



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

BRUNO RICARDO DE ALMEIDA

**CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO DE ÚNICO ESTÁGIO,
BIDIRECIONAL, ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA, COM CORREÇÃO DE
FATOR DE POTÊNCIA**

FORATALEZA

2016

BRUNO RICARDO DE ALMEIDA

CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO DE ÚNICO ESTÁGIO, BIDIRECIONAL, ISOLADO
EM ALTA FREQUÊNCIA, COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

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

FORTALEZA

2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- A444c Almeida, Bruno Ricardo de.
Conversor CA-CC trifásico de único estágio, bidirecional, isolado em alta frequência, com correção de fator de potência / Bruno Ricardo de Almeida. – 2016.
210 f. : il. color.
- Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2016.
Orientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Junior.
1. Conversor CA-CC Trifásico. 2. SiC. 3. Correção de Fator de Potência. 4. Dual active bridge. 5. Phase-shift control. I. Título.

CDD 621.3

BRUNO RICARDO DE ALMEIDA

CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO DE ÚNICO ESTÁGIO, BIDIRECIONAL, ISOLADO
EM ALTA FREQUÊNCIA, COM CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA

Tese apresentada ao Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Aprovada em: 27/10/2016

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Cassiano Rech
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)

Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Dr. Grover Victor Torrico-Bascopé
HUAWEI Technologies Sweden AB.

Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus,
à minha mãe Sandra,
a meu pai Benedito,
eu dedico esse trabalho.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a minha mãe, Sandra Leopoldo e Silva Ferrara, e meu pai, Benedito de Almeida, por todo zelo e dedicação. Mesmo com a distância que nos separa há alguns anos, sempre me apoiaram nas minhas decisões e nunca deixaram faltar nada. Lembro sempre de uma frase da minha mãe: “Filho a gente cria para o mundo”.

Agradeço aos meus irmãos, Júlio (Gordo), Sandra, Juliana e Luciana e meus cunhados Ulisses e John, por toda a atenção e assistência, tanto afetiva quanto financeira, que foram cruciais para que eu pudesse iniciar meu mestrado e, por consequência, meu doutorado aqui em Fortaleza.

À minha namorada e companheira, Lilian Porto, pelo amor, paciência e compreensão, durante todos esses anos de mestrado e doutorado nos quais passei mais tempo no laboratório do que ao seu lado. Agradeço também a Veruza Porto e Ita Vinuta, que me acolheram como se fosse membro da família e sempre me deram todo suporte necessário para nunca desistir, mesmo quando os desafios pareciam ser impossíveis.

Com muita gratidão, agradeço a Débora, Rebeca e toda a família Lima, que me receberam com muito carinho e atenção nesta cidade de Fortaleza quando iniciei o mestrado, dando para mim segurança e um sentimento de estar em casa.

Ao meu orientador Demercil de Souza Oliveira Júnior, por acreditar no meu trabalho e por sempre estar disposto a ajudar, transmitindo sempre confiança de que, por mais árduo que fosse o processo, com empenho e dedicação, o final é vitorioso. Vale lembrar os problemas enfrentados no projeto em parceria com a Enersud/RJ; e principalmente os inúmeros desafios encontrados no projeto dos amplificadores automotivos.

Aos professores Fernando Luiz Marcelo Antunes, Luiz Henrique Silva Colado Barreto e Paulo Peixoto Praça, da Universidade Federal do Ceará, por aceitarem participar desta banca avaliadora. Em especial, agradeço ao professor Cassiano Rech, da Universidade Federal de Santa Maria, e Grover Victor Torrico-Bascopé, da HUAWEI Technologies Sweden AB, por cederem parte do seu valioso tempo na correção e avaliação deste trabalho, bem como pelas contribuições dadas. Também não posso deixar de agradecer o professor Marcelo Lobo Heldwein, da Universidade Federal de Santa Catarina, por aceitar o convite para ser relator desta tese e fazer parte desta banca examinadora.

Aos demais professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica, pela contribuição direta ou indireta no trabalho durante todo programa de pós-graduação, e ao técnico de laboratório Pedro, sempre prestativo e com boas ideias na oficina.

Aos professores Flávio Alberto Bardemarker Batista e Clóvis Antônio Petry, ambos do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, por acreditarem no meu trabalho quando me recrutaram para iniciação científica e por me orientarem durante a reta final da graduação. Agradeço a todos os colegas e professores do Departamento de Eletrônica, do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, que sempre me incentivaram e me deram base para continuar os estudos após a graduação.

Aos colegas de pós-graduação, pelas contribuições técnicas, ou por simplesmente fazerem parte dos momentos de descontração, como nas horas do café, nas sextas-feiras de Vinil ou nos churrascos com muita cerveja e risadas. Em especial, lembro-me dos amigos de labuta: Juliano Pacheco, Jéssica Santos, Antônio Barbosa (Toim), Francisco Brito, Janaina Almada, Dalton Honório (Gzuz), Davi Joca, Wellington Assunção, Hermínio Miguel, Ailton Leão (Vozão), Pedro Henrique, Paulo Cascavel, Ésio Eloi, Olympio Silva, Domenico Sgro, Samuel Jó, George Harrison, Eduardo Moreira, Jorge Wattes, Marcus Anderson, Saulo Ximenes, Lucas Ximenes, Samuel “Queiroz”, Jefferson Maia e Alisson Freitas. Perdoem-me caso tenha esquecido o nome de alguém.

Aos órgãos governamentais, CAPES e CNPq, que contribuíram com o apoio financeiro necessário à realização deste trabalho, no sentido de promover o desenvolvimento científico e tecnológico.

Finalmente, agradeço todos àqueles que de alguma maneira contribuíram para conclusão desta tese.

“A mente que se abre para uma nova ideia
jamais volta ao seu tamanho original.”

(Albert Einstein)

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

(Pitágoras)

RESUMO

Este trabalho propõe o estudo e implementação de um conversor CA-CC bidirecional trifásico de único estágio, isolado em alta frequência com correção de fator de potência. Baseado no conversor *dual active bridge* (DAB) e associado com a célula de comutação de três estados (CC3E), pode-se afirmar que esta topologia é adequada para aplicações como fontes de telecomunicação operando em 380 V - 400 V. Outra aplicação interessante para a topologia proposta reside nas novas concepções de geração distribuída e *smart grids*, pois esse conversor pode conectar a rede elétrica trifásica a outras fontes/cargas e controlar o fluxo de potência entre as mesmas. Uma análise matemática baseada no modelo fundamental é apresentada, na qual se verifica que a tensão efetiva aplicada na ponte H se aproxima daquela obtida com a técnica AM-DSB (*Amplitude Modulation with Double Side-Band* – Modulação em Amplitude com Banda Lateral Dupla). Dessa forma, desenvolve-se a análise de perdas e são delimitadas as faixas de comutação não dissipativa para os semicondutores. Um exemplo de projeto é desenvolvido, sendo descrito todo o *hardware* executado e o *software* implementado em um microcontrolador de 32 bits fabricado por Texas Instruments. Resultados de simulação e experimentais são adequadamente discutidos, validando o funcionamento do conversor proposto tanto em regime permanente quanto no que tange à resposta transitória diante de degraus de carga.

Palavras-chave: Conversor CA-CC trifásico, correção de fator de potência, *dual active bridge*, *phase-shift*.

ABSTRACT

This work proposes the study and implementation of a single-stage three-phase bidirectional ac-dc converter with high-frequency isolation and power factor correction. Based on the dual active bridge (DAB) converter associated with the three-state switching cell (3SSC), it is possible to state that this topology is adequate for telecom power supply applications operating at 380 V-400 V. Another interesting application for the proposed approach lies in novel concepts involving distributed generation and smart grids, since this converter is able to connect the three-phase grid to other sources/loads and control power flow among them. A theoretical analysis is carried out based on the fundamental model, where it is shown that the voltage across the H-bridge is nearly that obtained with AM-DSB (Amplitude Modulation with Double Side-Band) technique. Thus, the analysis of losses is performed while the limits for the semiconductors operating under soft switching condition are established. A design example is developed, while all hardware is described and software is implemented in a 32-bit microcontroller by Texas Instruments. Simulation and experimental results are properly discussed, validating the proposed converter operation in terms of steady-state condition and transient response when submitted to load steps.

Keywords: Three-phase ac-dc converter, power factor correction, dual active bridge, phase-shift.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Típico sistema de microgeração (MTCA – Média tensão CA; BVCA – Baixa tensão CA; MTCC – Média tensão CC; BTCC – Baixa tensão CC).	26
Figura 2.1 – Retificador <i>bridgeless full-bridge</i>	30
Figura 2.2 – Retificador <i>bridgeless half-bridge</i>	30
Figura 2.3 – Conversor CA-CC matricial.	31
Figura 2.4 – Conversor CA-CC DAB <i>full-bridge</i>	32
Figura 2.5 – Conversor CA-CC bidirecional <i>interleaved</i>	32
Figura 2.6 – Retificador <i>TAIPEI</i>	33
Figura 2.7 – Retificador <i>swiss-forward</i>	34
Figura 2.8 – Conversor CA-CC bidirecional com número reduzido de interruptores.	35
Figura 2.9 – Conversor matricial com retificador ativo no lado secundário.	36
Figura 2.10 – Conversor matricial empregando a configuração <i>full-bridge</i> no lado secundário.	36
Figura 2.11 – Circuito grampeador RC para o conversor matricial trifásico.	37
Figura 2.12 – Conversor CA-CC multiportas.	38
Figura 2.13 – Conversor CA-CC Conergy NPC.	39
Figura 2.14 – Conversor CA-CC paralelo/série.	39
Figura 2.15 – Conversor CA-CC <i>Unfolder/DABSR</i>	40
Figura 2.16 – Conversor CA-CC 4 interruptores + DABSR.	41
Figura 2.17 – Conversor CA-CC com dois interruptores com retificador de dois níveis em cascata.	42
Figura 2.18 – Conversor CA-CC multifásico.	42
Figura 2.19 – Conversor CA-CC proposto.	43
Figura 3.1 – Estados de funcionamento do lado primário.	46
Figura 3.2 – Estados de funcionamento do lado secundário.	46
Figura 3.3 – Modulação PSPWM modificada com duas ondas portadoras.	48
Figura 3.4 – Estratégia de controle proposta.	49
Figura 3.5 – Circuito de sincronismo <i>q-PLL</i>	49
Figura 3.6 – Princípio de operação do controle da magnetizante por sequência de comando.	51
Figura 3.7 – Fluxograma do controle por repetição de sequência de comando.	52
Figura 3.8 – Controle da corrente magnetizante por variação da razão cíclica.	53

Figura 3.9 – Regiões de operação da célula CC-CC básica.	54
Figura 3.10 – Modelo fundamental adotado na análise.....	55
Figura 3.11 – Tensões fundamentais aplicadas ao transformador do conversor DAB.	56
Figura 3.12 – Variação da potência de saída em função do ângulo φ	57
Figura 3.13 – Comportamento das potências ativa e aparente e do fator de potência.	58
Figura 3.14 – Análise das potências instantâneas.	58
Figura 3.15 – Modelo fundamental e vetores da tensão aplicada no transformador.....	59
Figura 3.16 – Gráfico utilizado na análise da comutação.	62
Figura 3.17 – Análise teórica da comutação no interruptor superior do lado primário (S_1). ..	63
Figura 3.18 – Análise por simulação no <i>software</i> PSIM®, da comutação no interruptor S_1	63
Figura 3.19 – Análise da comutação no interruptor inferior do lado primário (S_2).	64
Figura 3.20 – Análise da comutação nos interruptores superior (S_5) e inferior (S_6) do lado secundário.	65
Figura 3.21 – Análise das correntes nos semicondutores.....	66
Figura 3.22 – Curva de rendimento em função da frequência de comutação.	70
Figura 3.23 – Estimativa das perdas totais no conversor proposto.	71
Figura 3.24 – Topologia de dois estágios.....	72
Figura 3.25 – Comparação dos volumes dos elementos magnéticos variando-se a frequência de comutação.....	74
Figura 3.26 – Perfil 3D das perdas no conversor proposto.	75
Figura 3.27 – Perfil 3D das perdas no conversor de dois estágios.....	75
Figura 3.28 – Comportamento das perdas em função da frequência de comutação para diversos valores da área de silício.....	76
Figura 3.29 – Comportamento das perdas em função da área de silício para diversos valores da frequência de comutação.	76
Figura 3.30 – Gráfico 3D da diferença das perdas.	77
Figura 3.31 – Diagrama de cores representando a variação das perdas em função da área de silício e da frequência de comutação.	78
Figura 4.1 – Diagrama esquemático do circuito dos sensores de tensão LEM.....	80
Figura 4.2 – Condicionamento das tensões aplicadas ao pino A/D do microcontrolador....	81
Figura 4.3 – Diagramas esquemáticos dos circuitos dos sensores de corrente LEM.....	82
Figura 4.4 – Filtros <i>anti-aliasing</i> de primeira e segunda ordem.	84
Figura 4.5 – Circuito <i>buffer</i> do tipo coletor aberto (SN7407).....	86

Figura 4.6 – Diagrama de blocos das malhas de controle.	87
Figura 4.7 – Diagramas de Bode para a malha de corrente dq (analógico).	88
Figura 4.8 – Circuito equivalente para o projeto da malha de tensão.	89
Figura 4.9 – Diagramas de Bode da malha de tensão do barramento primário (analógico).	90
Figura 4.10 – Aproximação do circuito proposto a um circuito <i>gyrator</i> de duas portas.	91
Figura 4.11 – Circuito de controle da tensão no barramento CC secundário.	91
Figura 4.12 – Diagramas de Bode da malha de tensão do barramento secundário (analógico).	92
Figura 4.13 – Diagramas de Bode da malha de corrente dq (digital).	95
Figura 4.14 – Diagramas de Bode da malha de tensão do barramento primário (digital).	97
Figura 4.15 – Diagrama de Bode da malha de tensão do barramento secundário (digital).	99
Figura 4.16 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente magnetizante (digital).	102
Figura 4.17 – Elementos magnéticos de entrada e distribuição térmica.	105
Figura 4.18 – Transformador de potência, indutores série e imagem termográfica.	106
Figura 5.1 – Circuito de potência (lados primário e secundário).	108
Figura 5.2 – Representação das fontes de alimentação de entrada e elementos magnéticos.	109
Figura 5.3 – Diagrama esquemático dos controladores.	109
Figura 5.4 – PSIM: Circuito q-PLL.	110
Figura 5.5 – Blocos de modulação (fases <i>A</i> , <i>B</i> e <i>C</i>).	110
Figura 5.6 – Visão detalhada do bloco de modulação.	111
Figura 5.7 – Correntes nos indutores de entrada (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) e tensão v_{an}	111
Figura 5.8 – Ondulação da corrente no indutor de entrada.	112
Figura 5.9 – Tensões nas pontes dos lados primário e secundário e corrente no indutor série (modo retificador).	113
Figura 5.10 – Tensões nas pontes dos lados primário e secundário e corrente no indutor série (modo inversor).	113
Figura 5.11 – Controle ativo da corrente de magnetização.	114
Figura 5.12 – Validação do controle ativo da corrente de magnetização.	115
Figura 5.13 – Inversão do fluxo de potência.	116
Figura 5.14 – Comportamento do ângulo φ para a alteração do sentido do fluxo de potência.	117

Figura 5.15 – Comportamento da potência em função do ângulo φ .	118
Figura 6.1 – Vista superior do protótipo experimental de 5 kW do conversor proposto.	120
Figura 6.2 – Visão superior do protótipo experimental de 5 kW do conversor proposto.	121
Figura 6.3 – Microcontrolador Delfino F28377 (com MCU TMS320F28377D) e <i>dock-station</i> .	121
Figura 6.4 – Circuito para emulação de um conversor digital-analógico.	122
Figura 6.5 – Validação do algoritmo de sincronismo q -PLL: (A) degrau (B) restabelecimento da rede.	123
Figura 6.6 – Análise do tempo de atraso causado pelo filtro DAC emulado.	124
Figura 6.7 – Correntes nos indutores de entrada.	124
Figura 6.8 – Corrente no autotransformador: (A) i_{La} positiva (B) i_{La} negativa.	125
Figura 6.9 – Tensões multinível: (A) Tensões de linha (B) Tensões de fase.	125
Figura 6.10 – Correntes nos indutores série: (A) $v_{an}=0$ V; (B) $v_{an}=220$ V.	126
Figura 6.11 – Validação do controle ativo da corrente magnetizante.	127
Figura 6.12 – Principais formas de onda para a operação no modo retificador: (A) $50\% \cdot P_o$; (B) $100\% \cdot P_o$.	128
Figura 6.13 – Principais formas de onda para a operação no modo inversor: (A) $50\% \cdot P_o$; (B) $100\% \cdot P_o$.	128
Figura 6.14 – Validação do algoritmo de compensação da razão cíclica efetiva no lado secundário (modo retificador): (A) Controle desligado (B) Controle ligado.	129
Figura 6.15 – Validação do algoritmo de compensação da razão cíclica efetiva no lado secundário (modo inversor): (A) Controle desligado (B) Controle ligado.	129
Figura 6.16 – Tensões nas pontes dos lados primário e secundário e corrente no indutor série para diferentes pontos da tensão de entrada V_{an} .	130
Figura 6.17 – Degraus de carga no modo retificador (1,9 kW – 3,8 kW – 1,9 kW).	131
Figura 6.18 – Degraus de carga no modo inversor (1,25 kW – 2,5 kW – 1,5 kW).	132
Figura 6.19 – Degraus de carga demonstrando a bidirecionalidade do fluxo de potência (injeção de 2 kW – extração de 2,5 kW).	133
Figura 6.20 – Análise da comoção no interruptor S1a (primário).	134
Figura 6.21 – Rendimento do conversor em função da potência de saída retificador).	135
Figura 6.22 – Rendimento do conversor em função da potência de saída (inversor).	135
Figura 6.23 – Comparação entre as curvas de variação da potência em função do ângulo φ .	136

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Estados dos interruptores do lado primário.	47
Tabela 3.2 – Estados dos interruptores do lado secundário.....	47
Tabela 3.3 – Esforços de corrente nos semicondutores.....	68
Tabela 3.4 – Condições de chaveamento no primário.....	72
Tabela 4.1 – Especificações do projeto.	79
Tabela 4.2 – Parâmetros do conversor.	79
Tabela 4.3 – Resumo do projeto dos circuitos associados aos sensores de tensão.....	80
Tabela 4.4 – Resumo do projeto dos filtros <i>anti-aliasing</i>	85
Tabela 4.5 – Resumo do projeto dos indutores de entrada (Magmattec).	103
Tabela 4.6 – Resumo do projeto dos autotransformadores (Magmattec).....	104
Tabela 4.7 – Resumo do projeto dos transformadores de potência (Magmattec).	105
Tabela 4.8 – Resumo do projeto dos indutores série (Magmattec).	106
Tabela 4.9 – Resumo do projeto dos indutores das malhas de controle das correntes magnetizantes (Thornton).	107
Tabela 6.1 – Componentes utilizados no protótipo experimental.	120

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3SSC	<i>Three-State Switching Cell</i> (Célula de Comutação de Três Estados)
AM-DSB	<i>Amplitude Modulation with Double Side-Band</i> (Modulação em Amplitude com Banda Lateral Dupla)
BVCA	Baixa Tensão em Corrente Alternada
BVCC	Baixa tensão em Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC3E	Célula de Comutação de Três Estados
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DABSR	<i>Dual Active Bridge</i> Série Ressonante
DHT	Distorção Harmônica Total
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
FP	Fator de Potência
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i> (Arranjo de Portas Programável em Campo)
IPQC	<i>Improved Power Quality Converter</i> (Conversor com Melhoria da Qualidade da Energia)
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MTCA	Média Tensão em Corrente Alternada
MTCC	Média Tensão em Corrente Contínua
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> (Grampeamento do Ponto Neutro)
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção de Fator de Potência)
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PS	<i>Phase Shift</i> (Deslocamento de Fase)
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SiC	<i>Silicon Carbide</i> (Carboneto de Silício)
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)
SSC	<i>Single-Stage Converter</i> (Conversor com Estágio Único)
Telecom	Telecomunicações
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação sob Corrente Nula)
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação sob Tensão Nula)

LISTA DE SIMBOLOS

$\alpha_{SiCproporcional}$

$i_{La}(t)$	Corrente que flui pelo indutor da fase A
$\alpha_{S1}(t)$	Função de modulação para o interruptor S_1
$\alpha_{S2}(t)$	Função de modulação para o interruptor S_2
$\alpha_{S5}(t)$	Função de modulação para o interruptor S_5
$\alpha_{S6}(t)$	Função de modulação para o interruptor S_6
$\alpha_{SiCproporcional}$	Área de silício normalizada
$\beta_{S1}(t)$	Função de cruzamento por zero da corrente no interruptor S_1
$\beta_{S2}(t)$	Função de cruzamento por zero da corrente no interruptor S_2
$\beta_{S5}(t)$	Função de cruzamento por zero da corrente no interruptor S_5
$\beta_{S6}(t)$	Função de cruzamento por zero da corrente no interruptor S_6
C_{1f}	Capacitância do filtro <i>anti-aliasing</i> (1ª ordem)
C_{2f}	Capacitância do filtro <i>anti-aliasing</i> (2ª ordem)
C_{3f}	Capacitância do filtro <i>anti-aliasing</i> (2ª ordem)
$C_{i_dq(digital)}(s)$	Compensador de corrente digital – modo contínuo
$C_{i_dq(digital)}(z)$	Compensador de corrente digital – modo discreto
$C_{iMag(digital)}(s)$	Compensador da corrente de magnetização – modo contínuo
$C_{iMag(digital)}(z)$	Compensador da corrente de magnetização – modo discreto
$C_{v_PRI(digital)}(s)$	Compensador da tensão no barramento primário digital – modo contínuo
$C_{v_PRI(digital)}(z)$	Compensador da tensão no barramento primário digital – modo discreto
$C_{v_SEC(digital)}(s)$	Compensador da tensão no barramento secundário digital – modo contínuo
$C_{v_SEC(digital)}(z)$	Compensador da tensão no barramento secundário digital – modo discreto
$\delta_{x,y}(t)$	Função de comutação (análise de perdas)
$e_{dq}[k-x]$	Entradas da equação a diferenças da corrente dq
$e_{iMag}[k-x]$	Entradas da equação a diferenças da tensão no barramento primário
$e_{PRI}[k-x]$	Entradas da equação a diferenças da tensão no barramento primário
$e_{SEC}[k-x]$	Entradas da equação a diferenças da tensão no barramento secundário
f_{ci_dq}	Frequência de cruzamento da malha de corrente – modo analógico
$f_{ci_dq(digital)}$	Frequência de cruzamento da malha de corrente – modo digital
$f_{ciMag(digital)}$	Frequência de cruzamento da malha de corrente i_{Mag} – modo digital
f_{cv_PRI}	Frequência de cruzamento da malha de tensão no barramento primário
$f_{cv_PRI(digital)}$	Frequência de cruzamento da malha de tensão do barramento primário

	– modo digital
f_{cv_SEC}	Frequência de cruzamento da malha de tensão do barramento secundário
$f_{cv_SEC(digital)}$	Frequência de cruzamento da malha de tensão do barramento secundário – modo digital
$Filtro_i(s)$	Função de transferência do filtro <i>anti-aliasing</i> das correntes
$Filtro_{iMag}(s)$	Função de transferência do filtro <i>anti-aliasing</i> das correntes i_{Mag}
$F_m(s)$	Função de transferência da onda moduladora
$F_m(digital)(s)$	Função de transferência da onda moduladora – modo digital
$F_{m_iMag(digital)}(s)$	Função de transferência da moduladora da corrente i_{Mag} – modo digital
$FTLA_{i_sc}$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da corrente de entrada – modo analógico
$FTLA_{i_sc(digital)}$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da corrente de entrada – modo digital
$FTLA_{i2_sc(digital)}$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da corrente de magnetização – modo digital
$FTLA_{v_sc}$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da tensão no barramento primário
$FTLA_{v_sc(digital)}$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da tensão no barramento primário – modo digital
$FTLA_{v2_sc}$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da tensão no barramento secundário
$FTLA_{v2_sc(digital)}$	Função de transferência de laço aberto sem compensador da tensão no barramento secundário – modo digital
g_{12}	Ganho do circuito <i>gyrator</i> com duas portas
G_{1iLEM}	Ganho do sensor de corrente (8 A)
G_{2iLEM}	Ganho do sensor de corrente (25 A)
$G_{AD12bits}$	Ganho do conversor A/D de 12 bits
$G_{i_dq}(s)$	Função de transferência da malha de corrente
$G_{i_dq(digital)}(s)$	Função de transferência da malha de corrente – modo digital
G_{iConf1}	Ganho do circuito do sensor de tensão (Configuração 1)
G_{iConf2}	Ganho do circuito do sensor de tensão (Configuração 2)
$G_{iMag(digital)}(s)$	Função de transferência da planta da corrente i_{Mag} – modo digital
$G_{vPRI}(s)$	Função de transferência da malha de tensão do barramento primário
η	Relação de transformação
$H_e(s)$	Função de transferência da amostragem
$H_{i_dq}(s)$	Ganho de realimentação da malha de corrente – modo analógico
$H_{i_dq(digital)}(s)$	Ganho de realimentação da malha de corrente – modo digital
$H_{iMag(digital)}(s)$	Ganho de realimentação da malha de controle de corrente da magnetização – modo digital
$H_{v_PRI}(s)$	Ganho de realimentação da malha de tensão do barramento primário

$H_{v_PRI(digital)}(s)$	Ganho de realimentação da malha de tensão do barramento primário – modo digital
$H_{v_SEC}(s)$	Ganho de realimentação da malha de tensão do barramento secundário
$H_{vSEC(digital)}(s)$	Ganho de realimentação da malha de tensão barramento secundário – modo digital
i_{a1}	Corrente no enrolamento primário do autotransformador
i_{a2}	Corrente no enrolamento secundário do autotransformador
i_{a3}	Corrente no enrolamento secundário do transformador
i_d	Corrente do eixo direto
i_{d_ref}	Referência da corrente de eixo direto
$i_{Dx}(t)$	Corrente que circula pelo diodo em antiparalelo (análise de perdas)
$i_{entrada_LEM}$	Corrente de entrada no sensor de tensão (LEM)
i_{La}	Corrente que flui pelo indutor da fase A
i_{Lb}	Corrente que flui pelo indutor da fase B
i_{Lc}	Corrente que flui pelo indutor da fase C
$i_{Lsec}(t)$	Corrente no enrolamento secundário (modelo fundamental)
i_{mag}	Corrente de magnetização
$I_{o_ef}(\varphi)$	Corrente de saída eficaz (modelo fundamental)
i_θ	Corrente do eixo de quadratura
i_{q_ref}	Referência da corrente de eixo de quadratura
$i_{S1}(t)$	Corrente no interruptor superior do lado primário
I_{S1a_fund}	Corrente fundamental no interruptor S_1
$i_{S2}(t)$	Corrente no interruptor superior do lado primário
$i_{S5}(t)$	Corrente no interruptor superior do lado secundário
$i_{S6}(t)$	Corrente no interruptor inferior do lado secundário
i_{saida_LEM}	Corrente de saída do sensor de tensão (LEM)
$i_{Sx}(t)$	Corrente que circula no interruptor (análise de perdas)
$i_{y,xc}(t)$	Função que descreve a corrente (análise de perdas)
I_{y,x_med}	Corrente média (análise de perdas)
I_{y,x_rms}	Corrente eficaz (análise de perdas)
L_{sec}	Indutância série (Indutor de transferência de energia)
m_a	Onda moduladora da fase A
M_a	Índice de modulação no transformador (DAB)
m_b	Onda moduladora da fase B
m_c	Onda moduladora da fase C
MF_{i_dq}	Margem de fase desejada para a malha de corrente

$MF_{i_dq(digital)}$	Margem de fase desejada para a malha de corrente – modo digital
$MF_{iMag(digital)}$	Margem de fase desejada para malha de corrente i_{Mag} – modo digital
MF_{v_PRI}	Margem de fase desejada para malha de tensão do barramento primário
MF_{v_SEC}	Margem de fase desejada para malha de tensão do barramento secundário
M_i	Índice de modulação do retificador
$P_{a_inst}(t)$	Potência instantânea da fase A
$P_{b_inst}(t)$	Potência instantânea da fase B
$P_{c_inst}(t)$	Potência instantânea da fase C
P_{dy,x_COND}	Perdas por condução no diodo antiparalelo
$P_{o_1f}(\varphi)$	Potência monofásica
$P_{o_3f}(\varphi)$	Potência trifásica
P_{rr}	Perda na recuperação reversa do diodo
P_{Sxy_TOTAL}	Perdas totais no interruptor
$P_{total_inst}(t)$	Potência instantânea total
P_{y,x_COND}	Perdas por condução no interruptor
R_{1f}	Resistência do filtro <i>anti-aliasing</i> (1ª ordem)
R_{1i}, R_{2i}	Resistores de ganho do sensor de corrente (Configuração 1)
R_1-R_{16}	Regiões de operação do conversor DAB
R_{2f}	Resistência do filtro <i>anti-aliasing</i> (2ª ordem)
R_{3i}, R_{4i}	Resistores de ganho do sensor de corrente (Configuração 2)
$R_{entrada_LEM}$	Resistencia de entrada do sensor de tensão (LEM)
r_{Lin}	Resistência do indutor de entrada
R_{offset}	Resistência do divisor resistivo (Sensor de corrente)
R_{saida_LEM}	Resistencia de saída do sensor de tensão (LEM)
S_{1x}, S_{3x}	Comando dos interruptores superiores do lado primário (x =fase A, B ou C)
S_{2x}, S_{4x}	Comando dos interruptores inferiores do lado primário (x =fase A, B ou C)
S_{5x}, S_{7x}	Comando dos interruptores superiores do lado secundário (x =fase A, B ou C)
S_{6x}, S_{8x}	Comando dos interruptores inferiores do lado secundário (x =fase A, B ou C)
$\sigma_{\delta i\phi}$	Subtração vetorial do ângulo das tensões do modelo fundamental
$S_{o_3f}(\varphi)$	Potência aparente de saída eficaz (modelo fundamental)
$u_{dq}[k-x]$	Saídas da equação a diferenças da corrente dq
$u_{iMag}[k-x]$	Saídas da equação a diferenças da tensão no barramento primário

$u_{PRI}[k-x]$	Saídas da equação a diferenças da tensão no barramento primário
$u_{SEC}[k-x]$	Saídas da equação a diferenças da tensão no barramento secundário
$v(t)$	Tensão aplicada no transformador (AMD-DSB)
V_{Ix}	Tensão na entrada do circuito <i>buffer</i>
V_{2x}	Tensão na saída do circuito <i>buffer</i>
v_{an}	Tensão fase-neutro na fase A
v_{bn}	Tensão fase-neutro na fase B
V_{CC}	Tensão contínua no barramento
v_{cn}	Tensão fase-neutro na fase C
V_{dif}	Subtração vetorial das tensões do modelo fundamental
V_{medido_LEM}	Tensão de entrada no sensor de tensão (LEM)
$V_{o_3f}(\varphi)$	Tensão de saída eficaz (modelo fundamental)
V_{oPRI}	Tensão no barramento primário
$V_{oPRIref}$	Referência da tensão no barramento primário
V_{oSEC}	Tensão no barramento secundário
$V_{oSECref}$	Referência da tensão no barramento secundário
V_p	Constante 1 da modulação AMD-DSB
V_{ph}	Constante 2 da modulação AMD-DSB
$V_{PRI} \angle 0^\circ$	Tensão no barramento primário (vetorial)
$V_{PRImod}(t)$	Tensão modulada no barramento primário (modelo fundamental)
V_{PRIx}	Tensão aplicada na ponte do lado primário (x =fase A, B ou C)
V_{saida_iConf1}	Tensão de saída do sensor de corrente (Configuração 1)
V_{saida_iConf2}	Tensão de saída do sensor de corrente (Configuração 2)
V_{saida_LEM}	Tensão de saída do sensor de tensão (LEM)
$V_{SEC} \angle \varphi^\circ$	Tensão no secundário (vetorial)
$V_{SECmod}(t)$	Tensão modulada no barramento secundário (modelo fundamental)
V_{SECx}	Tensão aplicada na ponte do lado secundário (x =fase A, B ou C)
V_t	Onda portadora (triangular)
V_{t_180}	Onda portadora (triangular) defasada em 180°
V_x	Valor da tensão para a análise da comutação
v_a	Tensão no eixo alfa
v_b	Tensão no eixo beta
$\omega_{2\phi p}$	Frequência angular para 120 Hz (dobro da frequência da rede)
ω_χ	Frequência angular para 50 kHz (frequência de comutação)
ω_o	Frequência angular para 60 Hz (frequência da rede CA)

W_{rr}	Energia dissipada na recuperação reversa do diodo
W_{y,x_OFF}	Energia dissipada no bloqueio do interruptor
W_{y,x_ON}	Energia dissipada na entrada em condução do interruptor

SUMARIO

1	INTRODUÇÃO	26
2	ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES CA-CC ISOLADOS	29
2.1	Retificadores Monofásicos de Único Estágio	29
<i>2.1.1</i>	<i>Retificador Bridgeless Full-Bridge</i>	<i>29</i>
<i>2.1.2</i>	<i>Retificador Bridgeless Half-Bridge</i>	<i>30</i>
<i>2.1.3</i>	<i>Conversor CA-CC Matricial.....</i>	<i>31</i>
<i>2.1.4</i>	<i>Conversor CA-CC DAB Full-bridge.....</i>	<i>31</i>
<i>2.1.5</i>	<i>Conversor CA-CC Bidirecional Interleaved.....</i>	<i>32</i>
2.2	Retificadores Trifásicos	33
<i>2.2.1</i>	<i>Retificador TAIPEI Isolado</i>	<i>33</i>
<i>2.2.2</i>	<i>Retificador Swiss-Forward.....</i>	<i>34</i>
<i>2.2.3</i>	<i>Conversor CA-CC Bidirecional com N° Reduzido de Interruptores Controlados ..</i>	<i>35</i>
<i>2.2.4</i>	<i>Conversor CA-CC BIDIRECIONAL “Matricial”</i>	<i>35</i>
<i>2.2.5</i>	<i>Conversor CA-CC Multiportas.....</i>	<i>37</i>
<i>2.2.6</i>	<i>Conversor CA-CC Conergy NPC.....</i>	<i>38</i>
<i>2.2.7</i>	<i>Conversor CA-CC Paralelo/Série</i>	<i>39</i>
<i>2.2.8</i>	<i>Conversor CA-CC Unfolder/DABSR.....</i>	<i>40</i>
<i>2.2.9</i>	<i>Conversor CA-CC com Quatro interruptores + DABSR</i>	<i>41</i>
<i>2.2.10</i>	<i>Conversor CA-CC Dois Interruptores com Retificador de 2 Níveis em Cascata</i>	<i>41</i>
<i>2.2.11</i>	<i>Conversor CA-CC Multifásico</i>	<i>42</i>
2.3	Topologia Proposta.....	43
2.4	Considerações Finais	44
3	ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO.....	45
3.1	Análise Qualitativa	45
<i>3.1.1</i>	<i>Técnica de Modulação</i>	<i>45</i>
<i>3.1.2</i>	<i>Estratégia de Controle Geral.....</i>	<i>48</i>
<i>3.1.3</i>	<i>Controle da Corrente Magnetizante</i>	<i>50</i>
<i>3.1.3.1</i>	<i>Controle por Sequência de Comando</i>	<i>50</i>
<i>3.1.3.2</i>	<i>Controle por Variação da Razão Cíclica.....</i>	<i>53</i>
3.2	Análise Quantitativa.....	54
<i>3.2.1</i>	<i>Modelo Fundamental.....</i>	<i>54</i>
<i>3.2.2</i>	<i>Análise da Comutação.....</i>	<i>59</i>

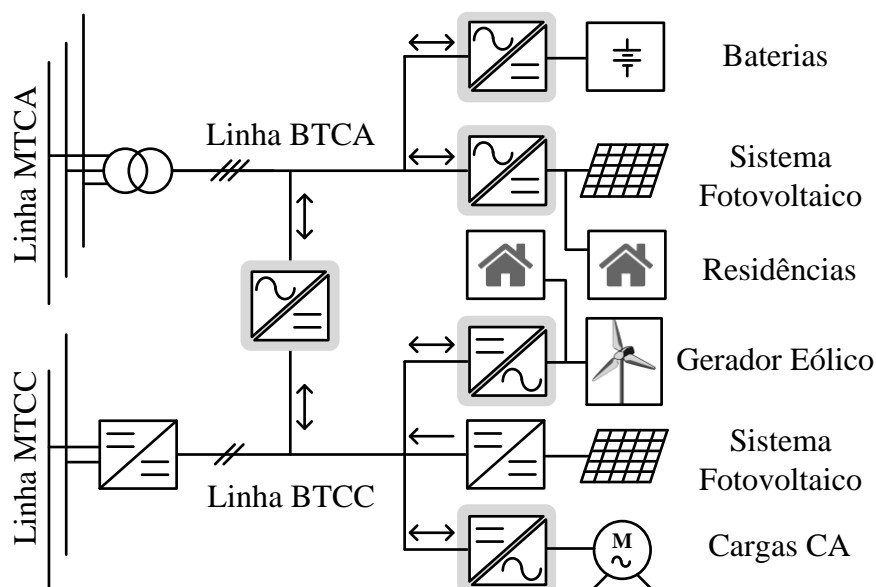
3.2.3	<i>Estudo das Perdas</i>	66
3.2.3.1	<i>Correntes Média e Eficaz</i>	66
3.2.3.2	<i>Cálculo das Perdas por Condução e Comutação</i>	68
3.2.4	<i>Comparação com Uma Topologia de Dois Estágios</i>	71
3.3	Considerações Finais	78
4	PROCEDIMENTO DE PROJETO	79
4.1	Sensores de Tensão	79
4.2	Sensores de Corrente	81
4.3	Filtros Anti-Aliasing	83
4.4	Circuito Buffer de Tensão	85
4.5	Projeto dos Controladores	86
4.5.1	<i>Projeto dos Controladores analógicos</i>	86
4.5.1.1	<i>Malha de corrente (Analógico)</i>	87
4.5.1.2	<i>Malha de Tensão do Barramento Primário (Analógico)</i>	89
4.5.1.3	<i>Malha de Tensão do Barramento Secundário (Analógico)</i>	90
4.5.2	<i>Projeto dos Controladores Digitais</i>	92
4.5.2.1	<i>Malha de Corrente (Digital)</i>	93
4.5.2.2	<i>Malha de tensão do primário (Digital)</i>	96
4.5.2.3	<i>Malha de Tensão do Barramento Secundário (Digital)</i>	98
4.5.2.4	<i>Malha de Controle da Corrente Magnetizante (Digital)</i>	100
4.6	Projeto dos Elementos Magnéticos	103
4.6.1	<i>Indutores de Filtro de Entrada (L_a, L_b e L_c)</i>	103
4.6.2	<i>Autotransformador</i>	104
4.6.3	<i>Transformador de Potência</i>	105
4.6.4	<i>Indutores Série</i>	105
4.6.5	<i>Indutores das Malhas de Controle das Correntes Magnetizantes</i>	106
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	108
5.1	Detalhes do Circuito Simulado	108
5.2	Análise dos Resultados	111
5.3	Considerações Finais	118
6	PROTÓTIPO EXPERIMENTAL	119
6.1	Descrição do Protótipo Experimental	119
6.1.1	<i>Microcontrolador Delfino TMS320F28377D</i>	121
6.2	Resultados Experimentais	122

6.3	Considerações Finais.....	136
7	CONCLUSÃO	137
7.1	Publicações Resultantes	138
	REFERÊNCIAS	139
	APÊNDICE A – ANÁLISE DAS PERDAS VARIANDO-SE A ÁREA DE SILÍCIO	144
	APÊNDICE B – PROJETO DOS CONTROLADORES ANALÓGICOS UTILIZANDO O MÉTODO DO FATOR K.....	142
	APÊNDICE C – PROJETO DOS CONTROLADORES DIGITAIS UTILIZANDO O MÉTODO DO FATOR K.....	150
	APÊNDICE D – PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS.....	163
	APÊNDICE E – CÓDIGO EM LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO C UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES DO PSIM®	176
	APÊNDICE F – DESCRIÇÃO DO HARDWARE	177
	APÊNDICE G – CÓDIGO EM LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO C DESENVOLVIDO EXPERIMENTALMENTE (MCU TMS320F28377D).....	178

1 INTRODUÇÃO

A conversão CA-CC trifásica com isolamento em alta frequência tem ampla aplicação na indústria, em particular nas fontes para equipamentos de telecomunicações (telecom) (BURKE, 2014). Com o aumento considerável da potência das fontes de telecom, é inviável trabalhar com baixas tensões, de modo que isso motiva o desenvolvimento de fontes com tensões na ordem de 380 V a 400 V (PRATT; KUMAR; ALDRIDGE, 2007). Além disso, tem se intensificado o uso de barramentos de corrente contínua em geração distribuída, principalmente com o crescimento da microgeração, sendo que em uma mesma rede encontram-se presentes diversos tipos de fontes, a exemplo das energias de biomassa, fotovoltaica, eólica, entre outras (BAOCHAO; SECHILARIU; LOCMEN, 2013). Com a expansão dos sistemas distribuídos nas últimas décadas e a introdução do conceito de *smart grids*, parte dos estudos têm se focado em topologias bidirecionais (DE OLIVEIRA FILHO et al., 2012), capazes de controlar o fluxo de potência entre diversas fontes de energia e dispositivos de armazenamento (como baterias, por exemplo). A Figura 1.1 ilustra um típico sistema de geração distribuída, composto por linhas de distribuição CA e CC, bem como fontes de energias renováveis. Nota-se que os conversores CA-CC bidirecionais podem ter diversas aplicações, como interligação de linhas de baixa tensão; conexão de geradores eólicos, painéis fotovoltaicos, cargas CC e CA; e mais recentemente, carregamento de veículos elétricos e híbridos.

Figura 1.1 – Típico sistema de microgeração (MTCA – Média tensão CA; BVCA – Baixa tensão CA; MTCC – Média tensão CC; BTCC – Baixa tensão CC).



FONTE: Próprio autor.

Considerando a norma IEC 61000-3-4, que regulamenta os limites para a distorção harmônica da corrente e o fator de potência (IEC, 2001), os conversores CA-CC devem adequar as correntes drenadas aos parâmetros estabelecidos. Além disso, busca-se projetar conversores com alta densidade de potência e elevado rendimento. Neste contexto, este trabalho propõe como contribuição o estudo e implementação de um novo conversor CA-CC trifásico bidirecional de único estágio com correção de fator de potência e isolamento em alta frequência.

Esta tese de doutorado está organizada em seis capítulos, sendo estes descritos na sequência:

Capítulo 2 – Estado da arte dos conversores CA-CC isolados. Neste ponto, são descritos os principais conversores encontrados na literatura. Inicialmente, tem-se um resumo dos retificadores monofásicos, analisando-se as topologias de único estágio com isolamento em alta frequência. Em seguida, são analisados os principais conversores CA-CC trifásicos, que constituem a base para a concepção da topologia proposta, por sua vez apresentada no final deste capítulo.

Capítulo 3 – Análise do conversor CA-CC. Uma vez que a topologia é proposta, esta seção dedica-se a descrever a estrutura supracitada em detalhes. Primeiramente, realiza-se a análise qualitativa, sendo apresentada a estratégia de controle geral, os métodos de controle da corrente magnetizante e o princípio de funcionamento. Por fim, tem-se a análise quantitativa, na qual desenvolve-se o equacionamento dos principais elementos do conversor com base no modelo fundamental e, em seguida, realizam-se a análise da comutação e o estudo das perdas nos semicondutores.

Capítulo 4 – Procedimento de projeto. Neste capítulo, é descrito detalhadamente o projeto dos elementos sensores de tensão e corrente, filtros *anti-aliasing* e circuitos *buffer* de tensão. Em seguida, é apresentado o projeto dos controladores analógicos (utilizados na simulação para validar a topologia) e dos controladores digitais (empregados no desenvolvimento do protótipo experimental). Por fim, tem-se o projeto dos indutores e transformadores utilizados no experimento.

Capítulo 5 – Resultados de simulação. Buscando validar a topologia proposta, são discutidos neste capítulo alguns resultados de simulação relevantes. Além dos resultados em regime permanente, são aplicados degraus de carga para validar o funcionamento correto dos controladores e a demonstrar a bidirecionalidade de fluxo de potência do conversor.

Capítulo 6 – Resultados experimentais. Com um protótipo de 5 kW, neste capítulo são apresentados os resultados experimentais. Analogamente à simulação, inicialmente tem-se

a análise do conversor em regime, descrevendo-se seu funcionamento em termos das principais formas de onda. Em seguida, o desempenho adequado dos controladores é validado aplicando-se degraus de carga no intuito de investigar a resposta dinâmica do sistema. Por fim, obtém-se a curva de rendimento para os dois modos de operação do conversor, isto é, retificador e inversor.

Capítulo 7 – Conclusão geral: Finalmente, são apresentadas as considerações finais do trabalho, discutindo-se detalhadamente o estudo desenvolvido e propondo-se sugestões a para continuidade da pesquisa em termos de trabalhos futuros.

2 ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES CA-CC ISOLADOS

Neste capítulo, é realizada a revisão de literatura envolvendo os principais conversores CA-CC encontrados na literatura, por sua vez relacionados ao tema proposto. Inicialmente em (TSAI-FU; TE-HUNG; YUAN-CHUAN, 1999), são apresentados diversos conversores do tipo SSC (*Single-Stage Converter*), mostrando-se que o rendimento de um dado conversor está intrinsecamente ligado à escolha da célula PFC (*Power Factor Correction*). Seguindo a mesma linha de pesquisa, em (SINGH et al., 2011) é apresentado o estado da arte dos retificadores monofásicos com correção de fator de potência, sendo comparadas as principais características de alguns destes conversores, como *forward*, *buck*, *push-pull*, *boost*, *Ćuk*, *Zeta*, entre outros. Já em (SINGH et al., 2004), tem-se uma ampla revisão dos principais conversores CA-CC trifásicos, classificados basicamente em dois grupos: unidirecionais e bidirecionais; também são descritas topologias do tipo IPQC (*Improved Power Quality Converter*), com foco na qualidade de energia. Assim, com base nesses trabalhos, divide-se este capítulo em dois tópicos, sendo que na primeira seção tem-se um levantamento dos principais conversores CA-CC monofásicos de único estágio; em segunda instância, descrevem-se os conversores trifásicos isolados em alta frequência. Por fim, propõe-se a topologia estudada neste trabalho.

