### 9.6.5.13 TRANSITÓRIO DE CARGA

Foram realizados dois ensaios de transitório de carga, um de elevação outro de redução, para verificar o comportamento tanto da tensão de saída como da corrente de entrada absorvida pelo conversor.

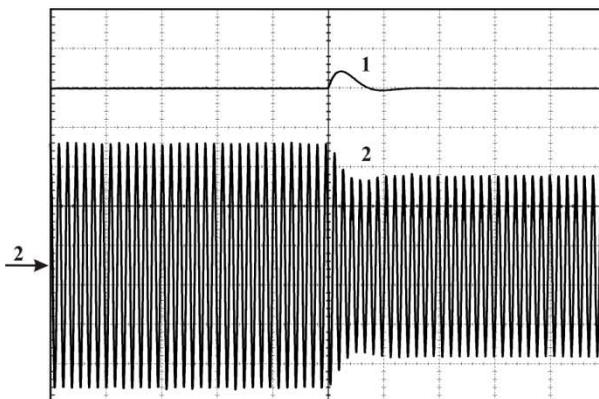
Para a realização dos ensaios foi escolhido o modo *Boost*, tendo em vista que foi este o modo no qual foi baseado o projeto do compensador de tensão.

Na Figura 9.44 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída e da corrente  $i_A(t)$  durante um transitório de elevação de carga (redução de  $17,7 \Omega$  para  $13,7 \Omega$  na resistência de carga). Observa-se que a corrente de entrada tem sua amplitude elevada de aproximadamente 11,5 A de pico para 15,5 A de pico após um pequeno transitório. Na tensão de saída foi verificada uma queda de 8 V e recuperação da tensão nominal após aproximadamente 150ms.



**Figura 9.44: Resultados experimentais (100ms/div): (1) Tensão de saída (20V/div); (2)  $i_A(t)$  (5A/div).**

Na Figura 9.45 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída e da corrente  $i_A(t)$  durante um transitório de redução de carga (elevação de  $13,7 \Omega$  para  $17,7 \Omega$  na resistência de carga). Observa-se que a corrente de entrada tem sua amplitude reduzida de aproximadamente 15,5 A de pico para 11,5 A de pico após um pequeno transitório. Na tensão de saída foi verificada uma elevação de 8 V e recuperação da tensão nominal após aproximadamente 150ms.



**Figura 9.45: Resultados experimentais (100ms/div): (1) Tensão de saída (20V/div); (2)  $i_A(t)$  (5A/div).**

#### 9.6.5.14 CURVA DE RENDIMENTO

Foram levantadas as curvas de rendimento da estrutura (desconsiderando os filtros de entrada) nos três modos de operação. Os dados obtidos são apresentados na Tabela 9.5, Tabela 9.6 e Tabela 9.7.

Como esperado, o modo *Boost* apresentou o mais baixo rendimento entre os modos de operação (86,5%), atingido próximo à potência nominal.

Este resultado se deve à maior corrente processada e ao maior número de elementos, principalmente diodos, em série com o caminho da corrente em cada etapa de operação.

Os modos *Buck+Boost* e *Buck* apresentaram resultados bem próximos (91,9% e 92,4%, respectivamente), em função dos menores níveis de corrente e menor número de semicondutores envolvidos em cada etapa de operação.

**Tabela 9.5: Resultados experimentais: rendimento do conversor operando no modo Boost.**

$R_{Carga}$	$P_{Conversor}$	$P_{Carga}$	%	$\eta$ (%)
61,5 $\Omega$	409,0	369,9	24,66	90,440
49,0 $\Omega$	618,3	555,3	37,02	89,811
30,6 $\Omega$	831,4	741,3	49,42	89,163
24,6 $\Omega$	1049,3	928,7	61,91	88,507
20,6 $\Omega$	1266,4	1113,1	74,21	87,895
17,7 $\Omega$	1490,1	1299,3	86,62	87,195
15,5 $\Omega$	1714,8	1484,1	98,94	86,547

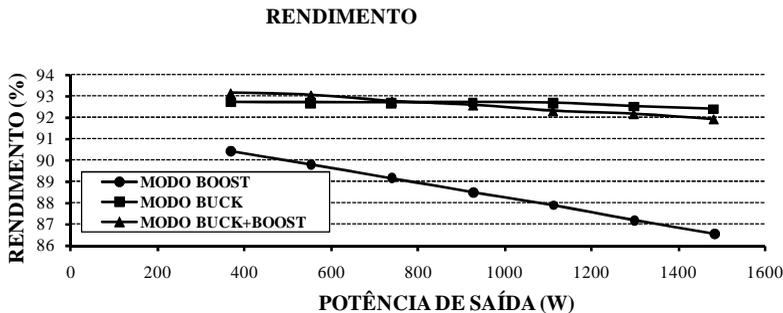
**Tabela 9.6: Resultados experimentais: rendimento do conversor operando no modo Buck+Boost.**

$R_{Carga}$	$P_{Conversor}$	$P_{Carga}$	%	$\eta$ (%)
61,5 $\Omega$	396,6	369,4	24,63	93,142
49,0 $\Omega$	596,3	554,8	36,99	93,040
30,6 $\Omega$	799,0	741,1	49,41	92,753
24,6 $\Omega$	1002,6	928,2	61,88	92,579
20,6 $\Omega$	1205,0	1112,3	74,15	92,307
17,7 $\Omega$	1408,6	1298,3	86,55	92,170
15,5 $\Omega$	1612,9	1482,5	98,83	91,915

**Tabela 9.7: Resultados experimentais: rendimento do conversor operando no modo Buck.**

$R_{Carga}$	$P_{Conversor}$	$P_{Carga}$	%	$\eta$ (%)
61,5 $\Omega$	398,7	369,6	24,64	92,701
49,0 $\Omega$	597,1	553,5	36,90	92,698
30,6 $\Omega$	797,8	739,5	49,30	92,692
24,6 $\Omega$	999,1	926,2	61,75	92,703
20,6 $\Omega$	1198,6	1110,8	74,05	92,675
17,7 $\Omega$	1401,3	1296,5	86,43	92,521
15,5 $\Omega$	1602,0	1480,4	98,69	92,409

A representação gráfica dos dados das tabelas anteriores é apresentada na Figura 9.46.



**Figura 9.46: Resultados experimentais: Curvas de rendimento do conversor proposto nos três modos de operação.**

## 9.6.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram inicialmente descritos, sob a forma de blocos componentes, os principais circuitos utilizados na geração e processamento de sinais utilizados no comando e controle do conversor proposto, como os circuitos de geração das portadoras dente-de-serra e o multiplicador utilizado na geração das correntes de referência.

Foram também apresentados os projetos do filtro LC de entrada e o cálculo do valor das indutâncias utilizadas no conversor, bem como o dimensionamento dos semicondutores e as principais características utilizadas na seleção dos mesmos.

A seguir foram apresentadas as principais especificações do protótipo montado em laboratório, equipamentos utilizados e os resultados experimentais obtidos, partindo-se dos sinais gerados para o controle e comando do conversor para a seguir apresentar os resultados obtidos em cada modo de operação.

A análise dos resultados apresentados para o modo *Boost* leva a conclusão de que foi obtido elevado fator de potência (acima de 0,99) e distorção harmônica total em todas as correntes de entrada inferior a 5%, que são resultados satisfatórios quando comparados com as exigências das normas de qualidade de energia.

Alguns resultados merecem uma análise mais detalhada, como a duração dos pulsos de comando, que apresentou uma diferença de  $1,8 \mu\text{s}$  a mais na experimentação quando comparada com a teoria. Este resultado é esperado, tendo em vista que a expressão teórica não vislumbra os parâmetros de perdas existentes na prática. Este mesmo efeito foi verificado comparando-se a simulação ideal com simulação com a introdução de parâmetros de perdas (resistências e quedas de tensão em semicondutores). Neste aspecto o modo *Boost* é o mais influenciado pelas perdas tendo em vista duas características: a primeira delas é que neste modo de operação, o número de semicondutores envolvidos em cada etapa é maior que nos demais modos e o segundo aspecto tem relação com os níveis de corrente, que são superiores aos demais modos em função das tensões de entrada com amplitude menor.

Outro resultado importante foi a comprovação da tensão imposta aos interruptores  $S_2$  de cada braço, aproximadamente igual à tensão de saída, que é de extrema importância na especificação destes elementos.

O comportamento do sinal modulante obtido no protótipo também apresentou as principais características daquele obtido por simulação, que são a limitação da excursão a valores superiores a 5V, a distorção presente nos cruzamentos por zero da tensão da fase associada a cada braço, além da forma de onda ser semelhante àquela obtida por simulação.

O modo *Buck+Boost* apresentou resultados semelhantes ao modo *Boost* no que se refere ao fator de potência e à distorção harmônica das

correntes: fator de potência superior a 0,99 e distorção harmônica total das correntes inferior a 5% em todas as fases.

Na forma de onda das correntes de entrada antes da filtragem é possível observar os períodos contínuos, relativos à operação no modo *Boost*, e os períodos descontínuos, relativos à operação no modo *Buck*.

Uma característica importante observada no sinal modulante é a grande ondulação nos períodos relativos à operação *Buck*. Esta ondulação é causada, entre outros fatores, por ruídos de comutação induzidos na placa de comando, que não puderam ser totalmente atenuados. Neste modo de operação esta característica é extremamente importante tendo em vista que o sinal modulante excursiona na região limítrofe entre os modos de operação *Boost* e *Buck* (próximo a 5 V), e qualquer ondulação maior no modo *Buck* (superior a 5 V) pode levar ao acionamento indesejado do interruptor *Boost* ( $S_2$ ).

No modo *Buck* foram obtidos valores de fator de potência também superiores a 0,99, no entanto as correntes das fases *A* e *B* apresentaram distorção harmônica superior a 5% (5,564% e 6,092%, respectivamente). Estas distorções elevadas têm sua origem nas oscilações verificadas no sinal modulante dos três braços no momento da entrada em modo de controle indireto e no retorno ao controle direto. Nas simulações estas oscilações apresentam valores menores mas, quando são introduzidos desequilíbrios entre as fases, elas tendem a se elevar. Na prática, além de pequenos desequilíbrios entre as fases, verifica-se também a existência de distorções nas tensões, o que acaba contribuindo para a elevação das oscilações.

Os resultados experimentais comprovaram também as tensões sobre os interruptores determinadas teoricamente e por simulação, onde os interruptores  $S_1$  são submetidos ao pico das tensões de linha enquanto que os interruptores  $S_2$  são submetidos ao valor da tensão de saída.

Outro resultado importante se refere à duração do pulso de comando do interruptor  $S_{1A}$ , que teoricamente deveria ser igual a 18,94  $\mu\text{s}$  enquanto que o valor obtido foi de 20  $\mu\text{s}$ . A diferença pouco superior a 1  $\mu\text{s}$  se deve, da mesma forma como no caso do modo *Boost*, à existência de perdas no circuito real, não contabilizadas pela expressão teórica. No entanto, percebe-se que a diferença entre o valor teórico e o

experimental foi menor no caso *Buck*, tendo em vista o menor nível de corrente e o menor número de elementos envolvidos em cada etapa de operação.

Foi também comprovada no modo *Buck* a ondulação máxima de corrente projetada, de 1,4 A, sendo que o resultado experimental foi praticamente igual, atingindo 1,45 A.

Quanto ao sinal modulante experimental obtido no modo *Buck*, seu comportamento é semelhante àquele obtido por simulação apresentando no entanto maiores oscilações, principalmente nos pontos de mudança de setor.

Os ensaios de transitório de carga apresentaram resultados positivos, onde pode ser comprovada a regulação da tensão de saída frente variações de carga, bem como as alterações na corrente de entrada em cada situação.

As curvas de rendimento do conversor mostraram que o modo *Boost* apresenta o menor rendimento, enquanto que o modo *Buck* o maior rendimento. Foi possível comprovar através dos ensaios que a queda de tensão sobre os semicondutores tem importância crucial no rendimento do conversor, haja vista que em um primeiro ensaio o rendimento do modo *Boost* em potência nominal chegou a apenas 75%. Após a substituição dos 24 diodos da estrutura o novo rendimento atingiu 86,5%, o que representa uma melhora significativa e evidencia a importância deste parâmetro no desempenho do conversor.



## CAPÍTULO X

### CONCLUSÕES GERAIS

---

---

Neste trabalho foi proposta uma nova topologia de conversor CA/CC trifásico com característica *Buck-Boost*, que consiste em uma estrutura unidirecional, não isolada e com apenas um estágio de processamento de energia, desenvolvida a partir do conversor CA/CC *Buck+Boost* monofásico.

No capítulo II é inicialmente apresentado o conversor *Buck+Boost* monofásico, bem como uma breve discussão sobre os modos de operação suportados e as etapas de transformação até a obtenção da versão trifásica proposta. Uma vez apresentada a topologia trifásica, foi desenvolvida uma breve análise de seus modos de operação, suas principais características e definidos os critérios seguidos para a escolha dos modos de operação estudados neste trabalho.

A partir destes critérios foram definidos os seguintes modos de operação de interesse:

- Operação *Buck-Boost* no modo de condução descontínua (MCD);
- Operação nos modos *Buck*, *Boost* e *Buck+Boost* no modo de condução contínua (MCC).

O conversor trifásico *Buck+Boost* proposto, operando em condução descontínua no modo *Buck-Boost*, foi abordada no capítulo III. Foram descritas as etapas de operação e os respectivos circuitos equivalentes, bem como obtidas expressões matemáticas que caracterizam este modo de operação do conversor. A análise apresentada foi comprovada tanto por simulação como por resultados experimentais, sendo demonstrado que a operação como abaixador (*Buck*) ou elevador (*Boost*) é determinada em função apenas da razão cíclica aplicada aos interruptores.

No capítulo IV foi abordada a operação do conversor em condução contínua (MCC) no modo *Boost*. Foi apresentada inicialmente a descrição do princípio de operação do conversor no MCC, onde foram brevemente descritas a filosofia de controle, os blocos principais, as

principais variáveis envolvidas e as estratégias de comando e modulação, válidas para todos os modos de operação.

A seguir foram descritas as etapas de operação do modo *Boost* e apresentada sua análise teórica, que culminou na definição de um circuito equivalente para este modo de operação. A partir de resultados de simulação foram confirmados os estudos teóricos apresentados e concluiu-se que não idealidades como a queda de tensão em semicondutores e resistências série dos indutores modificam de forma significativa alguns parâmetros teóricos do circuito, como a largura dos pulsos aplicada aos interruptores. As principais razões para esta sensibilidade do circuito residem no elevado número de elementos em série com o caminho da corrente em cada etapa de operação e a corrente com maior módulo em comparação com os demais modos de operação.

A operação no modo *Boost* é determinada a partir da relação entre as tensões de entrada e a tensão de saída, e a faixa de operação neste modo é definida a partir da expressão a seguir.

$$\frac{V_s}{V_{PF}} > \sqrt{3}$$

No capítulo V foi analisada a operação do conversor no modo *Buck*, apresentando as etapas de operação, o circuito equivalente e o estudo teórico.

O modo *Buck* apresenta como característica marcante a descontinuidade da corrente absorvida da rede, que implica no uso de filtros de entrada para adequação às normas de qualidade de energia, além de representar uma maior dificuldade no controle da estrutura.

A partir da análise teórica foi possível também identificar a faixa de tensões de entrada na qual é garantida a operação no modo *Buck*, definida pela expressão a seguir.

$$\frac{V_s}{V_{PF}} < \frac{\sqrt{3}}{2}$$

O capítulo VI foi dedicado ao estudo do modo *Buck+Boost*, onde foram apresentadas as etapas de operação e o estudo teórico. Como característica marcante deste modo de operação pode-se destacar o fato de que um dos braços sob controle direto opera no modo *Boost*, enquanto que o outro opera no modo *Buck*.

A partir da análise teórica foi definida a faixa de operação que delimita este modo de operação, apresentada a seguir.

$$\frac{\sqrt{3}}{2} < \frac{V_S}{V_{PF}} < \sqrt{3}$$

No capítulo VII foi desenvolvida a modelagem matemática dos tres modos de operação do conversor, com vistas ao projeto do controle da estrutura. Foram obtidos os modelos matemáticos para o controle das correntes de entrada e da tensão de saída.

Os modelos matemáticos para controle da corrente de cada modo de operação apresentaram duas características importantes que representam um forte obstáculo à implantação do controle analógico:

- As expressões são diferentes entre si;
- Os modelos dos modos *Buck* e *Buck+Boost* apresentam um acoplamento ou interdependência entre os braços.

No capítulo VIII são abordadas as estratégias adotadas para implementar o controle do conversor proposto. São apresentados os critérios de simplificação dos modelos matemáticos desenvolvidos no capítulo VII, tendo em vista a impossibilidade de adotá-los diretamente em uma implementação de controle analógico.

A primeira simplificação foi a adoção apenas do modelo do modo *Buck* como ponto de partida do projeto, devido ao maior esforço de controle imposto pelas correntes de entrada descontínuas.

A escolha da função de transferência do modo *Buck* levou a outra dificuldade relacionada às características do controle analógico: o acoplamento entre as malhas de controle das correntes, que não pode ser contemplada por este tipo de controle. A alternativa escolhida foi uma simplificação da função de transferência, descartando o acoplamento em

função de alguns critérios, como a proporção entre a atuação direta e cruzada das ações de controle na definição das correntes.

No capítulo IX foram apresentados os resultados experimentais obtidos com um protótipo de 1500W e tensão de saída de 150 V, com tensão de entrada variando de 60 V<sub>EF</sub> a 142 V<sub>EF</sub>.

Os resultados obtidos em todos os modos de operação levam à comprovação dos estudos teóricos, mas alguns aspectos merecem atenção especial, como a influência da queda de tensão dos diodos no desempenho do modo *Boost*, cujo rendimento foi elevado de 75% a 86,5% pela simples substituição destes elementos. Esta característica também ficou evidente no ensaio de rendimento, onde o modo *Boost* apresentou a menor eficiência.

Assim como na simulação, ficou evidente a dificuldade de operação dos compensadores no momento da comutação do controle direto para indireto e vice versa, pelo surgimento de picos de tensão nos sinais modulantes.

A partir dos resultados experimentais e dos estudos teóricos realizados, alguns tópicos interessantes para o prosseguimento dos estudos deste conversor foram identificados, basicamente relacionados à implantação do controle digital:

- Utilizar a função de transferência correspondente a cada modo de operação no controle das correntes de entrada;
- Implantar o acoplamento entre braços verificado nos modelos obtidos para os modos *Buck* e *Buck+Boost*;
- Implantar uma lógica tal que o sinal modulante originário dos compensadores submetidos ao controle indireto mantenham os valores no retorno ao controle direto, evitando as oscilações verificadas tanto na simulação como da prática;
- Iniciar estudos objetivando implantação de modulação e controle vetorial à estrutura;
- Estudar o comportamento da estrutura em aplicação de entrada fixa e saída variável;

Quanto às contribuições do trabalho, pode-se destacar:

- A apresentação de uma topologia nova de retificador *Buck-Boost* trifásico;
- A reprodução da característica verificada na versão monofásica, em que a transição entre os modos de operação é conseguida sem a utilização de circuitos auxiliares de supervisão;
- O circuito proposto apresenta apenas dois interruptores comutando simultaneamente, o que representa a redução das perdas por comutação em relação às demais topologias encontradas na literatura.

Quanto aos possíveis usos da estrutura proposta, pode-se citar aplicações em que há variações significativas, propositais ou não, das tensões do sistema de alimentação, que impeçam a utilização das topologias *Boost* ou *Buck* tradicionais. Outra importante possibilidade de aplicação é o uso em conjunto com geradores eólicos, visto que a variação da velocidade do vento tem como efeito oscilações na tensão de saída destes geradores.

Obviamente, cada nova aplicação leva à necessidade de estudos mais aprofundados relativos ao comportamento da estrutura proposta frente a diferentes configurações e características da carga ou do sistema de alimentação.



