



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**EMERSON JIMMY ALVES DA SILVA**

**CONVERSOR CA-CA DAB MONOFÁSICO COM CORREÇÃO DE FATOR DE  
POTÊNCIA APLICÁVEL A ESTABILIZADORES DE TENSÃO**

**FORTALEZA**

**2021**

EMERSON JIMMY ALVES DA SILVA

CONVERTOR CA-CA DAB MONOFÁSICO COM CORREÇÃO DE FATOR DE  
POTÊNCIA APLICÁVEL A ESTABILIZADORES DE TENSÃO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.

Coorientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

FORTALEZA

2021

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Sistema de Bibliotecas  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

S579c Silva, Emerson Jimmy Alves da.  
Conversor CA-CA DAB monofásico com correção de fator de potência aplicável a estabilizadores de tensão / Emerson Jimmy Alves da Silva. – 2021.  
99 f. : il. color.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2021.

Orientação: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.

Coorientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

1. Conversor ca-ca. 2. Dual active bridge. 3. Phase-shift. 4. Correção de fator de potência. 5. Estabilizadores de tensão. I. Título.

CDD 621.3

---

EMERSON JIMMY ALVES DA SILVA

CONVERTOR CA-CA DAB MONOFÁSICO COM CORREÇÃO DE FATOR DE  
POTÊNCIA APLICÁVEL A ESTABILIZADORES DE TENSÃO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.

Coorientador: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

Aprovada em: 26/04/2021

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça. (Orientador)

Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior. (Coorientador)

Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório.

Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli.

Universidade Federal de São João del-Rei (UFSJ)

À Deus.

Aos meus pais, Edgar e Graças.

A minha esposa e filha, Luana e Maria Luiza.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a minha mãe Maria das Graças Silva Alves, e ao meu pai, Edgar Alves da Silva, que mesmo com dificuldades sempre puseram a educação de seus filhos em primeiro lugar. Vocês são os melhores exemplos em minha vida. Obrigado pelo imenso amor, dedicação e ajuda em todos os momentos.

Agradeço a minha esposa Luana Jessyck Veras Ramos, e a minha filha Maria Luiza Veras da Silva, pelo amor, paciência e compreensão, durante todos esses anos de graduação e mestrado nos quais passei mais tempo dedicado aos estudos do que ao lado da família.

A minha irmã Erika Vanessa Alves da Silva pela inspiração, carinho e amizade.

Ao eterno amigo Diego Aguiar Lima pela inspiração e motivação.

Ao meu orientador Paulo Peixoto Praça, por acreditar no meu trabalho e por sempre estar disposto a ajudar, transmitindo confiança e conhecimento.

Ao professor Demercil de Souza Oliveira Júnior, pela disponibilidade e por contribuir continuamente com os seus conhecimentos.

Aos professores Dalton de Araújo Honório e Fernando Lessa Tofoli, por aceitarem participar desta banca avaliadora, colaborando imensamente com suas contribuições e sugestões.

Aos professores René Pastor Torrico Bascopé, Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Fernando Luiz Marcelo Antunes, Fabrício Gonzales Nogueira e José Carlos Teles Campos, pelo conhecimento transmitido em sala de aula.

Aos amigos de trabalho: Italo Rossi, Daniel Pessoa, Mario Wander, Cesar Sipelli, Anderson Dias, Francisco José, Francisco Paulino, Leonardo Queiroz, Silvia Kelen, Rosane Damasceno, Francisco Monteiro, Jones Soares. Perdoem-me caso tenha esquecido o nome de alguém.

Aos colegas de pós-graduação: Bruno Almeida, Samanta Barbosa, Juliano Pacheco, Luan Mazza, Breno Chaves, Silas Alysson, Cleomon Júnior, Marcio Leal, Douglas Mendonça, entre outros.

Aos demais professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, pela contribuição direta ou indireta no trabalho durante todo o programa de pós-graduação.

Ao grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC).

Finalmente, agradeço a todos aqueles que de alguma maneira contribuíram para a conclusão deste trabalho.

“Escute e serás sábio. O começo da sabedoria é o silêncio”

(Pitágoras)

“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito. Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes”

(Martin Luther King)

## RESUMO

Este trabalho propõe o estudo e desenvolvimento em ambiente de simulação, de um conversor monofásico CA-CA indireto com correção de fator de potência e isolamento em alta frequência aplicável a estabilizadores de tensão. A estrutura da topologia é baseada no conversor *dual active bridge* (DAB) associado à célula de comutação de três estados (CC3E). O retificador de entrada garante corrente senoidal e elevado fator de potência. O inversor de saída entrega tensão senoidal regulada com baixa distorção harmônica e rápida resposta dinâmica. O controle do fluxo de potência entre retificador e inversor é realizado através da técnica de modulação *phase-shift*. O compromisso com critérios de qualidade de energia e a capacidade de mitigar distúrbios de rede tornam a topologia apta a estabilizadores de tensão. É desenvolvida uma análise teórica do conversor, apresentando a técnica de modulação e a estratégia de controle. É realizado o dimensionamento dos sensores de tensão e corrente e o projeto dos controladores digitais. Por fim, é realizada a validação do estudo através de resultados de simulação. O fator de potência na entrada do retificador é 0,991. A tensão de saída apresenta THD inferior a 1% para carga resistiva e 4,96% para carga não-linear, obedecendo os limites estabelecidos pela norma IEEE Std 510-2004. O comportamento dinâmico do conversor é avaliado para degraus de carga e distúrbios na tensão da rede. O conversor apresenta excelente resposta a subtensão de 30% e a distorção harmônica de 17% na tensão da rede.

**Palavras-chave:** conversor ca-ca; *dual active bridge*; *phase-shift*; correção de fator de potência; estabilizadores de tensão.



## ABSTRACT

This work proposes the study and development in a simulation environment of a single-phase indirect AC-AC converter with power factor correction and high-frequency insulation feasible to AC voltage regulators. The topology structure is based on the converter dual active bridge (DAB) associated with the three-state switching cell (3SSC). The input rectifier ensure sinusoidal current and a high power factor. The output inverter ensures regulated voltage with sinusoidal shape, low harmonic distortion and fast dynamic response. The control of the power flow between rectifier and inverter is done by the phase-shift modulation technique. The commitment to power quality and the ability to mitigate disturbances at power grid, enable the topology to AC voltage regulators. A theoretical analysis of the converter is developed, showing the modulation technique and the control strategy. Voltage sensors, current sensors and digital controllers are designed. Finally, the study is verified through simulation results. The power factor at the rectifier input is 0.991. The output voltage has a THD lower than 1% for a resistive load and 4.96% for a non-linear load, complying with the limits established by the IEEE Std 510-2004 standard. The dynamic behavior of the converter is performed for load steps and disturbances in the grid. The converter presents excellent response to sag of 30% and harmonic distortion of 17% in the grid.

**Palavras-chave:** ac-ac converter; dual active bridge; phase-shift; power factor correction; ac voltage regulators.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Compensador série não isolado baseado no conversor CA-CA <i>buck-boost</i> .....	22
Figura 2.2 – Conversor CA-CA <i>dual-buck</i> bipolar .....	23
Figura 2.3 – Conversor CA-CA <i>buck-boost</i> bipolar.....	24
Figura 2.4 – Conversor <i>matrix</i> monofásico <i>full-bridge</i> .....	25
Figura 2.5 – Conversor CA-CA <i>dual-buck</i> isolado em alta frequência.....	26
Figura 2.6 – Conversor CA-CA com link de alta frequência.....	27
Figura 2.7 – Conversor CA-CA de fase controlada.....	27
Figura 2.8 – Conversor DAB CA-CA bidirecional.....	28
Figura 2.9 – Conversor CA-CC-CA unidirecional de três braços.....	29
Figura 2.10 – Conversor CA-CC-CA de cinco braços e dois link-CC.....	29
Figura 2.11 – Conversor CA-CA indireto com link direto.....	30
Figura 2.12 – Conversor <i>interleaved</i> CA-CC-CA com isolamento em alta frequência .....	31
Figura 2.13 – Conversor CA-CC-CA de seis braços com transformador .....	31
Figura 2.14 – Conversor proposto .....	32
Figura 3.1 – Estrutura da topologia proposta .....	33
Figura 3.2 – Estágio retificador .....	34
Figura 3.3 – Formas de onda decorrentes da modulação SPWM no retificador.....	35
Figura 3.4 – Regiões de operação do retificador .....	35
Figura 3.5 – Primeira etapa de operação para o semiciclo positivo .....	37
Figura 3.6 – Segunda etapa de operação para o semiciclo positivo .....	37
Figura 3.7 – Terceira etapa de operação para o semiciclo positivo.....	38
Figura 3.8 – Principais formas de onda teórica para o semiciclo positivo .....	38
Figura 3.9 – Primeira etapa de operação para o semiciclo negativo .....	40
Figura 3.10 – Segunda etapa de operação para o semiciclo negativo .....	40
Figura 3.11 – Terceira etapa de operação para o semiciclo positivo.....	41
Figura 3.12 – Principais formas de onda teórica para o semiciclo negativo .....	41
Figura 3.13 – Comportamento da razão cíclica num ciclo de rede .....	44
Figura 3.14 – Ondulação de corrente normalizada para o indutor de entrada.....	45
Figura 3.15 – Estratégia de controle do estágio retificador .....	46
Figura 3.16 – Estágio inversor.....	47
Figura 3.17 – Formas de onda decorrentes da modulação SPWM no inversor.....	48
Figura 3.18 – Filtro LC do inversor.....	49

Figura 3.19 – Formas de onda no filtro LC .....	49
Figura 3.20 – Estratégia de controle do estágio inversor .....	51
Figura 3.21 – Regiões de operação do conversor DAB CC-CC bidirecional .....	52
Figura 3.22 – Potência ativa e aparente no transformador de potência.....	57
Figura 4.1 – Diagrama esquemático do sensor de tensão isolado .....	59
Figura 4.2 – Filtro passa-baixa de 1ª ordem .....	60
Figura 4.3 – Diagrama esquemático do transdutor de corrente isolado .....	60
Figura 4.4 – Circuito condicionador do sensor de corrente.....	61
Figura 4.5 – Filtro passa-baixa de 2ª ordem .....	62
Figura 4.6 – Diagrama de blocos do controle do retificador .....	63
Figura 4.7 – Diagrama de Bode FTLA sem e com controlador de corrente .....	65
Figura 4.8 – Resposta ao degrau da malha da corrente de entrada.....	65
Figura 4.9 – Diagrama de blocos da malha de tensão do barramento CC.....	66
Figura 4.10 – Diagrama de Bode FTLA sem e com controlador de tensão .....	67
Figura 4.11 – Resposta ao degrau da malha de tensão do barramento CC.....	68
Figura 4.12 – Diagrama de blocos da malha de balanceamento .....	68
Figura 4.13 – Diagrama de bode FTLA sem e com controlador de balanceamento .....	69
Figura 4.14 – Resposta ao degrau da malha de balanceamento .....	69
Figura 4.15 – Diagrama de bode FTLA sem e com controlador da corrente magnetizante.....	71
Figura 4.16 – Resposta ao degrau da malha da corrente de magnetização do primário.....	71
Figura 4.17 – Diagrama de blocos das malhas de controle do inversor .....	72
Figura 4.18 – Diagrama de bode FTLA sem e com controlador da tensão de saída.....	74
Figura 4.19 – Resposta ao degrau da malha da tensão de saída .....	74
Figura 4.20 – Diagrama de bode FTLA sem e com controlador da tensão do barramento.....	76
Figura 4.21 – Resposta ao degrau da malha da tensão do barramento CC.....	76
Figura 5.1 – Circuito de potência do estágio retificador .....	78
Figura 5.2 – Circuito de potência do estágio inversor .....	79
Figura 5.3 – Transformador de potência e indutores auxiliares de magnetização .....	79
Figura 5.4 – Sensores do retificador e inversor .....	80
Figura 5.5 – Processador digital e moduladores do retificador e inversor .....	80
Figura 5.6 – Circuito de defasamento das portadoras do inversor .....	81
Figura 5.7 – Formas de onda de entrada e saída para carga resistiva.....	82
Figura 5.8 – Formas de onda de entrada e saída para carga não-linear.....	82
Figura 5.9 – Tensão CC nos barramentos do retificador e inversor .....	83

Figura 5.10 – Formas de onda no transformador de potência .....	84
Figura 5.11 – Formas de onda de entrada e saída para degraus de carga de 50%.....	85
Figura 5.12 – Tensão nos barramentos e ângulo de <i>phase-shift</i> para degraus de 50% .....	85
Figura 5.13 – Formas de onda de entrada e saída para inversão do fluxo de potência .....	86
Figura 5.14 – Resposta a subtensão de 30%.....	87
Figura 5.15 – Resposta a distorção harmônica na rede .....	88
Figura 5.16 – Potência ativa no DAB.....	88

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Estados de comutação para o semiciclo positivo.....	36
Tabela 3.2 – Estados de comutação para o semiciclo negativo.....	39
Tabela 3.3 – Instantes de tempo para as regiões $R1$ , $R2$ e $R4$ .....	53
Tabela 3.4 – Corrente instantânea para as regiões $R1$ e $R2$ .....	54
Tabela 3.5 – Corrente instantânea para região $R4$ .....	54
Tabela 3.6 – Tensão instantânea para as regiões $R1$ , $R2$ e $R4$ .....	55
Tabela 3.7 – Potência instantânea para as regiões $R1$ , $R2$ e $R4$ .....	55
Tabela 4.1 – Especificações de projeto .....	58
Tabela 4.2 – Parâmetros do conversor.....	58
Tabela 4.3 – Resumo de projeto dos sensores de tensão .....	59
Tabela 4.4 – Especificações dos filtros de 1ª ordem .....	60
Tabela 4.5 – Resumo de projeto dos sensores de corrente .....	61
Tabela 4.6 – Especificações dos filtros de 2ª ordem .....	62
Tabela 4.7 – Resumo de projeto dos controladores do retificador .....	72
Tabela 4.8 – Resumo de projeto dos controladores do inversor.....	77

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3L1D	<i>Three-Leg and one dc link</i> (Três Pernas e um link-CC)
5L2D	<i>Five-Leg and two dc link</i> (Cinco Pernas e dois link-CC)
6LT	<i>Six-Leg With Transformer</i> (Seis Pernas com Transformador)
A/D	Análogica/Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC3E	Célula de Comutação de Três Estados
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
DVR	<i>Dynamic Voltage Restorer</i> (Restaurador Dinâmico de Tensão)
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
FP	Fator de Potência
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção de fator de Potência)
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> (Rastreamento de fase)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação Por Largura de Pulso)
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioners</i> (Condicionador de Qualidade de Energia Unificado)
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte Ininterrupta de Energia)

## LISTA DE SIMBOLOS

$\alpha$	Relação de transformação
$\tau_1$	instante de tempo de transição entre as regiões 4 e 1 do DAB
$\tau_2$	instante de tempo de transição entre as regiões 1 e 2 do DAB
$\varphi$	ângulo de <i>phase-shift</i>
$\Delta I_{Le}$	Ondulação de corrente no indutor de entrada do retificador
$\Delta M_r$	Variação na moduladora do retificador
$\Delta M_i$	Variação na moduladora do inversor
$\omega_r$	frequência angular da rede CA
$C1...C2$	Capacitores do barramento CC do retificador
$C3...C4$	Capacitores do barramento CC do inversor
$C1,f$	Capacitor do filtro de 1ª ordem
$C_f$	Capacitor do filtro LC
D	razão cíclica
$f_{ci}$	Frequência de cruzamento da malha de corrente
$f_{cv}$	Frequência de cruzamento da malha de tensão
$F_m$	Ganho do modulador PWM
$f_s$	Frequência de comutação
$G_{AD}$	Tensão máxima do conversor A/D
$G_{cc}$	Ganho estático do conversor
$G_{th}$	Ganho do transdutor de corrente
$H_i$	Ganho do sensor de corrente
$H_v$	Ganho do sensor de tensão
$i_{Le}$	corrente no indutor de entrada do retificador
$i_{Lf}$	corrente no indutor do filtro LC
$I_{ref}$	Corrente de referência para a malha de corrente de entrada
$I_{mgPRI}$	Corrente de magnetização do primário
$I_{mgSEC}$	Corrente de magnetização do secundário
$I_{mgref}$	Corrente de referência para malha da corrente de magnetização
$K_{ad}$	Ganho do conversor A/D
$L_d$	Indutor de transferência
$L_e$	Indutor de entrada do retificador

$L_f$	Indutor do filtro LC
$L_{mg}$	Indutor auxiliar do controle da corrente magnetização
$M_a$	Índice de modulação
MF	Margem de Fase
$M_i$	Moduladora do inversor
$M_r$	Moduladora do retificador
$P_s$	Potência de saída
$R_{1,f}$	Resistor do filtro de 1ª ordem
$R_{1,i}$	Resistor 1 do circuito condicionador de corrente
$R_{2,i}$	Resistor 2 do circuito condicionador de corrente
$R_{eLEM}$	Resistor de entrada do sensor de tensão LEM
$R_{sLEM}$	Resistor de saída do sensor de tensão LEM
s	Variável de Laplace
$S1...S4$	Interruptores do retificador
$S5...S8$	Interruptores do inversor
t	variável de tempo
$T$	Transformador de potência
$T1$	Transformador da célula de comutação de três estado do retificador
$T2$	Transformador da célula de comutação de três estado do inversor
$T_r$	Período da rede CA
$T_s$	Período de chaveamento
$v_{ab}$	Tensão entre os braços da ponte do retificador
$v_{cd}$	Tensão entre os braços da ponte do inversor
$V_{CC}$	Tensão contínua
$V_{C1}$	Tensão no capacitor C1 do retificador
$V_{C2}$	Tensão no capacitor C2 do retificador
$V_{CC,i}$	Tensão no barramento CC do inversor
$V_{CC,r}$	Tensão no barramento CC do retificador
$V_{CC,i,ref}$	Tensão de referência para o controle de $V_{CC,i}$
$V_{CC,r,ref}$	Tensão de referência para o controle de $V_{CC,r}$
$v_e$	Tensão CA de entrada
$V_{eLEM}$	Tensão máxima de entrada do sensor de tensão LEM



$V_{i_{medido}}$	Tensão de saída do circuito de medição de corrente
$V_p$	Tensão de pico da portadora triangular
$V_{PRI}$	Tensão no primário do transformador T
$V_{pk}$	Tensão de pico da rede CA
$v_s$	Tensão CA de saída
$V_{SLEM}$	Tensão máxima de saída do sensor de tensão LEM
$V_{sref}$	Tensão de referência para o controle de $V_s$
$V_{SEC}$	Tensão no secundário do transformador T
$v_{xy}$	Tensão de três nível na entrada do retificador
$v_{wz}$	Tensão de três nível no filtro LC

## SUMARIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	20
<b>2</b>	<b>ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES CA-CA PWM</b> .....	22
<b>2.1</b>	<b>Conversores CA-CA PWM diretos</b> .....	22
<i>2.1.1</i>	<i>Conversor CA-CA buck-boost</i> .....	22
<i>2.1.2</i>	<i>Conversor CA-CA dual-buck bipolar</i> .....	23
<i>2.1.3</i>	<i>Conversor CA-CA buck-boost bipolar com seis interruptores unidirecionais</i> .....	24
<i>2.1.4</i>	<i>Conversor matrix monofásico full-bridge</i> .....	24
<i>2.1.5</i>	<i>Conversor CA-CA dual-buck isolado em alta frequência</i> .....	25
<i>2.1.6</i>	<i>Conversor CA-CA com link de alta frequência</i> .....	26
<i>2.1.7</i>	<i>Conversor DAB CA-CA bidirecional</i> .....	27
<b>2.2</b>	<b>Conversores CA-CA PWM indiretos</b> .....	28
<i>2.2.1</i>	<i>Conversor CA-CC-CA de três braços do tipo T</i> .....	28
<i>2.2.2</i>	<i>Conversor CA-CC-CA de cinco braços e dois link-CC</i> .....	29
<i>2.2.3</i>	<i>Conversor CA-CA indireto com link direto</i> .....	30
<i>2.2.4</i>	<i>Conversor interleaved CA-CC-CA com isolamento em alta frequência</i> .....	30
<i>2.2.5</i>	<i>Conversor CA-CC-CA de seis braços com transformador</i> .....	31
<b>2.3</b>	<b>Topologia proposta</b> .....	32
<b>3</b>	<b>ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO</b> .....	33
<b>3.1</b>	<b>Análise do retificador</b> .....	34
<i>3.1.1</i>	<i>Técnica de modulação</i> .....	34
<i>3.1.2</i>	<i>Princípio de operação e principais formas de onda</i> .....	35
<i>3.1.2.1</i>	<i>Semiciclo positivo (<math>D &lt; 0,5</math>)</i> .....	36
<i>3.1.2.2</i>	<i>Semiciclo negativo (<math>D &gt; 0,5</math>)</i> .....	39
<i>3.1.3</i>	<i>Determinação do ganho estático e análise da razão cíclica</i> .....	42
<i>3.1.3.1</i>	<i>Ganho estático para o semiciclo positivo (<math>D &lt; 0,5</math>)</i> .....	42
<i>3.1.3.2</i>	<i>Ganho estático para o semiciclo negativo (<math>D &gt; 0,5</math>)</i> .....	42
<i>3.1.3.3</i>	<i>Análise da razão cíclica</i> .....	43
<i>3.1.4</i>	<i>Ondulação de corrente no indutor de entrada</i> .....	44
<i>3.1.5</i>	<i>Estratégia de controle</i> .....	46
<b>3.2</b>	<b>Análise do inversor</b> .....	47
<i>3.2.1</i>	<i>Técnica de modulação</i> .....	47
<i>3.2.2</i>	<i>Projeto do filtro LC</i> .....	48

3.2.2.1	<i>Cálculo da indutância <math>L_f</math></i> .....	49
3.2.2.2	<i>Cálculo da capacitância <math>C_f</math></i> .....	50
3.2.3	<b><i>Estratégia de controle</i></b> .....	51
3.3	<b>Transferência de potência</b> .....	51
4	<b>PROCEDIMENTO DE PROJETO</b> .....	58
4.1	<b>Sensores de tensão</b> .....	58
4.2	<b>Sensores de corrente</b> .....	60
4.3	<b>Projeto dos controladores</b> .....	62
4.3.1	<b><i>Controladores do retificador</i></b> .....	63
4.3.1.1	<i>Malha da corrente de entrada</i> .....	63
4.3.1.2	<i>Malha da tensão do barramento CC</i> .....	66
4.3.1.3	<i>Malha de balanceamento das tensões do barramento CC</i> .....	68
4.3.1.4	<i>Malha da corrente de magnetização</i> .....	70
4.3.2	<b><i>Controladores do inversor</i></b> .....	72
4.3.2.1	<i>Malha da tensão de saída</i> .....	73
4.3.2.2	<i>Malha da tensão do barramento CC</i> .....	75
5	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO</b> .....	78
5.1	<b>Circuito de simulação</b> .....	78
5.2	<b>Resultados em regime permanente</b> .....	81
5.3	<b>Resultados em regime dinâmico</b> .....	84
6	<b>CONCLUSÃO</b> .....	89
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	90
	<b>APÊNDICE A - CÓDIGO EM LIGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO C</b>	
	<b>UTILIZADO NA SIMULAÇÃO DO PSIM®</b> .....	94

## 1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, a rede elétrica está sendo penalizada por poluição harmônica, devido à grande quantidade de cargas não lineares. O aumento de equipamentos eletrônicos chaveados e o uso de conversores conectados à rede podem gerar correntes harmônicas e reativas com efeitos indesejáveis como, baixo fator de potência, interferência eletromagnética, baixa eficiência, sobrecarga na rede de distribuição e aquecimento em transformadores (QUEIROZ et al. 2018), produzindo distúrbios prejudiciais às cargas sensíveis/críticas, por exemplo, equipamentos médico-hospitalares, computadores e sistemas de telecomunicações. Em geral, a má qualidade de energia resulta em maiores perdas, aumento do consumo de energia elétrica de forma ineficiente e redução da vida útil de equipamentos.

Reguladores de tensão CA, fonte ininterrupta de energia (UPS) e restauradores dinâmicos de tensão (DVR) são utilizados para mitigar problemas de qualidade de energia, tais como: subtensão, sobretensão, flutuação de tensão, distorção harmônica na rede e interrupção de curta duração. DVRs utilizam o princípio da compensação série para regular a tensão de saída. A tensão de compensação é adicionada à tensão de saída na ocorrência de subtensão ou sobretensão. Diante disso, a potência processada pelo conversor é uma fração da potência da carga (KIM et al. 2017). Entretanto, os reguladores de tensão e UPS processam toda a potência da carga, já que são conectados em série com a carga.

Os conversores CA-CA PWM estão sendo amplamente utilizados nas aplicações supracitadas, devido à capacidade de regulação da tensão de saída, corrente de entrada senoidal, elevado fator de potência e rejeição a distúrbios de rede. Os conversores CA-CA são classificados em conversores diretos e indiretos, conforme o processo de transferência de energia entre os terminais de entrada e saída (PETRY, 2005). Os conversores diretos apresentam único estágio de conversão, implementação compacta e capacidade de elevação e/ou redução da tensão de saída, sendo comumente empregados em restauradores dinâmicos de tensão (AHMED et al. 2016). Os conversores CA-CC-CA possuem estágio intermediário com *link CC*, desacoplamento entre os estágios de entrada e saída, compensação de reativos, elevado fator de potência e tensão de saída senoidal com baixa taxa de distorção harmônica (FREITAS et al. 2010). Diante disso, os conversores indiretos são comumente destinados a UPS e condicionadores de energia unificados (UPQC).

Neste contexto, este trabalho propõe como contribuição o desenvolvimento de um conversor CA-CA isolado em alta frequência, com correção de fator de potência e capacidade de mitigar distúrbios de rede.

O presente trabalho está organizado em seis capítulos, sendo estes descritos na sequência:

Capítulo 2 – Estado da arte dos conversores monofásicos CA-CA PWM: Neste capítulo, são descritos os principais conversores encontrados na literatura. São apresentadas diversas topologias de conversores diretos e indiretos. No final do capítulo é apresentada a topologia proposta.

Capítulo 3 – Análise do conversor proposto: Neste tópico, é realizada análise teórica sobre o conversor proposto, detalhando o funcionamento de cada estágio de conversão, técnica de modulação e a estratégia de controle. Em seguida, tem-se a análise do fluxo de potência no conversor.

Capítulo 4 – Procedimento de projeto: Os parâmetros e especificações adotados para validação da topologia via simulação são apresentados neste tópico. São também descritos os circuitos de condicionamento e os controladores projetados.

Capítulo 5 – Resultados de simulação: Neste capítulo tem-se a validação da topologia proposta utilizando ferramentas computacionais. Os circuitos utilizados são apresentados e as principais formas de onda que caracterizam a operação do conversor em regime permanente e dinâmico são discutidas.

Capítulo 6 – Conclusão geral: Finalmente, são apresentadas as considerações finais do trabalho, discutindo-se detalhadamente o estudo desenvolvido e propondo-se sugestões para continuidade da pesquisa em termos de trabalhos futuros.

## 2 ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES CA-CA PWM

Neste capítulo é realizada a revisão de literatura envolvendo os principais conversores CA-CA PWM relacionados ao tema proposto. Com base na discussão do capítulo anterior, os conversores aqui discutidos apresentam regulação na tensão de saída, rejeição a distúrbios na tensão da rede, subtensão e/ou sobretensão, além de mitigar distorções harmônicas. Inicialmente, são apresentados os conversores diretos, que possuem um único estágio de processamento de energia. Em seguida, são discutidos os conversores indiretos, com duplo estágio de conversão ou que apresentam estágio intermediário de armazenamento de energia. Por fim, propõe-se a topologia estudada neste trabalho.

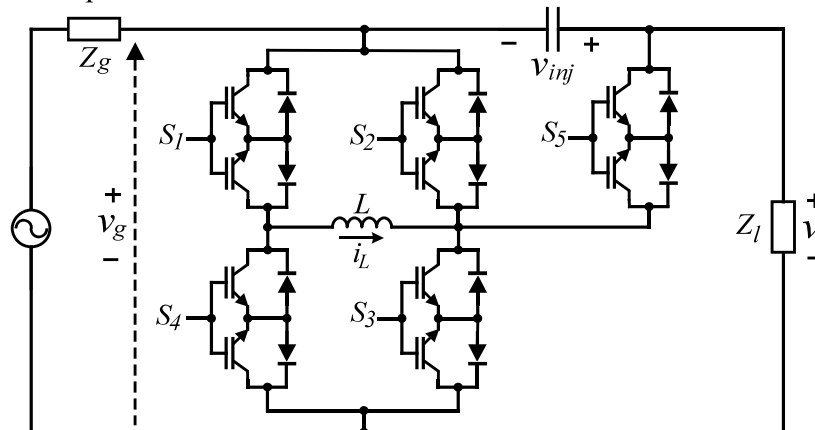
### 2.1 Conversores CA-CA PWM diretos

Dentre as diversas topologias de conversores CA-CA encontradas na literatura, esta seção dedica-se à revisão dos trabalhos associados aos conversores diretos com modulação PWM.

#### 2.1.1. Conversor CA-CA buck-boost.

Em Nazarpour, Farzinnia e Nouhi (2017) é apresentado o compensador de tensão série não isolado baseado no conversor CA-CA *buck-boost*. A topologia é formada por cinco interruptores bidirecionais, um indutor e um capacitor, como mostra a Figura 2.1.

Figura 2.1 – Compensador série não isolado baseado no conversor CA-CA *buck-boost*.



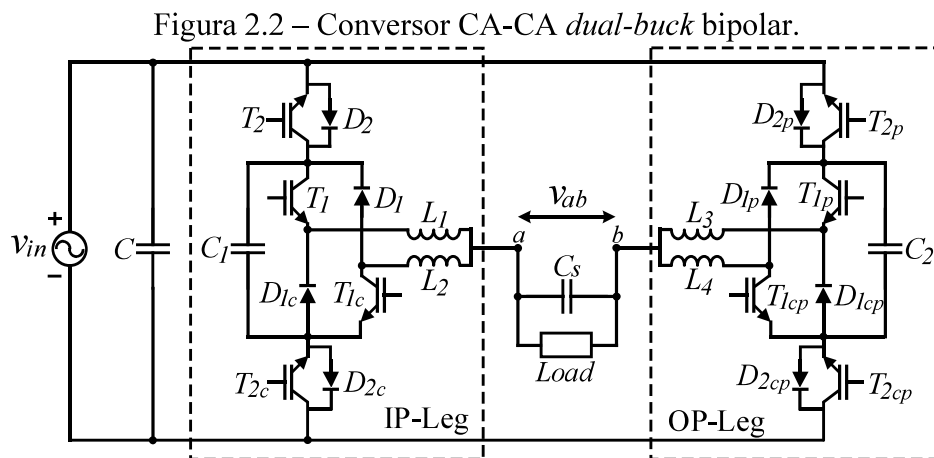
FONTE: Adaptado de Nazarpour, Farzinnia e Nouhi (2017).

A ausência do transformador de isolamento reduz peso e volume em comparação com as tradicionais topologias de restaurador dinâmico de tensão. A tensão de injeção pode ser dada em fase ou fora de fase, devido aos modos operacionais do conversor *buck-boost*.

O protótipo experimental é submetido a três distúrbios de entrada; subtensão, sobretensão e distorção harmônica na tensão. As variações na amplitude são de  $\pm 40\%$  com duração de oito ciclos de rede. A distorção na tensão de entrada é produzida pela redução da componente fundamental em 60% e adição de componente harmônica de 5ª ordem, com amplitude de 15,6V. Um estudo teórico de perdas é realizado e a eficiência relatada é 87,53%.

### 2.1.2 Conversor CA-CA dual-buck bipolar

O conversor direto proposto por Wang et al. (2021) é baseado nos braços do *chopper AC dual-buck*. A topologia consiste de dois braços com dois indutores de separação, denominados de *IP-Leg* (*in-phase leg*) e *OP-Leg* (*out-phase leg*), como mostra a Figura 2.2.



FONTE: Adaptado de Wang et al. (2021)

A tensão de saída é bipolar e definida pela diferença de tensão entre os braços *IP-Leg* e *OP-Leg*. O conversor apresenta o mesmo processo de operação *buck* e *boost* para os modos de inversão e não inversão, garantindo a continuidade da corrente de saída sem a utilização de capacitores de valor elevado. Além disso, a estrutura topológica soluciona o problema de comutação intrínseco dos conversores CA-CA e garante que o “terra” seja comum aos terminais de entrada e saída.

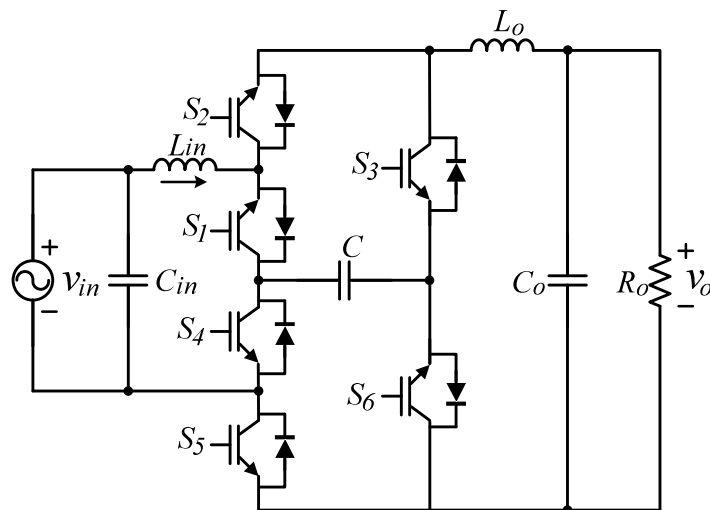
Com o objetivo de validar a análise teórica, os autores desenvolveram um protótipo experimental de 500 W. Inicialmente, o conversor é submetido a uma subtensão temporária, na

qual a tensão de entrada é reduzida em 45,45%. Para regular a tensão de saída em 110 V, o conversor opera em modo *boost* sem inversão da tensão de saída. Para a condição de sobretensão, onde a tensão de entrada é elevada em 45,45%, o conversor opera em modo *buck* com inversão da tensão de saída.