2.1 Retificadores Monofásicos de Único Estágio

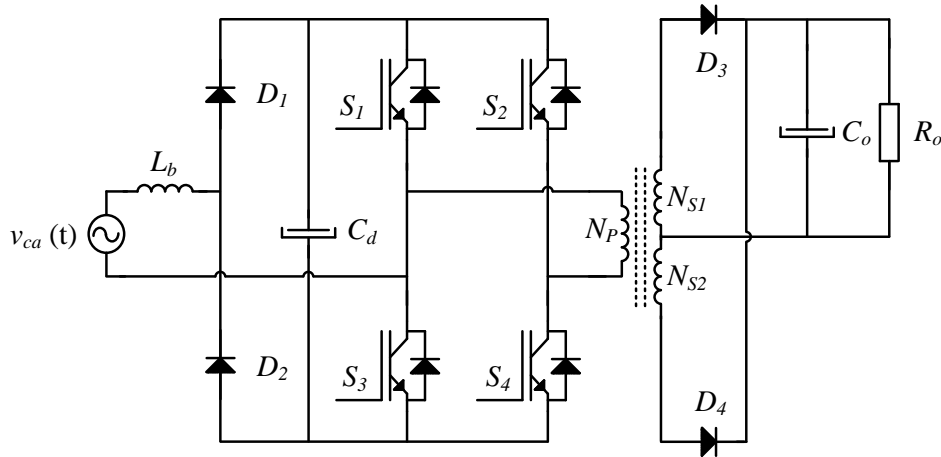
Dentre as diversas topologias retificadoras encontradas na literatura, esta seção dedica-se à revisão dos trabalhos associados a conversores que possuem único estágio de conversão e isolamento galvânica.

2.1.1 Retificador *Bridgeless Full-Bridge*

Os conversores do tipo *bridgeless* têm como principal característica incorporar o estágio de retificação ao estágio de alta frequência, reduzindo assim as perdas por condução. Em (CHIEN-MING et al., 2010), é proposto um retificador do tipo *bridgeless full-bridge* operando no modo de condução descontínua (MCD), como mostra a Figura 2.1. Por operar em MCD, o indutor de entrada tem seu volume reduzido e a forma de onda da corrente drenada da rede é naturalmente senoidal, sem a necessidade de um controle específico para realizar a correção do fator de potência. Contudo, esta topologia apresenta algumas

desvantagens, como limitação dos níveis de potência, operação em MCD com elevados valores de pico das correntes nos semicondutores e fluxo de potência unidirecional, inviabilizando-o no caso de algumas aplicações.

Figura 2.1 – Retificador *bridgeless full-bridge*.

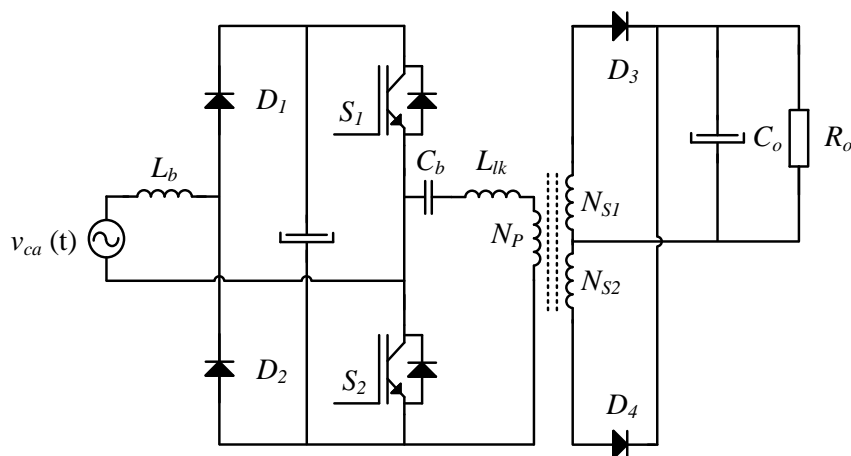


FONTE: Adaptada de (CHIEN-MING et al., 2010).

2.1.2 Retificador *Bridgeless Half-Bridge*

Conversores de estágio único podem ter seu rendimento reduzido devido às perdas por comutação. Em (WOO-YOUNG; JOO-SEUNG, 2011), tem-se um retificador de estágio único do tipo *bridgeless half-bridge*, em que os interruptores operam com comutação suave, implicando o aumento do rendimento da topologia. Utilizando apenas dois interruptores controlados, tem-se na Figura 2.2 o diagrama esquemático deste retificador.

Figura 2.2 – Retificador *bridgeless half-bridge*.



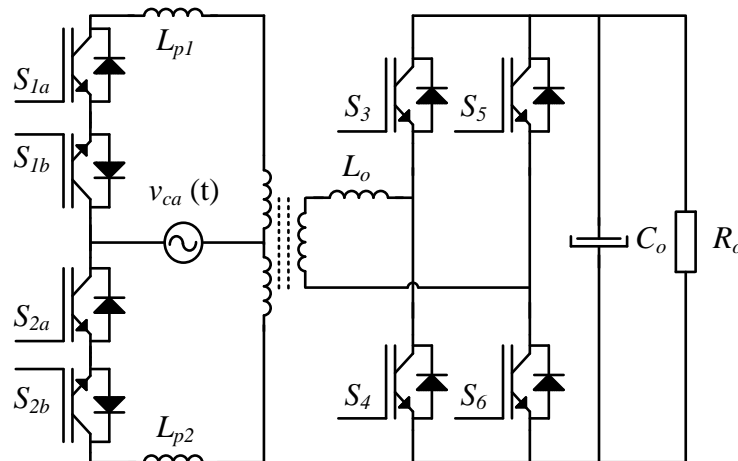
FONTE: Adaptada de (WOO-YOUNG; JOO-SEUNG, 2011).

A comutação sob tensão nula (ZVS) dos interruptores ocorre devido à indutância de dispersão do transformador L_{lk} e ao capacitor C_b , sendo obtido pelos autores desse trabalho um rendimento de 93% para um protótipo experimental de 250 W. Contudo, este conversor é unidirecional e, por operar no MCD, suas aplicações são restritas a potências inferiores a 500 W.

2.1.3 Conversor CA-CC Matricial

Baseado no princípio do conversor DAB, em (CASTELINO et al., 2012) é proposto um conversor CA-CC bidirecional do tipo *push-pull*, como mostra a Figura 2.3.

Figura 2.3 – Conversor CA-CC matricial.



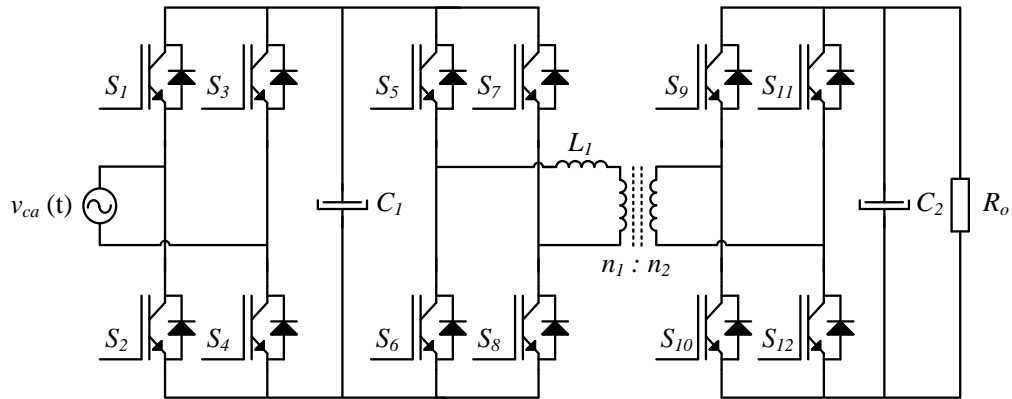
FONTE: Adaptada de (CASTELINO et al., 2012).

O princípio de concepção do conversor DAB agrega algumas vantagens interessantes, como robustez, isolamento galvânica, esforços reduzidos nos semicondutores, fluxo de potência bidirecional, entre outros (DOS SANTOS; MARTINS, 2014). Além das vantagens supracitadas, esse conversor possui comutação sob corrente nula (ZCS) nos interruptores do lado primário e comutação sob tensão nula (ZVS) nos interruptores do secundário. Contudo, a topologia apresenta algumas desvantagens, como a utilização de interruptores bidirecionais no lado primário e elevados esforços de tensão nesses elementos.

2.1.4 Conversor CA-CC DAB Full-bridge

Em (EVERTS et al., 2014), é apresentado um conversor CA-CC bidirecional com único estágio baseado no conversor DAB. Na Figura 2.4, tem-se que o capacitor C_l possui um valor muito pequeno, filtrando apenas o conteúdo de alta frequência.

Figura 2.4 – Conversor CA-CC DAB *full-bridge*.



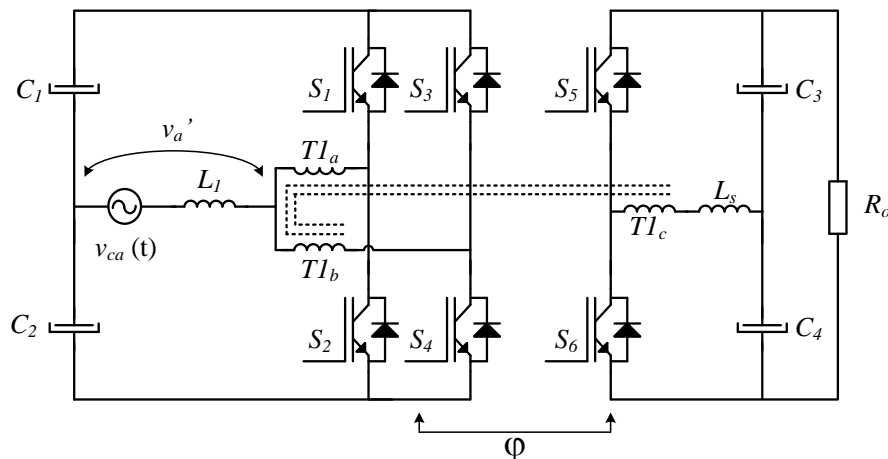
FONTE: Adaptada de (EVERTS et al., 2014).

Considerando que os interruptores operam em modo ZVS, os autores obtiveram um rendimento de 96% na potência nominal de 3,7 kW. Como o capacitor C_1 filtra apenas o conteúdo de alta frequência, a tensão no barramento CC assume um valor variável, de modo que se tem um aumento na quantidade de energia reativa circulando no transformador, comprometendo o desempenho desta topologia.

2.1.5 Conversor CA-CC Bidirecional Interleaved

Baseado no conversor DAB e utilizando a técnica *interleaving* (também conhecida como intercalamento ou entrelaçamento) associada à célula de comutação de três estados (CC3E) (BASCOPE; BARBI, 2000), (OLIVEIRA et al., 2012) propõem um conversor CA-CC bidirecional de único estágio para aplicação em sistemas distribuídos, como mostra a Figura 2.5.

Figura 2.5 – Conversor CA-CC bidirecional *interleaved*.



FONTE: Adaptada de (OLIVEIRA et al., 2012).

A utilização da técnica *interleaving* proporciona uma redução dos esforços de corrente nos semicondutores, bem como uma melhor distribuição das perdas e uma redução dos harmônicos de alta frequência presentes na tensão modulada v_a' e na corrente de entrada (OLIVEIRA et al., 2014). Como principais vantagens deste conversor, destacam-se: redução do volume do indutor de entrada, já que este é projetado para o dobro da frequência de comutação (BASCOPE, 2001); baixa distorção harmônica da corrente de entrada; e operação com alto fator de potência (FP) de entrada.

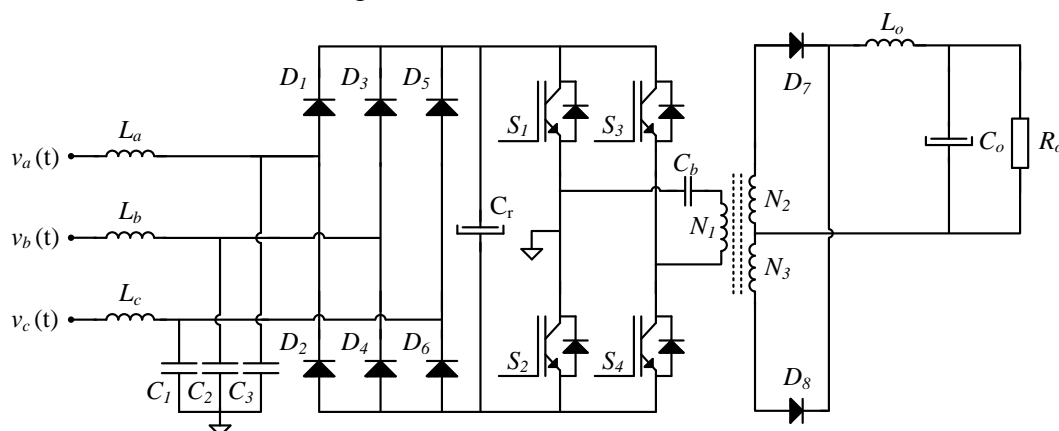
2.2 Retificadores Trifásicos

Fontes de alimentação, motores e diversos outros equipamentos que operam em médias ou altas potências requerem fontes de alimentação trifásicas. Na indústria, encontram-se muitas configurações de retificadores trifásicos empregando na entrada CA uma ponte retificadora passiva (KOLAR; FRIEDLI, 2013). Nessa configuração, o processamento da energia (que envolve aspectos como correção fator de potência, regulação da tensão de saída CC, entre outros) é atribuído ao conversor que é acoplado à ponte retificadora. A seguir, são apresentados os principais conversores CA-CC unidirecionais e bidirecionais, cujas características contribuíram para a concepção da topologia proposta neste trabalho.

2.2.1 Retificador TAIPEI Isolado

Utilizando uma ponte de diodos no lado CA, em (YUNGTAEK; JOVANOVIC, 2014) é proposto um retificador de único estágio, como mostra a Figura 2.6.

Figura 2.6 – Retificador TAIPEI.



FONTE: Adaptada de (YUNGTAEK; JOVANOVIC, 2014).

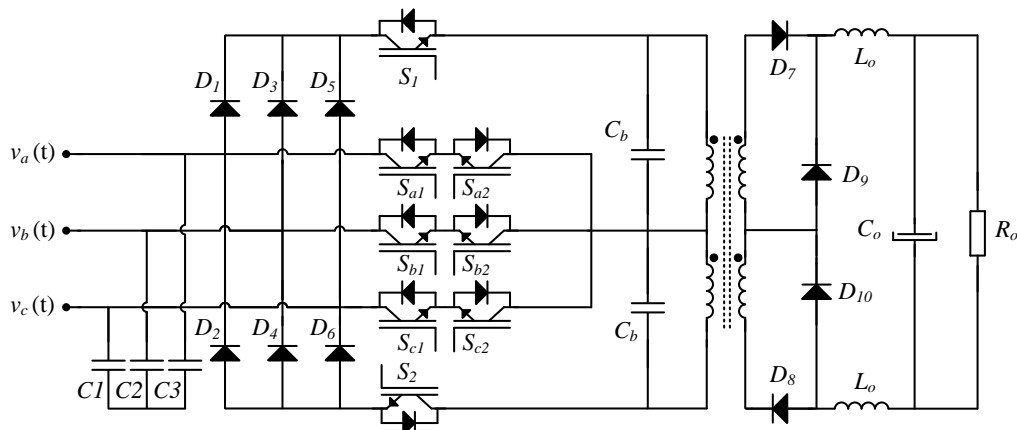
Os capacitores C_1 , C_2 e C_3 conectados em estrela criam um “terra virtual”, que é conectado entre os interruptores S_1 e S_2 , desacoplando assim as correntes de entrada

(YUNGTAEK et al., 2013). A partir desse desacoplamento, as correntes nos indutores tornam-se dependentes apenas das respectivas tensões de fase. Os interruptores S_1 e S_2 são responsáveis pela correção do fator de potência, enquanto os interruptores S_3 e S_4 realizam o controle da potência transferida para o lado secundário. Com um protótipo experimental de 2,7 kW operando em MCD, os autores obtiveram a um rendimento de 94,5% e distorção harmônica total (DHT) menor que 5%. Contudo, esse conversor apresenta algumas desvantagens, como limitação dos níveis de potência por operar MCD, além de não ser bidirecional, inviabilizando sua aplicação em sistemas de microgeração.

2.2.2 Retificador Swiss-Forward

Em equipamentos aeronáuticos, tradicionalmente empregavam-se retificadores de 12 pulsos com transformadores (YII-SHEN; NANMING; RUAY-NAN, 1997). Entretanto, estes equipamentos apresentam peso e volume elevados devido ao uso de transformadores de baixa frequência. Buscando solucionar este problema, (SILVA, M. et al., 2016) propõem um retificador isolado *swiss-forward*, como mostra a Figura 2.7.

Figura 2.7 – Retificador *swiss-forward*.



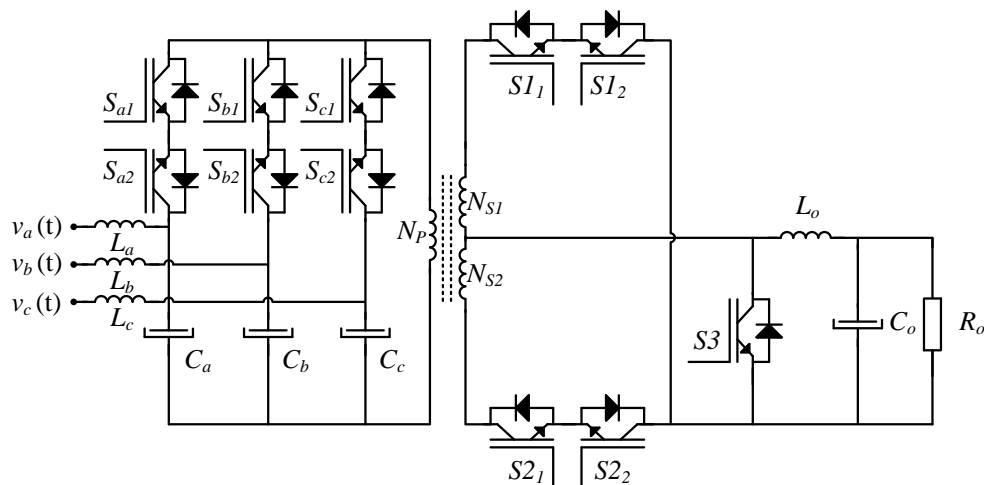
FONTE: Adaptada de (SILVA, M. et al., 2016).

O princípio de operação é análogo ao conversor não isolado proposto por (SOEIRO; FRIEDLI; KOLAR, 2012), sendo que para obter uma versão isolada substitui-se o circuito CC-CC do tipo *buck* por um conversor *forward*. Para um protótipo experimental de 3.3 kW operando com frequência de comutação de 100 kHz, os autores obtiveram um rendimento de 93,6% e DHT < 4%. Como principais desvantagens, destacam-se: utilização de um filtro de entrada com grandes dimensões; utilização de interruptores bidirecionais ($S_{a1,2}$, $S_{b1,2}$ e $S_{c1,2}$); e unidirecionalidade de fluxo de potência, inviabilizando a aplicação da topologia em alguns casos.

2.2.3 Conversor CA-CC Bidirecional com Número Reduzido de Interruptores Controlados

Uma das topologias trifásicas bidirecionais mais antigas encontrada na literatura é o cicloconversor (SCHWARZ, 1980), composto por nove interruptores bidirecionais. Buscando reduzir o número de semicondutores e obter isolamento galvânica, em (TAKEUCHI et al., 1997) é proposto um conversor CA-CC utilizando apenas três interruptores bidirecionais no lado primário, como mostra a Figura 2.8.

Figura 2.8 – Conversor CA-CC bidirecional com número reduzido de interruptores.



FONTE: Adaptada de (TAKEUCHI et al., 1997).

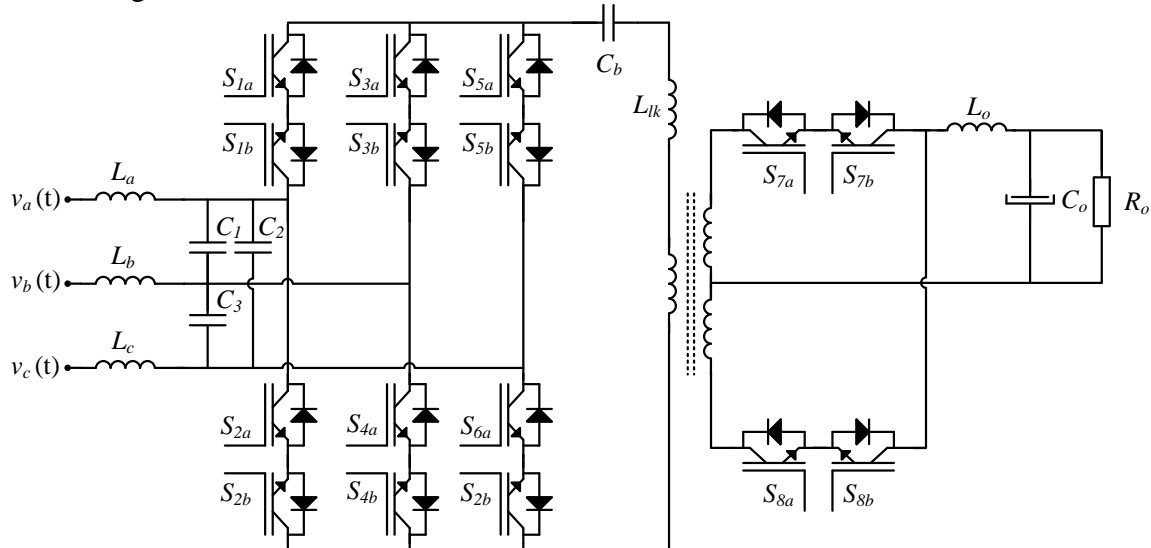
Este conversor apresenta algumas limitações, tanto com relação ao nível de potência processada quanto à correção do fator de potência. Outra desvantagem reside no uso de interruptores bidirecionais, o que pode acarretar problemas relacionados à comutação e aumento das perdas.

2.2.4 Conversor CA-CC BIDIRECIONAL “Matricial”

O conversor matricial consiste em um arranjo de interruptores que conectam diretamente a fonte CA trifásica com a carga CA (WHEELER et al., 2002). Estes interruptores bidirecionais podem ser constituídos por uma ponte de diodos e um interruptor ou pelo conjunto de dois semicondutores ligados em série. Em (GARCIA-GIL et al., 2005), é proposta uma topologia trifásica bidirecional baseada no conversor matricial para aplicação em um acelerador de partículas. Composto por um seis interruptores bidirecionais no lado

primário e um retificador ativo (utilizando dois interruptores bidirecionais) no lado secundário, tem-se o diagrama esquemático do circuito na Figura 2.9.

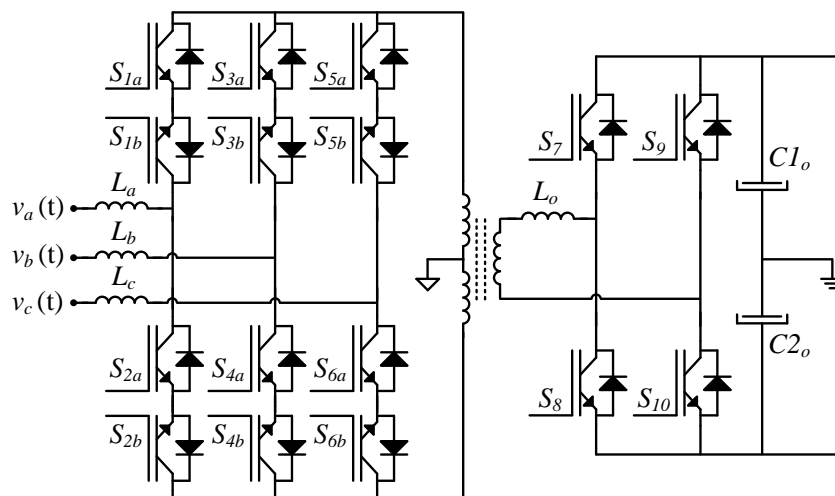
Figura 2.9 – Conversor matricial com retificador ativo no lado secundário.



FONTE: Adaptada de (GARCIA-GIL et al., 2005).

Por utilizar somente interruptores bidirecionais, há muitos semicondutores no caminho da corrente, contribuindo assim para o aumento das perdas por condução. Os autores obtiveram a um rendimento de 88,6% com um protótipo experimental de 1,2 kW. Para minimizar as perdas no lado secundário do conversor e, buscando a capacidade de processamento de potências maiores, (MEIER; KUSCHKE; NORRGA, 2008) introduzem um conversor CA-CC bidirecional de 40 kVA, composto por um conversor matricial no lado primário e um conversor *full-bridge* no lado secundário, como mostra a Figura 2.10.

Figura 2.10 – Conversor matricial empregando a configuração *full-bridge* no lado secundário.

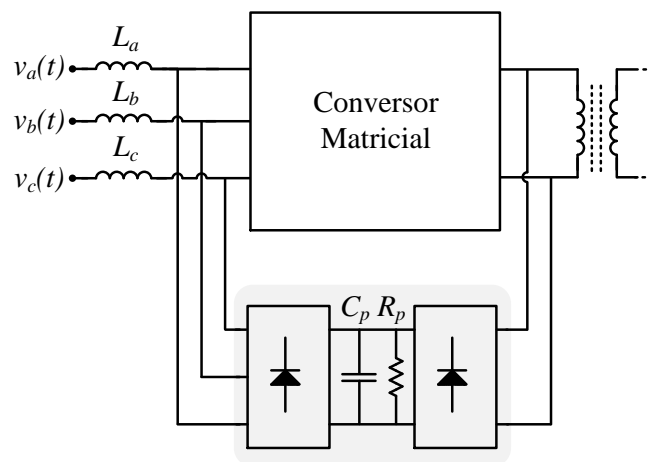


FONTE: Adaptada de (MEIER et al., 2008).

Com o rendimento de aproximadamente 92% conforme obtido pelos autores, esse conversor ainda apresenta como desvantagem o uso de muitos interruptores bidirecionais, que contribuem com a redução do rendimento da estrutura. Outra desvantagem relevante reside na necessidade de circuitos *snubber* aplicados aos interruptores, de modo a evitar sobretensões que porventura ocorram durante a recuperação reversa dos diodos.

Para substituir os circuito *snubber* utilizados nos interruptores do conversor supracitado, (SASSO et al., 2002) apresentam um circuito de grampeamento, como mostra a Figura 2.11.

Figura 2.11 – Circuito grampeador RC para o conversor matricial trifásico.



FONTE: Adaptada de (SASSO et al., 2002).

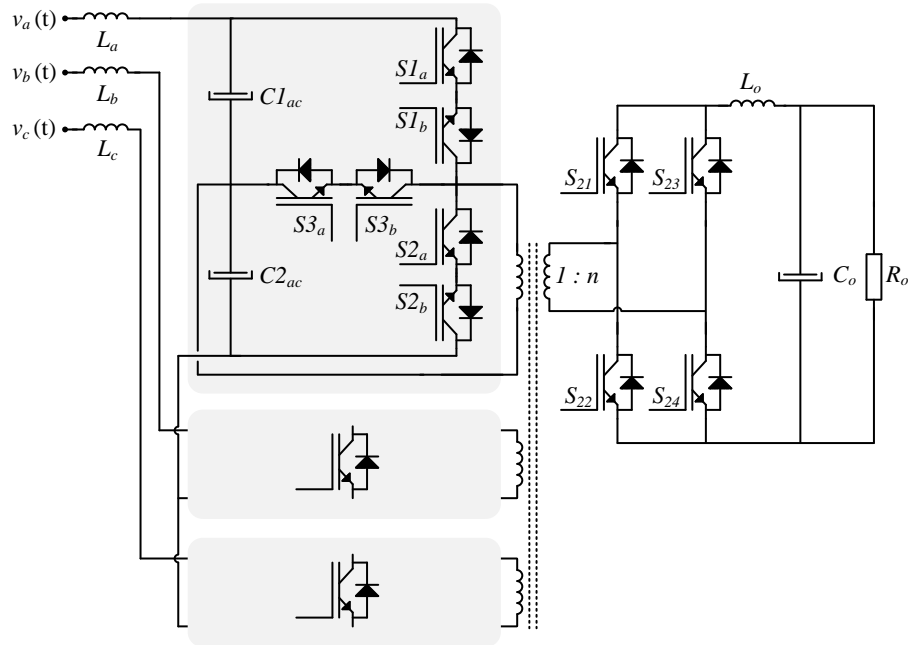
Utilizando diodos SiC *Schottky* e capacitores de polipropileno, o circuito é capaz de proteger os interruptores contra eventuais picos de tensão. Mesmo eliminando alguns componentes, pode-se inferir que esta topologia ainda utiliza muitos semicondutores. Outra desvantagem que ainda persiste em todas as topologias matriciais anteriormente abordadas é a utilização de interruptores bidirecionais, os quais contribuem para o aumento das perdas por condução.

2.2.5 Conversor CA-CC Multiportas

Em (JAUCH; BIELA, 2013a), é proposto um conversor empregando o conceito multiportas, em que uma topologia bidirecional pode interligar diversas fontes e cargas, as quais podem ser CC ou CA. Seguindo a linha de pesquisa deste trabalho, em (JAUCH; BIELA, 2013b) é apresentado um conversor CA-CC trifásico bidirecional com três portas CA e uma porta CC. As portas CA são compostas por um circuito do tipo T, que por sua vez emprega um conversor *half-bridge* com um interruptor de grampeamento, sendo todos os

interruptores bidirecionais. Na porta CC, é utilizado um conversor *full-bridge* com interruptores unidirecionais. O circuito esquemático desta topologia é apresentado na Figura 2.12.

Figura 2.12 – Conversor CA-CC multiportas.



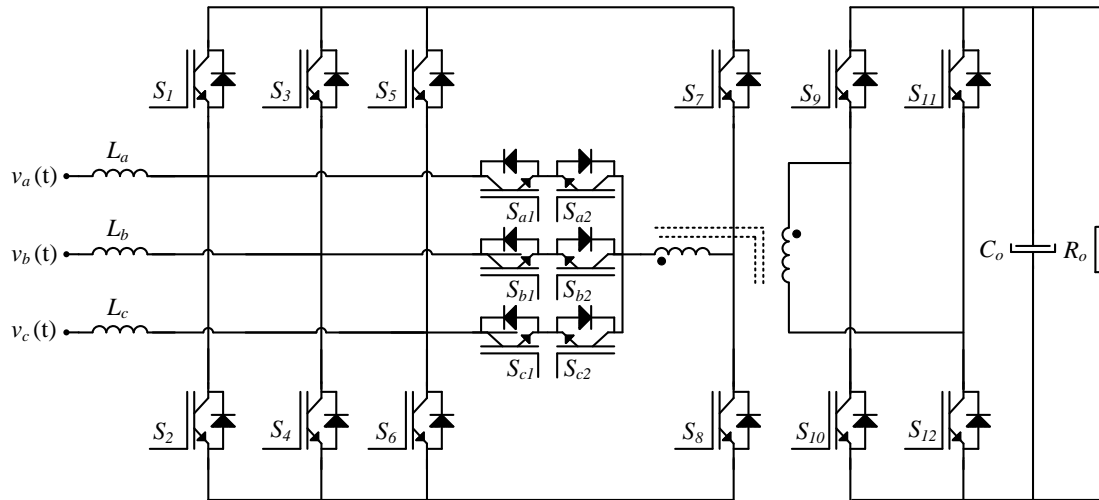
FONTE: Adaptada de (JAUCH; BIELA, 2013b).

Com um protótipo experimental de 11 kW, os autores obtiveram um rendimento de aproximadamente 94,5%. Esse valor consideravelmente elevado é atribuído à técnica de modulação utilizada, que proporciona a comutação ZVS dos interruptores. Contudo, assim como nas topologias citadas anteriormente, tem-se o uso de interruptores bidirecionais.

2.2.6 Conversor CA-CC Conergy NPC

A topologia Conergy NPC, patenteada por Peter Knaup (KNAUP, 2007), é uma estrutura derivada do conversor NPC clássico. Esta configuração elimina o uso dos dois diodos de grampeamento, aumentando assim o rendimento do conversor se comparado à topologia clássica. Em (LIN; KAI; XINMIN, 2011), é proposta uma versão trifásica não isolada da estrutura Conergy NPC, que por sua vez constituiu a base para a pesquisa desenvolvida por (GU; JIN, 2015), os quais propõem um conversor CA-CC trifásico bidirecional, como mostra a Figura 2.13.

Figura 2.13 – Conversor CA-CC Conenergy NPC.



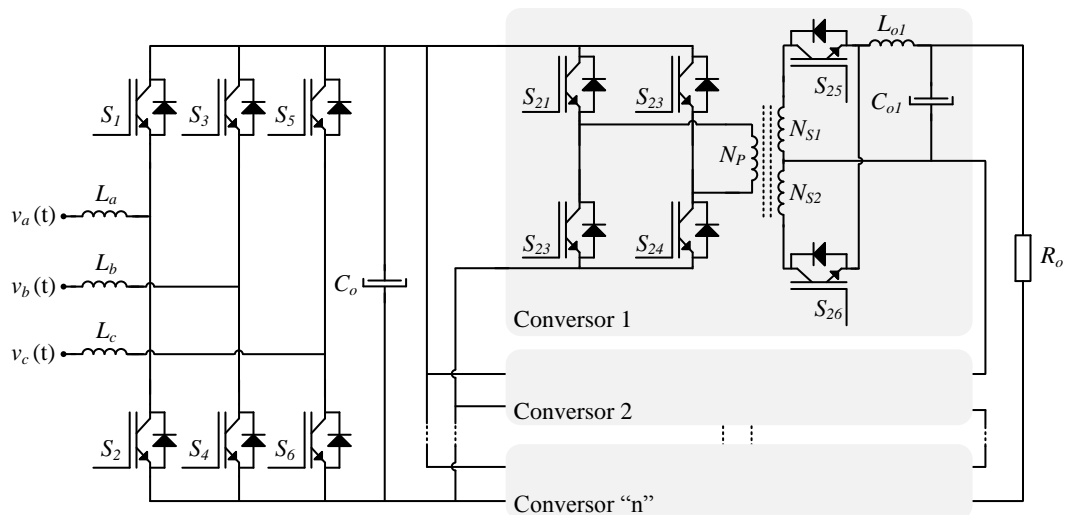
FONTE: Adaptada de (GU; JIN, 2015).

Como a tensão aplicada no lado primário do transformador é baixa, ocorre uma redução no índice de modulação, levando ao aumento dos esforços de correntes nos semicondutores. A principal desvantagem dessa topologia ainda é a necessidade inerente de interruptores bidirecionais. Contudo, os autores obtiveram para um protótipo experimental de 3 kW um rendimento de 93,5% e DHT < 2%.

2.2.7 Conversor CA-CC Paralelo/Série

Buscando obter elevada densidade de potência para fontes de telecom e *data-centers*, em (HAHASHI; MINO, 2012) é proposto um conversor CA-CC bidirecional de dois estágios com semicondutores de SiC, como mostra a Figura 2.14.

Figura 2.14 – Conversor CA-CC paralelo/série.



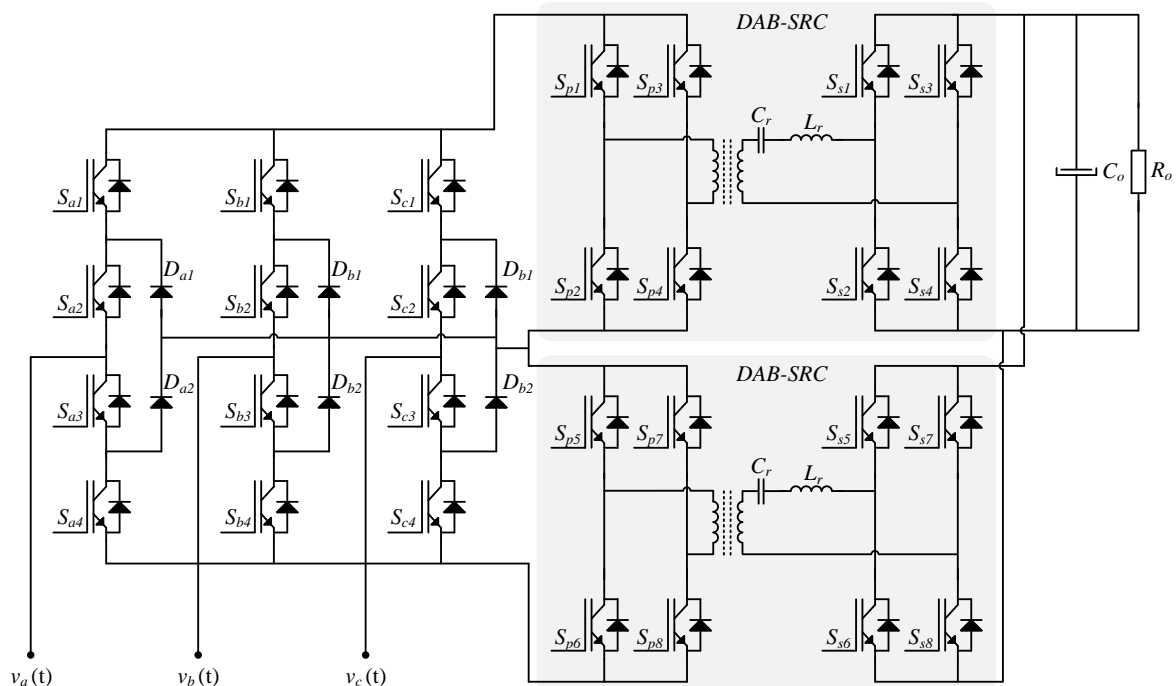
FONTE: Adaptada de (HAHASHI; MINO, 2012).

O primeiro estágio é composto por um retificador trifásico PWM convencional, responsável por realizar a correção de fator de potência. O segundo estágio é formado por “ n ” conversores CC-CC isolados, os quais são conectados na entrada em paralelo e na saída em série, proporcionando assim uma alta densidade de potência.

2.2.8 Conversor CA-CC Unfolder/DABSR

Em (WEILUN et al., 2014), é proposto um conversor CA-CC bidirecional de dois estágios integrados. O primeiro estágio é composto por um retificador trifásico do tipo *unfolder* e o segundo estágio consiste em dois conversores DAB série-ressonante interligados à entrada em série e à saída em paralelo, como mostra a Figura 2.15.

Figura 2.15 – Conversor CA-CC *Unfolder/DABSR*.



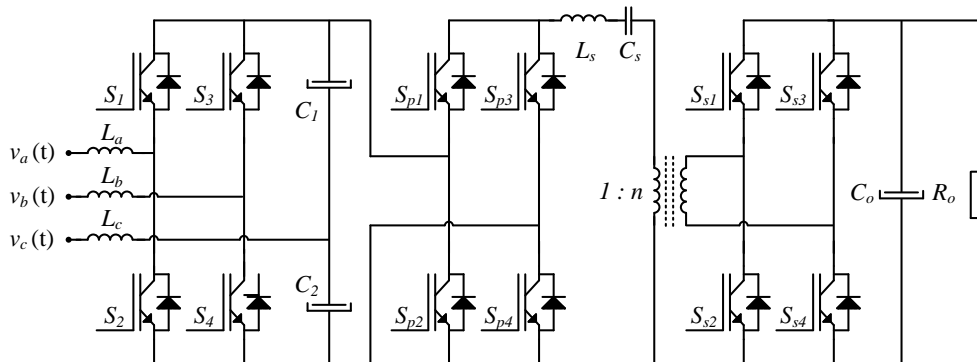
FONTE: Adaptada de (WEILUN et al., 2014).

A principal proposta desta topologia reside em eliminar o filtro de baixa frequência tipicamente presente nos inversores tradicionais. Para essa finalidade, o primeiro estágio, composto pelo retificador trifásico *unfolder*, opera com uma frequência de 180 Hz. O segundo estágio é responsável pela isolamento em alta frequência e o controle da tensão de saída. Os autores conseguiram obter para uma potência de 1 kW um rendimento de 90% e DHT de 8%.

2.2.9 Conversor CA-CC com Quatro interruptores + DABSR

Considerando o crescente interesse por veículos elétricos, (EBRAHIMI et al., 2013) propõem um conversor de múltiplos estágios. A topologia é composta por um retificador trifásico utilizando quatro interruptores e um conversor DAB série ressonante, como mostra a (EBRAHIMI et al., 2013).

Figura 2.16 – Conversor CA-CC 4 interruptores + DABSR.



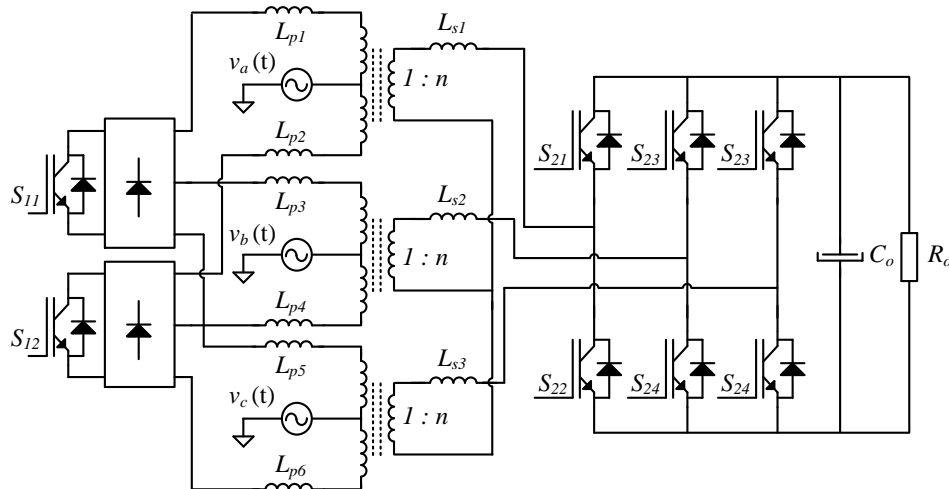
FONTE: Adaptada de (EBRAHIMI et al., 2013).

Utilizando controle vetorial, o primeiro estágio é responsável pela correção do fator de potência e por controlar a tensão do barramento, composto pelos capacitores C_1 e C_2 . A isolamento galvânica é realizada pelo conversor DAB série ressonante, de modo que a diferença do ângulo entre as ondas portadoras controla o fluxo de potência entre os lados primário e o secundário.

2.2.10 Conversor CA-CC Dois Interruptores com Retificador de 2 Níveis em Cascata

Em (CASTELINO et al., 2012), é proposto um conversor CA-CC bidirecional, composto apenas por dois interruptores no lado primário. Por sua vez, o lado secundário emprega um retificador totalmente controlado de dois níveis, como mostra Figura 2.17. A transferência de potência é baseada no conversor DAB. Utilizando a indutância de dispersão do transformador, os interruptores S_{11} e S_{12} operam em modo ZCS, dispensando o uso de circuitos *snubber*.

Figura 2.17 – Conversor CA-CC com dois interruptores com retificador de dois níveis em cascata.

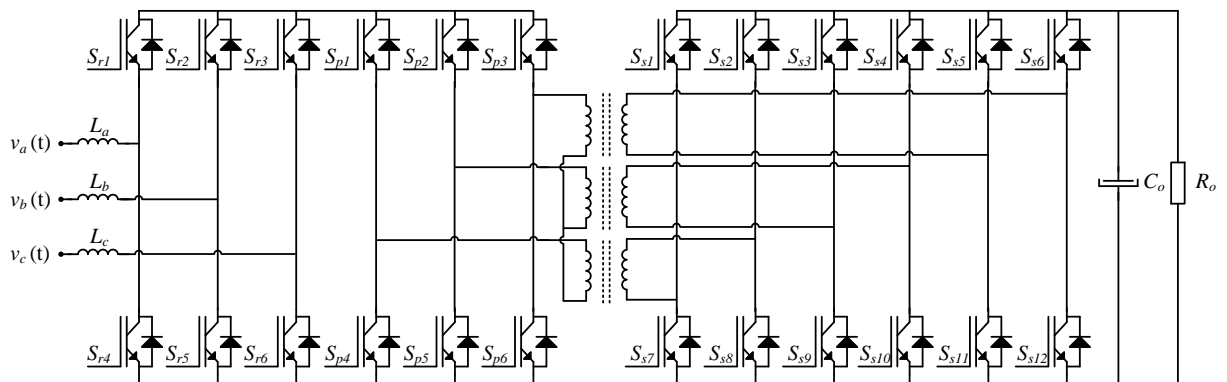


FONTE: Adaptada de (CASTELINO et al., 2012).

2.2.11 Conversor CA-CC Multifásico

Em (LIANG; MAZUMDER, 2009), é apresentada uma técnica de modulação para obter uma maior extensão da faixa de comutação não dissipativa, por sua vez aplicada a um conversor com múltiplas fases. Composto por 24 interruptores unidirecionais, seu respectivo diagrama esquemático é apresentado na Figura 2.19.

Figura 2.18 – Conversor CA-CC multifásico.



FONTE: Adaptada de (LIANG; MAZUMDER, 2009).