## BIBLIOGRAFIA

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 2nd ed. vol. 1. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [2] J. Shah and G. Moschopoulos, "Three-phase rectifiers with power factor correction," in *Electrical and Computer Engineering, 2005. Canadian Conference on*, 2005, pp. 1270-1273.
- [3] A. H. Bhat and P. Agarwal, "Three-phase, power quality improvement ac/dc converters," *Electric Power Systems Research*, vol. 78, pp. 276-289, 2008.
- [4] R. W. Erickson, "Some Topologies of High Quality Rectifiers," in *First International Conference on Energy, Power, and Motion Control* Tel Aviv, 1997.
- [5] T. S. Key and J. S. Lai, "Comparison of standards and power supply design options for limiting harmonic distortion in power systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 688-695, 1993.
- [6] Y. B. Blauth, "Retificadores Trifásicos Controlados com Elevado Fator de Potência e Multiníveis de Corrente," in *Departamento de Engenharia Elétrica*. vol. Doutorado Florianópolis/SC: Universidade Federal de Santa Catarina, 1999, p. 203.
- [7] J. W. Kolar and H. Ertl, "Status of the techniques of three-phase rectifier systems with low effects on the mains," in *Telecommunications Energy Conference, 1999. INTELEC '99. The 21st International*, 1999, p. 16 pp.
- [8] M. Hengchun, C. Y. Lee, D. Boroyevich, and S. Hiti, "Review of high-performance three-phase power-factor correction circuits," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 437-446, 1997.
- [9] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of three-phase improved power quality AC-DC converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 641-660, 2004.
- [10] B. Wu, *High-Power Converters and AC Drives*, 1 ed. vol. 1. Piscataway: John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [11] R. Ridley, S. Kern, and B. Fuld, "Analysis and design of a wide input range power factor correction circuit for three-phase applications," in *Applied Power Electronics Conference and*

- Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual, 1993, pp. 299-305.*
- [12] M. Baumann, U. Drofenik, and J. W. Kolar, "New wide input voltage range three-phase unity power factor rectifier formed by integration of a three-switch buck-derived front-end and a DC/DC boost converter output stage," in *Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International, 2000*, pp. 461-470.
- [13] Y. Nishida, J. Miniboeck, S. D. Round, and J. W. Kolar, "A New 3-phase Buck-Boost Unity Power Factor Rectifier with Two Independently Controlled DC Outputs," in *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, 2007*, pp. 172-178.
- [14] P. Ching-Tsai and S. Jenn-Jong, "A single-stage three-phase boost-buck AC/DC converter based on generalized zero-space vectors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 949-958, 1999.
- [15] J. J. Shieh, "SEPIC derived three-phase switching mode rectifier with sinusoidal input current," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 147, pp. 286-294, 2000.
- [16] J. Kikuchi and T. A. Lipo, "Three phase PWM boost-buck rectifiers with power regenerating capability," in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, 2001*, pp. 308-315 vol.1.
- [17] P. Vitor Fernao and J. F. Silva, "Three-phase single-stage four-switch PFC buck-boost-type rectifier," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 444-453, 2005.
- [18] M. L. Heldwein, A. Ferrari de Souza, and I. Barbi, "A simple control strategy applied to three-phase rectifier units for telecommunication applications using single-phase rectifier modules," in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE, 1999*, pp. 795-800 vol.2.
- [19] J. W. Kolar, Friedli, T, "The Essence of Three-phase PFC Rectifier Systems," in *INTELEC 2011, Amsterdam, 2011*.
- [20] B. Fuld, S. Kern, and R. Ridley, "A combined buck and boost power-factor-controller for three-phase input," in *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on, 1993*, pp. 144-148 vol.7.
- [21] S. Y. R. Hui and H. Chung, "Parallellism of power converters for automatic power factor correction," *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 1274-1276, jully/1997 1997.

- [22] U. Kamnarn and V. Chunkag, "Analysis and Design of a Modular Three-Phase AC-to-DC Converter Using CUK Rectifier Module With Nearly Unity Power Factor and Fast Dynamic Response," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 2000-2012, 2009.
- [23] R. Greul, U. Drofenik, and J. W. Kolar, "A novel concept for balancing of the phase modules of a three-phase unity power factor Y-rectifier," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 3787-3793 Vol.5.
- [24] T. Nussbaumer and J. W. Kolar, "Comparison of 3-Phase Wide Output Voltage Range PWM Rectifiers," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 3422-3425, 2007.
- [25] R. Itoh and K. Ishizaka, "Three-phase flyback AC-DC converter with sinusoidal supply currents," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 138, pp. 143-151, 1991.
- [26] C. T. Pan and T. C. Chen, "Step-up/down three-phase AC to DC converter with sinusoidal input current and unity power factor," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 141, pp. 77-84, 1994.
- [27] V. F. Pires and J. F. A. Silva, "Single-stage three-phase buck-boost type AC-DC converter with high power factor," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 784-793, 2001.
- [28] Y. Lung-Sheng, L. Tsorng-Juu, and C. Jiann-Fuh, "Analysis and Design of a Novel Three-Phase AC-DC Buck-Boost Converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 707-714, 2008.
- [29] J. W. Kolar, H. Sree, U. Drofenik, N. Mohan, and F. C. Zach, "A novel three-phase three-switch three-level high power factor SEPIC-type AC-to-DC converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*, 1997, pp. 657-665 vol.2.
- [30] K. Karunakar and D. M. Vilathgamuwa, "Dynamic analysis of three phase Z-source boost-buck rectifier," in *Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International*, 2008, pp. 198-202.
- [31] M. C. Ghanem, K. Al-Haddad, and G. Roy, "A new single phase buck-boost converter with unity power factor," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, 1993, pp. 785-792 vol.2.

- [32] G. T. Bascopé and I. Barbi, "Curso de Correção do Fator de Potência - Capítulo 12: Retificador Monofásico com Fator de Potência Unitário Empregando o Conversor Buck+Boost," in *Circulação Interna Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC*, 1999.
- [33] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, 1a. ed. vol. 1. Boulder, CO: Chapman & Hall, 1997.
- [34] M. Hengchun, D. Boroyevich, and F. C. Y. Lee, "Novel reduced-order small-signal model of a three-phase PWM rectifier and its application in control design and system analysis," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 511-521, 1998.
- [35] A. R. Borges and I. Barbi, "Study of a single stage buck-boost three-phase rectifier with high power factor operating in discontinuous conduction mode (DCM)," in *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, 2009, pp. 870-877.
- [36] A. R. Borges and I. Barbi, "Three-phase single stage AC-DC Buck-Boost converter operating in Buck and Boost modes," in *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, 2011, pp. 176-182.
- [37] A. Ronsani Borges and I. Barbi, "A single stage buck-boost three-phase rectifier with high power factor operating in continuous conduction mode (CCM)," in *Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on*, pp. 2777-2780.
- [38] F. A. B. Batista, "Modulação Vetorial Aplicada a Retificadores Trifásicos PWM Unidirecionais," in *Instituto de Eletrônica de Potência - INEP*. vol. PHD Florianópolis / SC: Universidade Federal de Santa Catarina, 2006, p. 282.
- [39] I. Barbi, "Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas," 2a. Edição ed, E. d. Autor, Ed. Florianópolis: Autor, 2007, p. 332.

**ANEXOS**

**ANEXOS**

---

---



**ANEXO A****A. CONVERSOR BUCK+BOOST UTILIZADO NA  
CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA**

---

---



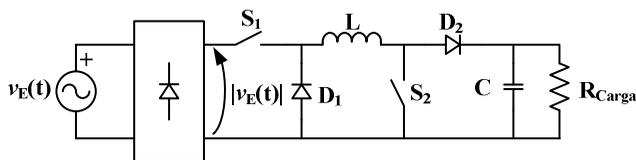
## A.1. INTRODUÇÃO

Da mesma forma como os conversores *CC/CC Boost* e *Buck-Boost*, o conversor *Buck+Boost* pode ser aplicado à correção de fator de potência de fontes de alimentação. A aplicação desta topologia na correção ativa do fator de potência foi abordada em [1A, 2A] com enfoque formação de uma estrutura trifásica a partir de módulos monofásicos e em [3A], onde é apresentado o estudo detalhado da estrutura monofásica operando em condução contínua no modo denominado *Buck+Boost*.

Nesse Apêndice será apresentado o estudo da estrutura monofásica em condução contínua em dois modos de operação: *Buck-Boost*, onde os dois interruptores são acionados simultaneamente e no modo *Buck+Boost*, conforme apresentado em [3A], onde os interruptores são acionados em momentos diferentes.

## A.2. O CIRCUITO DO CONVERSOR *BUCK+BOOST* NA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

O circuito do conversor *Buck+Boost* aplicado na correção do fator de potência é apresentado na Figura A.1, onde foi omitido o filtro de entrada.



*Figura A.1: Circuito do conversor Buck+Boost na correção do fator de potência de fontes de alimentação.*

Nesta representação,  $v_E(t)$  é a tensão da rede que está sendo aplicada à entrada do retificador, enquanto que  $|v_E(t)|$  é a tensão  $v_E(t)$  retificada, que é aplicada ao conversor.

Um aspecto que diferencia este dos demais conversores básicos utilizados na correção do fator de potência (*Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*) é

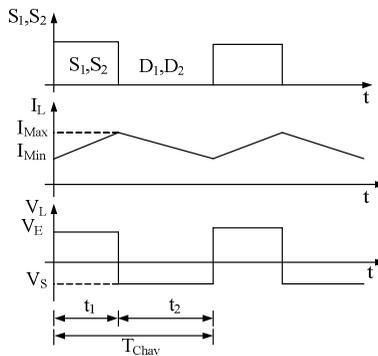
a existência de dois interruptores, abrindo a possibilidade de alterações na forma de comando e a obtenção de novas características de operação.

No modo de condução contínua são possíveis duas formas de operação, que nesse trabalho são denominadas de modo *Buck-Boost* e modo *Buck+Boost*.

No modo *Buck-Boost*, o conversor opera como um conversor único e os interruptores são acionados simultaneamente. No modo *Buck+Boost*, o conversor opera como a associação em cascata de um conversor *Buck* com um conversor *Boost*. Desta forma, cada interruptor é acionado em um determinado momento, em função dos valores das tensões de entrada e saída.

### A.2.1. Operação no Modo *Buck-Boost*

Quando em condução contínua, apresenta duas etapas de operação: armazenamento de energia e transferência de energia. A Figura A.2 apresenta as principais formas de onda desse modo de operação.

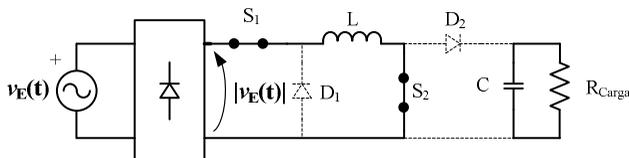


**Figura A.2:** Formas de onda principais do conversor operando no modo *Buck-Boost* no MCC.

#### A.2.1.1. Etapa de Armazenamento de energia

Esta etapa acontece durante o intervalo em que os interruptores estão fechados ( $t_1$ ), aplicando o valor instantâneo da tensão de entrada

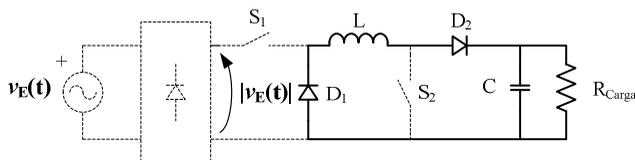
ao indutor. A corrente cresce linearmente até atingir o valor máximo ao final de  $t_1$ , quando os interruptores são bloqueados. Nesta etapa o indutor é conectado à fonte de entrada armazenando energia, enquanto a carga é alimentada pelo capacitor. A Figura A.3 apresenta o circuito desta etapa:



*Figura A.3: Operação no modo Buck-Boost: Circuito da etapa de armazenamento de energia (MCC).*

### A.2.1.2. Etapa de Transferência de Energia

Esta etapa acontece durante o intervalo em que os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueados e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão em condução ( $t_2$ ). O indutor é conectado à saída, transferindo a energia armazenada para o capacitor e para a carga. O circuito da Figura A.4 apresenta o circuito desta etapa.



*Figura A.4: Operação no modo Buck-Boost: Circuito da etapa de transferência de energia (MCC).*

### A.2.1.3. Ganho Estático

Em (A-1) é apresentada a relação entre a tensão de saída e a de entrada, denominada de ganho estático, para o conversor *Buck-Boost* operando no MCC.

$$\frac{V_s}{v_E(t)} = \frac{D}{1-D} \quad (\text{A-1})$$

Considerando uma entrada senoidal, o ganho estático do conversor operando no modo *Buck-Boost* é dado pela expressão (A-2).

$$\frac{V_s}{V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t)} = \frac{d(t)}{1-d(t)} \quad (\text{A-2})$$

A expressão da razão cíclica é obtida isolando-se  $d(t)$  na expressão (A-2), conforme apresentado em (A-3).

$$d(t) = \frac{\beta}{\beta + \text{sen}(\omega t)} \quad (\text{A-3})$$

onde:

$$\beta = \frac{V_s}{V_{PF}} \quad (\text{A-4})$$

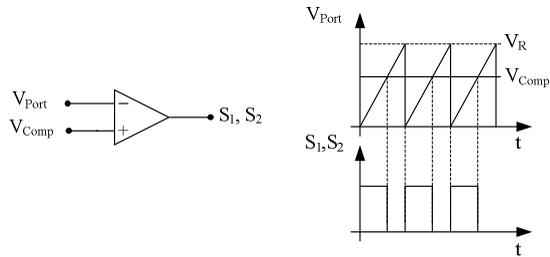
#### A.2.1.4. Cálculo da Indutância

A partir da análise da ondulação da corrente na indutância é obtida a expressão da indutância, definida em (A-5).

$$L = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{V_{PF}}{f_{\text{Chav}} \cdot \Delta I_{L_{\text{Max}}}} \quad (\text{A-5})$$

#### A.2.1.5. Estratégia de Modulação

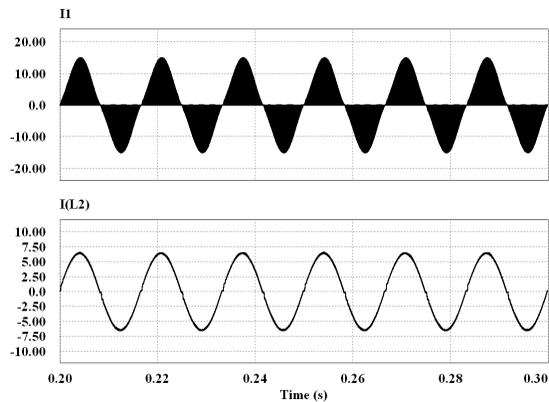
Como o mesmo sinal de comando é aplicado aos dois interruptores, a geração dos pulsos é baseada em um modulador simples formado por uma onda portadora com forma de onda do tipo dente-de-serra com amplitude  $V_R$  e um comparador, conforme mostra a Figura A.5.



**Figura A.5:** Geração dos sinais de comando do modo Buck-Boost pelo modulador.

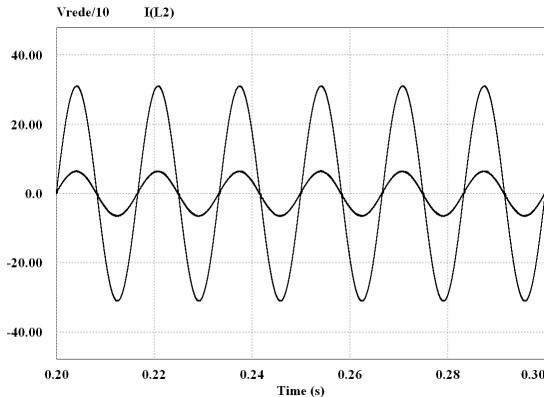
### A.2.1.6. Resultados de Simulação

A Figura A.6 apresenta as formas da corrente de entrada sem filtro e filtrada.



**Figura A.6:** Corrente de entrada sem filtrar e filtrada.

A Figura A.7 apresenta as formas de onda da tensão de entrada e da corrente filtrada. Observa-se que a defasagem é praticamente nula e a distorção da corrente muito pequena.

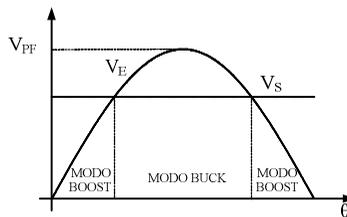


**Figura A.7:** Tensão e corrente de entrada.

### A.2.2. Operação no Modo *Buck+Boost*

A operação do conversor *Buck+Boost* no modo *Buck+Boost* foi detalhadamente estudado em [3A]. Nesta seção serão apresentadas as etapas de operação e as principais expressões.

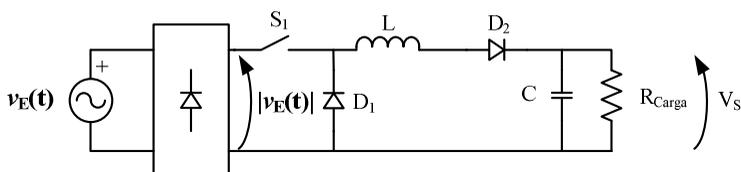
Os modos de operação *Buck* e *Boost* são definidos em função da relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Nos períodos em que a tensão de entrada é menor que a de saída o circuito opera no modo *Boost*. Nos períodos em que a tensão de entrada é maior que a de saída o circuito opera no modo *Buck*. A Figura A.8 ilustra a forma de operação descrita, identificando os períodos de operação *Buck* e *Boost*,



**Figura A.8:** Modos de operação do circuito: *Buck* ou *Boost*.

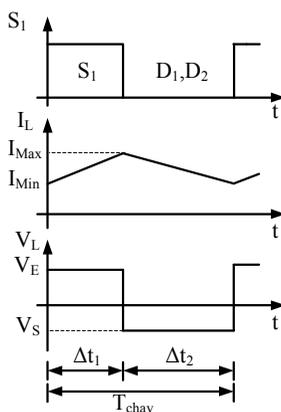
### A.2.2.1. Modo de operação *Buck*

A Figura A.9 apresenta o circuito desse modo de operação. No modo de operação *Buck*, o interruptor  $S_2$  (interruptor *Boost*) permanece aberto (não recebe pulsos de comando) e por esse motivo não é representado na figura.



**Figura A.9:** Circuito para operação no modo *Buck*.

A Figura A.10 apresenta os pulsos de comando aplicados a  $S_1$  e o comportamento da tensão e da corrente na indutância em um período de chaveamento.



**Figura A.10:** Operação no modo *Buck*: Formas de onda do comando do interruptor  $S_1$ , tensão e corrente na indutância em um período de chaveamento.

Devido à posição do interruptor, ligado em série com a ponte retificadora, o modo de operação *Buck* apresenta como característica a corrente pulsada na entrada. Desta forma, o modo de condução contínua se refere à corrente que circula pelo indutor  $L$ .

Este modo de operação é constituído por duas etapas: armazenamento de energia e transferência de energia. A análise de cada uma delas será feita tomando-se o semiciclo positivo da tensão de entrada, mas o estudo é válido também para o semiciclo negativo.

- **Etapa de Armazenamento de Energia**

Esta etapa acontece durante o período em que  $S_1$  é fechada ( $\Delta t_1$ ). O circuito resultante é apresentado na Figura A.11.

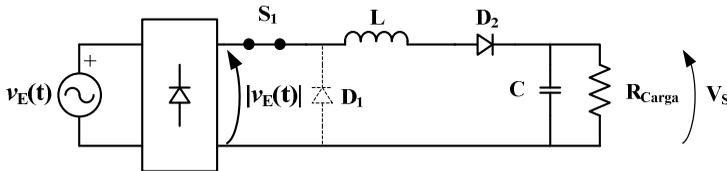


Figura A.11: Operação no modo Buck: Etapa de armazenamento de energia.

- **Etapa de Transferência de Energia**

Esta etapa acontece a partir do instante em que  $S_1$  é aberta ( $\Delta t_2$ ). O circuito resultante é apresentado na Figura A.12.

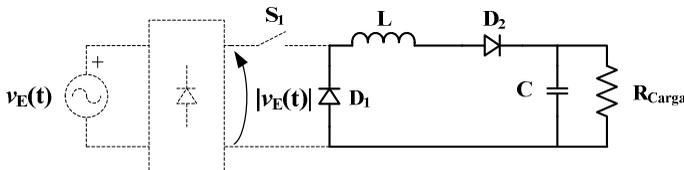


Figura A.12: Operação no modo Buck: etapa de transferência de energia.

- **Ganho Estático**

O ganho estático do conversor *Buck* operando no MCC é definido pela expressão (A-6), onde  $D$  é a razão cíclica aplicada ao interruptor  $S_1$ .

$$\frac{V_S}{|v_E(t)|} = D \quad (\text{A-6})$$

Para o caso da utilização do conversor como estágio de correção do fator de potência, a tensão de entrada varia senoidalmente, fazendo com que a razão cíclica seja também variável ao longo de um período da tensão de entrada. Considerando uma entrada senoidal, o ganho estático do conversor operando no modo *Buck* é dado pela expressão (A-7).

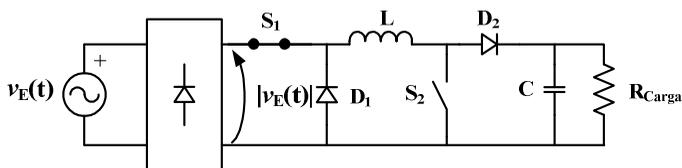
$$\frac{V_s}{V_{PF} \cdot |\text{sen}(\omega t)|} = d(t) \quad (\text{A-7})$$

Definindo-se a relação  $\beta$  conforme a expressão (A-4) e substituindo em (A-7) é obtida a expressão (A-8), que define a razão cíclica.

$$d(t) = \frac{\beta}{|\text{sen}(\omega t)|} \quad (\text{A-8})$$

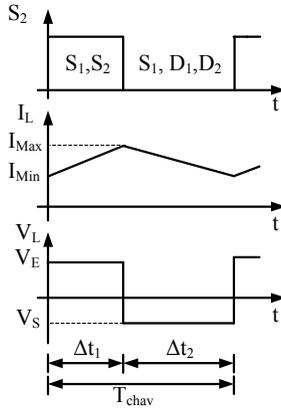
#### A.2.2.2. Modo de Operação *Boost*

No modo de operação *Boost*, o interruptor  $S_1$  (interruptor *Buck*) permanece em condução enquanto que  $S_2$  recebe os pulsos de comando. O circuito resultante para este modo de operação é apresentado na Figura A.13, onde  $S_1$  é representado por um interruptor fechado.



**Figura A.13: Circuito para operação no modo *Boost*.**

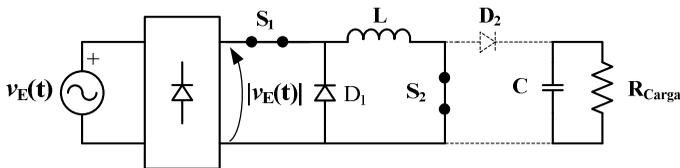
A Figura A.14 apresenta os pulsos de comando aplicados a  $S_2$  e o comportamento da tensão e da corrente na indutância em um período de chaveamento.