### 2.1.3 Conversor CA-CA buck-boost bipolar com seis interruptores unidirecionais

O conversor *buck-boost* proposto por Ahmed et al. (2020) apresenta operação em modo *buck* e *boost* sem inversão da tensão de saída e operação simétrica em modo *buck-boost*. A topologia é formada por seis interruptores, um pequeno capacitor de filme e dois filtros LC, como mostra a Figura 2.3.

Figura 2.3 – Conversor CA-CA *buck-boost* bipolar.



FONTE: Adaptado de Ahmed et al. (2020)

Devido aos modos de operação, a topologia proposta pode ser empregada em regulador de tensão CA, restaurador dinâmico de tensão e controlador de velocidade variável para motores elétricos de indução. Um protótipo experimental de 600 W é desenvolvido, a fim de validar os modos de operação e a aplicabilidade em restaurador dinâmico de tensão. O conversor tem eficiência máxima de 97,2% em modo *buck* e 95,5% em modo *boost*.

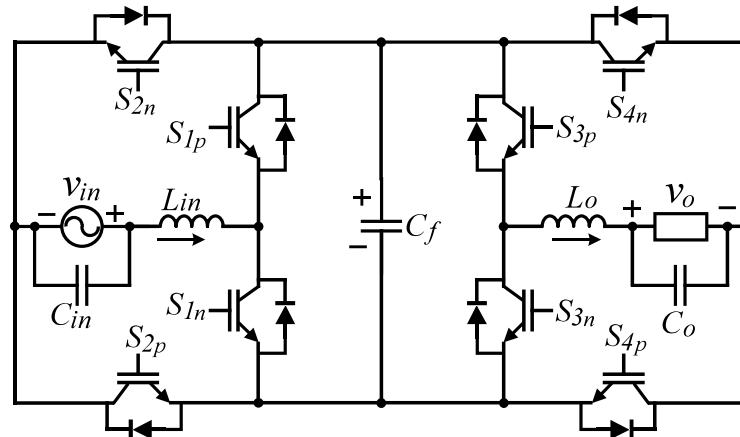
### 2.1.4 Conversor matrix monofásico full-bridge.

O conversor *matrix* monofásico baseado na estrutura *full-bridge* é apresentado em Ahmed et al. (2021). A topologia em estudo apresenta elevada eficiência, operação simétrica



nos modos invertido e não invertido da tensão de saída, controle independente das razões cíclicas nas funções *buck* e *boost*, compatibilidade com carga indutiva e capacidade de modificação da frequência de saída. Além disso, todos os interruptores são submetidos ao mesmo esforço de tensão e os interruptores de mesmo módulo *full-bridge* são submetidos ao mesmo esforço de corrente. A Figura 2.4 ilustra a topologia proposta.

Figura 2.4 – Conversor *matrix* monofásico *full-bridge*.



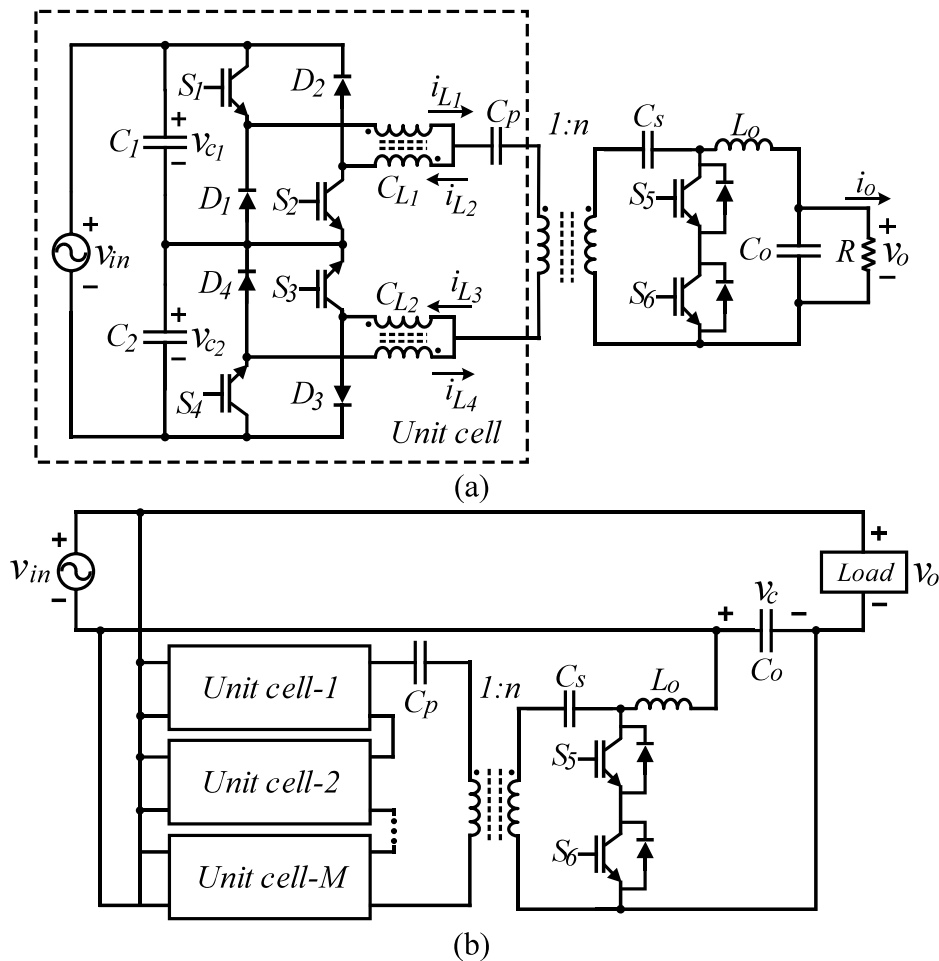
FONTE: Adaptado de Ahmed et al. (2021).

Ensaio num protótipo experimental de 400 VA são realizados para carga resistiva e parcialmente indutiva. O conversor apresenta eficiência superior a 92% para ampla faixa de tensão de entrada. No modo *boost*, o conversor apresenta fator de potência de 0,982 e THD de 2,8% para corrente de entrada. Para o modo *buck*, o fator de potência é 0,988 e o THD da corrente é 1,73%. A tensão de saída é regulada em 110 V e a taxa de distorção harmônica é inferior a 2,5%.

### 2.1.5 Conversor CA-CA dual-buck e isolado em alta frequência

O conversor proposto por Ahmed et al. (2016) apresenta células de comutação e indutores acoplados como solução para o problema de comutação dos conversores CA-CA diretos. O conversor da Figura 2.5a é duplamente abaixador, visto que seu ganho estático corresponde à metade do tradicional conversor *buck*. Além disso, a frequência de operação nos elementos passivos é dobro da frequência de comutação. A configuração paralelo-série ilustrada na Figura 2.5b é aplicada a restaurador dinâmico de tensão. O emprego do transformador de alta frequência garante a isolamento galvânica requerida, substituindo os volumosos transformadores de baixa frequência dos tradicionais DVR.

Figura 2.5 – Conversor CA-CA *dual-buck* isolado em alta frequência.



FONTE: Adaptado de Ahmed et al. (2016).

### 2.1.6 Conversor CA-CA com link de alta frequência

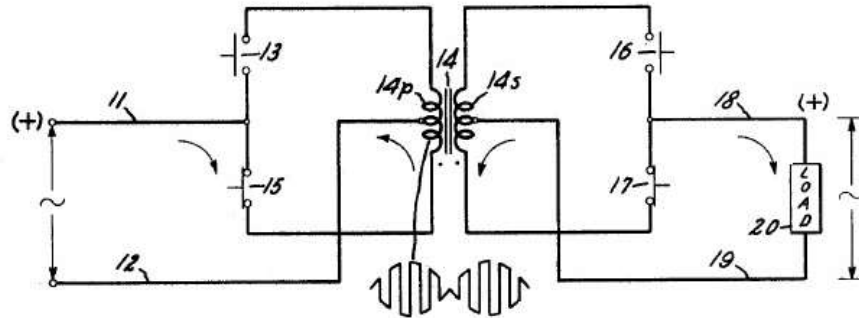
O conversor CA-CA com link de alta frequência é estudado inicialmente por McMurray (1968). A topologia é formada por quatro interruptores bidirecionais e um transformador de alta frequência, como mostra a Figura 2.6.

O transformador é responsável por interligar o lado de entrada ao de saída, formando um link CA de alta frequência. A tensão de saída apresenta larga faixa de operação, podendo ser desafiada de  $0^\circ$  a  $180^\circ$  da tensão de entrada, devido ao deslocamento de fase empregado no acionamento dos interruptores.

Uma topologia derivada de McMurray (1968) é apresentada por Harada et al. (1996), objetivando a utilização de transformadores de alta frequência para conversores CA-CA. A topologia é formada por quatro interruptores bidirecionais, um transformador de alta frequência e filtros passivos nos terminais de entrada e saída, como mostra a Figura 2.7. O

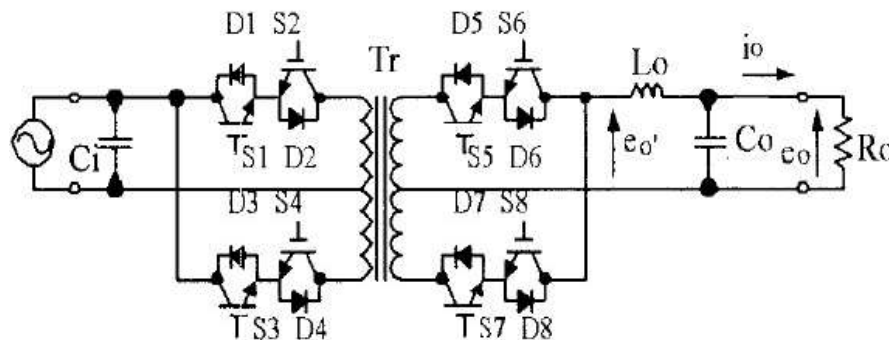
conversor emprega modulação *phase-shift*, permitindo o controle da tensão de saída, continuidade de corrente, eliminação de harmônicos elevados e proteção contra curto-circuito.

Figura 2.6 – Conversor CA-CA com link de alta frequência.



FONTE: Adaptado de McMurray (1968).

Figura 2.7 – Conversor CA-CA de fase controlada.



FONTE: Adaptado de Harada et al. (1996).

Um protótipo experimental de 3 kVA e tensão de entrada 200 V foi desenvolvido em laboratório para validação da análise teórica. Inicialmente, a característica *buck* do conversor foi observada, através do comportamento da tensão de saída em função do ângulo de *phase-shift*. Os autores relatam que o rendimento máximo obtido foi de 90% para tensão de saída de 124,4 V e fator de potência de entrada superior a 0,97 para larga faixa de tensão de saída.

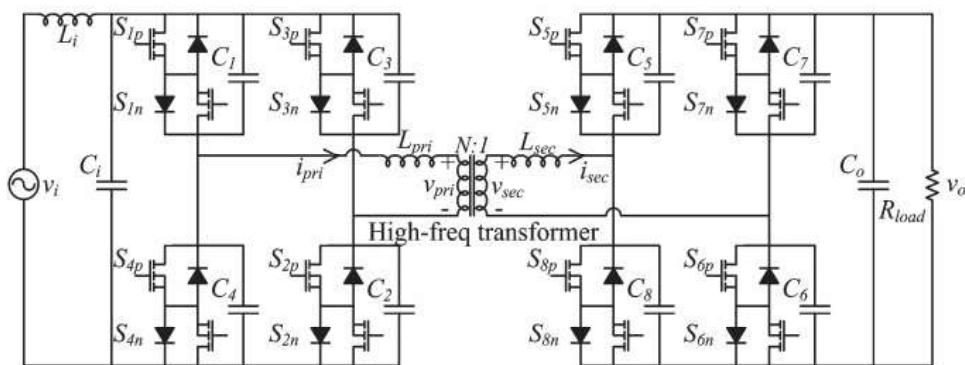
### 2.1.7 Conversor DAB CA-CA bidirecional

O conversor DAB CA-CA proposto por Qin e Kimball (2013) é derivado do conversor DAB CC-CC apresentado por Doncker, Divan e Kheraluwaka (1991) por meio da substituição dos interruptores bidirecionais em corrente por células de comutação de quatro quadrantes. A topologia é formada por dois módulos *full-bridge* interligados através de um

transformador de alta frequência, que apresenta isolamento galvânica e indutância de dispersão, como mostra a Figura 2.8. A estrutura simétrica do conversor favorece o fluxo de potência bidirecional com elevada faixa de comutação não dissipativa nos interruptores.

Um protótipo de laboratório em escala reduzida é desenvolvido para validar a análise teórica. Os ensaios realizados validam o controle da tensão de saída, a compensação de tensão e o controle de fluxo de potência bidirecional. O protótipo apresenta eficiência superior a 90% para potência nominal.

Figura 2.8 – Conversor DAB CA-CA bidirecional.



FONTE: Adaptado de Qin e Kimball (2013).

## 2.2 Conversores CA-CA PWM indiretos

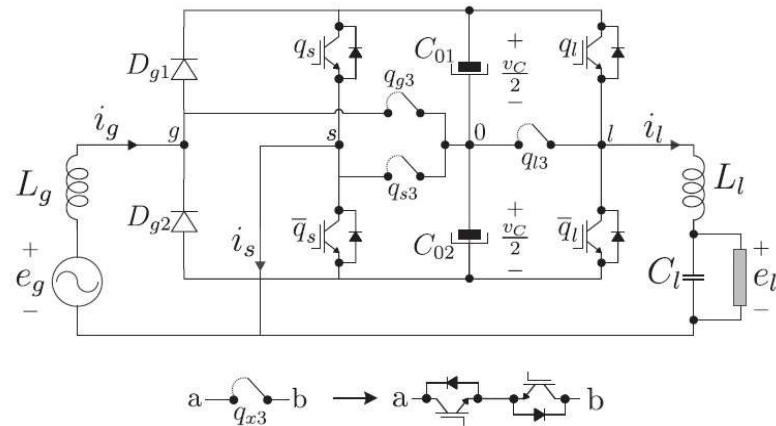
Esta seção é destinada à apresentação de topologias indiretas de conversores CA-CA monofásicos. Como mencionado anteriormente, esse tipo de conversor apresenta duplo estágio de conversão, desacoplamento entre os estágios de entrada e saída, permitindo controle independente do retificador e inversor.

### 2.2.1 Conversor CA-CC-CA de três braços do tipo T

Um conversor CA-CC-CA unidirecional de três braços é apresentado em (COSTA et al. 2021). A topologia é baseada no braço do tipo T de três níveis, o qual é formado por um braço de dois níveis com um interruptor bidirecional conectada entre a perna e o ponto central do *link-CC*. Sendo, um braço compartilhado entre entrada e saída, como ilustra a Figura 2.9.

Para validar a análise teórica, um protótipo experimental de 2 kVA é desenvolvido. O comportamento dinâmico do conversor é validado através de degraus de carga de 100%. A eficiência máxima do conversor é 92,3%, obtida para 76,7% da potência nominal. Para operação em potência nominal, a eficiência mensurada é 90,95%.

Figura 2.9 – Conversor CA-CC-CA unidirecional de três braços.

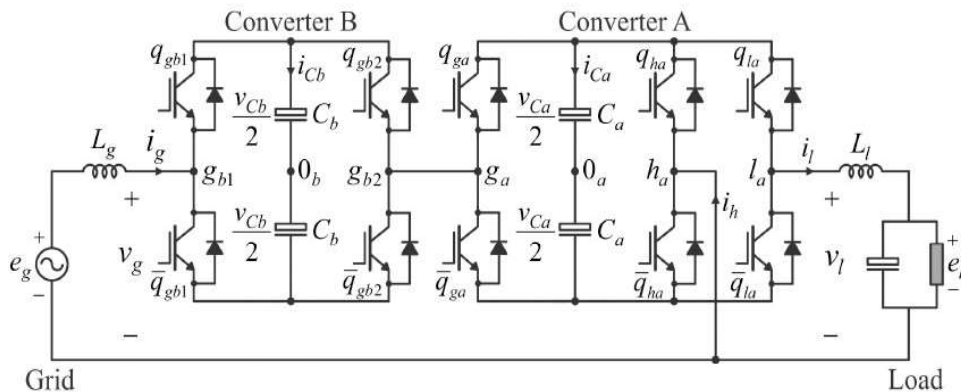


FONTE: Adaptado de Costa et al. (2021).

### 2.2.2 Conversor CA-CC-CA de cinco braços e dois link-CC

Um conversor de cinco braços e dois *link-CC* (5L2D) é apresentado por (MAIA; JACOBINA, 2017). A topologia proposta é formada pela adição do *H-bridge* com capacitor flutuante (conversor B) ao conversor CA-CC-CA de três braços (conversor A), como mostra a Figura 2.10. O conversor apresenta regulação da tensão de saída, elevado fator de potência e capacidade de mitigar sobretensão e distorção harmônica na tensão de rede, sendo indicado para as aplicações de condicionador de qualidade de energia unificado (UPQC) e UPS.

Figura 2.10 – Conversor CA-CC-CA de cinco braços e dois *link-CC*.



FONTE: Adaptado de Maia e Jacobina (2017).

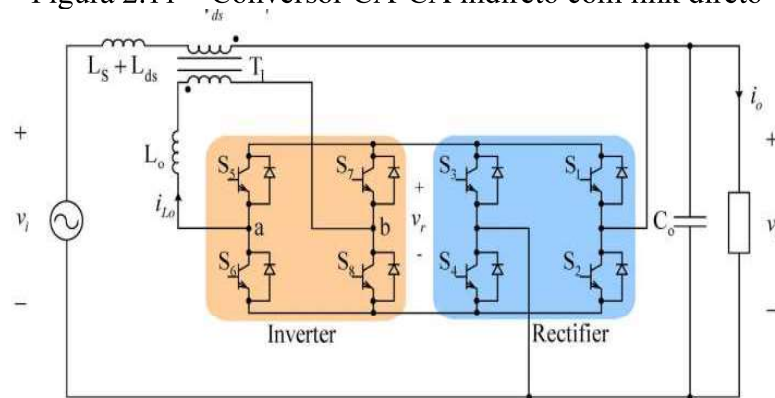
A adição do *H-bridge* e a operação com tensões assimétricas nos *link-CC* permitiram obter sete níveis na tensão de entrada, reduzindo o conteúdo harmônico e as perdas nos semicondutores.

Ensaio experimentais são realizados num protótipo de 512 W. A THD da corrente de entrada é 2,27% para carga indutiva e 2,66% para carga não linear, para 20% de sobretensão. A eficiência máxima relatada é 95%.

### 2.2.3 Conversor CA-CA indireto com link direto

Em Soeiro et al. (2012) apresenta um compensador de tensão serial, o qual adiciona a tensão de compensação à tensão de entrada. O conversor proposto é um conversor CA-CA indireto com link direto, sem elementos intermediários de armazenamento de energia, como mostra a Figura 2.11. A estratégia de controle utiliza uma malha de resistência virtual, a qual garante melhor amortecimento a variações na tensão de saída, melhorando a resposta dinâmica.

Figura 2.11 – Conversor CA-CA indireto com link direto



FONTE: Adaptado de Soeiro et al. (2012).

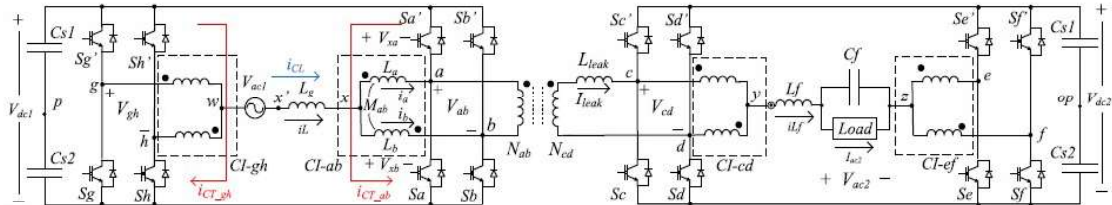
Neste trabalho um protótipo experimental de 10 kVA é desenvolvido em laboratório e ensaiado para diversas situações operacionais; alimentação de carga não linear, tensão de entrada com elevado conteúdo harmônico e variações na tensão de entrada. O conversor apresenta rápida resposta dinâmica a transientes na tensão de entrada de  $\pm 20\%$  e degraus de carga de 50%. A THD máxima da tensão de saída é 3,7% para carga não linear.

### 2.2.4 Conversor interleaved CA-CC-CA com isolamento em alta frequência

Em Silva Filho et al. (2018) é apresentado um conversor CA-CA indireto com isolamento galvânica em alta frequência destinado a aplicações de qualidade de energia. O conversor é baseado na técnica de *interleaved* com indutores acoplados. A estrutura da topologia é simétrica com duas pontes completas e dois indutores acoplados em cada lado do

conversor, como mostra a Figura 2.12. O fluxo de potência no DAB é controlado através da técnica de modulação *phase-shift*.

Figura 2.12 – Conversor *interleaved* CA-CC-CA com isolamento em alta frequência.



FONTE: Adaptado de Silva Filho et al. (2018).

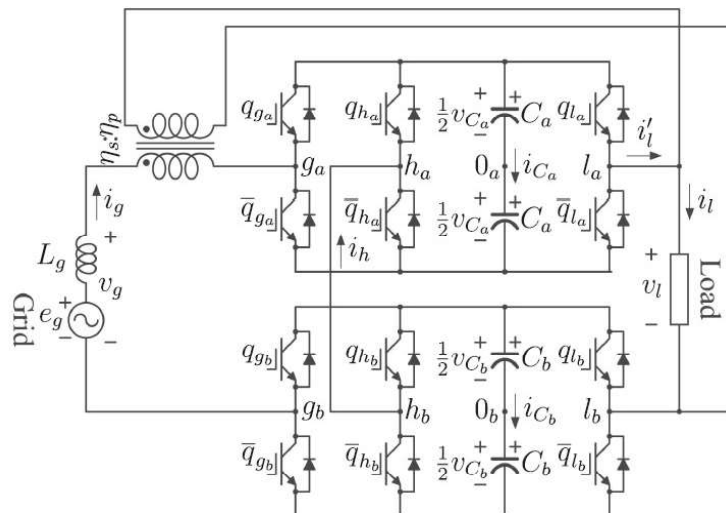
A frequência de operação dos elementos passivos é quatro vezes a frequência de comutação, reduzindo peso e volume dos elementos de filtragem. Regiões de comutação suave são obtidas e relacionadas com o ângulo de *phase-shift*.

Resultados experimentais são obtidos num protótipo de 500 W. O comportamento dinâmico do conversor é avaliado para degraus de carga e variações na tensão de entrada. A tensão de saída permanece regulada para um afundamento de 40% na tensão de entrada. O fator de potência relatado é 0,99.

### 2.2.5 Conversor CA-CC-CA de seis braços com transformador

Em De Freitas et al. (2019) é proposto o conversor CA-CC-CA monofásico de seis braços com transformador (6LT), constituído por dois conversores de três braços conectados em série e um transformador, como mostra a Figura 2.13.

Figura 2.13 – Conversor CA-CC-CA de seis braços com transformador.



FONTE: Adaptado de De Freitas et al. (2019).

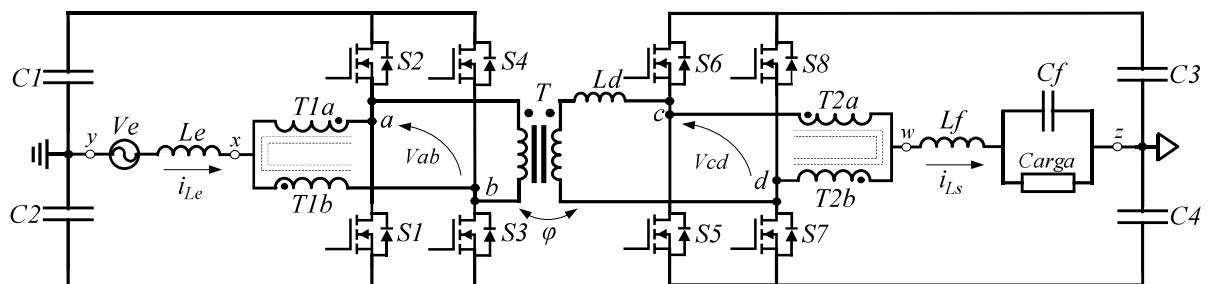
O primário do transformador é conectado em paralelo com a carga, enquanto o secundário é conectado em série com a rede. O conversor apresenta tensão de saída regulada, corrente de entrada com baixo conteúdo harmônico e elevado fator de potência. O conversor tem capacidade de mitigar sobretensão e distorção harmônica na rede, visto que o transformador aumenta a tensão disponível no lado de entrada do conversor.

Ensaio experimentais são realizados para verificar a resposta do conversor a variações na tensão de entrada. Para sobretensão de 27%, a eficiência medida é 90,2%. Já, para subtensão de 21%, a eficiência obtida é 83,3%. O protótipo experimental apresenta eficiência de 88,3% para operação em regime permanente.

### 2.3 Topologia proposta

Tendo em vista as topologias abordadas anteriormente, o presente trabalho propõe a análise e desenvolvimento do conversor proposto em (OLIVEIRA JUNIOR et al. 2012). O conversor CA-CA *Dual Active Bridge* (DAB) monofásico com correção de fator de potência é ilustrado na Figura 2.14. A técnica de *interleaving* em conjunto com a célula de comutação de três estados (CC3E) garante que a frequência nos elementos magnéticos seja o dobro da frequência de comutação. O controle do fluxo de potência no transformador do DAB é realizado através da técnica de modulação *phase-shift*.

Figura 2.14 – Conversor proposto.



FONTE: Adaptado de Batista et al. (2012).

Dentre as principais características desse conversor, destacam-se:

- correção do fator de potência;
- isolação galvânica em alta frequência;
- regulação da tensão de saída com amplitude constante e frequência fixa;
- tensão de saída com baixa taxa de distorção harmônica;
- compensação a distúrbios na tensão da rede, subtensão e distorção harmônica.



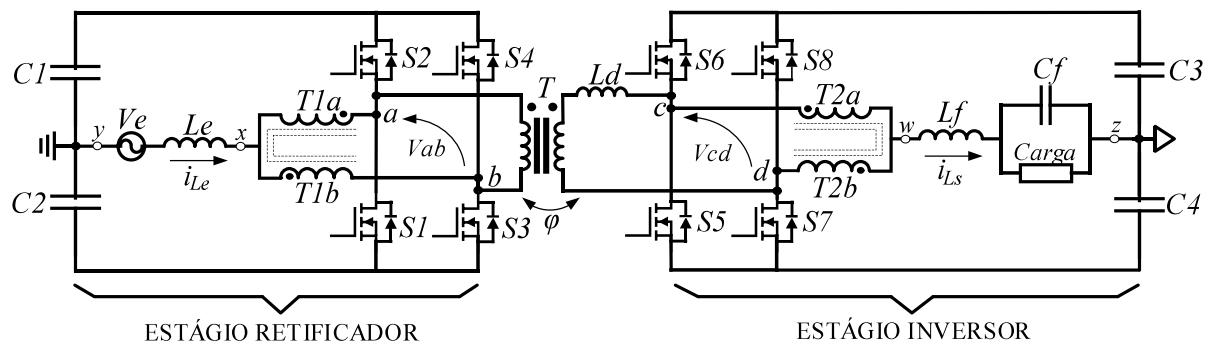
### 3 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

A topologia do conversor proposto é apresentada novamente na Figura 3.1. O conversor CA-CA em estudo trata-se de um conversor indireto com dupla conversão de energia e estágio intermediário através de dois barramentos CC.

Conectado à rede elétrica, tem-se um conversor CA-CC com corrente de entrada senoidal e elevado fator de potência. A carga é conectada a um conversor CC-CA com tensão de saída senoidal e baixa taxa de distorção harmônica. Os estágios retificador e inversor estão conectados através de um transformador de alta frequência, tornando-se um conversor DAB simétrico com fluxo de potência unidirecional. Cada ponte completa do DAB é conectada a sua respectiva porta CA através da célula de comutação de três estados.

O fluxo de potência entre os estágios retificador e inversor é controlado através da técnica de modulação *phase-shift*.

Figura 3.1 – Estrutura da topologia proposta.



FONTE: Próprio Autor.

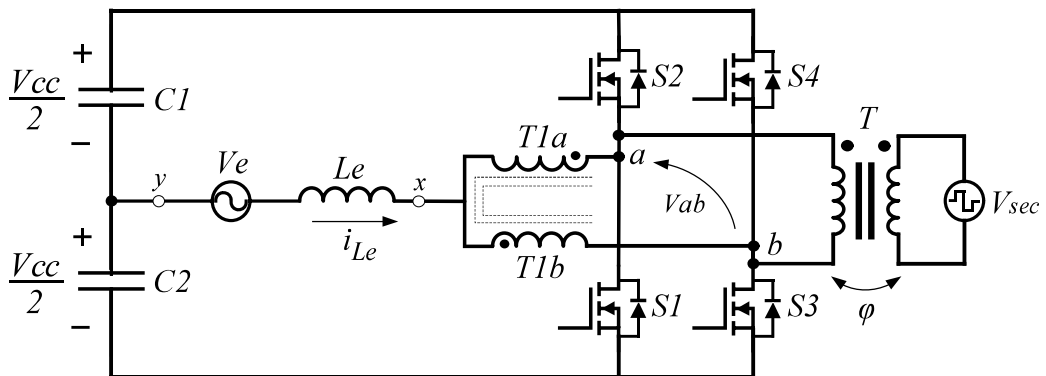
Para análise do conversor são realizadas as seguintes considerações:

- A tensão da rede apresenta formato senoidal com amplitude e frequência fixa;
- O conversor opera em regime permanente;
- Os barramentos CC do estágio retificador e inversor não apresentam oscilações de tensão, comportando-se com fontes de tensão ideais;
- Os semicondutores são ideais;
- Os transformadores são ideais;
- O tempo morto é desconsiderado durante as comutações.

### 3.1 Análise do retificador

O conversor CA-CC, estágio de entrada, é formado por: ponte completa, célula de comutação de três estados e barramento CC com ponto central, como mostra a Figura 3.2. A tensão CA da rede é disponibilizada entre o indutor de entrada  $Le$  e ponto central do barramento CC. A tensão CC de saída é obtida pela soma das tensões nos capacitores  $C1$  e  $C2$ .

Figura 3.2 – Estágio retificador.



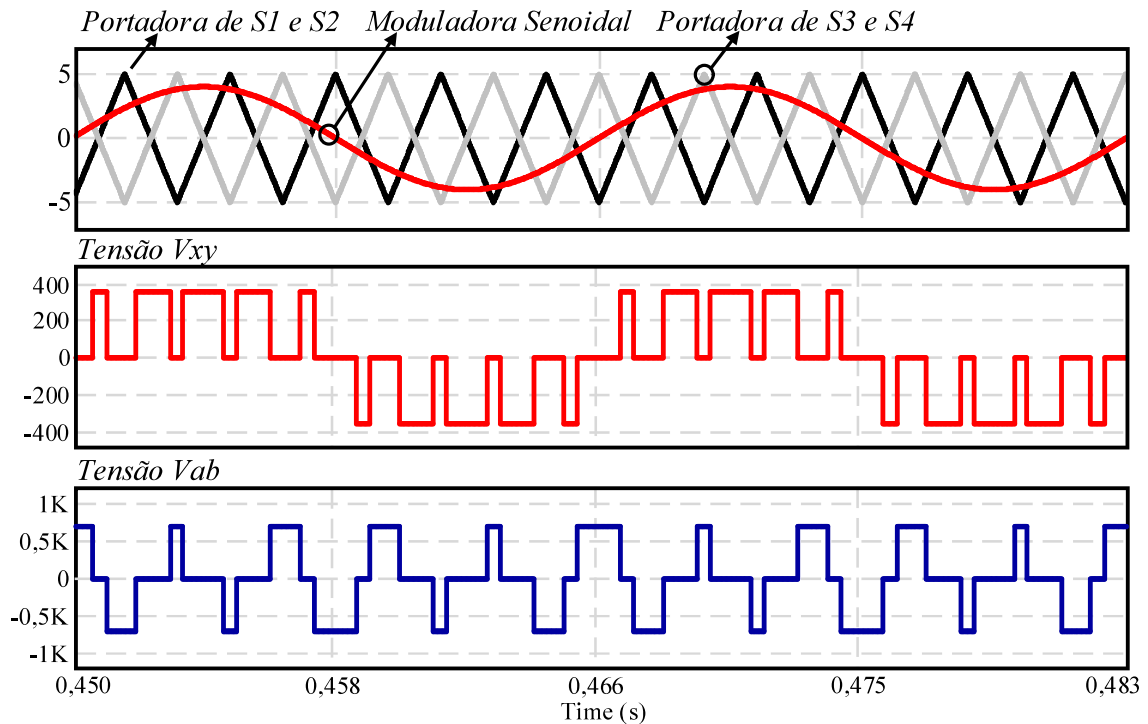
FONTE: Próprio Autor.