No lado CA do conversor, é utilizado um retificador totalmente controlado, responsável pela correção do fator de potência. Já no lado CC do conversor, é empregada uma topologia com múltiplas fases, ao qual fornece isolamento em alta frequência e regulação da tensão de saída. Os autores conseguiram um rendimento de aproximadamente 95% para a potência nominal de 1 kW. Porém, esta topologia apresenta alguns problemas relacionados à

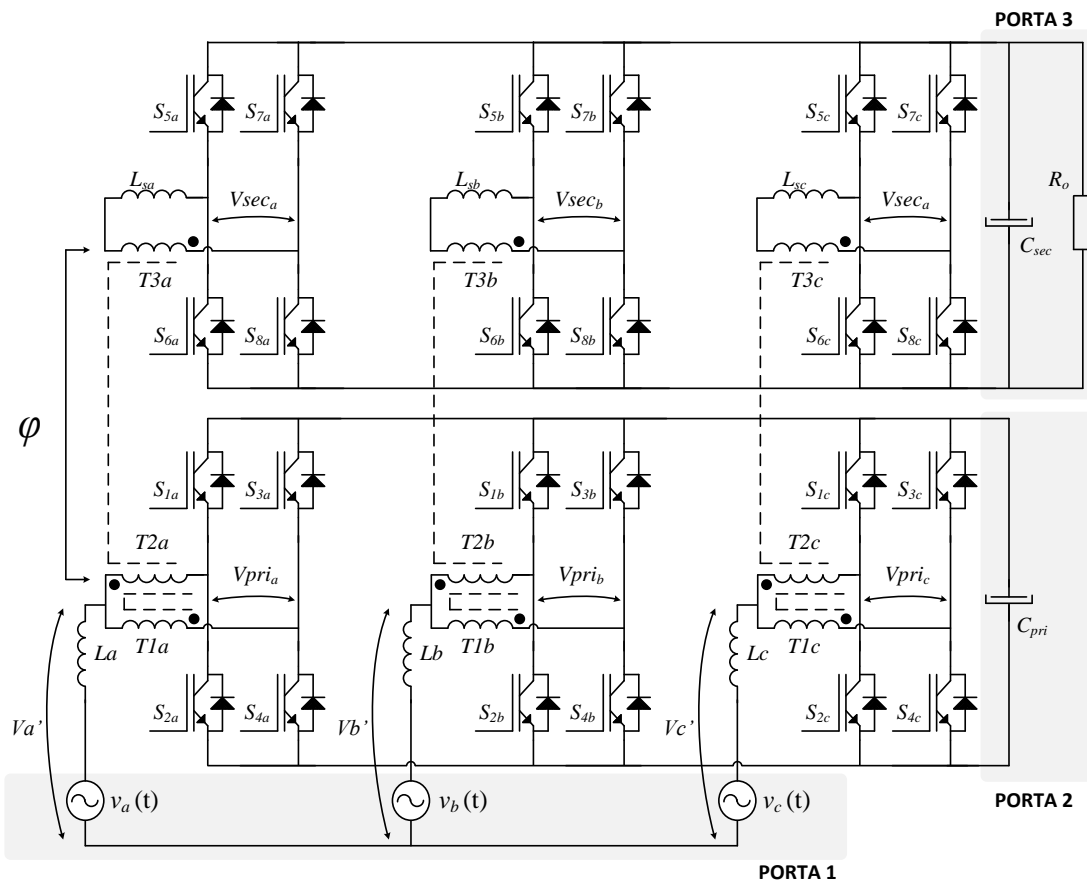
circulação de energia reativa no transformador, prejudicando a capacidade de operação em níveis de potência elevados.

2.3 Topologia Proposta

Com base no conversor proposto por (OLIVEIRA FILHO, 2015), o qual consiste em um estrutura CC-CC isolada com múltiplas fases, esta tese propõe uma versão trifásica do conversor CA-CC bidirecional *interleaved*, o qual é apresentado na sessão 2.1.5. Como principais características do conversor de único estágio representado na Figura 2.19, destacam-se:

- correção do fator de potência;
- isolamento galvânica em alta frequência, provendo maior proteção para cargas críticas e permitindo a adaptação dos níveis de tensão existentes;
- bidirecionalidade de fluxo de potência, com capacidade de suprir tanto cargas CC a partir da rede quanto injetar corrente a partir de fontes CC;
- comutação não dissipativa ao longo de pelo menos metade do período da tensão CA da rede elétrica.

Figura 2.19 – Conversor CA-CC proposto.



FONTE: Próprio autor.

Utilizando a técnica *interleaving* associada à célula de comutação de três estados (CC3E), o controle do fluxo de potência é realizado de acordo com a técnica *phase-shift*, de forma análoga ao conversor DAB. Variando-se a razão cíclica, obtém-se o controle das correntes de entrada e, conseqüentemente, a correção do fator de potência e controle da tensão CC do barramento primário. Por sua vez, o barramento CC secundário é controlado variando-se o ângulo φ .

Nota-se que o conversor proposto possibilita também a operação com múltiplas portas, sendo: porta 1 – entrada trifásica CA; porta 2 – barramento CC primário; e porta 3 – barramento CC secundário. Assim, é possível interconectar diversas fontes de energia e/ou cargas como, por exemplo, a rede elétrica CA, painéis fotovoltaicos, células a combustível, entre outras.

2.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica envolvendo conversores CA-CC. Primeiramente, foram descritos alguns dos conversores monofásicos mais relevantes ao tema e, na sequência, foram descritos os conversores trifásicos existentes na literatura, destacando-se pontos positivos e negativos de cada um dos trabalhos em questão.

Diante do exposto, propõe-se uma nova topologia trifásica CA-CC isolada com único estágio baseada no conversor DAB. Uma vez que possui três portas, o conversor proposto pode interconectar diversas cargas e fontes de energia, sendo que o controlador empregado é capaz de realizar o controle do fluxo de potência entre as mesmas. Possuindo isolamento galvânica em alta frequência e capacidade de correção do fator de potência, o conversor apresenta-se como uma opção interessante para aplicações envolvendo fontes de alimentação para telecom e até mesmo redes inteligentes (*smart grids*).

3 ANÁLISE DO CONVERSOR PROPOSTO

Uma vez apresentada a revisão bibliográfica, este capítulo dedica-se à descrição detalhada do conversor proposto. Em uma primeira instância, realiza-se a análise quantitativa da estrutura, em que são descritos os principais equacionamentos envolvendo grandezas associadas ao sistema, como tensão, corrente e potência. Então, descreve-se a metodologia de controle adotada, sendo analisados os controladores utilizados para a corrente de entrada, tensão no barramento primário, tensão no barramento secundário e corrente de magnetização dos transformadores.

Este capítulo ainda apresenta a análise das perdas existentes no conversor, sendo comparados alguns semicondutores de diversas tecnologias e fabricantes visando ao aumento do rendimento obtido pela topologia. Por fim, tem-se a análise da comutação dos semicondutores, definindo-se as regiões de comutação não dissipativa para cada interruptor, bem como os respectivos intervalos para os quais isso ocorre.

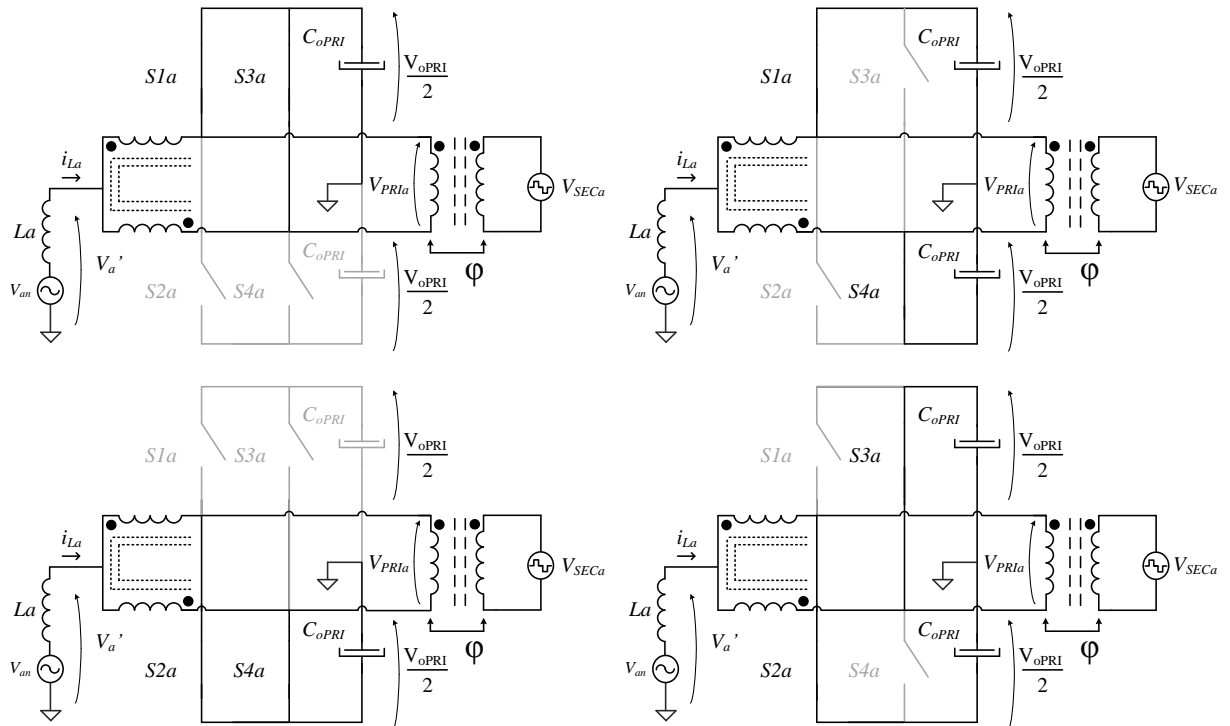
3.1 Análise Qualitativa

Nesta seção, tem-se a análise qualitativa do conversor, descrevendo-se as estratégias para o controle geral, controle ativo da corrente magnetizante e a técnica de modulação utilizada.

3.1.1 Técnica de Modulação

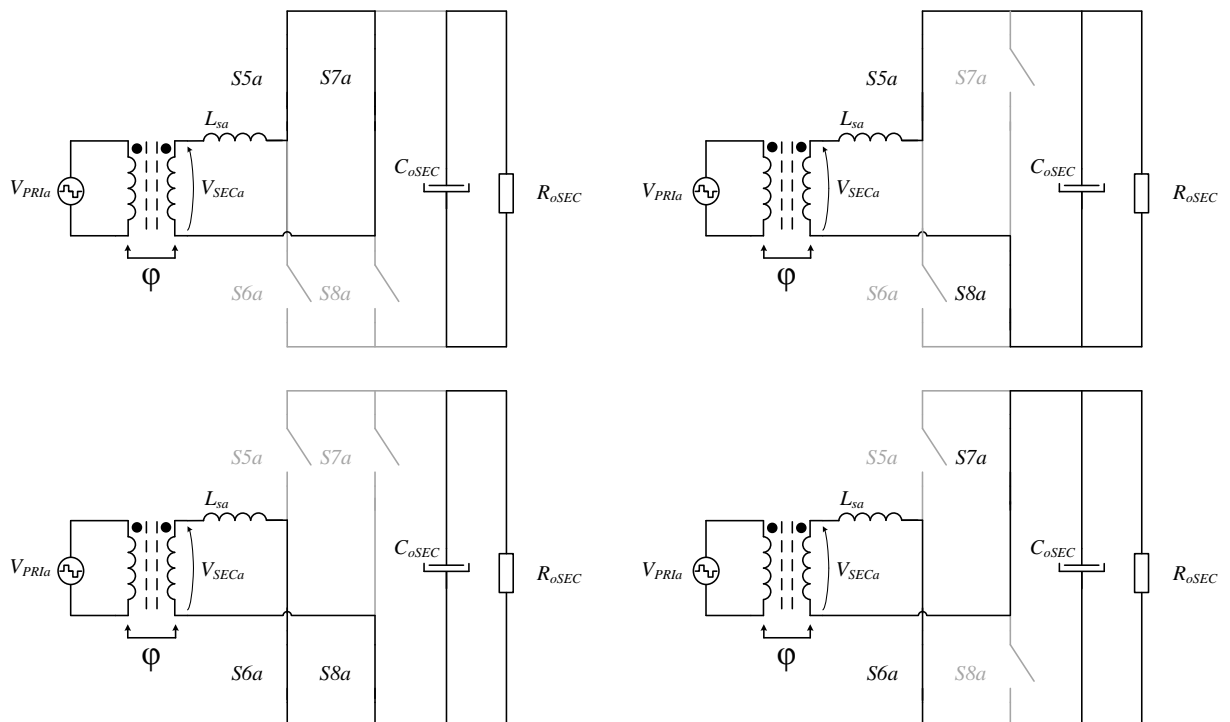
A técnica utilizada para o acionamento dos interruptores é baseada na modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) utilizando duas ondas portadoras defasadas de 180° para cada ponte (PERAÇA, 2008), sendo que cada uma delas é comparada com sua respectiva onda moduladora (m_a , m_b e m_c). Diante da complexidade pertinente à análise das etapas de operação de conversores trifásicos CA devido aos inúmeros possíveis estados de funcionamento, desenvolve-se a seguir a análise do circuito monofásico elementar da topologia proposta. Na versão monofásica, é necessário conectar a referência CA no ponto central dos capacitores do barramento CC. Na Figura 3.1 e Figura 3.2, têm-se os estados de funcionamento dos lados primário e secundário, respectivamente.

Figura 3.1 – Estados de funcionamento do lado primário.



FONTE: Próprio autor.

Figura 3.2 – Estados de funcionamento do lado secundário.



FONTE: Próprio autor.

Na Tabela 3.1 e Tabela 3.2, são descritos os possíveis estados dos interruptores dos lados primário e do secundário, respectivamente.

Tabela 3.1 – Estados dos interruptores do lado primário.

i_{La}	S_{1a}	S_{2a}	S_{3a}	S_{4a}	V_a'	V_{PRIa}
Semiciclo negativo	1	0	1	0	$+\frac{V_{oPRI}}{2}$	0
	1	0	0	1	0	$+V_{oPRI}$
	0	1	1	0	0	$-V_{oPRI}$
	0	1	0	1	$-\frac{V_{oPRI}}{2}$	0

FONTE: Próprio autor.

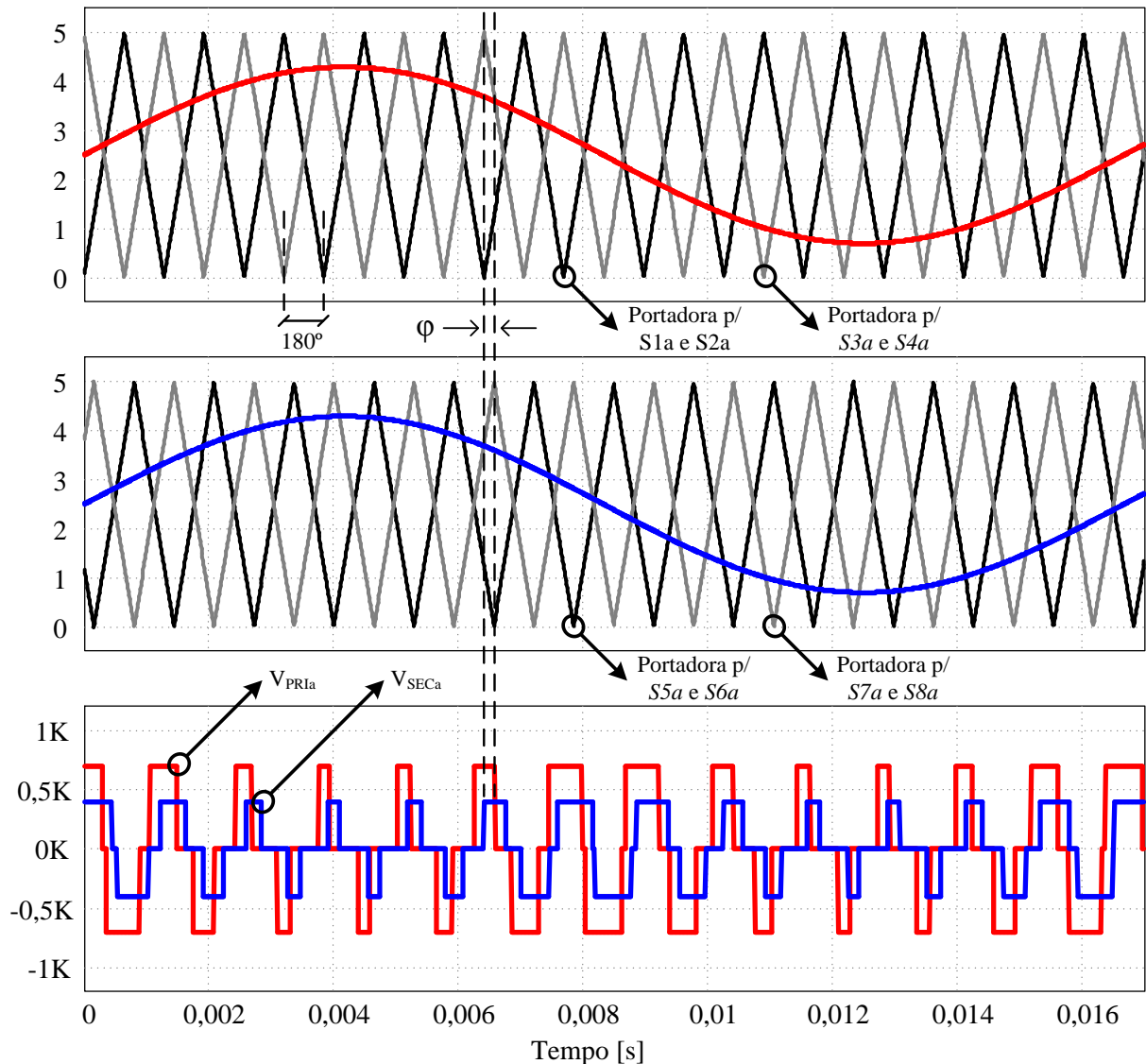
Tabela 3.2 – Estados dos interruptores do lado secundário.

i_{La}	S_{5a}	S_{6a}	S_{7a}	S_{8a}	V_{SECa}
Semiciclo negativo	1	0	1	0	0
	1	0	0	1	$a \cdot V_{PRIa}$
	0	1	1	0	$a \cdot V_{PRIa}$
	0	1	0	1	0

FONTE: Próprio autor.

O controle do fluxo de potência entre os lados primário e secundário do conversor ocorre por meio a técnica de *phase-shift* (CHAN; CHENG; SUTANTO, 1999). Assim, variando o ângulo de defasagem entre as ondas portadoras dos lados primário e secundário, é possível definir o sentido do fluxo de potência. Na Figura 3.3, são apresentadas as principais formas associadas à técnica de modulação utilizada. Nota-se que, entre os braços de uma mesma fase, as ondas portadoras são fixas e defasadas de 180°, enquanto entre as ondas portadoras do lado primário e do secundário há uma defasagem definida por φ . Assim, a utilização dessa técnica permite que a tensão nos enrolamentos do transformador seja uma onda retangular de três níveis.

Figura 3.3 – Modulação PSPWM modificada com duas ondas portadoras.



FONTE: Próprio autor.

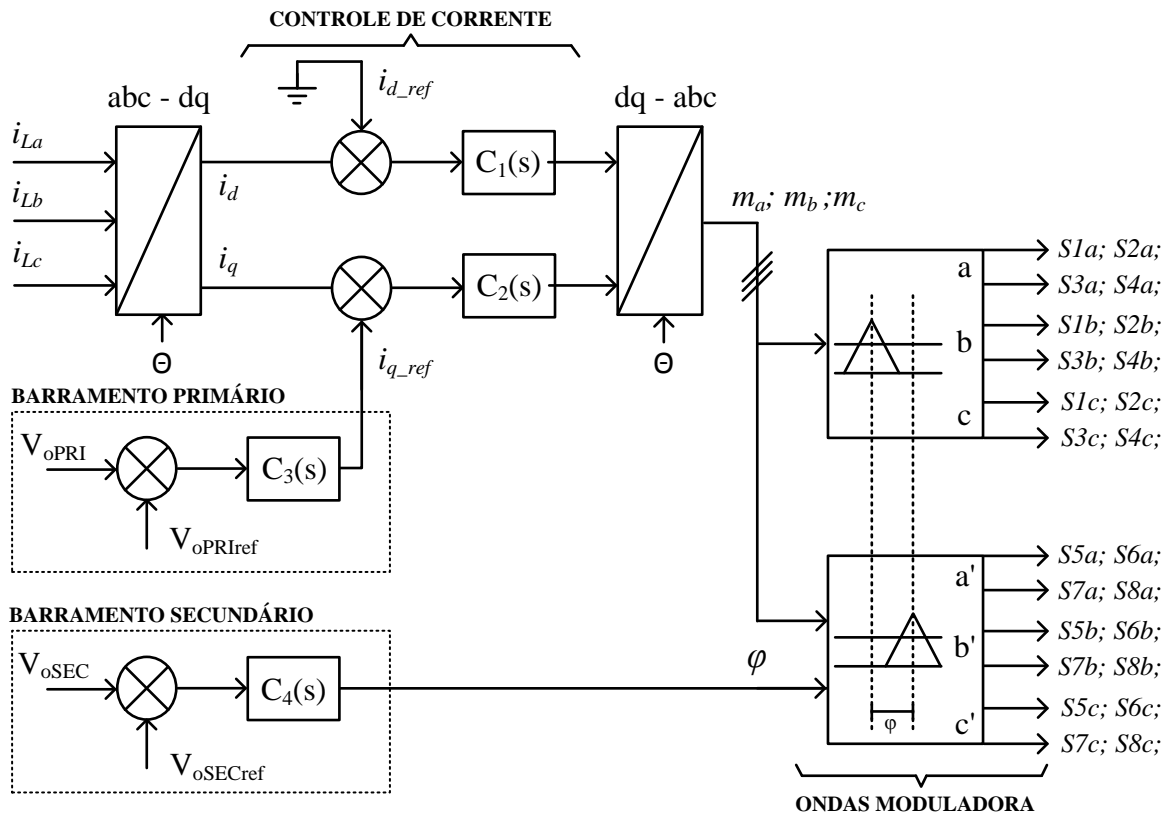
Os interruptores superiores (S_1/S_3) e inferiores (S_2/S_4) são comandados de forma complementar. Assim, devem-se utilizar circuitos que garantam que estes semicondutores não conduzam ao mesmo tempo, o que implicaria a ocorrência de um curto-circuito no braço. Em termos práticos, deve-se ressaltar que alguns circuitos integrados para acionamento de interruptores possuem proteção de intertravamento. No caso particular deste trabalho, utiliza-se um microcontrolador para gerar os pulsos de comando, sendo que o tempo morto associado a esses sinais pode ser ajustado por meio de *software*.

3.1.2 Estratégia de Controle Geral

A estratégia de controle aplicada à topologia proposta é apresentada na Figura 3.4. Para o lado primário do conversor, é utilizado o método convencional de controle em eixos

síncronos (WATANABE; STEPHAN; AREDES, 1993), também conhecido como controle dq .

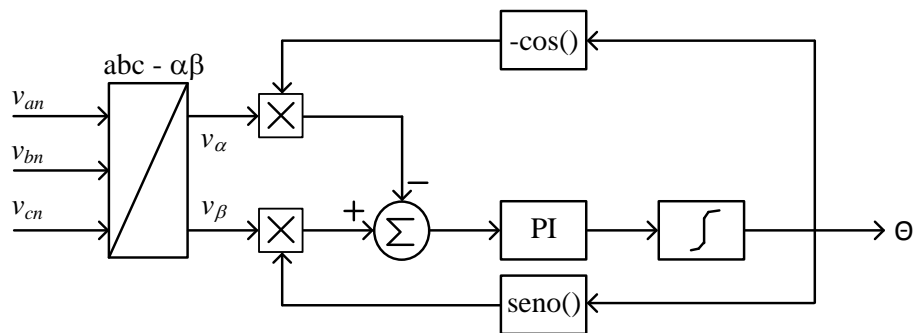
Figura 3.4 – Estratégia de controle proposta.



FONTE: Próprio autor.

Para a obtenção do ângulo de sincronismo com a rede definido como sendo θ , utiliza-se o circuito q -PLL baseado na teoria pq (SASSO et al., 2002), como mostra a Figura 3.5

Figura 3.5 – Circuito de sincronismo q -PLL.



FONTE: Próprio autor.

A teoria de controle utilizando eixos síncronos geralmente considera o sentido da corrente do conversor para a rede elétrica. Assim, de acordo com o PLL utilizado no projeto, a

corrente de eixo de quadratura i_q controla a corrente ativa de entrada e a corrente de eixo direto i_d controla a corrente reativa (AREDES et al., 2009).

Para obter fator de potência unitário, utiliza-se a referência i_d igual a zero. A referência i_q é obtida pelo compensador de tensão $C_3(s)$, responsável pela regulação da tensão no barramento CC primário (V_{oPRI}). Os sinais obtidos pelos compensadores $C_1(s)$ e $C_2(s)$ das malhas das correntes i_q e i_d são utilizados na transformada inversa de Park para gerar as ondas moduladoras m_a , m_b e m_c . Esta estratégia permite a correção do fator de potência das correntes do lado da rede elétrica e a regulação da tensão no barramento primário.

Visando à minimização da circulação de potência reativa no transformador, são utilizadas no secundário as mesmas ondas moduladoras (m_a , m_b e m_c). O controle do fluxo de potência ocorre utilizando a técnica *phase-shift*, na qual a variação do ângulo entre as ondas portadoras resulta na variação do ângulo entre as tensões aplicadas nas pontes primárias (V_{PRIx}) e secundárias (V_{SECx}). Assim, como consequência, tem-se o controle da potência transferida. Esse ângulo, denominado φ , é calculado pelo compensador $C_4(s)$, responsável por regular a tensão no barramento CC secundário (V_{oSEC}).

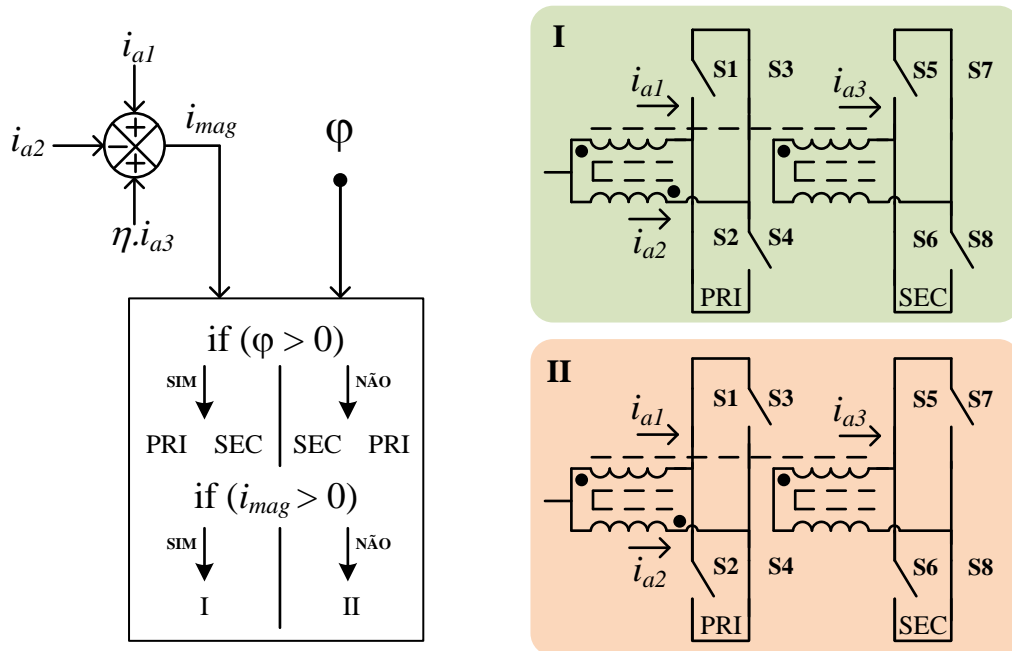
3.1.3 Controle da Corrente Magnetizante

Devido às não idealidades do circuito, principalmente no que tange aos transformadores, é necessário realizar o monitoramento e controle da corrente de magnetização, de modo a evitar que tais elementos magnéticos cheguem à saturação. Este trabalho propõe dois métodos para o controle dessa corrente: controle por sequência de comando e controle por variação da razão cíclica.

3.1.3.1 Controle por Sequência de Comando

Esta estratégia de controle consiste em definir, de acordo com o sentido do fluxo de potência (da rede para o barramento CC, em modo retificador; ou do barramento CC para a rede, em modo inversor) e, medindo-se o valor da corrente magnetizante, quais interruptores devem ser devidamente comandados. Na Figura 3.6, ilustra-se essa técnica de controle, sendo que são utilizadas as correntes i_{a1} , i_{a2} e $\eta \cdot i_{a3}$ (sendo η a relação de transformação), bem como o valor do ângulo φ .

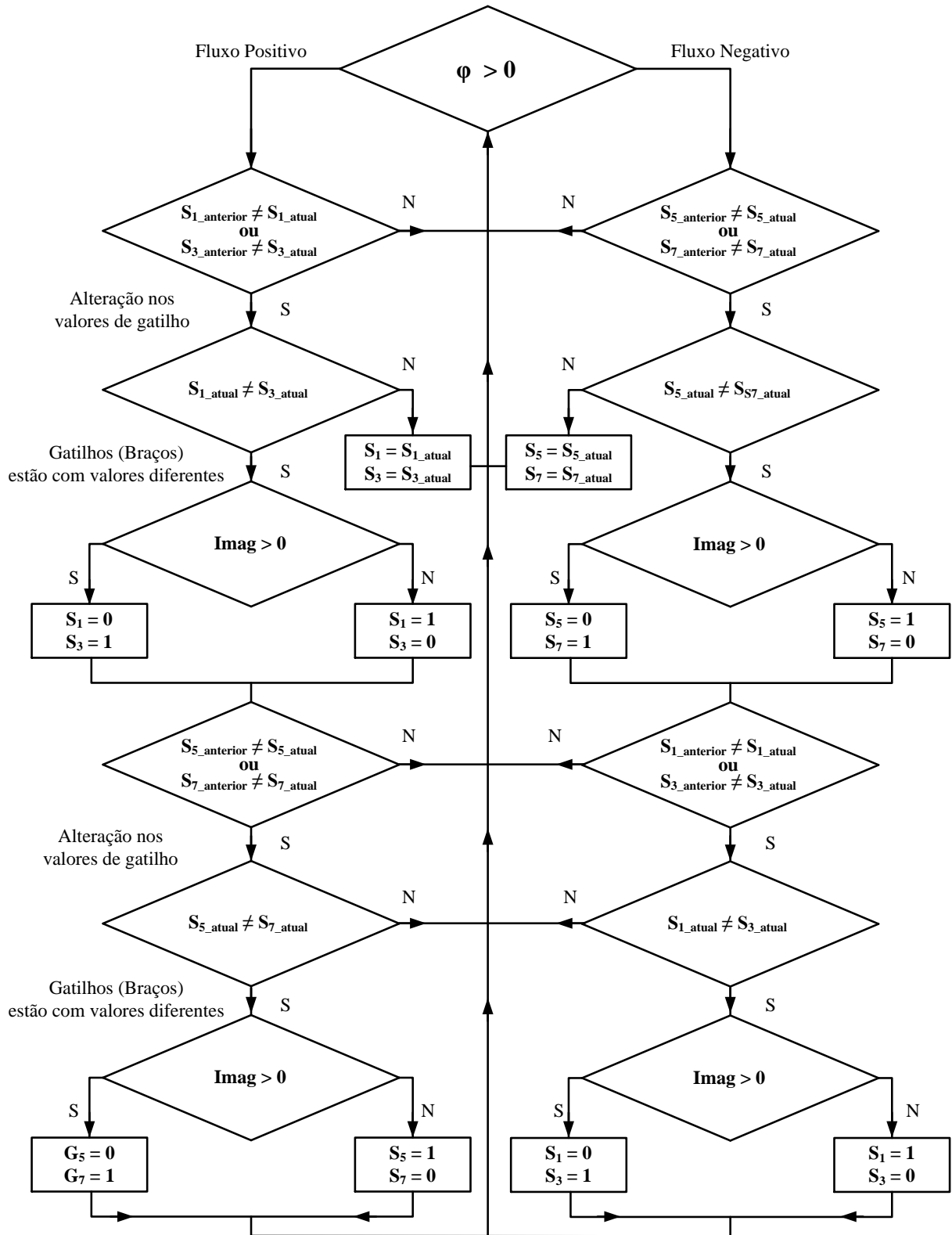
Figura 3.6 – Princípio de operação do controle da magnetizante por sequência de comando.



FONTE: Próprio autor.

A lógica de controle primeiramente verifica o sinal do fluxo de potência: se for positivo, primeiramente é testado e atualizado o lado primário (PRI) e, na sequência, o mesmo ocorre com o lado secundário (SEC); caso o fluxo seja negativo, o teste e atualização se iniciam pelo lado secundário. Em uma segunda etapa, verifica-se se os comandos para S_1 e S_3 são diferentes, pois caso esses comandos sejam iguais (ambos em nível alto, por exemplo), não há como realizar qualquer modificação para aumentar ou diminuir a corrente magnetizante. Porém, com comandos diferentes (S_1 e S_3 em níveis alto e baixo, respectivamente, por exemplo), é possível inverter seus respectivos níveis e, conseqüentemente, provocar o aumento ou redução da corrente magnetizante. Esse mesmo critério vale para o lado secundário em relação aos interruptores S_5 e S_7 . Uma vez garantido que os pulsos sejam diferentes, a corrente magnetizante é verificada. Se for positiva, o controle enviará comandos do tipo I, forçando a corrente magnetizante a decrescer; caso a corrente seja negativa, o controle envia comandos do tipo II, causando o aumento da corrente magnetizante. Assim, invertendo-se os pulsos nos interruptores dos braços de cada ponte, é possível que a corrente magnetizante seja controlada e permaneça aproximadamente nula. Na Figura 3.7, é apresentado o fluxograma utilizado na elaboração do código em linguagem de programação C e conseqüente implementação do controle proposto. Deve-se ressaltar que o método de controle em questão não altera o valor da razão cíclica, mas sim o braço que receberá o devido comando.

Figura 3.7 – Fluxograma do controle por repetição de sequência de comando.

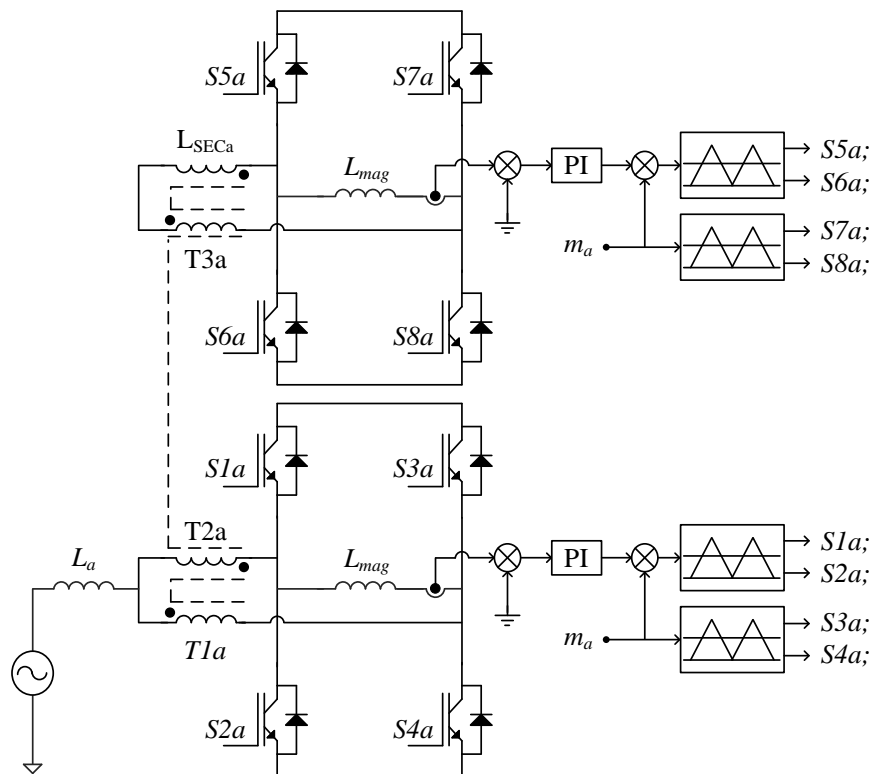


FONTE: Próprio autor.

3.1.3.2 Controle por Variação da Razão Cíclica

O controle proposto anteriormente é uma solução viável quando se utiliza FPGA ou outro circuito lógico programável para obter a modulação do sinal de controle. Porém, quando são empregados microcontroladores e DSPs (processadores digitais de sinais), esta solução torna-se inviável, pois geralmente os pinos associados à modulação PWM não são reprogramáveis. Assim, propõe-se neste trabalho uma alternativa para o controle da corrente de magnetização em que, em vez de se controlar a sequência de acionamento dos interruptores, atua-se diretamente na variação da razão cíclica. Na Figura 3.8, é apresentado o diagrama esquemático da estratégia proposta. A cada ponte, adiciona-se um indutor (L_{mag}), sendo que a corrente que circula por esse elemento é medida e comparada com uma referência em zero. O sinal resultante é aplicado a um controlador PI responsável por somar ou subtrair um dado valor da onda moduladora (m_a), de modo que ocorra uma pequena variação na razão cíclica de um dos braços. Ou seja, um braço (com razão cíclica fixa) recebe diretamente o sinal da onda moduladora, enquanto o outro braço possui razão cíclica variável de acordo com o sinal de controle, mantendo a corrente no indutor próxima a zero.

Figura 3.8 – Controle da corrente magnetizante por variação da razão cíclica.



FONTE: Próprio autor.

Como principal desvantagem em relação ao método anteriormente proposto, destaca-se o uso de seis indutores. Entretanto, essa ainda é uma alternativa interessante quando se utilizam técnicas de controle implementadas em microcontroladores ou DSPs.

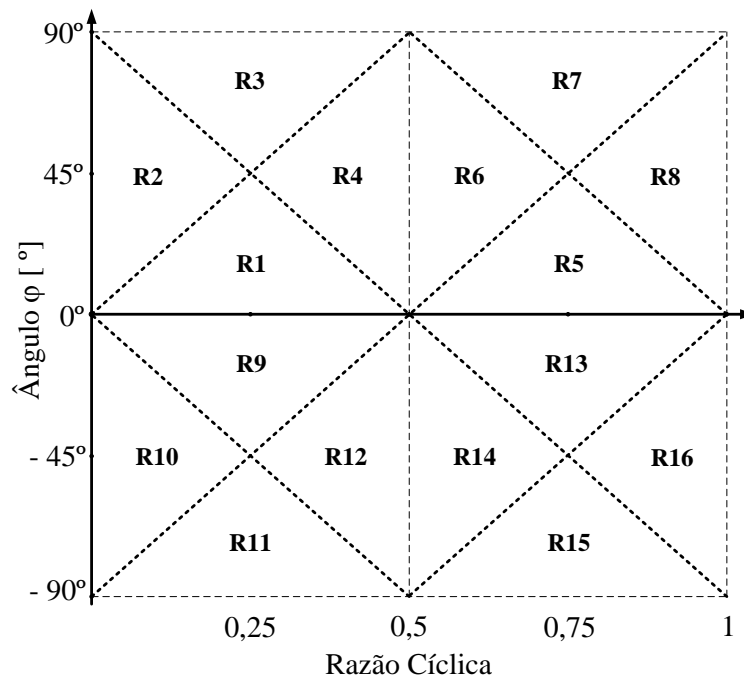
3.2 Análise Quantitativa

Neste tópico, apresenta-se a análise quantitativa do conversor proposto. São analisadas primeiramente as tensões aplicadas ao transformador e, a partir do modelo fundamental, calculam-se as potências e correntes envolvidas. Em uma segunda etapa, tem-se a análise da comutação dos interruptores e, por fim, descreve-se o estudo das perdas nos semicondutores e elementos magnéticos.

3.2.1 Modelo Fundamental

Estudos realizados por (MAZZA, 2015) mostram que a célula CC-CC básica utilizada no arranjo proposto possui 16 regiões de operação, que dependem do ângulo φ e da razão cíclica aplicada os interruptores, conforme mostra a Figura 3.9.

Figura 3.9 – Regiões de operação da célula CC-CC básica.

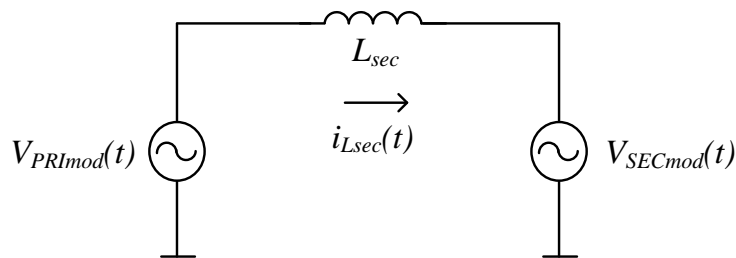


FONTE: Adaptada de (MAZZA, 2015).

Uma vez que o conversor proposto é uma topologia CA-CC bidirecional, tem-se uma variação senoidal da razão cíclica e o ângulo φ pode ser tanto positivo quanto negativo, sendo que o conversor pode operar nas 16 regiões em questão. Em cada uma das mesmas,

podem existir até oito etapas de operação (MAZZA et al., 2015), tornando necessário o equacionamento e análise de até 128 etapas de operação. Considerando que na literatura há estudos comprovando que o uso do modelo fundamental apresentado na Figura 3.10 aproxima-se satisfatoriamente do modelo real (DE DONCKER; DIVAN; KHERALUWALA, 1991; FILHO; OLIVEIRA, 2015), opta-se pela análise do conversor desenvolvendo um modelo baseado apenas nas componentes fundamentais das tensões aplicadas no transformador.

Figura 3.10 – Modelo fundamental adotado na análise.



FONTE: Próprio autor.

Utilizando-se a transformada de Fourier aplicada à forma de onda da tensão no transformador, tem-se que, para uma variação de razão cíclica senoidal, a magnitude da componente fundamental dessa tensão possui comportamento variável, podendo ser aproximado pela função que descreve a modulação AM DSB-FC segundo (3.1), sendo que ω_{2fr} corresponde ao dobro da frequência angular da rede e ω_c é a frequência angular de comutação.

$$v(t) = [V_p + V_{ph} \cos(\omega_{2fr}t)] \cos(\omega_c t) \quad (3.1)$$

Os valores das constantes V_p e V_{ph} são obtidos por (3.2) e (3.3), respectivamente, sendo que M_a é o índice de modulação no transformador e V_{cc} é a tensão no barramento CC.

$$V_p = \left(\frac{2V_{cc}}{\pi} \right) \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{2}(1 + M_a) \right) \right] \quad (3.2)$$

$$V_{ph} = \left(\frac{2V_{cc}}{\pi} \right) \left[1 - \sin\left(\frac{\pi}{2}(1 + M_a) \right) \right] \quad (3.3)$$

Manipulando matematicamente (3.1), chega-se a (3.4), a qual denota de forma mais explícita a componente de alta frequência da tensão aplicada no enrolamento primário do transformador.

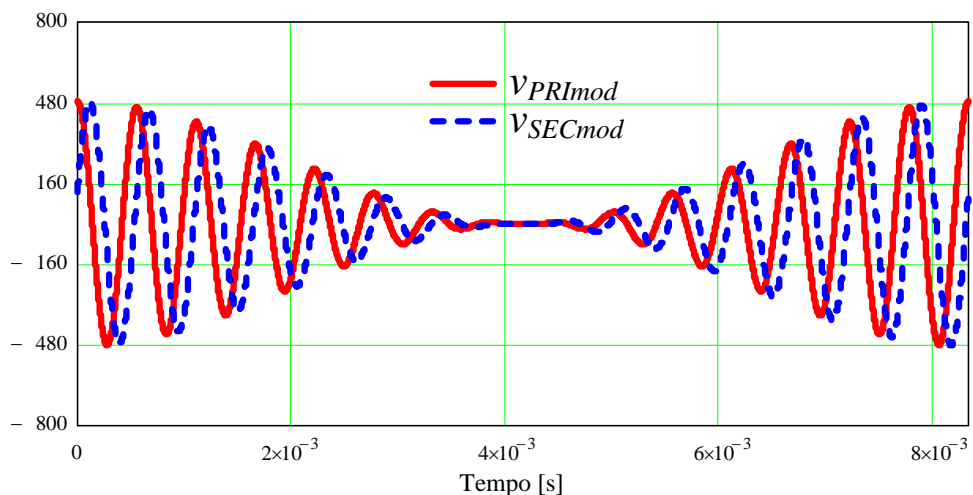
$$v_{PRI mod}(t) = V_p \cos(\omega_c t) + \frac{V_{ph}}{2} \cos((\omega_c + \omega_{2fr})t) + \frac{V_{ph}}{2} \cos((\omega_c - \omega_{2fr})t) \quad (3.4)$$

Utilizando-se as mesmas ondas moduladoras das pontes do lado primário aplicadas àquelas do lado secundário e, considerando um ângulo φ entre as ondas portadoras, tem-se que a tensão aplicada ao secundário do transformador pode ser dada por:

$$v_{PRImod}(t) = V_p \cos(\omega_c t) + \frac{V_{ph}}{2} \cos((\omega_c + \omega_{2fr})t) + \frac{V_{ph}}{2} \cos((\omega_c - \omega_{2fr})t) \quad (3.5)$$

Na Figura 3.11, tem-se um gráfico em que são representadas as componentes fundamentais das tensões nos enrolamentos primário e secundário, obtidas para cada período de comutação ao longo de um período da rede. A frequência de comutação considerada para a obtenção dessas curvas foi reduzida de modo a permitir a visualização da defasagem entre as tensões, por sua vez dada pelo ângulo φ .

Figura 3.11 – Tensões fundamentais aplicadas ao transformador do conversor DAB.



FONTE: Próprio autor.