**Figura A.14:** Operação no modo Boost: Formas de onda do comando do interruptor  $S_2$ , tensão e corrente na indutância em um período de chaveamento.

- **Etapa de Armazenamento de Energia**

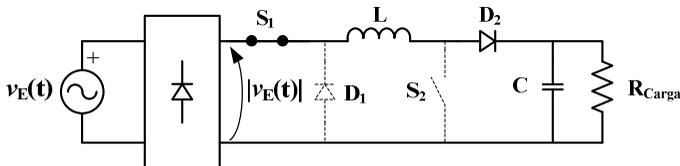
Esta etapa acontece durante o período em que  $S_2$  é fechada ( $\Delta t_1$ ). O circuito resultante desta etapa é apresentado na Figura A.15.



**Figura A.15:** Operação no modo Boost: etapa de armazenamento de energia.

- **Etapa de Transferência de Energia**

Esta etapa acontece a partir do instante em que  $S_2$  é aberta ( $\Delta t_2$ ). O circuito resultante é apresentado na Figura A.16.



**Figura A.16:** Operação no modo Boost: etapa de transferência de energia.

- **Ganho Estático**

O ganho estático do conversor *Boost* operando no MCC é definido pela expressão (A-9), onde  $D$  é a razão cíclica aplicada ao interruptor  $S_2$ .

$$\frac{V_S}{|V_E(t)|} = \frac{1}{1-D} \quad (9.47)$$

Para o caso da utilização do conversor como estágio de correção do fator de potência, a tensão de entrada varia senoidalmente e o ganho estático do conversor é dado pela expressão (A-10).

$$\frac{V_S}{V_{PF} \cdot \text{sen}(\omega t)} = \frac{1}{1-d(t)} \quad (A-10)$$

Substituindo-se (A-4) em (A-10) obtém-se a expressão (A-11) que define a razão cíclica.

$$d(t) = \frac{\beta - \text{sen}(\omega t)}{\beta} \quad (A-11)$$

### A.2.2.3 Estratégia de Modulação para o Modo de Operação *Buck+Boost*

No modo de operação *Buck+Boost*, os interruptores são acionados em momentos distintos e com pulsos de comando diferentes.

Os critérios para geração dos pulsos de comando de cada interruptor são apresentados a seguir:

#### **Interruptor *Buck***

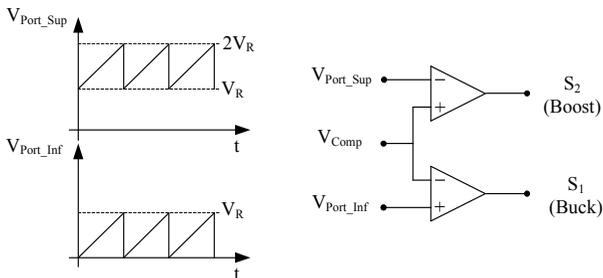
- Atua apenas quando a tensão de entrada se torna maior que a tensão de saída;
- Quando a tensão de entrada é igual ou inferior a de saída, a razão cíclica é unitária (comando aplicado continuamente);

- A menor razão cíclica acontece no pico da tensão de entrada ( $D = \beta$ ).

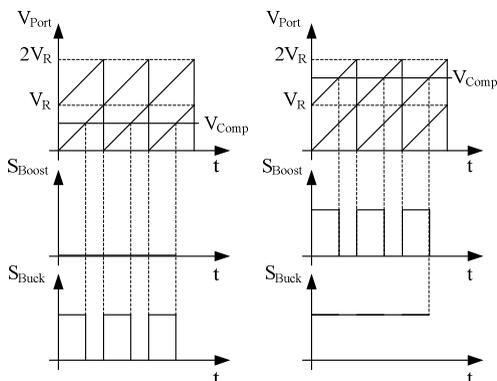
### Interruptor *Boost*

- Atua apenas quando a tensão de entrada é menor que a de saída;
- Quando a tensão de entrada é igual ou superior à de saída, a razão cíclica é igual a zero (não é aplicado pulso de comando);
- A maior razão cíclica acontece com a tensão de entrada é igual a zero ( $D = 1$ ).

O modulador capaz de gerar os pulsos que satisfaçam todas as particularidades descritas foi apresentado em [1A, 3A] e utiliza duas portadoras com forma de onda tipo dente-de-serra e dois comparadores, como mostra a Figura A.17. As formas de onda das portadoras possuem a mesma amplitude ( $V_R$ ), diferenciando-se pelo fato de que uma delas, denominada de portadora superior, apresenta off-set igual a  $V_R$ , enquanto que a outra, aqui denominada portadora inferior, não apresenta off-set. O sinal de comando dos interruptores é gerado pela comparação do sinal vindo do compensador com o sinal das portadoras superior e inferior, conforme mostra a Figura A.18.



**Figura A.17:** Modulador duplo utilizado na operação *Buck-ou-Boost*.



**Figura A.18: Geração de sinais no modulador.**

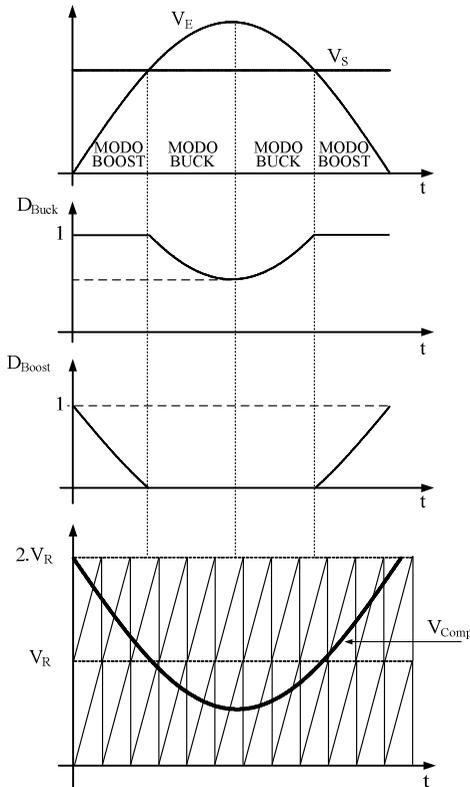
A parte superior do modulador gera os pulsos aplicados ao interruptor *Boost* enquanto que a parte inferior é a responsável pelos pulsos aplicados ao interruptor *Buck*. A definição do modo de operação é feita pelo conjunto compensador/modulador da forma descrita a seguir:

Quando a tensão de entrada é menor que a de saída o compensador gera um sinal crescente que excursiona pela portadora inferior, não conseguindo a redução do sinal de erro. Chegando ao pico dessa portadora ( $V_R$ ), o interruptor *Buck* apresenta comando com razão cíclica máxima, levando-o a conduzir por todo o período de chaveamento. O sinal do compensador continua a crescer, chegando então à portadora superior, onde o comando é aplicado ao interruptor correto e com largura de pulso adequada para a tensão de saída esperada. A partir desse momento o sinal do compensador passa a excursionar apenas ao longo da portadora superior até que a tensão de entrada ultrapasse o valor da tensão de saída. Neste período o interruptor *Buck* conduz continuamente e o interruptor *Boost* recebe pulsos de comando, caracterizando a operação no modo *Boost*.

Quando a tensão de entrada ultrapassa a tensão de saída, o sinal do compensador decresce até chegar ao limite inferior da portadora superior, não obtendo a redução da tensão de erro. O sinal passa então a excursionar pela portadora inferior, onde o comando é aplicado ao interruptor correto e com largura de pulso adequada para a tensão de

saída esperada. Neste período o interruptor *Boost* não recebe pulso de comando, permanecendo bloqueado, enquanto que o interruptor *Buck* recebe pulsos de comando, caracterizando a operação no modo *Buck*.

A Figura A.19 apresenta um esboço do comportamento da razão cíclica aplicada a cada um dos interruptores e da excursão do sinal de saída do compensador ( $V_{Comp}$ ) sobre as portadoras do modulador.

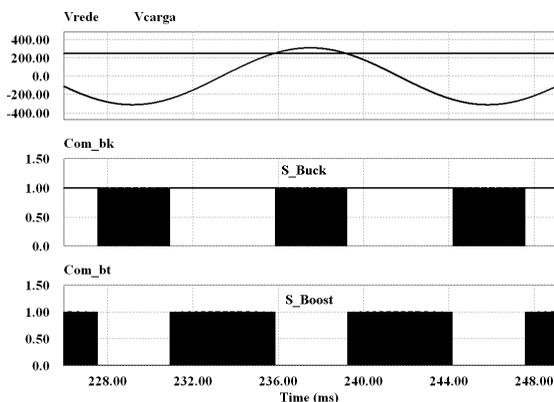


**Figura A.19:** Evolução de  $D_{Buck}$ ,  $D_{Boost}$  e  $V_{Comp}$  ao longo de meio ciclo de rede.

### A.2. 3. Resultados de Simulação

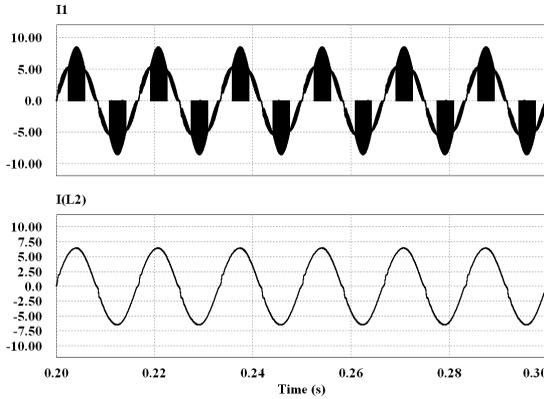
A Figura A.20 apresenta as formas de onda da tensão de saída, tensão de entrada e os comandos dos interruptores *Buck* ( $S_1$ ) e *Boost* ( $S_2$ ). Pode-se observar que nos períodos em que o módulo da tensão de entrada é menor que a tensão de saída, o comando do interruptor *Buck* permanece em nível alto, mantendo-o em condução, enquanto o interruptor *Boost* recebe os pulsos de comando.

Durante os períodos em que o módulo da tensão de entrada se torna maior que a tensão de saída, o comando do interruptor *Boost* é mantido em nível baixo, bloqueando-o, enquanto que o interruptor *Buck* recebe os pulsos de comando.



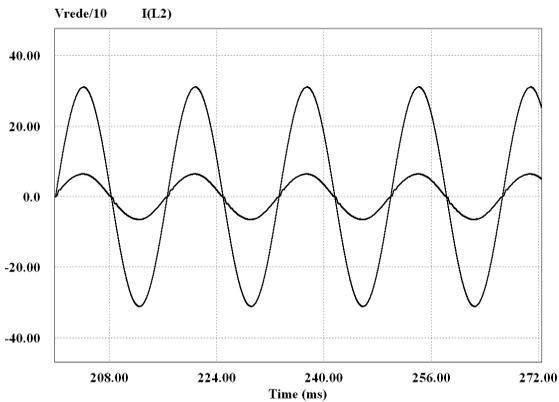
**Fiura A.20: Operação no modo Buck-ou-Boost: formas de onda da tensão de entrada, tensão na carga e os comandos dos interruptores Buck e Boost.**

Na Figura A.21 são apresentadas as formas de onda da corrente de entrada antes e depois de ser filtrada, onde pode ser verificada a baixa distorção harmônica da corrente filtrada.



**Figura A.21:** Operação no modo Buck-ou-Boost: formas de onda da corrente de entrada do conversor Buck-ou-Boost antes e depois de ser filtrada.

A Figura A.22 apresenta a tensão e a corrente de entrada do conversor, onde pode ser verificado que a defasagem entre as formas de onda é praticamente inexistente, o que associado à baixa TDH garante fator de potência elevado.



**Figura A.22:** Operação no modo Buck-ou-Boost: formas de onda da tensão e da corrente de entrada do conversor.

## CONCLUSÃO

Neste Anexo foi apresentado o estudo resumido do conversor *Buck+Boost* em MCC aplicado na correção ativa do fator de potência operando nos modos *Buck-Boost* e *Buck+Boost*.

Duas características positivas da operação como *Buck-Boost* merecem destaque: a operação com um único sinal de comando para os dois interruptores e a simplicidade de geração desse sinal, feita a partir de um modulador simples que se baseia na comparação de uma onda dente-de-serra com o sinal vindo do compensador. Um aspecto negativo importante desse modo de operação é o aumento das perdas de comutação em função do acionamento simultâneo dos interruptores.

Na operação do conversor no modo *Buck+Boost*, uma característica merece destaque: apesar da operação como *Buck* ou como *Boost* estar diretamente ligada aos valores das tensões de entrada e saída, a escolha do modo de operação é feita pelo modulador utilizado, sem a necessidade de nenhum circuito auxiliar. Esta característica atribui ao circuito um aumento da confiabilidade pela redução de elementos envolvidos.

Finalmente, um aspecto negativo comum a todos os modos de operação do conversor *Buck+Boost* é a descontinuidade da corrente de entrada, que pode acontecer durante alguns instantes, como no caso da operação *Buck+Boost*, ou ao longo de todo o período, como acontece no modo *Buck-Boost*. A existência desta descontinuidade implica na necessidade de utilização de um filtro de entrada, o que acaba elevando a complexidade de implementação da topologia.

### A.3. Bibliografia do Anexo A

- [1A] **RIDLEY, R.; KERN, S.; FULD, B.**, Analysis and design of a wide input range power factor correction circuit for three-phase applications, in: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*, vol., pp. 299-305, 1993.
- [2A] **FULD, B.; KERN, S.; RIDLEY, R.**, A combined *Buck* and *Boost* power-factor-controller for three-phase input, in: *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, vol., pp. 144-148 vol.7, 1993.
- [3A] **BASCOPE, G. T.; BARBI, I.**, "Curso de Correção do Fator de Potência - Capítulo 12: Retificador Monofásico com Fator de Potência Unitário Empregando o Conversor *Buck+Boost*", *Circulação Interna*, Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC, 1999.

**ANEXO B****B. PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE  
PARA O MODO BUCK**

---

---





**COMPENSADOR PARA CONVERSOR  
BUCK+BOOST TRIFÁSICO**

**PROJETO PARA RETIFICADOR OPERANDO NO  
MODO BUCK**

**LEGENDA**

BRANCO Resultado de Expressão

VERDE Entradade Dados (Escolha de Projeto)

**DADOS DE PROJETO:**

Tensão de Saída ( $V_S$ ):	<span style="background-color: #90EE90; padding: 2px;"><math>V_S := 150</math></span>
Potência de Saída ( $P_S$ )	<span style="background-color: #90EE90; padding: 2px;"><math>P_S := 1500</math></span>
Tensão de pico de entrada ( $V_{PF}$ )	<span style="background-color: #90EE90; padding: 2px;"><math>V_{PF} := 200</math></span>
Frequencia de chaveamento ( $f_{chav}$ )	<span style="background-color: #90EE90; padding: 2px;"><math>f_{Chav} := 39600</math></span>
Frequencia da rede ( $f_R$ )	<span style="background-color: #90EE90; padding: 2px;"><math>f_R := 60</math></span>
Amplitude da rampa do Modulador ( $V_{Mod}$ ):	
Ganho do sensor de corrente ( $k_I$ )	<span style="background-color: #90EE90; padding: 2px;"><math>k_I := 0.5</math></span>
Frequencia de corte do filtro de amostragem ( $f_{Amost}$ )	<span style="background-color: #90EE90; padding: 2px;"><math>f_{FA} := 40000</math></span>
Ondulação de Corrente Máxima ( $\Delta I_{LMax}$ )	<span style="background-color: #90EE90; padding: 2px;"><math>\Delta I_{Lmax} := 1.45</math></span>
Indutâncias (L)	<span style="background-color: #90EE90; padding: 2px;"><math>L := 1.2 \cdot 10^{-3}</math></span>

**CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE CARGA (R)**

$$R := \frac{V_S^2}{P_S} \quad \boxed{R = 15}$$

**CÁLCULO DO VALOR DE  $\beta$** 

$$\beta := \frac{V_S}{V_{PF}} \quad \beta = 0.75$$

**CÁLCULO DA CORRENTE DE PICO MÉDIA**

$$I_{PF} := \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{PF}} \quad \boxed{I_{PF} = 5}$$

**CÁLCULO DA CORRENTE DE PICO REAL**

$$I_{PFr} := \frac{\sqrt{3}}{\beta} \cdot I_{PF} \quad \boxed{I_{PFr} = 11.547}$$

**CÁLCULO DA INDUTÂNCIA**

$$L_{Bk} := \left| \frac{V_S}{\sqrt{3} \Delta I_{Lmax} f_{Chav}} \cdot \left( \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4} - \frac{2}{3} \beta \right) \right|$$

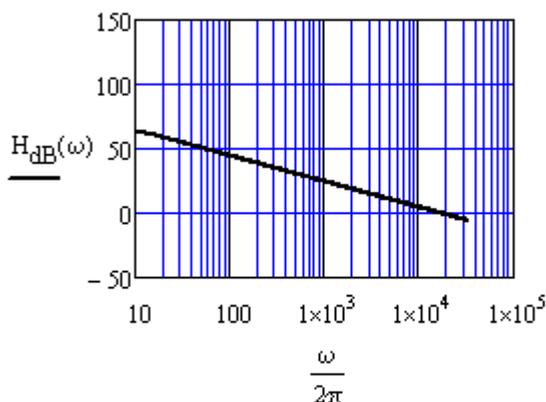
$$\boxed{L_{Bk} = 1.205 \times 10^{-3}}$$

### FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR

$$j := \sqrt{-1} \quad \underline{s}(\omega) := j \cdot \omega \quad \omega := 1, 10 \dots 200000$$

$$\underline{H}(\omega) := \frac{5}{6} \frac{V_S}{L \cdot s(\omega)}$$

$$H_{dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|H(\omega)|) \quad \theta_H(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H(\omega))$$



### Filtro de Amostragem

$$R_{FA} := 1000$$

$$C_{FA} := \frac{1}{2\pi \cdot R_{FA} \cdot f_{FA}}$$

$$C_{FA} = 3.979 \times 10^{-9}$$

### Função de Transferência do Filtro de Amostragem

$$H_{FA}(\omega) := \frac{1}{R_{FA} \cdot C_{FA}} \cdot \frac{1}{\left( s(\omega) + \frac{1}{R_{FA} \cdot C_{FA}} \right)}$$

**Ganho do Modulados ( $k_M$ )**

$$k_M := \frac{1}{V_R}$$

$$k_M = 0.2$$

**Ganho do sensor de tensão para geração da referência de corrente ( $k_V$ )**

$$k_V := \frac{I_{PF} \cdot k_I}{V_{PF}}$$

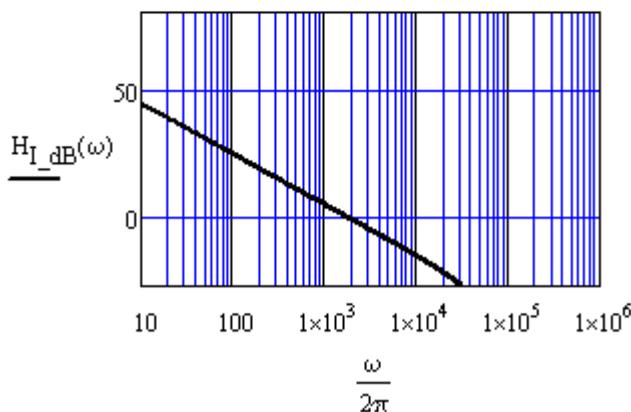
$$k_V = 0.013$$

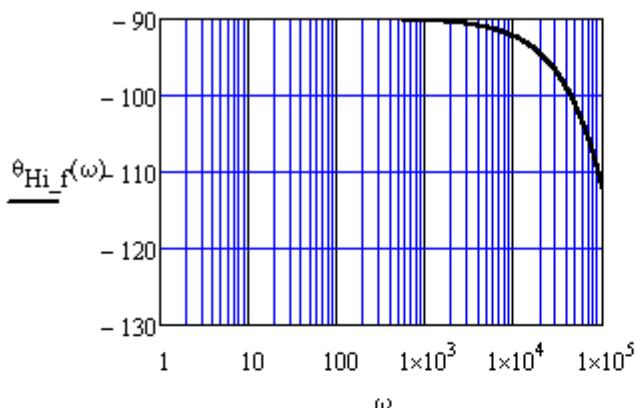
**FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE LAÇO ABERTO NÃO COMPENSADO FTLA<sub>I\_NC</sub>**

$$H_I(\omega) := k_M \cdot k_I \cdot H(\omega) \cdot H_{FA}(\omega)$$

$$H_{I\_dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|H_I(\omega)|)$$

$$\theta_{Hi\_f}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H_I(\omega))$$