#### 3.1.1 Técnica de modulação

Para o acionamento dos interruptores é utilizada a técnica de modulação *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM). Esta técnica emprega duas portadoras triangulares defasadas de  $180^\circ$  entre si e uma moduladora senoidal (HOMES; LIPO, 2003). A comparação entre a moduladora e as portadoras triangulares produzem os sinais de comando para os interruptores. É importante destacar, que os interruptores de mesmo braço, ( $S1/S2$ ) e ( $S3/S4$ ), são acionados de forma complementar para evitar a ocorrência de curto-circuito.

Devido à técnica de modulação e emprego da célula de comutação de três estado, o conversor opera de forma intercalada. A Figura 3.3 mostra as principais formas de onda associadas a essa técnica de modulação. A tensão  $v_{xy}$ , obtida entre a CC3E e o ponto central do barramento CC, é de três níveis, com amplitude correspondente à metade da tensão do barramento,  $V_{cc}/2$ . A tensão  $v_{ab}$  aplicada diretamente ao enrolamento primário do transformador  $T$ , também é de três níveis, no entanto, a magnitude da tensão corresponde à tensão total do barramento CC.

Figura 3.3 – Formas de onda decorrentes da modulação SPWM no retificador.

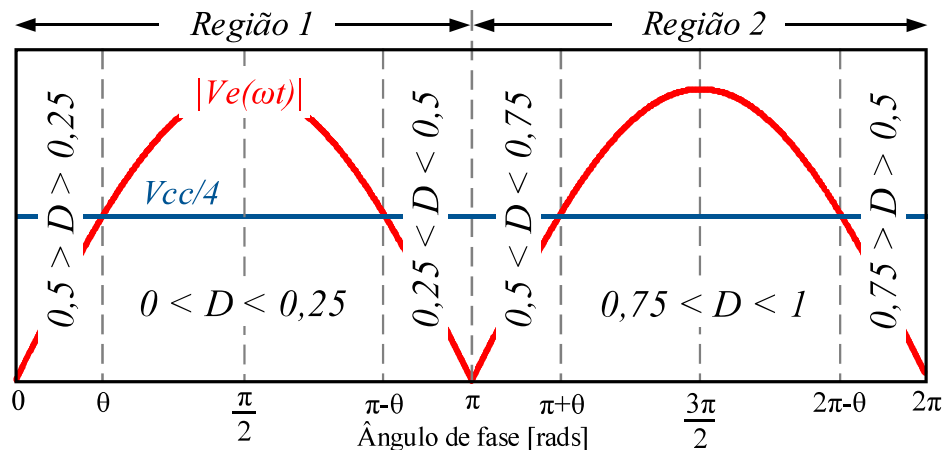


FONTE: Próprio Autor.

### 3.1.2 Princípio de operação e principais formas de onda

O retificador, estágio de entrada do conversor CA-CA tem duas regiões de operação, as quais dependem da polaridade da tensão da rede. Para o semiciclo positivo, o conversor opera com a razão cíclica  $0 < D < 0,5$  e para o semiciclo negativo opera com razão cíclica  $0,5 < D < 1$  como mostra a Figura 3.4. Cada região é formada por quatro etapas de operação para um período de chaveamento  $T_s$ .

Figura 3.4 – Regiões de operação do retificador.



FONTE: Próprio Autor.

### 3.1.2.1 Semiciclo positivo ( $D < 0,5$ )

Para o semiciclo positivo, o retificador opera com razão cíclica  $0 < D < 0,25$  para o intervalo de tempo que o módulo da tensão de entrada  $|v_e(\omega t)|$  é maior que um quarto da tensão do barramento CC. Entretanto, para o intervalo de tempo que o módulo da tensão de entrada  $|v_e(\omega t)|$  é menor que um quarto da tensão do barramento CC o conversor opera com razão cíclica  $0,25 < D < 0,5$ . As quatro combinações de comutação estão apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 Estados de comutação para o semiciclo positivo.

Etapas	Estados de comutação				Tensões	
	<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	$V_{xy}$	$V_{ab}$
1	1	0	0	1	0	-Vcc
2	0	1	0	1	+Vcc/2	0
3	0	1	1	0	0	+Vcc
4	0	1	0	1	+Vcc/2	0

FONTE: Próprio Autor.

#### Primeira Etapa ( $t_0 \leq t \leq t_1$ )

No instante de tempo  $t = t_0$ , o interruptor *S1* entra em condução e *S2* é bloqueado. Já o interruptor *S3* permanece aberto enquanto *S4* está fechado. A tensão  $v_{xy}$  é zero e a tensão do barramento CC é aplicada inversamente sobre  $v_{ab}$ . Além disso, a corrente cresce linearmente e o indutor  $L_e$  armazena energia. A equação diferencial da corrente através do indutor é dada por (3.1). O circuito para esta etapa de operação é ilustrado na Figura 3.5.

$$v_e - L_e \cdot \frac{di_{Le}}{dt} = 0 \quad (3.1)$$

#### Segunda Etapa ( $t_1 \leq t \leq t_2$ )

No instante de tempo  $t = t_1$ , o interruptor *S1* é bloqueado e *S2* entra em condução. Os demais interruptores permanecem no mesmo estado da etapa anterior. A tensão  $v_{xy}$  passa a ser metade da tensão do barramento CC e a tensão sobre  $v_{ab}$  é nula. No entanto, a tensão sobre

o indutor é negativa e a corrente decresce de forma linear conforme a equação diferencial dada em (3.2). A Figura 3.6 apresenta o circuito equivalente para esta etapa.

$$L_e \cdot \frac{di_{Le}}{dt} - v_e + \frac{V_{cc}}{2} = 0 \quad (3.2)$$

### Terceira Etapa ( $t_2 \leq t \leq t_3$ )

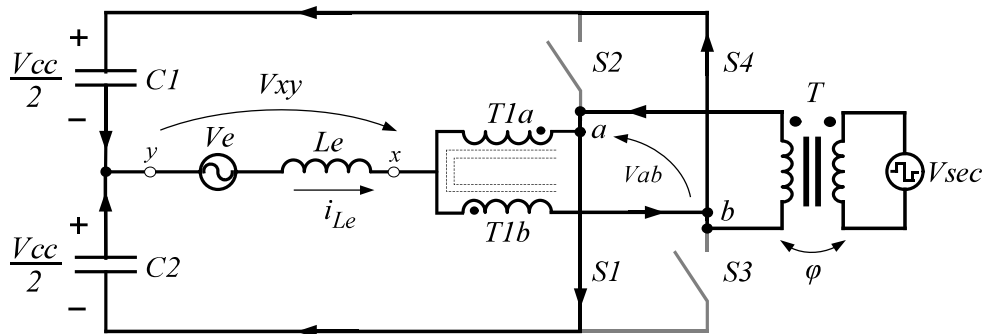
No instante de tempo  $t = t_2$ , o interruptor  $S3$  entra em condução e  $S4$  é bloqueado. Já o interruptor  $S1$  permanece aberto enquanto  $S2$  está fechado. A tensão  $v_{xy}$  volta a ser zero e a tensão do barramento CC é aplicada diretamente sobre  $v_{ab}$ . A corrente no indutor  $Le$  volta a crescer linearmente conforme a equação (3.3).

$$v_e - L_e \cdot \frac{di_{Le}}{dt} = 0 \quad (3.3)$$

### Quarta Etapa ( $t_3 \leq t \leq t_4$ )

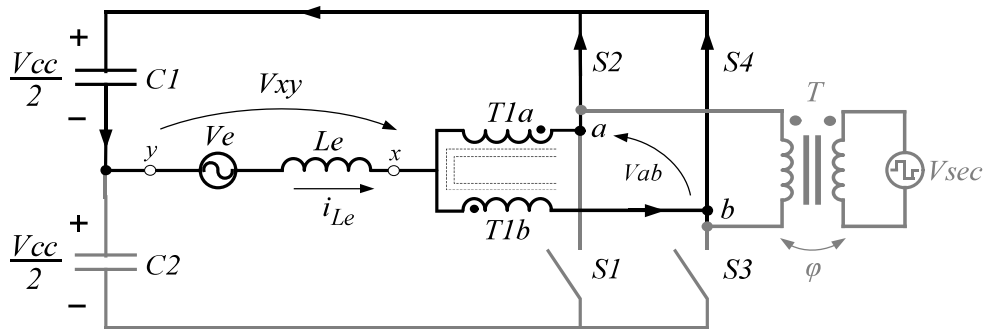
Esta etapa de operação é idêntica à segunda etapa apresentada na Figura 3.6.

Figura 3.5 – Primeira etapa de operação para o semiciclo positivo.



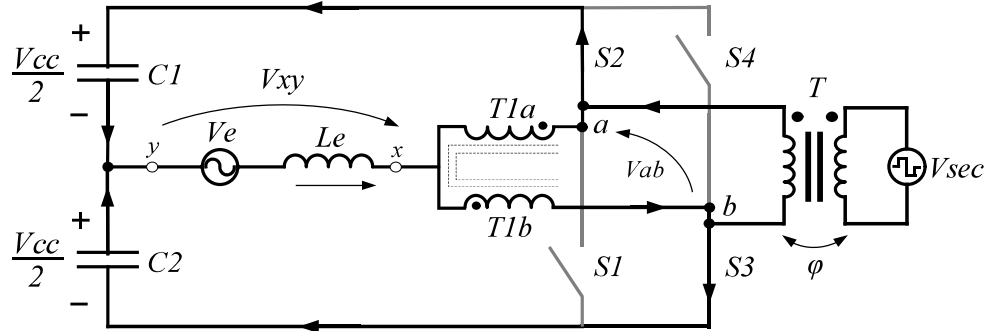
FONTE: Próprio Autor

Figura 3.6 – Segunda etapa de operação para o semiciclo positivo.



FONTE: Próprio Autor.

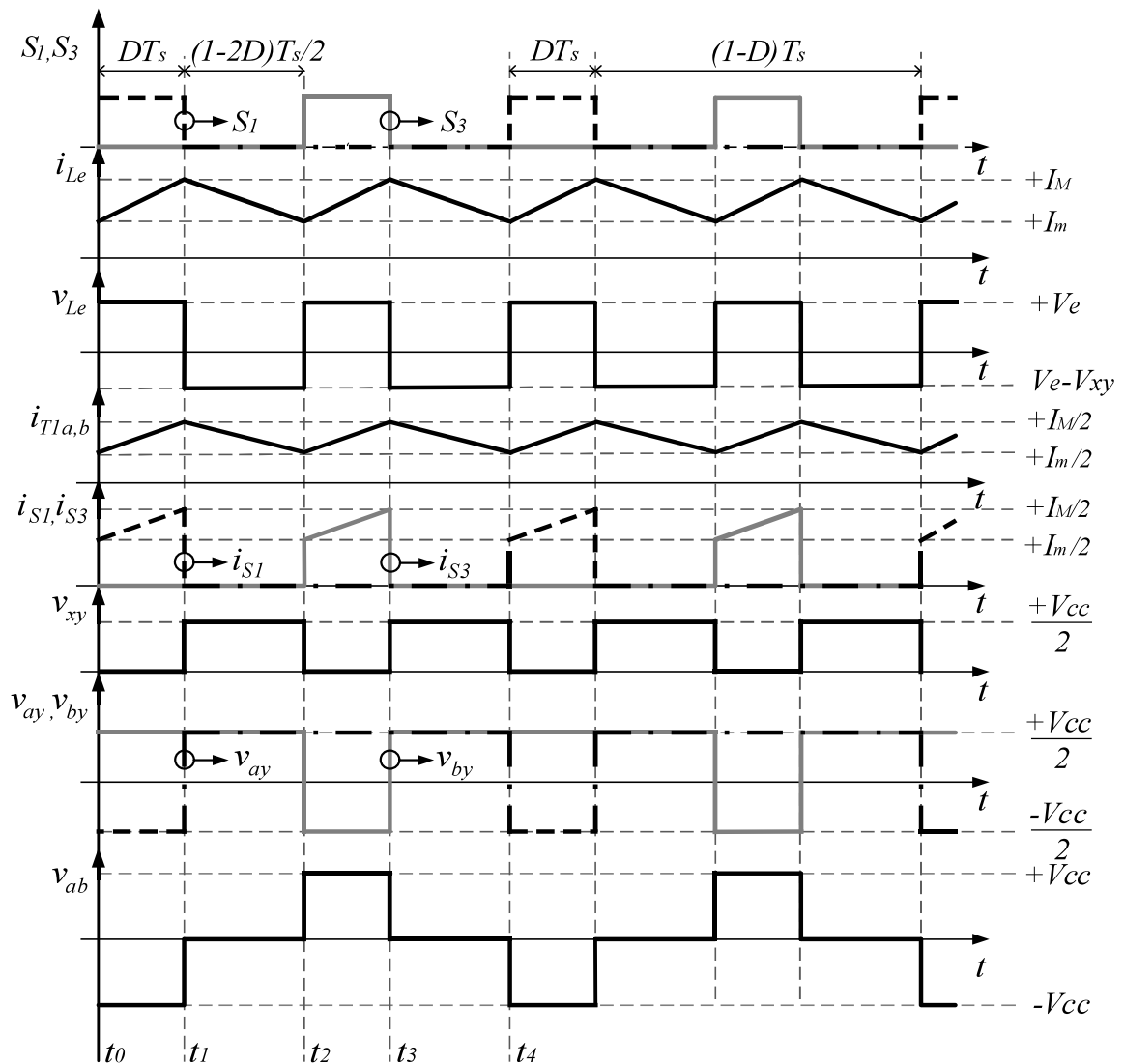
Figura 3.7 – Terceira etapa de operação para o semiciclo positivo.



FONTE: Próprio Autor.

As principais formas de onda para associadas ao semiciclo positivo são ilustradas na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Principais formas de onda teórica para o semiciclo positivo.



FONTE: Próprio Autor.

### 3.1.2.2 Semiciclo negativo ( $D > 0,5$ )

Para o semiciclo negativo, o retificador opera com razão cíclica  $0,75 < D < 1$  para o intervalo de tempo que o módulo da tensão de entrada  $|v_e(\omega t)|$  é maior que um quarto da tensão do barramento CC, como ilustrado na Figura 3.4. Para a situação oposta, o conversor opera com razão cíclica  $0,5 < D < 0,75$ . A Tabela 3.2 mostra os estados de comutação para este semiciclo. Os circuitos equivalentes para cada etapa de operação são apresentados nas Figuras 3.9 a 3.11.

Tabela 3.2 – Estados de comutação para o semiciclo negativo.

<i>Etapas</i>	<b>Estados de comutação</b>				<b>Tensões</b>	
	<i>S1</i>	<i>S2</i>	<i>S3</i>	<i>S4</i>	<i>V<sub>xy</sub></i>	<i>V<sub>ab</sub></i>
1	1	0	1	0	-V <sub>cc</sub> /2	0
2	1	0	0	1	0	-V <sub>cc</sub>
3	1	0	1	0	-V <sub>cc</sub> /2	0
4	0	1	1	0	0	+V <sub>cc</sub>

FONTE: Próprio Autor.

#### **Primeira Etapa ( $t_0 \leq t \leq t_1$ )**

No instante de tempo  $t = t_0$ , o interruptor *S1* entra em condução e *S2* é bloqueado. Já o interruptor *S3* permanece fechado enquanto *S4* está aberto. Diante disso, metade da tensão do barramento CC é aplicada inversamente sobre  $v_{xy}$  e a tensão  $v_{ab}$  é nula. A tensão sobre o indutor  $L_e$  é positiva e a corrente é crescente de forma linear. A equação diferencial que apresenta o comportamento da corrente no indutor é dada por (3.4). O circuito equivalente para esta etapa de operação é ilustrado na Figura 3.9.

$$L_e \cdot \frac{d_{i_{Le}}}{dt} + v_e - \frac{V_{cc}}{2} = 0 \quad (3.4)$$

#### **Segunda Etapa ( $t_1 \leq t \leq t_2$ )**

No instante de tempo  $t = t_1$ , o interruptor *S3* é bloqueado e *S4* entra em condução. Já o interruptor *S1* permanece fechado e *S2* aberto. A tensão  $v_{xy}$  passa a ser nula e a tensão  $v_{ab}$  é o inverso da tensão do barramento CC. O comportamento da corrente no indutor  $L_e$  é

decrecente de forma linear e pode ser determinado pela equação (3.5). A Figura 3.10 apresenta o circuito equivalente desta etapa de operação.

$$L_e \cdot \frac{di_{Le}}{dt} + v_e = 0 \quad (3.5)$$

### Terceira Etapa ( $t_2 \leq t \leq t_3$ )

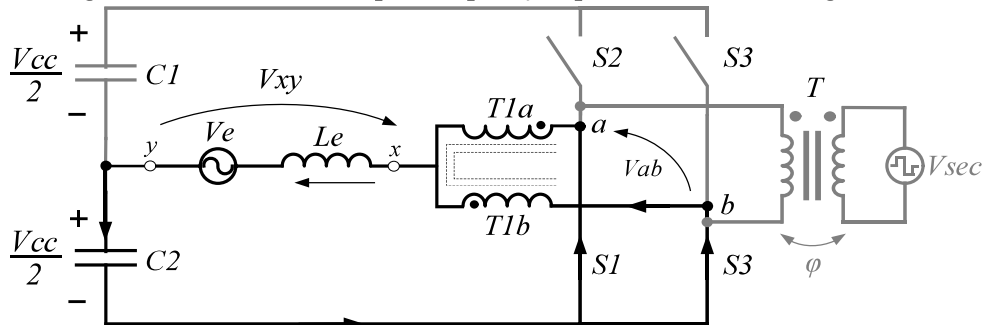
Esta etapa de operação é similar à primeira etapa apresentada na Figura 3.9.

### Quarta Etapa ( $t_3 \leq t \leq t_4$ )

No instante de tempo  $t = t_3$ , o interruptor S1 é bloqueado e S2 entra em condução. Já os demais interruptores permanecem no mesmo estado da etapa anterior. A tensão  $v_{xy}$  é zero novamente e a tensão do barramento CC é aplicada diretamente em  $v_{ab}$ . Além disso, o indutor de entrada está armazenando energia e a tensão em seus terminais é positiva. A corrente em  $Le$  volta a crescer linearmente conforme a equação (3.6).

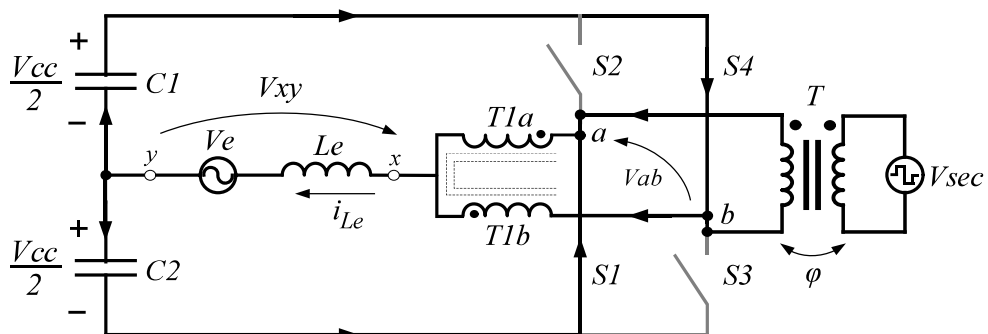
$$L_e \cdot \frac{di_{Le}}{dt} + v_e - \frac{V_{cc}}{2} = 0 \quad (3.6)$$

Figura 3.9 – Primeira etapa de operação para o semiciclo negativo.



FONTE: Próprio Autor.

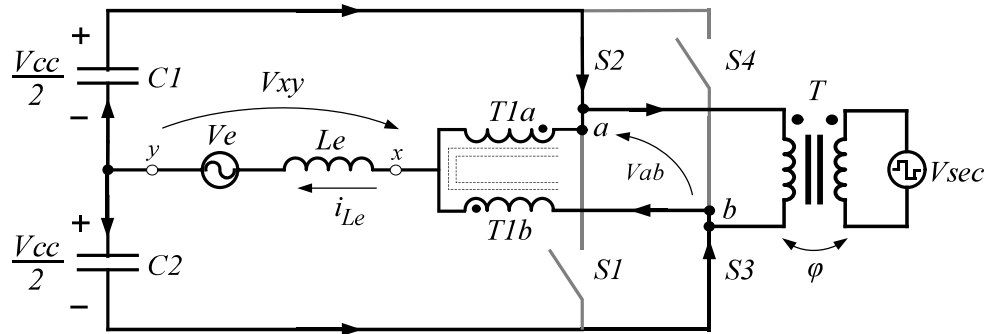
Figura 3.10 – Segunda etapa de operação para o semiciclo negativo.



FONTE: Próprio Autor.



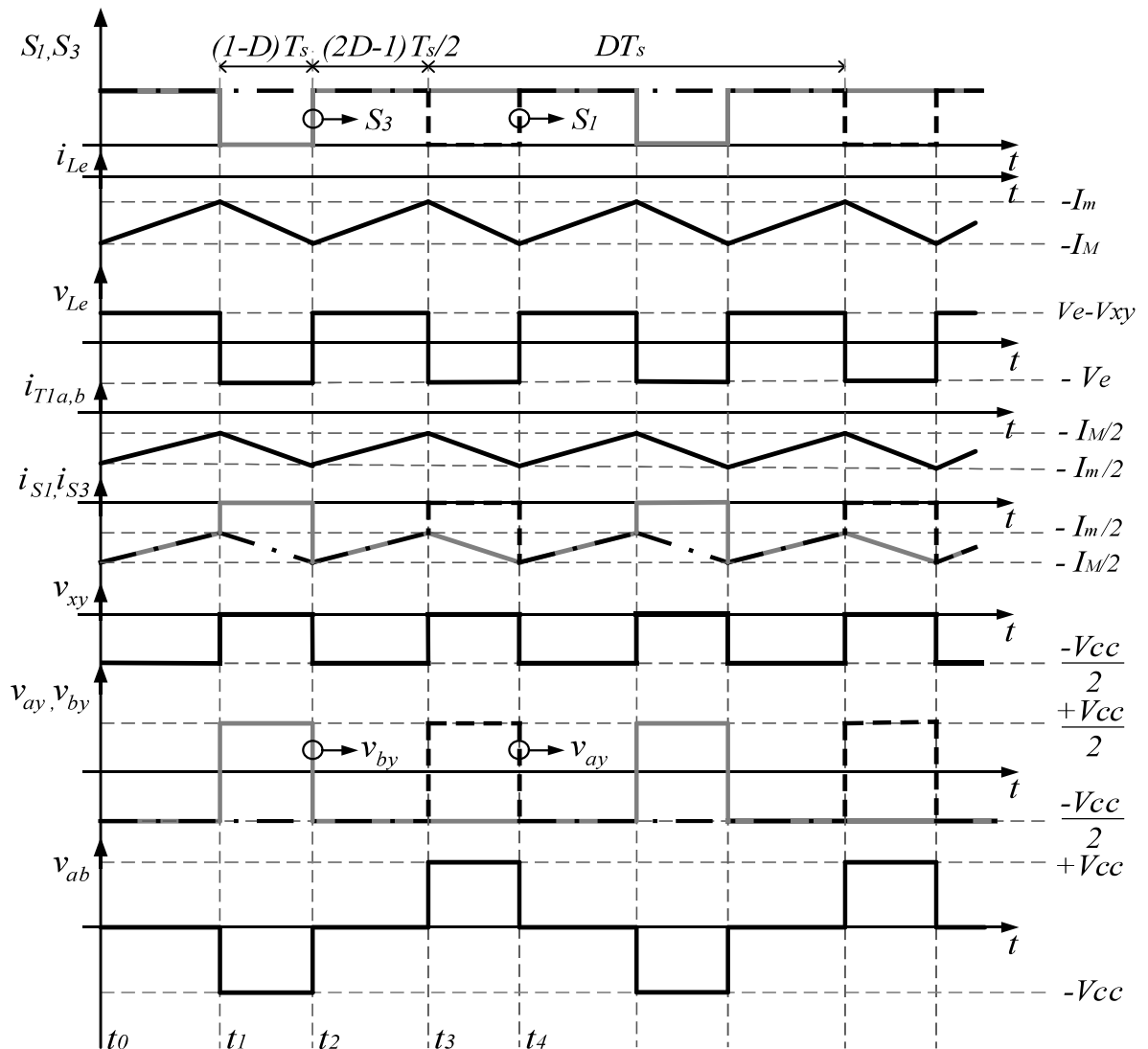
Figura 3.11 – Quarta etapa de operação para o semiciclo negativo.



FONTE: Próprio Autor.

A Figura 3.12 apresenta as principais formas de onda de tensão em corrente do retificador considerando uma razão cíclica em torno de 65%.

Figura 3.12 – Principais formas de onda teórica para o semiciclo negativo.



FONTE: Próprio Autor.

### 3.1.3 Determinação do ganho estático e análise da razão cíclica

A análise do princípio de operação realizada no item anterior permite determinar o ganho estático do conversor e realizar uma análise da razão cíclica.

O ganho estático para cada semiciclo de operação é obtido através da análise da forma de onda de tensão no indutor de entrada. Para tanto, afirmar-se que a tensão média num período de comutação é zero, assim a variação de fluxo magnético é dada como constante para cada etapa de operação. Diante disso, tem-se a expressão (3.7).

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = \Delta\Phi_{(t_2-t_1)} \quad (3.7)$$

#### 3.1.3.1 Ganho estático para o semiciclo positivo ( $D < 0,5$ )

Os intervalos de tempo para cada etapa de operação em função da razão cíclica  $D$  e do período de chaveamento  $T_s$  são dados pelas equações (3.8) e (3.9).

$$(t_1 - t_0) = (t_3 - t_2) = D \cdot T_s \quad (3.8)$$

$$(t_2 - t_1) = (t_4 - t_3) = \left(\frac{1 - 2 \cdot D}{2}\right) \cdot T_s \quad (3.9)$$

Substituindo na expressão (3.7) as equações diferenciais (3.1) e (3.2), os intervalos de tempo obtidos em (3.8) e (3.9), obtém-se a expressão (3.10).

$$V_e \cdot (D \cdot T_s) = \left(\frac{V_{CC}}{2} - V_e\right) \cdot \left(\frac{1 - 2 \cdot D}{2}\right) \cdot T_s \quad (3.10)$$

Desenvolvendo a expressão acima, chega-se ao ganho estático do conversor para o semiciclo positivo (3.11).

$$G_{CC} = \frac{V_{CC}}{V_e} = \frac{2}{(1 - 2 \cdot D)} \quad (3.11)$$

#### 3.1.3.2 Ganho estático para o semiciclo negativo ( $D > 0,5$ )

De forma análoga, determina-se os intervalos de tempo para cada etapa de operação do semiciclo negativo. As equações (3.12) e (3.13) apresentam os devidos intervalos de tempo em função da razão cíclica  $D$  e do período de chaveamento  $T_s$ .

$$(t_1 - t_0) = (t_3 - t_2) = \left( \frac{2 \cdot D - 1}{2} \right) \cdot T_s \quad (3.12)$$

$$(t_2 - t_1) = (t_4 - t_3) = (1 - D) \cdot T_s \quad (3.13)$$

Utilizando as equações diferenciais (3.4) e (3.5), os intervalos de tempo relacionados a primeira e segunda etapa de operação (3.12) e (3.13), e substituindo na equação (3.7), determina-se o ganho estático do conversor para o semiciclo negativo (3.14).

$$G_{cc} = \frac{V_{CC}}{V_e} = \frac{2}{(2 \cdot D - 1)} \quad (3.14)$$

### 3.1.3.3 Análise da razão cíclica

As expressões (3.11) e (3.14) correspondem ao ganho estático do conversor para o modo CC-CC. No entanto, o conversor em estudo opera no modo CA-CC, conseqüentemente sua razão cíclica é variável no tempo. Diante disso, as expressões citadas anteriormente são reescritas em (3.15) e (3.16).

$$\frac{V_{CC}}{|v_e|} = \frac{2}{[1 - 2 \cdot d(\omega t)]} ; (0 < \omega t < \pi) \quad (3.15)$$

$$\frac{V_{CC}}{|v_e|} = \frac{2}{[2 \cdot d(\omega t) - 1]} ; (\pi < \omega t < 2\pi) \quad (3.16)$$

A tensão CA de entrada  $v_e$  e o índice de modulação  $M_a$  são dados por (3.17) e (3.18), respectivamente.

$$v_e = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega_r t) \quad (3.17)$$

$$M_a = \frac{V_{pk}}{(V_{CC}/2)} \quad (3.18)$$

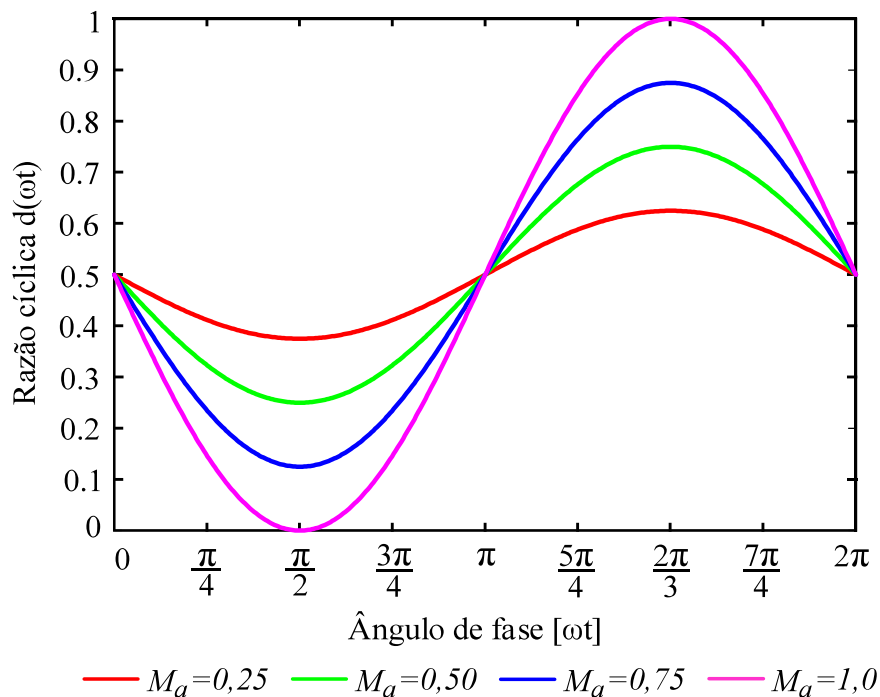
Substituindo as expressões (3.17) e (3.18) nas equações (3.15) e (3.16), obtém-se a razão cíclica  $d(\omega t)$  para um ciclo de rede.

$$d(\omega_r t) = \frac{1}{2} \cdot [1 - M_a \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|] ; (0 < \omega t \leq \pi) \quad (3.19)$$

$$d(\omega_r t) = \frac{1}{2} \cdot [1 + M_a \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|]; \quad (\pi < \omega t \leq 2\pi) \quad (3.20)$$

A Figura 3.13 mostra o comportamento da razão cíclica para diferentes valores de índices de modulação num ciclo de rede. Observa-se que para o semiciclo positivo a razão cíclica máxima é 0,5 e seu valor mínimo é definido pelo índice de modulação. Para o semiciclo negativo a razão cíclica mínima é 0,5 e seu valor máximo é definido pelo índice de modulação.

Figura 3.13 – Comportamento da razão cíclica num ciclo de rede.



FONTE: Próprio Autor.

### 3.1.4 Ondulação de corrente no indutor de entrada

A determinação da ondulação de corrente no indutor  $L_e$  é realizada através da análise da primeira etapa de operação para o semiciclo positivo. A equação diferencial obtida anteriormente é reescrita em (3.21).

$$v_e - L_e \cdot \frac{di_{Le}}{dt} = 0 \quad (3.21)$$

Utilizando das equações (3.8) e (3.11), intervalo de tempo e ganho estático, e substituindo em (3.21), obtém-se a equação (3.22). No entanto, identifica-se que a ondulação

de corrente é variável em função da razão cíclica. Assim, substitui-se a expressão da razão cíclica no modo CA-CC (3.19) em (3.20).

$$\Delta I_{Le} = \frac{V_{CC}(1 - 2 \cdot D) \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot L} \quad (3.22)$$

A equação (3.23) apresenta a ondulação de corrente para meio ciclo de rede, dado que o comportamento é mesmo para os semiciclos positivo e negativo.

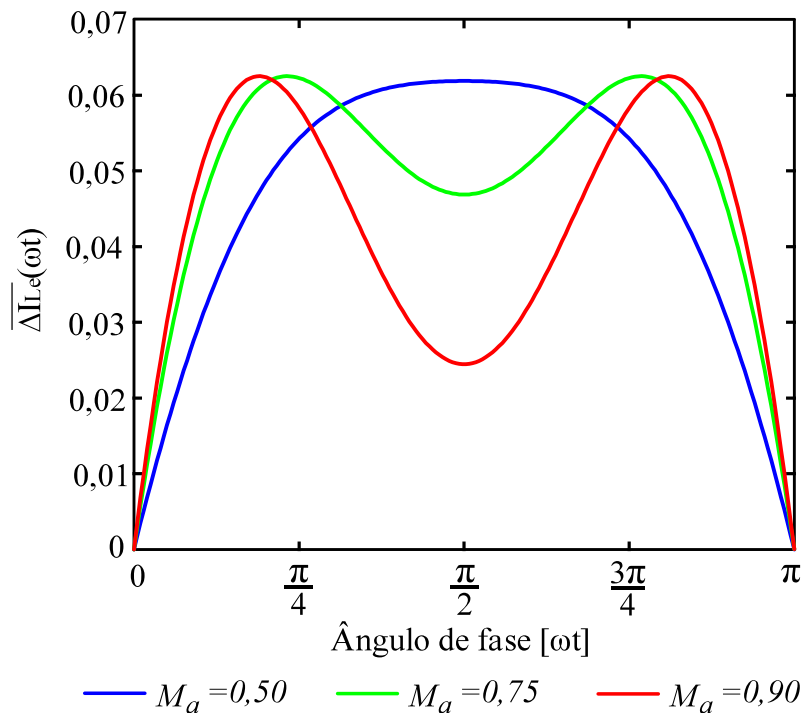
$$\Delta I_{Le}(\omega_r t) = \frac{V_{CC} \cdot (M_a \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|) \cdot (1 - M_a \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|)}{4 \cdot f_s \cdot L_e} \quad (3.23)$$

A ondulação de corrente é normalizada rearranjando a equação anterior.

$$\begin{aligned} \overline{\Delta I}_{Le}(\omega_r t) &= \frac{\Delta I_{Le}(\omega_r t) \cdot L_e \cdot f_s}{V_{CC}} = \\ &= \frac{(M_a \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|) \cdot (1 - M_a \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|)}{4} \end{aligned} \quad (3.24)$$

A Figura 3.14 mostra a ondulação de corrente normalizada em função do tempo para meio período da rede e para diferentes valores de índice de modulação.