A equação que define a corrente que circula no transformador é dada por:

$$i_{L_{sec}}(t) = \int \frac{v_{PRImod}(t) - v_{SECmod}(t)}{L_{sec}} dt \quad (3.6)$$

Uma vez determinado o valor da corrente no transformador e a tensão aplicada ao enrolamento, pode-se calcular a potência processada por cada fase do conversor como:

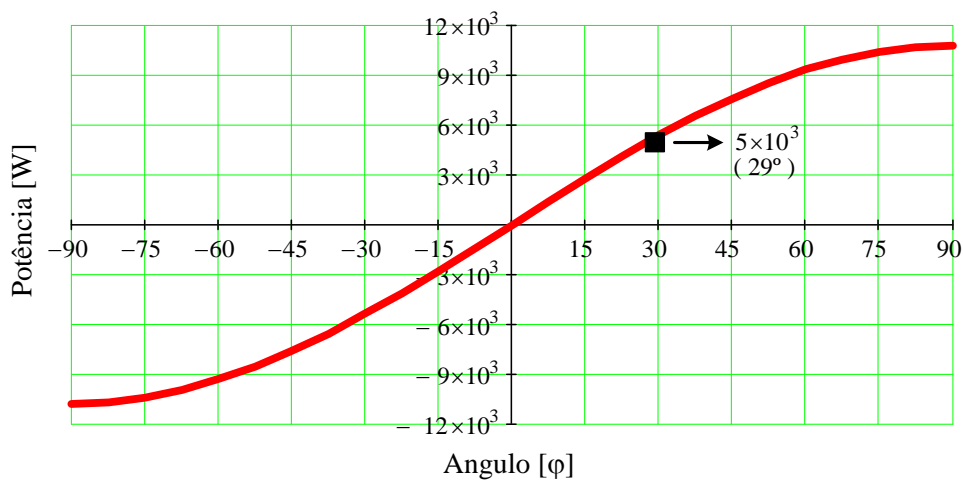
$$P_{o_1f}(t, \varphi) = \int i_{L_{sec}}(t, \varphi) v_{sec}(t, \varphi) dt \quad (3.7)$$

Considerando um índice de modulação de frequência alto, o termo ω_m pode ser desprezado simplificando, portanto, o equacionamento. Assim, chega-se a (3.8), que define a potência trifásica processada pelo conversor proposto.

$$P_{o_3f}(\varphi) = 3 \left(V_p^2 + \frac{V_{ph}^2}{2} \right) \left(\frac{1}{2 \cdot \omega_c \cdot L_{sec}} \cdot \text{sen}(\varphi) \right) \quad (3.8)$$

Na Figura 3.12, representa-se o gráfico da potência no enrolamento secundário ao se variar o ângulo φ . Nota-se que, para a potência nominal desejada de 5 kW, o ângulo é aproximadamente igual a 29°, sendo que o trabalho desenvolvido (KIRSTEN et al., 2014) estabelece este como sendo um valor recomendado para obter elevado rendimento do conversor.

Figura 3.12 – Variação da potência de saída em função do ângulo φ .



FONTE: Próprio autor.

Calculando-se a corrente e a tensão eficazes no enrolamento secundário por meio de (3.9) e (3.10), respectivamente, é possível obter a respectiva potência aparente segundo (3.11).

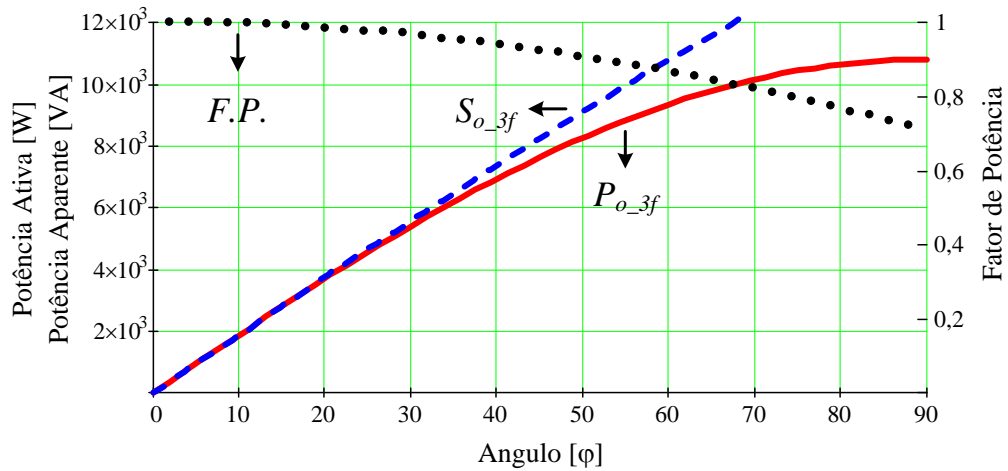
$$I_{o_ef}(\varphi) = \sqrt{\frac{\omega_m}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} i_{L_{sec}}(t) dt} \quad (3.9)$$

$$V_{o_ef}(\varphi) = \sqrt{\frac{\omega_m}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} v_{SECmod}(t) dt} \quad (3.10)$$

$$S_{o_3f}(\varphi) = 3 \cdot V_{o_ef}(\varphi) \cdot I_{o_ef}(\varphi) \quad (3.11)$$

Na Figura 3.13, apresentam-se as curvas que representam o comportamento da potência ativa, potência aparente e fator de potência em função do ângulo φ . Constata-se que, para valores próximos a 30°, o fator de potência é superior a 0,9.

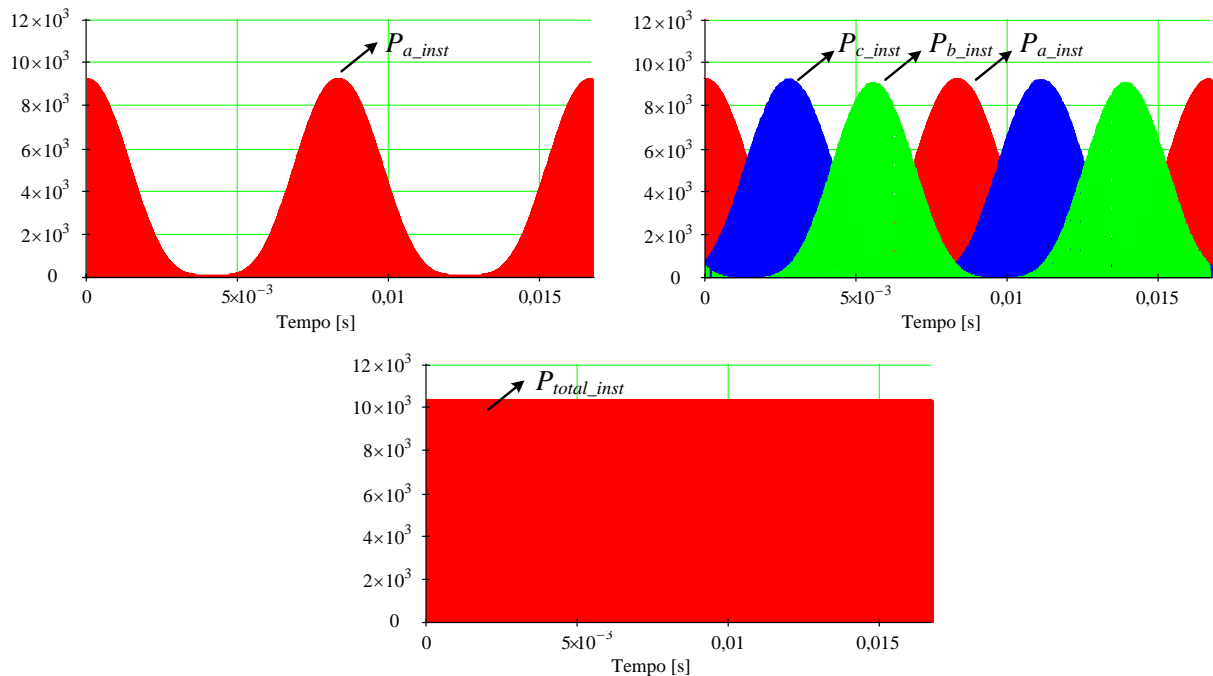
Figura 3.13 – Comportamento das potências ativa e aparente e do fator de potência.



FONTE: Próprio autor.

Pode-se afirmar que a potência instantânea processada por cada fase no conversor proposto é pulsada. Contudo, a potência vista pela rede (P_{total_inst}) é contínua, como mostra a Figura 3.14.

Figura 3.14 – Análise das potências instantâneas.

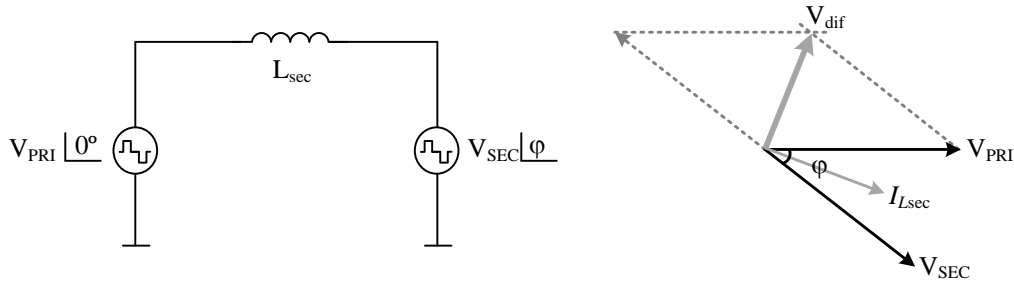


FONTE: Próprio autor.

3.2.2 Análise da Comutação

A análise da comutação nos interruptores que se segue é baseada no modelo fundamental, como mostra a Figura 3.15.

Figura 3.15 – Modelo fundamental e vetores da tensão aplicada no transformador.



FONTE: Próprio autor.

O fluxo de corrente entre os lados primário e secundário é dado por:

$$I_{Lsec} = \frac{V_1 | 0^\circ - V_2 | -\varphi}{\omega_c \cdot L_{SEC} | 90^\circ} \quad (3.12)$$

Resolvendo a subtração vetorial do módulo das tensões no numerador de (3.12), chega-se à equação (3.13).

$$V_{dif}^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2 \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \cos(\varphi) \quad (3.13)$$

Considerando que as amplitudes das tensões aplicadas nos enrolamentos primário e no secundário são iguais, tem-se:

$$V_{dif}^2 = 2 \cdot V_x^2 - 2 \cdot V_x^2 \cdot \cos(\varphi) \quad (3.14)$$

Rearranjando os termos, chega-se a:

$$V_{dif} = V_x \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - \cos(\varphi))} \quad (3.15)$$

A diferença do ângulo das tensões obtida por meio da subtração vetorial é dada por:

$$\sigma_{dif} = \omega_0 + \frac{(180^\circ - \varphi)}{2} - 90^\circ = \omega_o - \frac{\varphi}{2} \quad (3.16)$$

Assim, de posse do módulo (V_{dif}) e do ângulo (σ_{dif}), pode-se descrever a corrente resultante na seguinte forma:

$$i_{Lsec} = \frac{V_x \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - \cos(\varphi))}}{\omega_c \cdot L_{sec}} \cdot \text{sen} \left(\omega_c \cdot t - \frac{\varphi}{2} \right) \quad (3.17)$$

Como foi visto anteriormente, as tensões aplicadas aos enrolamentos primário e secundário podem ser aproximadas para cada instante de comutação pelas equações (3.18) e (3.19), respectivamente:

$$v_{pri}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot V_{o_PRI\eta} \cdot \text{sen}\left(\frac{\Delta d}{2}\right) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (3.18)$$

$$v_{sec}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot V_{o_SEC} \cdot \text{sen}\left(\frac{\Delta d}{2}\right) \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t - \varphi) \quad (3.19)$$

Considerando que as tensões aplicadas no transformador são iguais, o termo V_x na equação (3.20) pode ser descrito pela equação:

$$V_x = \frac{4}{\pi} \cdot V_{o_SEC} \cdot \text{sen}\left(\frac{\Delta d}{2}\right) \quad (3.20)$$

A corrente nos interruptores do conversor no lado primário é dada pela corrente no indutor i_{Lsec} somada com metade da corrente de entrada, como mostram (3.21) e (3.22). Por sua vez, nos interruptores do lado secundário do conversor, tem-se apenas a corrente no indutor i_{Lsec} , como apresentado em(3.23).

$$i_{S1}(t) = i_{Lsec} - \frac{i_{La}(t)}{2} \quad (3.21)$$

$$i_{S2}(t) = i_{Lsec} + \frac{i_{La}(t)}{2} \quad (3.22)$$

$$i_{S5}(t) = i_{S6}(t) = i_{Lsec} \quad (3.23)$$

Substituindo-se (3.21), (3.22) e (3.23), obtêm-se:

$$i_{S1}(t) = \frac{V_x \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - \cos(\varphi))}}{\omega_c \cdot L_{sec}} \cdot \text{sen}\left(\omega_c \cdot t - \frac{\varphi}{2}\right) - I_{La_pk} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (3.24)$$

$$i_{S2}(t) = \frac{V_x \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - \cos(\varphi))}}{\omega_c \cdot L_{sec}} \cdot \text{sen}\left(\omega_c \cdot t - \frac{\varphi}{2}\right) + I_{La_pk} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (3.25)$$

$$i_{S5}(t) = i_{S6}(t) = \frac{V_x \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - \cos(\varphi))}}{\omega_c \cdot L_{sec}} \cdot \text{sen}\left(\omega_o \cdot t - \frac{\varphi}{2}\right) \quad (3.26)$$

Para analisar a comutação, é necessário determinar os instantes em que as correntes nos interruptores se igualam a zero. Para isso, as equações (3.24), (3.25) e (3.26) são

igualadas a zero e, em seguida, isola-se o termo $\omega_c t$ de modo a determinar a função que define os instantes de cruzamento por zero.

$$\beta_{S1}(t) = \arcsen \left[+ \frac{I_{La_pk} \cdot \text{sen}(\omega_o t)}{2} \cdot \frac{\omega_c \cdot L_{sec}}{V_x \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - \cos(\varphi))}} \right] + \frac{\varphi}{2} \quad (3.27)$$

$$\beta_{S2}(t) = \arcsen \left[- \frac{I_{La_pk} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t)}{2} \cdot \frac{\omega_c \cdot L_{sec}}{V_x \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - \cos(\varphi))}} \right] + \frac{\varphi}{2} \quad (3.28)$$

$$\beta_{S5}(t) = \beta_{S6}(t) = \frac{\varphi}{2} \quad (3.29)$$

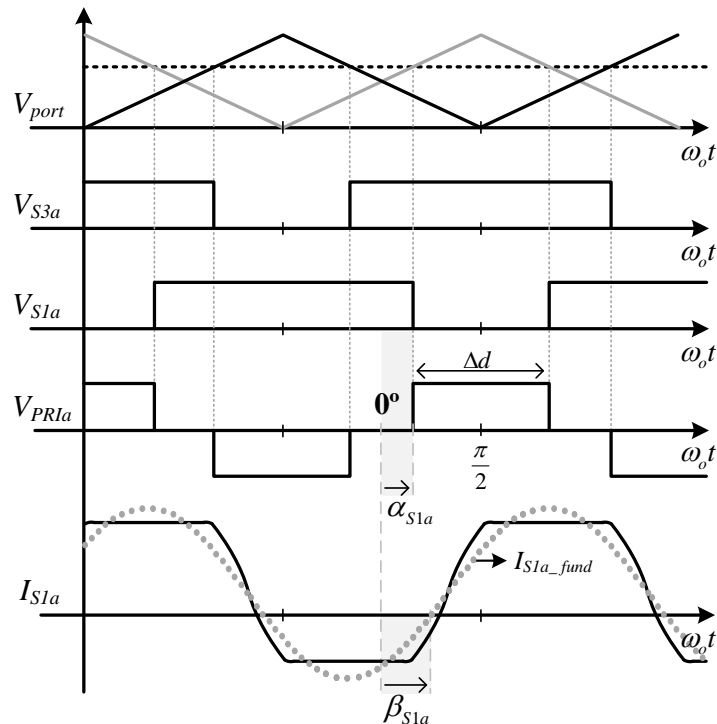
Para a técnica de modulação proposta, a mesma razão cíclica é aplicada nos interruptores dos lados primário e no secundário. A tensão que define o ângulo para o qual as tensões nos interruptores se igualam a zero é dada por:

$$\alpha_{S1}(t) = \alpha_{S5}(t) = -90 \cdot M_i \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (3.30)$$

$$\alpha_{S2}(t) = \alpha_{S6}(t) = 90 \cdot M_i \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (3.31)$$

Na Figura 3.16, são apresentadas as curvas utilizadas para a análise da comutação. Considerando a referência em zero (0°), a função α_{S1a} define o momento em que a tensão no interruptor (V_{S1a}) se iguala a zero. Por outro lado, a função β_{S1a} determina o instante em que a componente fundamental da corrente (I_{S1a_fund}) que circula pelo transformador se torna nula. Logo, garante-se a comutação ZVS quando α_{S1a} for menor que β_{S1a} , pois no instante em que a corrente se tornar positiva, a tensão será nula.

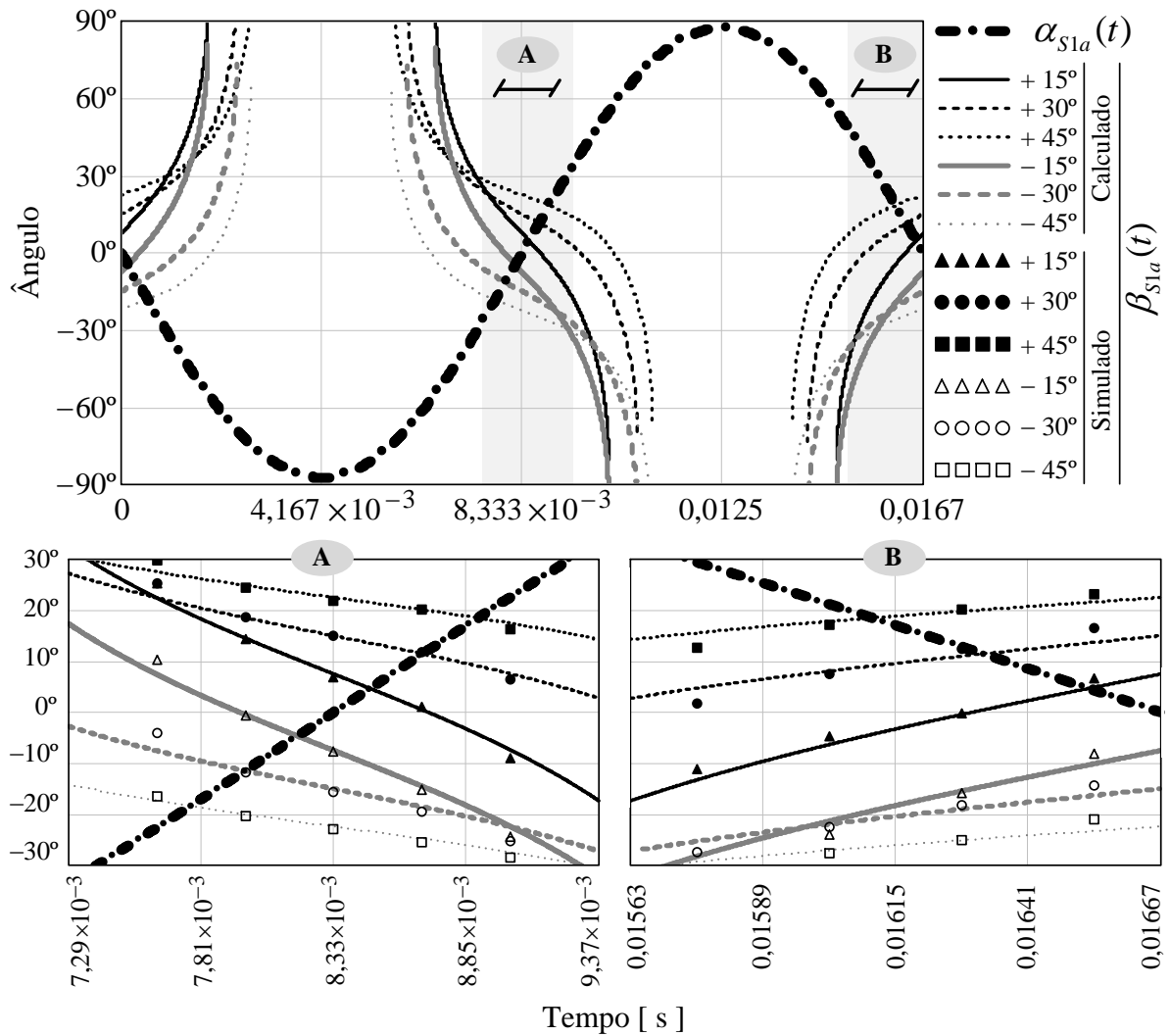
Figura 3.16 – Gráfico utilizado na análise da comutação.



FONTE: Próprio autor.

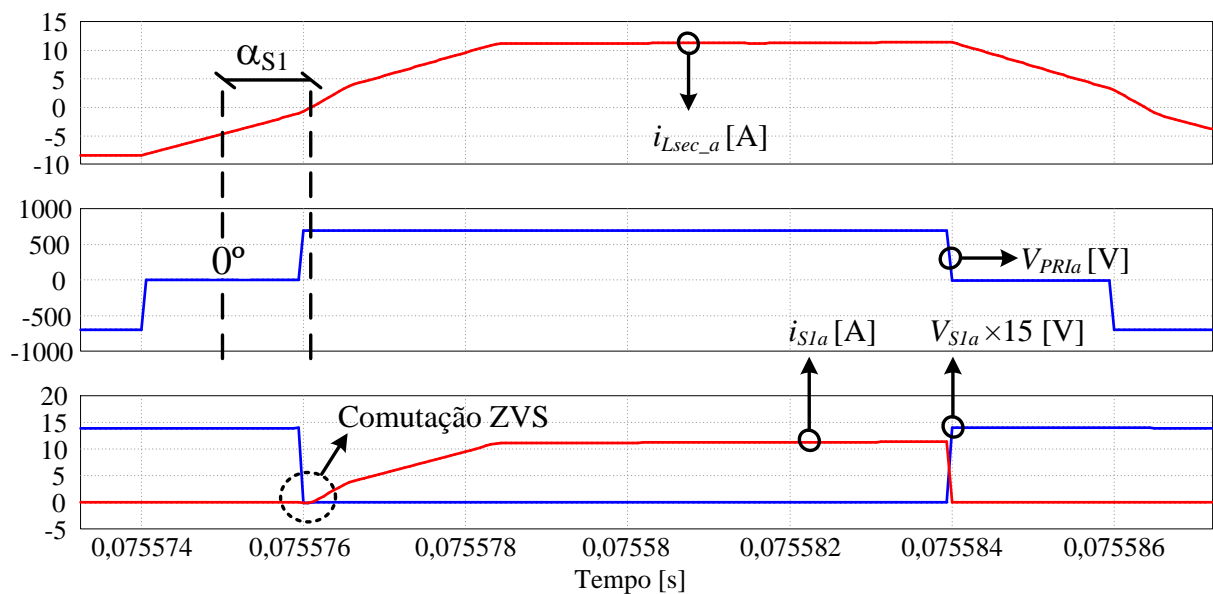
A análise da comutação nos interruptores é realizada observando o comportamento da função $\beta_{SI}(t)$ para diversos valores do ângulo φ , juntamente com a função $\alpha_{SI}(t)$, como mostra a Figura 3.17. Nota-se que, quanto maior for o ângulo φ , maior será o intervalo de tempo durante o qual a curva $\alpha_{SI}(t)$ permanecerá abaixo de $\beta_{SI}(t)$, ou seja, maior será o intervalo de tempo para o qual ocorrerá a comutação não dissipativa do tipo ZVS. Para validar essas curvas, utilizou-se o *software* PSIM®, no qual foi simulado todo o circuito de potência e fixados valores de interesse para o ângulo φ (a saber, ± 15 , ± 30 e ± 45). Em seguida, foi medido o ângulo no qual a corrente se iguala a zero, como mostra a Figura 3.18. Foram também medidos os pontos próximos dos limites de cruzamento das curvas (α_{SI} e β_{SI}), segundo as regiões A e B do gráfico. Pode-se notar que os pontos obtidos por simulação são muito próximos àqueles existentes nas curvas obtidas utilizando o equacionamento matemático anteriormente descrito validando, portanto, o estudo desenvolvido. Na Figura 3.19, tem-se a análise realizada para o interruptor inferior (S_2), sendo que os resultados obtidos também são satisfatórios.

Figura 3.17 – Análise teórica da comutação no interruptor superior do lado primário (S_I).



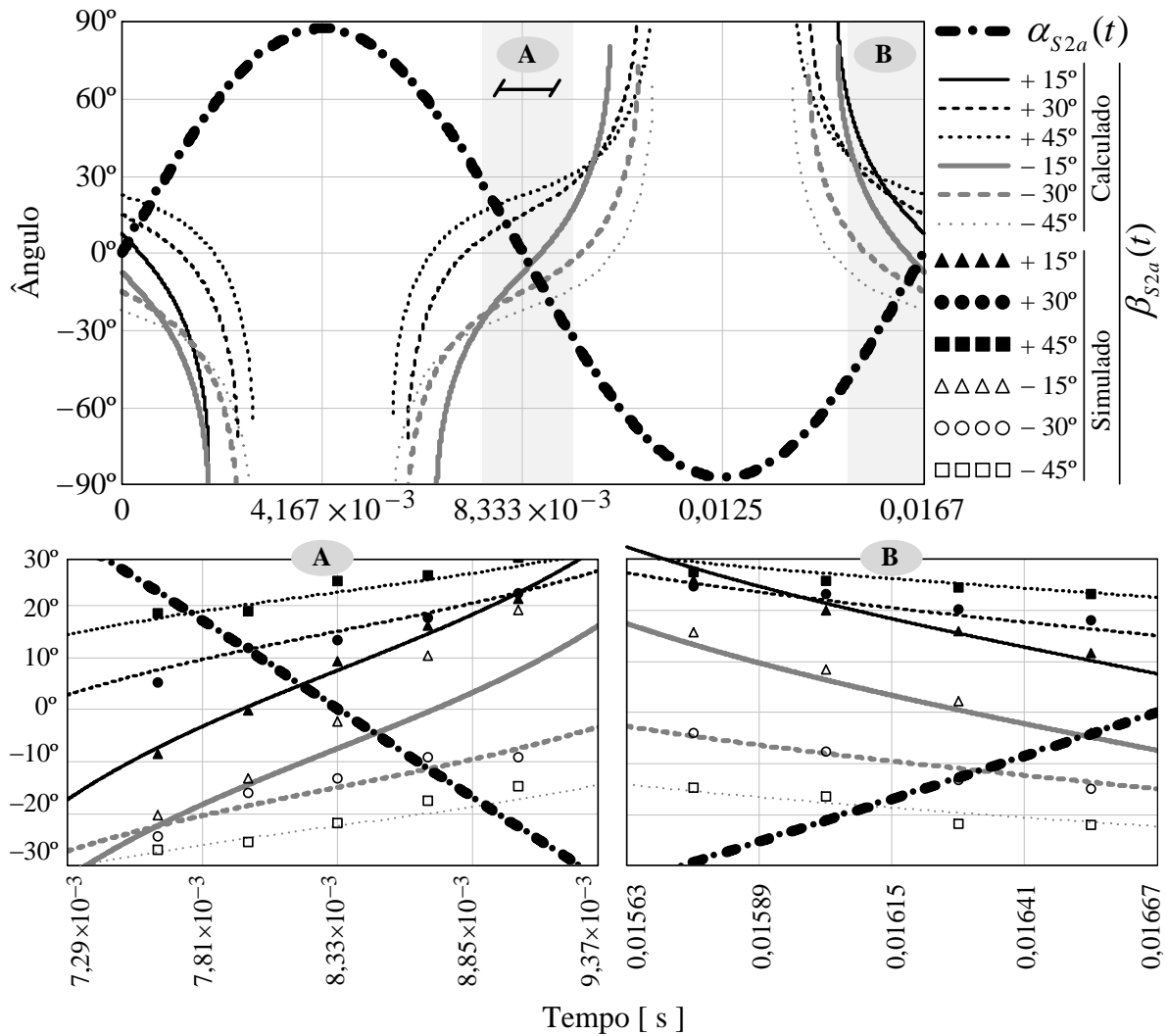
FONTE: Próprio autor.

Figura 3.18 – Análise por simulação no software PSIM®, da comutação no interruptor S_I .



FONTE: Próprio autor.

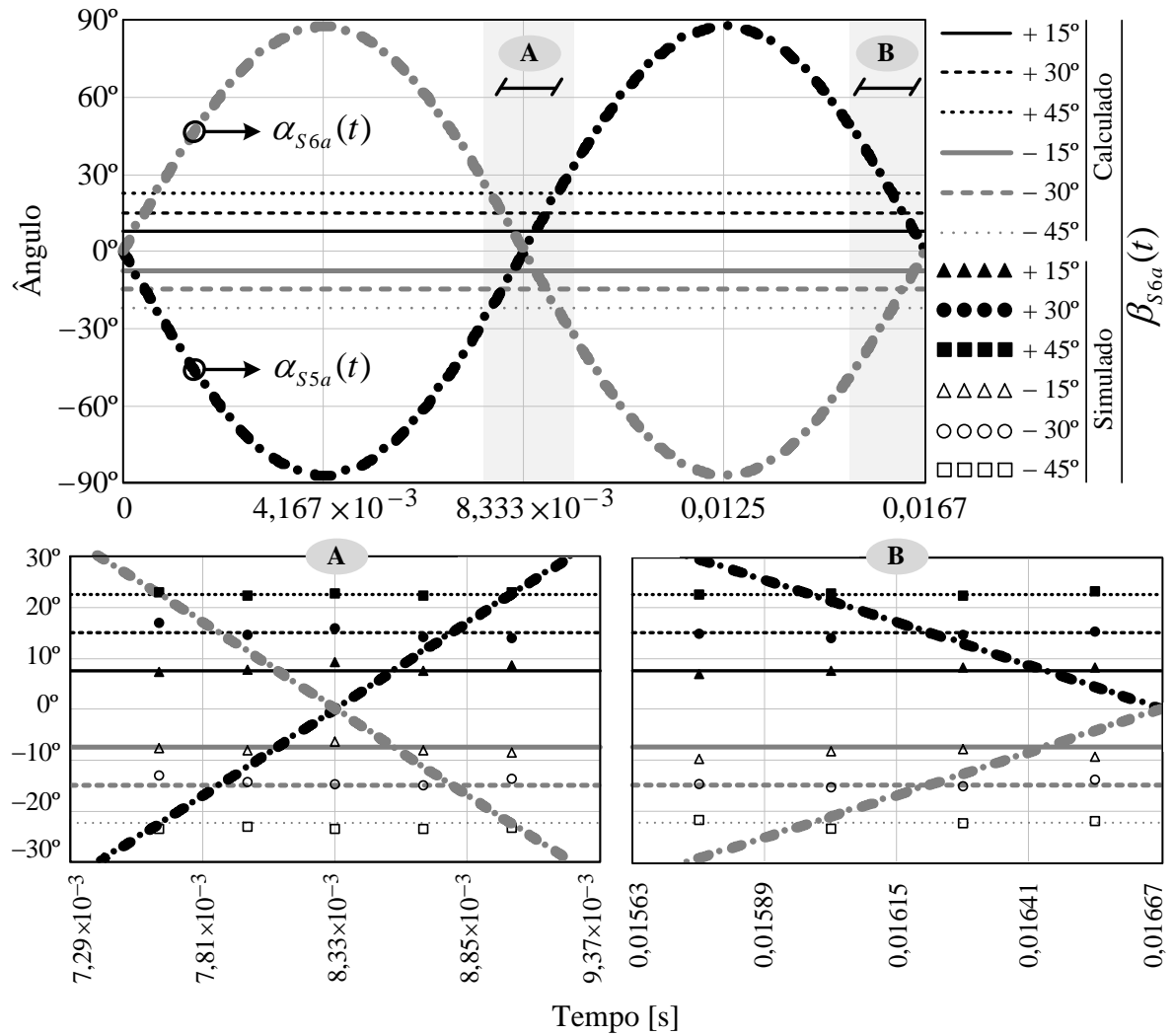
Figura 3.19 – Análise da comutação no interruptor inferior do lado primário (S_2).



FONTE: Próprio autor.

A análise dos interruptores do lado secundário é apresentada na Figura 3.20. Como a função do cruzamento por zero da corrente é a mesma para ambos os interruptores, são traçadas as funções das tensões $\alpha_{S5}(t)$ e $\alpha_{S6}(t)$ no mesmo gráfico. De forma análoga aos resultados obtidos para o lado primário, também foram analisados alguns pontos por simulação, obtendo-se também valores muito próximos àqueles fornecidos pelo modelo matemático previamente desenvolvido.

Figura 3.20 – Análise da comutação nos interruptores superior (S_5) e inferior (S_6) do lado secundário.



FONTE: Próprio autor.

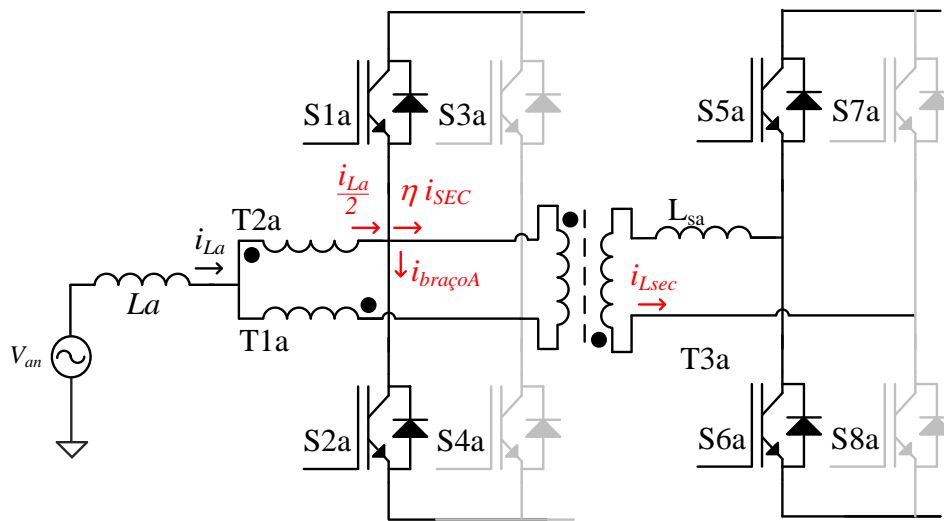
3.2.3 Estudo das Perdas

Neste t3pico, desenvolve-se o estudo de perdas seguindo a metodologia adotada por (SILVA, R. N. A. L., 2013). Para esse estudo, 3 necess3rio determinar inicialmente os intervalos de condu33o, a fun33o de modula33o e a fun33o da corrente para cada semicondutor (interruptor e diodo). Em segunda inst3ncia, deve-se determinar os esfor3os de corrente nestes semicondutores em termos dos respectivos valores m3dio e eficaz, os quais permitem dimensionar corretamente os componentes utilizados no conversor proposto.

3.2.3.1 Correntes M3dia e Eficaz

Considerando que as correntes nos enrolamentos da c3lula de comuta33o sejam equilibradas e haja simetria entre os bra3os, a an3lise das correntes pode ser realizada apenas para apenas um bra3o do lado prim3rio e um bra3o do lado secund3rio, como mostra a Figura 3.21.

Figura 3.21 – An3lise das correntes nos semicondutores.



FONTE: Pr3prio autor.

A corrente que circula no bra3o do lado prim3rio do conversor pode ser dada por (3.32).

$$i_{bra3oA}(\omega_r \cdot t) = \frac{i_{La}(\omega_r \cdot t)}{2} - \eta \cdot i_{Lsec}(\omega_r \cdot t) \quad (3.32)$$

Para determinar as correntes m3dias e eficazes, s3o aplicadas as equa33es (3.33) e (3.34), sendo que y representa o tipo de semicondutor (interruptor ou diodo); x define a nomenclatura adotada para o semicondutor (S_1, S_2, S_5 ou S_6); $\delta_{y,x}$ 3 a fun33o de comuta33o (ou modula33o); e $i_{y,x}$ 3 a fun33o da corrente que circula por esse semicondutor.

$$I_{y,x_med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \delta_{y,x}(\omega_r \cdot t) \cdot i_{y,x}(\omega_r \cdot t) \cdot d(\omega_r \cdot t) \quad (3.33)$$

$$I_{y,x_rms} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \delta_{y,x}(\omega_r \cdot t) \cdot (i_{y,x}(\omega_r \cdot t))^2 \cdot d(\omega_r \cdot t)} \quad (3.34)$$

Primeiramente, deve-se analisar separadamente as parcelas de corrente que circulam pelo interruptor e pelo respectivo diodo em antiparalelo, segundo as expressões que se seguem.

$$i_{Sx}(\omega_r \cdot t) = \begin{cases} i_{y,x}(\omega_r \cdot t) & \text{se } i_{y,x}(\omega_r \cdot t) \geq 0 \\ 0 & \text{se } i_{y,x}(\omega_r \cdot t) < 0 \end{cases} \quad (3.35)$$

$$i_{Dx}(\omega_r \cdot t) = \begin{cases} 0 & \text{se } i_{y,x}(\omega_r \cdot t) \geq 0 \\ |i_{y,x}(\omega_r \cdot t)| & \text{se } i_{y,x}(\omega_r \cdot t) < 0 \end{cases} \quad (3.36)$$

A função de comutação é gerada comparando-se uma onda triangular com um sinal de controle, gerando assim os pulsos de comando que acionam os interruptores. Essas funções são dadas por:

$$\delta_{S1}(\omega_r \cdot t) = \delta_{S5}(\omega_r \cdot t) = \begin{cases} 1 & \text{se } 0,96 \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \geq v_{tri}(t) \\ 0 & \text{se } 0,96 \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) < v_{tri}(t) \end{cases} \quad (3.37)$$

$$\delta_{S2}(\omega_r \cdot t) = \delta_{S6}(\omega_r \cdot t) = \begin{cases} 0 & \text{se } 0,96 \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) \geq v_{tri}(t) \\ 1 & \text{se } 0,96 \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t) < v_{tri}(t) \end{cases} \quad (3.38)$$

Os diodos em antiparalelo com os interruptores conduzem de forma complementar. Assim, sua respectiva função de comutação pode ser descrita como:

$$\delta_{D1}(\omega_r \cdot t) = \delta_{D5}(\omega_r \cdot t) = \begin{cases} 1 & \text{se } \delta_{S1}(\omega_r \cdot t) = 0 \\ 0 & \text{se } \delta_{S1}(\omega_r \cdot t) = 1 \end{cases} \quad (3.39)$$

$$\delta_{D2}(\omega_r \cdot t) = \delta_{D6}(\omega_r \cdot t) = \begin{cases} 1 & \text{se } \delta_{S2}(\omega_r \cdot t) = 0 \\ 0 & \text{se } \delta_{S2}(\omega_r \cdot t) = 1 \end{cases} \quad (3.40)$$

Uma vez definidas as funções de comutação e da corrente nos semicondutores, utilizam-se as equações **Erro! Fonte de referência não encontrada.** e

Erro! Fonte de referência não encontrada. para o cálculo das correntes médias e eficazes, respectivamente. Na Tabela 3.3, são apresentados os valores obtidos utilizando a metodologia anteriormente proposta e por simulação. Nota-se que em alguns casos há um valor de erro percentual alto. Porém, tais erros persistem apenas para correntes de pequena magnitude. Outro ponto que se deve destacar é que o cálculo foi realizado empregando-se o modelo fundamental baseado na modulação AM-DSB para o equacionamento da corrente no transformador.

Tabela 3.3 – Esforços de corrente nos semicondutores.

Semicondutor	Valor Calculado	Valor Simulado	Erro [%]
I_{S1_med}	1,243	1,311	5,18
I_{S1_rms}	3,237	3,343	3,18
I_{D1_med}	0,626	0,871	28,01
I_{D1_rms}	2,685	2,544	5,55
I_{S2_med}	1,232	1,294	4,82
I_{S2_rms}	2,736	2,971	7,89
I_{D2_med}	0,853	1,137	25,01
I_{D2_rms}	2,367	2,775	14,69
I_{S5_med}	0,382	0,332	14,93
I_{S5_rms}	1,344	1,361	1,14
I_{D5_med}	2,689	2,611	2,99
I_{D5_rms}	5,392	5,56	3,02
I_{S6_med}	0,227	0,325	30,16
I_{S6_rms}	1,097	1,31	16,26
I_{D6_med}	2,75	2,41	14,11
I_{D6_rms}	4,894	5,29	7,48

FONTE: Próprio autor.

3.2.3.2 Cálculo das Perdas por Condução e Comutação

Para a análise que se segue, são definidas as equações generalizadas que regem o comportamento das perdas por condução e comutação (BATSCHAUER, 2011). As perdas por condução no indutor e no diodo em antiparalelo são calculadas utilizando as equações (3.41) e (3.42), respectivamente.

$$P_{y,x_COND} = V_{TO} \cdot I_{y,x_med} + R_s \cdot (I_{y,x_rms})^2 \quad (3.41)$$

$$Pd_{y,x_COND} = V_D \cdot I_{y,x_med} + R_D \cdot (I_{y,x_rms})^2 \quad (3.42)$$

Assim, os cálculos das perdas por condução tanto no interruptor quanto no diodo em antiparalelo dependem apenas dos valores das correntes média e eficaz, bem como de parâmetros que são determinados através da linearização da curva da queda de tensão

instantânea em função da corrente direta instantânea ($I_{CE} \times V_{CE}$), por sua vez fornecida pelo fabricante.

Para o cálculo das perdas por comutação, são utilizadas as curvas de energia dissipada durante a entrada em condução e bloqueio do interruptor, que podem ser obtidas a partir da folha de dados do respectivo semiconductor. De posse dessas informações, realiza-se uma aproximação para polinômios de segunda ordem segundo (DROFENIK; KOLAR, 2005), sendo que seus coeficientes são aplicados nas equações (3.43) e (3.44), obtendo-se assim a quantidade de energia dissipada durante a entrada e a saída de condução, respectivamente.

$$W_{y,x_ON}(\omega_r \cdot t) = k_{o_ON} + k_{1_ON} \cdot i_{Sxy}(\omega_r \cdot t) + k_{2_ON} \cdot [i_{Sxy}(\omega_r \cdot t)]^2 \quad (3.43)$$

$$W_{y,x_OFF}(\omega_r \cdot t) = k_{o_OFF} + k_{1_OFF} \cdot i_{Sxy}(\omega_r \cdot t) + k_{2_OFF} \cdot [i_{Sxy}(\omega_r \cdot t)]^2 \quad (3.44)$$

Assim, integrando-se as respectivas expressões em função da frequência de comutação, chega-se aos valores das perdas por comutação durante a entrada em condução e bloqueio, como mostram as equações (3.45) e (3.46).

$$P_{y,x_ON} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{y,x_ON}(\omega_r \cdot t) \cdot d(\omega_r \cdot t) \quad (3.45)$$

$$P_{y,x_OFF} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{y,x_OFF}(\omega_r \cdot t) \cdot d(\omega_r \cdot t) \quad (3.46)$$

Por fim, a energia dissipada durante a recuperação reversa dos diodos em função da corrente direta pode ser obtida pela equação (3.47), em que t_{rr} é o tempo de recuperação reversa; I_{rr} é a corrente de recuperação reversa; e I_o é a corrente nominal do diodo. Deve-se ressaltar que todos esses parâmetros são fornecidos pelo fabricante.

$$W_{rr}(\omega_r \cdot t) = \frac{V_{cc}}{2} \cdot \left(0,8 + \frac{0,2 \cdot i_D(\omega_r \cdot t)}{I_o} \right) \cdot t_{rr} \cdot \left(0,35 \cdot t_{rr} + 0,15 \cdot \frac{I_{rr}}{I_o} \cdot i_D(\omega_r \cdot t) + i_D(\omega_r \cdot t) \right) \quad (3.47)$$

Integrando-se a energia dissipada no diodo em função da frequência de comutação, tem-se a energia dissipada durante a recuperação reversa, conforme é apresentado na equação (3.48).

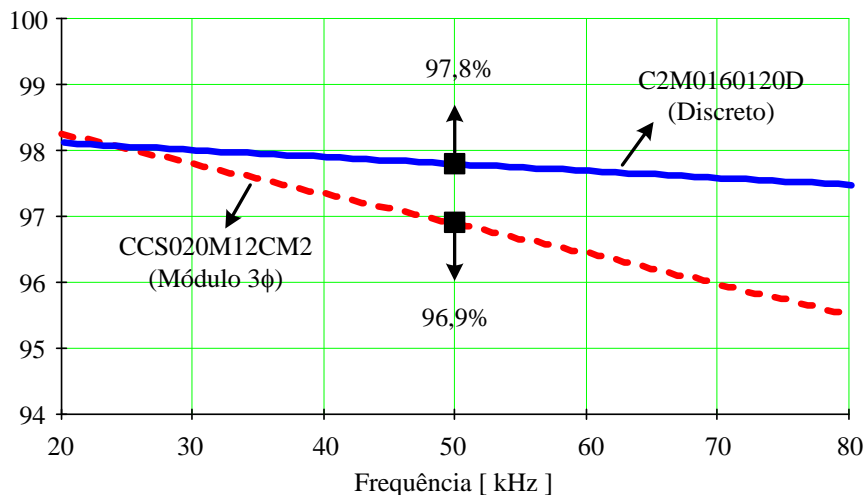
$$P_{rr} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{rr}(\omega_r \cdot t) \cdot d(\omega_r \cdot t) \quad (3.48)$$

Assim, a energia total dissipada no semiconductor, isto é, no interruptor e no seu respectivo diodo em antiparalelo, é dada pela equação (3.49), correspondendo ao valor das perdas totais.

$$P_{Sxy_TOTAL} = P_{Sxy_COND} + P_{Dxy_COND} + P_{Sxy_ON} + P_{Sxy_OFF} + P_{rr} \quad (3.49)$$

Para determinar os semicondutores que devem ser utilizados no projeto, foram analisados alguns modelos de IGBT (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*) e dispositivos à base de SiC. Os componentes que apresentaram melhor desempenho em termos da redução das perdas nos semicondutores são os seguintes modelos: C2M0160120D (Cree) – interruptores discretos de 1,2 kV e 17,7 A; e CCS020M12CM2 (Cree) – módulo trifásico de 1,2kV e 20A. No gráfico apresentado na Figura 3.22, tem-se a curva do rendimento teórico em função da frequência de comutação para os dois semicondutores supracitados. Na frequência de operação desejada, a qual é igual a 50 kHz, o semiconductor discreto apresentou melhor rendimento (chegando a 97,5%). Porém, para o desenvolvimento do projeto, optou-se pela utilização de módulos trifásicos, visando facilitar a confecção do *hardware*, tendo em vista que cada módulo agrega seis interruptores. Assim, há a necessidade de apenas quatro módulos (e não 24 interruptores individuais no caso discreto). Além disso, como o fabricante disponibiliza um *driver* específico para esse dispositivo, espera-se que a solução adotada seja mais interessante do ponto de vista prático, evitando-se problemas associados a interferência eletromagnética, eventual ocorrência de curto-circuito nos braços do conversor ou mesmo disparo indevido dos interruptores.