### COMPENSADOR PI COM FILTRO:

- A frequência do zero foi escolhida de tal forma a proporcionar elevado ganho nas baixas frequências;
- As frequências de cruzamento, do polo e do zero são fixadas, enquanto que o ganho do compensador é definido posteriormente pela escolha do valor do resistor  $R_1$ ;

$$f_Z := 1200 \qquad \omega_Z := 2 \cdot \pi \cdot f_Z = 7.54 \times 10^3$$

$$f_P := 15000 \qquad \omega_P := 2 \cdot \pi \cdot f_P = 9.425 \times 10^4$$

Frequência de cruzamento desejada é a média aritmética entre as frequências do zero e do polo:

$$f_C := \sqrt{f_Z \cdot f_P} \qquad \boxed{f_C = 4.243 \times 10^3}$$

$$\omega_C := 2\pi \cdot f_C \qquad \boxed{\omega_C = 2.666 \times 10^4}$$

**Resistor  $R_2 =$  escolhido**

$$R_2 := 47000$$

**Cálculo de  $C_2$ :**

$$C_2 := \frac{1}{R_2 \cdot \omega_Z}$$

$$C_2 = 2.822 \times 10^{-9}$$

**Cálculo de  $C_1$ :**

$$C_1 := \frac{C_2}{\left( \frac{\omega_P}{\omega_Z} - 1 \right)}$$

$$C_1 = 2.454 \times 10^{-10}$$

**Cálculo do Ganho necessário**

$$k_P := k_M \cdot k_I \cdot \left( \frac{5 \text{ VS}}{6 \text{ L}} \right) \cdot \frac{1}{R_{FA} \cdot C_{FA}}$$

$$k_P = 2.618 \times 10^9$$

$$k_C := \frac{1}{\frac{k_P}{\omega_C} \cdot \frac{\sqrt{\omega_C^2 + \omega_Z^2}}{\omega_C \cdot \sqrt{\omega_C^2 + \omega_P^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\omega_C^2 + \left( \frac{1}{R_{FA} \cdot C_{FA}} \right)^2}}}$$

$$k_C = 2.425 \times 10^5$$

$$R_1 := \frac{1}{k_C \cdot C_1}$$

$$R_1 = 1.68 \times 10^4$$

**Função de transferência do compensador (C(s)):**

$$C_I(\omega) := \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{\left(1j \cdot \omega + \frac{1}{R_2 \cdot C_2}\right)}{1j \cdot \omega \cdot \left(1j \cdot \omega + \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}\right)}$$

**Função de transferência de laço aberto (FTLA(s))**

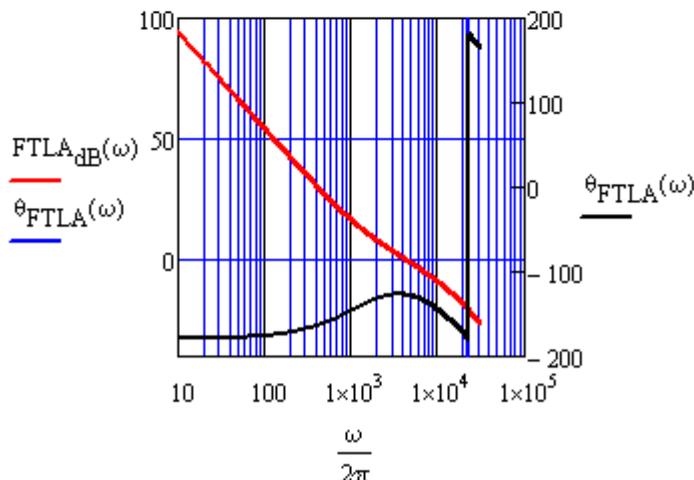
$$FTLA(\omega) := H_I(\omega) \cdot k_C \frac{(1j \cdot \omega + \omega_Z)}{1j \cdot \omega (1j \cdot \omega + \omega_P)}$$

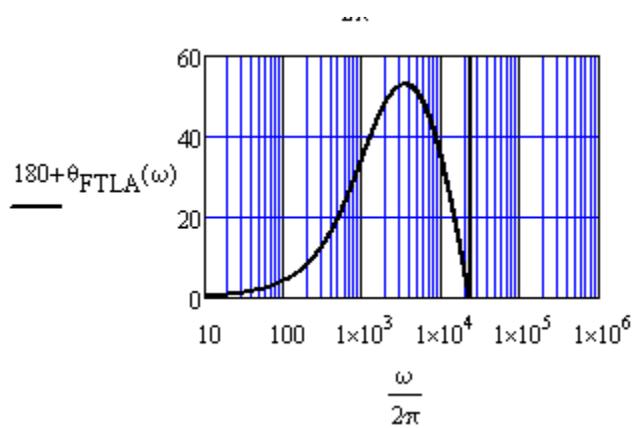
**Funções em dB:**

$$FTLA_{dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA(\omega)|)$$

$$\theta_{FTLA}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA(\omega))$$

$$C_I_{dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_I(\omega)|)$$





**ANEXO C**

**C. PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO**

---

---





## COMPENSADOR DE TENSÃO

### PROJETO PARA RETIFICADOR OPERANDO NO MODO BOOST

#### LEGENDA

BRANCO

Resultado de Expressão

VERDE

Entrada de Dados (Escolha de Projeto)

#### DADOS DE PROJETO:

Tensão de Saída ( $V_S$ ):

$$V_S := 150$$

Potência de Saída ( $P_S$ ):

$$P_S := 1500$$

Tensão de pico de entrada ( $V_{PF}$ )

$$V_{PF} := 60 \cdot \sqrt{2}$$

Frequência de chaveamento ( $f_{chav}$ )

$$f_{chav} := 39600$$

Frequência da rede ( $f_R$ )

$$f_R := 60$$

Amplitude da Portadora ( $V_R$ ):

$$V_R := 5$$

Ganho do sensor de corrente ( $k_I$ )

$$k_I := 0.5$$

Indutância (L)

$$L := 1.2 \cdot 10^{-3}$$

Capacitor de Saída ( $C_S$ )

$$C_S := 3000 \cdot 10^{-6}$$

Tensão de referência para o controle da  
tensão de saída ( $V_{REF}$ )

$$V_{REF} := 5$$

Margem de fase (MF)

$$MF := 60$$

### CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE CARGA (R)

$$R_{\text{CARGA}} := \frac{V_S^2}{P_S}$$

$$R_{\text{CARGA}} = 15$$

### CÁLCULO DE $\beta$

$$\beta := \frac{V_S}{V_{\text{PF}}}$$

$$\beta = 1.768$$

FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA QUE RELACIONA CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA COM CORRENTE DE ENTRADA -  $H_V(s)$

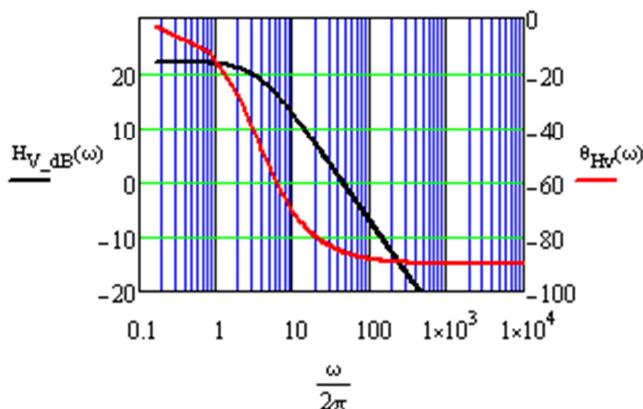
$$\omega := 1,5..300000 \quad j := \sqrt{-1} \quad s(\omega) := -j \cdot \omega$$

$$H_V(\omega) := \left( \frac{3}{2} \cdot \frac{R_{\text{CARGA}}}{\beta} \cdot \frac{1}{R_{\text{CARGA}} \cdot C_S} \right) \cdot \frac{1}{\left( s(\omega) + \frac{1}{R_{\text{CARGA}} \cdot C_S} \right)}$$

$$H_{V\_dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|H_V(\omega)|)$$

$$f(\omega) := \frac{\omega}{2\pi}$$

$$\theta_{H_V}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(H_V(\omega))$$



## PARÂMETROS DA MALHA DE CONTROLE

Ganho do sensor de corrente ( $k_I$ )

$$k_I := 0.5$$

Ganho do sensor de tensão ( $k_V$ )

$$k_V := \frac{V_{REF}}{V_S}$$

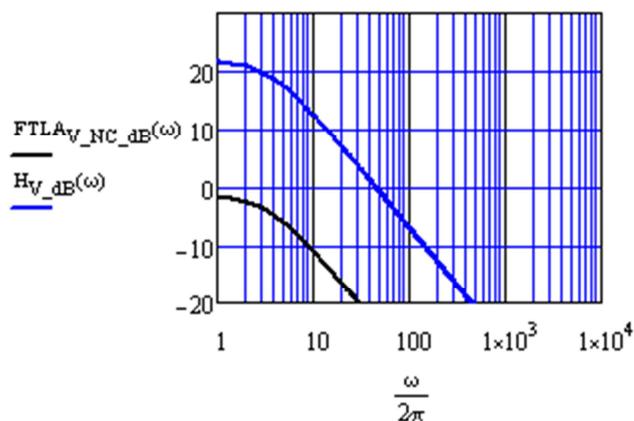
$$k_V = 0.033$$

## FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA PLANTA DE TENSÃO

$$FTLA_{V\_NC}(\omega) := \frac{k_V}{k_I} \cdot H_V(\omega)$$

$$FTLA_{V\_NC\_dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{V\_NC}(\omega)|)$$

$$\theta_{FTLA_{V\_NC}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{V\_NC}(\omega))$$



**DADOS PARA O PROJETO DO COMPENSADOR****Frequencia de cruzamento ( $f_C$ ):**

A frequencia de cruzamento foi escolhida uma década abaixo da frequencia de ondulação da tensão de saída.

$$f_C := \frac{360}{10} = 36 \quad \omega_C := 2\pi f_C \quad \omega_C = 226.195$$

**Frequencia do zero do compensador ( $f_Z$ ):**

$$\omega_{Z\_CV} := \frac{\omega_C}{\tan\left(\frac{\pi \cdot MF}{180} - \frac{\pi}{2} + \operatorname{atan}\left(\frac{\omega_C}{R_{CARGA} \cdot C_S}\right)\right)}$$

$$\omega_{Z\_CV} = 162.005$$

$$f_{Z\_CV} := \frac{\omega_{Z\_CV}}{2\pi} \quad f_{Z\_CV} = 25.784$$

**Ganho do compensador na frequencia de cruzamento:**

O ganho do compensador é definido considerando que na frequencia de cruzamento o ganho da função de transferência de laço aberto compensada ( $FTLA_{V\_C}$ ) é igual à unidade.

$$k := \frac{k_V}{k_I} \cdot \left(\frac{3}{2} \frac{R_{CARGA}}{\beta}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_{CARGA} \cdot C_S}\right)$$

$$k_{CV} := \frac{1}{\frac{\sqrt{\omega_C^2 + \omega_{Z\_CV}^2}}{\omega_C} \cdot \left[ \sqrt{\omega_C^2 + \left(\frac{1}{R_{CARGA} \cdot C_S}\right)^2} \right]}$$

$$k_{CV} = 9.799$$

**Função de Transferência de malha aberta compensada  
(FTLA\_V<sub>comp</sub>):**

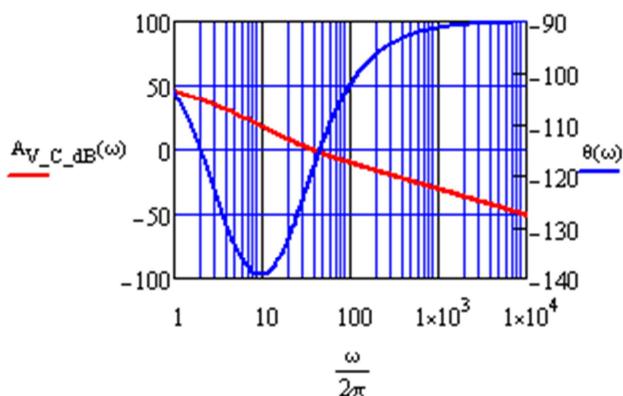
$$C_V(\omega) := k_{CV} \frac{(s(\omega) + \omega_{Z_{CV}})}{s(\omega)}$$

$$FTLA_{V_C}(\omega) := C_V(\omega) \cdot FTLA_{V_{NC}}(\omega)$$

$$C_{V\_dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_V(\omega)|)$$

$$A_{V\_C\_dB}(\omega) := 20 \cdot \log(|FTLA_{V_C}(\omega)|)$$

$$\theta(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{V_C}(\omega))$$





**ANEXO D****D. PROJETO FÍSICO DAS INDUTÂNCIAS DO  
CONVERSOR**

---

---





PROJETO DO INDUTOR DO  
CONVERSOR BUCK+BOOST  
TRIFÁSICO

**LEGENDA**

**BRANCO**

Resultado de Expressão

**VERDE**

Entrada de Dados (Escolha de Projeto)

**OBSERVAÇÃO :**

- Os valores de tensão e corrente utilizados no projeto são obtidos do modo de

operação Boost, que apresenta maior nível de corrente.

- A ondulação utilizada foi obtida do modo de operação Buck.

**DADOS DE PROJETO:**

Tensão de Saída ( $V_S$ ):

$$V_S := 250 \cdot V$$

Potência de Saída ( $P_S$ ):

$$P_S := 3000 \cdot W$$

Tensão de pico de entrada ( $V_{PF}$ )

$$V_{PF} := 127 \cdot V$$

Frequência de chaveamento ( $f_{chav}$ )

$$f_{Chav} := 39600 \cdot \frac{1}{s}$$

Frequência da rede ( $f_R$ )

$$f_R := 60 \cdot \frac{1}{s}$$

Ondulação de Corrente Máxima  
( $\Delta I_{L\_max}$ ) 10% da  $I_{PF}$

$$\Delta I_{L\_max} := 1.4 \cdot A$$

Valor da Indutância (Modo Buck)

$$L := 1.2 \cdot 10^{-3} \cdot H$$

### CÁLCULO DA CORRENTE DE PICO E CORRENTE EFICAZ NA INDUTÂNCIA

$$I_{PF} := \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{PF}}$$

$$I_{PF} = 15.75 \text{ A}$$

$$I_{L\_ef} := \frac{I_{PF}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{L\_ef} = 11.14 \text{ A}$$

### CÁLCULO DO PRODUTO AeAw

Dados para a escolha do núcleo:

$$K_w := 0.7$$

$$B_{max} := 0.3 \text{ T}$$

$$J := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

$$A_e A_w := \frac{L \cdot I_{PF} \cdot I_{L\_ef}}{B_{max} \cdot K_w \cdot J}$$

$$A_e A_w = 25.05 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo escolhido 2 x NEE80/38/20 com os seguintes parâmetros:

$$A_e := 7.8 \text{ cm}^2$$

$$l_e := 18.454 \text{ cm}$$

$$A_w := 10.6 \text{ cm}^2$$

$$l_{me} := 20 \text{ cm}$$

$$A_e \cdot A_w = 82.68 \cdot \text{cm}^4$$

$$K_h := 4 \cdot 10^{-5} \cdot \text{s} \cdot \frac{\text{T}^{-2.4} \cdot \text{W}}{\text{cm}^3}$$

$$V_e := 144.24 \text{ cm}^3$$

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \cdot \text{s}^2 \cdot \left( \frac{\text{T}^{-2.4} \cdot \text{W}}{\text{cm}^3} \right)$$

$K_h$  (coeficiente de perdas por histerese) e  $K_f$  (coeficiente de perdas por correntes parasitas) foram obtidos da apostila do Prof. Ivo Barbi

### 1.6. NÚMERO DE ESPIRAS

$$N := \text{ceil} \left( L \cdot \frac{I_{PF}}{B_{\max} \cdot A_e} \right) \quad N = 81.00$$

### 1.7. ENTREFERRO

$$\delta := \frac{(N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e)}{L} \cdot 10^{-1} \quad \delta = 0.54 \text{ mm}$$

$$L_e := \frac{\delta}{2} \quad L_e = 0.27 \text{ mm}$$

### 1.8. BITOLA DOS CONDUTORES

Cálculo da área de cobre do cabo

$$S_{\text{cabo}} := \frac{I_{L\_ef}}{J} \quad S_{\text{cabo}} = 0.027839 \text{ cm}^2$$

Índice de Penetração

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_{\text{Chav}}}} \cdot 1 \cdot \frac{\text{cm}}{\sqrt{s}} \quad \Delta = 0.038 \text{ cm}$$

$$d_{\max} := 2 \cdot \Delta \quad d_{\max} = 0.075 \text{ cm}$$

OPÇÃO 01 - Bitola escolhida = 22 AWG

$$d_{\text{fio}} := 0.064 \text{ cm}$$

$$S_{\text{fio\_isolado}} := 0.004013 \text{ cm}^2$$

$$S_{\text{fio}} := 0.003255 \text{ cm}^2$$

$$R_{\text{fio}} := 0.000508 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

**Número de condutores  
do cabo**

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil} \left( \frac{S_{\text{cabo}}}{S_{\text{fio}}} \right) \quad n_{\text{cond}} = 9.00$$

**POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO (< 1)**

$$A_{w_{\text{min}}} := \frac{N \cdot n_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio\_isolado}}}{K_w} \quad \frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_w} = 0.39$$

**COMPRIMENTO DO CABO**

$$L_{\text{cabo}} := l_{\text{me}} \cdot N \quad L_{\text{cabo}} = 16.20 \text{ m}$$

**CÁLCULO TÉRMICO**

**- Resistência de condução:**

$$R_{\text{cobre}} := \frac{R_{\text{fio}} \cdot L_{\text{cabo}}}{n_{\text{cond}}} \quad R_{\text{cobre}} = 0.091 \, \Omega$$

**- Perdas Joule**

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{L_{\text{ef}}}^2 \quad P_{\text{cobre}} = 11.34 \text{ W}$$

**- Perdas Magnéticas**

$$\Delta B := \frac{\Delta I_{L_{\text{max}}}}{I_{\text{PF}}} B_{\text{max}}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \Delta B^{2.4} \cdot \left( K_h \cdot f_{\text{Chav}} + K_f \cdot f_{\text{Chav}}^2 \right) \cdot V_e$$

$$P_{\text{nucleo}} = 0.053 \text{ W}$$

**- Perdas totais:**

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}} \quad P_{\text{totais}} = 11.39 \text{ W}$$

- Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \left( \frac{A_e \cdot A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 4.49 \text{ W/}^\circ\text{C}$$

- Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := \left( \frac{P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}}{W} \right) \cdot R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 51.15 \text{ }^\circ\text{C}$$



**ANEXO E****E. PROJETO DO FILTRO LC DE ENTRADA**

---

---





## PROJETO DO FILTRO DE ENTRADA

### Dados de Projeto

Tensão de pico de fase (Modo Buck)	$V_{pf} := 200$
Potência	$P_S := 1500$
Frequencia da rede elétrica	$f_{Rede} := 60$
Frequencia de Ressonância do Filtro LC (máximo igual uma década abaixo da frequencia de chaveamento).	$f_{Res} := 2900$

### CÁLCULO DA RESISTÊNCIA EQUIVALENTE

Calculando por fase (1/3 da potência total)

$$R_{eq} := \frac{\left(\frac{V_{pf}}{\sqrt{2}}\right)^2}{\frac{1}{3} \cdot P_S} \qquad R_{eq} = 40$$

### CÁLCULO DA REATÂNCIA CAPACITIVA

Para evitar que a capacitância absorva uma corrente muito elevada, o valor da reatância capacitiva deve ser definido como sendo pelo menos 10 vezes maior que a resistência equivalente

$$X_C := 50 \cdot R_{eq} \qquad X_C = 2 \times 10^3$$

**CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA (frequência de 60 Hz)**

$$C := \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{Rede}} \cdot X_C} \quad C = 1.326 \times 10^{-6}$$

**Capacitância escolhida:**

$$C := 1.5 \cdot 10^{-6}$$

**CÁLCULO DA INDUTÂNCIA**

$$L := \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{\text{Res}}^2 \cdot C} \quad L = 2.008 \times 10^{-3}$$

$$\omega := 1,5..300000 \quad j := \sqrt{-1} \quad s(\omega) := j \cdot \omega$$

$$L := 0.002$$

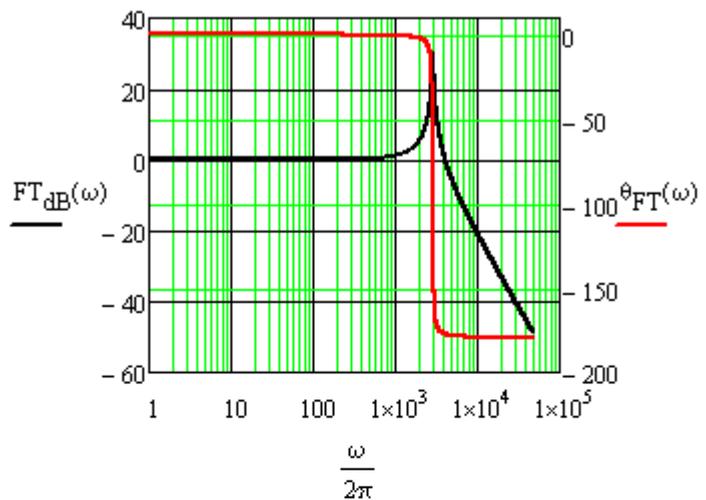
$$C := 1.5 \cdot 10^{-6}$$

$$R := 1200$$

$$FT(\omega) := \frac{1}{L \cdot C} \cdot \frac{1}{s(\omega)^2 + \frac{1}{R \cdot C} \cdot s(\omega) + \frac{1}{L \cdot C}}$$

$$FT_{\text{dB}}(\omega) := 20 \cdot \log(|FT(\omega)|)$$

$$\theta_{FT}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FT(\omega))$$



### 2.3. CORRENTE DE PICO NO INDUTOR

$$I_{L\_p} := \frac{2}{3} \cdot \frac{P_S}{V_{pf}}$$

$$I_{L\_p} = 5 \text{ A}$$

### 2.4. CORRENTE EFICAZ NO INDUTOR

$$I_{L\_ef} := \frac{I_{L\_p}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{L\_ef} = 3.536 \text{ A}$$