Figura 3.14 – Ondulação de corrente normalizada para o indutor de entrada.



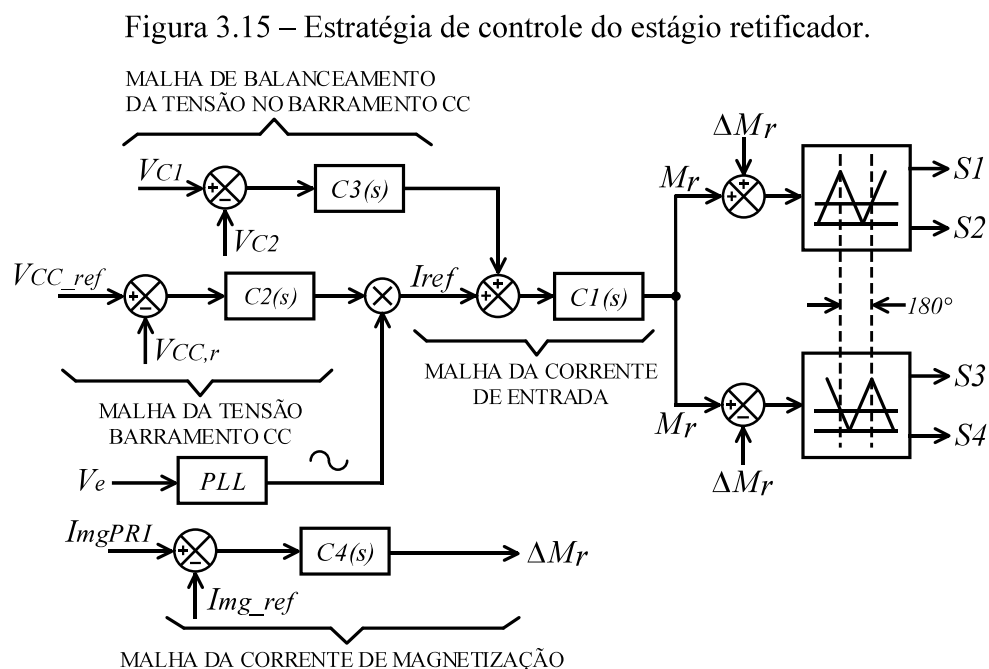
FONTE: Próprio Autor.

### 3.1.5 Estratégia de controle

A estratégia de controle aplicada ao estágio retificador é apresentada na Figura 3.15. Observa-se no diagrama de blocos a existência de quatro malhas de controle, sendo duas de tensão e duas de corrente. O sincronismo com a rede elétrica é realizado através da técnica de rastreamento de fase (PLL). Uma estrutura em cascata com duas malhas é empregada, a qual é formada por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A malha interna é responsável por controlar a corrente de entrada do estágio retificador, mantendo-a com formato senoidal e sincronizada com a tensão de rede através do PLL. Por outro lado, a tensão total do barramento CC é controlada pela malha externa.

Para garantir o balanceamento da tensão nos capacitores do barramento CC é adicionada uma segunda malha, fazendo que a diferença de tensão entre os capacitores seja zero. A ação de controle do compensador  $C_3(s)$  é adicionada ao resultado da multiplicação entre o sinal de controle de  $C_2(s)$  e a tensão senoidal, resultando no sinal de referência para a malha interna de corrente.

Para evitar a saturação do transformador  $T$ , utiliza-se a malha de corrente de magnetização. Para tanto, um indutor auxiliar é inserido entre os braços da ponte e sua corrente é medida e comparada com a referência zero. O sinal de saída do controlador  $C_4(s)$  é adicionado a moduladora para gerar o comando dos interruptores  $S1$  e  $S2$ , e subtraído da mesma moduladora para gerar os acionamentos de  $S3$  e  $S4$ .

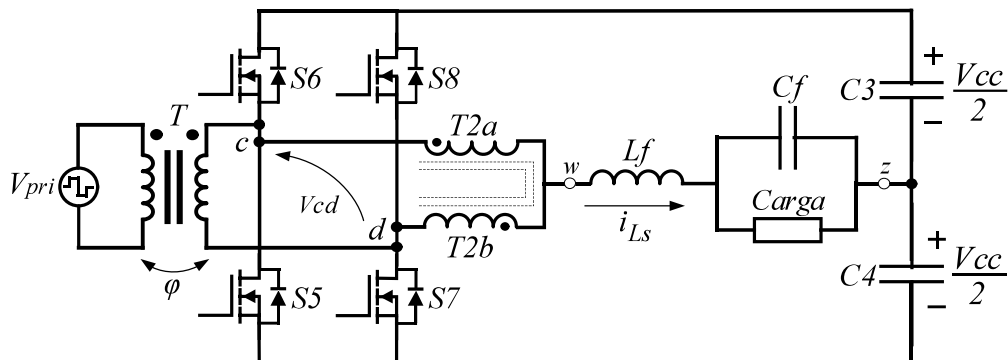


FONTE: Próprio Autor.

### 3.2 Análise do inversor

A estrutura topológica do conversor CC-CA é semelhante à do estágio retificador, como mostra a Figura 3.16. Entretanto, um filtro LC passa baixa é empregado entre a CC3E e ponto central do barramento CC com o objetivo de fornecer uma tensão de saída senoidal com baixa taxa de distorção harmônica. O princípio de funcionamento dar-se de forma semelhante ao apresentado para o retificador.

Figura 3.16 – Estágio inversor.



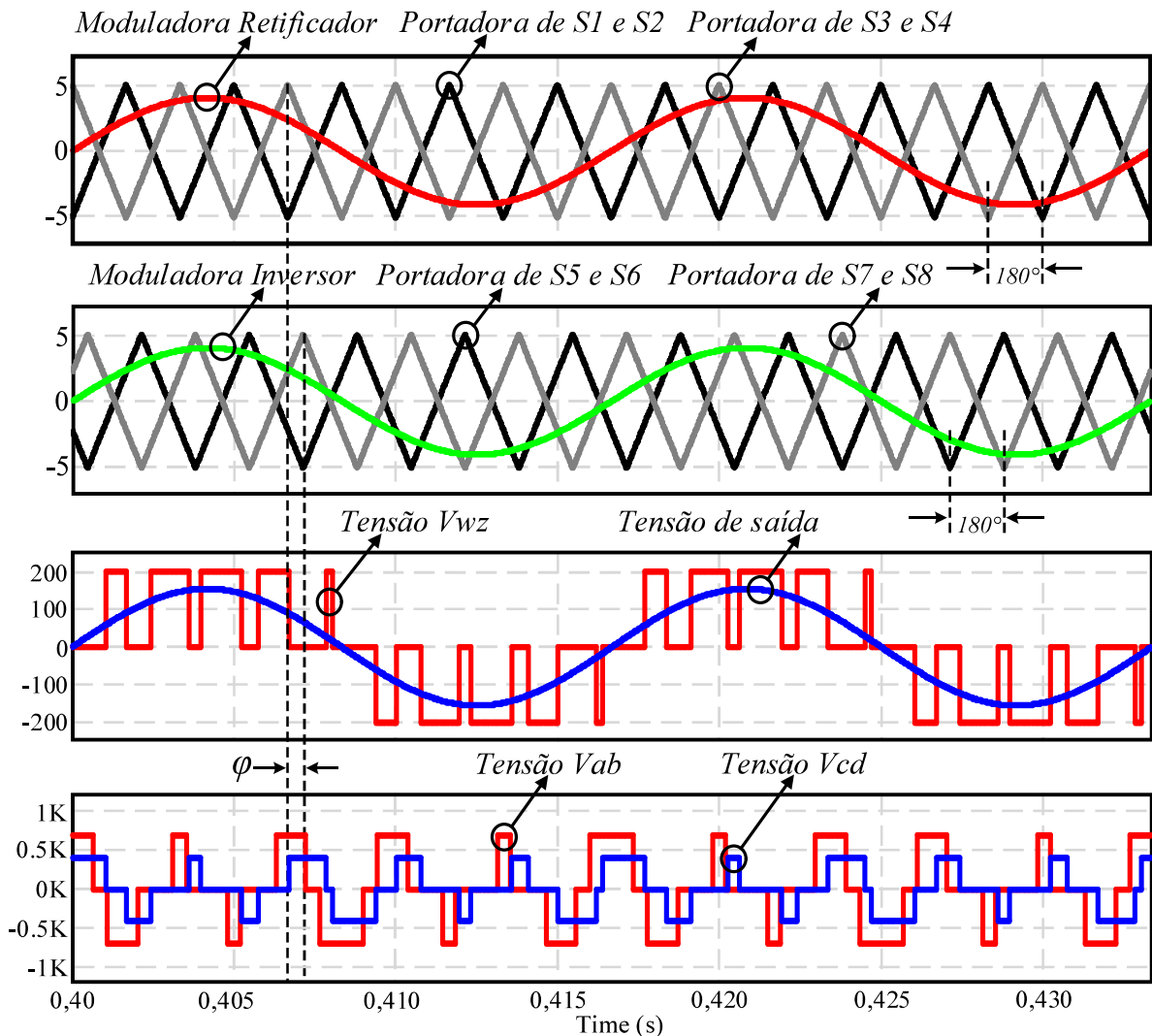
FONTE: Próprio Autor.

#### 3.2.1 Técnica de modulação

A técnica de modulação utilizada é SPWM, formada por portadoras triangulares defasadas de  $180^\circ$ . A comparação da portadora  $0^\circ$  com a moduladora senoidal resulta no acionamento dos interruptores  $S5$  e  $S6$ . Já, a comparação da portadora  $180^\circ$  com a mesma moduladora produz os sinais de comando para  $S7$  e  $S8$ . Além disso, as portadoras triangulares do inversor são deslocadas de um ângulo  $\varphi$  das portadoras do retificador.

A Figura 3.17 apresenta as principais formas de onda associadas a essa técnica de modulação. A tensão multinível  $v_{wz}$  é aplicada diretamente ao Filtro LC de saída, esta tensão é de três níveis com amplitude correspondente a metade da tensão CC do barramento. A tensão  $v_{cd}$ , obtida entre os braços do inversor, tem o mesmo formato da tensão  $v_{ab}$ , entretanto, com amplitudes diferentes, pois a tensão do barramento CC do retificador é maior que a do inversor. O fluxo de potência entre retificador e inversor é estabelecido através do transformador de alta de frequência, devido ao desfasamento das tensões estabelecidas em seus enrolamentos.

Figura 3.17 – Formas de onda decorrentes da modulação SPWM no inversor.



FONTE: Próprio Autor.

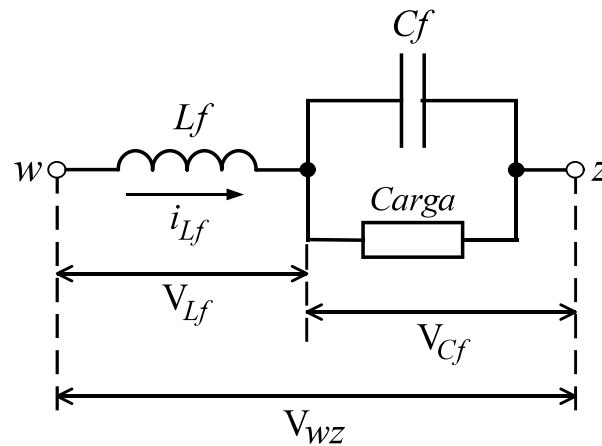
### 3.2.2 Projeto do filtro LC

O dimensionamento do filtro de saída deve atender as especificações de projeto, ondulação de corrente no indutor e ondulação de tensão no capacitor, mas também a condição imposta pela carga não linear. A Figura 3.18 ilustra o filtro LC passa-baixa empregado.

Na Figura 3.19 têm-se as principais formas de onda em alta frequência, tensão e corrente no indutor  $L_f$  e tensão no capacitor  $C_f$ . Nota-se que a frequência de ondulação nos componentes do filtro corresponde ao dobro da frequência de comutação. Esta característica é resultado da utilização da técnica de *interleaved* em conjunto com a célula de comutação de três estados.

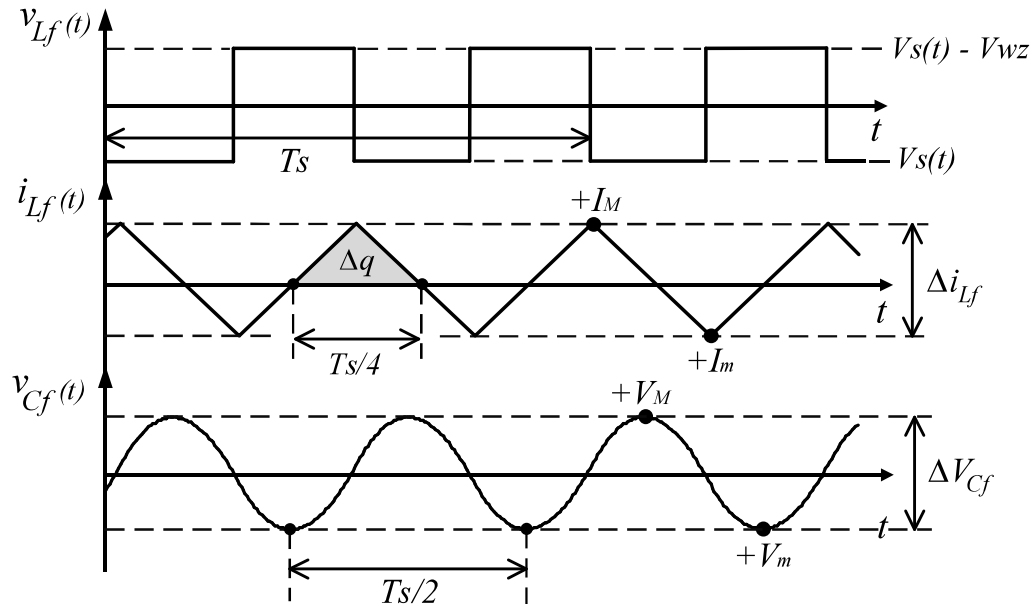


Figura 3.18 – Filtro LC do inversor



FONTE: Próprio Autor.

Figura 3.19 – Formas de onda no filtro LC.



FONTE: Próprio Autor.

### 3.2.2.1 Cálculo da indutância $L_f$

Devido à simetria topológica apresentada pelo conversor CA-CA, a ondulação de corrente no indutor de saída do inversor é idêntica à do indutor de entrada do retificador. Assim, o equacionamento obtido anteriormente é utilizado para determinar  $L_f$ .

A equação (3.25) mostra a ondulação de corrente em função do ângulo de fase. Por sua vez, a expressão (3.26) apresenta os instantes de tempo para a máxima ondulação de corrente.

$$\Delta I_{L_f}(\omega_r t) = \frac{V_{CC} \cdot (M_a \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|) \cdot (1 - M_a \cdot |\text{sen}(\omega_r t)|)}{4 \cdot f_s \cdot L_f} \quad (3.25)$$

$$(\omega_r t_1) = \sin^{-1} \left( \frac{V_{CC}}{4 \cdot V_{pk}} \right) \quad (3.26)$$

$$(\omega_r t_2) = \pi - \sin^{-1} \left( \frac{V_{CC}}{4 \cdot V_{pk}} \right) \quad (3.27)$$

Substituindo a uma das equações anteriores em (3.25), determina-se a indutância  $L_f$  para a máxima ondulação de corrente.

$$L_f(\Delta I_{L_f}) = \frac{V_{CC}}{16 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_f}} \quad (3.28)$$

### 3.2.2.2 Cálculo da capacitância $C_f$

A capacitância  $C_f$  do filtro LC é calculada em função da máxima ondulação de tensão associada à ondulação de corrente na frequência de operação do filtro. Para tanto, considera-se que toda a componente alternada da corrente em alta frequência circula pelo capacitor. Assim, pode-se calcular a variação de tensão a partir da variação de carga, como mostra a equação (3.29).

$$\frac{\Delta q}{\Delta V_{C_f}} = C_f \quad (3.29)$$

A variação de carga no capacitor  $C_f$  pode ser calculada através de (3.30)

$$\Delta q = \frac{1}{2} \times \frac{T_s}{4} \times \frac{\Delta I_{L_f}}{2} \quad (3.30)$$

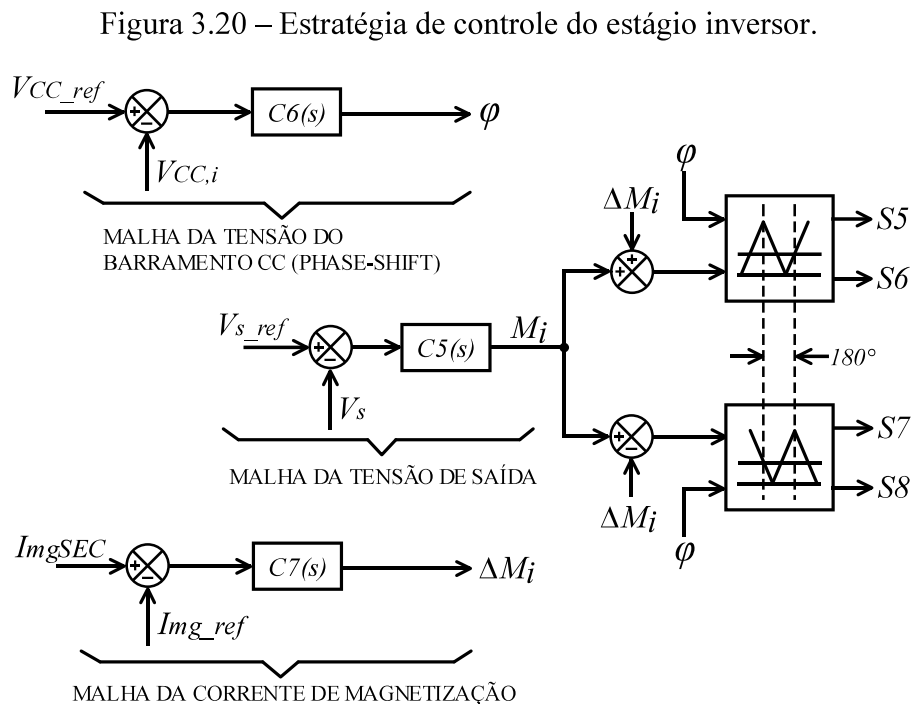
Substituindo as equações (3.28) e (3.29) na expressão acima, determina-se a capacitância  $C_f$  em função da ondulação de tensão requerida e da indutância  $L_f$ .

$$C_f(L_f, \Delta V_{C_f}) = \frac{V_{CC}}{256 \cdot f_s^2 \cdot L_f \cdot \Delta V_{C_f}} \quad (3.31)$$

### 3.2.3 Estratégia de controle

Na Figura 3.20 é apresentada a estratégia de controle do inversor. Observa-se a existência de três malhas de controle, sendo duas de tensão e uma de corrente. A malha de tensão de saída garante tensão CA com formato senoidal, amplitude constante, frequência fixa e rápida resposta dinâmica. Por sua vez, a tensão CC do barramento é controlada pela malha de *phase-shift*, através do deslocamento das portadoras triangulares do inversor. É importante destacar a independência entre as malhas de tensão, visto que o sinal de saída de  $C_5(s)$  corresponde à moduladora senoidal, e a ação de controle de  $C_6(s)$ , ângulo de *phase-shift*, atua no defasamento das portadoras.

A malha de corrente de magnetização também é utilizada no controle do estágio inversor. O sinal de saída do controlador  $C_7(s)$  é adicionado a moduladora senoidal para gerar o comando dos interruptores  $S5$  e  $S6$ , e subtraído da mesma moduladora para gerar os acionamentos de  $S7$  e  $S8$ .



FONTE: Próprio Autor.

### 3.3 Transferência de potência

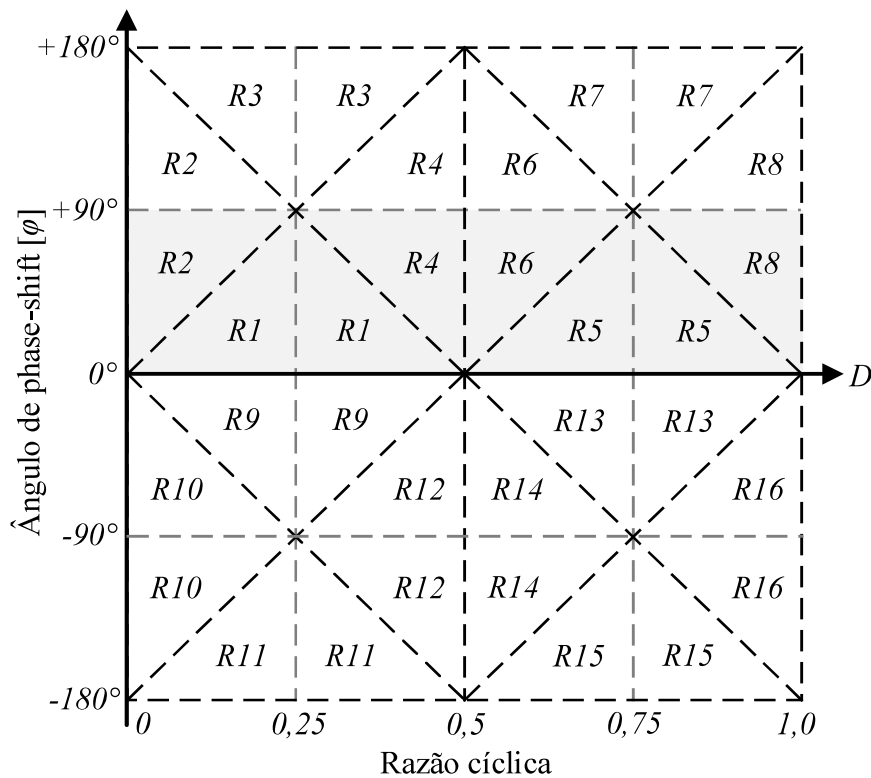
Devido a aplicação atribuída ao conversor em estudo, estabilizadores de tensão, o fluxo de potência é unidirecional, sendo do retificador de entrada para o inversor de saída. A

ponte ativa do retificador é conectada a ponte do inversor através do transformador de potência  $T$ , dando-lhe características equivalentes ao conversor DAB. Assim, a tensão  $v_{ab}$  obtida entre os braços do retificador é entregue ao primário do transformador e o enrolamento secundário é submetido a tensão  $v_{cd}$ , proveniente da ponte ativa do inversor.

A transferência de potência é controlada pela técnica denominada de *phase-shift* (DOCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1988). Essa técnica é caracterizada por controlar o fluxo de potência no transformador através da variação do ângulo  $\varphi$ , também chamado de ângulo de *phase-shift*. A tensão do secundário do transformador é defasada de  $\varphi^\circ$  da tensão do primário, promovendo a transferência de potência.

No estudo do conversor DAB CC-CC bidirecional desenvolvido por Mazza (2014) são mapeadas 16 regiões de operação, como mostra a Figura 3.21, as quais dependem da razão cíclica e do ângulo de *phase-shift*. A estrutura topológica do conversor CA-CA DAB em estudo é bidirecional. No entanto, apenas seis regiões mapeadas são operacionais para aplicação em estudo, estabilizador de tensão, dado que o fluxo de potência é unidirecional e o ângulo  $\varphi$  é limitado em  $+90^\circ$ .

Figura 3.21 – Regiões de operação do conversor DAB CC-CC bidirecional



FONTE: Adaptado de Mazza (2014).

Analisando as regiões mapeadas, verifica-se que o conversor trabalha nas regiões  $R1$ ,  $R2$  e  $R4$  durante o semiciclo positivo da rede, visto que a razão cíclica  $0 < D < 0,5$ . Para o semiciclo negativo, razão cíclica  $0,5 < D < 1$ , o conversor opera nas regiões  $R5$ ,  $R6$  e  $R8$ . No entanto, o comportamento das tensões  $v_{ab}$  e  $v_{cd}$  é o mesmo para as regiões associadas ao semiciclo positivo e negativo, assim, o estudo do princípio de funcionamento e levantamento das etapas de operação pode ser simplificado para as três primeiras regiões.

Em Barbosa (2020) é realizada a análise detalhada das regiões  $R1$ ,  $R2$  e  $R4$  para o conversor CA-CC bidirecional, as quais foram renumeradas de  $R2$ ,  $R3$  e  $R1$ , respectivamente. Essas regiões também são abordadas por Araújo (2018) no desenvolvimento do modelo completo para o conversor CA-CC multinível bidirecional.

O equacionamento das oito etapas de operação de cada região é obtido para determinar a potência ativa, potência aparente e o fator de potência no transformador  $T$ .

As Tabelas 3.3, 3.4 e 3.5 apresentam os instantes de tempo e as expressões da corrente instantânea para as regiões  $R1$ ,  $R2$  e  $R4$ , respectivamente.

Tabela 3.3 – Instante de tempo para as regiões  $R1$ ,  $R2$  e  $R4$ .

<i>Instante de Tempo</i>	<i>Região R1</i>	<i>Região R2</i>	<i>Região R4</i>
$t_1$	$\frac{\varphi}{2\pi f_s}$	$\frac{T_s}{2} - \frac{\varphi}{2\pi f_s} - D_i T_s$	$\frac{T_s}{2} - D_r T_s$
$t_2$	$\frac{T_s}{2} - D_r T_s$	$\frac{T_s}{2} - \frac{\varphi}{2\pi f_s} - D_i T_s + D_r T_s$	$\frac{\varphi}{2\pi f_s}$
$t_3$	$\frac{T_s}{2} + \frac{\varphi}{2\pi f_s} - D_i T_s$	$\frac{T_s}{2} - D_i T_s$	$\frac{T_s}{2} + \frac{\varphi}{2\pi f_s} - D_i T_s$
$t_4$	$\frac{T_s}{2}$	$\frac{T_s}{2}$	$\frac{T_s}{2}$
$t_5$	$\frac{T_s}{2} + \frac{\varphi}{2\pi f_s}$	$T_s - \frac{\varphi}{2\pi f_s} - D_i T_s$	$T_s - D_r T_s$
$t_6$	$T_s - D_r T_s$	$T_s - \frac{\varphi}{2\pi f_s} - D_i T_s + D_r T_s$	$\frac{T_s}{2} + \frac{\varphi}{2\pi f_s}$
$t_7$	$T_s + \frac{\varphi}{2\pi f_s} - D_i T_s$	$T_s - D_i T_s$	$T_s + \frac{\varphi}{2\pi f_s} - D_i T_s$
$t_8$	$T_s$	$T_s$	$T_s$

FONTE: Próprio Autor.

Tabela 3.4 – Corrente instantânea para as regiões *R1* e *R2*.

<i>Etapa</i>	<i>Região R1</i>	<i>Região R2</i>
1	$\frac{V_{CC}}{L_d} t - \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{\varphi}{2\pi f_s} \right) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$	$\frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s)$
2	$\frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s)$	$\frac{V_{CC}}{L_d} t - \frac{V_{CC}}{L_d} t_1 + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s)$
3	$\frac{V_{CC}}{L_d} t - \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{T_s}{2} \right) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$	$\frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
4	$\frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{\varphi}{2\pi f_s} \right) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$	$-\frac{V_{CC}}{L_d} t + \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{T_s}{2} \right) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
5	$-\frac{V_{CC}}{L_d} t + \frac{V_{CC}}{L_d} t_5 + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$	$-\frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s)$
6	$-\frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s)$	$-\frac{V_{CC}}{L_d} t + \frac{V_{CC}}{L_d} t_5 + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
7	$-\frac{V_{CC}}{L_d} t + \frac{V_{CC}}{L_d} T_s - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$	$-\frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
8	$-\frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{\varphi}{2\pi f_s} \right) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$	$\frac{V_{CC}}{L_d} t - \frac{V_{CC}}{L_d} (T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$

FONTE: Próprio Autor.

Tabela 3.5 – Corrente instantânea para região *R4*.

<i>Etapa</i>	<i>Região R4</i>
1	$\frac{V_{CC}}{L_d} t - \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{\varphi}{2\pi f_s} \right) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
2	$\frac{2V_{CC}}{L_d} t - \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{\varphi}{2\pi f_s} \right) - \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{T_s}{2} \right) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
3	$\frac{V_{CC}}{L_d} t - \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{T_s}{2} \right) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
4	$\frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{\varphi}{2\pi f_s} \right) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
5	$-\frac{V_{CC}}{L_d} t + \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{T_s}{2} \right) + \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{\varphi}{2\pi f_s} \right) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
6	$-\frac{2V_{CC}}{L_d} t + \frac{3V_{CC}}{L_d} \left( \frac{T_s}{2} \right) + \frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{\varphi}{2\pi f_s} \right) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
7	$-\frac{V_{CC}}{L_d} t + \frac{V_{CC}}{L_d} (T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$
8	$-\frac{V_{CC}}{L_d} \left( \frac{\varphi}{2\pi f_s} \right) - \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_r T_s) + \frac{V_{CC}}{2L_d} (D_i T_s)$

FONTE: Próprio Autor.

Na Tabela 3.6 tem-se a tensão no primário do transformador para cada região. A Tabela 3.7 apresenta o equacionamento da potência instantânea para as quatro primeiras etapas de funcionamento, já que a frequência da onda de potência corresponde ao dobro da onda de tensão.

Tabela 3.6 – Tensão instantânea para as regiões *R1*, *R2* e *R4*.

<i>Etapa</i>	<i>Região R1</i>	<i>Região R2</i>	<i>Região R4</i>
1	0	0	0
2	0	$+V_{CC}$	$+V_{CC}$
3	$+V_{CC}$	0	$+V_{CC}$
4	$+V_{CC}$	0	$+V_{CC}$
5	0	0	0
6	0	$-V_{CC}$	$-V_{CC}$
7	$-V_{CC}$	0	$-V_{CC}$
8	$-V_{CC}$	0	$-V_{CC}$

FONTE: Próprio Autor.

Diante do equacionamento obtido, determinar-se a potência ativa processada pelo transformador de potência. Para tanto, calcula-se a potência média em cada região de operação através da expressão (3.32). Em seguida, determina-se a potência ativa para um ciclo de rede (3.33).

Tabela 3.7 – Potência instantânea nas regiões *R1*, *R2* e *R4*.