Figura 3.22 – Curva de rendimento em função da frequência de comutação.



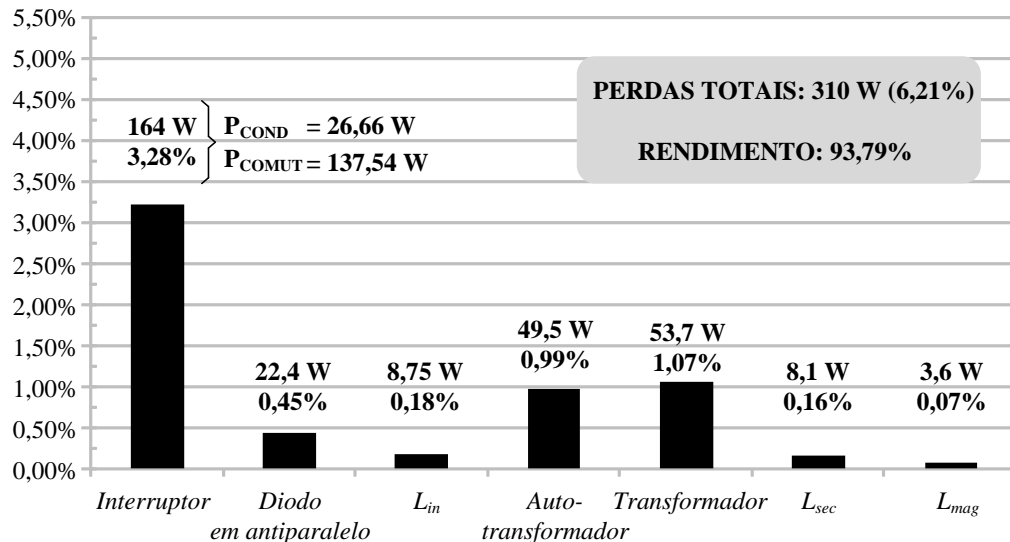
FONTE: Próprio autor.

Deve-se ressaltar que os valores calculados não devem ser adotados de forma irrestrita e generalizada, pois a metodologia utilizada para o cálculo das perdas agrega muitas aproximações.

Uma vez definido o tipo de semiconductor que deve ser utilizado no projeto, a Figura 3.23 apresenta os valores estimados para as perdas totais, sendo devidamente

discriminada cada uma de suas respectivas parcelas nos elementos do conversor, isto é, semicondutores e dispositivos magnéticos. Os roteiros de projeto dos indutores e dos transformadores são descritos em detalhes no Capítulo 4.

Figura 3.23 – Estimativa das perdas totais no conversor proposto.



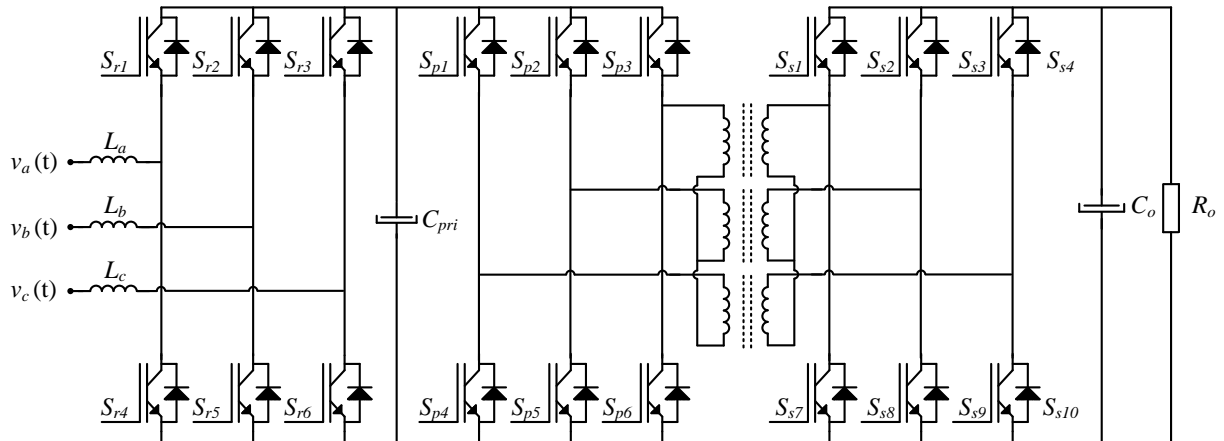
FONTE: Próprio autor.

Nota-se que a soma das perdas nos elementos magnéticos (indutores e transformadores) é de aproximadamente 124 W (2,5%), enquanto as perdas nos semicondutores (interruptores e diodos) correspondem a 186,4 W (3,73%). Deve-se ressaltar que o módulo utilizado é projetado para suportar uma tensão máxima de 1200 V, sendo que os valores das tensões aplicadas aos módulos utilizados nos lados primário e secundário do transformador são 670 V e 380 V, respectivamente.

3.2.4 Comparação com Uma Topologia de Dois Estágios

Buscando salientar as vantagens do conversor proposto, neste tópico realiza-se uma análise comparativa entre o conversor proposto (que possui único estágio) com uma topologia de dois estágios, sendo que a estrutura adotada na análise é mostrada na Figura 3.24. O primeiro estágio é formado por um retificador trifásico totalmente controlado e o segundo estágio é constituído por um conversor DAB trifásico operando com razão cíclica de 50%.

Figura 3.24 – Topologia de dois estágios.



FONTE: Próprio autor.

Mesmo adotando-se para o protótipo experimental módulos trifásicos CCS020M12CM2 (Cree), nesta análise comparativa optou-se pela utilização dos interruptores discretos C2M0160120D (Cree), os quais possuem características de corrente e tensão mais apropriadas para ambos os conversores analisados.

O conversor proposto possui 24 interruptores e o conversor de dois estágios emprega 18 interruptores. Entretanto, o maior número de semicondutores controlados não constitui estritamente apenas uma desvantagem. Devido ao uso da técnica *interleaving*, as correntes são divididas entre os braços, sendo que metade da corrente total circula em cada interruptor, levando assim a uma redução nas perdas por condução. Assim, a Tabela 3.4 apresenta de forma simbólica a corrente nos interruptores para cada uma das topologias, sendo que A é adotado como um valor genérico de referência.

Tabela 3.4 – Condições de chaveamento no primário.

Topologia	Lado	Nº de Interruptores	Corrente no Interruptor	Total p/ lado	Total
Conversor Proposto	<i>Primário</i>	12	$\frac{A}{2}$	$6 \cdot A$	$12 \cdot A$
	<i>Secundário</i>	12	$\frac{A}{2}$	$6 \cdot A$	
Conversor de Dois Estágios	<i>1º Estágio</i>	6	A	$6 \cdot A$	$18 \cdot A$
	<i>Primário (2º Estágio)</i>	6	A	$6 \cdot A$	
	<i>Secundário (2º Estágio)</i>	6	A	$6 \cdot A$	

Com essa análise, é possível calcular um fator de proporcionalidade para garantir que a área de silício a ser analisada na comparação seja a mesma. Esse fator é calculado

dividindo-se a corrente total no conversor de dois estágios pela corrente total no conversor proposto, resultando em:

$$a_{SiCproporcional} = \frac{24 \cdot A}{18 \cdot A} \Rightarrow 1,167 \quad (3.50)$$

O fator em questão mostra que a área total de silício do conversor de dois estágios deve ser 16,7% maior que aquela do conversor proposto. Para o cálculo das perdas por condução, deve-se determinar a resistência de condução do semiconductor. Esse cálculo é obtido a partir da curva da corrente dreno-fonte em função da tensão dreno-fonte, a qual é devidamente disponibilizada pelo fabricante na folha de dados do semiconductor. Visando analisar o comportamento das perdas em relação à variação da área de silício conforme o trabalho desenvolvido por (BIELA et al., 2011), adiciona-se uma variável à equação, denominada “área”, que deve variar entre 0,5 e 3. Nas equações (3.51) e (3.52), são apresentados os valores das resistências para o conversor proposto (denominado *conv1*) e o conversor de dois estágios (denominado *conv2*), respectivamente.

$$r_{conv1} = \frac{1}{\text{área}} \cdot 0,2917 \quad (3.51)$$

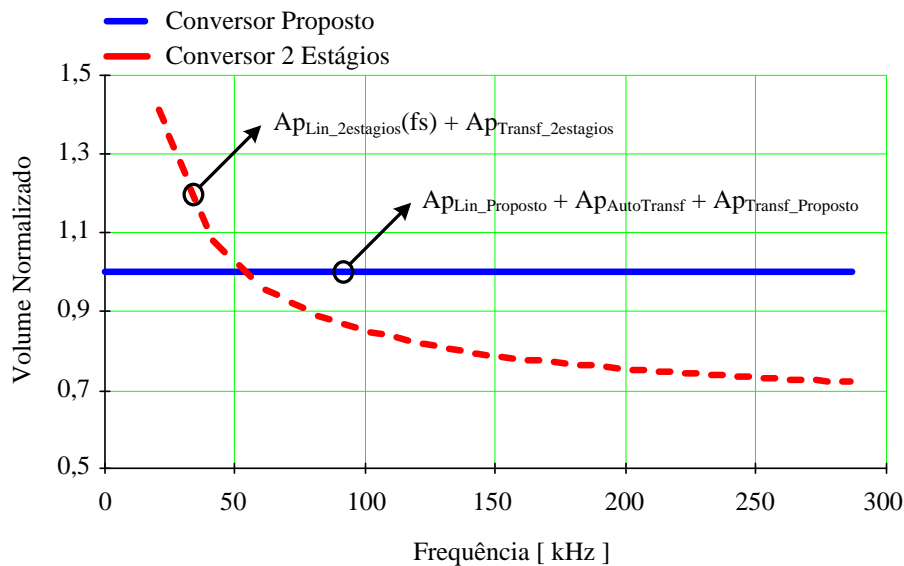
$$r_{conv2} = \frac{1}{\text{área}} \cdot a_{SiCproporcional} \cdot 0,2917 \quad (3.52)$$

Os valores dessas resistências multiplicadas pela corrente eficaz que circula em cada interruptor elevada ao quadrado fornecem as perdas por condução nos conversores. As perdas por comutação variam apenas com a frequência de comutação. A variação da área de silício não influencia tais perdas, conforme é mencionado por (FRIEDLI; KOLAR, 2009). Assim, o cálculo das perdas por comutação segue a metodologia descrita na seção 3.2.3.2. Vale ressaltar que o conversor DAB trifásico (presente no segundo estágio do conversor utilizado na comparação) possui comutação suave do tipo ZVS em toda a faixa de operação. Assim, as perdas durante a entrada em condução (W_{y,x_ON}) podem ser desconsideradas, embora as perdas durante o bloqueio sejam mantidas. O projeto completo envolvendo tal análise é descrito no Apêndice A.

Outro ponto importante a ser destacado refere-se ao projeto dos elementos magnéticos. Quando se utiliza a célula de comutação de três estados presente no conversor proposto, o indutor de entrada passa a operar com uma frequência que é o dobro da frequência de comutação. Além disso, obtém-se uma forma de onda da tensão aplicada a esse elemento magnético com maior número de níveis, de modo que seu volume se torna aproximadamente quatro vezes menor se comparado com o indutor de entrada do conversor de dois estágios.

Entretanto, a topologia proposta possui dois transformadores (um transformador principal e um autotransformador), os quais são submetidos a tensões com ondulação de 120 Hz e, dessa forma, há a circulação de certa quantidade de potência reativa. Logo, o volume desses transformadores é maior se comparado àquele da topologia de dois estágios. De forma geral, analisando-se as peculiaridades pertinentes a cada conversor, bem como o projeto dos elementos magnéticos, pode-se inferir que os volumes totais dos componentes utilizados nos dois conversores são muito próximos. Na Figura 3.25, apresenta-se a uma comparação para ambas as topologias. Verifica-se que, ao se variar a frequência de comutação do estágio retificador do conversor de dois estágios no intuito de reduzir as dimensões do indutor de entrada, há um ponto da curva em que ambos os volumes se igualam. Nota-se ainda que em 50 kHz os volumes totais dos componentes magnéticos são aproximadamente os mesmos. Assim, conclui-se que, aplicando a mesma frequência no estágio retificador do conversor de dois estágios, o indutor torna-se maior, mas os volumes totais associados aos elementos magnéticos são iguais.

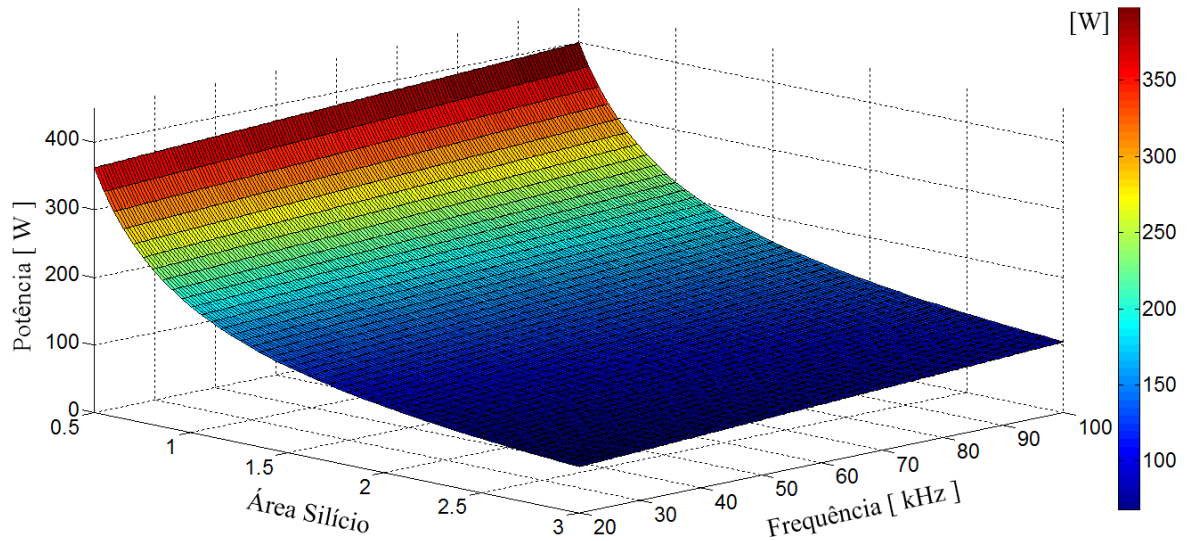
Figura 3.25 – Comparação dos volumes dos elementos magnéticos variando-se a frequência de comutação.



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 3.26, tem-se o perfil das perdas quando se variam a frequência de comutação e a área de silício para o conversor proposto. Nota-se que com o aumento da frequência, tem-se um pequeno aumento nas perdas. Porém, com o aumento da área de silício chegam-se a reduções significativas das perdas nos interruptores.

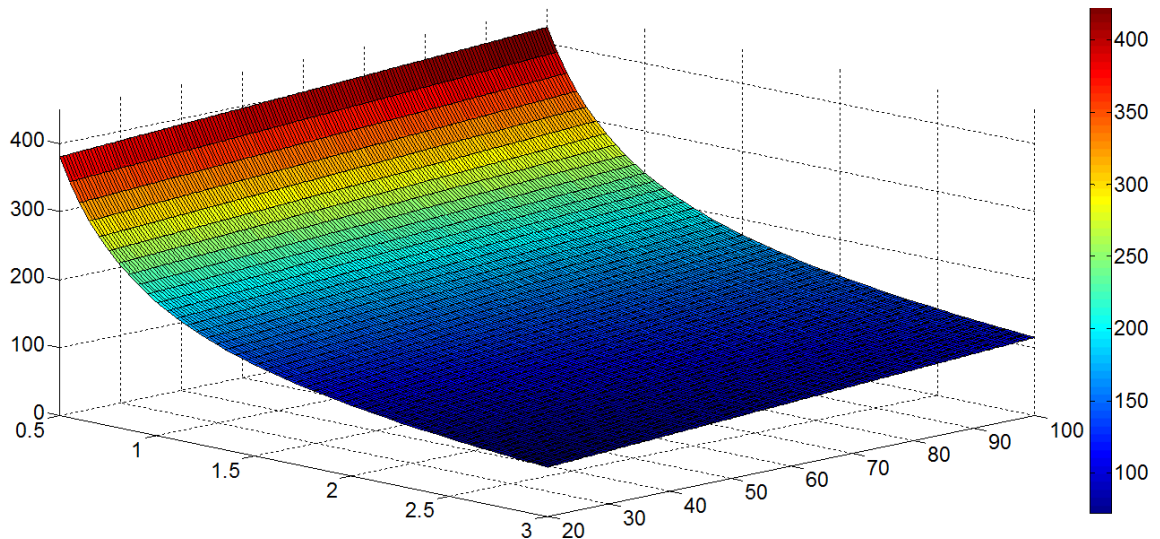
Figura 3.26 – Perfil 3D das perdas no conversor proposto.



FONTE: Próprio autor.

Por sua vez, a Figura 3.27 representa o comportamento das perdas no conversor de dois estágios. Neste caso, pode-se inferir que as perdas são maiores em baixa frequência e com pequenas áreas de silício. Com o aumento da frequência, a derivada do aumento de perdas é maior e, com o aumento da área de silício, a redução das perdas é menor comparando-se os resultados com aqueles obtidos com a topologia proposta.

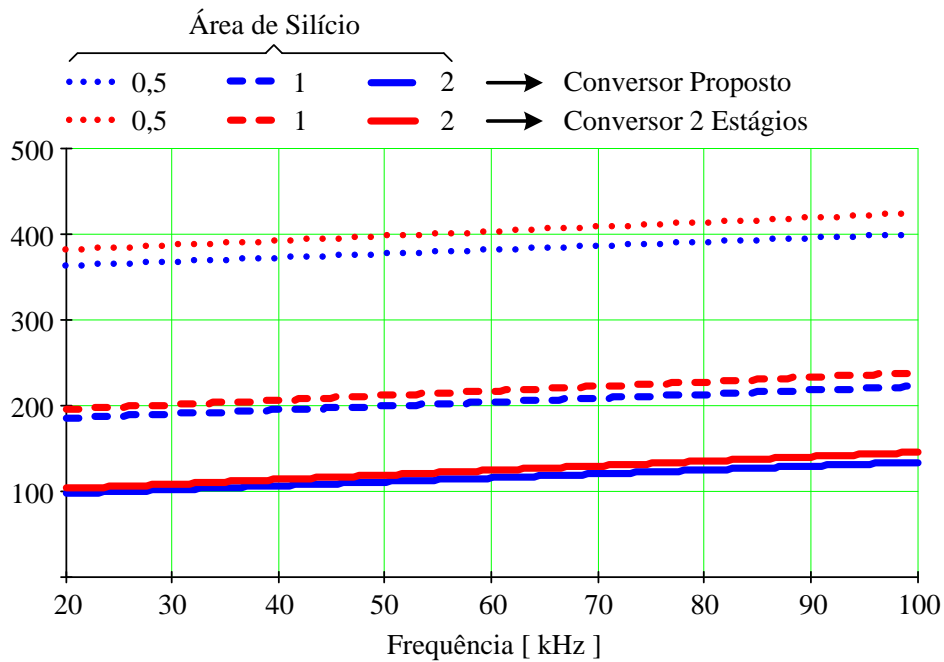
Figura 3.27 – Perfil 3D das perdas no conversor de dois estágios.



FONTE: Próprio autor.

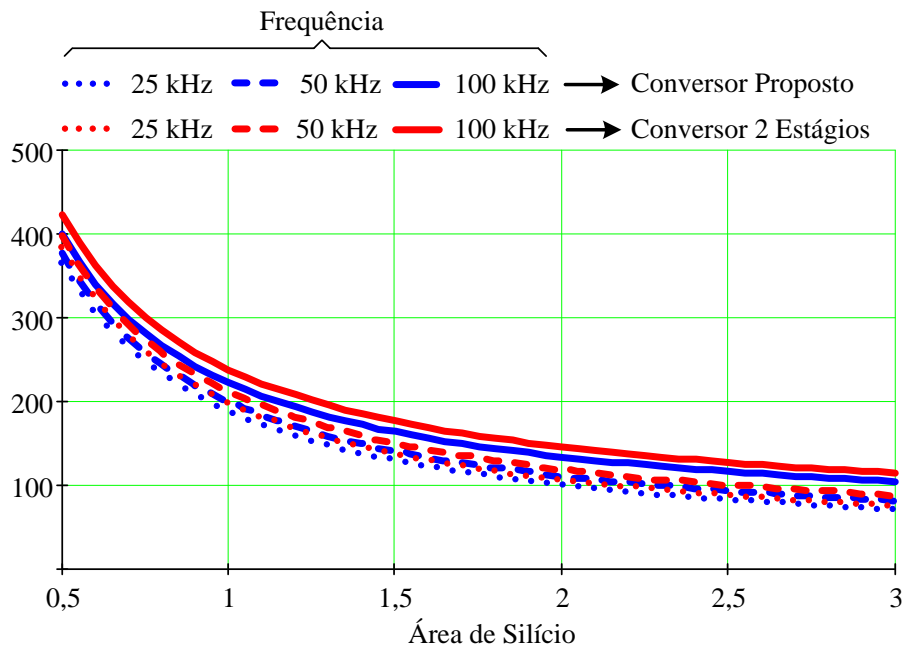
Na Figura 3.28 e na Figura 3.29, são apresentadas algumas comparações entre as topologias. Primeiramente, varia-se a frequência de comutação de modo a verificar o comportamento das perdas para três valores distintos da área de silício. Nota-se que as curvas são muito próximas entre si para ambas às topologias, mas o conversor proposto sempre assume valores menores, principalmente para menores áreas de silício.

Figura 3.28 – Comportamento das perdas em função da frequência de comutação para diversos valores da área de silício.



FONTE: Próprio autor.

Figura 3.29 – Comportamento das perdas em função da área de silício para diversos valores da frequência de comutação.

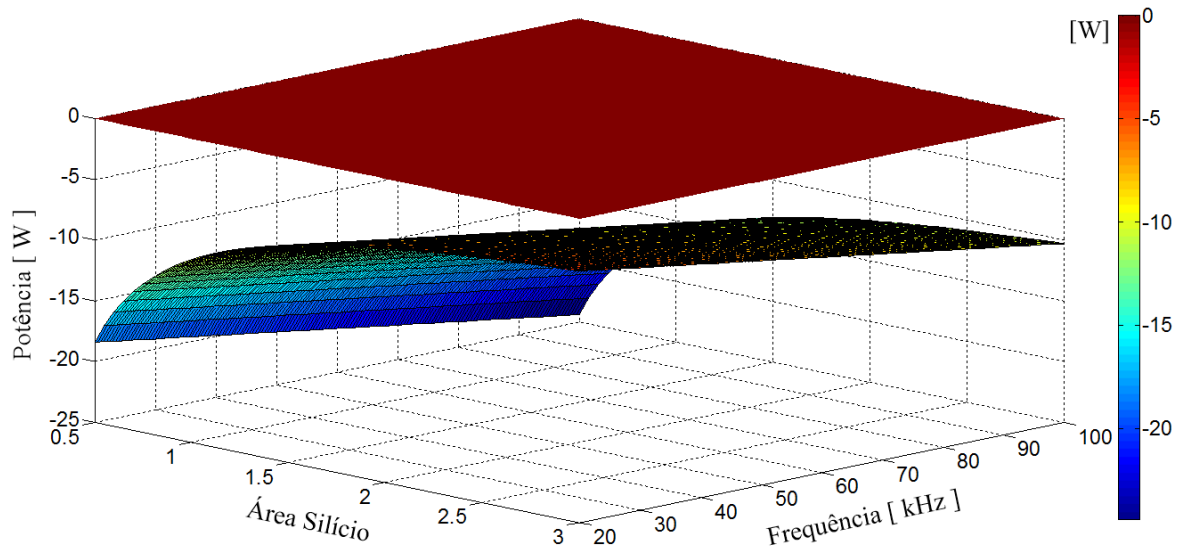


FONTE: Próprio autor.

Buscando visualizar de forma mais clara o quão reduzidas são as perdas nos semicondutores no conversor proposto em relação à topologia de dois estágios, têm-se na Figura 3.30 a curva que representa a diferença entre as perdas nos conversores e um plano em nível zero adotado como referência. Quando a curva dessa diferença é maior que zero, isso

significa que o conversor proposto possui perdas maiores. Porém, quando a curva for menor que zero, há perdas menores. Pode-se constatar que a área ocupada pelo gráfico encontra-se sempre inferior ao plano zero, ou seja, o conversor proposto possui perdas menores em toda a região analisada.

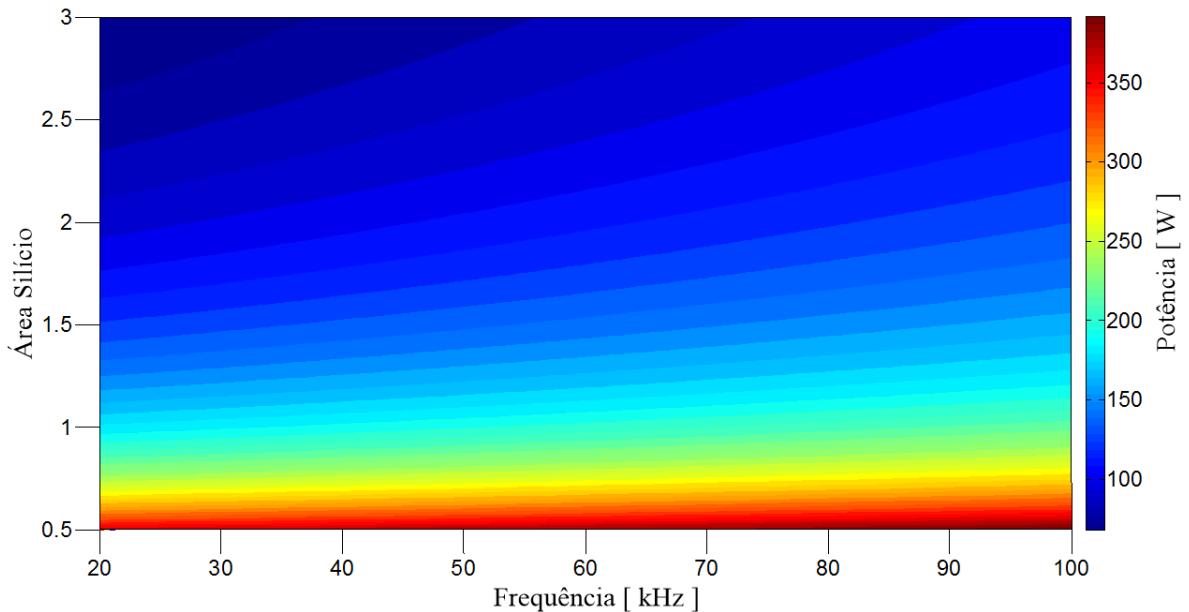
Figura 3.30 – Gráfico 3D da diferença das perdas.



FONTE: Próprio autor.

Por fim, na Figura 3.31 é apresentado um diagrama de cores das perdas no conversor proposto variando-se a área de silício e a frequência de comutação. A partir desse gráfico, o projetista pode determinar em qual região o conversor operará, sendo que para o tom mais avermelhado há perdas de 8,5% (aproximadamente 425 W). Por sua vez, o tom mais azulado corresponde a perdas de 1% (aproximadamente 50 W).

Figura 3.31 – Diagrama de cores representando a variação das perdas em função da área de silício e da frequência de comutação.



FONTE: Próprio autor.

3.3 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto. Foram abordados a técnica de modulação utilizada, a estratégia de controle geral e, por fim, dois métodos de controle da corrente magnetizante.

Em segunda instância, por meio da análise quantitativa em que se utilizou o modelo fundamental, verifica-se que o comportamento da tensão no transformador pode ser aproximado no caso da modulação AM-DSB. Uma vez definidas as tensões e correntes no transformador, é possível desenvolver a análise da comutação, identificando-se as regiões de comutação ZCS para os interruptores dos lados primário e secundário do transformador.

Na sequência, por meio do estudo das perdas e, após a análise de semicondutores comercialmente disponíveis indicados para o conversor proposto, optou-se por utilizar um módulo trifásico de SiC (CREE - CCS020M12CM2), obtendo-se um rendimento de 96,9% na potência nominal. Considerando-se também as perdas nos elementos magnéticos (indutores e transformadores), isso resulta em um rendimento total do sistema de 93,79%.

Por fim, a análise comparativa entre o conversor proposto e uma topologia de dois estágios permite destacar algumas vantagens interessantes da nova estrutura. De forma genérica, pode-se inferir que as perdas nos semicondutores no conversor estudado neste trabalho são menores em todas as áreas analisadas.

4 PROCEDIMENTO DE PROJETO

Uma vez desenvolvida a análise matemática baseada no modelo fundamental utilizando a modulação AM-DSB, este capítulo propõe um exemplo de projeto detalhado visando à validação de todas as considerações teóricas previamente apresentadas.

As especificações do projeto e os parâmetros do conversor, os quais são utilizados no cálculo dos componentes e projeto das malhas de controle, são descritos na Tabela 4.1 e na Tabela 4.2, respectivamente.

Tabela 4.1 – Especificações do projeto.

Tensão de entrada (CA)	380	V
Frequência da rede	60	Hz
Potência de saída	5	kW
Tensão no barramento primário	666	V
Tensão no barramento secundário	380	V
Frequência de comutação	50	kHz

FONTE: Próprio autor.

Tabela 4.2 – Parâmetros do conversor.

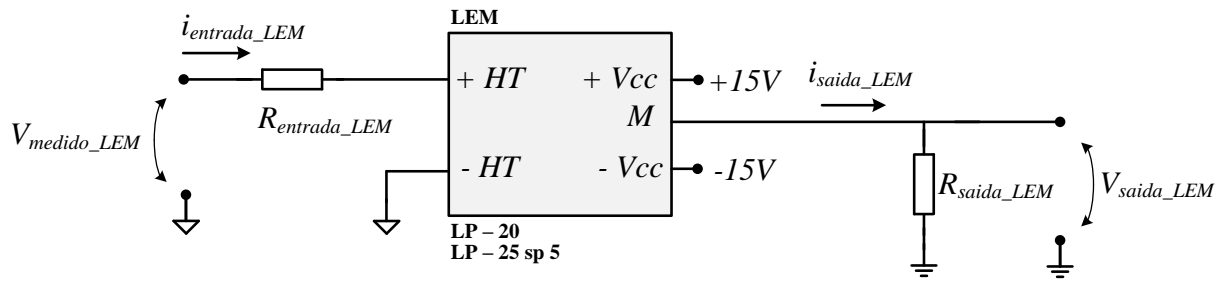
Indutância de entrada	0,25	mH
Frequência da rede	60	Hz
Indutância série	40	μ H
Indutância de Magnetização (Controle)	0,5	mH
Capacitância (lado primário)	1	mF
Capacitância (lado secundário)	1	mF
Relação de transformação	0,5714	—

FONTE: Próprio autor.

4.1 Sensores de Tensão

As tensões são medidas utilizando sensores isolados fabricados por LEM, sendo adotado o modelo LP-20 (com capacidade de medição de tensão máxima de 500 V) para medir as tensões alternadas de entrada (V_{an} , V_{bn} e V_{cn}) e no barramento CC isolado (V_{oSEC}); por sua vez, o modelo LP-25 sp 5 (com capacidade de medição de tensão máxima de 1200 V) é empregado para medir a tensão do barramento CC não isolado (V_{oPRI}), cujo valor é maior. Na Figura 4.1, é apresentado o diagrama esquemático de conexão do sensor de tensão isolado LEM ao circuito.

Figura 4.1 – Diagrama esquemático do circuito dos sensores de tensão LEM.



FONTE: Próprio autor.

Para o projeto do circuito desse sensor, primeiramente define-se uma resistência de entrada ($R_{entrada_LEM}$), que deve garantir uma corrente na entrada no sensor de até $\pm 14\text{mA}$. Na saída do sensor, há uma corrente proporcional a esta corrente de entrada, dada pelo ganho do sensor (2500:1000). Assim, de posse do valor da corrente de entrada ($i_{entrada_LEM}$), calcula-se a corrente de saída (i_{saida_LEM}) e se define o resistor de saída (R_{o_LEM}) de modo a garantir uma tensão que não ultrapasse o valor limite do conversor A/D. Na Tabela 4.3, são listados os valores calculados para cada um dos sensores utilizados neste projeto.

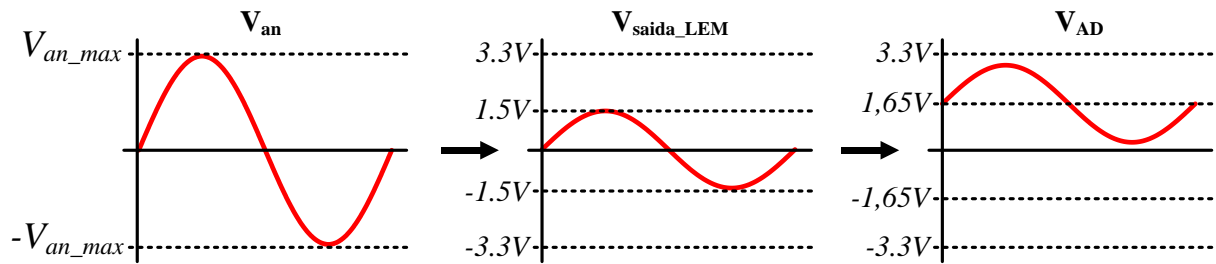
Tabela 4.3 – Resumo do projeto dos circuitos associados aos sensores de tensão.

	$V_{an} / V_{bn} / V_{cn}$	V_{oPRI}	V_{oSEC}	
Modelo LEM	LP-20	LP-25 sp 5	LP-20	
$V_{entrada_máximo}$	242	840	480	V
$R_{entrada}$	4×10^3	$330 \times 10^3 // 330 \times 10^3$	$220 \times 10^3 // 220 \times 10^3$	Ω
$i_{entrada}$	$5,15 \times 10^{-3}$	$5,09 \times 10^{-3}$	$4,36 \times 10^{-3}$	A
$V_{saida_máx}$	1,5	3	3	V
R_{saida}	116,53	235,71	275	Ω
i_{saida}	$12,87 \times 10^{-3}$	$12,73 \times 10^{-3}$	$10,91 \times 10^{-3}$	A
Ganho	$6,19 \times 10^{-3}$	$3,57 \times 10^{-3}$	$6,25 \times 10^{-3}$	

FONTE: Próprio autor.

Nota-se que a tensão de saída máxima dos sensores das tensões CA de entrada é 1,5 V, e não 3 V como no caso dos sensores de tensão CC. Isso se deve ao fato de o microcontrolador utilizado operar apenas com tensões positivas de até 3,3 V. Assim, na saída desses sensores de tensão (V_{an} , V_{bn} e V_{cn}) deve-se somar 1,65 V ao valor medido, de modo que o sinal seja apenas positivo e aproximadamente igual a 1,65 V (isto é, metade da tensão máxima suportada pelo conversor A/D). Na Figura 4.2, tem-se uma ilustração de como essas tensões medidas devem ser condicionadas até ser aplicadas ao pino correspondente ao conversor A/D do microcontrolador.

Figura 4.2 – Condicionamento das tensões aplicadas ao pino A/D do microcontrolador.



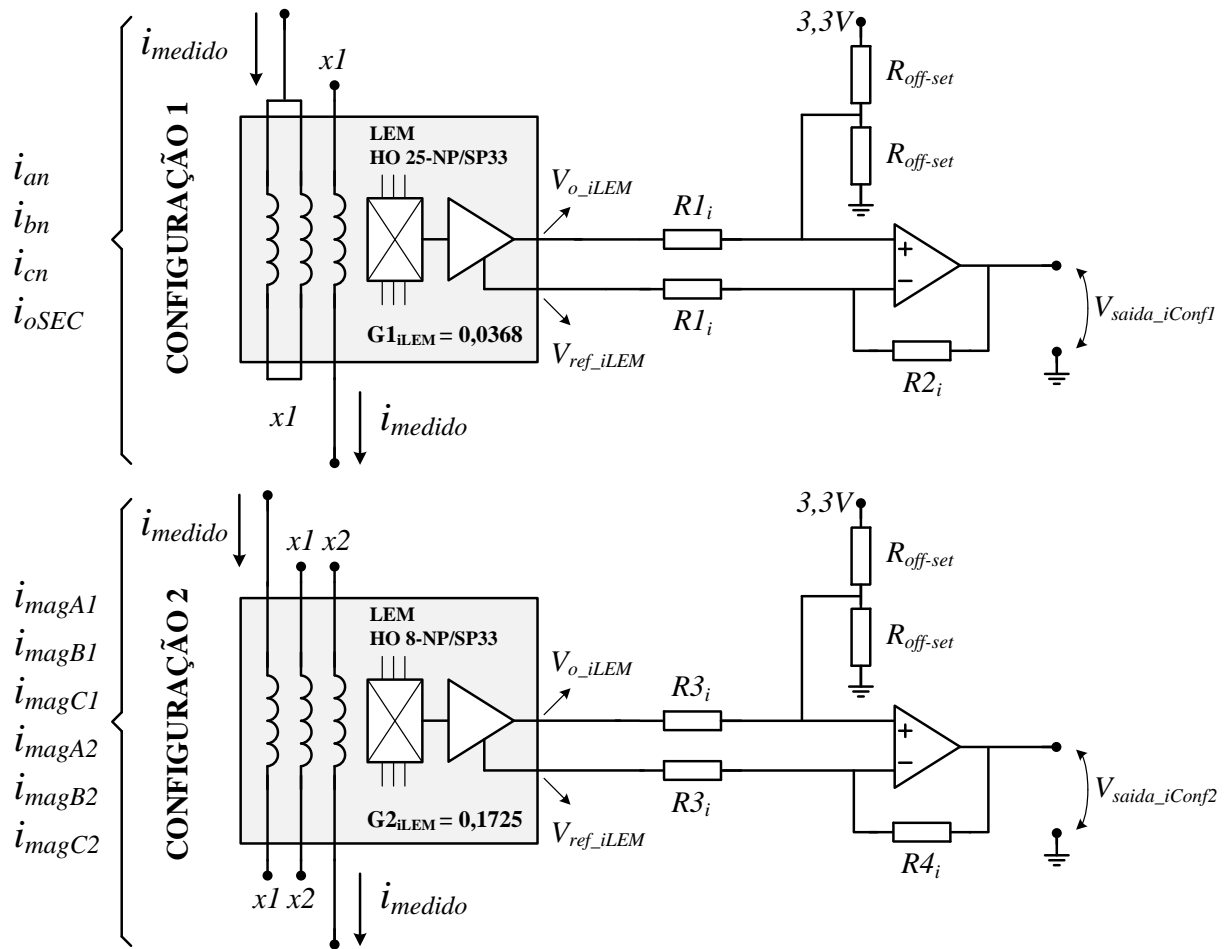
FONTE: Próprio autor.

A soma de $1,65\text{ V}$ ao sinal medido ocorre no circuito de filtro que existe entre a medição e o microcontrolador.

4.2 Sensores de Corrente

Os sensores de corrente utilizados no projeto são fabricados por LEM e pertencem à série HO-NP/SP33. Esses sensores são alimentados com uma tensão de $3,3\text{ V}$, sendo esse o mesmo valor da tensão de alimentação do microcontrolador adotado (MCU modelo TMS320F28377D fabricado por Texas Instruments). Para as correntes CA de entrada ($i_{an}=i_{bn}=i_{cn}=9,9\text{ A}_{rms}$) e a corrente de saída ($i_{oSEC}=\pm 15\text{ A}$), foi utilizado o modelo HO 25-NP/SP33, com duas bobinas conectadas em paralelo e uma bobina em série. O modelo de sensor adotado para a malha de controle da corrente magnetizante, cujo valor eficaz é inferior a 2 A , é do tipo HO 8-NP/SP33, empregando todas as bobinas ligadas em série. A saída desses sensores é medida de forma diferencial, adicionando-se um ganho para melhorar a resolução e somado $1,65\text{ V}$, visto que a medição diferencial anula o nível de *offset* presente no sensor. Na Figura 4.3, são apresentadas as duas configurações de circuito utilizadas para a medição das correntes.

Figura 4.3 – Diagramas esquemáticos dos circuitos dos sensores de corrente LEM.



FONTE: Próprio autor.

O valor da tensão de saída dos sensores de corrente da série HO-NP/SP33 é dada por:

$$V_{o_iLEM} = (i_{medido} \cdot G_{iLEM} + 1,65) \quad (4.1)$$

Após ser aplicada ao circuito de condicionamento, as tensões V_{saida_iConf1} e V_{saida_iConf2} passam a ser fornecidas por (4.2) e (4.3), respectivamente.

$$V_{saida_iConf1} = \left(G1_{iLEM} \cdot \frac{R2_i}{R1_i} \cdot i_{medido} + 1,65 \right) \quad (4.2)$$

$$V_{saida_iConf2} = \left(G2_{iLEM} \cdot \frac{R4_i}{R3_i} \cdot i_{medido} + 1,65 \right) \quad (4.3)$$

Na condição nominal de operação, o conversor deve processar uma potência de 5 kW. Sendo o valor de pico da tensão da rede $V_p=311$ V, pode-se calcular a corrente de pico que irá circular na entrada CA como:

$$P_{3\phi} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_p}{I_{a_pico}} \Rightarrow I_{a_pico} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_p}{P_{3\phi}} = 10,71 \text{ A} \quad (4.4)$$

De posse do valor da corrente que circula no sensor na condição de potência nominal, deve-se considerar uma margem de +25%, pois a tensão de entrada pode assumir valores inferiores ao nominal, provocando o aumento da corrente no intuito de manter a potência constante. Assim, o ganho do circuito de condicionamento é calculado considerando uma corrente de CA de entrada de 13,4 A por fase.

Por outro lado, as correntes nos indutores que auxiliam na medição da magnetizante são estimadas em aproximadamente de 1 A. Assim, conhecendo os valores das correntes que devem ser medidas pelos sensores LEM, pode-se calcular o ganho do circuito de condicionamento segundo as seguintes expressões:

$$G_{iConf1} = \frac{V_{saida_iConf1} - 1,65}{G1_{iLEM} \cdot I_{a_pico}} = \frac{3,3 - 1,65}{0,0368 \cdot 13,4} = 3,35 \quad (4.5)$$

$$G_{iConf2} = \frac{V_{saida_iConf2} - 1,65}{G2_{iLEM} \cdot I_{a_pico}} = \frac{3,3 - 1,65}{0,0172 \cdot 1} = 95,93 \quad (4.6)$$

Adotando-se $R_{offset}=10$ k Ω , tem-se $R_{2i}=R_{4i}=5,1$ k Ω . De posse do ganho e dos valores desses componentes, pode-se calcular o valor das resistências R_{1i} e R_{3i} como:

$$R_{1i} = \frac{R_{2i}}{G_{iConf1}} = \frac{5,1k}{3,35} = 1522 \Rightarrow 1,8 \text{ k}\Omega \quad (4.7)$$

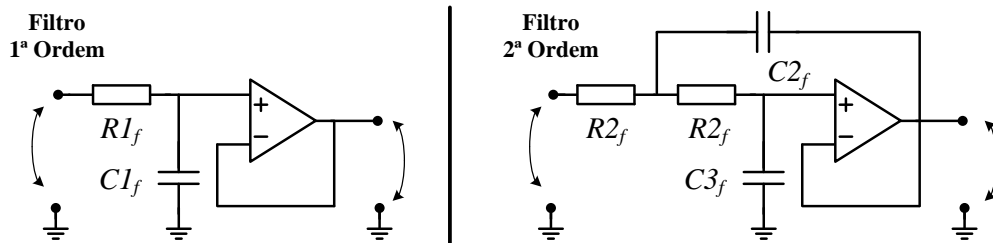
$$R_{3i} = \frac{R_{4i}}{G_{iConf2}} = \frac{5,1k}{9,56} = 533 \Omega \Rightarrow 560 \Omega \quad (4.8)$$

4.3 Filtros *Anti-Aliasing*

Buscando evitar a propagação de ruído nos sinais amostrados, bem como a amostragem indevida de sinais que não caracterizam o sinal original (fenômeno conhecido como recobrimento ou *aliasing*), deve-se utilizar um filtro *anti-aliasing*. Neste trabalho, optou-se pela utilização de filtros analógicos, compostos por circuitos do tipo passa-baixa. Para os sensores de corrente, são utilizados filtros de segunda ordem, pois as malhas de controle de corrente são mais rápidas. Já para os sensores de tensão, que possuem malhas de

controle mais lentas, são empregados filtros de primeira ordem. Na Figura 4.4, têm-se os circuitos correspondentes aos filtros utilizados neste projeto.

Figura 4.4 – Filtros *anti-aliasing* de primeira e segunda ordem.



FONTE: Próprio autor.