## 2.5. CÁLCULO DO PRODUTO AeAw

Dados para a escolha do núcleo:

$$K_w := 0.7$$

$$B_{\max} := 0.25 \text{ T}$$

$$J_w := 500 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

$$L_w := 0.002 \text{ H}$$

$$AeAw := \frac{L \cdot I_{L\_p} \cdot I_{L\_ef}}{B_{\max} \cdot K_w \cdot J}$$

$$AeAw = 4.04 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo escolhido E-55/28/21 com os seguintes parâmetros:

$$A_e := 3.54 \text{ cm}^2$$

$$l_{me} := 11.2 \text{ cm}$$

$$A_w := 2.50 \text{ cm}^2$$

$$K_h := 4 \cdot 10^{-5} \cdot \text{s}$$

$$A_e \cdot A_w = 8.85 \cdot \text{cm}^4$$

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \cdot \text{s}^2$$

$$V_e := 42.50 \text{ cm}^3$$

$K_h$  (coeficiente de perdas por histerese) e  
 $K_f$  (coeficiente de perdas por correntes parasitas)  
 foram obtidos da apostila do Prof. Ivo

## 2.6. NÚMERO DE ESPIRAS

$$N := \text{ceil} \left( L \cdot \frac{I_{L\_p}}{B_{\max} \cdot A_e} \right) \quad N = 113$$

## 2.7. ENTREFERRO

$$\delta := \frac{(N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e)}{L} \cdot 10^{-1} \quad \delta = 0.28 \cdot \text{mm}$$

$$l_e := \frac{\delta}{2} \quad l_e = 0.14 \cdot \text{mm}$$

## 2.8. BITOLA DOS CONDUTORES

### Cálculo da área de cobre do cabo

$$S_{\text{cabo}} := \frac{I_{L\_ef}}{J} \quad S_{\text{cabo}} = 7.071068 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

**Bitola escolhida = 18 AWG**

$$d_{\text{fio}} := 0.1024$$

$$S_{\text{fio}} := 0.0082 \text{ cm}^2$$

$$S_{\text{fio\_isolado}} := 0.0094 \text{ cm}^2$$

$$R_{\text{fio}} := 0.0002073 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

**Número de condutores do cabo**

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil} \left( \frac{S_{\text{cabo}}}{S_{\text{fio}}} \right) \quad n_{\text{cond}} = 1$$

**2.9. POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO (< 1)**

$$A_{w_{\text{min}}} := \frac{N \cdot n_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio\_isolado}}}{K_w}$$

$$\frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_w} = 0.607$$

**2.10. COMPRIMENTO DO CABO**

$$L_{\text{cabo}} := l_{\text{me}} \cdot N$$

$$L_{\text{cabo}} = 12.656 \text{ m}$$

## 2.11. CÁLCULO TÉRMICO

- Resistência de condução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{R_{\text{fio}} \cdot L_{\text{cabo}}}{n_{\text{cond}}} \quad R_{\text{cobre}} = 0.262 \, \Omega$$

- Perdas Joule

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{L_{\text{ef}}}^2 \quad P_{\text{cobre}} = 3.279 \, \text{W}$$

- Perdas Magnéticas serão desprezadas em função da frequência ser baixa.

- Perdas totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} \quad P_{\text{totais}} = 3.279 \, \text{W}$$

- Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \left( \frac{A_e \cdot A_w}{4 \, \text{cm}} \right)^{-0.37} \quad R_{t_{\text{nucleo}}} = 10.265 \, \text{W/}^\circ\text{C}$$

- Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := \left( \frac{P_{\text{cobre}}}{W} \right) \cdot R_{t_{\text{nucleo}}} \quad \Delta T = 33.664$$

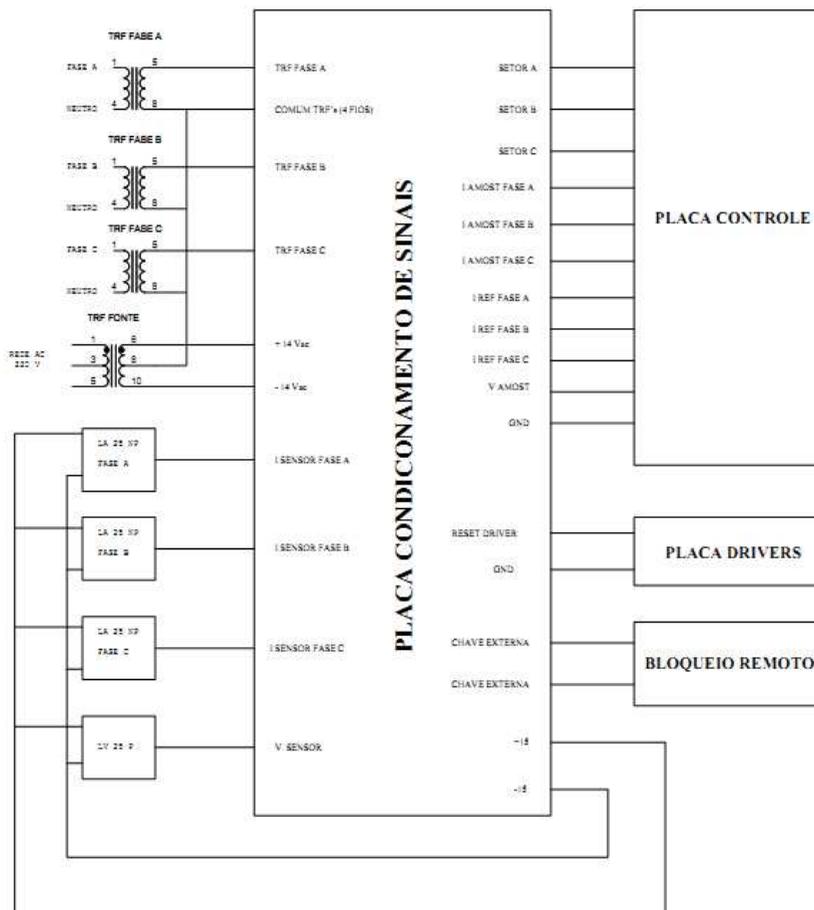


**ANEXO F****F. PLACA DE PROCESSAMENTO DE SINAIS**

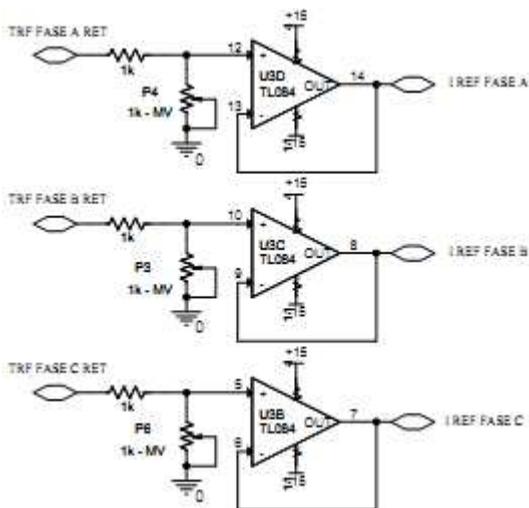
---

---

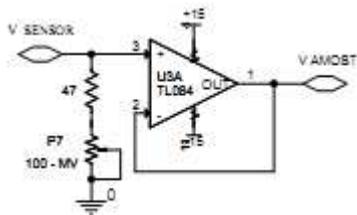
- PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS



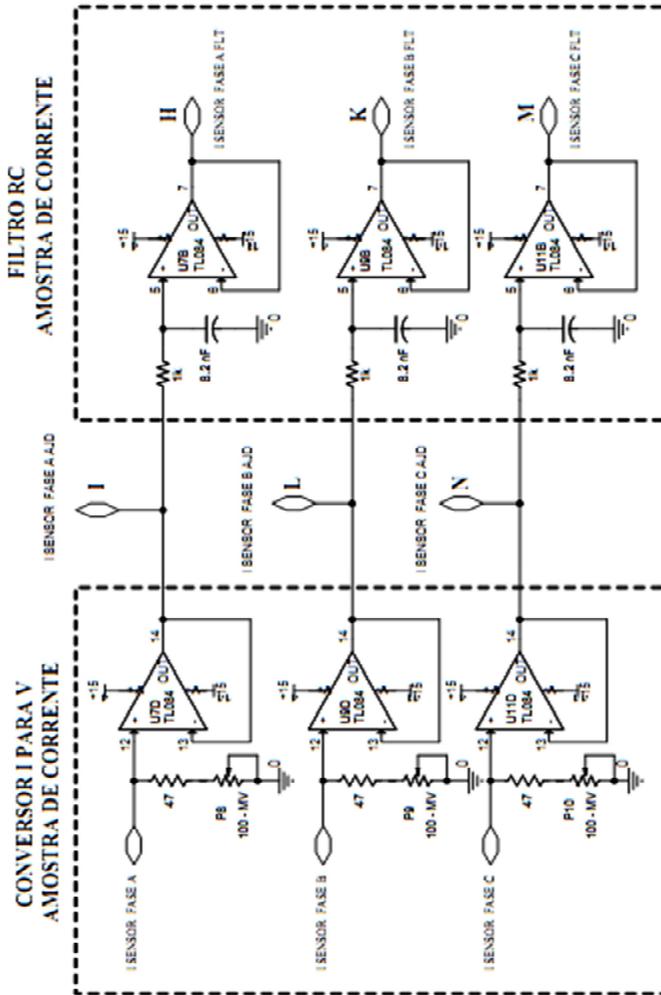
- CIRCUITO DE AJUSTE DA TENSÃO DO TRANSFORMADOR



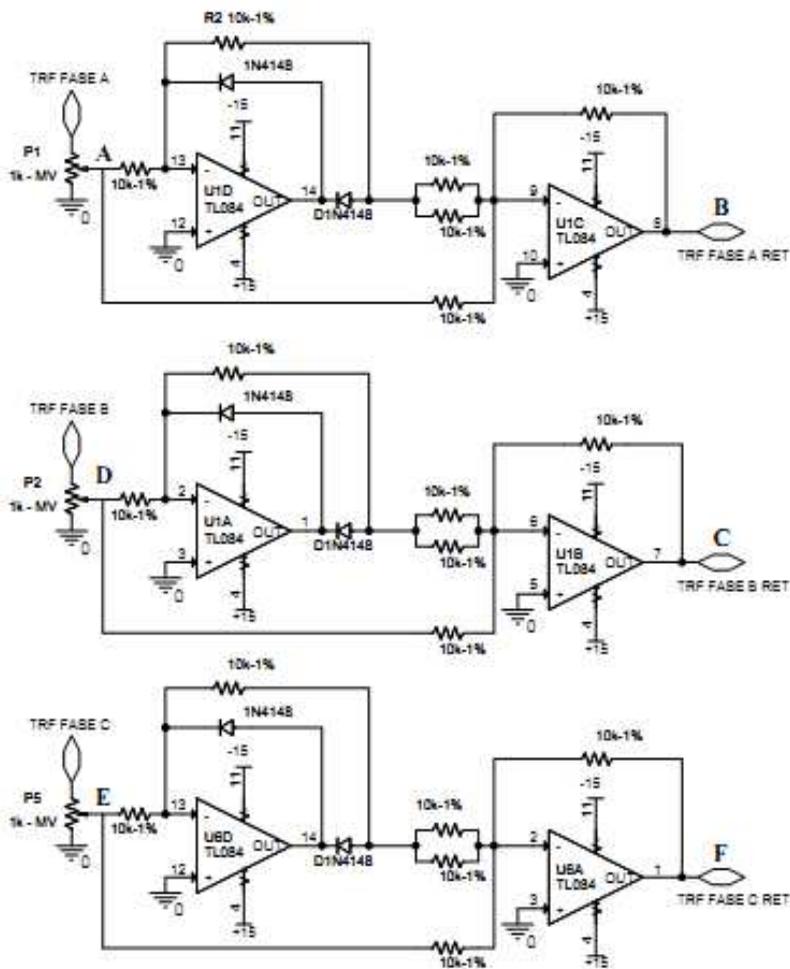
- CONVERSOR I/V DA AMOSTRA DE TENSÃO



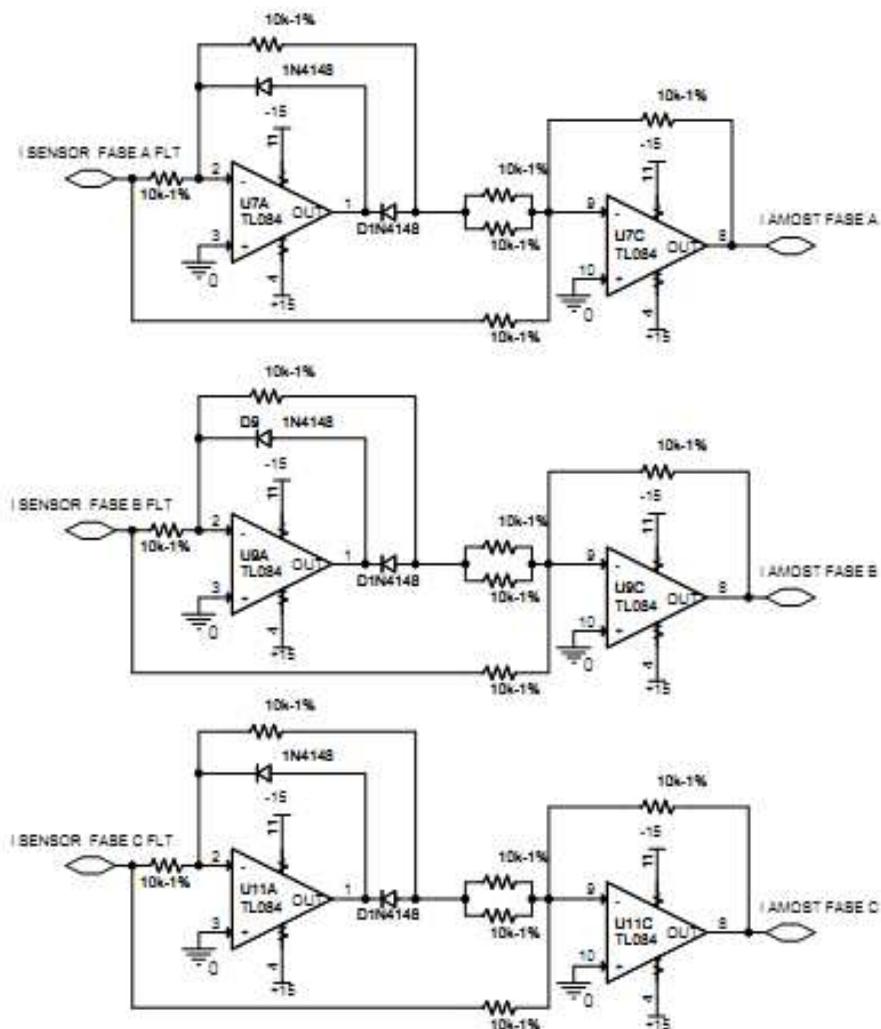
- CONVERSOR I/V E FILTRO DA AMOSTRA DE CORRENTE



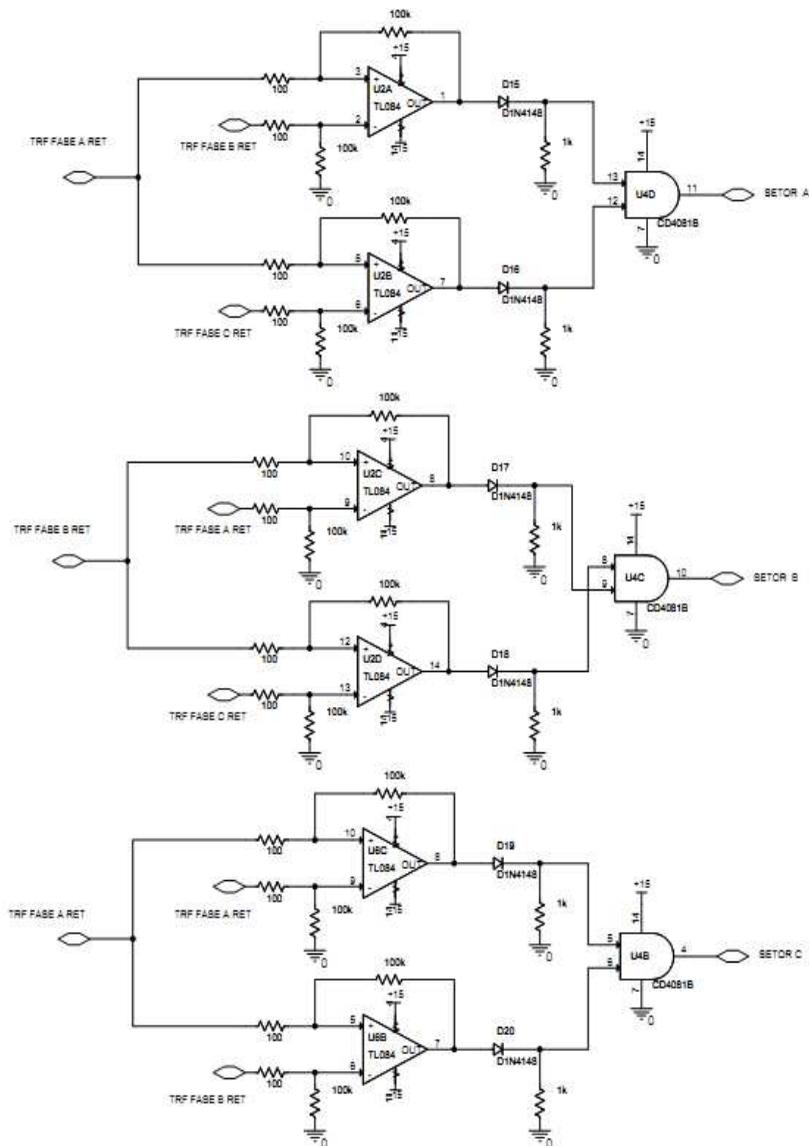
- RETIFICADORES DE PRECISÃO PARA REFERÊNCIA DE CORRENTE



- RETIFICADORES DE PRECISÃO PARA REFERÊNCIA DE CORRENTE



- CIRCUITO IDENTIFICADOR DE SETORES (BRAÇO A)





**ANEXO G**

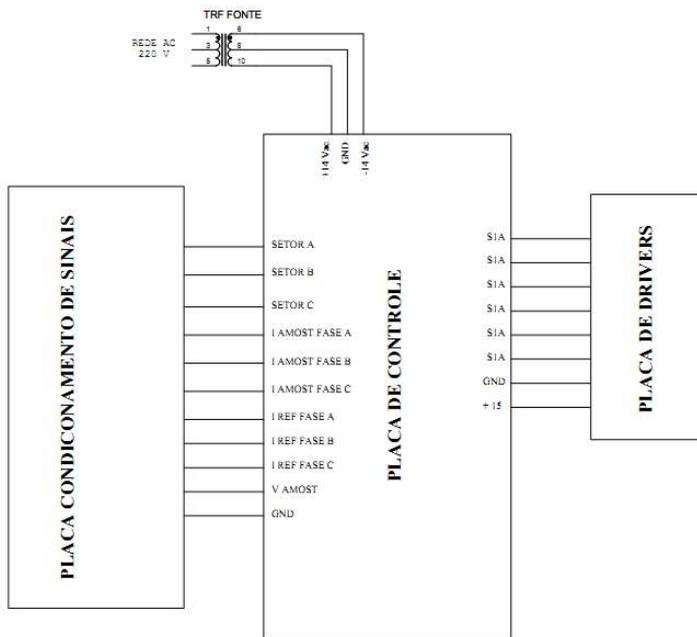
**G. PLACA DE CONTROLE**

---

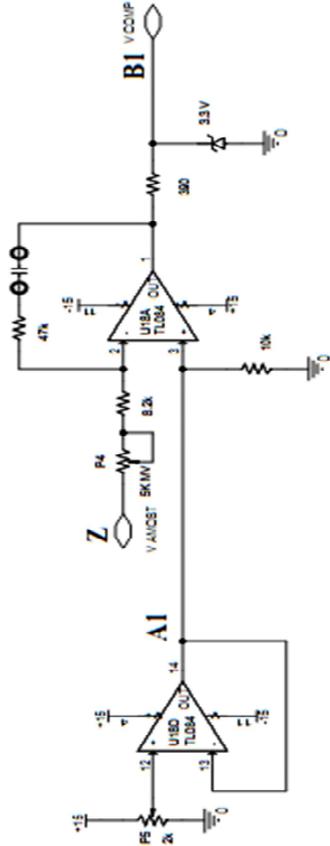
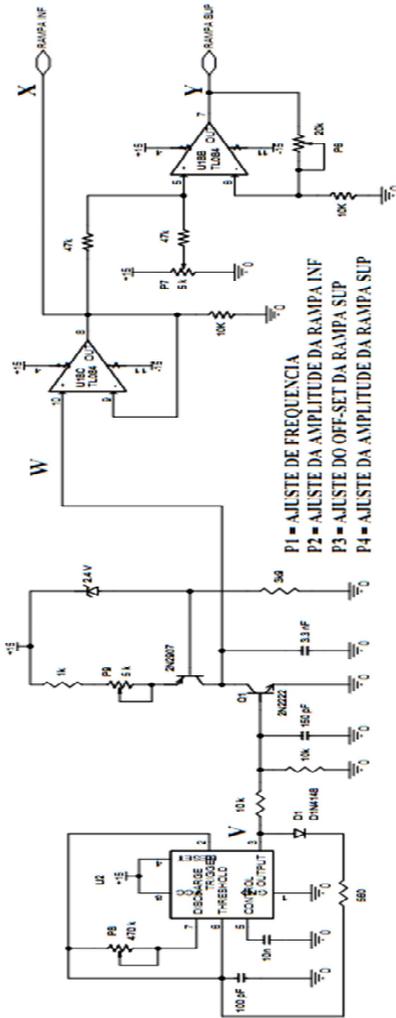
---