<i>Etapa</i>	<i>Região R1</i>	<i>Região R2</i>	<i>Região R4</i>
1	0	0	0
2	0	$\frac{V_{CC}^2}{L_d}t - \frac{V_{CC}^2}{L_d}t_1$ $+ \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_i T_s) - \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_r T_s)$	$\frac{2V_{CC}^2}{L_d}t - \frac{V_{CC}^2}{L_d}\left(\frac{\varphi}{2\pi f_s}\right) - \frac{V_{CC}^2}{L_d}\left(\frac{T_s}{2}\right)$ $+ \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_r T_s) + \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_i T_s)$
3	$\frac{V_{CC}^2}{L_d}t - \frac{V_{CC}^2}{L_d}\left(\frac{T_s}{2}\right)$ $+ \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_r T_s) + \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_i T_s)$	0	$\frac{V_{CC}^2}{L_d}t - \frac{V_{CC}^2}{L_d}\left(\frac{T_s}{2}\right) + \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_r T_s)$ $+ \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_i T_s)$
4	$\frac{V_{CC}^2}{L_d}\left(\frac{\varphi}{2\pi f_s}\right) + \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_r T_s)$ $- \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_i T_s)$	0	$\frac{V_{CC}^2}{L_d}\left(\frac{\varphi}{2\pi f_s}\right) + \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_r T_s)$ $- \frac{V_{CC}^2}{2L_d}(D_i T_s)$

FONTE: Próprio Autor.

$$P_{Ri} = \frac{2}{T_s} \left( \int_0^{t_1} p_1(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} p_2(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} p_3(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} p_4(t) dt \right) \quad (3.32)$$

$$P = \frac{4}{T_R} \left( \int_0^{\tau_1} P_{R4}(t) dt + \int_{\tau_1}^{\tau_2} P_{R1}(t) dt + \int_{\tau_2}^{T_R/4} P_{R2}(t) dt \right) \quad (3.33)$$

Os instantes de transição entre as regiões de operação correspondem aos limites de integração da equação anterior. O instante de tempo  $\tau_1$  é a fronteira entre as regiões  $R4$  e  $R1$ , o qual pode ser determinado pela expressão (3.34). Já, o limite entre as regiões  $R1$  e  $R2$ , denominado por  $\tau_2$ , é dado por (3.35).

$$\tau_1 = \begin{cases} \frac{1}{\omega_R} \sin^{-1} \left( \frac{\varphi}{\pi \cdot M_{a,r}} \right) ; \varphi \leq \pi M_{a,r} \\ \frac{T_R}{4} ; \varphi > \pi M_{a,r} \end{cases} \quad (3.34)$$

$$\tau_2 = \begin{cases} \frac{1}{\omega_R} \sin^{-1} \left( \frac{\pi - \varphi}{\pi \cdot M_{a,r}} \right) ; \varphi \geq \pi(1 - M_{a,r}) \\ \frac{T_R}{4} ; \varphi < \pi(1 - M_{a,r}) \end{cases} \quad (3.35)$$

A análise anteriormente realizada é estendida para determinar corrente e tensão eficazes, e por seguinte a potência aparente. Em (3.36) e (3.37) calcula-se o valor eficaz da corrente e tensão para cada região, respectivamente. Em seguida, determina-se os valores eficazes para um ciclo de rede através das expressões (3.38) e (3.39).

$$I_{Ri}^2 = \frac{2}{T_s} \left( \int_0^{t_1} i_1^2(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_2^2(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} i_3^2(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} i_4^2(t) dt \right) \quad (3.36)$$

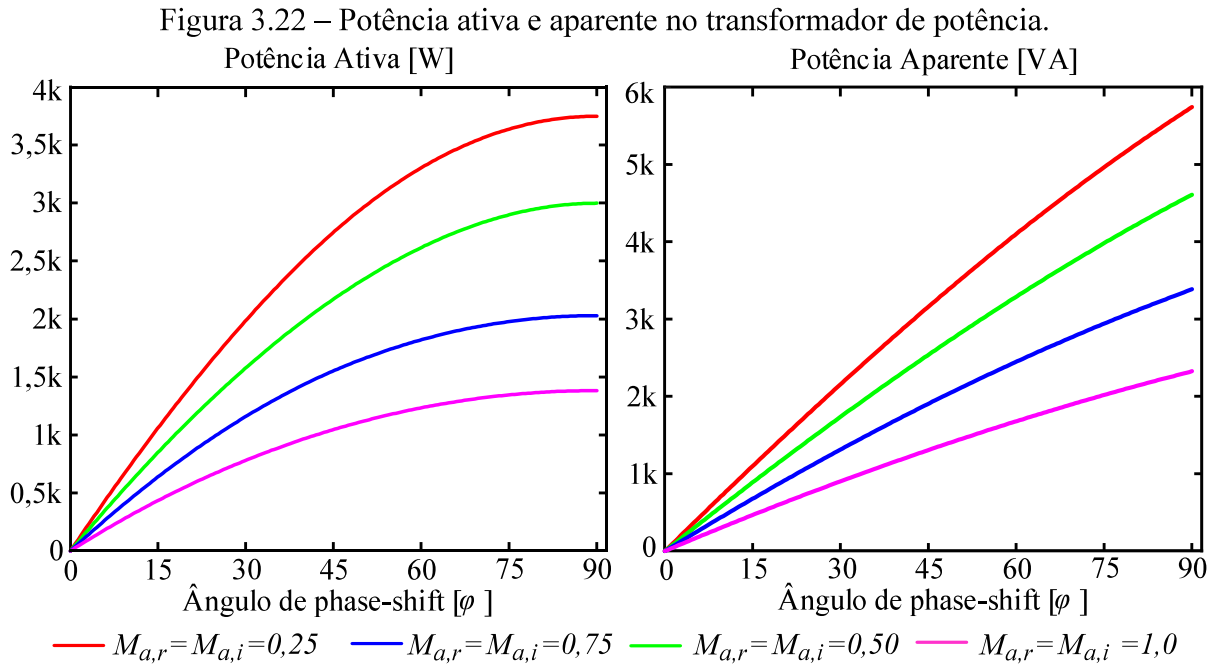
$$V_{Ri}^2 = \frac{2}{T_s} \left( \int_0^{t_1} v_1^2(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} v_2^2(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} v_3^2(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} v_4^2(t) dt \right) \quad (3.37)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{4}{T_R} \left( \int_0^{\tau_1} I_{R4}^2(t) dt + \int_{\tau_1}^{\tau_2} I_{R1}^2(t) dt + \int_{\tau_2}^{T_R/4} I_{R2}^2(t) dt \right)} \quad (3.38)$$



$$V_{ef} = \sqrt{\frac{4}{T_R} \left( \int_0^{T_R/4} V_{R4}^2(t) dt \right)} \quad (3.39)$$

Os gráficos da potência ativa e potência aparente são apresentados na Figura 3.22. Os resultados ilustrados são dados em função do ângulo de *phase-shift* para diversos valores de índice de modulação.



FONTE: Próprio Autor.

## 4 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Neste capítulo é apresentado um exemplo de projeto detalhado, visando à validação da análise teórica através de resultados de simulação.

As especificações do projeto e parâmetros do conversor são apresentadas nas Tabelas 4.1 e 4.2, respectivamente. Estes dados são essenciais para o dimensionamento dos circuitos auxiliares dos sensores de tensão e corrente, mas também para o projeto das malhas de controle.

Tabela 4.1 – Especificações de projeto.

Parâmetros	Valor	Unidade.
Tensão CA de entrada ( $v_e$ )	220	V
Frequência da rede ( $f_r$ )	60	Hz
Tensão no barramento do retificador ( $V_{CC,r}$ )	700	V
Tensão no barramento do retificador ( $V_{CC,i}$ )	400	V
Tensão CA de saída ( $v_s$ )	110	V
Potência de saída ( $P_s$ )	1	kW
Frequência de comutação ( $f_s$ )	20	kHz

FONTE: Próprio Autor.

Tabela 4.2 – Parâmetros do conversor.

Parâmetros	Valor	Unidade.
Indutância de entrada ( $L_e$ )	1	mH
Capacitância do barramento do retificador ( $C_{o,r}$ )	940	$\mu$ F
Capacitância do barramento do retificador ( $C_{o,i}$ )	940	$\mu$ F
Indutância do filtro de saída ( $L_f$ )	650	$\mu$ H
Capacitância do filtro de saída ( $C_f$ )	4,7	$\mu$ F
Indutância de controle da magnetizante ( $L_{mg}$ )	5	mH
Relação de transformação ( $\alpha$ )	1,75	-

FONTE: Próprio Autor.

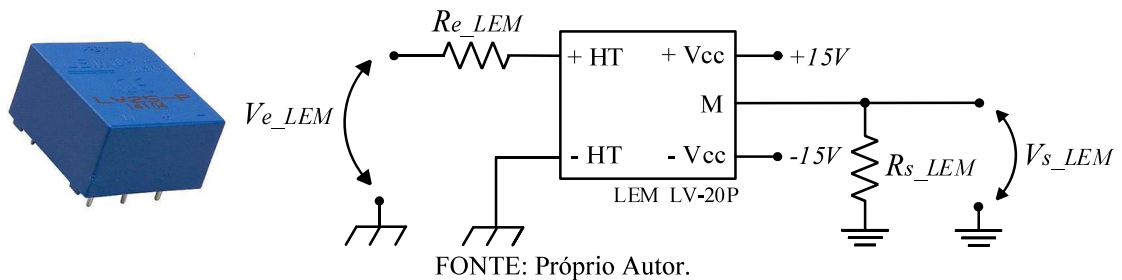
### 4.1 Sensores de tensão

As medições de tensão necessárias ao sistema de controle são realizadas através de sensores isolados. O modelo utilizado é o LV-20P do fabricante LEM com capacidade de medição de tensão máxima de 500 V.

As tensões CA de entrada e saída possuem valores eficazes de 220 V e 110 V, respectivamente. Os barramentos CC são formados por uma estrutura de ponto central, assim, cada sensor é submetido à metade da tensão total, 350 V os sensores do retificador e 200 V os sensores do inversor.

O esquema de ligação deste sensor está ilustrado na Figura 4.1, cujo o ganho é calculado por (4.1).

Figura 4.1 – Diagrama esquemático do sensor de tensão isolado.



$$H_v = \frac{V_{sLEM}}{V_{eLEM}} = 2,5 \times \frac{R_{sLEM}}{R_{eLEM}} \quad (4.1)$$

Na Tabela 4.3 é apresentado o dimensionamento dos resistores de entrada e saída conforme as especificações do *datasheet* e a tensão de saída desejada.

Para medição de tensão CA, emprega-se um circuito auxiliar, o qual adiciona um valor de *offset* de +1,65 V ao sinal de saída do sensor, garantindo compatibilidade com o conversor analógico digital (A/D) do microcontrolador.

Tabela 4.3 – Resumo de projeto dos sensores de tensão.

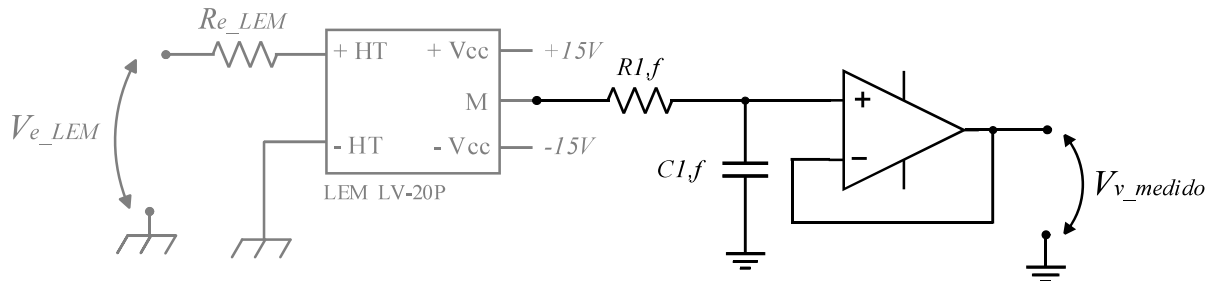
Parâmetros	$V_e$	$V_s$	$V_{CC,r}$	$V_{CC,i}$	Unidade
$V_{eLEM}$ (máx).	311	172	385	230	V
$R_{eLEM}$	47k	27k	75k	33k	k $\Omega$
Corrente entrada (máx).	6,62	6,37	5,13	6,97	mA
$V_{sLEM}$ (máx).	1,0	1,49	2,48	2,59	V
$R_{sLEM}$	60	94	193	149	$\Omega$
Corrente saída (máx).	16,55	15,93	12,83	17,42	mA
Ganho do sensor ( $H_v$ )	3,215m	8,66m	6,44m	11,26m	-

FONTE: Próprio autor.

Um filtro passa-baixa é empregado na saída de cada sensor com o objetivo de evitar o efeito de *aliasing*, sobreposição espectral no sinal amostrado. A Figura 4.2 ilustra o esquema

elétrico do filtro de 1ª ordem utilizado. As especificações e características podem ser vista na Tabela 4.4.

Figura 4.2 – Filtro passa-baixa de 1ª ordem.



FONTE: Próprio autor.

Tabela 4.4 – Especificações dos filtros de 1ª ordem.

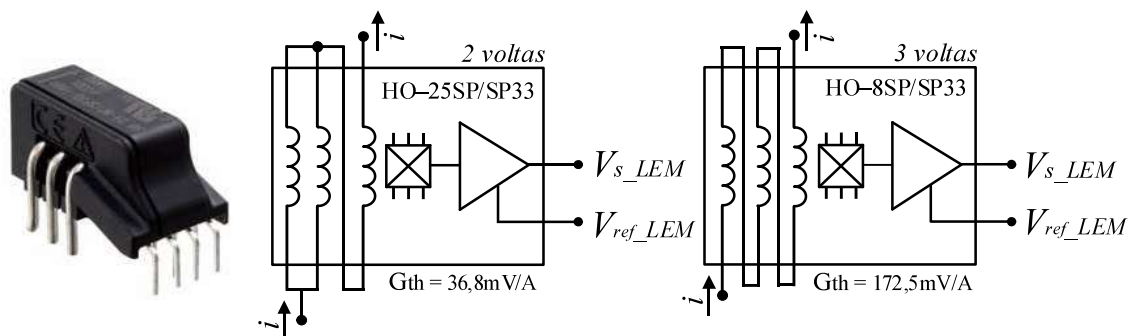
Parâmetros	$V_e$	$V_s$	$V_{CC,r}$	$V_{CC,i}$	Unidade
$RI,f$	4,7k	3,3k	10k	10k	$\Omega$
$CI,f$	3,3n	1,2n	6,4n	6,4n	F
$fcorte$	10,26k	40,19k	2,49k	2,49k	Hz

FONTE: Próprio autor.

## 4.2 Sensores de corrente

As leituras de corrente são realizadas por transdutores isolados da série HO-NP/SP33 do fabricante LEM. Os modelos utilizados são o HO 25-NP e HO 8-NP, os quais podem realizar medições de corrente máxima de 25 A e 8 A, respectivamente. A Figura 4.3 apresenta o diagrama esquemático dos transdutores e suas configurações.

Figura 4.3 – Diagrama esquemático do transdutor de corrente isolado.

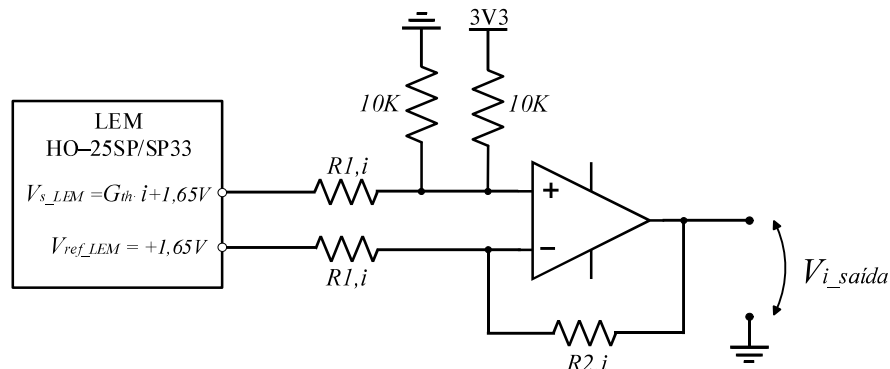


FONTE: Próprio Autor.

A corrente de entrada do retificador apresenta um valor de pico de 6,76 A. Diante disso, o sensor HO 25-NP é configurado para duas espiras, com corrente de medição máxima de 12,5 A. Já as correntes de magnetização do transformador de potência são medidas com o modelo HO 8-NP configurado para três espiras, limitando a corrente de medição à 2,67 A.

O sinal de saída do transdutor é medido de forma diferencial através de um circuito condicionador, como mostra a Figura 4.4. Para compatibilizar com os valores de operação do conversor A/D, o circuito auxiliar acrescenta um ganho a medição, além de adicionar um valor de *offset* de +1,65 V. O ganho total do sensor de corrente é determinado por (4.2).

Figura 4.4 – Circuito condicionador do sensor de corrente.



FONTE: Próprio Autor.

$$H_i = G_{th} \times \left( \frac{R_{2,i}}{R_{1,i}} \right) \times i_{medida} \quad (4.2)$$

A Tabela 4.5 apresenta as especificações e as características dos circuitos de medição de corrente.

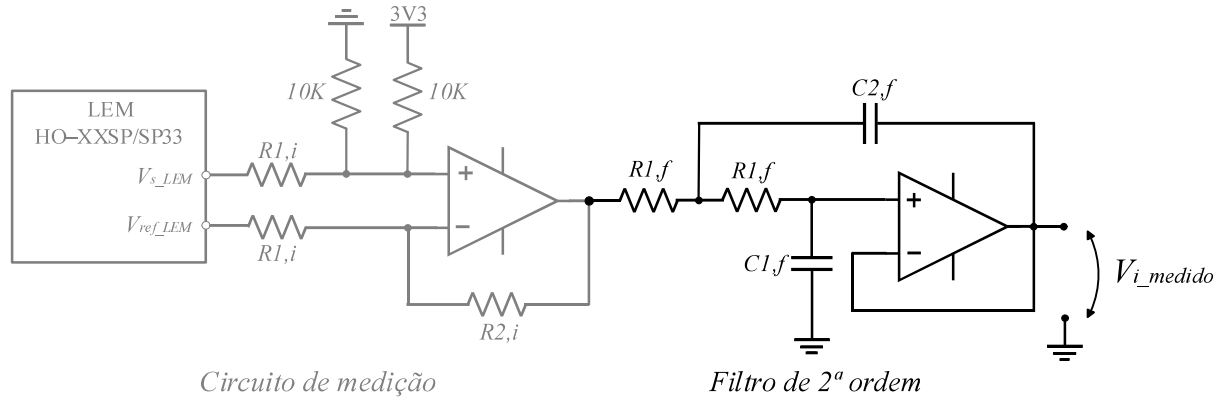
Tabela 4.5 – Resumo de projeto dos sensores de corrente.

Parâmetros	<i>I</i> <sub>Le</sub>	<i>I</i> <sub>mgPRI</sub>	<i>I</i> <sub>mgSEC</sub>	Unidade
Corrente entrada (máx).	6,76	1,7	1,0	A
<i>G</i> <sub>th</sub>	36,8	172,5	172,5	mV/A
<i>R</i> <sub>1,i</sub>	1,2k	1,2k	1,2k	Ω
<i>R</i> <sub>2,i</sub>	5,1k	5,1k	6,8k	Ω
<i>V</i> <sub>i_saida</sub>	2,70	2,90	2,63	V
Ganho do sensor ( <i>H</i> <sub>i</sub> )	156,4m	0,73	0,98	-

FONTE: Próprio autor.

Filtros passa-baixa de 2ª ordem são utilizados na saída dos circuitos de medição de corrente, como mostra a Figura 4.5. As especificações e características dos filtros são apresentadas na Tabela 4.6.

Figura 4.5 – Filtro passa-baixa de 2ª ordem.



FONTE: Próprio autor.

Tabela 4.6 – Especificações dos filtros de 2ª ordem.

Parâmetros	$I_{Le}$	$I_{mgPRI}$	$I_{mgSEC}$	Unidade
$R1, f$	2,8k	4,7k	4,7k	$\Omega$
$C1, f$	1n	1n	1n	F
$C2, f$	2n	2n	2n	F
$f_{corte}$	40,19k	23,94k	23,94k	Hz

FONTE: Próprio autor.

### 4.3 Projeto dos controladores

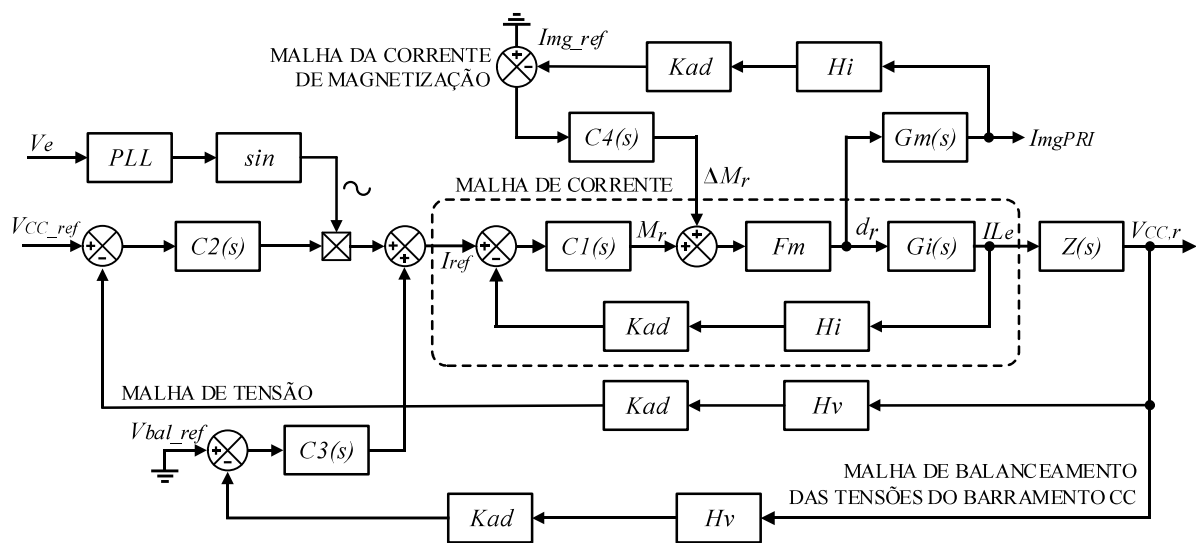
Controladores digitais são projetados para o conversor, garantindo maior flexibilidade de sintonização e facilidade de implementação. Os controladores são projetados diretamente no plano  $z$ , utilizando a ferramenta *sisotool* do software MATLAB®, após discretização das plantas. A implementação física dos controladores será ser realizada num Processador Digital de Sinal (DSP), modelo TMS320F28377S, fabricante *Texas Instruments*. O conversor A/D do microcontrolador tem resolução de 12 bits e tensão máxima de entrada ( $V_{AD}$ ) de 3,3V, sendo o ganho de conversão A/D calculado por (4.3).

$$K_{ad} = \frac{2^N - 1}{V_{AD}} = 1240,9 \quad (4.3)$$

### 4.3.1 Controladores do retificador

Neste item é desenvolvido o projeto detalhado dos controladores do conversor de entrada. Quatro malhas de controle são implementadas; malha da corrente de entrada, malha da tensão total do barramento CC, malha de balanceamento das tensões do barramento CC e a malha da corrente de magnetização. O diagrama de blocos do controle do retificador é mostrado na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Diagrama de blocos do controle do retificador.



FONTE: Próprio autor.

#### 4.3.1.1 Malha da corrente de entrada

Para iniciar o projeto do controlador é necessário determinar alguns parâmetros existentes no diagrama de blocos da Figura 4.6.

O ganho do modulador PWM é descrito em (4.4), sendo  $V_p$  a amplitude da portadora digital no registrador do DSP.

$$F_m = \frac{1}{V_p} = \frac{1}{1250} \quad (4.4)$$

A função de transferência da planta  $G_i(s)$  é dada por (4.5), a qual relaciona a corrente do indutor de entrada pela razão cíclica  $d$ .

$$G_i(s) = \frac{i_{Le}(s)}{d(s)} = \frac{V_{CC,r}/2}{s \cdot L_e + R_{Le}} \quad (4.5)$$

Com os ganhos calculados e com a função de transferência da planta, determina-se a função de transferência de laço aberto sem controlador.

$$FTLA_{sci}(s) = G_i(s) \cdot H_i \cdot K_{ad} \cdot F_m \quad (4.6)$$

Discretizando a função de transferência acima através do método *tustin* com frequência de amostragem de 80 kHz, tem-se:

$$FTLA_d(z) = \frac{0,3391 \cdot z + 0,3391}{z - 0,9971} \quad (4.7)$$

O controlador de corrente deve possuir uma frequência de cruzamento elevada suficiente para obter uma rápida resposta transitória. No entanto, a teoria de controle recomenda que a frequência atribuída seja inferior a um quarto da frequência de comutação. A margem de fase também é um parâmetro de projeto essencial, o qual está associado ao sobressinal e ao tempo de acomodação. Para o projeto deste controlador, adota-se os seguintes valores:

$$f_{ci} = \frac{f_s}{5} = 4 \text{ kHz} \quad (4.8)$$

$$MF = 45^\circ \quad (4.9)$$

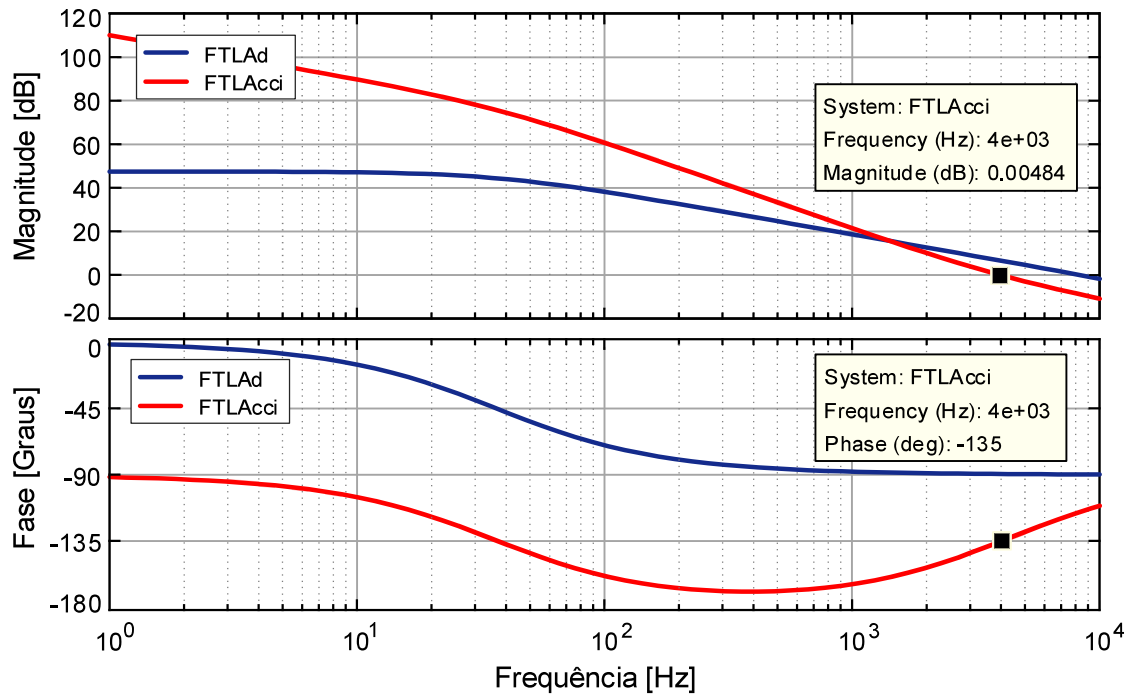
Para tanto, emprega-se um controlador PI clássico com um polo integrador e um zero alocado em 0,7223. A função de transferência do controlador projetado é dada em (4.10).

$$C_1(z) = \frac{0,37946 \cdot (z - 0,7223)}{(z - 1)} \quad (4.10)$$

Os diagramas de bode da função de transferência de laço aberto sem e com controlador são apresentados na Figura 4.7. Observa-se, que o controlador foi capaz de estabelecer na frequência de cruzamento adotada a margem de fase requerida.



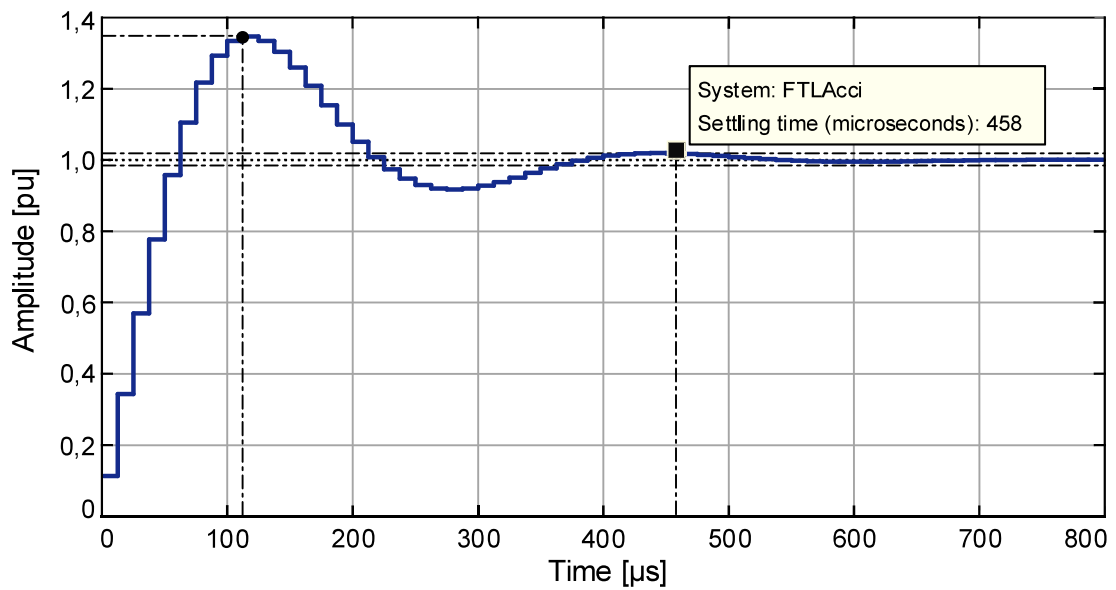
Figura 4.7 – Diagramas de Bode FTLA sem e com controlador de corrente.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 4.8, é ilustrada a resposta ao degrau do sistema compensado em malha fechada. O sobressinal é de 34% e o tempo de acomodação é de 458  $\mu$ s.

Figura 4.8 – Resposta ao degrau da malha da corrente de entrada.

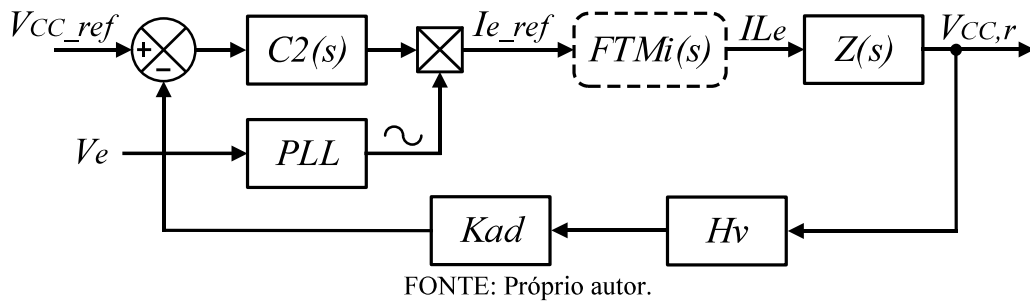


FONTE: Próprio autor.

### 4.3.1.2 Malha da tensão do barramento CC

O diagrama de blocos da malha de tensão pode ser simplificado, como mostra a Figura 4.9. O bloco identificado por  $FTMi(s)$  corresponde a malha interna de corrente. Para o projeto do controlador de tensão, a malha de corrente é considerada constante, pois é significativamente mais rápida.

Figura 4.9 – Diagrama de blocos da malha de tensão do barramento CC.



O ganho associado a malha de corrente é determinado em (4.11).

$$A_v = \frac{1}{K_{ad} \cdot H_i} = 5,15 \times 10^{-3} \quad (4.11)$$

A função de transferência da planta  $Z(s)$  é dada por (4.12), a qual relaciona a tensão do barramento CC com a corrente de entrada. Onde  $R_{O,r}$  corresponde a resistência de carga e  $C_{O,r}$  a capacitância do barramento.

$$Z(s) = \frac{v_{CC}(s)}{i_{Le}(s)} = \frac{R_{O,r}}{s \cdot C_{O,r} \cdot R_{O,r} + 1} \quad (4.12)$$

Em seguida, determina-se a função de transferência de laço aberto sem controlador.

$$FTLA_{scv}(s) = Z(s) \cdot H_v \cdot K_{ad} \cdot A_v \quad (4.13)$$

Utilizando o método *tustin* e com frequência de amostragem de 2,5 kHz, a função de transferência acima é discretizada.

$$FTLA_d(z) = \frac{0,008738 \cdot z + 0,008738}{z - 0,9983} \quad (4.14)$$

A frequência de cruzamento da malha de tensão deve ser significativamente inferior à da malha interna de corrente para que sejam devidamente desacopladas. Assim, adota-se as seguintes especificações:

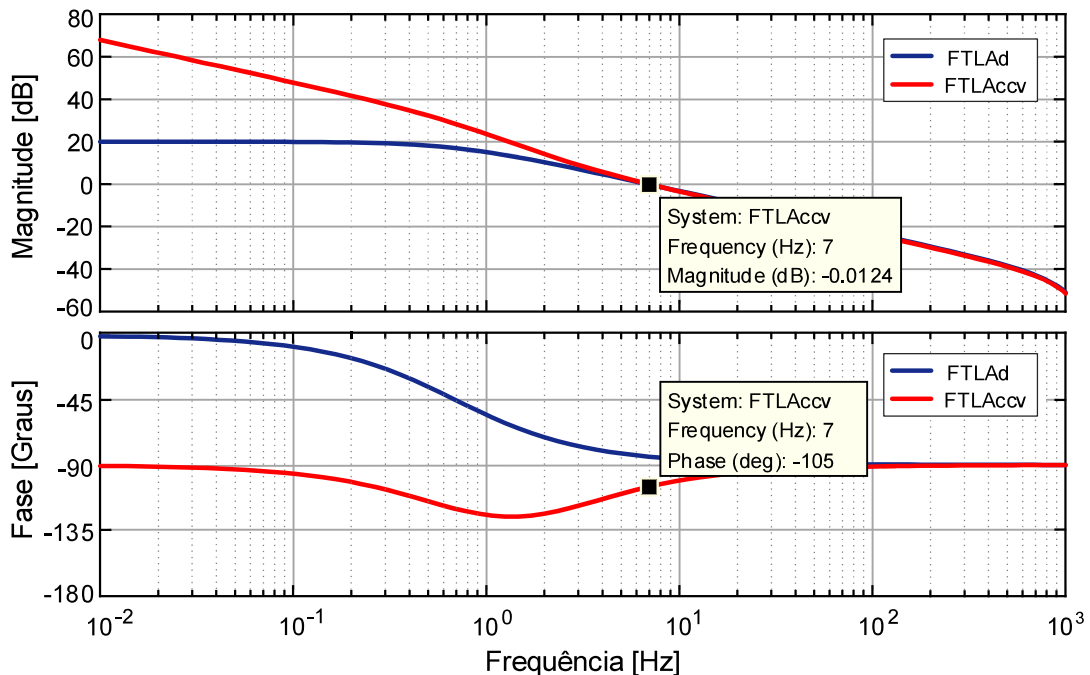
$$f_{cv} = 7 \text{ Hz} \quad (4.15)$$

$$MF = 75^\circ \quad (4.16)$$

Em (4.17) é dada a função de transferência do controlador PI projetado. Para tanto, o polo é alocado em 1, o zero em 0,9934 e o ganho em 0,9490. Os diagramas de bode da função de transferência de laço aberto sem e com controlador são mostrados na Figura 4.10.

$$C_2(z) = \frac{0,9490 \cdot (z - 0,9934)}{(z - 1)} \quad (4.17)$$

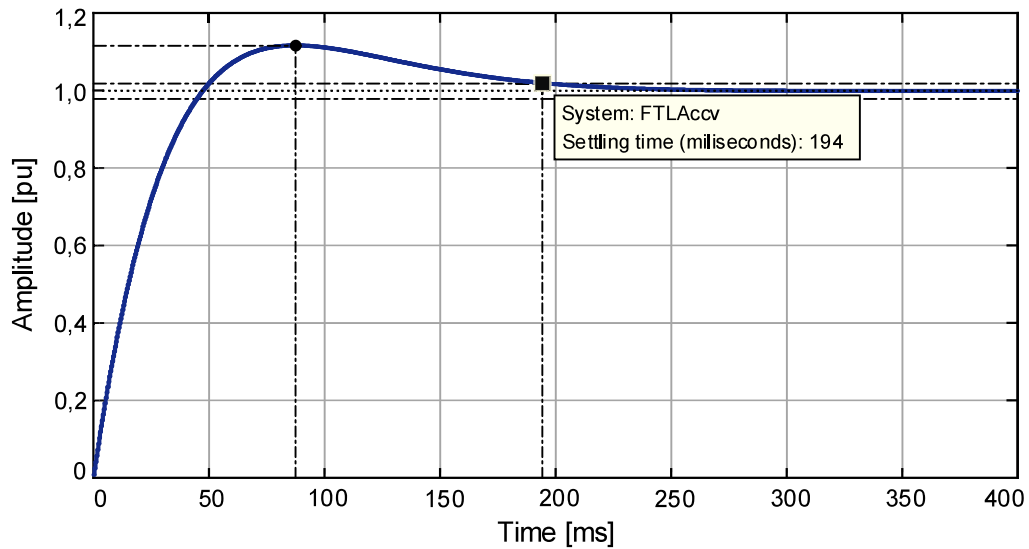
Figura 4.10 – Diagramas de bode FTLA sem e com controlador de tensão.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 4.11 tem-se a resposta ao degrau do sistema compensado em malha fechada. O sobressinal é de 12% e o tempo de acomodação de 194 ms. Nota-se, que o tempo de acomodação é inferior ao da malha de corrente, garantindo o requerido desacoplamento entre as malhas de controle.