Para o projeto do filtro passa-baixa de 1ª ordem, define-se a frequência de corte (f_{corte}), adota-se o valor de um dos componentes e calcula-se o outro valor desconhecido a partir da seguinte equação:

$$C_{1f} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{corte} \cdot R_{1f}} \quad (4.9)$$

A função de transferência do filtro de segunda ordem é dada por:

$$H_{filtro_2ordem} = \frac{1}{R_{3f} \cdot C_{2f} \cdot C_{3f}} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{2}{C_{2f} \cdot R_{2f}} s + \frac{2}{R_{2f} \cdot C_{2f} \cdot C_{3f}}} \quad (4.10)$$

A expressão (4.10) pode ser associada à função de transferência de um sistema de segunda ordem em função do fator de amortecimento ξ e da frequência natural do sistema ω_n como:

$$H_{sistema_2ordem} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (4.11)$$

$$\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f_{corte} = \frac{1}{R_{2f} \cdot \sqrt{C_{2f} \cdot C_{3f}}} \quad (4.12)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{C_{3f}}{C_{2f}}} \quad (4.13)$$

Assim, para o projeto dos componentes, adotam-se valores para o fator de amortecimento e a frequência de corte e, então, arbitra-se o valor de uma das capacitâncias para calcular os demais componentes do circuito de acordo as seguintes equações:

$$C_{2f} = \frac{C_{3f}}{\xi^2} \quad (4.14)$$

$$R_{2f} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{corte} \cdot \sqrt{C_{2f} \cdot C_{3f}}} \sqrt{b^2 - 4ac} \quad (4.15)$$

Considerando um fator de amortecimento $\xi=0,707$, obtêm-se na Tabela 4.4 os valores dos componentes de todos os filtros *anti-aliasing* utilizados no projeto.

Tabela 4.4 – Resumo do projeto dos filtros *anti-aliasing*.

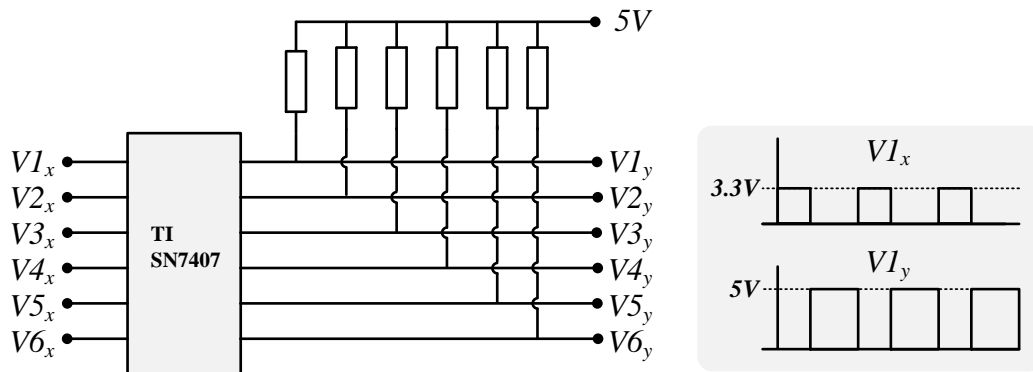
	$V_{an} / V_{bn} / V_{cn}$	$i_{an} / i_{bn} / i_{cn}$	$i_{magA1} / i_{magB1} / i_{magC1}$ $i_{magA2} / i_{magB2} / i_{magC2}$	V_{oPRI} / V_{oSEC}	
	f_{corte}	3 kHz	50 kHz	20 kHz	3 kHz
1ª Ordem	R_{1f}	128 Ω	—	—	128 Ω
	C_{1f}	470 nF	—	—	470 nF
2ª Ordem	R_{2f}	—	2,2 k Ω	5,7 k Ω	—
	C_{2f}	—	1 nF	1 nF	—
	C_{3f}	—	2 nF	2 nF	—

FONTE: Próprio autor.

4.4 Circuito *Buffer* de Tensão

O microcontrolador utilizado opera com tensão de alimentação de 3,3 V, enquanto os *drivers* exigem pulsos com níveis altos de 5 V na sua entrada. Assim, é necessária a utilização de um circuito que eleve os níveis de tensão dos sinais provenientes do microcontrolador. Para executar essa função, optou-se por utilizar um circuito *buffer* com seis canais do tipo coletor aberto modelo SN7407 fabricado por Texas Instruments. O diagrama esquemático do circuito utilizado é apresentado na Figura 4.5, verificando-se que esse circuito é do tipo inversor. Assim, deve-se inverter a lógica de geração dos pulsos internamente no microcontrolador.

Figura 4.5 – Circuito *buffer* do tipo coletor aberto (SN7407).



FONTE: Próprio autor.

Como o conversor proposto possui 24 interruptores, são utilizados quatro circuitos *buffer*, aos quais são conectados todos os sinais de gatilho (PWM) gerados pelo microcontrolador.

4.5 Projeto dos Controladores

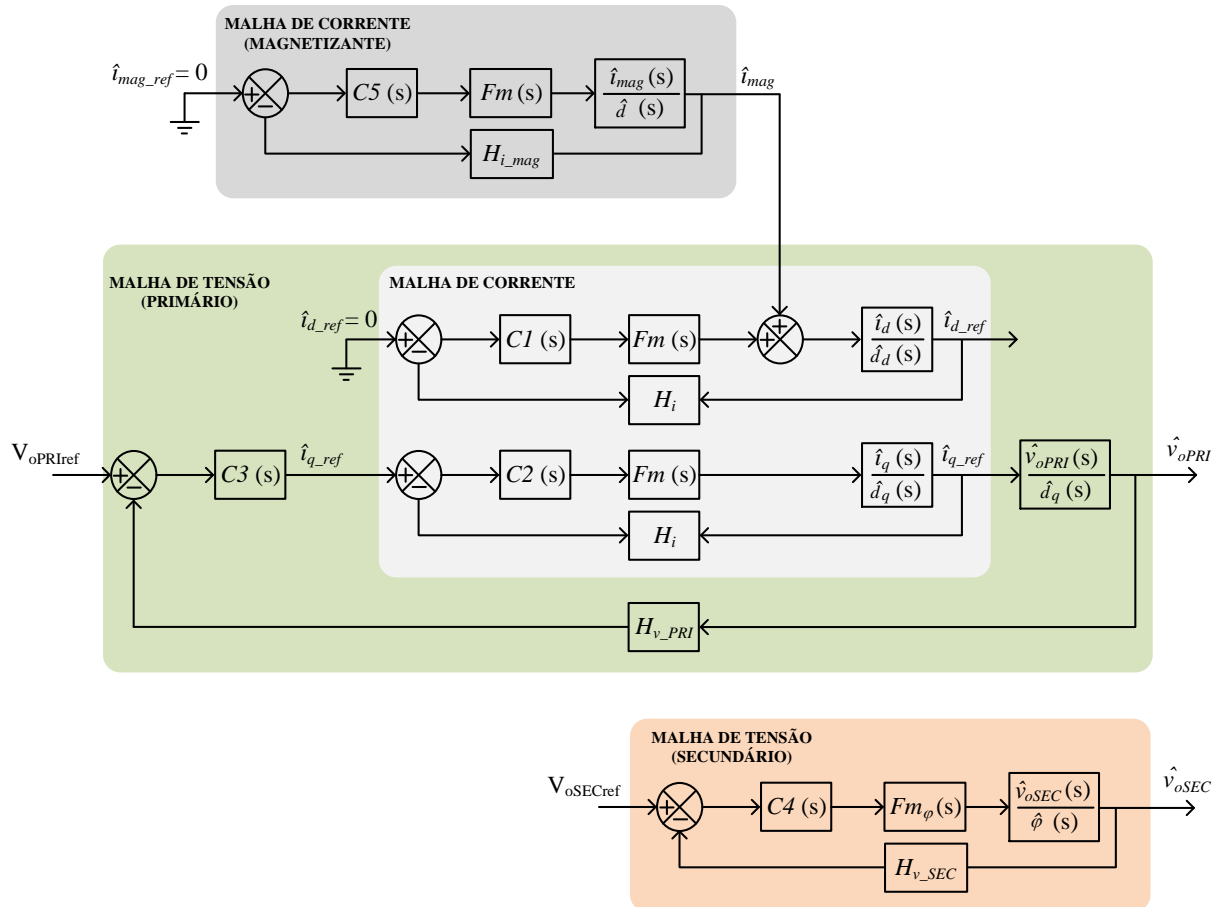
Inicialmente, o conversor trifásico é validado por meio de simulação utilizando o *software* PSIM, sendo que controladores analógicos são utilizados. Na etapa de execução do protótipo experimental de 5 kW, são adotados controladores digitais implementados em um microcontrolador de 32 bits. Assim, esta seção dedica-se à descrição detalhada do projeto de ambos os controladores analógicos e digitais.

4.5.1 Projeto dos Controladores analógicos

Para o projeto dos controladores analógicos, utiliza-se o método do fator k (VENABLE, 1983). Esta técnica recomenda a utilização de um controlador proporcional-integral (PI) com filtro para obter avanços de fase menores que 90° , garantindo que o sistema em malha fechada assumira valores para a frequência de cruzamento e margem de fase segundo definidos pelo projetista.

Na Figura 4.6, tem-se o diagrama de blocos das malhas de controle implementadas, observando-se que o lado primário do conversor possui uma malha de corrente interna à malha de tensão do barramento CC (V_{oPRI}). O lado secundário possui uma malha de tensão independente (V_{oSEC}), controlada pela técnica *phase-shift*. A malha de controle da corrente magnetizante é conectada à malha das correntes dq . Porém, como uma das malhas opera com frequência de cruzamento muito menor, estas malhas podem ser projetadas de forma desacoplada.

Figura 4.6 – Diagrama de blocos das malhas de controle.



FONTE: Próprio autor.

Os projetos dos controladores utilizados são divididos da seguinte forma: 1 - malha de corrente dq (malha interna mais rápida); 2 - malha de tensão do barramento primário (malha externa mais lenta); 3 - malha de tensão do barramento secundário, em que a variável de controle é o desfasamento das ondas portadoras (ângulo φ).

4.5.1.1 Malha de corrente (Analogico)

A modelagem apresentada baseia-se na transformada de Park a fim de se obter as funções de transferência que relacionam as correntes dq com a razão cíclica (GUIMARÃES, 2016), que são dadas por:

$$G_{i_dq}(s) = \frac{i_{dq}(s)}{D_{dq}(s)} = \frac{V_{oPRI}}{s \cdot L_m + r_{Lin}} \quad (4.16)$$

O ganho do sensor de corrente ($H_{i_{dq}}$) é considerado unitário e a função do modulador PWM é descrita por (4.17), sendo V_p o valor do pico da triangular.

$$F_m(s) = \frac{1}{V_p} \Rightarrow \frac{1}{5} \quad (4.17)$$

A equação (4.18), define a função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem a utilização do compensador.

$$FTL_{ai_sc}(s) = G_{i_{dq}}(s) \cdot F_m(s) \cdot H_{i_{dq}}(s) \quad (4.18)$$

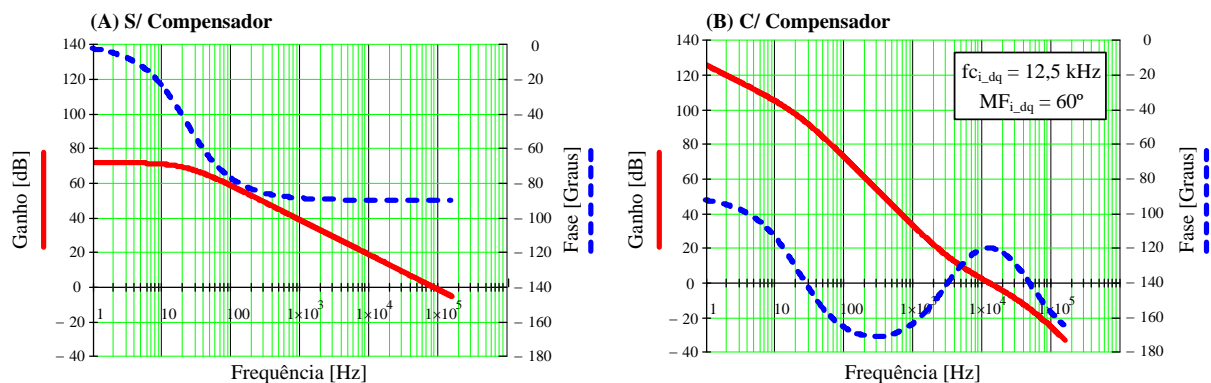
Os parâmetros arbitrados para o compensador de corrente são:

$$f_{c_{i_{dq}}} = \frac{f_s}{4} \Rightarrow 12,5 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (4.19)$$

$$MF_{i_{dq}} = 60^\circ \quad (4.20)$$

Utilizando o método do fator k para o projeto, obtém-se um controlador com ganho de 16,7 dB, sendo que um polo em é alocado 46,5 kHz e um zero é alocado em 3,4 kHz. O projeto completo é descrito de forma pormenorizada no Apêndice B. Na Figura 4.7, são traçados o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador (A) e o diagrama de Bode da função de transferência da malha associada ao compensador projetado (B).

Figura 4.7 – Diagramas de Bode para a malha de corrente dq (analógico).



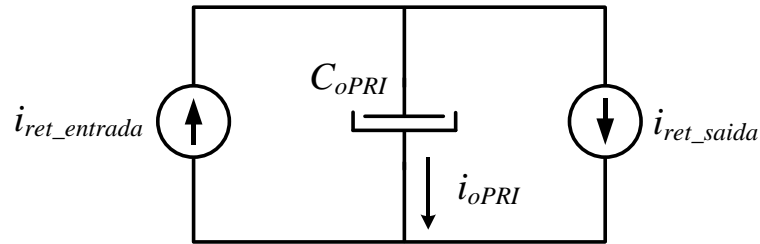
FONTE: Próprio autor.

Nota-se que o projeto do compensador é executado satisfatoriamente, garantindo assim a frequência de cruzamento e a margem de fase conforme especificadas.

4.5.1.2 Malha de Tensão do Barramento Primário (Analógico)

A malha de tensão do barramento primário pode ser modelada a partir do circuito apresentado na Figura 4.8, no qual estão presentes duas fontes de correntes, representando a corrente de entrada e saída do retificador, bem como o capacitor do barramento CC primário.

Figura 4.8 – Circuito equivalente para o projeto da malha de tensão.



FONTE: Próprio autor.

A corrente no capacitor pode ser descrita por:

$$i_{oPRI} = i_{ret_entrada}(t) - i_{ret_saida}(t) = C_{oPRI} \cdot \frac{d}{dt} v_{oPRI}(t) \quad (4.21)$$

Considerando a corrente de entrada $i_{ret}(t)$ como sendo uma perturbação externa e aplicando a transformada de Laplace, chega-se à função de transferência da tensão no barramento CC primário (V_{o_PRI}) pela corrente de saída:

$$G_{vPRI}(s) = \frac{v_{oPRI}(s)}{i_{ret_saida}(s)} = \frac{1}{s \cdot C_{oPRI}} \quad (4.22)$$

Considerando o ganho do sensor de corrente como unitário, a referência da malha de tensão deve ser igual à corrente de entrada ($i_{La_ef}=10,7$ A). Assim, o ganho do transdutor de tensão pode ser calculado por:

$$H_{v_PRI}(s) = \frac{i_{La_ef}}{V_{o_PRI}} \Rightarrow 16,03 \cdot 10^3 \quad (4.23)$$

A função de transferência de laço aberto sem controlador é dada por:

$$FTLA_{v_sc}(s) = G_{v_PRI}(s) \cdot H_{v_PRI}(s) \cdot \frac{1}{G_{i_dq}(s)} \quad (4.24)$$

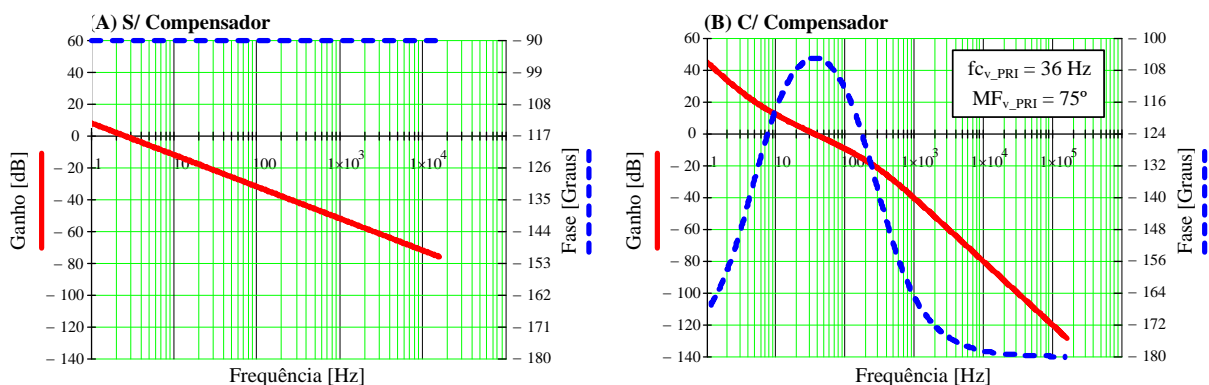
A malha de controle da tensão do barramento deve ser mais lenta que a malha de corrente para que sejam devidamente desacopladas. Assim, os parâmetros arbitrados para a malha de tensão são:

$$f_{cv_PRI} = \frac{3}{5} \cdot f_r \Rightarrow 36\text{Hz} \quad (4.25)$$

$$MF_{v_PRI} = 60^\circ \quad (4.26)$$

Para garantir os valores assumidos para esses parâmetros, o compensador PI com filtro projetado deve possuir um ganho de -22 dB, com um polo em alocado 273 Hz e um zero alocado em 4,74 Hz. Os projetos completos dos compensadores analógicos são descritos no Apêndice B. Na Figura 4.9, são traçados o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador da malha de tensão (A) e o diagrama de Bode da função de transferência com o compensador (B).

Figura 4.9 – Diagramas de Bode da malha de tensão do barramento primário (analógico).



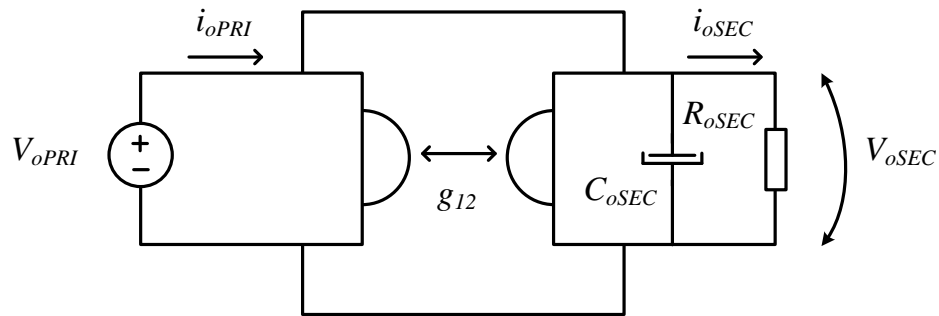
FONTE: Próprio autor.

Pode-se constatar que o projeto do controlador atende estritamente as especificações, tanto com relação à frequência de cruzamento quanto à margem de fase desejadas.

4.5.1.3 Malha de Tensão do Barramento Secundário (Analógico)

A modelagem da malha de tensão do secundário é realizada utilizando o modelo proposto por (SANTOS, 2011), que se baseia na teoria generalizada do circuito *gyrator* (BARAZARTE; GONZALEZ; EHSANI, 2010). O conversor proposto pode ser aproximado para o circuito *gyrator* de duas portas, como mostra a Figura 4.10.

Figura 4.10 – Aproximação do circuito proposto a um circuito *gyrator* de duas portas.



FONTE: Próprio autor.

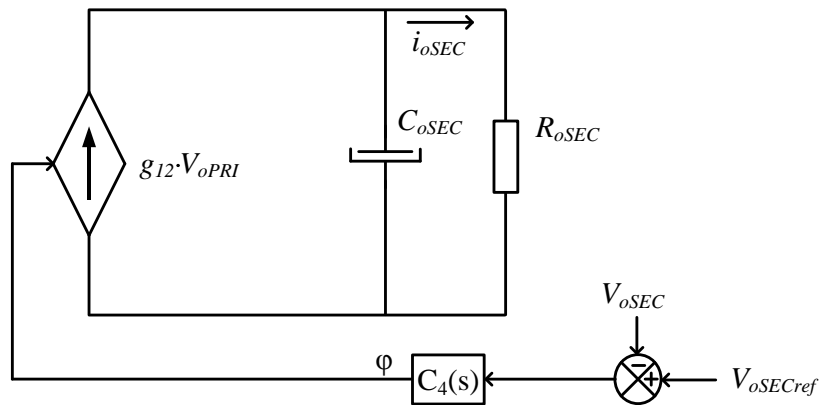
A relação da corrente de saída (i_{o_SEC}) com a tensão de entrada é dada por , sendo o ganho de condutância descrito por (4.28).

$$i_{o_SEC} = V_{oPRI} \cdot g_{12} \quad (4.27)$$

$$g_{12} = \frac{1}{\omega_c \cdot L_{SEC}} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (4.28)$$

Considerando que a tensão do barramento CC primário é fixa, observa-se na Figura 4.11 que a tensão na carga do lado secundário pode ser controlada por meio do ajuste do *gyrator*.

Figura 4.11 – Circuito de controle da tensão no barramento CC secundário.



FONTE: Próprio autor.

Assim, a função de transferência da tensão do barramento secundário é descrita por:

$$G_{vSEC}(s) = \frac{v_{oSEC}(s)}{\varphi(s)} = \left[\frac{V_{oPRI}}{\omega_c \cdot L_{SEC}} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \right] \cdot \frac{R_{oSEC}}{R_{oSEC} \cdot C_{oSEC} + 1} \quad (4.29)$$

Fixando-se a referência da tensão do secundário em 2,5 V, o ganho do transdutor de tensão pode ser calculado por:

$$H_{v_SEC}(s) = \frac{V_{oSECref}}{V_{oSEC}} \Rightarrow 6.57 \cdot 10^{-3} \quad (4.30)$$

A função de transferência de laço aberto sem compensador é dada por:

$$FTLA_{v2_sc}(s) = G_{vSEC}(s) \cdot H_{v_SEC}(s) \quad (4.31)$$

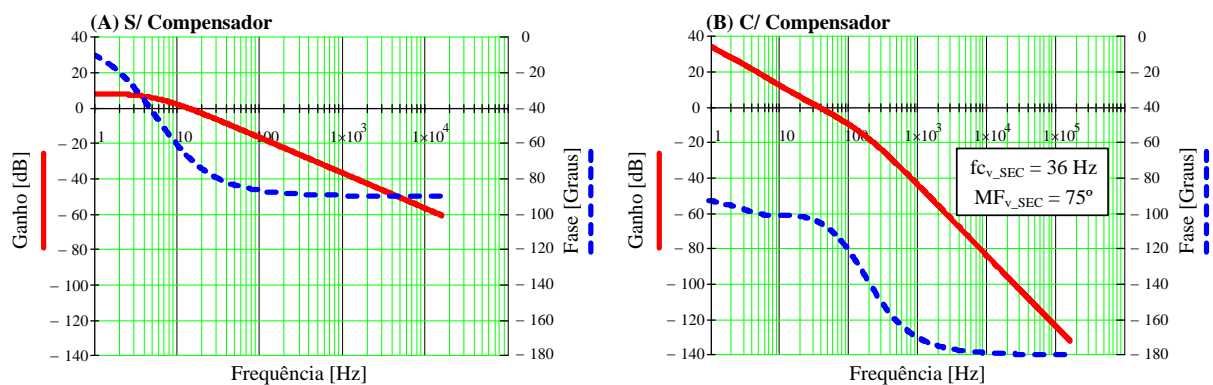
Para que não interfira na operação das malhas de controle das correntes de entrada do conversor, adota-se nesse caso a mesma frequência de cruzamento para a malha de controle da tensão do barramento primário, tornando-a assim mais lenta .

$$fc_{v_SEC} = fc_{v_PRI} \Rightarrow 36 \text{ Hz} \quad (4.32)$$

$$MF_{v_SEC} = 75^\circ \quad (4.33)$$

O controlador projetado possui um ganho de -8,2 dB, com um polo alocado em 171 Hz e um zero alocado em 7,5 Hz. No Apêndice B, pode ser verificar o projeto desse controlador em detalhes. Na Figura 4.12, tem-se o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador da malha de tensão (A) e o diagrama de Bode da função de transferência com o compensador (B).

Figura 4.12 – Diagramas de Bode da malha de tensão do barramento secundário (análogo).



FONTE: Próprio autor.

Nota-se que o controlador foi corretamente projetado, garantindo satisfatoriamente a frequência de cruzamento e a margem de fase desejadas.

4.5.2 Projeto dos Controladores Digitais

O uso de controladores digitais proporciona diversas vantagens como: redução do volume do *hardware*, pois elimina a necessidade de muito amplificadores operacionais

utilizados nos controladores analógicos; facilidade de implementação de técnicas de controle avançadas, o que muitas vezes se torna inviável de forma analógica; e maior flexibilidade para alterações e ajustes de sintonia dos controladores, sendo necessário apenas mudar linhas de código (ALMEIDA; BATISTA; PETRY, 2010).

Existem várias técnicas e procedimentos para o projeto de controladores digitais, a exemplo de: discretização da planta e projeto de todos os controladores no tempo discreto; projeto do controlador no tempo contínuo e discretização da função de transferência; entre outras. Para o projeto das malhas de controle aplicadas ao conversor proposto, optou-se pelo controle no tempo contínuo, considerando algumas peculiaridades do sistema, tais como atraso de leitura de sinais, atraso de filtros, ganhos dos conversores analógicos/digitais, entre outros. Após a realização do projeto de um dado controlador, deve-se então discretizá-lo devidamente. Essa técnica adotada não é a mais precisa dentre as opções possíveis para o projeto de controladores digitais, mas se demonstra bastante confiável, apresentando na prática boa resposta dinâmica do sistema.

A descrição dos controladores é dividida em quatro itens: malha de corrente; malha de tensão do barramento primário; malha de tensão do barramento secundário; e por fim, a malha de controle da corrente de magnetização, a qual também é implementada no protótipo experimental.

4.5.2.1 Malha de Corrente (Digital)

Primeiramente, deve-se descrever o ganho do sensor de corrente dado por (4.34), o ganho adicionado à leitura pelo filtro utilizado como (4.35), assim como o ganho do conversor A/D em (4.36).

$$G_{iLEM_25A} = G_{iLEM} \Rightarrow 36,8 \cdot 10^{-3} \quad (4.34)$$

$$G_{iL_AMPOP} = \frac{R_{2i}}{R_{1i}} \Rightarrow 2,83 \quad (4.35)$$

$$G_{AD12bits} = \frac{2^{12} - 1}{3,3} \Rightarrow 1240,9 \quad (4.36)$$

O ganho total do sinal de corrente medido é dado pela multiplicação dos ganhos, resultando em 129,49. Contudo, optou-se internamente no microcontrolador por um ganho unitário. Assim, após a leitura A/D, o valor salvo no registrador é multiplicado pelo inverso do ganho dos sensores, de modo que o valor salvo seja igual à corrente que circula no indutor

de entrada. O ganho considerado para o projeto da malha de controle da corrente de entrada é dado por:

$$H_{i_dq(digital)}(s) = G_{iLEM_25A} \cdot G_{iL_AMPOP} \cdot G_{AD12bits} \cdot \frac{1}{129,49} \Rightarrow 1 \quad (4.37)$$

A função do modulador é calculada pelo inverso do pico da onda triangular. Como o microcontrolador utilizado opera com tensão de alimentação de 3,3 V, define-se tal função por:

$$F_{m(digital)}(s) = \frac{1}{V_p} \Rightarrow \frac{1}{3,3} \quad (4.38)$$

A função de transferência da malha da malha de corrente é descrita em (4.39). Contudo, considera-se nesse caso a tensão de barramento um pouco maior, isto é, 850 V, o que se justifica devido a possíveis transitórios na tensão quando são aplicados degraus de carga. Assim, tem-se:

$$G_{i_dq(digital)}(s) = \frac{850}{s \cdot L_{in} + r_{Lin}} \quad (4.39)$$

Buscando-se obter o comportamento do sistema da forma mais próxima possível ao protótipo experimental, considera-se também a atuação do filtro utilizado. A função de transferência do filtro é dada por:

$$Filtro_i(s) = \frac{1}{C1_f \cdot C2_f \cdot R2_f^2 \cdot s^2 + 2 \cdot C1_f \cdot R2_f \cdot s + 1} \Rightarrow \frac{1}{8 \cdot 10^{-12} \cdot s^2 + 4 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1} \quad (4.40)$$

Por fim, é utilizada a função de amostragem $H_e(s)$, a qual modela o efeito da comutação na malha de corrente (TOFOLI; PEREIRA; PAULA, 2014). Essa função é descrita por:

$$\omega_z = \pi \cdot fs \quad (4.41)$$

$$Q_z = -\frac{2}{\pi} \quad (4.42)$$

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_z \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_z^2} \quad (4.43)$$

A equação (4.44) define a função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador, utilizada para o projeto do controlador digital das correntes de entrada.

$$FTLA_{b(digital)}(s) = G_{i_dq(digital)}(s) \cdot F_{m(digital)}(s) \cdot H_{i_dq(digital)}(s) \cdot Filtro_i(s) \cdot H_e(s) \quad (4.44)$$

Devido a algumas instabilidades verificadas no momento da partida do conversor experimentalmente, optou-se por projetar esta malha de controle com uma frequência de cruzamento da ordem de $1/8$ da frequência de comutação, e não $(1/4) \cdot f_s$ como adotado previamente no projeto do controlador analógico. Assim, os parâmetros arbitrados para o compensador de corrente digital são:

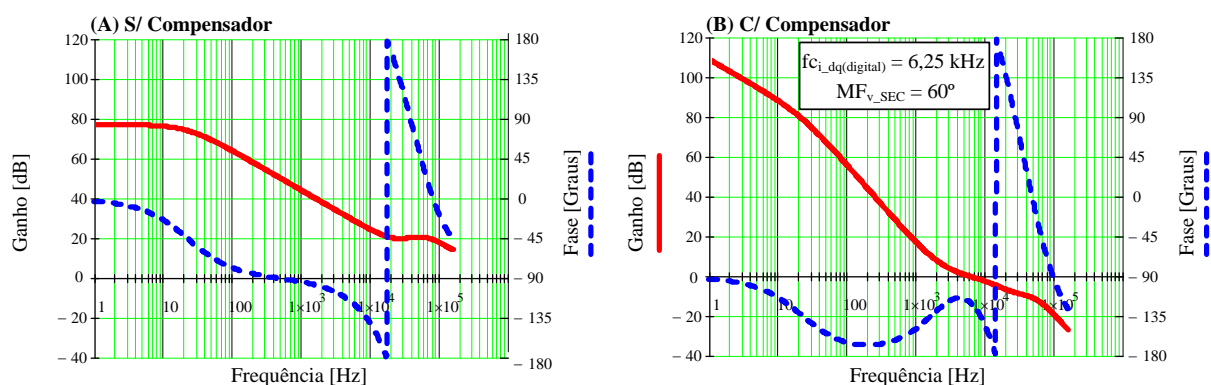
$$f_{c_{i_dq}(\text{digital})} = \frac{f_s}{8} \Rightarrow 6,25 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (4.45)$$

$$MF_{i_dq(\text{digital})} = 60^\circ \quad (4.46)$$

Utilizando o método do fator k para o projeto do compensador, verificou-se a necessidade de utilizar um compensador do tipo 3, pois o avanço de fase é maior que 90° . O controlador projetado possui um ganho de 28,5 dB, com um polo alocado em 15,4 kHz e um zero alocado em 2,5 kHz. Novamente, deve-se ressaltar que o projeto completo dos compensadores encontra-se no Apêndice C.

Na Figura 4.13, tem-se o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador (A) e o diagrama de Bode da função de transferência com o compensador projetado (B). Nota-se que, após o ângulo ultrapassar -180° , esse parâmetro passa a assumir imediatamente $+180^\circ$. Isso se deve a limitações do *software* utilizado para execução do projeto, embora este problema não interfira no cálculo dos compensadores e seus componentes.

Figura 4.13 – Diagramas de Bode da malha de corrente dq (digital).



FONTE: Próprio autor.

Uma vez verificado que o compensador cumpre os requisitos de projeto, deve-se proceder à discretização do mesmo. Para discretizar a função de transferência do compensador, utiliza-se a função “*c2d*” do Matlab®. A partir da função de transferência em modo contínuo, escolhe-se o método de aproximação (ZOH, FOH, Tustin, entre outros) e a

frequência de amostragem, de modo que o comando supracitado retorna a função de transferência discretizada.

A função de transferência do controlador analógico dada em (4.47) é discretizada. Em (4.48), tem-se o controlador discretizado utilizando o método Tustin, com uma frequência de amostragem de 100 kHz. A escolha desse método justifica-se em virtude de o método ZOH apresentar certa instabilidade na prática (BATISTA, 2006).

$$C_{i_dq(digital)}(s) = \frac{8923 \cdot s^2 + 285 \times 10^6 \cdot s + 2 \times 10^{12}}{s^3 + 193 \times 10^3 \cdot s^2 + 9 \times 10^9 \cdot s} \quad (4.47)$$

$$C_{i_dq(digital)}(z) = \frac{0,02364 \cdot z^3 - 0,01666 \cdot z^2 - 0,02313 \cdot z + 0,01717}{z^3 - 1,697 \cdot z^2 + 0,818 \cdot z - 0,1213} \quad (4.48)$$

Para encontrar a equação a diferenças, primeiramente deve-se dividir todos os termos por z^{-3} . Assim, é possível garantir que o sistema seja do tipo causal (OGATA, 1995), obtendo-se assim um sistema realizável. Logo, tem-se:

$$C_{i_dq(digital)}(z) = \frac{U_{i_dq}(z)}{E_{i_dq}(z)} = \frac{0,02364 - 0,01666 \cdot z^{-1} - 0,02313 \cdot z^{-2} + 0,01717 \cdot z^{-3}}{1 - 1,697 \cdot z^{-1} + 0,818 \cdot z^{-2} - 0,1213 \cdot z^{-3}} \quad (4.49)$$

Reorganizando a equação, chega-se a:

$$\begin{aligned} U_{i_dq}(z) [1 - 1,697 \cdot z^{-1} + 0,818 \cdot z^{-2} - 0,1213 \cdot z^{-3}] = \\ E_{i_dq}(z) [0,02364 - 0,01666 \cdot z^{-1} - 0,02313 \cdot z^{-2} + 0,01717 \cdot z^{-3}] \end{aligned} \quad (4.50)$$

Aplicando a transformada inversa e isolando o termo $u_{dq}[k]$, obtém-se a equação a diferenças em (4.51), a qual é implementada no microcontrolador.

$$\begin{aligned} u_{dq}[k] = +0,023642 \cdot e_{dq}[k] - 0,016655 \cdot e_{dq}[k-1] \\ - 0,023125 \cdot e_{dq}[k-2] - 0,017171 \cdot e_{dq}[k-3] \\ + 1,696671 \cdot u_{dq}[k-1] - 0,818009 \cdot u_{dq}[k-2] + 0,121338 \cdot u_{dq}[k-3] \end{aligned} \quad (4.51)$$

Os termos u_{dq} são referentes à saída do controlador digital, enquanto os termos e_{dq} correspondem erro (entrada). Para esse controlador, é necessário empregar seis variáveis de memória: três para a entrada ($e_{dq}[k-1]$, $e_{dq}[k-2]$ e $e_{dq}[k-3]$); e três para a saída ($u_{dq}[k-1]$, $u_{dq}[k-2]$ e $u_{dq}[k-3]$).

4.5.2.2 Malha de tensão do primário (Digital)

O ganho do transdutor de tensão (LP-20) é dado por (4.52). Multiplicando-se esse valor pelo ganho do conversor A/D, chega-se ao ganho total de realimentação da tensão no barramento primário em (4.53).

$$G_{vLEM_PRI} = 3,47 \cdot 10^{-3} \quad (4.52)$$

$$H_{v_PRI(digital)} = G_{vLEM_PRI} \cdot G_{AD12bits} \Rightarrow 4,4318 \quad (4.53)$$

A função de transferência da planta descrita em (4.54) multiplicada pelo ganho de realimentação e pelo inverso da função de transferência da corrente resulta na função de transferência de laço aberto sem compensador, isto é:

$$FTLAv_sc(digital)(s) = G_{v_PRI}(s) \cdot H_{v_PRI(digital)}(s) \cdot \frac{1}{G_{i_dq(digital)}(s)} \quad (4.54)$$

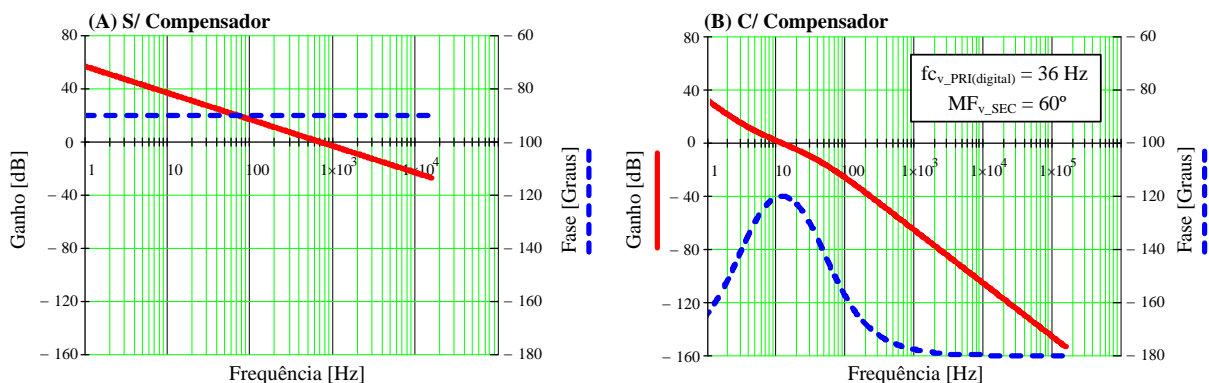
Para o projeto do controlador, assumem-se os seguintes parâmetros:

$$fc_{v_PRI(digital)} = \frac{3}{5} \cdot f_r \Rightarrow 36\text{Hz} \quad (4.55)$$

$$MF_{v_PRI} = 60^\circ \quad (4.56)$$

Como o avanço de fase calculado pelo método do fator k é menor que 90° , nesse caso pode-se empregar um compensador PI com filtro (tipo 2). Para garantir os parâmetros de projeto, o compensador possui um ganho de 25,8 dB, com um polo alocado em 134 Hz e um zero alocado em 9,6 Hz. O projeto completo dos compensadores digitais pode ser verificado no Apêndice C. Na Figura 4.14, mostram-se o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador da malha de tensão (A) e o diagrama de Bode da função de transferência com o compensador (B).

Figura 4.14 – Diagramas de Bode da malha de tensão do barramento primário (digital).



FONTE: Próprio autor.

A função de transferência do controlador analógico da tensão no barramento primário dada em (4.57) é discretizada utilizando o método Tustin, com uma frequência de amostragem igual a $f_s/8$, resultando na equação (4.58).

$$C_{v_PRI(digital)}(s) = \frac{0,0165 \cdot s + 1}{0,0003829 \cdot s^2 + 0,3233 \cdot s} \quad (4.57)$$

$$C_{v_PRI(digital)}(z) = \frac{0,003244 \cdot z^2 + 31 \times 10^{-6} \cdot z - 0,003213}{z^2 - 1,873 \cdot z + 0,8735} \quad (4.58)$$

Para encontrar a equação a diferenças, deve-se inicialmente dividir todos os termos por z^{-2} . Isso é necessário para garantir que o sistema seja do tipo causal e, portanto, realizável. Logo, chega a:

$$C_{v_PRI(digital)}(z) = \frac{U_{v_PRI}(z)}{E_{v_PRI}(z)} = \frac{0,003244 + 31 \times 10^{-6} \cdot z^{-1} - 0,003213 \cdot z^{-2}}{1 - 1,873 \cdot z^{-1} + 0,8735 \cdot z^{-2}} \quad (4.59)$$

Reorganizando a equação, tem-se:

$$\begin{aligned} U_{v_PRI}(z) [1 - 1,873 \cdot z^{-1} + 0,8735 \cdot z^{-2}] = \\ E_{v_PRI}(z) [0,003244 + 31 \times 10^{-6} \cdot z^{-1} - 0,003213 \cdot z^{-2}] \end{aligned} \quad (4.60)$$

Aplicando a transformada inversa e isolando o termo $u_{PRI}[k]$, obtém-se a equação a diferenças em (4.61), a qual é implementada no microcontrolador.

$$\begin{aligned} u_{PRI}[k] = +0,003244 \cdot e_{PRI}[k] - 0,000031 \cdot e_{PRI}[k-1] - 0,003213 \cdot e_{PRI}[k-2] \\ + 1,873477 \cdot u_{PRI}[k-1] - 0,873477 \cdot u_{PRI}[k-2] \end{aligned} \quad (4.61)$$

Os termos u_{PRI} são referentes à saída do controlador digital de tensão do barramento primário. Por outro lado, os termos e_{PRI} referem-se ao erro (entrada). Para este controlador, é necessário empregar quatro variáveis de memória: duas para a entrada ($e_{PRI}[k-1]$ e $e_{PRI}[k-2]$); e duas para a saída ($u_{PRI}[k-1]$ e $u_{PRI}[k-2]$).

4.5.2.3 Malha de Tensão do Barramento Secundário (Digital)

O ganho do transdutor de tensão (LP-20) é dado por (4.62). Multiplicando-se esse valor pelo ganho do conversor A/D, obtém-se o ganho total de realimentação da tensão no barramento secundário como sendo (4.63).

$$G_{vLEM_SEC} = 6,25 \cdot 10^{-3} \quad (4.62)$$

$$H_{vSEC(digital)} = G_{vLEM_SEC} \cdot G_{AD12bits} \Rightarrow 7,7557 \quad (4.63)$$

A função de transferência da planta descrita em (4.64) é então multiplicada pelo ganho de realimentação, resultado na função de transferência de laço aberto sem compensador.

$$FTLAv2_sc_{(digital)}(s) = G_{v_SEC}(s) \cdot H_{v_SEC(digital)}(s) \quad (4.64)$$

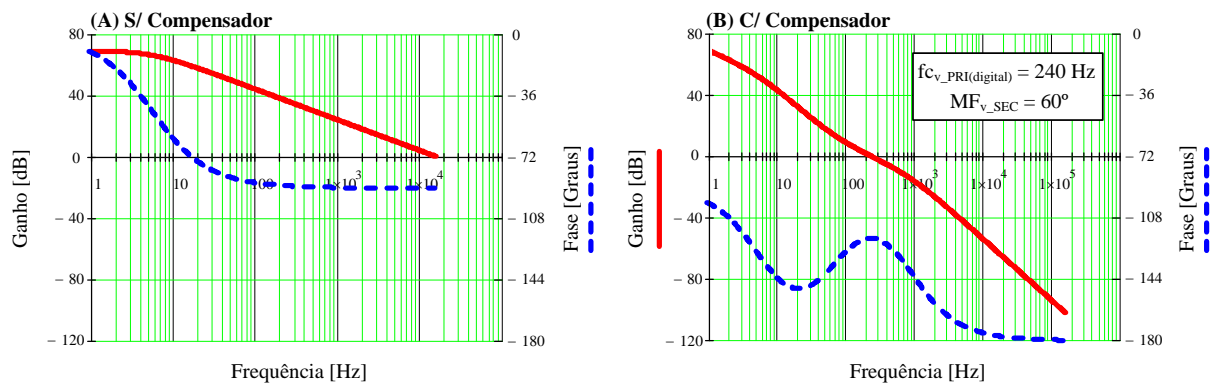
Inicialmente, adotou-se uma frequência de cruzamento de 36 Hz. Porém, experimentalmente verificou-se que a resposta dinâmica do sistema de controle seria lenta nesse caso. Conseqüentemente, a frequência de cruzamento foi aumentada, de modo que os parâmetros finais adotados no projeto são:

$$f_{cv_SEC(digital)} = 4 \cdot f_r \Rightarrow 240 \text{ Hz} \quad (4.65)$$

$$MF_{v_PRI} = 60^\circ \quad (4.66)$$

O compensador projetado possui um ganho de 36,9 dB, sendo que um polo é alocado em 856 Hz e um zero é alocado em 67 Hz. No Apêndice C, tem-se o detalhamento do projeto em questão. Na Figura 4.15, apresentam-se o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador da malha de tensão (A) e o diagrama de Bode da função de transferência com o compensador (B).

Figura 4.15 – Diagrama de Bode da malha de tensão do barramento secundário (digital).



FONTE: Próprio autor.

A função de transferência do controlador analógico de tensão no barramento primário representada em (4.67) é discretizada utilizando o método Tustin, com uma frequência de amostragem $f_s/8$, obtendo-se finalmente a equação (4.68).

$$C_{v_SEC(digital)}(s) = \frac{0,002366 \cdot s + 1}{30,6 \times 10^{-6} \cdot s^2 + 0,1649 \cdot s} \quad (4.67)$$

$$C_{v_SEC(digital)}(z) = \frac{0,004465 \cdot z^2 + 0,000292 \cdot z - 0,004173}{z^2 - 1,398 \cdot z + 0,3982} \quad (4.68)$$

Para encontrar a equação a diferenças, primeiramente deve-se dividir todos os termos por z^2 . Isso garante que o sistema seja do tipo causal e conseqüentemente realizável. Logo, tem-se:

$$C_{v_SEC(digital)}(z) = \frac{U_{v_SEC}(z)}{E_{v_SEC}(z)} = \frac{0,004465 + 0,000292 \cdot z^{-1} - 0,004173 \cdot z^{-2}}{1 - 1,398 \cdot z^{-1} + 0,3982 \cdot z^{-2}} \quad (4.69)$$

Reorganizando a equação, obtém-se:

$$\begin{aligned} U_{v_SEC}(z) [1 - 1,398 \cdot z^{-1} + 0,3982 \cdot z^{-2}] = \\ E_{v_SEC}(z) [0,004465 + 0,000292 \cdot z^{-1} - 0,004173 \cdot z^{-2}] \end{aligned} \quad (4.70)$$

Aplicando a transformada inversa e isolando o termo $u_{PRI}[k]$, chega-se à equação a diferenças dada por (4.71), a qual é implementada no microcontrolador.

$$\begin{aligned} u_{SEC}[k] = +0,004465 \cdot e_{SEC}[k] - 0,000292 \cdot e_{SEC}[k-1] - 0,004173 \cdot e_{SEC}[k-2] \\ + 1,398162 \cdot u_{SEC}[k-1] - 0,398162 \cdot u_{SEC}[k-2] \end{aligned} \quad (4.71)$$

Os termos u_{SEC} referem-se à saída do controlador digital de tensão do barramento primário, ao passo que os termos e_{SEC} são associados ao erro (entrada). Para este controlador, é necessário empregar quatro variáveis de memória: duas para entrada ($e_{SEC}[k-1]$ e $e_{SEC}[k-2]$); e duas para a saída ($u_{SEC}[k-1]$ e $u_{SEC}[k-2]$).