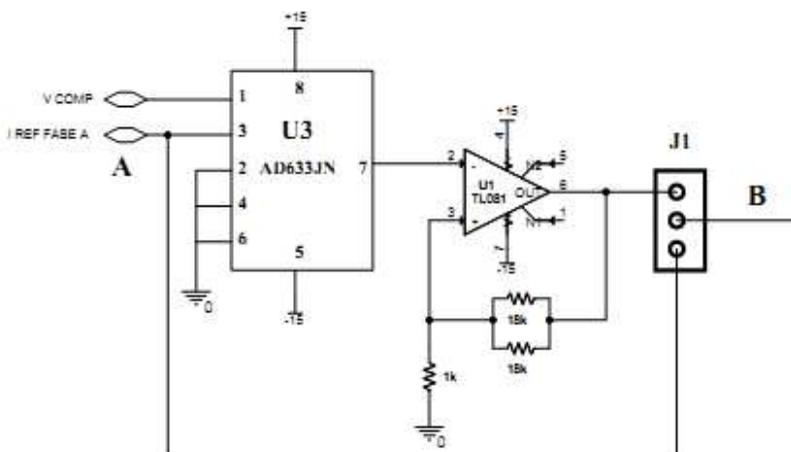
- DIAGRAMA DA PLACA DE CONTROLE



- GERADOR DE RAMPA E MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO

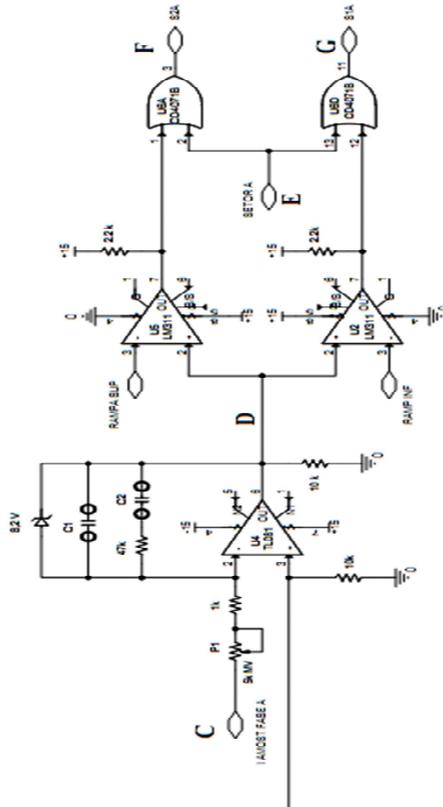


- CIRCUITO MULTIPLICADOR



O sinal B é aplicado à entrada do compensador de corrente da próxima página.

- COMPENSADOR DE CORRENTE E GERAÇÃO DOS PULSOS PARA OS DRIVERS (FASE A)



**ANEXO C****H. ANÁLISE HARMÔNICA DAS CORRENTES DE  
ENTRADA**

---

---



## ANEXO H – ANÁLISE HARMONICA

WaveStar : MODO\_BT\_A Page: 1

Voltage Waveform: [MODO\_BT\_A].Voltage Waveform  
Current Waveform: [MODO\_BT\_A].Current Waveform

Voltage = 57.005 V

Current = 1.0042 V

Power = 57.070

Voltage THD = 2.682 %  
Power Factor = 996.98m  
Instantaneous Power = 57.242 VACurrent THD = 3.792 %  
Displacement Power Factor = -2.1260 Degrees  
Reactive Power = 4.4451 VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	59.996 Hz	56.749 V	100.000 %	0.0000	1.0032 V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	119.99 Hz	15.314m V	0.027 %	136.16	6.1390m V	0.612 %	14.302
Harmonic 3	179.99 Hz	146.54m V	0.258 %	5.8924	10.615m V	1.058 %	-45.661
Harmonic 4	239.98 Hz	45.623m V	0.080 %	-29.565	2.4373m V	0.243 %	-150.61
Harmonic 5	299.98 Hz	1.2248 V	2.158 %	-170.34	24.283m V	2.421 %	-166.38
Harmonic 6	359.97 Hz	25.958m V	0.046 %	96.738	191.94u V	0.019 %	113.58
Harmonic 7	419.97 Hz	318.89m V	0.562 %	19.840	12.534m V	1.249 %	-52.740
Harmonic 8	479.97 Hz	25.829m V	0.046 %	-50.816	1.5995m V	0.159 %	-154.02
Harmonic 9	539.96 Hz	264.06m V	0.465 %	131.67	3.2496m V	0.324 %	3.3663
Harmonic 10	599.96 Hz	127.05m V	0.224 %	64.728	4.2895m V	0.428 %	-32.845
Harmonic 11	659.95 Hz	230.24m V	0.406 %	152.65	2.4392m V	0.243 %	-84.429
Harmonic 12	719.95 Hz	51.065m V	0.090 %	146.07	934.62u V	0.093 %	17.079
Harmonic 13	779.94 Hz	188.07m V	0.331 %	77.256	6.6738m V	0.665 %	21.313
Harmonic 14	839.94 Hz	93.501m V	0.165 %	-121.43	893.98u V	0.089 %	129.07
Harmonic 15	899.94 Hz	192.57m V	0.339 %	117.76	3.5986m V	0.359 %	7.9626
Harmonic 16	959.93 Hz	66.172m V	0.117 %	112.42	1.1140m V	0.111 %	-63.139
Harmonic 17	1.0199k Hz	255.94m V	0.451 %	173.21	6.3900m V	0.637 %	12.457
Harmonic 18	1.0799k Hz	18.209m V	0.032 %	73.959	465.25u V	0.046 %	-84.859
Harmonic 19	1.1399k Hz	182.89m V	0.322 %	-171.80	934.01u V	0.093 %	-32.639
Harmonic 20	1.1999k Hz	32.301m V	0.057 %	-91.144	399.24u V	0.040 %	29.021
Harmonic 21	1.2599k Hz	298.70m V	0.526 %	-150.94	6.1448m V	0.613 %	-547.10m
Harmonic 22	1.3199k Hz	51.036m V	0.090 %	157.47	1.4312m V	0.143 %	-55.573
Harmonic 23	1.3799k Hz	379.70m V	0.669 %	-135.72	9.0684m V	0.904 %	17.652
Harmonic 24	1.4399k Hz	59.384m V	0.105 %	-70.303	1.6546m V	0.166 %	76.328
Harmonic 25	1.4999k Hz	74.105m V	0.131 %	80.085	2.7683m V	0.276 %	-121.53
Harmonic 26	1.5599k Hz	46.643m V	0.082 %	-13.856	1.5148m V	0.151 %	154.34
Harmonic 27	1.6199k Hz	193.26m V	0.341 %	-73.244	7.0439m V	0.702 %	81.270
Harmonic 28	1.6799k Hz	40.361m V	0.071 %	-129.37	1.6298m V	0.162 %	14.833
Harmonic 29	1.7399k Hz	217.53m V	0.383 %	-62.113	9.9009m V	0.987 %	93.133
Harmonic 30	1.7999k Hz	24.759m V	0.044 %	62.849	1.3351m V	0.133 %	-135.12
Harmonic 31	1.8599k Hz	80.935m V	0.143 %	-167.94	3.8309m V	0.382 %	-14.752
Harmonic 32	1.9199k Hz	30.415m V	0.054 %	66.491	1.4610m V	0.146 %	-139.92
Harmonic 33	1.9799k Hz	55.983m V	0.099 %	-24.044	2.3212m V	0.231 %	127.37
Harmonic 34	2.0399k Hz	25.395m V	0.045 %	-57.123	1.7855m V	0.178 %	101.98
Harmonic 35	2.0999k Hz	96.849m V	0.171 %	-25.397	6.6598m V	0.664 %	138.09
Harmonic 36	2.1598k Hz	10.466m V	0.018 %	-112.64	265.68u V	0.026 %	-19.518
Harmonic 37	2.2198k Hz	20.180m V	0.036 %	-107.34	1.6178m V	0.161 %	46.251
Harmonic 38	2.2798k Hz	24.451m V	0.043 %	119.60	1.6686m V	0.166 %	-68.224
Harmonic 39	2.3398k Hz	1.6013m V	0.003 %	-44.442	596.91u V	0.060 %	149.37
Harmonic 40	2.3998k Hz	16.589m V	0.029 %	-56.090	1.1271m V	0.112 %	108.50
Harmonic 41	2.4598k Hz	57.386m V	0.101 %	-16.823	4.2470m V	0.423 %	157.15
Harmonic 42	2.5198k Hz	8.6035m V	0.015 %	-77.615	578.85u V	0.058 %	-169.04
Harmonic 43	2.5798k Hz	10.975m V	0.019 %	-156.86	1.3276m V	0.132 %	46.010
Harmonic 44	2.6398k Hz	10.416m V	0.018 %	135.60	726.74u V	0.072 %	-48.141
Harmonic 45	2.6998k Hz	10.397m V	0.018 %	-76.683	959.30u V	0.096 %	74.052
Harmonic 46	2.7598k Hz	6.4215m V	0.011 %	21.686	876.91u V	0.087 %	-146.63
Harmonic 47	2.8198k Hz	35.517m V	0.063 %	3.6410	3.3975m V	0.339 %	-171.08
Harmonic 48	2.8798k Hz	8.6028m V	0.015 %	-112.68	343.19u V	0.034 %	89.006
Harmonic 49	2.9398k Hz	10.705m V	0.019 %	-133.62	1.4226m V	0.142 %	41.934
Harmonic 50	2.9998k Hz	12.002m V	0.021 %	-166.35	868.44u V	0.087 %	17.992
Harmonic 51	3.0598k Hz	17.704m V	0.031 %	-74.657	1.8467m V	0.184 %	118.54

WaveStar : MOD0\_BT\_B Page: 1

Voltage Waveform: [MOD0\_BT\_B].Voltage Waveform  
 Current Waveform: [MOD0\_BT\_B].Current Waveform

Voltage = 57.020 V

Current = 1.0058 V

Power = 57.110

Voltage THD = 3.091 %  
 Power Factor = 995.85m  
 Instantaneous Power = 57.348 VA

Current THD = 4.944 %  
 Displacement Power Factor = -1.3571 Degrees  
 Reactive Power = 5.2202 VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	59.994 Hz	56.786 V	100.000 %	0.0000	1.0038 V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	119.99 Hz	29.416m V	0.052 %	-34.010	7.0044m V	0.698 %	-53.962
Harmonic 3	179.98 Hz	244.65m V	0.431 %	-129.69	9.5692m V	0.953 %	136.11
Harmonic 4	239.98 Hz	56.113m V	0.099 %	-86.618	4.4093m V	0.439 %	162.66
Harmonic 5	299.97 Hz	1.0346 V	1.822 %	-174.33	24.409m V	2.432 %	-144.90
Harmonic 6	359.97 Hz	53.562m V	0.094 %	125.39	3.6760m V	0.366 %	-2.1197
Harmonic 7	419.96 Hz	375.12m V	0.661 %	38.323	15.867m V	1.581 %	-34.690
Harmonic 8	479.95 Hz	87.773m V	0.155 %	-67.460	3.9490m V	0.393 %	-165.62
Harmonic 9	539.95 Hz	341.30m V	0.601 %	-58.491	5.3665m V	0.535 %	-151.24
Harmonic 10	599.94 Hz	105.49m V	0.186 %	143.66	3.1563m V	0.314 %	34.285
Harmonic 11	659.94 Hz	508.35m V	0.895 %	118.25	6.2064m V	0.618 %	-19.163
Harmonic 12	719.93 Hz	97.853m V	0.172 %	-24.407	1.5891m V	0.158 %	-114.04
Harmonic 13	779.92 Hz	380.39m V	0.670 %	110.02	7.2651m V	0.724 %	17.116
Harmonic 14	839.92 Hz	75.910m V	0.134 %	170.51	563.14u V	0.055 %	34.033
Harmonic 15	899.91 Hz	159.76m V	0.281 %	-62.136	4.5827m V	0.457 %	168.32
Harmonic 16	959.91 Hz	10.292m V	0.018 %	36.582	420.96u V	0.042 %	-87.999
Harmonic 17	1.0199k Hz	492.97m V	0.868 %	156.86	8.0887m V	0.806 %	-5.555
Harmonic 18	1.0799k Hz	16.839m V	0.030 %	-106.85	393.31u V	0.038 %	-9.8351
Harmonic 19	1.1399k Hz	415.30m V	0.731 %	-156.35	6.0748m V	0.605 %	-16.500
Harmonic 20	1.1999k Hz	10.523m V	0.019 %	129.32	451.82u V	0.045 %	-97.789
Harmonic 21	1.2599k Hz	259.49m V	0.457 %	13.650	4.6594m V	0.464 %	155.55
Harmonic 22	1.3199k Hz	40.837m V	0.072 %	-125.43	1.2728m V	0.127 %	3.2399
Harmonic 23	1.3799k Hz	659.90m V	1.162 %	-142.77	18.102m V	1.803 %	-6.4050
Harmonic 24	1.4399k Hz	74.632m V	0.131 %	100.63	2.6576m V	0.265 %	-109.13
Harmonic 25	1.4999k Hz	111.00m V	0.195 %	-62.408	3.3845m V	0.337 %	74.135
Harmonic 26	1.5598k Hz	49.411m V	0.087 %	-89.657	1.1297m V	0.113 %	17.183
Harmonic 27	1.6198k Hz	211.72m V	0.373 %	69.233	6.3064m V	0.628 %	-153.43
Harmonic 28	1.6798k Hz	27.730m V	0.049 %	-172.22	1.5590m V	0.155 %	-48.920
Harmonic 29	1.7398k Hz	388.55m V	0.684 %	-72.559	18.005m V	1.794 %	64.042
Harmonic 30	1.7998k Hz	24.843m V	0.044 %	-179.37	1.3786m V	0.137 %	-45.977
Harmonic 31	1.8598k Hz	44.864m V	0.079 %	-166.13	2.3867m V	0.238 %	-24.711
Harmonic 32	1.9198k Hz	23.408m V	0.041 %	-36.046	1.1488m V	0.114 %	115.03
Harmonic 33	1.9798k Hz	108.86m V	0.192 %	105.41	6.5952m V	0.657 %	-112.08
Harmonic 34	2.0398k Hz	8.0983m V	0.014 %	-30.844	705.12u V	0.070 %	53.740
Harmonic 35	2.0998k Hz	211.08m V	0.372 %	-29.652	13.329m V	1.328 %	111.99
Harmonic 36	2.1598k Hz	16.954m V	0.030 %	-16.904	970.13u V	0.097 %	158.09
Harmonic 37	2.2198k Hz	73.872m V	0.130 %	-85.167	5.0007m V	0.498 %	59.611
Harmonic 38	2.2798k Hz	14.587m V	0.026 %	-8.2951	1.1123m V	0.111 %	165.95
Harmonic 39	2.3398k Hz	60.670m V	0.107 %	126.49	4.5188m V	0.450 %	-77.806
Harmonic 40	2.3998k Hz	8.8440m V	0.016 %	-79.120	1.1516m V	0.115 %	102.59
Harmonic 41	2.4598k Hz	96.108m V	0.169 %	-5.4408	7.7774m V	0.775 %	144.01
Harmonic 42	2.5198k Hz	4.2446m V	0.007 %	141.53	629.03u V	0.063 %	-88.808
Harmonic 43	2.5798k Hz	50.708m V	0.089 %	-43.673	4.1801m V	0.416 %	108.34
Harmonic 44	2.6397k Hz	11.554m V	0.020 %	-5.4952	834.89u V	0.083 %	-171.98
Harmonic 45	2.6997k Hz	47.187m V	0.083 %	174.03	4.0172m V	0.400 %	-24.134
Harmonic 46	2.7597k Hz	1.9261m V	0.003 %	-155.79	637.08u V	0.063 %	-142.26
Harmonic 47	2.8197k Hz	37.822m V	0.067 %	9.6510	3.4519m V	0.344 %	171.72
Harmonic 48	2.8797k Hz	6.1075m V	0.011 %	60.351	647.60u V	0.065 %	-151.81
Harmonic 49	2.9397k Hz	37.223m V	0.066 %	-25.798	3.5500m V	0.354 %	134.87
Harmonic 50	2.9997k Hz	8.5247m V	0.015 %	64.524	1.2239m V	0.122 %	-101.74
Harmonic 51	3.0597k Hz	6.7591m V	0.012 %	-136.20	1.1622m V	0.116 %	6.7331

WaveStar : MOD0\_BT\_C Page: 1

Voltage Waveform: [MOD0\_BT\_C].Voltage Waveform  
Current Waveform: [MOD0\_BT\_C].Current Waveform

Voltage = 57.049 V

Current = 996.78m V

Power = 56.640

Voltage THD = 2.635 %  
Power Factor = 996,04m  
Instantaneous Power = 56.865 VACurrent THD = 4.812 %  
Displacement Power Factor = -1.6768 Degrees  
Reactive Power = 5.0579 VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	60.038 Hz	56.788 V	100.000 %	0.0000	995.38m V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	120.08 Hz	33.849m V	0.060 %	57.143	1.9520m V	0.196 %	-25.434
Harmonic 3	180.11 Hz	157.00m V	0.276 %	-105.99	5.7627m V	0.579 %	-133.30
Harmonic 4	240.15 Hz	72.140m V	0.127 %	133.18	6.2160m V	0.624 %	15.997
Harmonic 5	300.19 Hz	1.1030 V	1.942 %	21.146	34.258m V	3.442 %	24.917
Harmonic 6	360.23 Hz	55.787m V	0.098 %	122.29	4.0432m V	0.406 %	26.374
Harmonic 7	420.27 Hz	250.69m V	0.441 %	-142.15	9.6514m V	0.970 %	157.14
Harmonic 8	480.31 Hz	77.004m V	0.136 %	67.981	3.6079m V	0.362 %	-23.137
Harmonic 9	540.34 Hz	85.858m V	0.151 %	-81.805	2.5025m V	0.251 %	-92.296
Harmonic 10	600.38 Hz	47.211m V	0.083 %	131.93	1.6095m V	0.162 %	59.564
Harmonic 11	660.42 Hz	315.09m V	0.555 %	-101.57	8.0132m V	0.805 %	-117.88
Harmonic 12	720.46 Hz	46.531m V	0.082 %	-7.9643	538.87u V	0.054 %	-136.38
Harmonic 13	780.50 Hz	219.33m V	0.386 %	-29.324	6.4881m V	0.652 %	-154.70
Harmonic 14	840.53 Hz	23.436m V	0.041 %	159.25	474.70u V	0.048 %	42.602
Harmonic 15	900.57 Hz	51.901m V	0.091 %	130.76	1.1768m V	0.118 %	100.06
Harmonic 16	960.61 Hz	74.366m V	0.131 %	-117.93	1.3566m V	0.136 %	84.650
Harmonic 17	1.0206k Hz	374.65m V	0.660 %	-51.612	4.1922m V	0.421 %	146.41
Harmonic 18	1.0807k Hz	6.4351m V	0.011 %	18.982	242.28u V	0.024 %	173.45
Harmonic 19	1.1407k Hz	303.75m V	0.535 %	62.956	4.9509m V	0.497 %	-138.85
Harmonic 20	1.2008k Hz	40.258m V	0.071 %	-178.47	560.29u V	0.056 %	-25.113
Harmonic 21	1.2608k Hz	101.18m V	0.178 %	-104.55	2.2482m V	0.226 %	32.673
Harmonic 22	1.3208k Hz	17.480m V	0.031 %	-140.62	703.77u V	0.071 %	58.478
Harmonic 23	1.3809k Hz	536.75m V	0.945 %	13.508	13.599m V	1.366 %	151.63
Harmonic 24	1.4409k Hz	28.749m V	0.051 %	66.810	896.77u V	0.080 %	-146.07
Harmonic 25	1.5010k Hz	191.95m V	0.338 %	-170.55	6.5378m V	0.657 %	-23.639
Harmonic 26	1.5610k Hz	16.096m V	0.028 %	-32.917	1.2601m V	0.127 %	93.592
Harmonic 27	1.6210k Hz	131.59m V	0.232 %	8.1451	5.2846m V	0.531 %	151.32
Harmonic 28	1.6811k Hz	66.681m V	0.117 %	21.125	2.9701m V	0.298 %	158.02
Harmonic 29	1.7411k Hz	303.76m V	0.535 %	81.795	13.597m V	1.366 %	-135.86
Harmonic 30	1.8011k Hz	26.753m V	0.047 %	104.69	960.22u V	0.096 %	-98.562
Harmonic 31	1.8612k Hz	66.504m V	0.117 %	-16.340	3.8207m V	0.384 %	134.85
Harmonic 32	1.9212k Hz	17.188m V	0.030 %	11.720	1.1713m V	0.118 %	128.54
Harmonic 33	1.9813k Hz	78.596m V	0.138 %	85.114	4.4426m V	0.446 %	-128.16
Harmonic 34	2.0413k Hz	24.490m V	0.043 %	83.936	1.5781m V	0.159 %	-134.18
Harmonic 35	2.1013k Hz	174.15m V	0.307 %	120.81	10.798m V	1.085 %	-80.144
Harmonic 36	2.1614k Hz	18.736m V	0.033 %	11.486	1.1348m V	0.114 %	139.35
Harmonic 37	2.2214k Hz	55.576m V	0.098 %	140.32	3.3037m V	0.332 %	-66.061
Harmonic 38	2.2815k Hz	21.942m V	0.039 %	40.010	1.3965m V	0.140 %	-164.13
Harmonic 39	2.3415k Hz	55.816m V	0.098 %	131.76	4.1425m V	0.416 %	-72.576
Harmonic 40	2.4015k Hz	19.033m V	0.034 %	93.743	1.4276m V	0.143 %	-114.83
Harmonic 41	2.4616k Hz	98.025m V	0.173 %	154.62	7.8308m V	0.787 %	-50.297
Harmonic 42	2.5216k Hz	15.400m V	0.027 %	74.646	890.86u V	0.089 %	-140.26
Harmonic 43	2.5816k Hz	37.620m V	0.066 %	-146.87	2.8135m V	0.283 %	12.801
Harmonic 44	2.6417k Hz	10.703m V	0.019 %	62.122	564.09u V	0.057 %	-156.30
Harmonic 45	2.7017k Hz	50.652m V	0.089 %	-172.29	3.9183m V	0.394 %	-2.8487
Harmonic 46	2.7618k Hz	2.2701m V	0.004 %	144.57	529.04u V	0.053 %	-14.397
Harmonic 47	2.8218k Hz	43.387m V	0.076 %	-171.80	3.9387m V	0.396 %	-2.0758
Harmonic 48	2.8818k Hz	4.9064m V	0.009 %	59.826	432.89u V	0.043 %	-122.43
Harmonic 49	2.9419k Hz	28.606m V	0.050 %	-127.61	2.9549m V	0.297 %	51.053
Harmonic 50	3.0019k Hz	7.8850m V	0.014 %	132.75	533.51u V	0.054 %	-10.534
Harmonic 51	3.0619k Hz	20.046m V	0.035 %	-112.14	2.0009m V	0.201 %	71.199