Figura 4.11 – Resposta ao degrau da malha de tensão do barramento CC

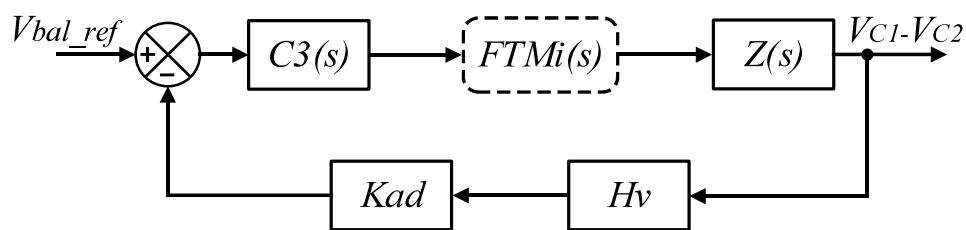


FONTE: Próprio autor.

#### 4.3.1.3 Malha de balanceamento das tensões do barramento CC

Esta malha de controle tem por objetivo garantir o balanceamento das tensões nos capacitores do barramento CC. O diagrama de blocos simplificado é ilustrado na Figura 4.12. A função de transferência da planta é a mesma da malha da tensão do barramento CC, assim, a  $FTLAd(z)$  corresponde a expressão descrita em (4.14).

Figura 4.12 – Diagrama de blocos da malha de balanceamento.



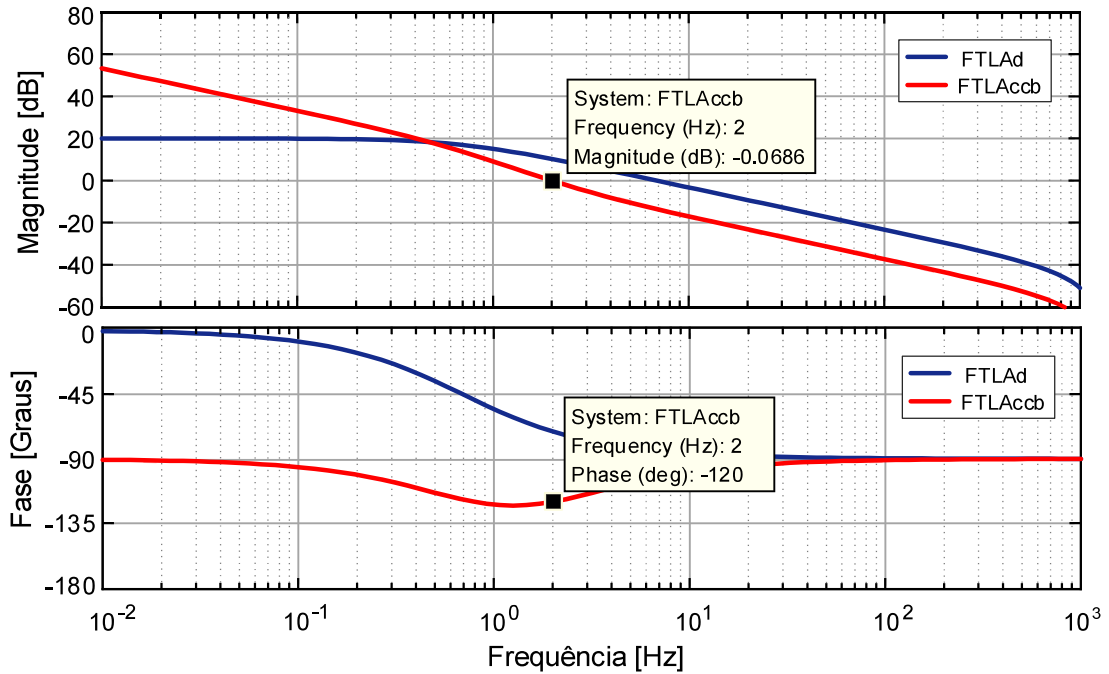
FONTE: Próprio autor.

O controlador PI projetado possui um polo integrador, um zero alocado em 0,9942 e o ganho ajustado para 0,1998, resultando numa frequência de cruzamento de 2 Hz e margem de fase de 60°. Em (4.18) é escrita a função de transferência do controlador.

$$C_3(z) = \frac{0,1998 \cdot (z - 0,9942)}{(z - 1)} \quad (4.18)$$

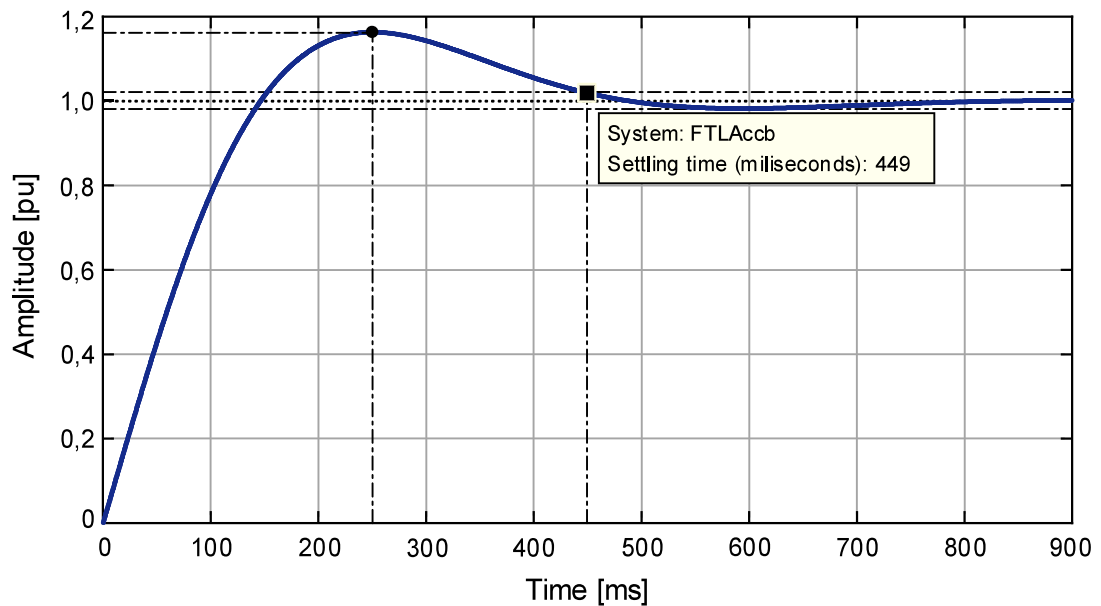
Nas Figuras 4.13 e 4.14 são mostrados os diagramas de Bode e a resposta ao degrau do sistema compensado, respectivamente.

Figura 4.13 – Diagramas de Bode FTLA sem e com controlador de balanceamento.



FONTE: Próprio autor.

Figura 4.14 – Resposta ao degrau da malha de balanceamento.



FONTE: Próprio autor.

#### 4.3.1.4 Malha da corrente de magnetização

A malha da corrente de magnetização é implementada com o objetivo de evitar a saturação do transformador de potência. Em (4.19) é dada a função de transferência da planta  $G_m(s)$ , a qual relaciona a corrente no indutor auxiliar pela razão cíclica  $d$ .

$$G_m(s) = \frac{i_{mg}(s)}{d(s)} = \frac{V_{CC,r}}{s \cdot L_{mg}} \quad (4.19)$$

Com os ganhos calculados, determina-se a função de transferência de laço aberto sem controlador através da expressão (4.20).

$$FTLA_{scm}(s) = G_m(s) \cdot H_i \cdot K_{ad} \cdot F_m \quad (4.20)$$

A função de transferência é discretizada através do método *tustin* com frequência de amostragem de 80 kHz.

$$FTLA_d(z) = \frac{0,6367 \cdot z + 0,6367}{z - 1} \quad (4.21)$$

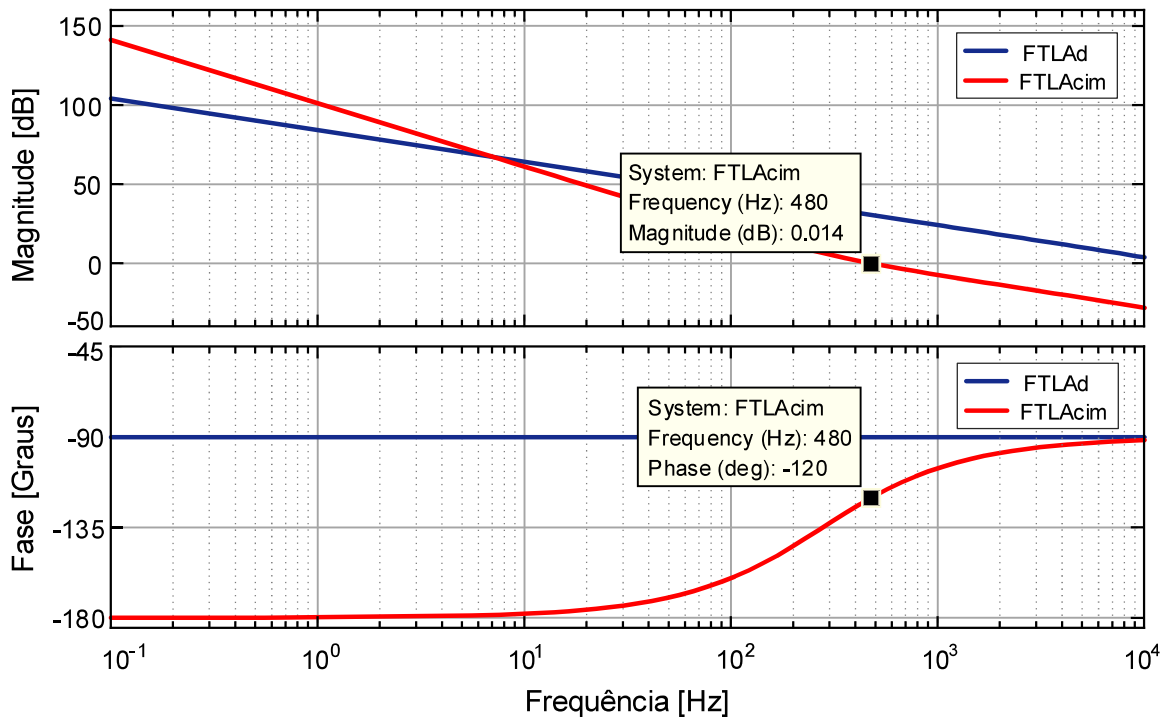
O controlador PI é projetado para frequência de cruzamento de 480 Hz e margem de fase de 60°. Para tanto, aloca-se um polo integrador e um zero em 0,9785. A função de transferência do controlador é dada por (4.22).

$$C_4(z) = \frac{0,02592 \cdot (z - 0,9785)}{(z - 1)} \quad (4.22)$$

Os diagramas de Bode da função de transferência de laço aberto sem e com controlador de corrente são mostrados na Figura 4.15. Observa-se, que o controlador proporciona na frequência de 480 Hz a margem de fase requerida de 60°.

Na Figura 4.16 é apresentada a resposta ao degrau do sistema compensado em malha fechada. Observa-se, que o sobressinal corresponde a 24% e o tempo de acomodação a 3,14ms.

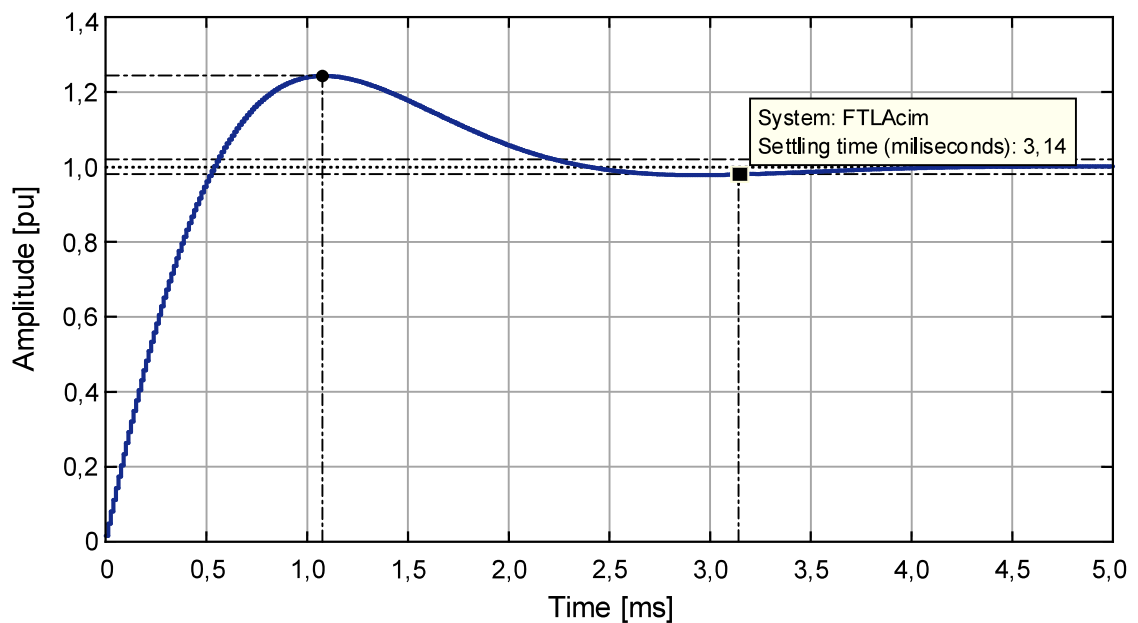
Figura 4.15 – Diagramas de Bode FTLA sem e com controlador da corrente magnetizante.



FONTE: Próprio autor.

O resumo das especificações e características dos controladores do retificador é mostrado na Tabela 4.7.

Figura 4.16 – Resposta ao degrau da malha da corrente de magnetização.



FONTE: Próprio autor.

Tabela 4.7 – Resumo de projeto dos controladores do retificador.

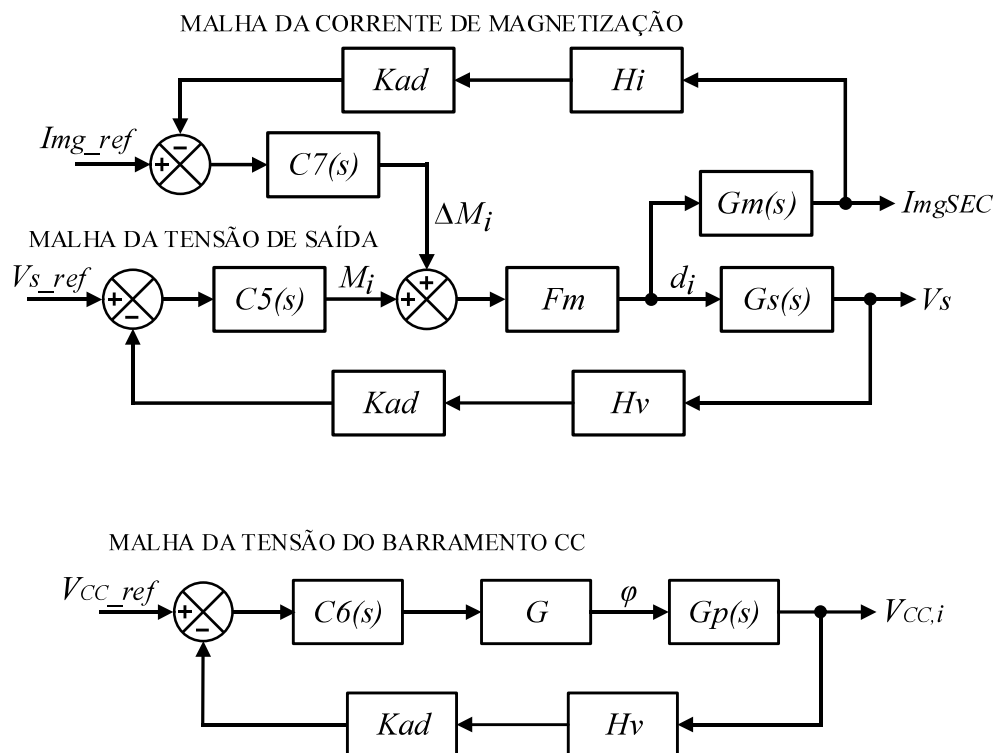
Malha de Controle	Zeros	Polos	Ganho	$f_c$ (Hz)	MF (°)	$f_a$ (kHz)
Corrente de entrada	0,7223	1	0,37946	4k	45°	80
Tensão total do barramento CC	0,9934	1	0,9490	7	75°	2,5
Balanceamento das tensões no barramento CC	0,9942	1	0,1998	2	60°	2,5
Corrente de magnetização primário	0,9785	1	0,02592	480	60°	80

FONTE: Próprio autor.

### 4.3.2 Controladores do inversor

Na Figura 4.17 é ilustrado o diagrama de blocos do controle do inversor. Três malhas de controle são implementadas; malha da tensão de saída, malha da tensão do barramento CC e a malha da corrente de magnetização. O resumo de projeto dos controladores é apresentado na Tabela 4.6.

Figura 4.17 – Diagrama de blocos das malhas de controle do inversor.



FONTE: Próprio autor



#### 4.3.2.1 Malha da tensão de saída

A função de transferência da planta  $G_v(s)$ , a qual relaciona a tensão de saída com a razão cíclica  $d$  é dada em (4.23). Esta equação é obtida para operação à vazio, condição operacional crítica para o sistema de controle.

$$G_v(s) = \frac{V_s(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V_{CC,i}}{2}}{s^2 \cdot L_f C_f + 1} \quad (4.23)$$

Com os ganhos calculados, determina-se a função de transferência de laço aberto sem controlador através da equação (4.24).

$$FTLA_{scv}(s) = G_v(s) \cdot H_v \cdot K_{ad} \cdot F_m \quad (4.24)$$

Utilizando o método *tustin* e com frequência de amostragem de 80 kHz, discretiza-se a função de transferência de laço aberto.

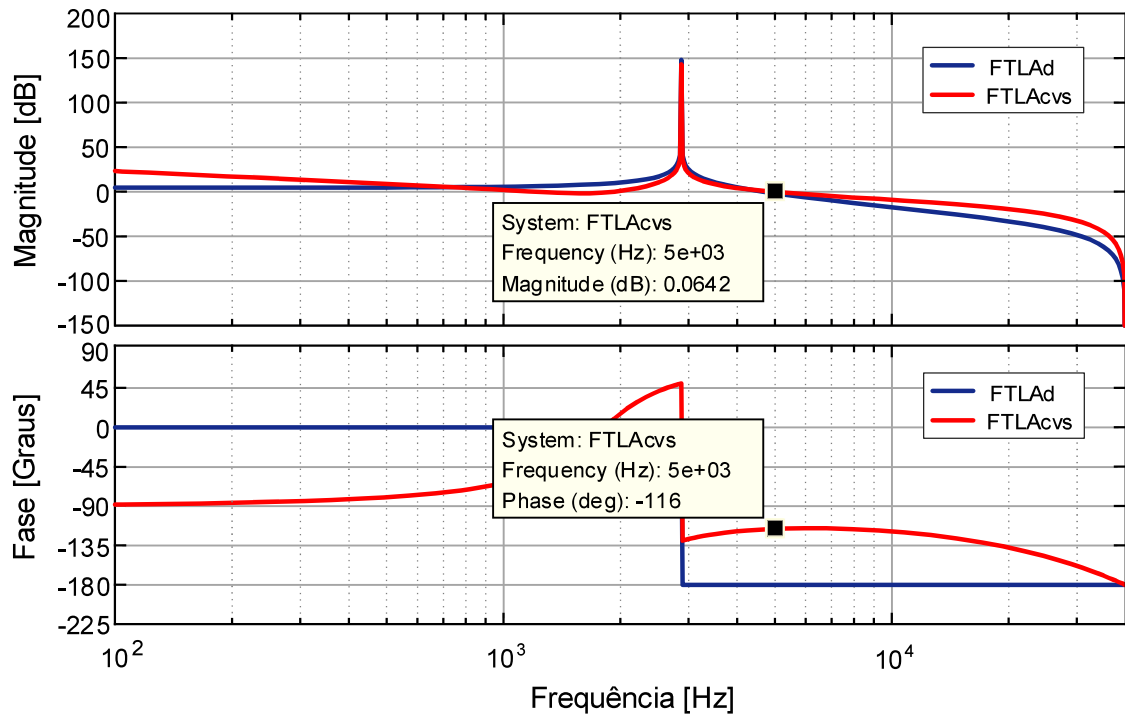
$$FTLA_d(z) = \frac{0,02169 \cdot z^2 + 0,04338 \cdot z + 0,02169}{z^2 - 1,95 \cdot z + 1} \quad (4.25)$$

O controlador PID é projetado. Os polos são alocados em 1 e -0,008, e os zeros complexos em  $0,947 \pm 0,125i$ , resultando numa margem de fase de  $64,2^\circ$ . Para obter a frequência de cruzamento adotada de 5 kHz, o ganho do controlador é ajustado para 3,6444. Devido a modulação SPWM unipolar utilizada no inversor, a frequência de cruzamento adotada pode ser de até 1/2 da frequência de comutação (GERENT, 2005). A função de transferência do controlador projetado é descrita em (4.26).

$$C_5(z) = \frac{3,6444 \cdot (z^2 - 1,894 \cdot z + 0,9124)}{(z - 1) \cdot (z + 0,008)} \quad (4.26)$$

Na Figura 4.18 são apresentados os digramas de Bode da função de transferência de laço aberto sem e com controlador de tensão.

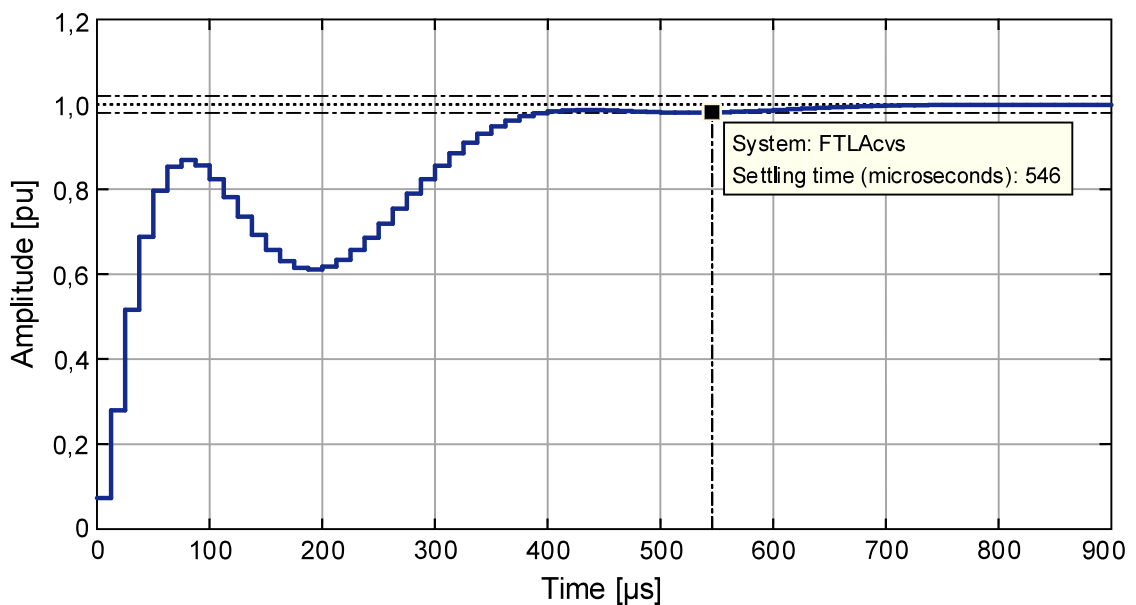
Figura 4.18 – Diagramas de Bode FTLA sem e controlador da tensão de saída.



FONTE: Próprio autor

A Figura 4.19 apresenta a resposta ao degrau do sistema compensado em malha fechada. O tempo de acomodação é de 546  $\mu\text{s}$ , resultado da elevada frequência de cruzamento adotada.

Figura 4.19 – Resposta ao degrau da malha da tensão de saída.



FONTE: Próprio autor

#### 4.3.2.2 Malha da tensão do barramento CC

Esta malha de controle tem como objetivo controlar a tensão total do barramento CC através do ângulo de *phase-shift*, definindo o fluxo de potência do estágio retificador para inversor. A função de transferência da planta que relaciona a tensão  $V_{CC,i}$  com o ângulo  $\varphi$  pode ser escrita através da expressão (4.27), derivada da teoria de *Gyrator* aplicada ao conversor DAB e apresentada por (SANTOS, 2011).

$$G_p(s) = \frac{V_{CC,i}(s)}{\varphi(s)} = \frac{R_{O,i}}{R_{O,i} \cdot C_{O,i} \cdot s + 1} \quad (4.27)$$

O elemento identificado por  $G$  pode ser determinado em (4.28).

$$G = \frac{\frac{V_{CC,i}}{2}}{\omega_s \cdot L_d} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right) \quad (4.28)$$

A função de transferência de laço aberto sem compensador é dada por (4.29).

$$FTLA_{scv}(s) = G_p(s) \cdot G \cdot H_v \cdot K_{ad} \quad (4.29)$$

Utilizando o método *tustin* e com frequência de amostragem de 5 kHz, a função de transferência acima é discretizada.

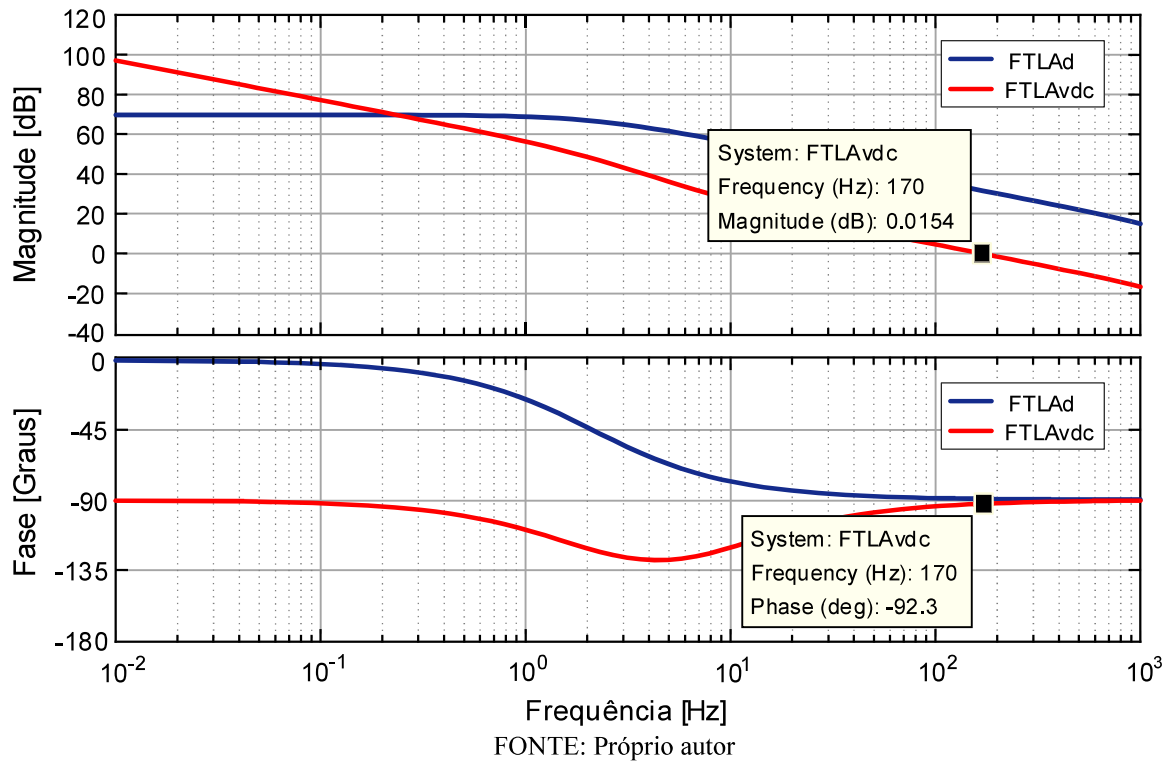
$$FTLA_d(z) = \frac{4,12 \cdot z + 4,12}{z - 0,9973} \quad (4.30)$$

Esta malha de controle deve trabalhar com frequência de cruzamento baixa, evitando variações expressivas no ângulo de *phase-shift*. Para tanto, o controlador PI é projetado para a frequência de cruzamento de 170 Hz e margem de fase  $87,6^\circ$ . A função de transferência do controlador é dada em (4.31).

$$C_6(z) = \frac{0,026 \cdot (z - 0,9886)}{(z - 1)} \quad (4.31)$$

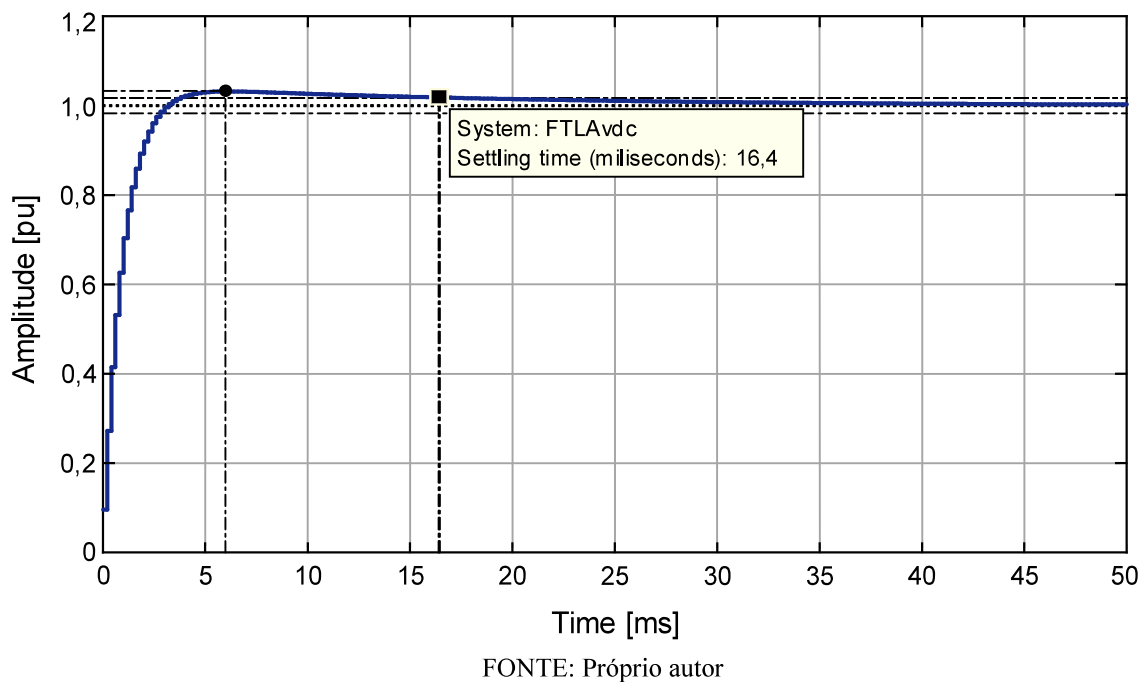
Na Figura 4.20 são apresentados os diagramas de Bode da função de transferência de laço aberto sem e com controlador.

Figura 4.20 – Diagramas de Bode FTLA sem e com controlador da tensão do barramento.



A resposta ao degrau da função de transferência de laço aberto compensada em malha fechada é mostrada na Figura 4.21. O sobressinal é de 12% e o tempo de acomodação é de 16,4 ms.

Figura 4.21 – Resposta ao degrau da malha da tensão do barramento CC.



As especificações e características dos controladores projetados para o inversor estão presentes na Tabela 4.8.

Tabela 4.8 – Resumo de projeto dos controladores do inversor.