4.5.2.4 Malha de Controle da Corrente Magnetizante (Digital)

Primeiramente, é necessário descrever o ganho do sensor de corrente e o ganho adicionado à leitura pelo filtro utilizado, isto é:

$$G_{iLEM_8A} = G_{2_{iLEM}} \Rightarrow 172,5 \cdot 10^{-3} \quad (4.72)$$

$$G_{iMag_AMPOP} = \frac{R_{2_{iMag}}}{R_{1_{iMag}}} \Rightarrow 12,1429 \quad (4.73)$$

O ganho total da leitura do sinal de corrente é dado pela multiplicação dos ganhos (LEM, AMPOP e A/D), resultando em 1941. Contudo, internamente ao microcontrolador, optou-se por um ganho unitário. Assim, após a leitura A/D, o valor salvo no registrador é multiplicado pelo inverso do ganho dos sensores, de modo que o valor salvo seja igual à corrente no indutor de entrada. O ganho considerado para o projeto da malha de controle da corrente de entrada é dado por:

$$H_{iMag(digital)}(s) = G_{iLEM_25A} \cdot G_{iL_AMPOP} \cdot G_{AD12bits} \cdot \frac{1}{1941} \Rightarrow 1 \quad (4.74)$$

A função de transferência do modulador é calculada de acordo com o valor máximo do modulador PWM.

$$F_{m_iMag(digital)}(s) = \frac{1}{V_{P-RegPWM}} \Rightarrow \frac{1}{1000} \quad (4.75)$$

A função de transferência da malha da malha de corrente foi anteriormente descrita em (4.76). Contudo, opta-se por considerar um valor ligeiramente maior para a tensão no barramento, ou seja, 850 V nesse caso. Isso se deve a eventuais transitórios na tensão quando se aplicam degraus de carga. Como o indutor possui uma resistência muito baixa que não influencia significativamente a função de transferência, tem-se:

$$G_{iMag(digital)}(s) = \frac{850}{s \cdot L_{Mag}} \quad (4.76)$$

No intuito de obter um comportamento do sistema o mais próximo possível do protótipo experimental, considera-se também a atuação do filtro *anti-aliasing* na função de transferência.

$$Filtro_{iMag}(s) = \frac{1}{C1_f \cdot C2_f \cdot R2_f^2 \cdot s^2 + 2 \cdot C1_f \cdot R2_f \cdot s + 1} \Rightarrow \frac{1}{65 \cdot 10^{-12} \cdot s^2 + 11 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1} \quad (4.77)$$

Por fim, também se utiliza a função de amostragem $H_e(s)$ definida em (4.78), a qual modela o efeito da comutação na malha de corrente. Assim, a equação que define a função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador é dada por:

$$FTLAI_{2_sc(digital)}(s) = G_{iMag(digital)}(s) \cdot F_{m_iMag(digital)}(s) \cdot Filtro_{iMag(digital)}(s) \cdot H_e(s) \quad (4.78)$$

Como o filtro *anti-aliasing* está ajustado para uma frequência de 2 kHz, adotam-se os seguintes parâmetros para o compensador:

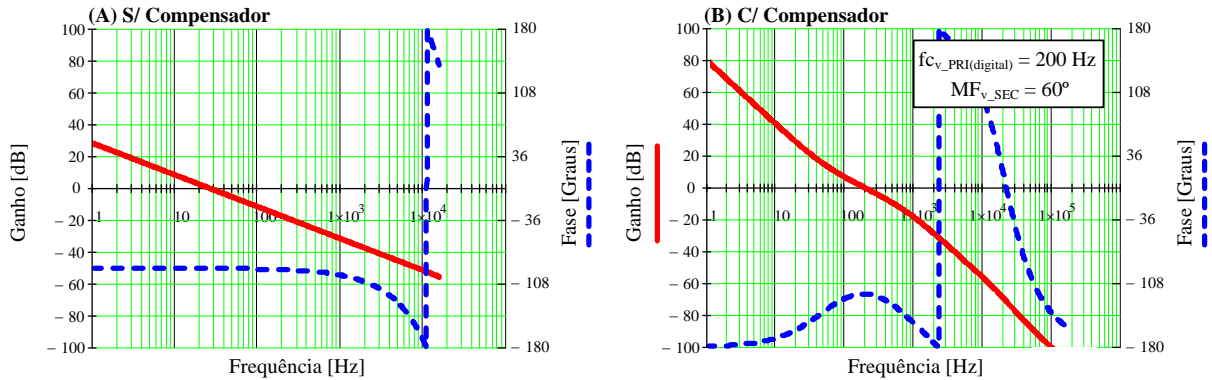
$$fc_{iMag(digital)} \Rightarrow 200 \text{ Hz} \quad (4.79)$$

$$MF_{iMag(digital)} = 60^\circ \quad (4.80)$$

O controlador projetado possui um ganho de -17 dB, com um polo alocado em 789 Hz e um zero alocado em 50,7 Hz. O projeto completo dos compensadores é detalhado no Apêndice C.

Na Figura 4.13, representam-se o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto sem compensador (A) e o diagrama de Bode da função de transferência com o compensador projetado (A). Como foi visto anteriormente, quando o ângulo ultrapassa -180° , imediatamente passa a assumir o valor de $+180^\circ$, o que se deve à lógica interna do *software*, a qual não é prontamente acessível ao usuário. Contudo, esse problema não interfere no cálculo dos compensadores e seus respectivos componentes.

Figura 4.16 – Diagrama de Bode da malha de controle da corrente magnetizante (digital).



FONTE: Próprio autor.

Uma vez verificado que o compensador cumpre os requisitos de projeto, realiza-se sua discretização. Para essa finalidade e, de forma análoga à descrita anteriormente, novamente emprega-se o comando “*c2d*” do Matlab®.

A função de transferência do controlador analógico dada por (4.81) é então discretizada, sendo que em (4.82) tem-se o controlador discretizado utilizando o método Tustin com frequência de amostragem de 100 kHz. Novamente, essa abordagem mostrou-se mais adequada se comparada ao método ZOH devido a certa instabilidade verificada na prática.

$$C_{iMag(digital)}(s) = \frac{0,003138 \cdot s + 1}{85,6 \times 10^{-9} \cdot s^2 + 424 \times 10^{-6} \cdot s} \quad (4.81)$$

$$C_{iMag(digital)}(z) = \frac{0,179 \cdot z^2 - 0,000569 \cdot z + 0,1784}{z^2 + 1,952 \cdot z - 0,9516} \quad (4.82)$$

Para encontrar a equação a diferenças, primeiramente deve-se dividir todos os termos por z^{-2} , garantindo-se que o sistema seja do tipo causal e conseqüentemente realizável.

Logo, tem-se:

$$C_{iMag(digital)}(z) = \frac{U_{iMag}(z)}{E_{iMag}(z)} = \frac{0,179 - 0,000569 \cdot z^{-1} + 0,1784 \cdot z^{-2}}{1 + 1,952 \cdot z^{-1} - 0,9516 \cdot z^{-2}} \quad (4.83)$$

Reorganizado a equação, tem-se:

$$\begin{aligned} U_{i_dq}(z) [1 + 1,952 \cdot z^{-1} - 0,9516 \cdot z^{-2}] = \\ E_{i_dq}(z) [0,179 - 0,000569 \cdot z^{-1} + 0,1784 \cdot z^{-2}] \end{aligned} \quad (4.84)$$

Aplicando a transformada inversa e isolando o termo $u_{dq}[k]$, chega-se à equação a diferenças dada por (4.85), a qual é implementada no microcontrolador.

$$u_{iMAG}[k] = +0,179006 \cdot e_{iMAG}[k] - 0,000570 \cdot e_{iMAG}[k-1] - 0,178436 \cdot e_{iMAG}[k-2] \\ + 1,951644 \cdot u_{iMAG}[k-1] - 0,951644 \cdot u_{iMAG}[k-2] \quad (4.85)$$

Os termos u_{iMAG} são associados à saída do controlador digital de tensão do barramento primário, enquanto os termos e_{iMAG} referem-se ao erro (entrada). Para esse controlador, deve-se empregar quatro variáveis de memória: duas para a entrada ($e_{iMAG}[k-1]$ e $e_{iMAG}[k-2]$); e duas para a saída ($u_{iMAG}[k-1]$ e $u_{iMAG}[k-2]$).

4.6 Projeto dos Elementos Magnéticos

Neste tópico, são descritos os procedimentos de projeto dos elementos magnéticos (indutores e transformadores) utilizados no protótipo do conversor CA-CC, sendo que maiores detalhes podem ser verificados no Apêndice D.

4.6.1 Indutores de Filtro de Entrada (L_a , L_b e L_c)

Para os indutores de entrada, utilizam-se núcleos toroidais de pó de ferro fornecidos pelo fabricante Magmattec. O material escolhido é do tipo 034, cuja aplicação específica é recomendada para indutores existentes em conversores PFC operando em quaisquer valores de frequência, visto que se trata de um material com perdas reduzidas. Na Tabela 4.5, tem-se o resumo do projeto dos indutores filtro de entrada.

Tabela 4.5 – Resumo do projeto dos indutores de entrada (Magmattec).

Tipo de Núcleo/Modelo		Pó de Ferro / MMT034T7713,	
Parâmetro	Valor	Unidade	
Permeabilidade relativa	33	—	
Densidade de fluxo magnético (B_{max})	1.1	T	
ΔB	0,055	T	
A_L	34,5	nH/esp ²	
Massa	207,08	g	
Indutância	0,25	mH	
Frequência de comutação	100	kHz	
Densidade de corrente	250	A/cm ²	
Condutor / Número de fios em paralelo	AWG 21 / 9 fios	—	
Número de espiras	99	—	

FONTE: Próprio autor.

4.6.2 Autotransformador

O núcleo utilizado nos três autotransformadores da entrada é do tipo MMT140T5020, fabricado por Magmattec. Esse núcleo de ferrite é apropriado para aplicações em fontes chaveadas e apresenta baixas perdas no núcleo, ou seja, cerca de 410 kW/m. Na Tabela 4.6, é descrito o resumo do projeto dos autotransformadores.

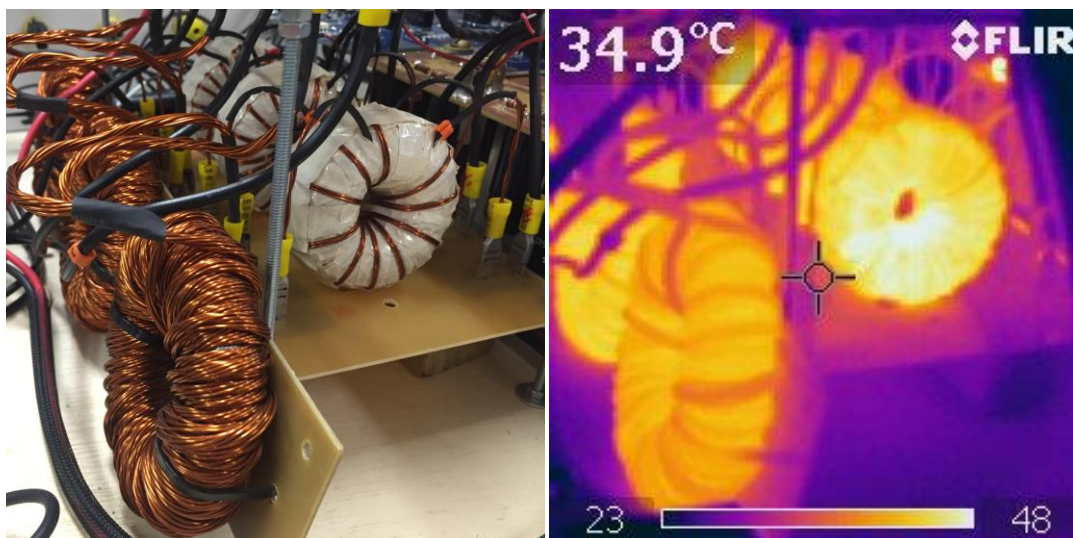
Tabela 4.6 – Resumo do projeto dos autotransformadores (Magmattec).

Tipo de Núcleo/Modelo	Ferrite / MMT140T5020	
Parâmetro	Valor	Unidade
Permeabilidade inicial	2300±25%	—
A_L	4700	nH/esp ²
Massa	120	g
Indutância magnetizante	137,34	mH
ΔB	0,21	T
Densidade de corrente	450	—
Condutor / Número de fios em paralelo	AWG 20 / 2 fios	—
Relação de número de espiras (N_p/N_s)	86/86	—

FONTE: Próprio autor.

Os autotransformadores apresentaram rompimento de isolamento quando a tensão do barramento primário ultrapassou 350 V. Esse problema foi solucionado isolando cada camada do transformador com uma fita adequada para altas tensões, que é do tipo 51578 (branca) fabricada por Intertape Polymer Group. Esse material possui as seguintes características principais: composto de poliéster; espessura de 0,089 mm; e tensão de isolamento de 4500 V. Na Figura 4.17, são representados os elementos magnéticos de entrada (indutores e autotransformadores) e a distribuição térmica para o protótipo do conversor operando na potência nominal.

Figura 4.17 – Elementos magnéticos de entrada e distribuição térmica.



FONTE: Próprio autor.

4.6.3 Transformador de Potência

Para os transformadores de potência, também foram utilizados núcleos toroidais de ferrite. O resumo do projeto é apresentado na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Resumo do projeto dos transformadores de potência (Magmattec).

Tipo de Núcleo/Modelo	Ferrite / MMT139T6325	
Parâmetro	Valor	Unidade
Permeabilidade inicial	2100±25%	—
A_L	5300	nH/esp ²
ΔB	0,145	T
Densidade de corrente	450	A/cm ²
Condutor	AWG 21	—
Nº de fios / espiras	Primário	5 fios / 76 espiras
	Secundário	9 fios / 43 espiras
Indutância magnetizante	Primário	34,77
	Secundário	11,71

FONTE: Próprio autor.

4.6.4 Indutores Série

Os indutores série são responsáveis pela transferência de potência entre os lados primário e secundário e definem o ângulo φ de operação do conversor. Para esses indutores, adotaram-se núcleos do tipo EE da Magmattec. O resumo do projeto é apresentado na Tabela 4.8.

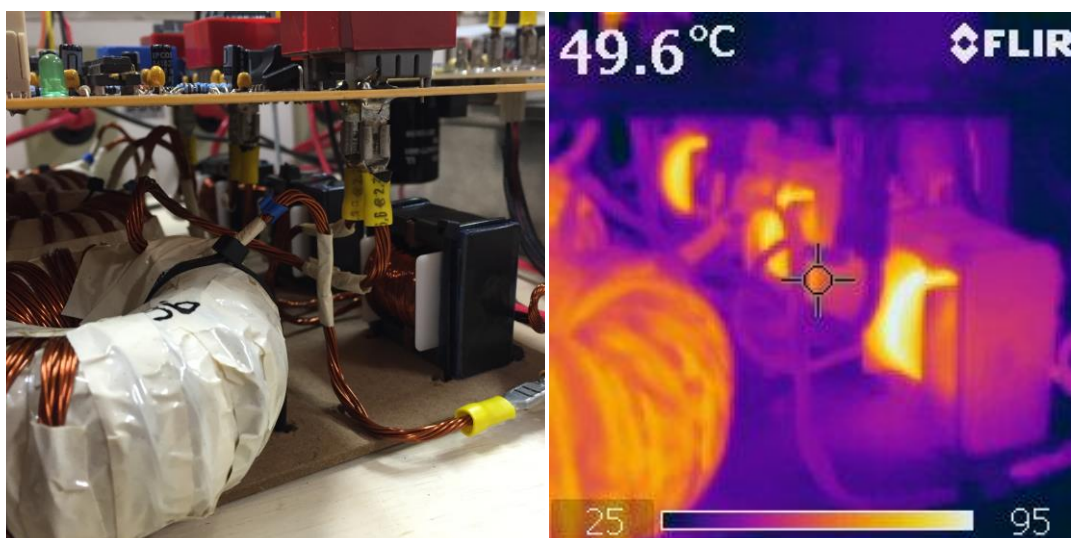
Tabela 4.8 – Resumo do projeto dos indutores série (Magmattec).

Tipo de Núcleo/Modelo	Ferrite / MMT140T5020	
Parâmetro	Valor	Unidade
Permeabilidade Inicial	2300±25%	—
AL	6350	nH/esp ²
Massa	54	g
Indutância	40	μH
Numero de Espiras	20	—
ΔB	0,12	T
Densidade de corrente	570	A/cm ²
Condutor / Número de fios em paralelo	AWG 25 / 17 fios	—

FONTE: Próprio autor.

Devido ao uso de uma alta densidade de corrente e à existência do efeito proximidade no entreferro, houve o aquecimento considerável dos indutores, sendo necessário utilizar ventilação externa para refrigerá-los, permitindo que a temperatura de operação seja inferior a 100 °C. Na Figura 4.18, podem ser vistos os indutores série e os transformadores de potência, bem como uma imagem termográfica representativa dos elementos.

Figura 4.18 – Transformador de potência, indutores série e imagem termográfica.



FONTE: Próprio autor.

4.6.5 Indutores das Malhas de Controle das Correntes Magnetizantes

Esses indutores são dispostos entre os braços de cada ponte do conversor. Para o projeto, foram utilizados núcleos do tipo EE do fabricante Thornton, sendo o resumo do projeto descrito na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Resumo do projeto dos indutores das malhas de controle das correntes magnetizantes (Thornton).

Tipo de Núcleo/Modelo	Ferrite / MMT140T5020	
Parâmetro	Valor	Unidade
Permeabilidade Inicial	2300±25%	—
A_L	62	nH/esp ²
Massa	21	g
Indutância	5	mH
Numero de Espiras	191	
B_{max}	0,15	T
Densidade de corrente	500	A/cm ²
Condutor / Número de fios em paralelo	AWG 24 / 1 fio	—

FONTE: Próprio autor.

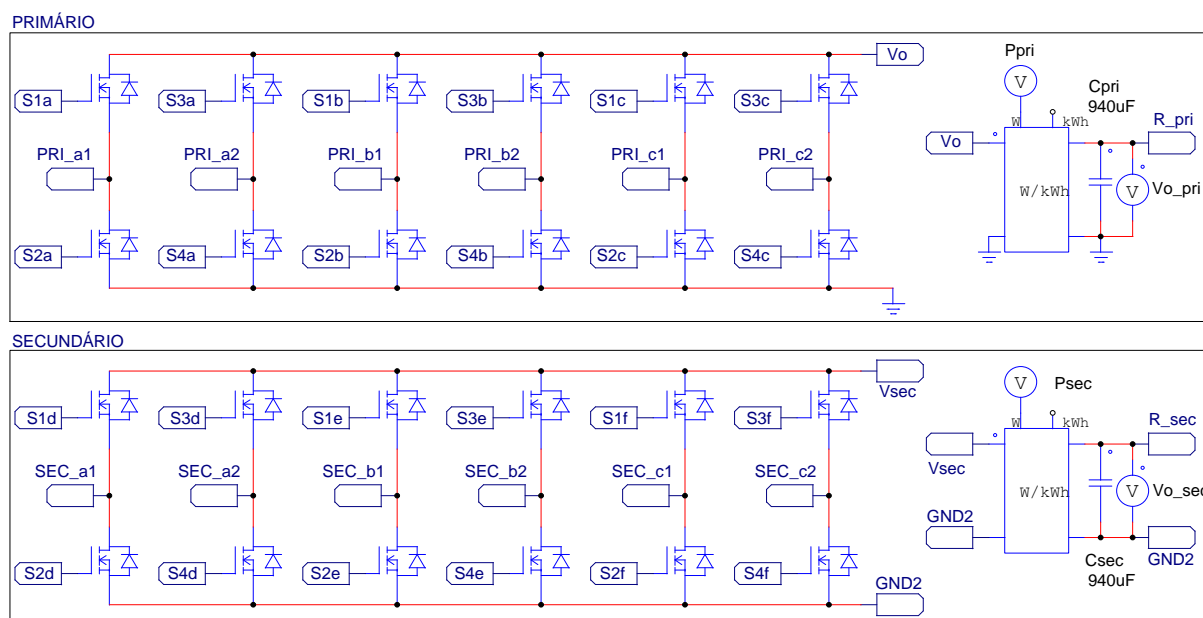
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesse capítulo, são apresentados os resultados de simulação do conversor CA-CC proposto. Todas as simulações do sistema em estudo foram realizadas utilizando a ferramenta computacional PSIM[®]. Inicialmente, descrevem-se os circuitos implementados no simulador e, em seguida, são apresentadas e comentadas as principais formas de onda de tensão e corrente em regime permanente. Por fim, são realizados degraus de carga a fim de verificar o comportamento dinâmico das malhas de corrente e tensão, validando assim o projeto dos controladores utilizados.

5.1 Detalhes do Circuito Simulado

O circuito com os interruptores dos lados primário (PRI) e secundário (SEC) são arrançados de acordo com a Figura 5.1, em que foram utilizados dois blocos fornecidos pelo simulador do tipo “*Wattmeter/kWh Meter*” para calcular as potências em cada um dos barramentos. Em ambos os barramentos, adota-se uma capacitância total de 940 μF .

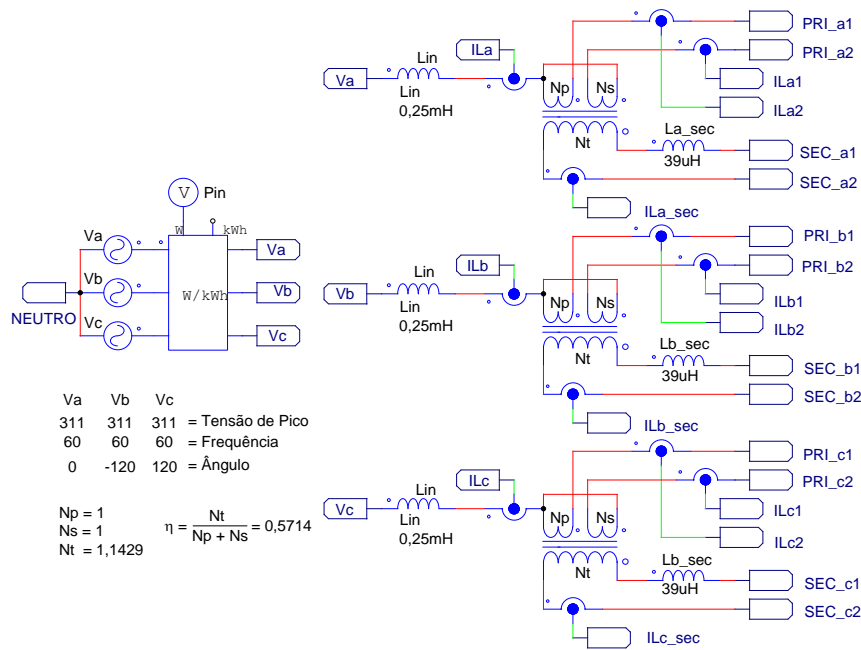
Figura 5.1 – Circuito de potência (lados primário e secundário).



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.2, apresenta-se a conexão da fonte de entrada CA e todos os elementos magnéticos, sendo discriminados os valores de todos os componentes utilizados. O transformador utilizado na simulação é do tipo “*1-ph 3-w Transformer*”, o qual considera uma indutância magnetizante de 100 mH.

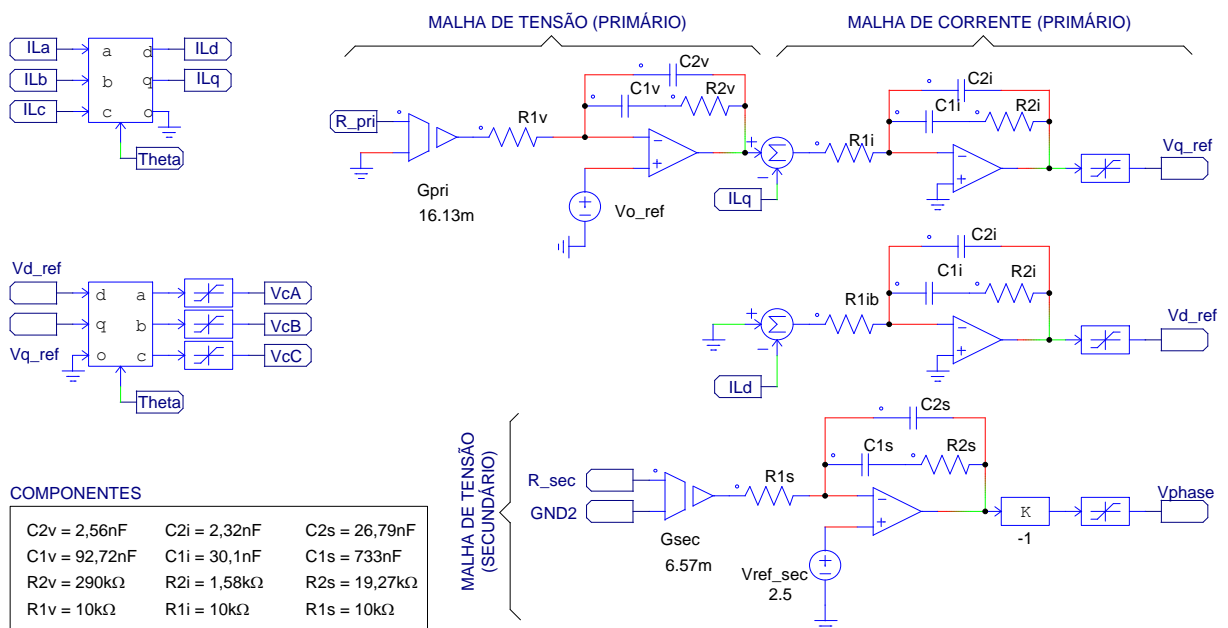
Figura 5.2 – Representação das fontes de alimentação de entrada e elementos magnéticos.



FONTE: Próprio autor.

Utilizando o controle por eixos síncronos para o lado primário e o controle *phase-shift* no lado secundário, a Figura 5.3 mostra o diagrama esquemático dos controladores. Os blocos da transformada direta e inversa de Park são representados no PSIM® por “*abc-dqo Transformation*” e “*dqo-abc Transformation*”, respectivamente.

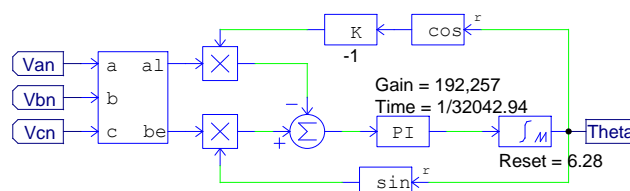
Figura 5.3 – Diagrama esquemático dos controladores.



FONTE: Próprio autor.

Para obter o sincronismo dos sinais, foi utilizado o circuito q -PLL, como mostra a Figura 5.4. O bloco utilizado para a transformada de Clark é encontrado na biblioteca do *software* como “*abc-alpha/beta Transformation*”.

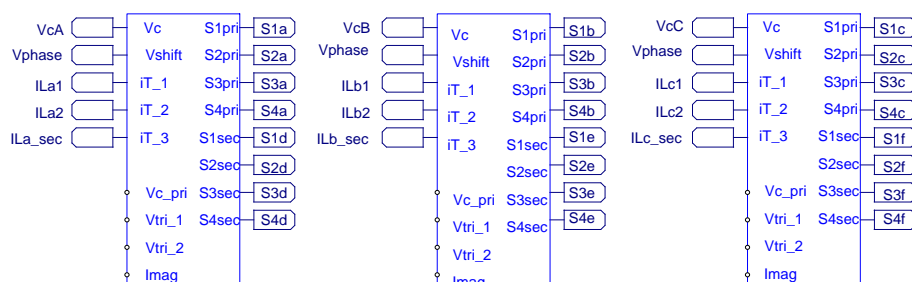
Figura 5.4 – PSIM: Circuito q -PLL.



FONTE: Próprio autor.

As saídas dos controladores são aplicadas aos blocos de modulação, que são apresentados na Figura 5.5. Cada fase possui um respectivo bloco de modulação, o qual recebe o sinal de controle (V_{cA} , V_{cB} e V_{cC}), a tensão de controle do barramento secundário (V_{phase}) e as correntes que circulam pelo transformador, por sua vez utilizadas no controle da corrente magnetizante.

Figura 5.5 – Blocos de modulação (fases A, B e C).

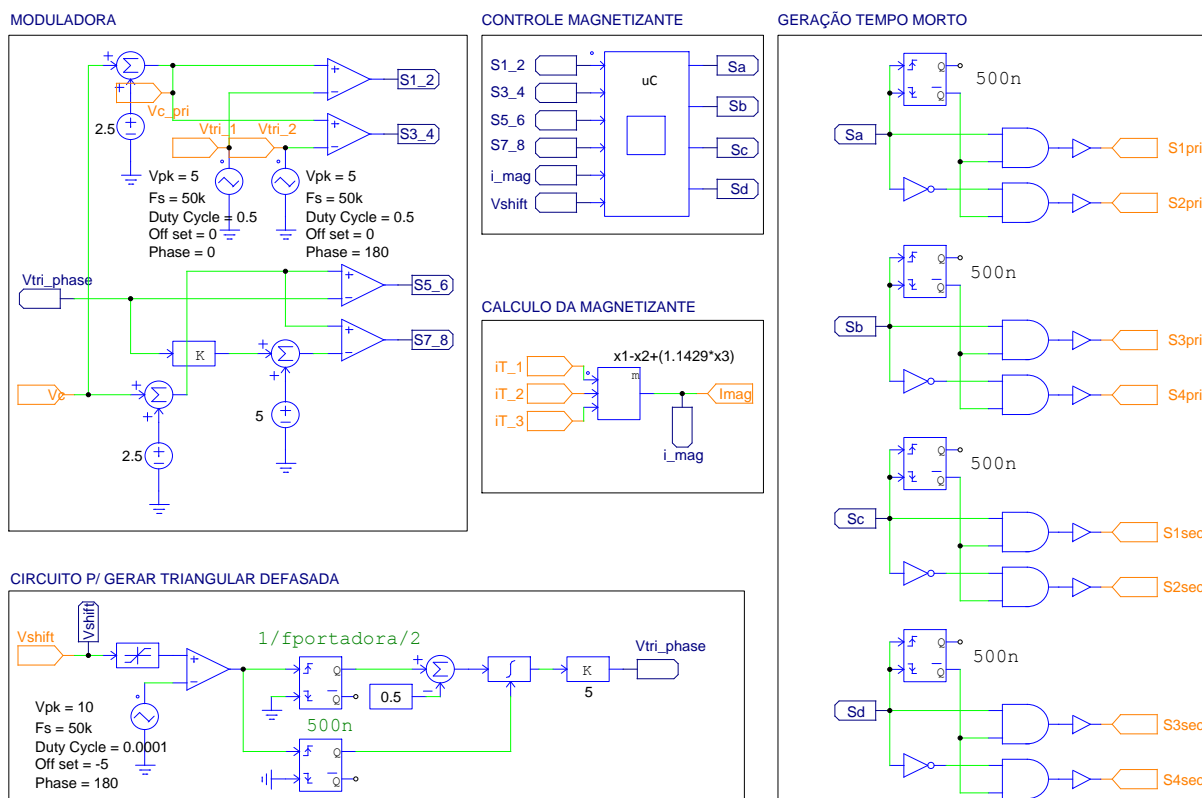


FONTE: Próprio autor.

O circuito interno do bloco de modulação é mostrado na Figura 5.6. A modulação ocorre por meio de sinais portadores defasados de 180° , sendo que a onda triangular do lado secundário é calculada a partir do circuito que recebe o valor do ângulo φ e gera a respectiva defasagem. Esse circuito requer um sinal (V_{phase}) que define a largura de um pulso, o qual é aplicado a um *flip-flop*. A saída desse *flip-flop* é aplicada a um integrador, que gera uma rampa. Assim, o início dessa rampa dependerá da largura do pulso existente no circuito.

As correntes nos enrolamentos do transformador são somadas, obtendo-se o valor da corrente magnetizante. Esse parâmetro e o valor do deslocamento de fase são utilizados para ordenar os pulsos de modo a controlar a corrente magnetizante, como foi visto no Capítulo 2. O código em linguagem de programação C utilizado para o controle da corrente magnetizante encontra-se no Apêndice E.

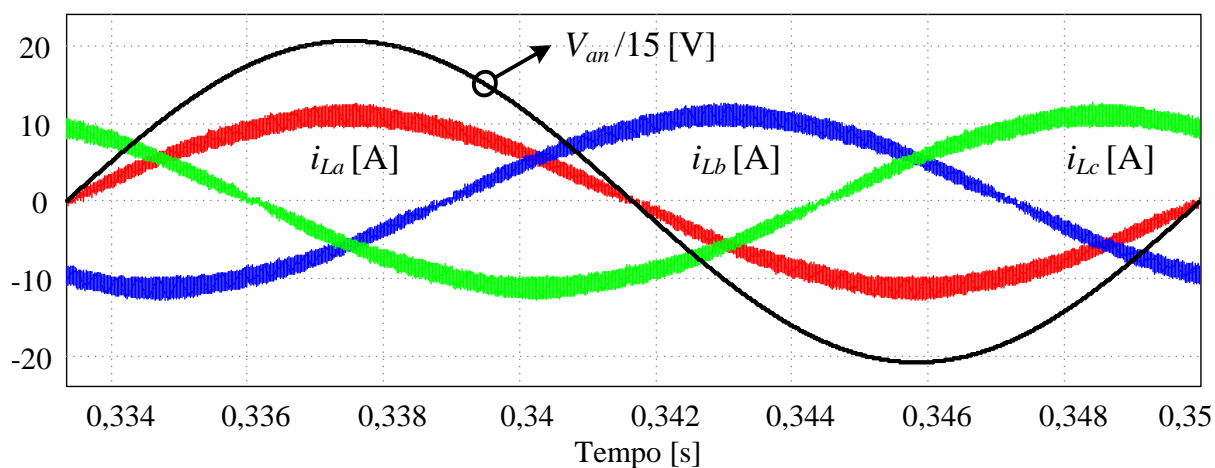
Figura 5.6 – Visão detalhada do bloco de modulação.



FONTE: Próprio autor.

5.2 Análise dos Resultados

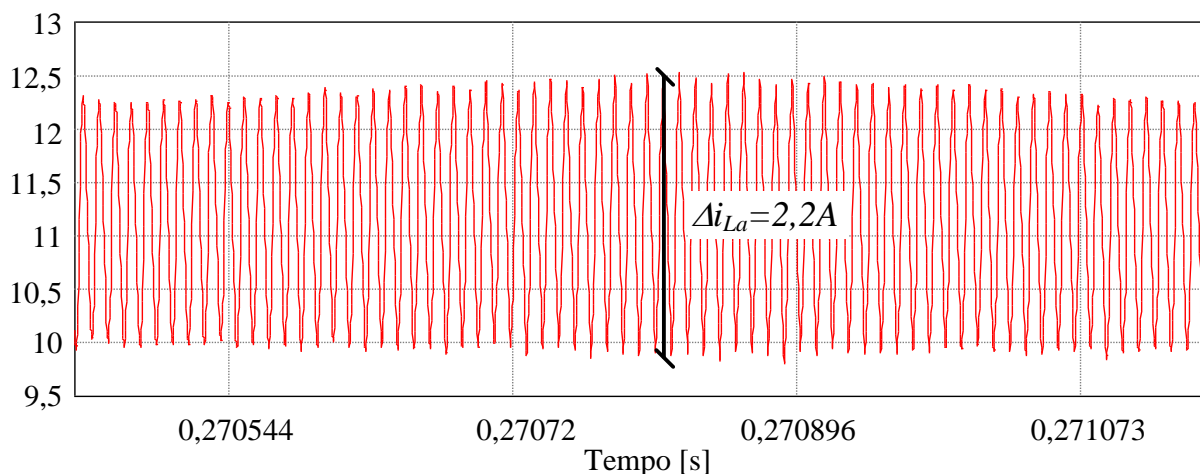
Uma vez descrito todo o circuito utilizado na simulação, neste tópico são apresentados e discutidos os principais resultados obtidos. No intuito de validar o funcionamento da malha de corrente, na Figura 5.7 têm-se as correntes nos indutores de entrada e a tensão v_{an} . Estas correntes apresentam DHT=4,5% e FP=0,997.

Figura 5.7 – Correntes nos indutores de entrada (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) e tensão v_{an} .

FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.8, tem-se a representação da ondulação da corrente no indutor de entrada (i_{La}), que se encontra em conformidade com os requisitos de projeto sendo, portanto, aproximadamente igual a 20% da corrente nominal de entrada.

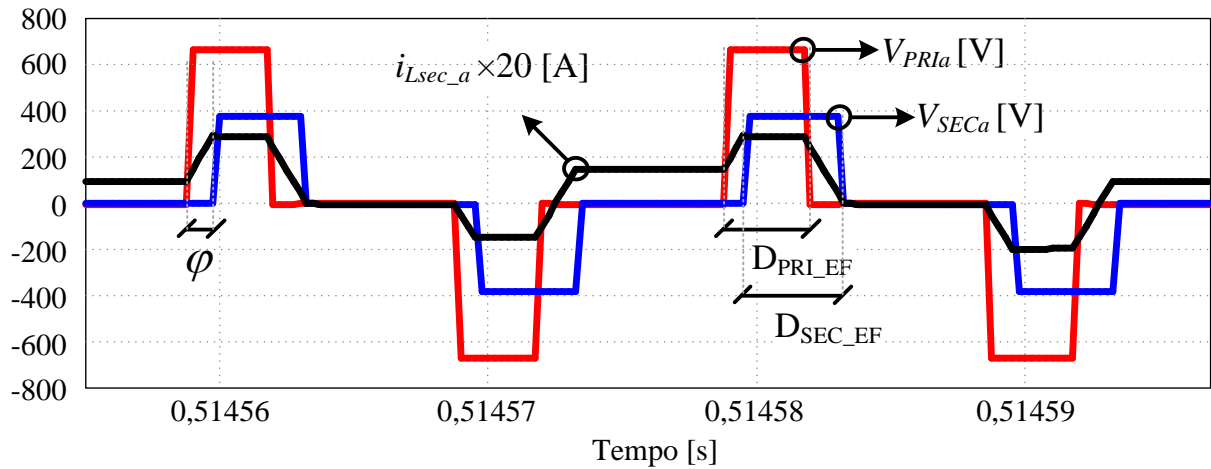
Figura 5.8 – Ondulação da corrente no indutor de entrada.



FONTE: Próprio autor.

Operando no modo retificador, o ângulo φ deve ser positivo, de modo que o fluxo de potência ocorre do lado primário para o secundário. Na Figura 5.9, apresentam-se as tensões nas pontes dos lados primário e secundário, bem como a corrente no respectivo indutor série. Nota-se que durante alguns intervalos a corrente no indutor série assume um valor CC indevido. Isso ocorre em virtude de as razões cíclicas efetivas nos interruptores do lado primário (D_{PRI_EF}) não serem iguais àquelas nos interruptores do lado secundário (D_{SEC_EF}). Assim, os tempos de crescimento e decrescimento da corrente são diferentes. Essa diferença justifica-se devido ao tempo morto e à condução dos diodos em paralelo com os interruptores, o que depende do fluxo da corrente.

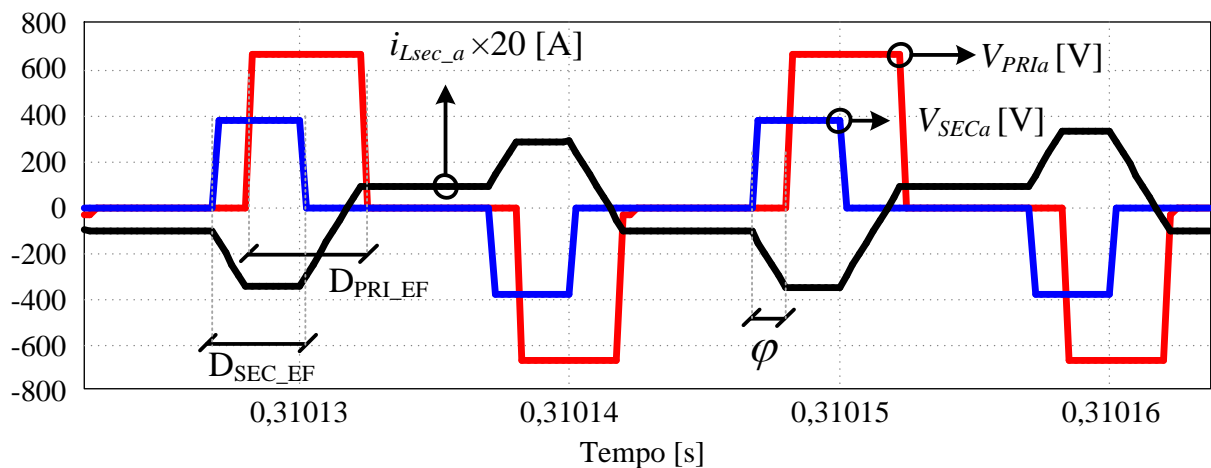
Figura 5.9 – Tensões nas pontes dos lados primário e secundário e corrente no indutor série (modo retificador).



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 5.10, têm-se as mesmas formas de onda da supracitadas, embora o conversor opere no modo inversor. Pode-se notar que o problema do valor CC existente na corrente se agrava se comparado ao caso da operação em modo retificador, visto que isso ocorre em dois intervalos. Aplicando-se o controle digital conforme foi anteriormente descrito ao protótipo experimental, propõe-se ainda a utilização de uma malha de compensação para as razões cíclicas efetivas em ambos os modos retificador e inversor, buscando assim minimizar os valores CC existentes nas correntes dos indutores série.

Figura 5.10 – Tensões nas pontes dos lados primário e secundário e corrente no indutor série (modo inversor).



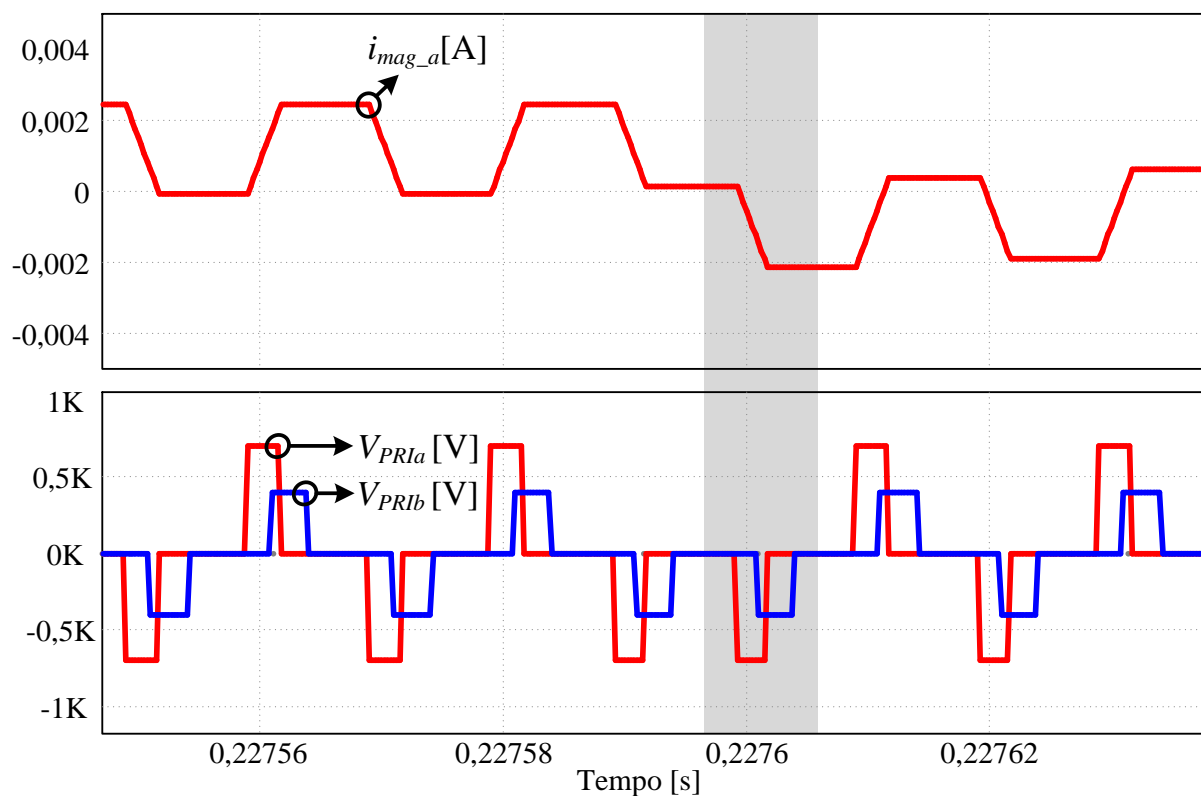
FONTE: Próprio autor.

Na sequência, são descritos os resultados pertinentes à operação da malha de controle da corrente de magnetização utilizando a primeira técnica apresentada no Capítulo 3, que consiste na escolha adequada da sequência dos pulsos de comando para cada ponte do

conversor. Na Figura 5.11, é mostrada a lógica de funcionamento dessa malha, sendo que em determinado instante os pulsos que existiam de forma alternada passam a se repetir, provocando a alteração do sinal da corrente de um valor positivo para outro negativo. Assim, tem-se conseqüentemente um valor médio aproximadamente nulo.