WaveStar : MODO\_BK\_BT\_A Page: 1

Voltage Waveform: [MODO\_BK\_BT\_A].Voltage Waveform  
 Current Waveform: [MODO\_BK\_BT\_A].Current Waveform

Voltage = 151.00m V

Current = 701.58m V

Power = 105.53m

Voltage THD = 2.923 %

Current THD = 4.673 %

Power Factor = 996.15m

Displacement Power Factor = -2.4632 Degrees

Instantaneous Power = 105.94m VA

Reactive Power = 9.2888m VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	59.996 Hz	150.78m V	100.000 %	0.0000	700.38m V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	119.99 Hz	111.98u V	0.074 %	-22.286	4.8305m V	0.690 %	36.925
Harmonic 3	179.99 Hz	212.82u V	0.141 %	-15.976	3.6700m V	0.524 %	-48.810
Harmonic 4	239.99 Hz	108.44u V	0.072 %	2.3448	5.2895m V	0.755 %	-124.86
Harmonic 5	299.98 Hz	3.8813m V	2.574 %	-172.07	19.163m V	2.736 %	-176.60
Harmonic 6	359.98 Hz	56.910u V	0.038 %	70.732	1.5006m V	0.214 %	-8.3087
Harmonic 7	419.97 Hz	859.45u V	0.570 %	57.271	13.324m V	1.902 %	-46.660
Harmonic 8	479.97 Hz	97.463u V	0.065 %	175.46	2.5427m V	0.363 %	79.262
Harmonic 9	539.97 Hz	272.03u V	0.180 %	147.34	1.1558m V	0.166 %	-166.68
Harmonic 10	599.96 Hz	215.95u V	0.143 %	12.376	4.2065m V	0.601 %	-83.682
Harmonic 11	659.96 Hz	925.54u V	0.614 %	121.25	6.8273m V	0.975 %	9.5235
Harmonic 12	719.96 Hz	108.73u V	0.072 %	146.46	1.1308m V	0.161 %	31.359
Harmonic 13	779.95 Hz	1.1994m V	0.795 %	38.219	8.4985m V	1.213 %	-7.3102
Harmonic 14	839.95 Hz	227.31u V	0.151 %	-120.94	1.1426m V	0.163 %	115.99
Harmonic 15	899.94 Hz	96.203u V	0.064 %	103.70	2.0166m V	0.288 %	17.095
Harmonic 16	959.94 Hz	273.44u V	0.181 %	65.689	1.5094m V	0.216 %	-80.284
Harmonic 17	1.0199k Hz	375.94u V	0.249 %	123.80	4.6494m V	0.664 %	12.449
Harmonic 18	1.0799k Hz	86.065u V	0.057 %	142.89	1.1723m V	0.167 %	-68.673
Harmonic 19	1.1399k Hz	345.61u V	0.229 %	-161.21	448.52u V	0.064 %	-80.964
Harmonic 20	1.1999k Hz	100.98u V	0.067 %	-22.111	881.08u V	0.126 %	149.79
Harmonic 21	1.2599k Hz	194.04u V	0.129 %	123.48	1.0567m V	0.151 %	-109.72
Harmonic 22	1.3199k Hz	183.55u V	0.122 %	140.04	2.6579m V	0.379 %	-63.878
Harmonic 23	1.3799k Hz	402.50u V	0.267 %	-128.15	3.8615m V	0.523 %	50.302
Harmonic 24	1.4399k Hz	40.138u V	0.027 %	-169.42	1.1869m V	0.169 %	-46.895
Harmonic 25	1.4999k Hz	328.67u V	0.217 %	-90.750	5.0047m V	0.715 %	59.957
Harmonic 26	1.5599k Hz	86.081u V	0.057 %	-45.338	1.3060m V	0.186 %	124.81
Harmonic 27	1.6199k Hz	67.456u V	0.045 %	-154.60	1.0213m V	0.146 %	2.3654
Harmonic 28	1.6799k Hz	62.726u V	0.042 %	-160.10	2.0877m V	0.298 %	-10.151
Harmonic 29	1.7399k Hz	483.42u V	0.321 %	-66.832	10.292m V	1.469 %	94.151
Harmonic 30	1.7999k Hz	21.353u V	0.014 %	171.97	646.44u V	0.092 %	-21.351
Harmonic 31	1.8599k Hz	110.79u V	0.073 %	-51.469	2.5655m V	0.366 %	107.69
Harmonic 32	1.9199k Hz	70.510u V	0.047 %	-19.291	2.0740m V	0.296 %	158.09
Harmonic 33	1.9799k Hz	16.522u V	0.011 %	110.05	902.98u V	0.129 %	-20.330
Harmonic 34	2.0399k Hz	65.557u V	0.037 %	-167.22	2.2018m V	0.314 %	5.2695
Harmonic 35	2.0999k Hz	207.12u V	0.137 %	-77.132	6.1095m V	0.872 %	104.65
Harmonic 36	2.1599k Hz	17.132u V	0.011 %	-120.66	717.85u V	0.102 %	86.005
Harmonic 37	2.2199k Hz	104.04u V	0.069 %	-150.68	3.4842m V	0.497 %	24.210
Harmonic 38	2.2799k Hz	51.285u V	0.034 %	-27.067	1.9641m V	0.280 %	176.13
Harmonic 39	2.3399k Hz	43.063u V	0.029 %	177.34	524.84u V	0.075 %	89.092
Harmonic 40	2.3999k Hz	44.189u V	0.029 %	-178.98	1.7698m V	0.253 %	6.4848
Harmonic 41	2.4599k Hz	92.055u V	0.061 %	-83.390	3.2962m V	0.471 %	96.566
Harmonic 42	2.5198k Hz	16.996u V	0.011 %	-128.75	674.55u V	0.096 %	80.180
Harmonic 43	2.5798k Hz	77.380u V	0.051 %	130.14	3.0544m V	0.436 %	-14.123
Harmonic 44	2.6398k Hz	52.059u V	0.035 %	-2.6782	2.1716m V	0.310 %	-163.71
Harmonic 45	2.6998k Hz	30.732u V	0.020 %	-173.94	1.9615m V	0.280 %	35.166
Harmonic 46	2.7598k Hz	44.964u V	0.030 %	-178.60	1.8776m V	0.268 %	19.404
Harmonic 47	2.8198k Hz	18.611u V	0.012 %	-149.52	828.00u V	0.118 %	48.385
Harmonic 48	2.8798k Hz	31.667u V	0.021 %	-121.69	907.55u V	0.130 %	97.544
Harmonic 49	2.9398k Hz	61.915u V	0.041 %	150.12	3.0521m V	0.436 %	2.8015
Harmonic 50	2.9998k Hz	20.665u V	0.014 %	-13.855	1.2248m V	0.175 %	-129.65
Harmonic 51	3.0598k Hz	18.373u V	0.012 %	176.77	1.3849m V	0.198 %	22.684

WaveStar: MODO\_BK\_BT\_B Page: 1

Voltage Waveform: [MODO\_BK\_BT\_B].Voltage Waveform

Current Waveform: [MODO\_BK\_BT\_B].Current Waveform

Voltage = 150.94m V

Current = 702.00m V

Power = 105.52m

Voltage THD = 2.668 %

Power Factor = 995.86m

Instantaneous Power = 105.96m VA

Current THD = 4.991 %

Displacement Power Factor = -2.1927 Degrees

Reactive Power = 9.6275m VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	60.003 Hz	150.71m V	100.000 %	0.0000	699.89m V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	120.01 Hz	161.98u V	0.107 %	-79.062	3.5874m V	0.513 %	16.950
Harmonic 3	180.01 Hz	555.75u V	0.369 %	-128.00	6.9150m V	0.988 %	147.49
Harmonic 4	240.01 Hz	67.620u V	0.045 %	-763.60m	3.1472m V	0.450 %	-111.90
Harmonic 5	300.02 Hz	3.1057m V	2.061 %	-173.69	18.037m V	2.577 %	-158.29
Harmonic 6	360.02 Hz	36.180u V	0.024 %	-127.29	574.79u V	0.082 %	84.387
Harmonic 7	420.02 Hz	849.07u V	0.563 %	47.517	15.324m V	2.189 %	-40.790
Harmonic 8	480.03 Hz	31.393u V	0.021 %	86.879	1.2351m V	0.176 %	22.489
Harmonic 9	540.03 Hz	658.92u V	0.437 %	-57.727	2.0495m V	0.293 %	-164.34
Harmonic 10	600.03 Hz	126.11u V	0.084 %	25.511	1.8114m V	0.259 %	-68.520
Harmonic 11	660.03 Hz	1.2562m V	0.833 %	110.36	8.2296m V	1.176 %	-5.4372
Harmonic 12	720.04 Hz	163.74u V	0.109 %	-61.310	1.1960m V	0.171 %	-143.70
Harmonic 13	780.04 Hz	1.2228m V	0.811 %	72.879	7.3674m V	1.053 %	16.117
Harmonic 14	840.04 Hz	220.13u V	0.146 %	-128.79	774.98u V	0.111 %	104.41
Harmonic 15	900.05 Hz	115.43u V	0.077 %	-61.102	4.6051m V	0.658 %	-176.87
Harmonic 16	960.05 Hz	204.87u V	0.136 %	85.267	1.1921m V	0.170 %	-84.456
Harmonic 17	1.0201k Hz	723.06u V	0.480 %	130.75	6.0231m V	0.861 %	-24.087
Harmonic 18	1.0801k Hz	113.98u V	0.076 %	17.033	964.53u V	0.138 %	-155.18
Harmonic 19	1.1401k Hz	489.10u V	0.325 %	-146.59	2.5446m V	0.364 %	3.0737
Harmonic 20	1.2001k Hz	165.35u V	0.110 %	-43.830	1.4975m V	0.214 %	109.64
Harmonic 21	1.2601k Hz	203.87u V	0.135 %	-8.7461	197.78u V	0.028 %	-179.48
Harmonic 22	1.3201k Hz	147.53u V	0.098 %	-177.56	2.0569m V	0.294 %	-28.582
Harmonic 23	1.3801k Hz	468.26u V	0.311 %	-130.91	5.5753m V	0.797 %	32.040
Harmonic 24	1.4401k Hz	138.01u V	0.092 %	20.770	2.2452m V	0.321 %	-178.86
Harmonic 25	1.5001k Hz	506.04u V	0.336 %	-88.378	8.4289m V	1.204 %	57.035
Harmonic 26	1.5601k Hz	133.34u V	0.088 %	-73.871	2.4592m V	0.351 %	84.219
Harmonic 27	1.6201k Hz	181.25u V	0.120 %	56.601	2.4259m V	0.347 %	-165.80
Harmonic 28	1.6801k Hz	49.308u V	0.033 %	-161.78	1.4468m V	0.207 %	-8.1985
Harmonic 29	1.7401k Hz	516.97u V	0.343 %	-87.440	11.118m V	1.589 %	67.374
Harmonic 30	1.8001k Hz	60.639u V	0.040 %	40.658	1.7253m V	0.247 %	-156.02
Harmonic 31	1.8601k Hz	170.48u V	0.113 %	-105.10	4.5482m V	0.650 %	60.892
Harmonic 32	1.9201k Hz	60.208u V	0.040 %	-78.501	1.6313m V	0.233 %	92.285
Harmonic 33	1.9801k Hz	42.823u V	0.028 %	22.294	1.6088m V	0.230 %	-154.62
Harmonic 34	2.0401k Hz	43.086u V	0.029 %	-163.67	1.7354m V	0.248 %	18.332
Harmonic 35	2.1001k Hz	171.73u V	0.114 %	-93.956	5.9309m V	0.847 %	75.220
Harmonic 36	2.1601k Hz	18.548u V	0.012 %	46.071	577.25u V	0.082 %	-142.26
Harmonic 37	2.2201k Hz	115.56u V	0.077 %	-150.48	3.6031m V	0.515 %	22.302
Harmonic 38	2.2801k Hz	42.438u V	0.028 %	-87.604	1.4632m V	0.209 %	94.521
Harmonic 39	2.3401k Hz	54.739u V	0.036 %	72.063	2.2788m V	0.326 %	-98.039
Harmonic 40	2.4001k Hz	22.703u V	0.015 %	-138.26	1.3281m V	0.190 %	61.360
Harmonic 41	2.4601k Hz	122.82u V	0.081 %	-114.64	4.2315m V	0.605 %	61.866
Harmonic 42	2.5201k Hz	18.658u V	0.012 %	116.53	446.58u V	0.064 %	-11.711
Harmonic 43	2.5801k Hz	78.097u V	0.052 %	179.40	3.3755m V	0.482 %	11.080
Harmonic 44	2.6401k Hz	18.401u V	0.012 %	7.6320	1.1244m V	0.161 %	-178.48
Harmonic 45	2.7001k Hz	52.466u V	0.035 %	53.905	2.0958m V	0.299 %	-129.23
Harmonic 46	2.7601k Hz	30.154u V	0.020 %	-145.80	1.5106m V	0.216 %	58.910
Harmonic 47	2.8201k Hz	51.622u V	0.034 %	-155.59	2.0860m V	0.298 %	30.003
Harmonic 48	2.8802k Hz	17.939u V	0.012 %	156.49	871.39u V	0.125 %	-11.865
Harmonic 49	2.9402k Hz	44.060u V	0.029 %	176.71	1.9396m V	0.277 %	15.483
Harmonic 50	3.0002k Hz	14.261u V	0.009 %	-17.398	1.1539m V	0.165 %	-151.61
Harmonic 51	3.0602k Hz	29.108u V	0.019 %	47.971	1.0560m V	0.151 %	-104.23

WaveStar : MODO\_BK\_BT\_C Page: 1

Voltage Waveform: [MODO\_BK\_BT\_C].Voltage Waveform  
 Current Waveform: [MODO\_BK\_BT\_C].Current Waveform

Voltage = 150.89m V

Current = 695.72m V

Power = 104.58m

Voltage THD = 2.732 %

Current THD = 4.948 %

Power Factor = 996.19m

Displacement Power Factor = -2.4978 Degrees

Instantaneous Power = 104.98m VA

Reactive Power = 9.1551m VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	59.981 Hz	150.63m V	100.000 %	0.0000	694.21m V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	119.96 Hz	60.501u V	0.040 %	28.578	3.0443m V	0.439 %	-117.61
Harmonic 3	179.94 Hz	536.20u V	0.356 %	-108.55	7.0488m V	1.015 %	-172.91
Harmonic 4	239.92 Hz	80.823u V	0.054 %	122.91	3.8978m V	0.561 %	32.889
Harmonic 5	299.90 Hz	3.5755m V	2.374 %	15.860	24.608m V	3.545 %	15.026
Harmonic 6	359.88 Hz	61.634u V	0.041 %	171.15	1.6256m V	0.234 %	59.780
Harmonic 7	419.86 Hz	1.0456m V	0.694 %	-131.67	12.079m V	1.740 %	145.64
Harmonic 8	479.84 Hz	52.520u V	0.035 %	60.261	1.1280m V	0.162 %	-45.358
Harmonic 9	539.83 Hz	404.28u V	0.268 %	-99.927	2.2101m V	0.318 %	-154.69
Harmonic 10	599.81 Hz	205.74u V	0.137 %	162.64	3.0061m V	0.433 %	66.254
Harmonic 11	659.79 Hz	983.45u V	0.653 %	-90.842	6.8627m V	0.989 %	171.26
Harmonic 12	719.77 Hz	69.205u V	0.046 %	-108.67	853.14u V	0.123 %	137.39
Harmonic 13	779.75 Hz	544.81u V	0.362 %	-120.74	5.4751m V	0.789 %	171.95
Harmonic 14	839.73 Hz	158.70u V	0.105 %	57.012	570.36u V	0.082 %	-50.089
Harmonic 15	899.71 Hz	70.690u V	0.047 %	-18.307	2.4305m V	0.350 %	171.11
Harmonic 16	959.69 Hz	187.92u V	0.125 %	-129.12	1.4129m V	0.204 %	83.315
Harmonic 17	1.0197k Hz	725.57u V	0.482 %	-83.584	3.1606m V	0.455 %	146.15
Harmonic 18	1.0797k Hz	90.239u V	0.060 %	66.354	494.18u V	0.071 %	-168.08
Harmonic 19	1.1396k Hz	364.57u V	0.242 %	41.035	2.0646m V	0.297 %	-140.52
Harmonic 20	1.1996k Hz	102.04u V	0.068 %	114.19	1.0621m V	0.153 %	-91.280
Harmonic 21	1.2596k Hz	85.462u V	0.057 %	61.271	537.15u V	0.077 %	0.077
Harmonic 22	1.3196k Hz	82.737u V	0.055 %	-74.180	1.1583m V	0.167 %	88.479
Harmonic 23	1.3796k Hz	350.44u V	0.233 %	41.978	3.4956m V	0.504 %	-176.10
Harmonic 24	1.4395k Hz	116.90u V	0.078 %	60.010	1.5768m V	0.227 %	-154.85
Harmonic 25	1.4995k Hz	398.69u V	0.265 %	114.27	6.7082m V	0.966 %	-89.168
Harmonic 26	1.5595k Hz	65.060u V	0.043 %	87.666	1.1821m V	0.170 %	-113.22
Harmonic 27	1.6195k Hz	103.88u V	0.069 %	53.055	1.8305m V	0.264 %	-158.46
Harmonic 28	1.6795k Hz	46.537u V	0.031 %	-4.8405	1.3580m V	0.195 %	156.41
Harmonic 29	1.7394k Hz	324.73u V	0.215 %	94.894	7.5006m V	1.080 %	-97.085
Harmonic 30	1.7994k Hz	51.702u V	0.034 %	72.753	1.1403m V	0.164 %	-125.13
Harmonic 31	1.8594k Hz	199.76u V	0.133 %	116.34	5.9106m V	0.851 %	-64.353
Harmonic 32	1.9194k Hz	13.034u V	0.009 %	-177.34	11.372u V	0.002 %	-56.784
Harmonic 33	1.9794k Hz	52.597u V	0.035 %	27.434	1.4652m V	0.211 %	-111.47
Harmonic 34	2.0393k Hz	41.869u V	0.028 %	-8.0231	1.5930m V	0.229 %	163.57
Harmonic 35	2.0993k Hz	155.39u V	0.103 %	98.442	5.1154m V	0.737 %	-79.283
Harmonic 36	2.1593k Hz	15.268u V	0.010 %	36.041	853.68u V	0.123 %	-138.50
Harmonic 37	2.2193k Hz	93.899u V	0.062 %	30.131	2.4426m V	0.352 %	-121.16
Harmonic 38	2.2793k Hz	7.4608u V	0.005 %	-145.41	400.52u V	0.058 %	135.24
Harmonic 39	2.3392k Hz	38.029u V	0.025 %	84.831	2.0816m V	0.300 %	-80.103
Harmonic 40	2.3992k Hz	21.247u V	0.014 %	-18.363	958.15u V	0.138 %	164.04
Harmonic 41	2.4592k Hz	89.681u V	0.060 %	45.222	3.4012m V	0.490 %	-104.58
Harmonic 42	2.5192k Hz	13.550u V	0.009 %	-149.30	477.70u V	0.069 %	17.090
Harmonic 43	2.5792k Hz	25.858u V	0.017 %	-44.190	1.2588m V	0.181 %	-122.85
Harmonic 44	2.6391k Hz	36.563u V	0.024 %	-141.73	1.4750m V	0.212 %	66.418
Harmonic 45	2.6991k Hz	24.533u V	0.016 %	84.481	1.4156m V	0.204 %	-63.030
Harmonic 46	2.7591k Hz	22.502u V	0.015 %	-26.387	1.4039m V	0.202 %	163.74
Harmonic 47	2.8191k Hz	57.140u V	0.038 %	-13.176	1.8696m V	0.269 %	-143.87
Harmonic 48	2.8791k Hz	20.041u V	0.013 %	175.73	1.0913m V	0.157 %	45.502
Harmonic 49	2.9391k Hz	32.894u V	0.022 %	-50.369	1.7434m V	0.251 %	167.39
Harmonic 50	2.9990k Hz	12.026u V	0.008 %	161.33	1.1203m V	0.161 %	84.627
Harmonic 51	3.0590k Hz	20.086u V	0.013 %	82.112	1.7468m V	0.252 %	-45.015