<b>Malha de Controle</b>	<b>Zeros</b>	<b>Polos</b>	<b>Ganho</b>	<b>f<sub>c</sub> (Hz)</b>	<b>MF (°)</b>	<b>f<sub>a</sub> (kHz)</b>
Tensão de saída	0,7223	1	0,37946	5k	45°	80
Tensão do barramento CC	0,9934	1	0,9490	170	87,5°	5
Corrente de magnetização secundário	0,9785	1	0,02592	1k	60°	80

FONTE: Próprio autor.

## 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

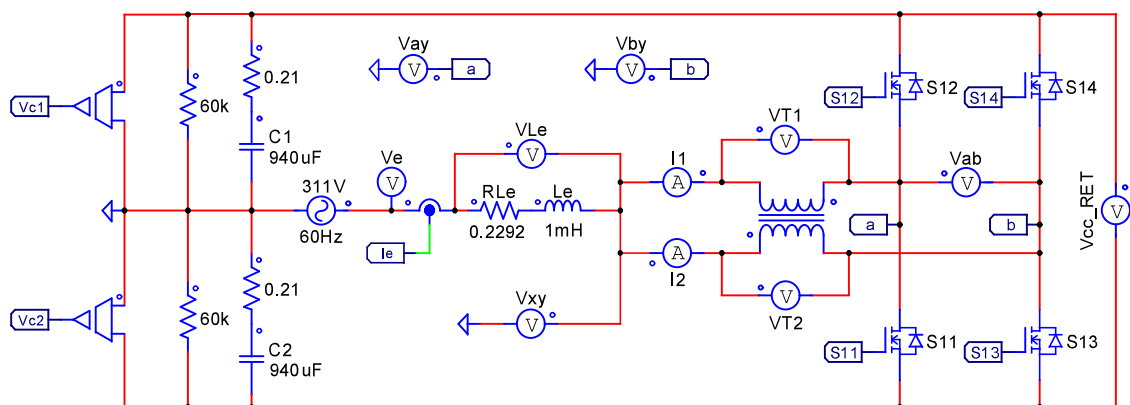
Neste capítulo, são apresentados os resultados de simulação do conversor CA-CA em estudo. As simulações foram realizadas no software PSIM®. Inicialmente, os circuitos implementados no simulador são apresentados. Em seguida, as principais formas de onda em regime permanente são ilustradas, validando a análise teórica desenvolvida anteriormente. Por fim, o comportamento dinâmico do conversor é avaliado através de degraus de carga e perturbações na tensão de entrada; subtensão, sobretensão e distorção harmônica.

### 5.1 Circuito de simulação

A Figura 5.1 mostra o circuito de potência do retificador, estágio de entrada. Estão presentes a célula de comutação de três estados, o barramento CC de ponto central e a ponte completa do DAB. Neste circuito são medidas a tensão da rede, a corrente de entrada e a tensão em cada capacitor do barramento.

O circuito de potência do inversor, estágio de saída, pode ser visto na Figura 5.2. Nota-se que os elementos de potência são os mesmos utilizados no retificador, devido a simetria topológica. A tensão de saída e a tensão CC do barramento são as grandezas medidas neste circuito.

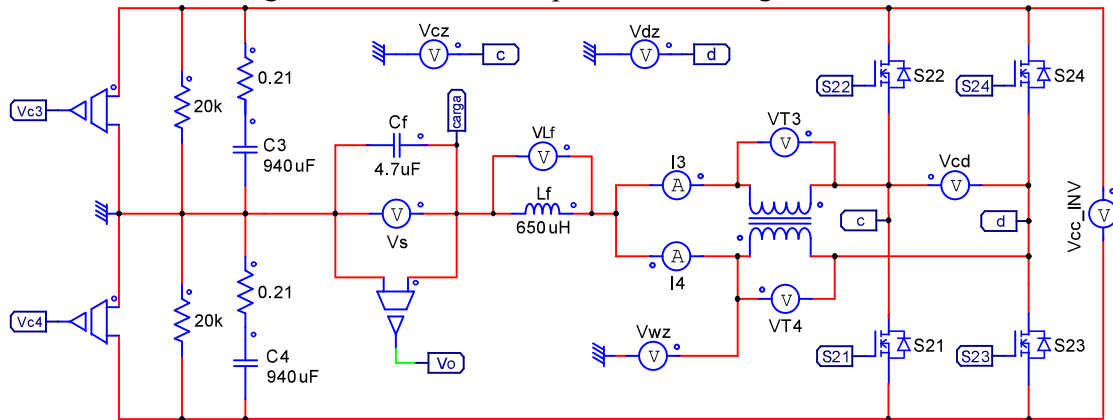
Figura 5.1 – Circuito de potência do estágio retificador.



FONTE: Próprio Autor.

Na Figura 5.3 têm-se o transformador de potência e os circuitos de medição da corrente de magnetização. O indutor de transferência é de 250  $\mu\text{H}$  e está conectado ao secundário do transformador. A medição das correntes de magnetização é realizada por sensores conectados em série aos indutores auxiliares.

Figura 5.2 – Circuito de potência do estágio inversor.

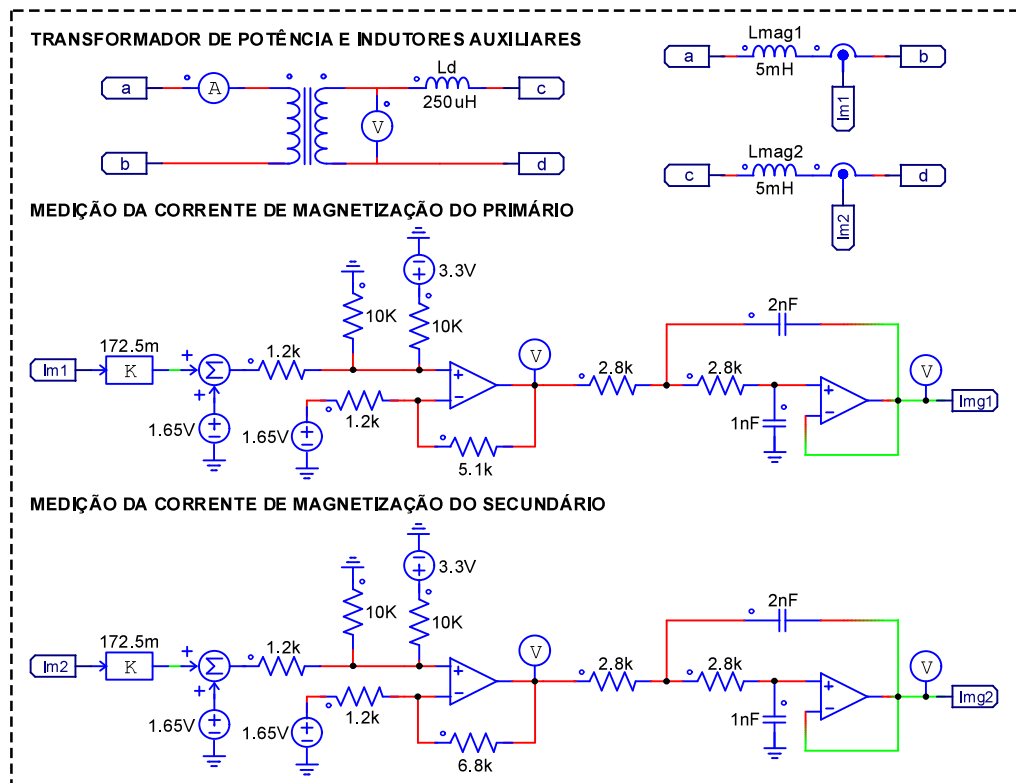


FONTE: Próprio Autor.

Os circuitos de medição utilizados no conversor são apresentados na Figura 5.4. Em cada circuito está presente o ganho do sensor, o circuito condicionador de sinal e o respectivo filtro passa-baixa, sendo de 1ª ordem para tensão e 2ª ordem para corrente.

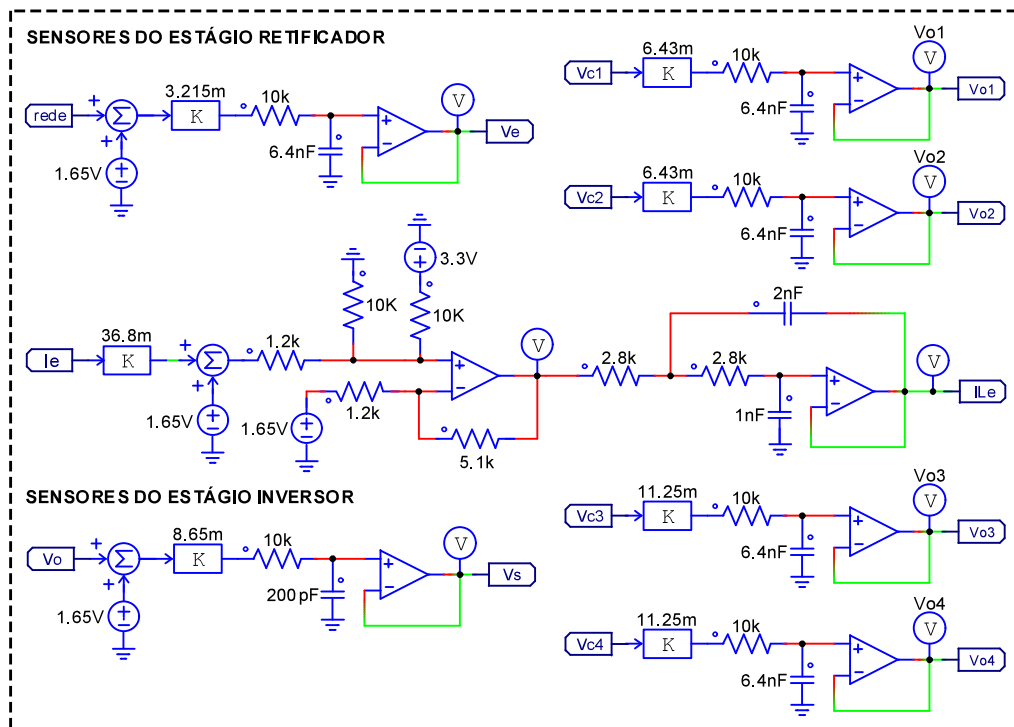
Na Figura 5.5 têm-se o processador digital e os moduladores PWM. Os sinais dos circuitos de medição são discretizados e aplicados as entradas do bloco controlador, enquanto, as moduladoras produzidas pelos controladores são disponibilizadas nos terminais de saída. O código em linguagem C utilizado no processador digital encontra-se no Apêndice A.

Figura 5.3 – Transformador de potência e indutores auxiliares de magnetização.



FONTE: Próprio Autor.

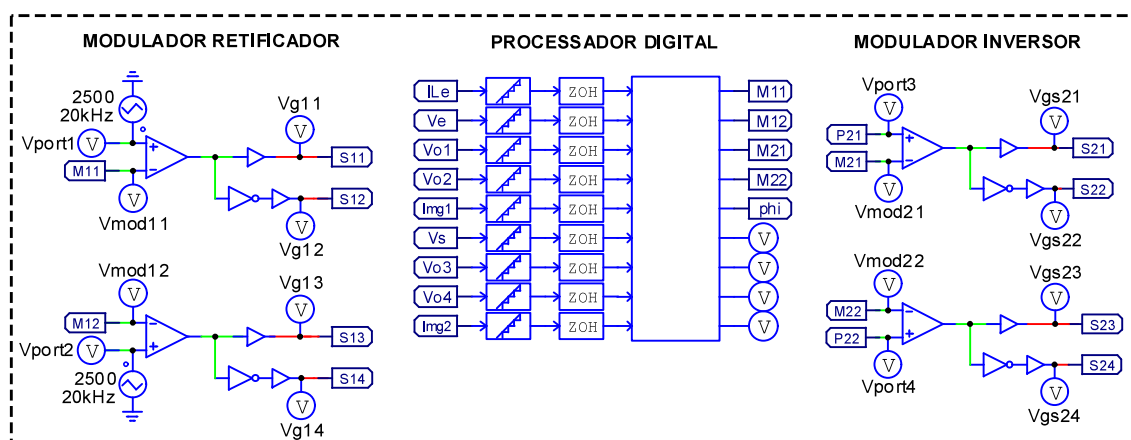
Figura 5.4 – Sensores do retificador e inversor.



FONTE: Próprio Autor.

O circuito de defasagem das portadoras do inversor é mostrado na Figura 5.6. Este circuito é responsável pela geração e defasagem das portadoras do inversor em relação a do retificador. O ângulo de deslocamento é proveniente do bloco controlador, o qual é definido pela potência de saída. As ondas triangulares produzidas neste circuito são entregues ao modulador PWM.

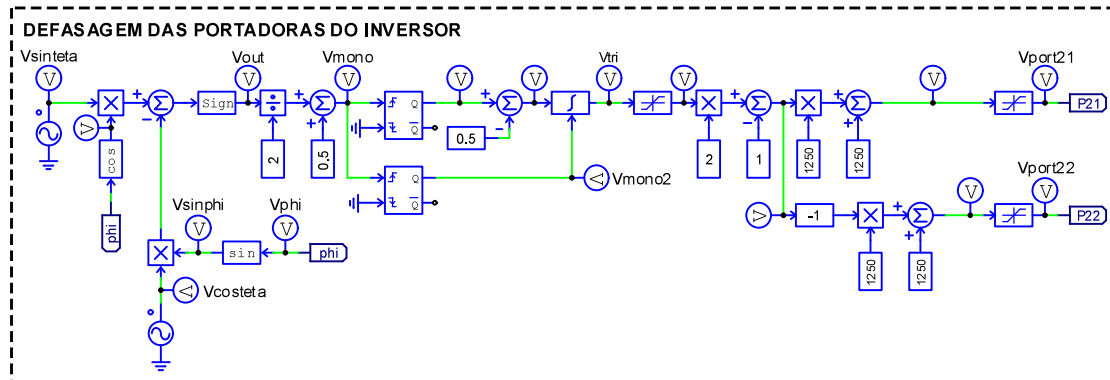
Figura 5.5 – Processador digital e moduladoras do retificador e inversor.



FONTE: Próprio Autor.



Figura 5.6 – Circuito de defasamento das portadoras do inversor.



FONTE: Próprio Autor.

## 5.2 Resultados em regime permanente

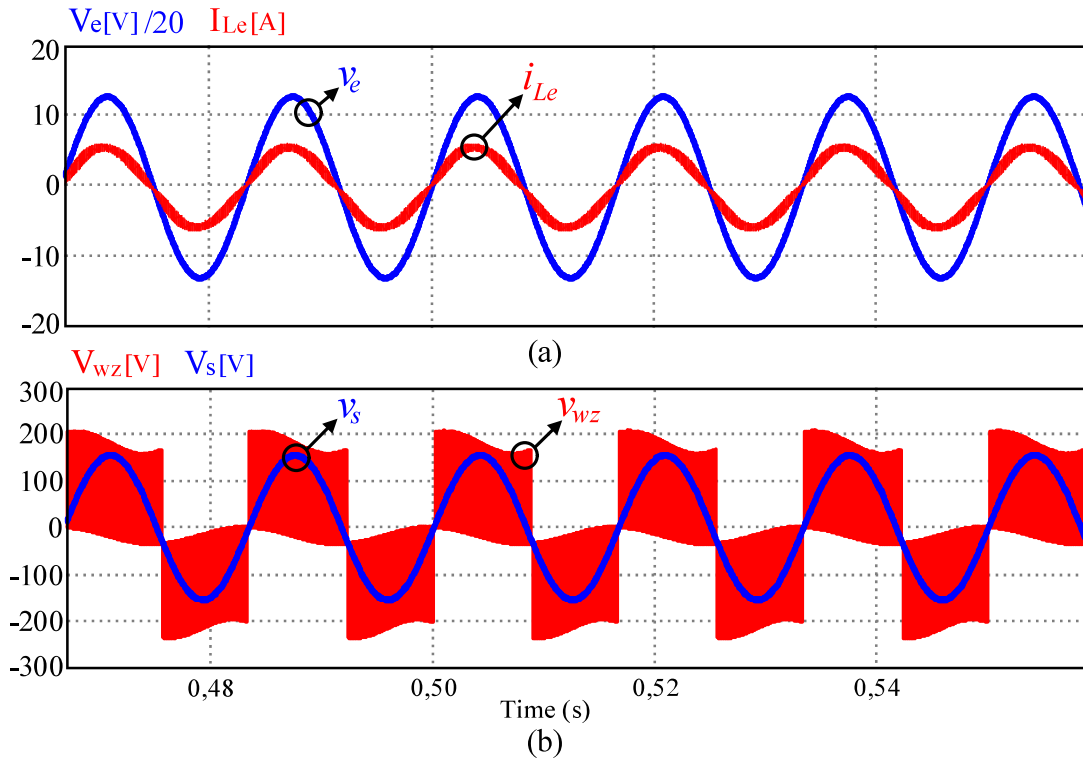
Neste tópico, são apresentados os resultados de operação em regime permanente com potência nominal de 1 kW. Na Figura 5.7 são mostradas as formas de onda de entrada e saída para carga resistiva, enquanto na Figura 5.8 são ilustrados os principais resultados para carga não-linear.

Na Figura 5.7a têm-se a tensão da rede ( $v_e$ ) e a corrente de entrada ( $i_{Le}$ ) do estágio retificador. O fator de potência é 0,991 e a taxa de distorção harmônica é 10%. A tensão multinível do inversor ( $v_{wz}$ ) e a tensão de saída ( $v_s$ ) são mostradas na Figura 5.7b. Nota-se que a tensão aplicada ao filtro LC é de três níveis e com valor máximo de 200 V, e a tensão de saída é senoidal com valor eficaz de 110 V e THD < 1%.

A Figura 5.8 apresenta os resultados obtidos na operação do conversor com carga não-linear, representada por um retificador não controlado em ponte com filtro capacitivo. Os valores da resistência de carga e do capacitor são 23  $\Omega$  e 5600  $\mu\text{F}$ , respectivamente.

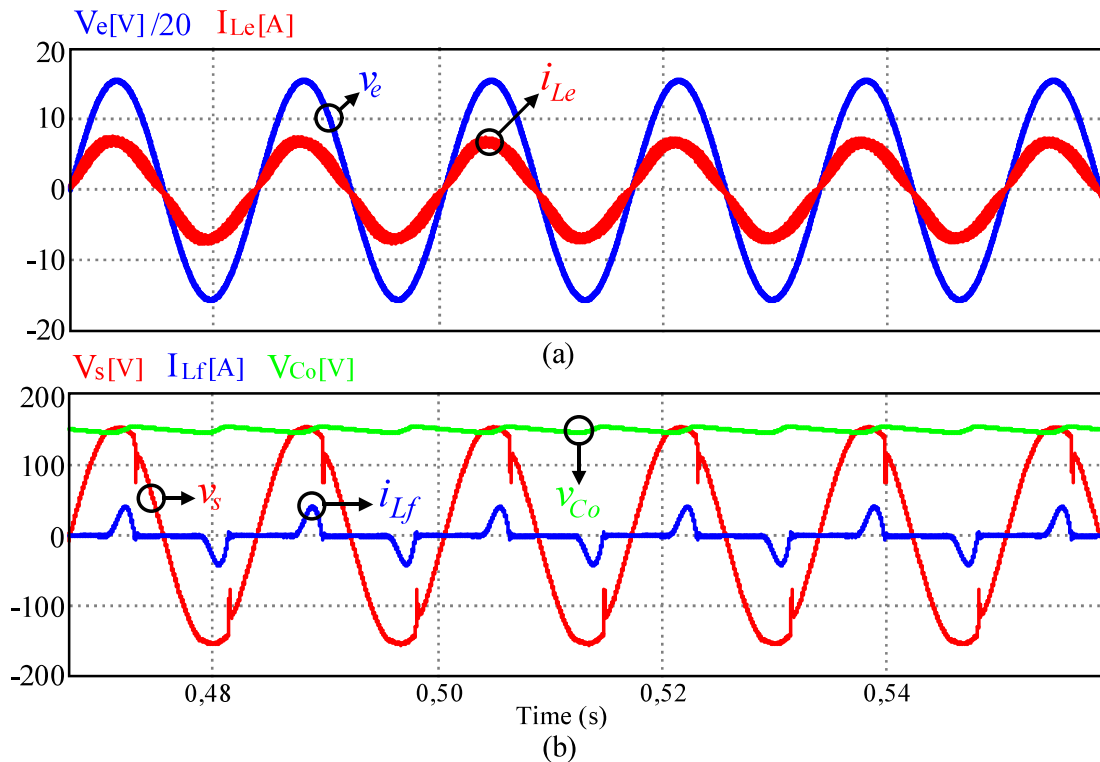
Pode ser visto na Figura 5.2a que a corrente de entrada tem formato senoidal e está em fase com a tensão da rede. O fator de potência é 0,991, o mesmo resultado obtido para carga resistiva. Na Figura 5.2b têm-se a tensão de saída ( $v_s$ ), a corrente de saída ( $i_{Lf}$ ) e a tensão CC no capacitor da carga não-linear ( $v_{Co}$ ). Observa-se que a tensão de saída apresenta suaves deformações em seu formato, elevando o THD para 4,96%. Apesar disto, o valor de THD é inferior a 8%, conforme estabelecido pela norma IEEE Std 510-2004 a equipamentos com tensão inferior a 1kV. A corrente de saída apresenta formato não senoidal, aumentando a potência reativa processada pelo inversor. O fator de potência na saída do conversor é 0,63.

Figura 5.7 – Formas de onda de entrada e saída para carga resistiva.



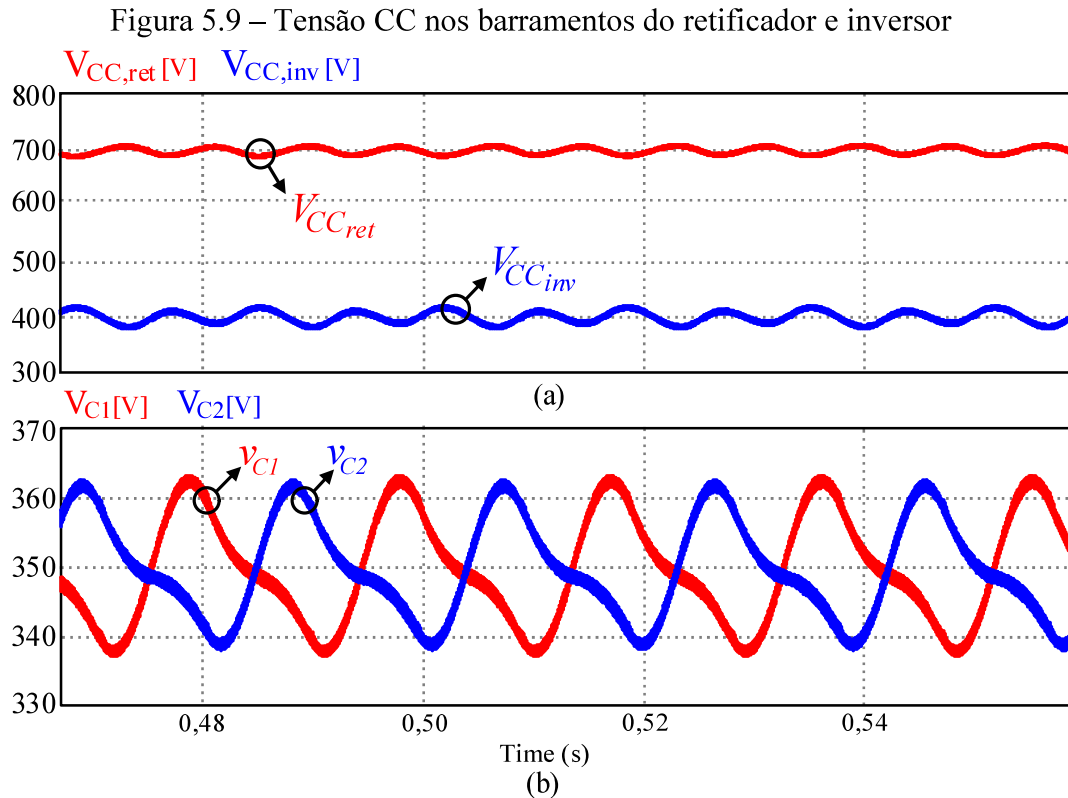
FONTE: Próprio Autor.

Figura 5.8 – Formas de onda de entrada e saída para carga não-linear.



FONTE: Próprio Autor.

A Figura 5.9 apresenta as tensões nos barramentos e o balanceamento das tensões nos capacitores do retificador. Nota-se na Figura 5.9a que a tensão no barramento do retificador ( $V_{CC,r}$ ) está estabilizada em 700 V e a do inversor ( $V_{CC,i}$ ) em 400 V, conforme as especificações de projeto. Já na Figura 5.9b, observa-se que as tensões nos capacitores estão balanceadas e com valor médio de 350 V, metade da tensão total do barramento.



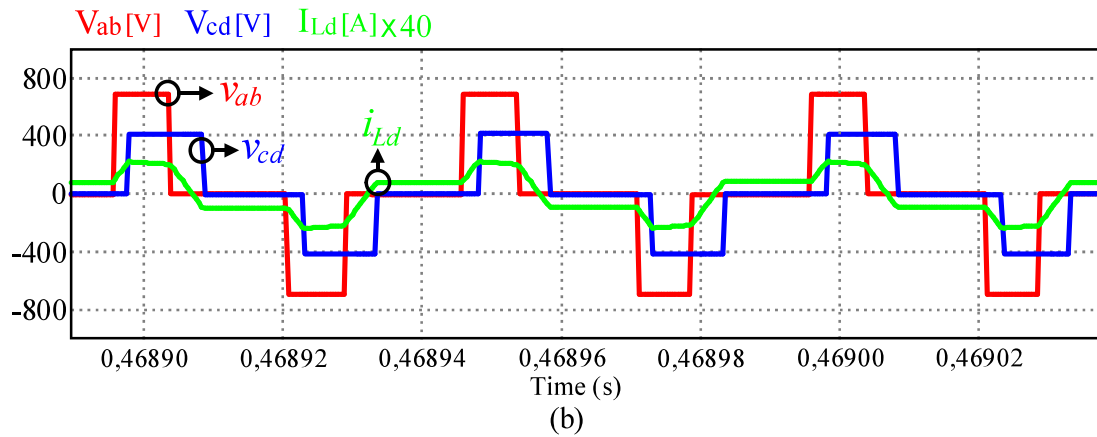
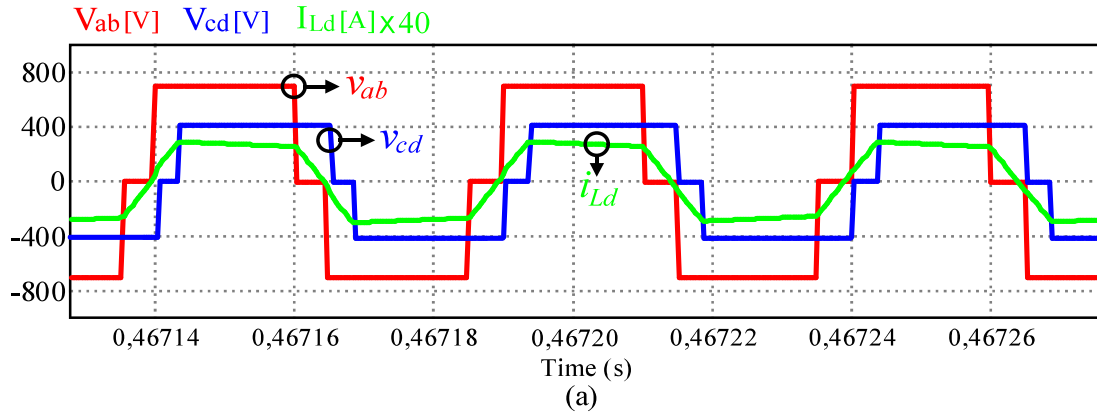
FONTE: Próprio Autor.

As formas de onda no transformador de potência são apresentadas na Figura 5.10, tensão no primário ( $v_{ab}$ ), tensão no secundário ( $v_{cd}$ ) e a corrente no indutor de transferência ( $i_{Ld}$ ). No item (a) têm-se as formas de onda para região  $R4$  de potência e no item (b) para a região  $R1$ . Devido aos parâmetros operacionais, ângulo de *phase-shift* e índice de modulação, o conversor não possui operação na região  $R2$ .

Na Figura 5.10a observa-se que a tensão do primário e do secundário possuem o mesmo formato, porém estão defasadas entre si de  $\varphi^\circ$ . O fluxo de potência é estabelecido do primário para o secundário e valor do ângulo de *phase-shift* é de  $29,18^\circ$ . Na mesma figura, nota-se que a corrente no indutor de transferência é simétrica e equivalente à análise teórica desenvolvida no capítulo 3. Para a ilustração da região  $R1$ , Figura 5.10b, observa-se que o formato da corrente é divergente da análise teórica, já que os valores instantâneos nas etapas 1

e 5 são diferentes de zero. No entanto, o valor médio permanece nulo, evitando a presença de componente contínua e a saturação do transformador.

Figura 5.10 – Formas de onda no transformador de potência.



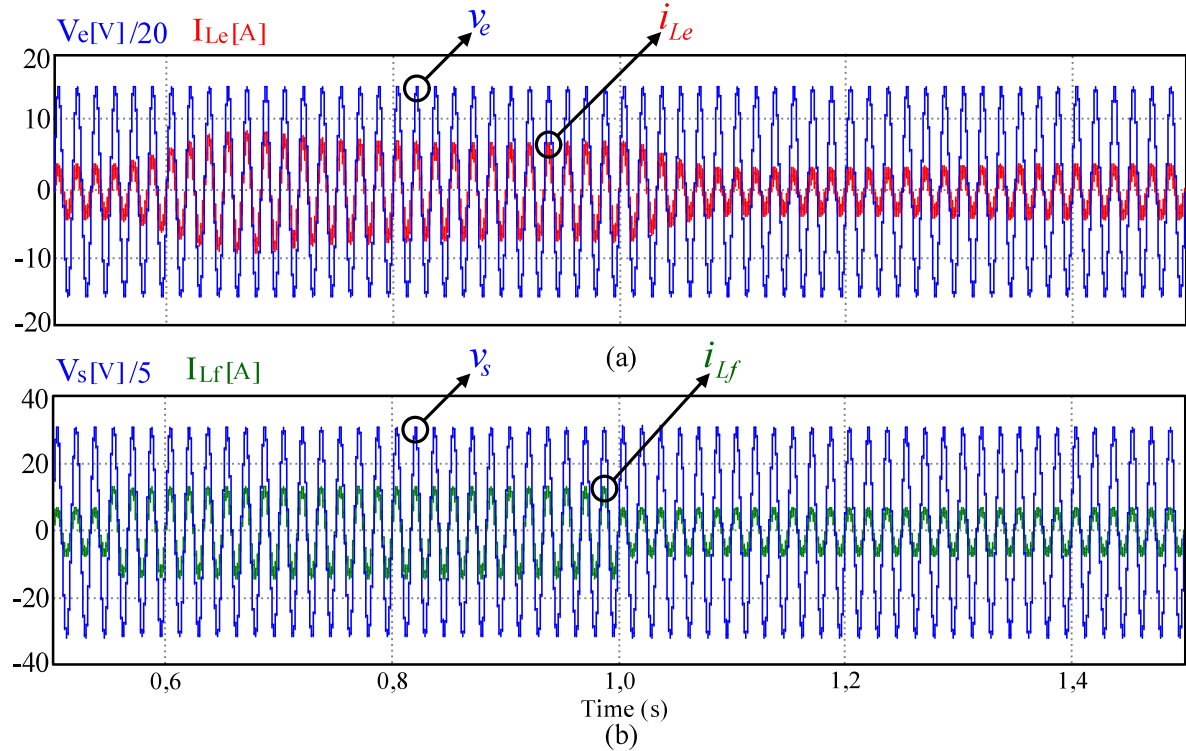
FONTE: Próprio Autor.

### 5.3 Resultados em regime dinâmico

As Figuras 5.11 e 5.12 apresentam o comportamento dinâmico do conversor para degraus de carga nos terminais de saída. Um degrau positivo é realizado em 0,55 s e um degrau negativo em 1s. Assim, o conversor que inicialmente está operando com 50% da potência nominal, passa a operar com 100%, e posteriormente retorna para 50%.

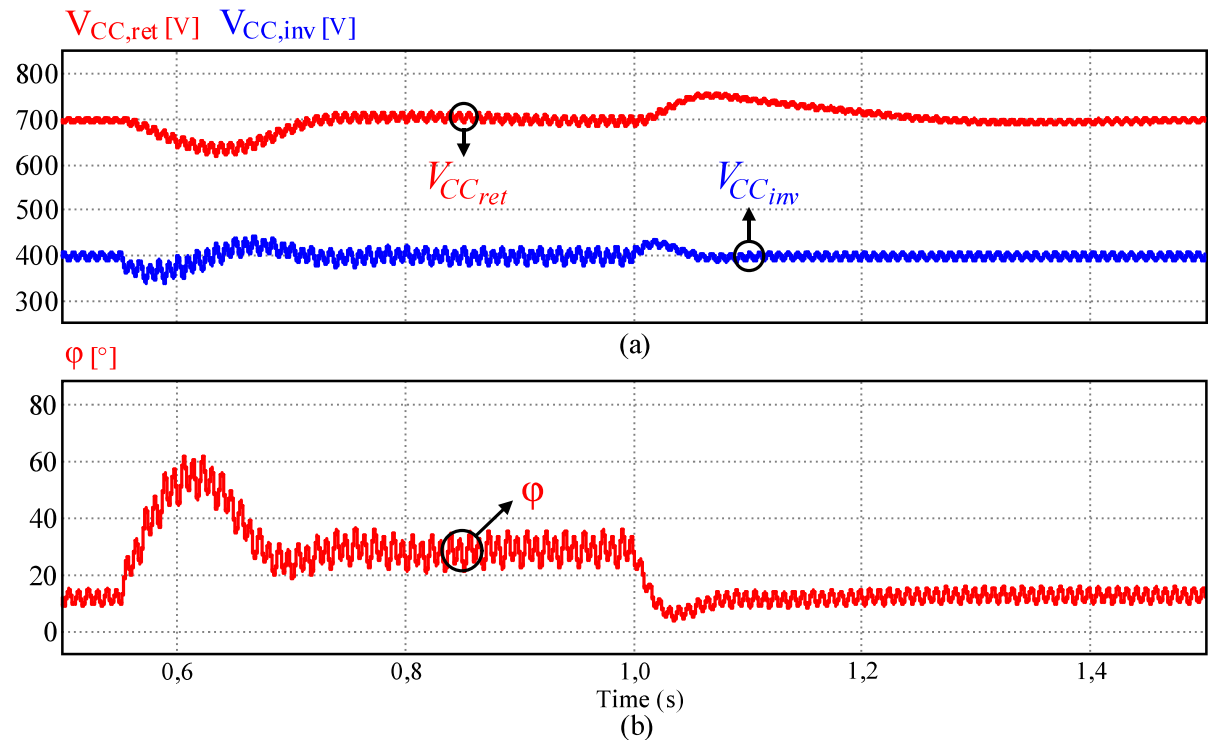
As formas de onda de entrada e saída são ilustradas na Figuras 5.11a e 5.11b, respectivamente. A corrente de entrada apresenta rápida resposta aos degraus, no entanto, há suaves distorções em seu formato durante a redução de potência, reduzindo o fator de potência para 0,98. A tensão de saída não apresenta distorções, tanto nas transições de carga como na operação com 50% de potência, devido à rápida resposta dinâmica proporcionada pela malha de controle.

Figura 5.11 – Formas de onda de entrada e saída para degraus de carga de 50%.



FONTE: Próprio Autor.

Figura 5.12 – Tensão nos barramentos e ângulo de *phase-shift* para degraus de 50%.



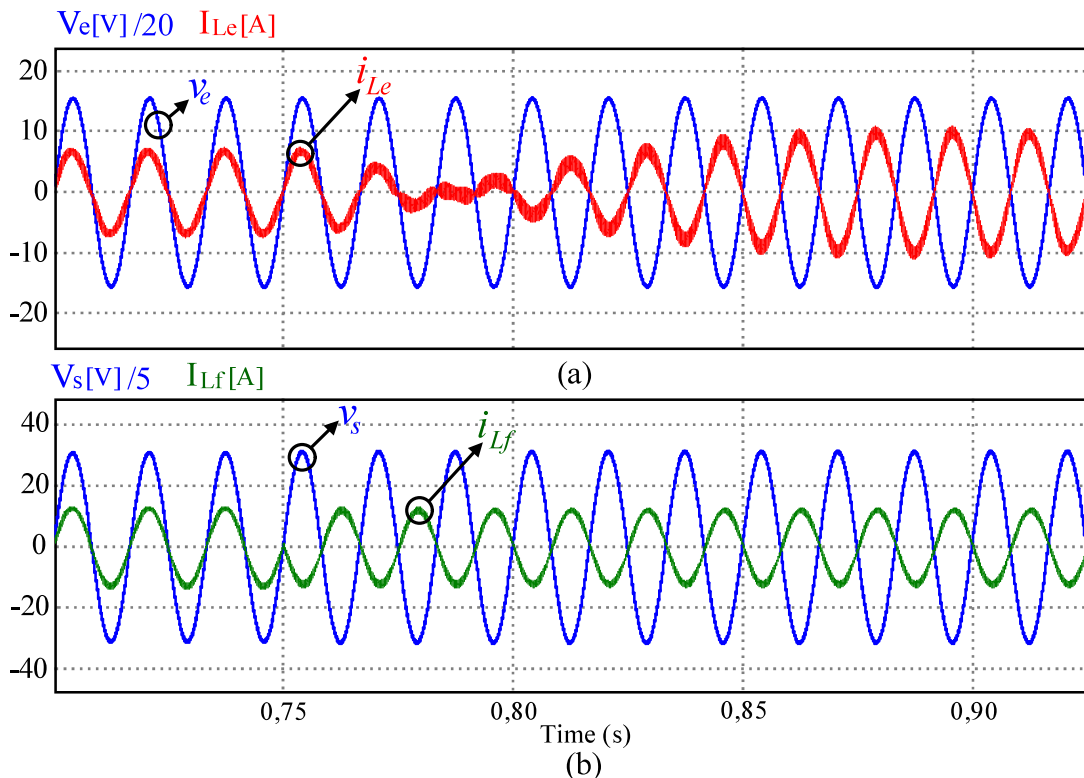
FONTE: Próprio Autor.

Na Figura 5.12a têm-se as tensões CC nos barramentos do retificador e do inversor. Para o acréscimo de carga, o *undershoot* na tensão CC do retificador é de 9%, e na tensão CC

do inversor é de 7,5%. Para o decréscimo de carga, o *overshoot* na tensão do retificador é de 7,85%, enquanto que do inversor é de 6,25%. Na mesma figura, constata-se que o maior tempo de acomodação é da tensão do retificador, aproximadamente 250 ms, após a retirada de 500 W de potência. Na Figura 5.12b tem-se o comportamento do ângulo de *phase-shift*. Observa-se que na ocorrência do degrau positivo, o ângulo  $\varphi$  sobe de  $13,26^\circ$  para  $28,89^\circ$ , num intervalo de 170ms. Para o degrau negativo, o tempo de acomodação é de aproximadamente 70 ms.

Como mencionado no capítulo 3, o conversor em estudo está sendo empregado a estabilizadores de tensão, aplicação na qual o fluxo de potência é unidirecional. No entanto, a estrutura topológica apresenta características bidirecionais, ou seja, o fluxo de potência também pode ser dado do estágio inversor para o retificador. Na Figura 5.13 tem-se as formas de onda de entrada e saída para um degrau de inversão no fluxo de potência, com objetivo de validar os controladores e observar a característica bidirecional da estrutura topológica.

Figura 5.13 – Formas de onda de entrada e saída para inversão no fluxo de potência.

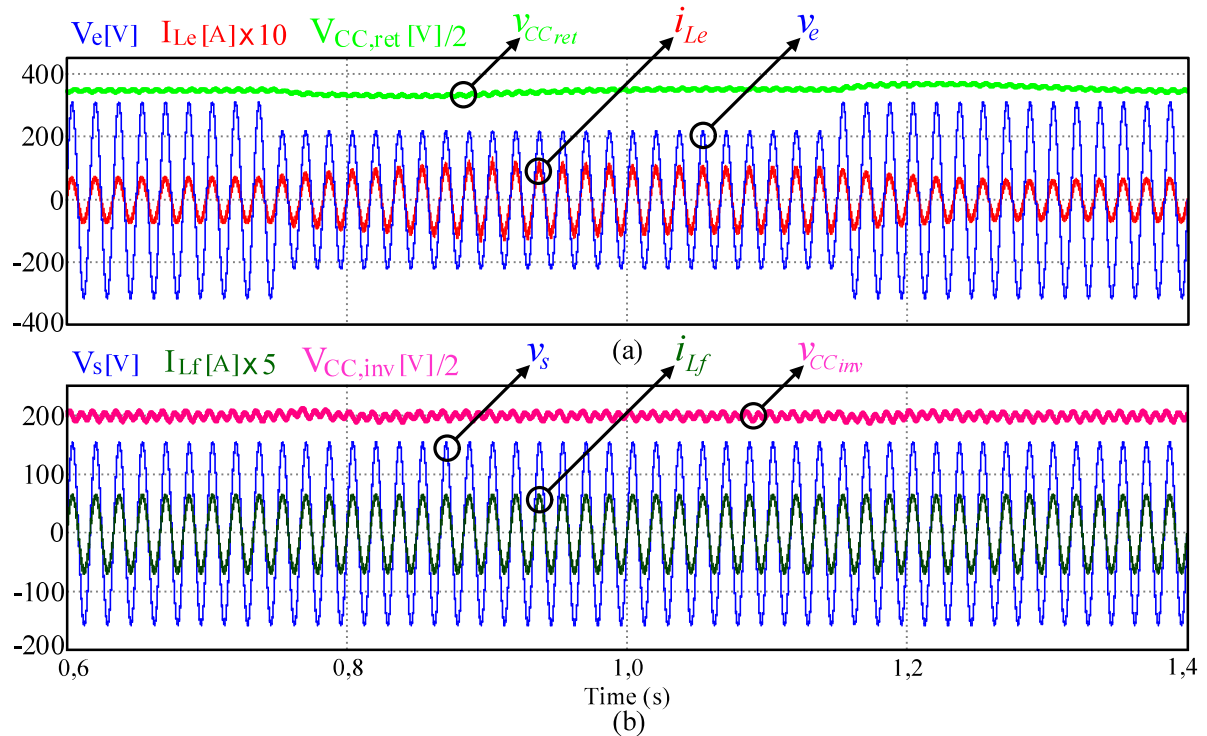


FONTE: Próprio Autor.

A Figura 5.14 ilustra o comportamento do conversor para uma redução de 30% na tensão da rede, com duração de 400 ms. Nota-se na Figura 5.14a que a corrente de entrada aumenta durante a subtensão temporária, a fim de manter a potência transferida constante, visto que a carga é mantida em valores nominais. Na mesma figura, observa-se a atuação do

controlador na tensão CC do retificador, regulando-a em 700 V. Na Figura 5.14b têm-se as formas de onda de saída. Consta-se que as tensões de saída e do barramento CC não são influenciadas pelo o distúrbio de entrada, resultado da conversão indireta da topologia estudada.

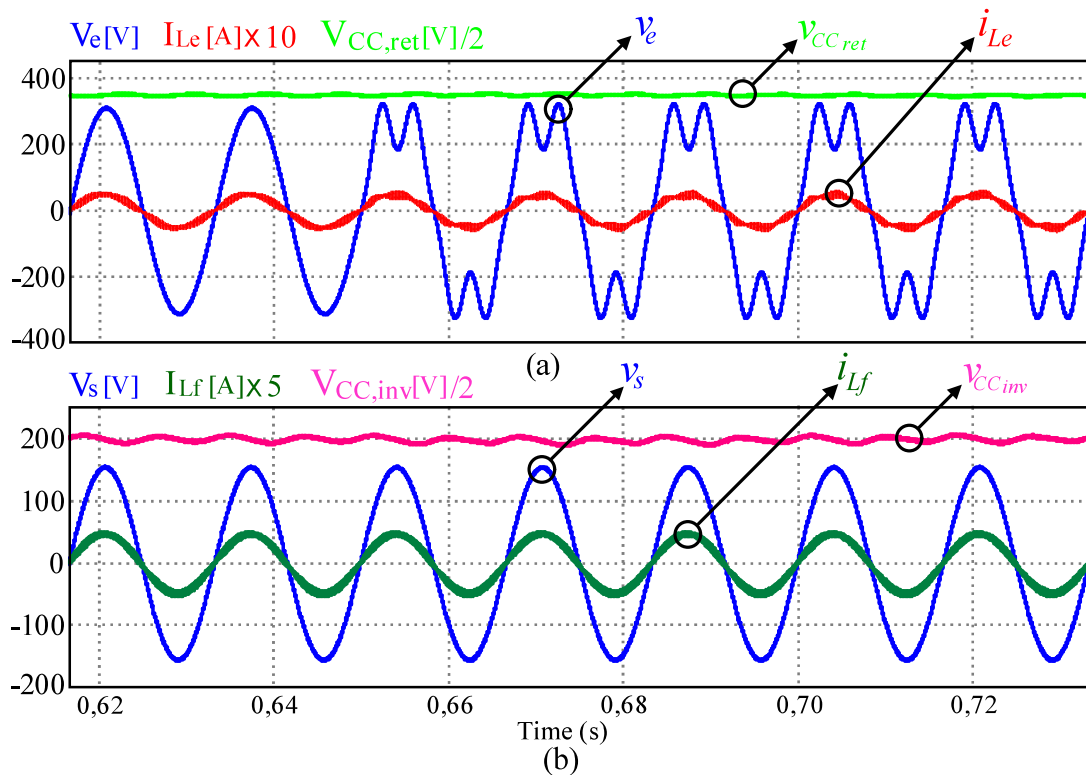
Figura 5.14 – Resposta a subtensão de 30%.



FONTE: Próprio Autor.

A Figura 5.15 apresenta o comportamento do conversor para perturbações harmônicas na tensão de entrada. Harmônicas de 3ª e 5ª ordem, com amplitudes de 48V e 24V são adicionadas. A taxa de distorção harmônica resulta em 17,24%, valor superior ao limite estabelecido pela norma IEC 61000-2-2 as concessionárias energia elétrica, THD < 8%. Observa-se na Figura 5.15a que o formato da corrente de entrada é pouco afetado pela elevada distorção harmônica, devido o emprego do PLL, visto que utiliza apenas a componente fundamental da tensão de rede. A taxa de distorção harmônica da corrente e o fator de potência de entrada são 10,84% e 0,976, respectivamente. Além disso, verifica-se que a tensão CC do barramento não é influenciada, mantendo-se regulada. As grandezas de saída são ilustradas na Figura 5.15b. A tensão de saída mantém seu formato senoidal com amplitude constante e frequência fixa.

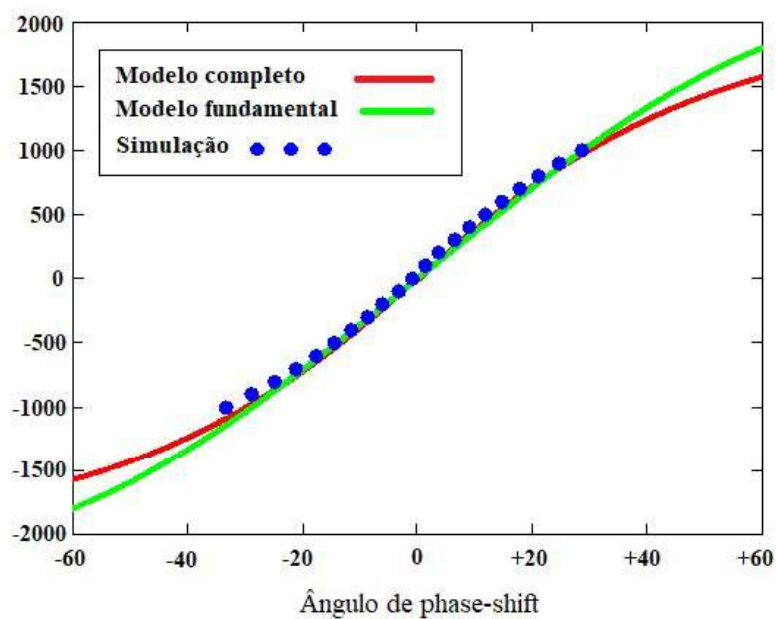
Figura 5.15 – Resposta à distorção harmônica na rede.



FONTE: Próprio Autor.

Na Figura 5.16 tem-se o comportamento da potência ativa no transformador do DAB. Os valores apresentados são provenientes de simulação, análise teórica das regiões de operação e modelo fundamental proposto por Almeida (2016).

Figura 5.16 – Potência ativa no DAB.



FONTE: Próprio Autor.



## 6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo de um conversor monofásico CA-CA indireto, isolado em alta frequência e com correção de fator de potência. Uma análise teórica de cada estágio de conversão é realizada, abordando o princípio de funcionamento, estratégia de controle e dimensionamento dos principais componentes. Em seguida, foi desenvolvido um exemplo de projeto, detalhando o dimensionamento dos circuitos de medição de tensão e corrente e, posteriormente o projeto das malhas de controle.

O conversor proposto foi validado através de resultados de simulação. Em regime permanente, a taxa de distorção harmônica na corrente foi de 10% e o fator de potência foi de 0,991 para carga resistiva e não-linear. A tensão no barramento CC do retificador foi regulada e balanceada, validando as malhas de controle. A tensão de saída do inversor foi regulada em 110 V com formato senoidal e taxa de distorção harmônica inferior a 1%. No entanto, para carga não-linear, pequenas deformações em seu formato foram apresentadas, elevando a THD à 4,96%, permanecendo dentro dos limites estabelecidos pela norma IEEE Std 510-2004, taxa de distorção harmônica na tensão inferior à 8%.

O comportamento dinâmico do conversor foi avaliado para degraus de carga e distúrbios na tensão da rede. Para degraus de 50%, o tempo de estabilização dos barramentos CC foi inferior a 250ms, com oscilações menores que 10%. A capacidade de mitigar distúrbios na rede foi avaliada para subtensão de 30% e distorção harmônica de 17% na tensão. A tensão de saída permaneceu inalterada, com amplitude constante e baixa THD. Por fim, os resultados de potência ativa no transformador são comparados com modelos teóricos desenvolvido no trabalho.

Com os resultados obtidos no estudo desse conversor é possível observar as características adequadas para a aplicação em estabilizadores de tensão. Dentre elas pode-se citar a operação com elevado fator de potência, regulação da tensão de saída, tensão senoidal com baixo THD e capacidade de mitigar subtensão e distorções harmônicas.

## REFERÊNCIAS

- AHMED, H, F. et al. A Highly Reliable Single-Phase High-Frequency Isolated Double Step-Down AC-AC Converter With Both Noninverting and Inverting Operations. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 6, p. 4878-4887, 2016. ISSN 1939-9367. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7515188>. Acesso em: 7 dez. 2019.
- AHMED, H, F. et al. A Novel Buck-Boost AC-AC Converter With Both-Inverting and Noninverting Operations and Without Commutation Problem. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 6, p. 4241-4251, 2016. ISSN 1941-0107. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7194799>. Acesso em: 21 dez. 2020.
- AHMED, H, F. et al. A Reliable Single-Phase Bipolar Buck-Boost Direct PWM AC-AC Converter With Continuous Input/Output Currents. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 12, p. 10253-10265, 2020. ISSN 1557-9948. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8931734>. Acesso em: 8 jan. 2021.
- AHMED, H, F. et al. High Efficiency Single-Phase Matrix Converter With Diverse Symmetric Bipolar Buck and Boost Operations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 4, p. 4300-4315, 2021. ISSN 1941-0107. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=9200526>. Acesso em: 7 mar. 2021.
- ALMEIDA, B. R. de. **Conversor CA-CC trifásico de único estágio, bidirecional, isolado em alta frequência, com correção de fator de potência**. 2016. 191 f. Tese (Doutorado em Engenharia) – Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará (UFC), Fortaleza, 2016.
- ARAÚJO, J. W. M. de. **Conversor CA-CC multinível de único estágio para aplicação em transformadores de estado sólido**. 2018. 188 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2018.
- BARBOSA, S. G. **Conversor CA-CC monofásico bidirecional com estágio integrado e isolamento em alta frequência aplicável a carregamento on-board de veículos elétricos**. 2020. 148 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2020.
- BASCOPE, G. V. T. **Nova família de conversores CC-CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três estados**. 2001. 287 f. Tese (Doutorado em Engenharia). Centro de Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2001.
- COSTA, A. E. L. et al. A Single-Phase ac-dc-ac Unidirectional Three-Leg Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 5, p. 3876-3886, 2021. ISSN 1557-9948. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=9069441>. Acesso em: 9 mar. 2020.

DE FREITAS, N. B. et al. Transformer-Based Single-Phase AC-DC-AC Topology for Grid Issues Mitigation. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, v. 55, n. 4, p. 4001-4011, 2019. ISSN 1557-9948. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8695063>. Acesso em: 7 mar. 2021.

DONCKER, R. W. A. A. D.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 1, p. 63-73, 1991. ISSN 0093-9994. Acesso em: 14 out. 2020.

DOS SANTOS, W. M. **Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2005.

FREITAS, I. S. et al. Single-phase to single-phase full-bridge converter operating with reduced AC power in the DC-link capacitor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 2, p.272-279, 2010. ISSN 1941-0107. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5229128>. Acesso em: 19 dez. 2020.

GERENT, F. H. **Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares**. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2005.

HARADA, K. et al. **Intelligent Transformer**. *In: 27TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE*, 1996, Baveno. Proceedings [...]. Baveno, IEEE, 1996. p. 1337-1341.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**, New York: Wiley-IEEE Press, 2003, p. 744.

KANG, M.; ENJETI, P. N; PITEL, I. J. **Analysis and Design of Electronic Transformers for Electric Power Distribution System**. *In: IEEE INDUSTRY APPLICATION SOCIETY ANNUAL MEETING*, 1997, New Orleans. Proceedings [...]. New Orleans, IEEE, 1997. p. 1689-1694.

KARINMI-GHARTEMANI, N.; KARIMI, H.; IRAVANI, M. R. A magnitude/phase-locked loop system based on estimation of frequency and in-phase/quadrature-phase amplitudes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 2, p. 511-517, 2004. Disponível em <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1282041&isnumber=28635>. Acesso em: 17 nov. 2020.

KIM, S. et al. Dynamic Voltage Restorer Using Switching Cell Structured Multilevel AC-AC Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8406-8418, 2017. ISSN 1941-0107. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7801050>. Acesso em: 6 dez. 2019.

MAIA, A. C. N.; JACOBINA, C. B. Single-phase ac-dc-ac topology for grid overvoltage and voltage harmonic mitigation. **IET Power Electronics**, v. 10, iss. 12, p. 1626-1637, 2017. ISSN 1755-4535. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/epdf/10.1049/iet-pel.2016.0934>. Acesso em: 13 nov. 2019.

MAZZA, L. C. D. S. **Conversor CC-CC bidirecional DAB monofásico baseado na célula de comutação de três estados**. 2014. 213 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2014.

MCMURRAY, W. **Power Converter Circuits Having a High Frequency Link**. US n. 3517300. Depositante: General Electric Company. Depósito: 16 abr. 1968. Concessão: 23 jun. 1970. Disponível em: <https://patentimages.storage.googleapis.com/f1/c0/64/aeb687d020a929/US3517300.pdf>. Acesso em: 26 mar 2021.

NAZARPOUR, D.; FARZIMIA, M; NOUHI, H. Transformer-less dynamic voltage restorer based on buck-boost converter. **IET Power Electronics**, v. 10, iss. 13, p. 1767-1777, 2017. ISSN 1755-4535. Disponível em: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/epdf/10.1049/iet-pel.2016.0441>. Acesso em: 15 nov. 2020.

OLIVEIRA JUNIOR, D. S. et al. **A bidirectional single stage AC-DC converter with high frequency isolation feasible to DC distributed power systems**. 2012. *In*: 10TH IEEE/IAS INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2012, Fortaleza. Proceedings [...]. Fortaleza, IEEE, 2012. p.1-7.

PETRY, C. A. **Estabilizadores de Tensão para Alimentação de Cargas Não-Lineares: Estudo de Variações Topológicas e Métodos de Controle**. 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2005.

QIN, H.; KIMBALL, J. W. Solid-State Transformer Architecture Using AC-AC Dual-Active-Bridge Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 9, p. 3720-3730, 2013. ISSN 1557-0046. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6217305>. Acesso em: 14 jan. 2021.

QUEIROZ, A. P. D. et al. Single-Phase AC-DC-AC Multilevel Converter for Grid Overvoltage Based on an H-Bridge Connected in Series to the Five-Leg Converter. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, v. 54, n. 5, p. 4584-4593, 2018. ISSN 1939-9367. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8356660>. Acesso em: 17 jan. 2021.

SILVA FILHO, O. C. D. et al. High-Frequency Isolated AC-DC-AC Interleaved Converter for Power Quality Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 54, n. 5, p. 4594-4602, 2018. ISSN 0093-9994. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8356644&isnumber=8467512>. Acesso em: 9 mar. 2021.

SOEIRO, T. B. et al. High-Efficiency Line Conditioners With Enhanced Performance for Operation With Non-Linear Loads. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 1, p. 412-421, 2012. ISSN 1557-9948. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5742695>. Acesso em: 6 fev. 2021.

WANG, Y. et al. An Improved Bipolar-Type AC-AC Converter Topology Based on Nondifferential Dual-Buck PWM AC Choppers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 4, p. 4052-4065, 2021. ISSN 1941-0107. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=9187591>. Acesso em: 8 jan. 2021.

## APÊNDICE A – CÓDIGO EM LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO C UTILIZADO NA SIMULAÇÃO DO PSIM®

```

// ***** //
// ----- CÓDIGO DE PROGRAMAÇÃO P/ PSIM ----- //
//***** //

static double ek_vret = 0;
static double e1k_vret = 0;
static double uk_vret = 0;
static double u1k_vret = 0;

static double ek_iret = 0;
static double e1k_iret = 0;
static double uk_iret = 0;
static double u1k_iret = 0;

static double ek_vbal = 0;
static double e1k_vbal = 0;
static double uk_vbal = 0;
static double u1k_vbal = 0;

static double ek_vinv = 0;
static double e1k_vinv = 0;
static double e2k_vinv = 0;
static double uk_vinv = 0;
static double u1k_vinv = 0;
static double u2k_vinv = 0;

static double ek_phase = 0;
static double e1k_phase = 0;
static double uk_phase = 0;
static double u1k_phase = 0;

static double ek_imagpri = 0;
static double e1k_imagpri = 0;
static double uk_imagpri = 0;
static double u1k_imagpri = 0;

static double ek_imagsec = 0;
static double e1k_imagsec = 0;
static double uk_imagsec = 0;
static double u1k_imagsec = 0;

static double u = 0;
static double iL = 0;
static double rede = 0;
static double Iref = 0;
static double Vref = 0;

static double Valfa = 0;
static double Vbeta = 0;
static double zeta = 0;
static double theta = 0;
static double theta0 = 0;
static double Vs_PLL = 0;

static double Vs = 0;

```

```

static double V3          = 0;
static double V4          = 0;
static double vdc1       = 0;
static double vdc2       = 0;
static double Imag1      = 0;
static double Imag2      = 0;
static double buffer[333] = 0;
static double Crt_PLL[4] = {0,0,0,0};

static int i              = 0;
static int j              = 0;

static int ui16CtrlAmostragemVret = 0;
static int ui16CtrlAmostragemVbal = 0;
static int ui16CtrlAmostragemVinv = 0;

// ***** //
// ----- RETIFICADOR ----- //
// ***** //

// Tratamento do sinal de sample 1V

rede = x2/4095*3.3;
rede = rede - 1.65;

// Formação da tensão defasada de 90° - Vbeta

Valfa = rede;
buffer[i] = Valfa;

if (i < 331)
{
    Vbeta = buffer[i+1];
    i = i + 1;
}
else
{
    Vbeta = buffer[0];
    i = 0;
}

// Circuito q-PLL

Crt_PLL[0] = sin(theta)*Vbeta + cos(theta)*Valfa;

Vs_PLL = 0;

Crt_PLL[1] = 140*Crt_PLL[0]; // Ação do controlador proporcional
Crt_PLL[2] = 0.1*Crt_PLL[0] + Crt_PLL[3]; // Ação do controlador integral
Crt_PLL[3] = Crt_PLL[2]; // Ação do integrador atrasado

Vs_PLL = Crt_PLL[1] + Crt_PLL[2];

if (Vs_PLL > 3.3) {Vs_PLL = 3.3;} // Limitador superior
if (Vs_PLL < 2.5) {Vs_PLL = 2.5;} // Limitador inferior

// Integrador com reset

u = Vs_PLL;

```

```

theta = 0.0017*u;
theta = theta + theta0;

if (theta < 0) {theta = 0;}
if (theta > 6.2831853) {theta = 0;}

theta0 = theta;

// ***** MALHA EXTERNA DE TENSÃO ***** //

ui16CtrlAmostragemVret++;
if (ui16CtrlAmostragemVret >= 32)
{
    ui16CtrlAmostragemVret = 0;

    vdc1 = x3 + x4;
    ek_vret = 5584.05 - vdc1; // 5584.05 é a tensão de referência = 4,5V

    // fc = 7Hz; MF = 75°; fa = 2,5kHz
    uk_vret = 0.9490*ek_vret - 0.942737*e1k_vret + 1*u1k_vret;

    if(uk_vret >= 2400) {uk_vret = 2400;} // Limitando Vpk = 1,934V
    if(uk_vret <= -2000) {uk_vret = -2000;}

// ***** MALHA DE BALANCEAMENTO DA TENSÃO NO BARRAMENTO ***** //

    ek_vbal = 0 - (x3-x4);

    // fc = 2Hz; MF = 60°; fa = 2,5kHz
    uk_vbal = 0.1998*ek_vbal - 0.19864*e1k_vbal + 1*u1k_vbal;

    if(uk_vbal >= 900) {uk_vbal = 900;}
    if(uk_vbal <= -900) {uk_vbal = -900;}

    e1k_vbal = ek_vbal;
    u1k_vbal = uk_vbal;

}

e1k_vret = ek_vret;
u1k_vret = uk_vret;

//***** MALHA INTERNA DE CORRENTE *****//

// Referência de corrente

Iref = uk_vret*sin(theta);

// Tratamento do sinal do sensor de corrente

iL = x1 - 2047.5; // retirando o off-set de 1.65V da corrente

ek_iret = ((Iref + uk_vbal)- iL);

// fc = 4kHz; Ts = 1/80kHz; MF = 45°
uk_iret = 0.37946*ek_iret - 0.274084*e1k_iret + 1*u1k_iret;

if(uk_iret >= 1200) {uk_iret = 1200;}

```



```

if(uk_iret <= -1200) {uk_iret = -1200;}

//Atualização das saídas do controlador de corrente

e1k_iret = ek_iret;
u1k_iret = uk_iret;

//***** MALHA CORRENTE MAGNETIZAÇÃO PRIMÁRIO *****//

Imag1 = x5 - 2047.5; // retirando o off-set de 1.65V da corrente

ek_imagpri = 0 - Imag1;

// fc = 480Hz; Ts = 1/80kHz; MF = 60°
uk_imagpri = 0.02592*ek_imagpri - 0.02535*e1k_imagpri + 1*u1k_imagpri;

if(uk_imagpri >= 100) {uk_imagpri = 100;}
if(uk_imagpri <= -100) {uk_imagpri = -100;}

e1k_imagpri = ek_imagpri;
u1k_imagpri = uk_imagpri;

y1 = (- uk_iret + uk_imagpri) + 1250; // moduladora mod11
y2 = (- uk_iret - uk_imagpri) + 1250; // moduladora mod12

// Saturador da saída do controlador de corrente do retificador

if (y1 >= 2490) {y1 = 2490;}
if (y2 >= 2490) {y2 = 2490;}

if (y1 <= 10) {y1 = 10;}
if (y2 <= 10) {y2 = 10;}

// ***** //
//----- ESTÁGIO INVERSOR -----//
// ***** //

//***** MALHA DA TENSÃO DO BARRAMENTO (PHSE-SHIFT) *****//

ui16CtrlAmostragemVinv++;
if (ui16CtrlAmostragemVinv >= 16)
{

    ui16CtrlAmostragemVinv = 0;

    vdc2 = x7 + x8;
    ek_phase = 5584.09 - vdc2;// 5584.05 é a tensão de referência = 4,5V

    // fc = 170Hz; MF = 87,5°; fa = 5kHz
    uk_phase = 0.026052*ek_phase - 0.025752*e1k_phase + 1*u1k_phase;

    if(uk_phase >= 90) {uk_phase = 90;}
    if(uk_phase <= -90) {uk_phase = -90;}

}

e1k_phase = ek_phase;
u1k_phase = uk_phase;

```

```

y5 = uk_phase;

// Saturador do controlador de phase-shift
if (y5 >= 90) {y5 = 90;}
if (y5 <= -90) {y5 = -90;}

// ***** TENSÃO DE SAÍDA ***** //

// Referência senoidal para tensão de saída do inversor
if (j < 1333)
{
    zeta = zeta + 0.0047135674;
}
else
{
    j    = 0;
    zeta = 0;
}

Vref = 1675.22*sin(zeta);

Vs = x6 - 2047.5; // Retirando off-set da tensão
ek_vinv = 1675.22*rede - Vs; // 1675.22 = 1.35V

//fa = 80kHz; TUSTIN | PID 2 polos; fc = 5kHz; MF = 64,2°
uk_vinv = 3.6444*ek_vinv - 6.9025*e1k_vinv + 3.3252*e2k_vinv + 0.992*u1k_vinv +
0.008*u2k_vinv;

//Atualização das saídas do controlador PID

e2k_vinv = e1k_vinv;
e1k_vinv = ek_vinv;

u2k_vinv = u1k_vinv;
u1k_vinv = uk_vinv;

// ***** MALHA CORRENTE MAGNETIZAÇÃO SECUNDÁRIO *****//

Imag2 = x9 - 2047.5; // retirando o off-set de 1.65V da corrente

ek_imagsec = 0 - Imag2;

// fc = 1kHz; Ts = 1/80kHz; MF = 60°
uk_imagsec = 0.0701*ek_imagsec - 0.0669*e1k_imagsec + 1*u1k_imagsec;

if(uk_imagsec >= 100) {uk_imagsec = 100;}
if(uk_imagsec <= -100) {uk_imagsec = -100;}

e1k_imagsec = ek_imagsec;
u1k_imagsec = uk_imagsec;

y3 = (uk_vinv + uk_imagsec) + 1250;
y4 = (uk_vinv - uk_imagsec) + 1250;

```

```
// Saturador da saída do controlador de tensão PID

if (y3 >= 2490) {y3 = 2490;}
if (y4 >= 2490) {y4 = 2490;}

if (y3 <=10) {y3 = 10;}
if (y4 <=10) {y4 = 10;}

// Saída do controlador de corrente do retificador
y6 = uk_iret;
// Saída do controlador de tensão da malha externa
y7 = uk_vret;
// Saída do controlador da corrente de magnetização do primário
y8 = uk_imagpri;
// Saída do controlador da corrente de magnetização do secundário
y9 = uk_imagsec;
```