WaveStar : MOD0\_BK\_A Page: 1

Voltage Waveform: [MOD0\_BK\_A].Voltage Waveform  
Current Waveform: [MOD0\_BK\_A].Current Waveform

Voltage = 264.38m V

Current = 389.72m V

Power = 102.09m

Voltage THD = 2.507 %  
Power Factor = 990.79m  
Instantaneous Power = 103.04m VACurrent THD = 5.564 %  
Displacement Power Factor = -3.5086 Degrees  
Reactive Power = 13.953m VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	60.045 Hz	263.74m V	100.000 %	0.0000	387.83m V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	120.09 Hz	206.86u V	0.078 %	5.3310	2.1760m V	0.561 %	-169.71
Harmonic 3	180.14 Hz	478.04u V	0.181 %	-30.478	2.4477m V	0.631 %	3.3152
Harmonic 4	240.18 Hz	36.858u V	0.014 %	48.780	4.3505m V	1.122 %	-88.028
Harmonic 5	300.23 Hz	6.1252m V	2.322 %	-175.28	8.1668m V	2.106 %	137.41
Harmonic 6	360.27 Hz	23.814u V	0.009 %	97.019	1.7128m V	0.442 %	5.3916
Harmonic 7	420.32 Hz	728.75u V	0.276 %	47.540	6.9327m V	1.788 %	-104.30
Harmonic 8	480.36 Hz	31.769u V	0.012 %	160.83	4.8423m V	1.249 %	62.855
Harmonic 9	540.41 Hz	388.31u V	0.147 %	165.80	2.2360m V	0.576 %	-75.126
Harmonic 10	600.45 Hz	84.803u V	0.032 %	-18.764	3.6799m V	0.949 %	-116.61
Harmonic 11	660.50 Hz	717.83u V	0.272 %	177.56	4.1995m V	1.083 %	54.452
Harmonic 12	720.54 Hz	19.272u V	0.007 %	-19.905	1.2700m V	0.327 %	-67.728
Harmonic 13	780.59 Hz	1.0025m V	0.380 %	-11.644	7.8295m V	2.019 %	-35.574
Harmonic 14	840.63 Hz	35.909u V	0.014 %	175.68	1.4815m V	0.382 %	72.342
Harmonic 15	900.68 Hz	264.89u V	0.100 %	-28.260	1.9139m V	0.493 %	18.855
Harmonic 16	960.72 Hz	92.541u V	0.035 %	9.8340	2.2705m V	0.585 %	-62.548
Harmonic 17	1.0208k Hz	713.00u V	0.270 %	-612.51m	7.0395m V	1.815 %	51.937
Harmonic 18	1.0808k Hz	5.3790u V	0.002 %	-49.772	273.47u V	0.071 %	-56.488
Harmonic 19	1.1409k Hz	840.57u V	0.319 %	96.307	3.1739m V	0.818 %	16.798
Harmonic 20	1.2009k Hz	90.149u V	0.034 %	-130.57	1.0688m V	0.276 %	149.18
Harmonic 21	1.2609k Hz	464.89u V	0.176 %	85.307	1.7616m V	0.454 %	50.352
Harmonic 22	1.3210k Hz	148.21u V	0.056 %	104.80	1.6289m V	0.420 %	-480.00m
Harmonic 23	1.3810k Hz	1.2903m V	0.489 %	174.10	3.8424m V	0.991 %	128.91
Harmonic 24	1.4411k Hz	110.05u V	0.042 %	102.28	1.0104m V	0.261 %	-20.917
Harmonic 25	1.5011k Hz	95.783u V	0.036 %	-178.91	2.4968m V	0.644 %	-9.5390
Harmonic 26	1.5612k Hz	191.56u V	0.073 %	-95.805	1.7172m V	0.443 %	136.55
Harmonic 27	1.6212k Hz	293.80u V	0.111 %	-114.75	2.0680m V	0.533 %	-18.408
Harmonic 28	1.6813k Hz	117.48u V	0.045 %	77.495	1.8369m V	0.474 %	-59.887
Harmonic 29	1.7413k Hz	486.39u V	0.184 %	-80.855	4.5402m V	1.171 %	106.38
Harmonic 30	1.8014k Hz	32.787u V	0.012 %	147.98	677.98u V	0.175 %	-46.639
Harmonic 31	1.8614k Hz	124.57u V	0.047 %	-142.54	1.0551m V	0.272 %	59.702
Harmonic 32	1.9214k Hz	34.972u V	0.013 %	-61.031	521.99u V	0.135 %	179.85
Harmonic 33	1.9815k Hz	57.500u V	0.022 %	103.24	1.0696m V	0.276 %	79.241
Harmonic 34	2.0415k Hz	41.970u V	0.016 %	124.76	674.04u V	0.174 %	16.191
Harmonic 35	2.1016k Hz	148.08u V	0.056 %	-93.926	5.1103m V	1.318 %	153.52
Harmonic 36	2.1616k Hz	20.841u V	0.008 %	135.73	1.0707m V	0.276 %	1.2140
Harmonic 37	2.2217k Hz	79.778u V	0.030 %	37.211	635.11u V	0.164 %	59.921
Harmonic 38	2.2817k Hz	59.115u V	0.022 %	-65.816	1.2673m V	0.327 %	179.59
Harmonic 39	2.3418k Hz	121.07u V	0.046 %	166.53	1.6784m V	0.432 %	6.7693
Harmonic 40	2.4018k Hz	27.112u V	0.010 %	-105.98	1.2163m V	0.314 %	128.55
Harmonic 41	2.4618k Hz	168.24u V	0.064 %	-25.832	2.2996m V	0.593 %	-165.16
Harmonic 42	2.5219k Hz	26.384u V	0.010 %	170.87	664.26u V	0.171 %	64.192
Harmonic 43	2.5819k Hz	44.991u V	0.017 %	70.371	1.3682m V	0.353 %	-24.896
Harmonic 44	2.6420k Hz	10.731u V	0.004 %	167.91	530.75u V	0.137 %	15.419
Harmonic 45	2.7020k Hz	61.977u V	0.023 %	-39.065	837.04u V	0.216 %	162.54
Harmonic 46	2.7621k Hz	44.872u V	0.017 %	69.724	1.1954m V	0.308 %	-3.0047
Harmonic 47	2.8221k Hz	89.110u V	0.034 %	-79.617	2.7222m V	0.702 %	-129.11
Harmonic 48	2.8822k Hz	25.383u V	0.010 %	-89.674	885.17u V	0.228 %	150.64
Harmonic 49	2.9422k Hz	89.361u V	0.034 %	-150.08	2.5518m V	0.658 %	46.121
Harmonic 50	3.0023k Hz	6.9578u V	0.003 %	-95.479	198.78u V	0.051 %	-165.27
Harmonic 51	3.0623k Hz	97.625u V	0.037 %	-168.33	1.7605m V	0.454 %	112.76

WaveStar : MOD0\_BK\_B Page: 1

Voltage Waveform: [MOD0\_BK\_B].Voltage Waveform  
 Current Waveform: [MOD0\_BK\_B].Current Waveform

Voltage = 265.28m V

Current = 389.92m V

Power = 102.69m

Voltage THD = 2.271 %

Current THD = 6.092 %

Power Factor = 992.77m

Displacement Power Factor = -3.6498 Degrees

Instantaneous Power = 103.44m VA

Reactive Power = 12.415m VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	60.020 Hz	264.73m V	100.000 %	0.0000	387.96m V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	120.04 Hz	199.39u V	0.075 %	-74.793	6.6609m V	1.717 %	101.56
Harmonic 3	180.06 Hz	805.12u V	0.304 %	-137.23	4.3490m V	1.121 %	-174.38
Harmonic 4	240.08 Hz	70.171u V	0.027 %	98.662	4.1483m V	1.069 %	-33.207
Harmonic 5	300.10 Hz	5.4205m V	2.048 %	-175.31	5.2965m V	1.365 %	125.67
Harmonic 6	360.12 Hz	100.56u V	0.038 %	-109.37	3.4113m V	0.879 %	174.92
Harmonic 7	420.14 Hz	633.53u V	0.239 %	39.458	9.2681m V	2.389 %	-92.472
Harmonic 8	480.16 Hz	51.880u V	0.020 %	134.36	4.8819m V	1.258 %	39.891
Harmonic 9	540.18 Hz	856.89u V	0.324 %	-46.828	2.1131m V	0.545 %	137.90
Harmonic 10	600.20 Hz	103.81u V	0.039 %	-23.096	4.4544m V	1.148 %	-106.88
Harmonic 11	660.22 Hz	700.13u V	0.264 %	162.44	3.6668m V	0.946 %	31.072
Harmonic 12	720.24 Hz	62.412u V	0.024 %	-161.55	1.6956m V	0.437 %	126.22
Harmonic 13	780.26 Hz	959.91u V	0.363 %	14.448	7.1390m V	1.840 %	-23.369
Harmonic 14	840.28 Hz	30.053u V	0.011 %	120.26	975.75u V	0.252 %	39.282
Harmonic 15	900.30 Hz	628.74u V	0.238 %	116.15	3.0060m V	0.775 %	-188.86
Harmonic 16	960.32 Hz	27.672u V	0.010 %	-16.473	743.52u V	0.192 %	-92.489
Harmonic 17	1.0203k Hz	554.32u V	0.209 %	-13.267	6.8288m V	1.760 %	45.888
Harmonic 18	1.0804k Hz	10.984u V	0.004 %	-66.496	658.88u V	0.170 %	-114.53
Harmonic 19	1.1404k Hz	572.95u V	0.216 %	103.79	4.6111m V	1.189 %	13.760
Harmonic 20	1.2004k Hz	38.645u V	0.015 %	-168.92	644.20u V	0.166 %	96.710
Harmonic 21	1.2604k Hz	707.09u V	0.267 %	-81.319	2.7010m V	0.696 %	-87.543
Harmonic 22	1.3204k Hz	114.28u V	0.043 %	129.76	1.4089m V	0.363 %	30.301
Harmonic 23	1.3805k Hz	1.1446m V	0.432 %	148.58	4.4490m V	1.147 %	104.44
Harmonic 24	1.4405k Hz	143.18u V	0.054 %	-45.253	1.3567m V	0.350 %	-135.34
Harmonic 25	1.5005k Hz	333.23u V	0.126 %	-167.07	3.3395m V	0.861 %	8.1816
Harmonic 26	1.5605k Hz	118.91u V	0.045 %	-131.32	1.0928m V	0.282 %	106.23
Harmonic 27	1.6205k Hz	307.72u V	0.116 %	80.232	2.0172m V	0.520 %	-174.25
Harmonic 28	1.6806k Hz	88.763u V	0.034 %	78.715	1.3214m V	0.341 %	-33.359
Harmonic 29	1.7406k Hz	513.91u V	0.194 %	-94.882	4.4765m V	1.154 %	98.516
Harmonic 30	1.8006k Hz	59.513u V	0.022 %	-6.9950	917.45u V	0.236 %	-166.95
Harmonic 31	1.8606k Hz	110.88u V	0.042 %	152.32	2.2940m V	0.591 %	55.333
Harmonic 32	1.9206k Hz	50.024u V	0.019 %	-76.529	357.98u V	0.092 %	143.64
Harmonic 33	1.9807k Hz	53.225u V	0.020 %	-81.836	1.3440m V	0.346 %	-77.109
Harmonic 34	2.0407k Hz	36.708u V	0.014 %	141.15	405.27u V	0.104 %	-3.5370
Harmonic 35	2.1007k Hz	162.22u V	0.061 %	-78.658	4.8194m V	1.242 %	147.19
Harmonic 36	2.1607k Hz	35.146u V	0.013 %	-457.05m	1.0175m V	0.262 %	-152.43
Harmonic 37	2.2207k Hz	91.810u V	0.035 %	-140.67	2.5849m V	0.666 %	113.64
Harmonic 38	2.2808k Hz	61.519u V	0.023 %	-71.979	1.9567m V	0.504 %	-178.97
Harmonic 39	2.3408k Hz	85.807u V	0.032 %	-18.411	1.6483m V	0.425 %	-177.87
Harmonic 40	2.4008k Hz	34.786u V	0.013 %	-141.18	793.97u V	0.205 %	107.04
Harmonic 41	2.4608k Hz	164.45u V	0.062 %	-51.083	3.6119m V	0.931 %	175.19
Harmonic 42	2.5208k Hz	43.990u V	0.017 %	15.818	1.3486m V	0.348 %	-107.33
Harmonic 43	2.5809k Hz	110.41u V	0.042 %	87.786	2.5077m V	0.646 %	-8.9469
Harmonic 44	2.6409k Hz	52.664u V	0.020 %	161.64	1.6683m V	0.430 %	39.664
Harmonic 45	2.7009k Hz	58.601u V	0.022 %	119.59	1.8765m V	0.484 %	-28.097
Harmonic 46	2.7609k Hz	50.402u V	0.019 %	80.668	1.0723m V	0.276 %	-22.630
Harmonic 47	2.8209k Hz	44.343u V	0.017 %	-80.262	1.8527m V	0.478 %	-120.67
Harmonic 48	2.8810k Hz	27.421u V	0.010 %	162.23	1.5023m V	0.387 %	9.5985
Harmonic 49	2.9410k Hz	32.024u V	0.012 %	-163.53	1.3103m V	0.338 %	106.84
Harmonic 50	3.0010k Hz	29.125u V	0.011 %	-76.005	772.94u V	0.199 %	-170.13
Harmonic 51	3.0610k Hz	50.770u V	0.019 %	3.3158	2.3913m V	0.616 %	-67.070

WaveStar : MOD0\_BK\_C Page: 1

Voltage Waveform: [MOD0\_BK\_C] Voltage Waveform

Current Waveform: [MOD0\_BK\_C] Current Waveform

Voltage = 265.93m V

Current = 391.40m V

Power = 103.45m

Voltage THD = 2.344 %

Power Factor = 993.90m

Instantaneous Power = 104.08m VA

Current THD = 4.918 %

Displacement Power Factor = -3.5232 Degrees

Reactive Power = 11.481m VAR

	Frequency	Voltage RMS	Voltage % of Fund.	Voltage Phase	Current RMS	Current % of Fund.	Current Phase
Fundamental	59.991 Hz	265.41m V	100.000 %	0.0000	390.10m V	100.000 %	0.0000
Harmonic 2	119.98 Hz	50.184u V	0.019 %	-34.773	4.9377m V	1.266 %	-151.55
Harmonic 3	179.97 Hz	869.91u V	0.328 %	-116.44	4.4290m V	1.135 %	-167.28
Harmonic 4	239.96 Hz	47.570u V	0.018 %	-100.01	380.73u V	0.098 %	86.671
Harmonic 5	299.96 Hz	5.8995m V	2.223 %	10.033	6.2760m V	1.609 %	-21.674
Harmonic 6	359.95 Hz	33.888u V	0.013 %	-69.424	2.1060m V	0.540 %	137.35
Harmonic 7	419.94 Hz	862.48u V	0.325 %	-156.46	6.9371m V	1.778 %	99.002
Harmonic 8	479.93 Hz	14.293u V	0.005 %	129.80	3.0338m V	0.778 %	-131.72
Harmonic 9	539.92 Hz	514.15u V	0.194 %	-106.91	695.24u V	0.178 %	-117.73
Harmonic 10	599.91 Hz	76.331u V	0.029 %	168.99	3.6123m V	0.926 %	76.651
Harmonic 11	659.90 Hz	363.68u V	0.137 %	-32.123	2.6345m V	0.675 %	-121.51
Harmonic 12	719.89 Hz	19.936u V	0.008 %	136.44	899.13u V	0.230 %	135.04
Harmonic 13	779.89 Hz	632.63u V	0.238 %	-175.94	7.0449m V	1.806 %	145.59
Harmonic 14	839.88 Hz	25.567u V	0.010 %	-4.6497	1.0526m V	0.270 %	-76.914
Harmonic 15	899.87 Hz	449.14u V	0.169 %	90.378	934.65u V	0.240 %	173.00
Harmonic 16	959.86 Hz	79.702u V	0.030 %	138.25	2.6886m V	0.689 %	80.437
Harmonic 17	1.0199k Hz	408.26u V	0.154 %	-176.35	5.6192m V	1.440 %	-133.00
Harmonic 18	1.0798k Hz	6.0590u V	0.002 %	-63.529	834.67u V	0.214 %	-111.59
Harmonic 19	1.1398k Hz	650.70u V	0.245 %	-99.531	4.5184m V	1.158 %	-142.82
Harmonic 20	1.1998k Hz	33.656u V	0.013 %	64.309	545.74u V	0.140 %	28.625
Harmonic 21	1.2598k Hz	213.97u V	0.081 %	-60.650	1.4640m V	0.375 %	-58.396
Harmonic 22	1.3198k Hz	88.819u V	0.033 %	-72.600	962.96u V	0.247 %	-162.61
Harmonic 23	1.3798k Hz	570.38u V	0.215 %	-25.695	2.4257m V	0.622 %	-70.777
Harmonic 24	1.4398k Hz	68.062u V	0.026 %	-18.105	1.0704m V	0.274 %	-108.20
Harmonic 25	1.4998k Hz	276.97u V	0.104 %	41.153	3.1438m V	0.806 %	-160.77
Harmonic 26	1.5598k Hz	97.720u V	0.037 %	88.188	1.1382m V	0.292 %	-7.6992
Harmonic 27	1.6198k Hz	162.24u V	0.061 %	19.334	345.72u V	0.089 %	-36.796
Harmonic 28	1.6798k Hz	118.97u V	0.045 %	-114.44	1.3227m V	0.339 %	118.07
Harmonic 29	1.7397k Hz	295.75u V	0.111 %	80.293	3.8782m V	0.994 %	-78.849
Harmonic 30	1.7997k Hz	49.081u V	0.018 %	6.8480	837.29u V	0.215 %	-122.92
Harmonic 31	1.8597k Hz	309.04u V	0.116 %	9.8491	2.0151m V	0.517 %	-108.10
Harmonic 32	1.9197k Hz	48.301u V	0.018 %	61.025	195.40u V	0.050 %	12.201
Harmonic 33	1.9797k Hz	61.963u V	0.023 %	-124.31	777.56u V	0.199 %	-61.884
Harmonic 34	2.0397k Hz	65.332u V	0.025 %	-83.546	994.98u V	0.255 %	160.18
Harmonic 35	2.0997k Hz	199.84u V	0.075 %	76.887	2.9952m V	0.768 %	-36.632
Harmonic 36	2.1597k Hz	37.384u V	0.014 %	58.969	127.02u V	0.033 %	-32.677
Harmonic 37	2.2197k Hz	96.247u V	0.036 %	143.05	1.8447m V	0.473 %	-15.931
Harmonic 38	2.2797k Hz	12.275u V	0.005 %	103.95	812.12u V	0.208 %	-2.7298
Harmonic 39	2.3397k Hz	35.401u V	0.013 %	131.77	235.79u V	0.060 %	26.010
Harmonic 40	2.3996k Hz	66.081u V	0.025 %	70.761	1.4452m V	0.370 %	-66.096
Harmonic 41	2.4596k Hz	16.227u V	0.006 %	63.392	1.9617m V	0.503 %	3.1261
Harmonic 42	2.5196k Hz	43.475u V	0.016 %	31.877	1.1893m V	0.305 %	-62.909
Harmonic 43	2.5796k Hz	52.911u V	0.020 %	-76.230	2.1939m V	0.562 %	-146.03
Harmonic 44	2.6396k Hz	39.580u V	0.015 %	-109.92	1.3764m V	0.353 %	165.99
Harmonic 45	2.6996k Hz	64.065u V	0.024 %	26.490	1.2003m V	0.308 %	-127.67
Harmonic 46	2.7596k Hz	43.848u V	0.017 %	-101.42	1.9199m V	0.492 %	154.70
Harmonic 47	2.8196k Hz	73.255u V	0.028 %	149.45	2.7197m V	0.697 %	44.549
Harmonic 48	2.8796k Hz	18.506u V	0.007 %	158.43	505.69u V	0.130 %	13.793
Harmonic 49	2.9396k Hz	74.236u V	0.028 %	-9.0901	1.8080m V	0.463 %	-150.64
Harmonic 50	2.9996k Hz	32.286u V	0.012 %	40.476	1.2730m V	0.326 %	-27.472
Harmonic 51	3.0596k Hz	43.500u V	0.016 %	-116.33	496.29u V	0.127 %	-174.53