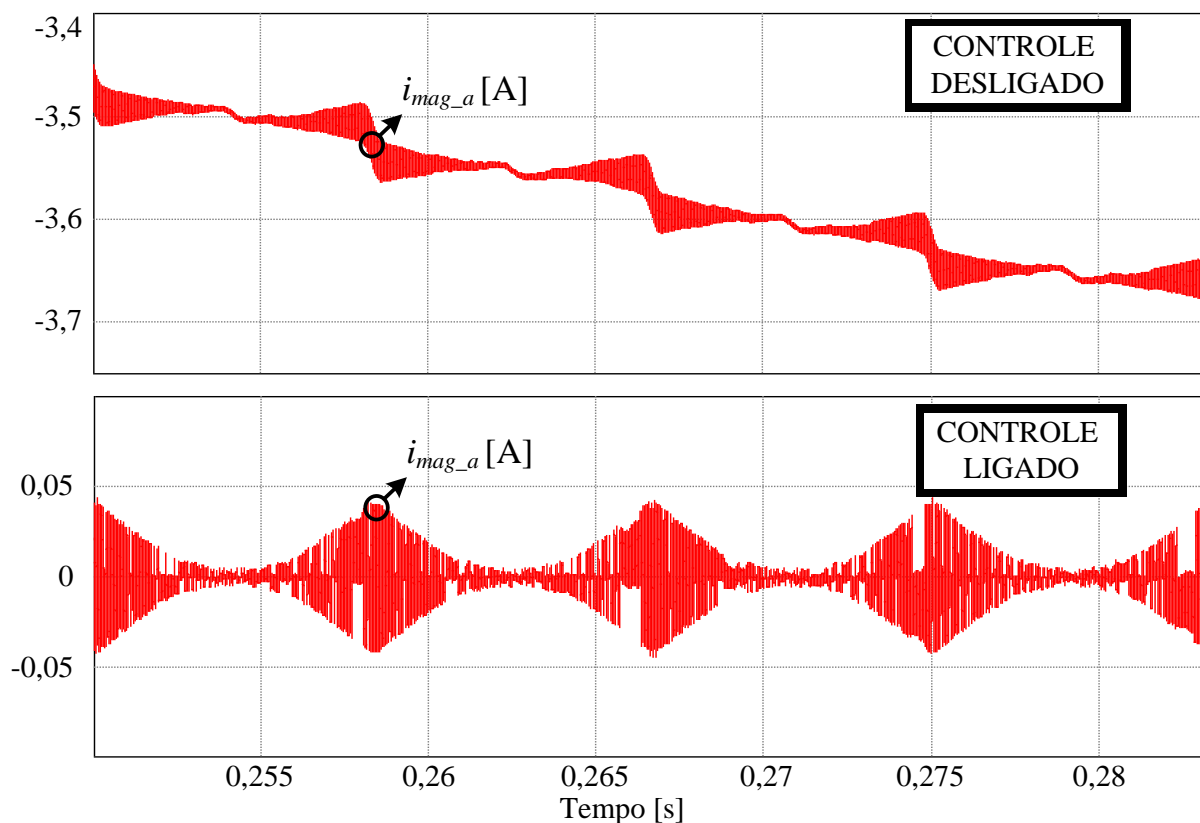
Para validar o método de controle em questão, é apresentada na Figura 5.12 a corrente de magnetização em uma das fases, inicialmente com o controle ativo e, em seguida, desativando-o. Quando o controle não atua, é evidente que a corrente pode assumir valores da ordem de unidade de ampères, os quais na prática levariam elementos magnéticos à saturação. Com a presença do controle ativo, essa corrente torna-se controlada e assume valores médios aproximadamente nulos, isto é, da ordem de miliampères, comprovando assim o funcionamento adequado da estratégia de controle proposta.

Figura 5.11 – Controle ativo da corrente de magnetização.



FONTE: Próprio autor.

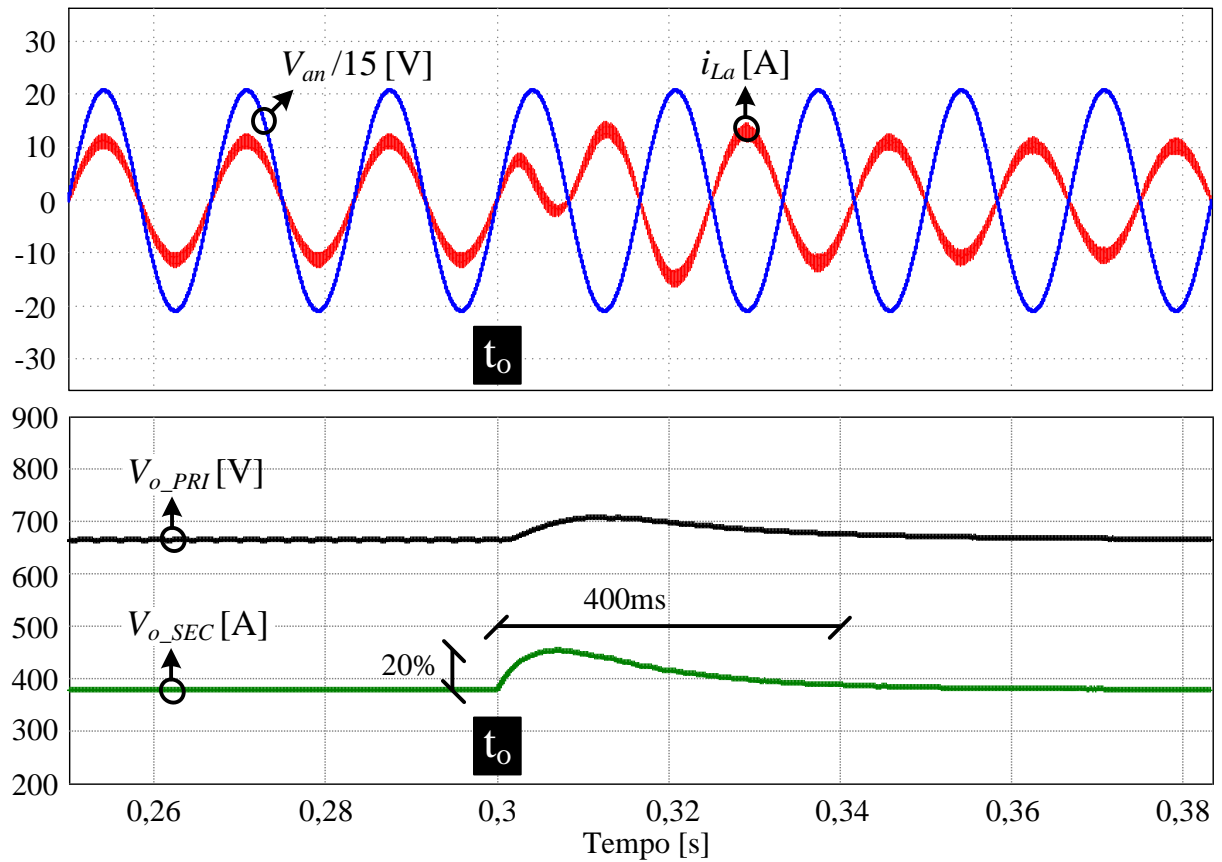
Figura 5.12 – Validação do controle ativo da corrente de magnetização.



FONTE: Próprio autor.

Por fim, verifica-se a resposta dinâmica das malhas de controle da tensão dos barramentos primário (V_{o_PRI}) e secundário (V_{o_SEC}), bem como das malhas de corrente. Na Figura 5.13, tem-se a inversão do fluxo de potência, passando do modo retificador (em que se extraem 5 kW da rede elétrica) para o modo inversor (injetando-se 5 kW na rede elétrica) no instante $t_0=0,3s$. A malha de corrente atua rapidamente, invertendo o fluxo em um intervalo de tempo inferior a meio ciclo da rede. Os controladores das tensões dos barramentos apresentam tempos de resposta de aproximadamente 400 ms com sobressinais menores que 20%, sendo que tais resultados são bastante satisfatórios considerando a magnitude do degrau imposto.

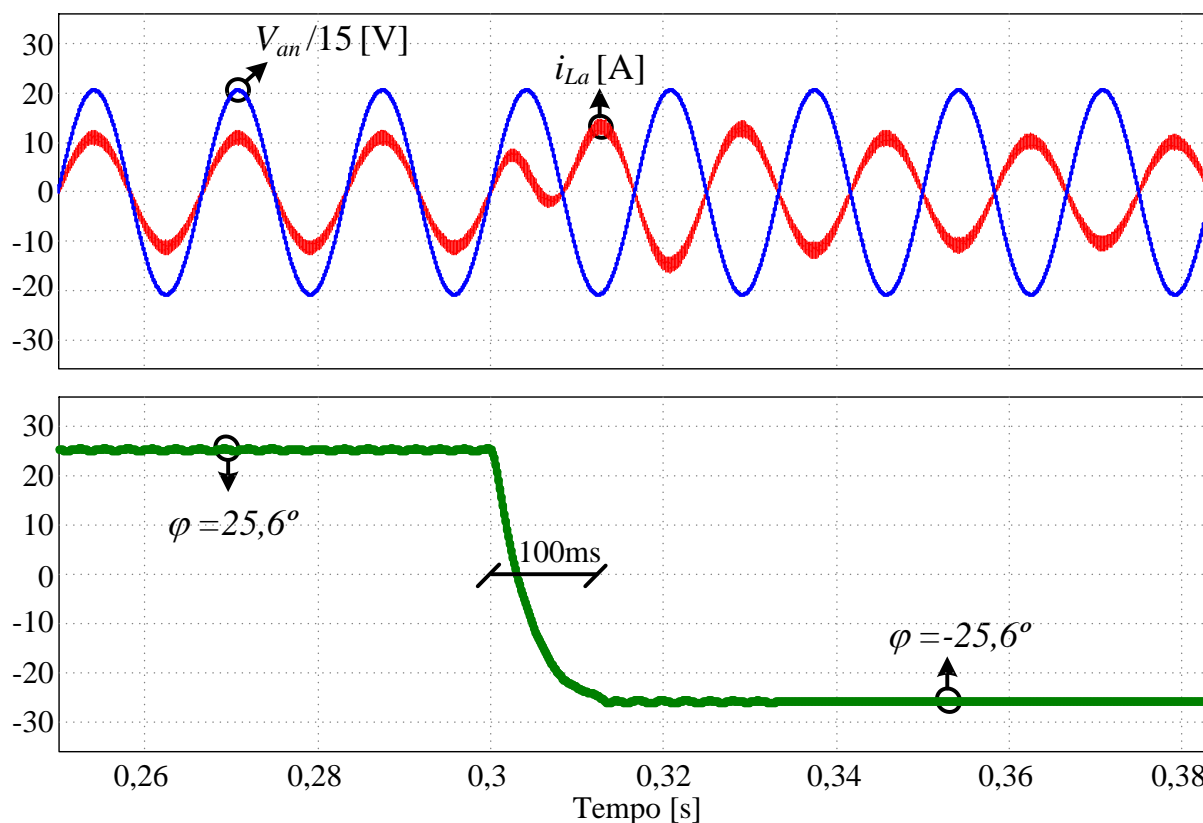
Figura 5.13 – Inversão do fluxo de potência.



FONTE: Próprio autor.

Evidenciando o comportamento do controle do ângulo φ , a Figura 5.14 apresenta a variação desse parâmetro durante a alteração do sentido do fluxo de potência. Nota-se que em aproximadamente 100 ms o ângulo parte de $25,6^\circ$ (em que o conversor opera em modo retificador) a $-25,6^\circ$ (de forma que o conversor assume o modo inversor).

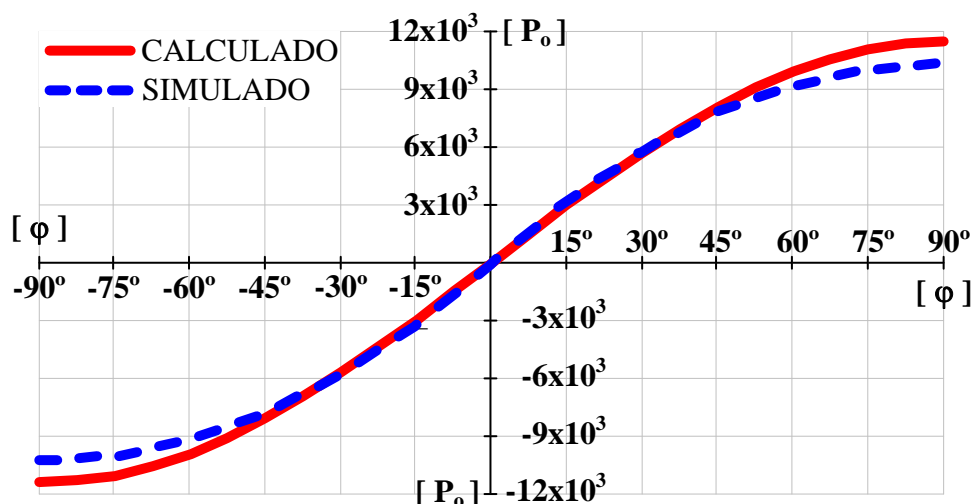
Figura 5.14 – Comportamento do ângulo φ para a alteração do sentido do fluxo de potência.



FONTE: Próprio autor.

Em ambos os modos de operação, o ângulo φ assume um valor em módulo de $25,6^\circ$ para a potência nominal de 5 kW, o qual é muito próximo ao valor obtido teoricamente, correspondente a 26° . Na Figura 5.15, apresenta-se a curva de variação da potência em função do ângulo φ utilizando o modelo matemático baseado na modulação AM-DSB, bem como os respectivos pontos obtidos por simulação. Nota-se que os pontos são aproximadamente idênticos para valores em módulo de até 45° .

Figura 5.15 – Comportamento da potência em função do ângulo φ .



FONTE: Próprio autor.

5.3 Considerações Finais

Os principais resultados de simulação são apresentados neste capítulo visando validar o funcionamento correto do conversor proposto e das malhas de controle projetadas. Em regime permanente, é possível verificar a operação correta da estrutura em termos das principais formas de onda analisadas. O circuito de sincronismo opera satisfatoriamente no intuito de gerar o ângulo de referência, sendo que as malhas de controle das corrente i_d e i_q apresentam bom desempenho, de modo que a corrente de entrada senoidal é praticamente senoidal, isto é, $DHT < 5\%$ e $FP = 0,997$.

Quando se testa a característica bidirecional do conversor, alternando-se entre os modos retificador e inversor na condição de carga de 5 kW, verificam-se que as malhas de controle da tensão dos lados primário e secundário são capazes de atuar rapidamente e de forma estável, sendo que o tempo de resposta é de aproximadamente 400 ms, com sobressinal próximo a 20%. Pode-se afirmar que estes resultados são bastante satisfatórios diante do degrau de carga imposto, cujo valor em módulo é de 200%.

6 PROTÓTIPO EXPERIMENTAL

O protótipo experimental proposto e desenvolvido em laboratório é descrito neste capítulo. As especificações do protótipo foram anteriormente estabelecidas no Capítulo 4, sendo que este tópico dedica-se à apresentação dos componentes utilizados e os procedimentos adotados para a realização dos ensaios experimentais.

Primeiramente, descrevem-se em detalhes a estrutura de *hardware* e o projeto dos seus componentes, como sensores de tensão e corrente, filtros e circuitos *buffer*. Em seguida, são apresentados os resultados obtidos em regime permanente para o conversor operando nos modos retificador (fluxo de potência positivo) e inversor (fluxo de potência negativo). Por fim, realiza-se a análise do comportamento dinâmico do conversor, em que são aplicados degraus de carga tanto unidirecionais quanto bidirecionais.

6.1 Descrição do Protótipo Experimental

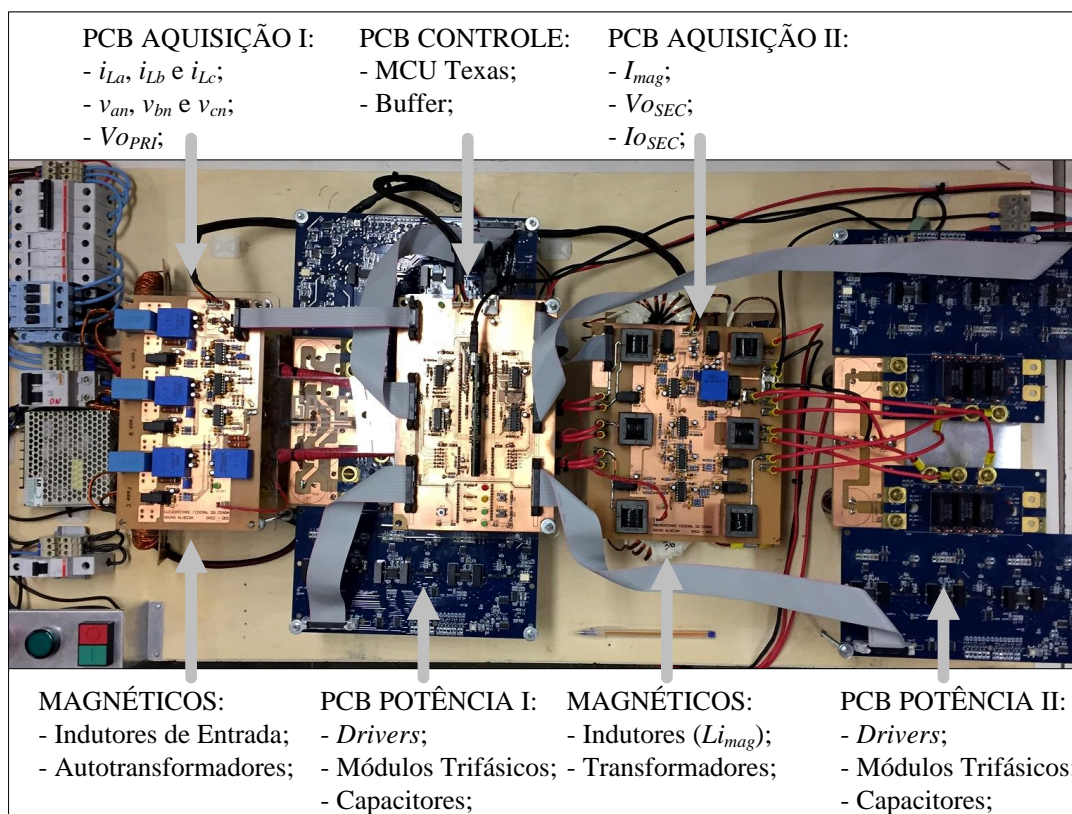
Para o desenvolvimento do protótipo, optou-se por confeccionar o autotransformador e o transformador de potência (que interliga os lados primário e secundário) empregando núcleos separados. Na Tabela 6.1, são apresentados os principais componentes utilizados no conversor CA-CC trifásico proposto. Na Figura 6.1 e na Figura 6.2, têm-se as fotos do protótipo experimental em termos das vistas superior e frontal, respectivamente.

Tabela 6.1 – Componentes utilizados no protótipo experimental.

Componente	Modelo	Qtd.	Especificação
Módulos trifásicos SiC (Cree)	CCS020M12CM2	4 un.	1,2 kV/20 A
Driver trifásico (Cree)	CGD15FB45P	4 un.	—
Capacitores do barramento primário ($C_{PRI}=940 \mu\text{F}/900 \text{ V}$)	B43503-S5477-M91	8 un.	470 $\mu\text{F}/450 \text{ V}$
	R75-MKP	4 un.	0,22 $\mu\text{F}/1 \text{ kV}$
Capacitores do barramento secundário ($C_{SEC}=940 \mu\text{F}/450 \text{ V}$)	B43503-S5477-M91	2 un.	470 $\mu\text{F}/450 \text{ V}$
	R75-MKP	2 un.	0,22 $\mu\text{F}/1 \text{ kV}$
Sensor de corrente (LEM)	HO 25-NP/SP33	4 un.	25 A
	HO 8-NP/SP33	6 un.	8 A
Sensor de tensão (LEM)	LV 20-P	4 un.	10-500 V
	LV 25-P sp5	1 un.	10-1500 V
Núcleos toroidais de ferrite (Magmattec)	MMT140T5020	4 un.	—
	MMT139T6325	4 un.	—
Núcleo toroidal de pó de ferro (Magmattec)	MMT034T7713	3 und.	—
Núcleo EE (Thornton)	EE30/15/14	6 und.	—
Núcleo EE (Magmattec)	MMT140EE4220	3 und.	—

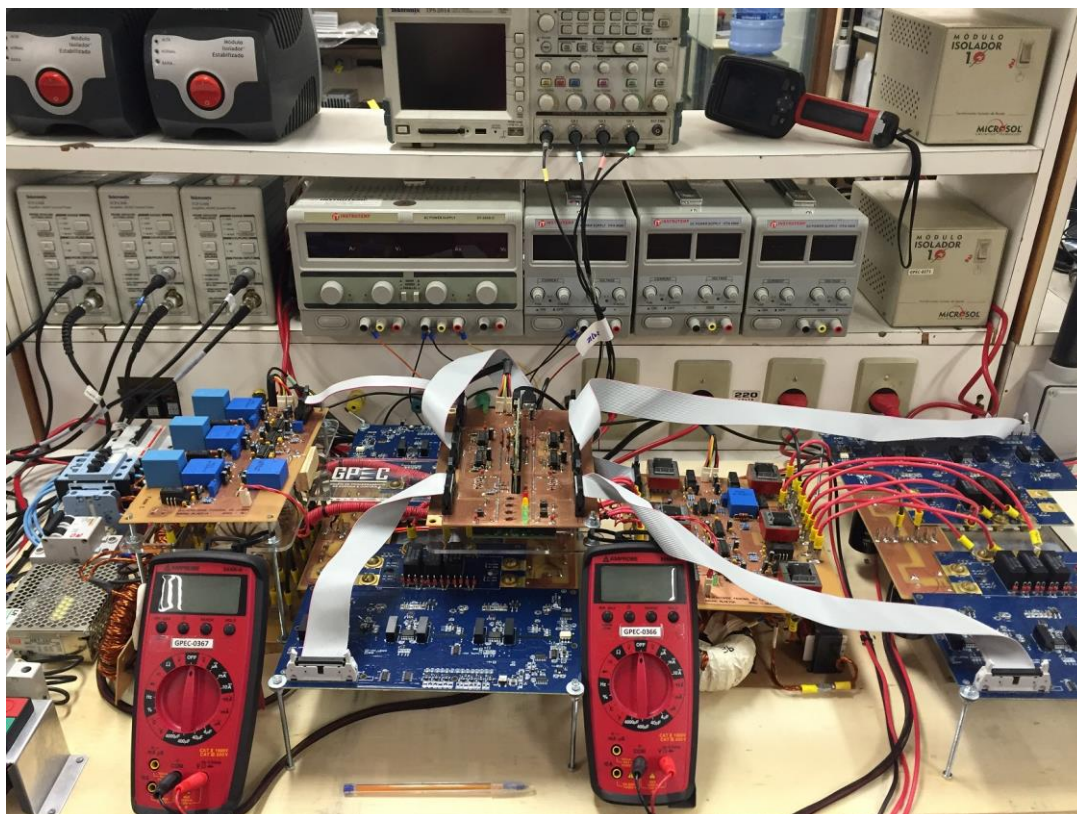
FONTE: Próprio autor.

Figura 6.1 – Vista superior do protótipo experimental de 5 kW do conversor proposto.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.2 – Visão superior do protótipo experimental de 5 kW do conversor proposto.

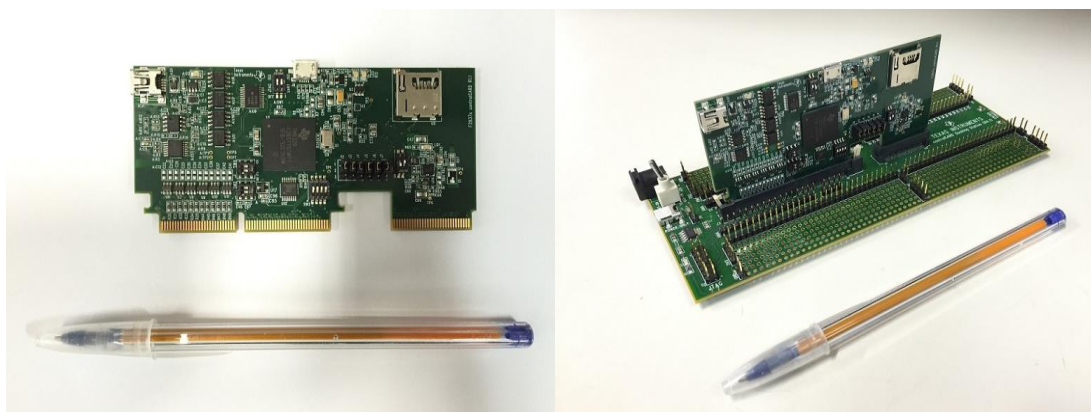


FONTE: Próprio autor.

6.1.1 Microcontrolador Delfino TMS320F28377D

O controle do conversor é realizado por meio de um microcontrolador *dual-core* modelo TMS320F28377D fabricado por Texas Instruments. Na Figura 6.3, apresenta-se a placa de circuito impresso do microcontrolador “Delfino F28377 180 pinos”, onde se encontram os circuitos de gravação (*boot loader*) e *debug* (JTAG). Ao lado, tem-se a *dock-station* utilizada para acesso aos pinos de entrada e saída. O código em linguagem C implementado no microcontrolador é mostrado na íntegra no Apêndice F.

Figura 6.3 – Microcontrolador Delfino F28377 (com MCU TMS320F28377D) e *dock-station*.



FONTE: Próprio autor.

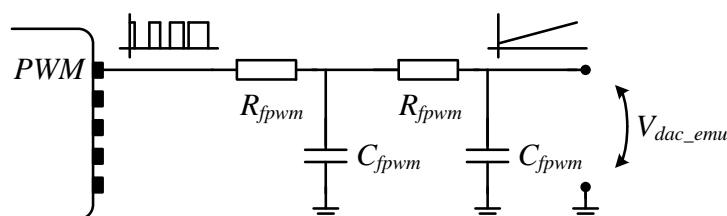
Como principais características deste microcontrolador, destacam-se:

- arquitetura *dual-core* com processadores de 32 bits/200 MHz;
- Operação com ponto flutuante (IEEE 754);
- Unidade trigonométrica matemática (TMU) e unidade complexa matemática (VCU-II) implementada em *hardware*;
- Memória RAM de 172 kB ou 204 kB ou memória *flash* de 512 kB ou 1 MB;
- Tensão de alimentação de 3,3 V e 169 pinos de entrada/saída (I/O);
- Comunicação: USB 2.0; 2×CAN-Bus; 3×SPI; 2×Serial; 4×SCI; e 2×I²C;
- Três *buffers* digitais-analógicos de 12 bits;
- Seis módulos de captura (eCAP);
- Quatro módulos ADC com *sample-hold* individuais (máximo de 16 leituras A/D, sendo amostradas simultaneamente de quatro em quatro sinais), podendo ser configurado da seguinte forma: 12 canais (16 bits/1,1 MSPS/diferencial); ou 24 canais (12 bits/3,5 MSPS/*Single*);
- 12 módulos PWM individuais de uso geral (ePWM); ou seis módulos PWM de alta resolução (HPWM);

6.2 Resultados Experimentais

Neste tópico, são apresentados os resultados experimentais do protótipo de 5 kW desenvolvido em laboratório. Como os três pinos DAC (conversor digital-analógico) são utilizados para outras funções, é necessário emular um conversor DAC utilizando um filtro passa-baixa na saída PWM, como mostra a Figura 6.4. Adotando-se resistores $R_{fpwm}=2,7\text{ k}\Omega$ e capacitores $C_{fpwm}=100\text{ nF}$, garante-se uma frequência de corte de 590 Hz.

Figura 6.4 – Circuito para emulação de um conversor digital-analógico.

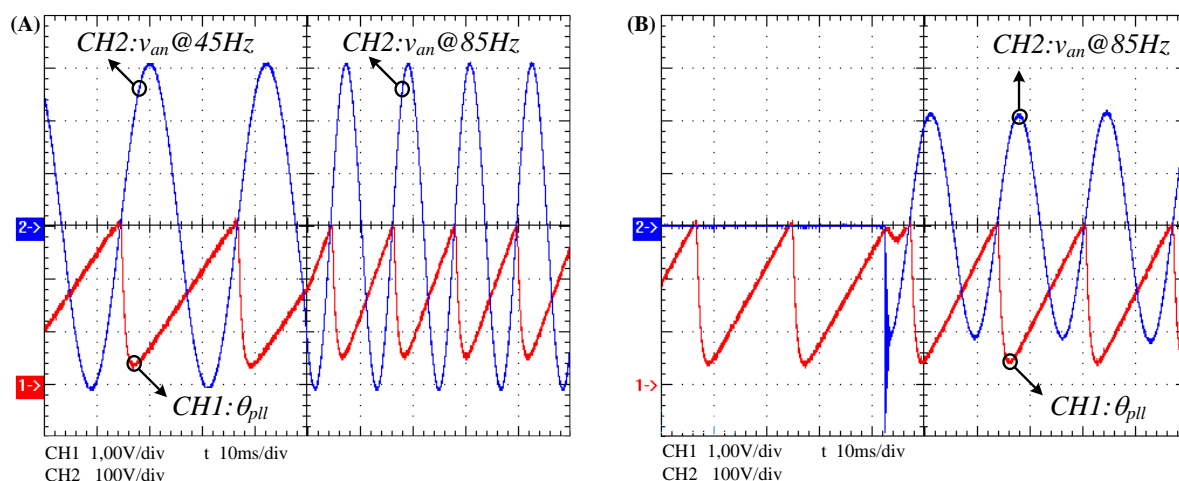


FONTE: Próprio autor.

Inicialmente, é necessário validar o funcionamento do circuito de sincronismo q -PLL implementado no microcontrolador. Na Figura 6.5, têm-se os testes executados: em (A) é aplicado um degrau de frequência, sendo que instantaneamente a frequência da tensão V_{an} varia de 45 Hz para 85 Hz, enquanto o ângulo θ_{pll} , calculado pelo circuito de sincronismo,

rapidamente segue essa variação; em (B), simula-se a situação mais crítica, correspondente ao restabelecimento da rede elétrica no pico negativo da tensão, sendo que em menos de meio ciclo da rede o controle é capaz de tornar o erro nulo. Nota-se em ambos os casos há um pequeno atraso entre os sinais lidos, bem como o sinal θ_{pll} não chega a se anular. Isso ocorre devido ao atraso introduzido pelo filtro RC de segunda ordem, sendo que o sinal emulado apresenta um pequeno deslocamento. Além disso, o capacitor do filtro não chega a se descarregar completamente quando o ângulo começa a aumentar novamente e, conseqüentemente, a forma de onda efetivamente não cruza o eixo horizontal em zero.

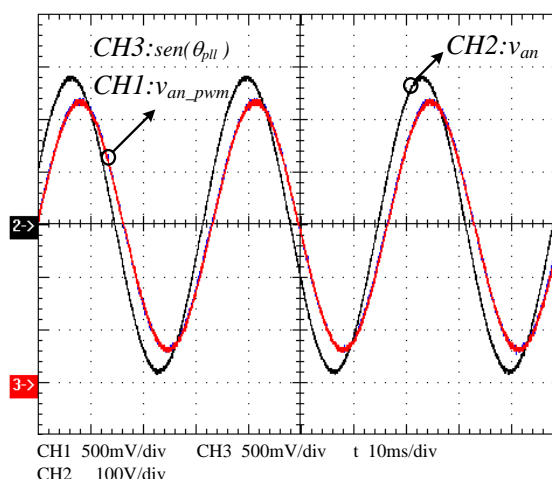
Figura 6.5 – Validação do algoritmo de sincronismo q -PLL: (A) degrau (B) restabelecimento da rede.



FONTE: Próprio autor.

Para comprovar que esse pequeno atraso é efetivamente causado apenas pelo filtro, e não devido ao algoritmo de sincronismo, propõe-se na Figura 6.6 um teste no qual é inserido o sinal v_{an} no pino DAC emulado, medido pelo canal AD (v_{an_pwm}). Além disso, calcula-se o valor de “ $\text{sen}(\theta_{pll})$ ”. Notam-se que os sinais v_{an_pwm} e “ $\text{sen}(\theta_{pll})$ ” estão sobrepostos sem nenhum atraso, mas ambos apresentam um pequeno deslocamento em relação à tensão de entrada v_{an} .

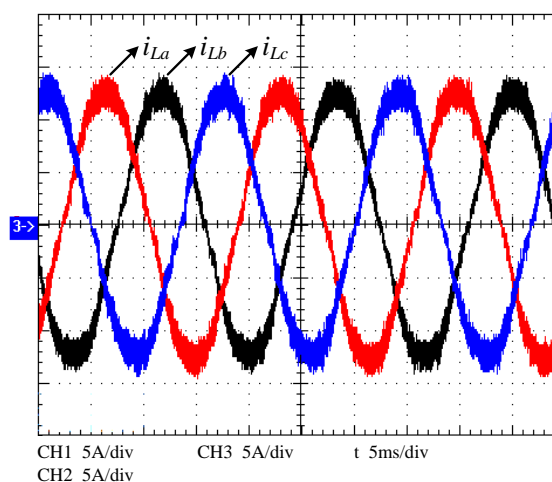
Figura 6.6 – Análise do tempo de atraso causado pelo filtro DAC emulado.



FONTE: Próprio autor.

Uma vez validado o algoritmo de sincronismo (q -PLL digital), na sequência são apresentados os resultados experimentais. Na Figura 6.7, têm-se as correntes nos indutores de entrada (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}) para a potência nominal de 5 kHz, comprovando o funcionamento adequado da malha de corrente projetada, obtendo-se DHT < 5% em todas as fases.

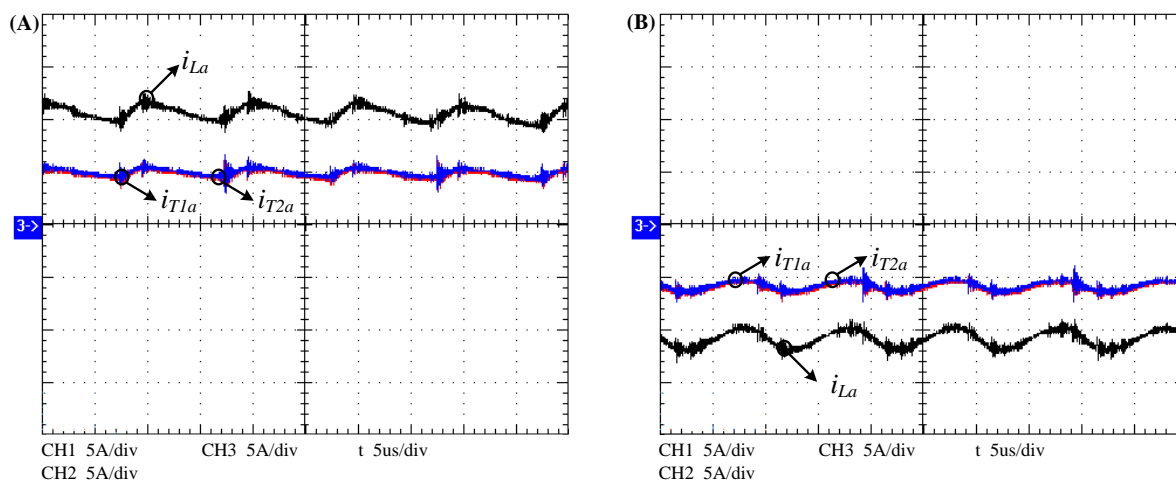
Figura 6.7 – Correntes nos indutores de entrada.



FONTE: Próprio autor.

As correntes de entrada se dividem igualmente no autotransformador que compõe a célula de comutação de três estados. Na Figura 6.8, apresentam-se as correntes no indutor de entrada (i_{La}) e nos enrolamentos do autotransformador i_{T1a} e i_{T2a} , tanto para valores positivos (A) quanto negativos (B). A sobreposição existente nas correntes comprova que há um bom equilíbrio dessas grandezas entre os enrolamentos do autotransformador.

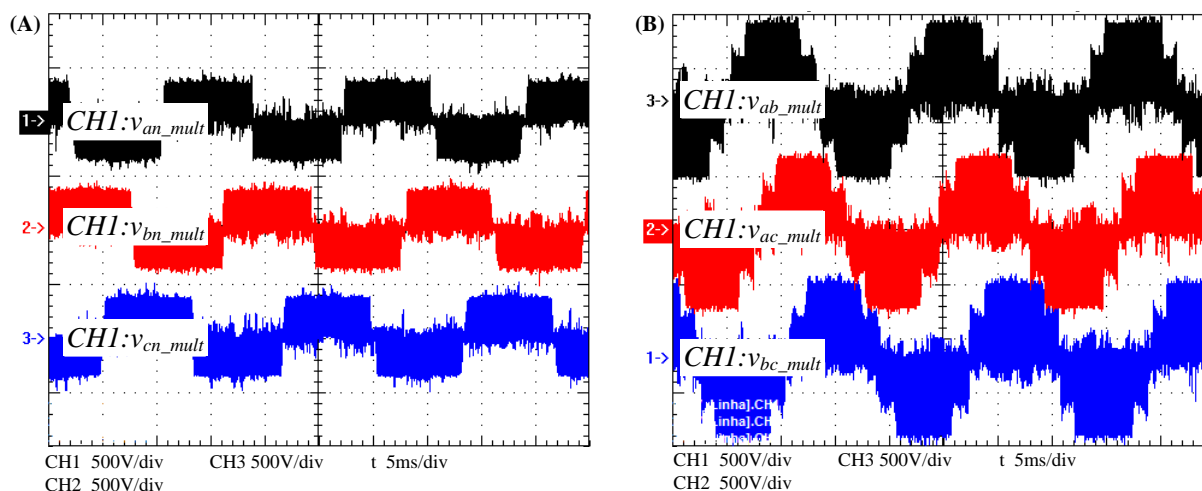
Figura 6.8 – Corrente no autotransformador: (A) i_{La} positiva (B) i_{La} negativa.



FONTE: Próprio autor.

A Figura 6.9 (A) apresenta uma tensão de três níveis aplicada entre o ponto central do autotransformador e o ponto neutro da fonte de tensão alternada. Já na Figura 6.9 (B) é apresentada a tensão multinível fase, onde observa-se cinco níveis de tensão.

Figura 6.9 – Tensões multinível: (A) Tensões de linha (B) Tensões de fase.

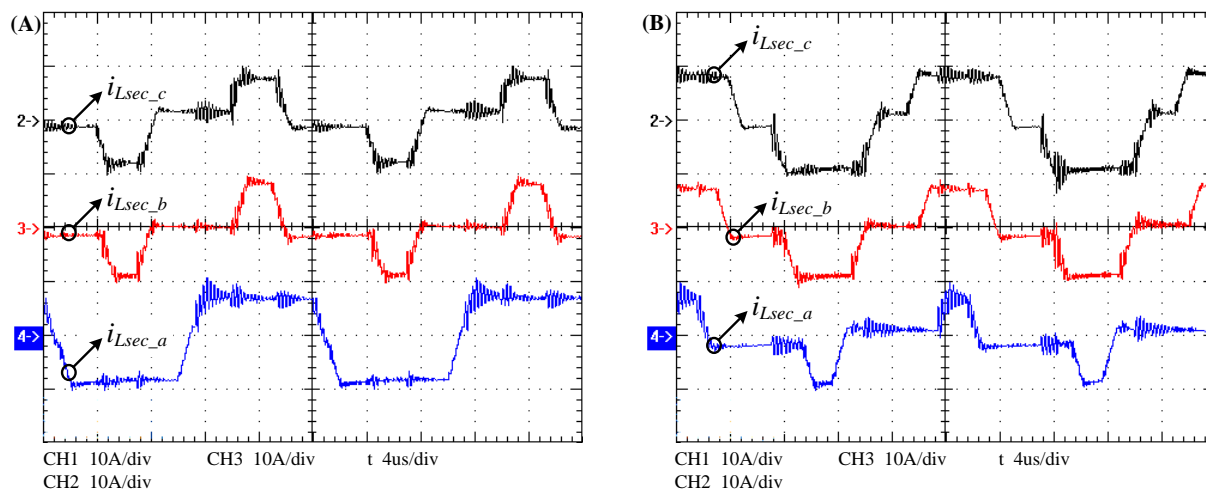


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.10, têm-se as correntes nos indutores série, localizados no lado secundário do transformador, interligando ambos os lados do conversor. Quando se garante que a tensão no enrolamento primário (V_{oPRI}) é igual à tensão no secundário multiplicada pela relação de transformação ($\eta \cdot V_{oSEC}$), o patamar positivo das correntes assume inclinação nula, de modo que o conversor passa a apresentar melhor rendimento. Nota-se que apesar de serem obtidos resultados satisfatórios, as correntes i_{Lsec_a} e i_{Lsec_b} possuem uma pequena inclinação, enquanto a corrente i_{Lsec_c} é mais plana. Esta pequena diferença entre as três correntes supracitadas deve-se ao fato de os transformadores não serem ideais e não possuírem

exatamente a mesma relação de transformação, seja devido à implementação física ou pequenas diferenças associadas ao material magnético empregado na confecção dos núcleos.

Figura 6.10 – Correntes nos indutores série: (A) $v_{an}=0$ V; (B) $v_{an}=220$ V.

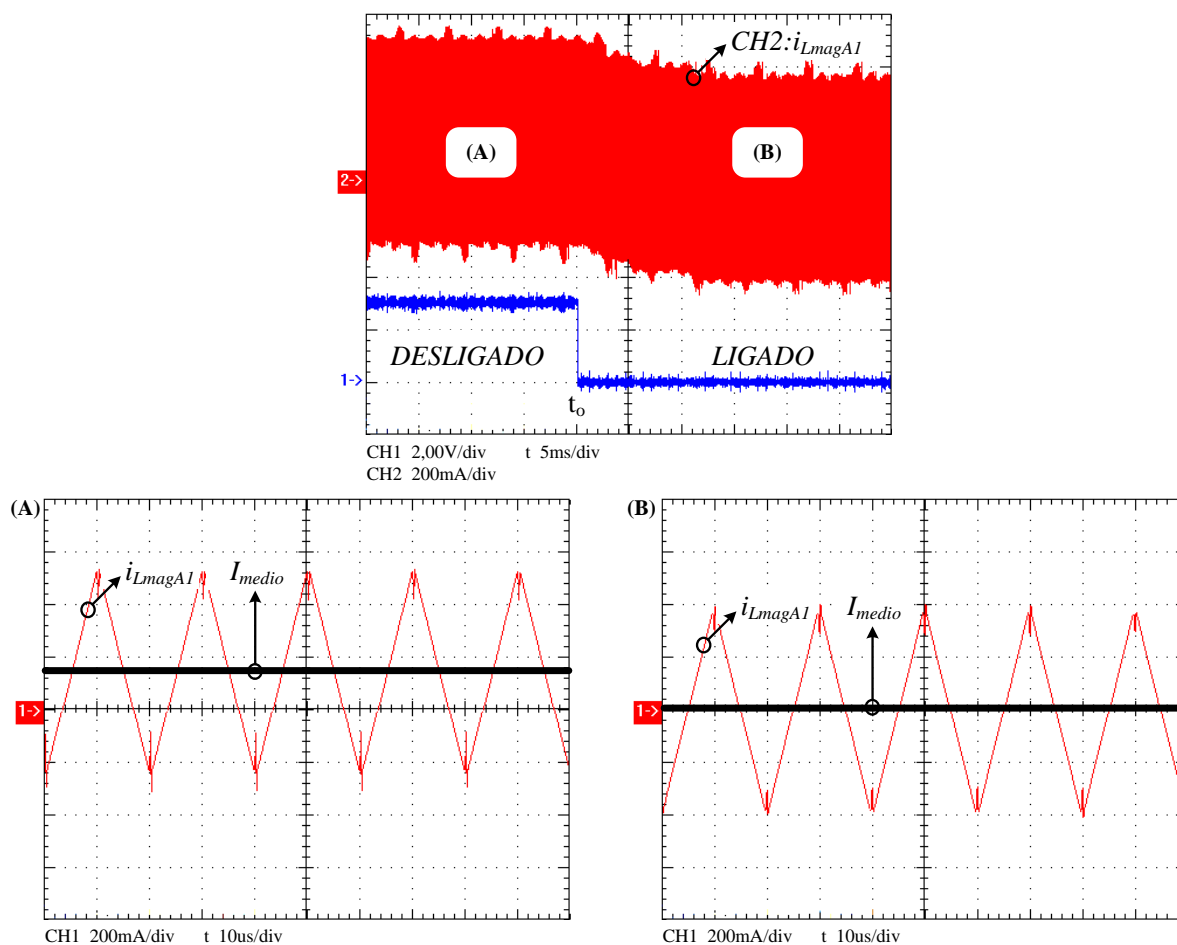


FONTE: Próprio autor.

O controle ativo das correntes magnetizantes é obtido por meio de controladores digitais, evitando assim que os transformadores cheguem à saturação. Para validar essa característica, optou-se por realizar um ensaio utilizando uma fonte CC na entrada, de modo que o protótipo passa a operar como um conversor CC-CC. Na Figura 6.11, ilustra-se o ensaio experimental em questão, no qual se aplica uma pequena diferença nas razões cíclicas de uma das pontes, de modo que o valor médio da corrente no indutor (i_{LmagA1}) seja diferente de zero. No instante t_o , a malha de controle da magnetizante começa a atuar, rapidamente levando o valor médio da corrente i_{LmagA1} a zero validando, portanto, a operação adequada dessa malha.

A frequência de cruzamento adotada para a malha em questão é de 200 Hz, de modo a não influenciar o comportamento malha de corrente principal, cuja frequência de cruzamento é da ordem de 5 kHz. No microcontrolador, são implementadas seis malhas de controle da corrente, isto é, uma malha para cada ponte, controlando assim as correntes magnetizantes dos lados primário e secundário em todos os transformadores utilizados.

Figura 6.11 – Validação do controle ativo da corrente magnetizante.

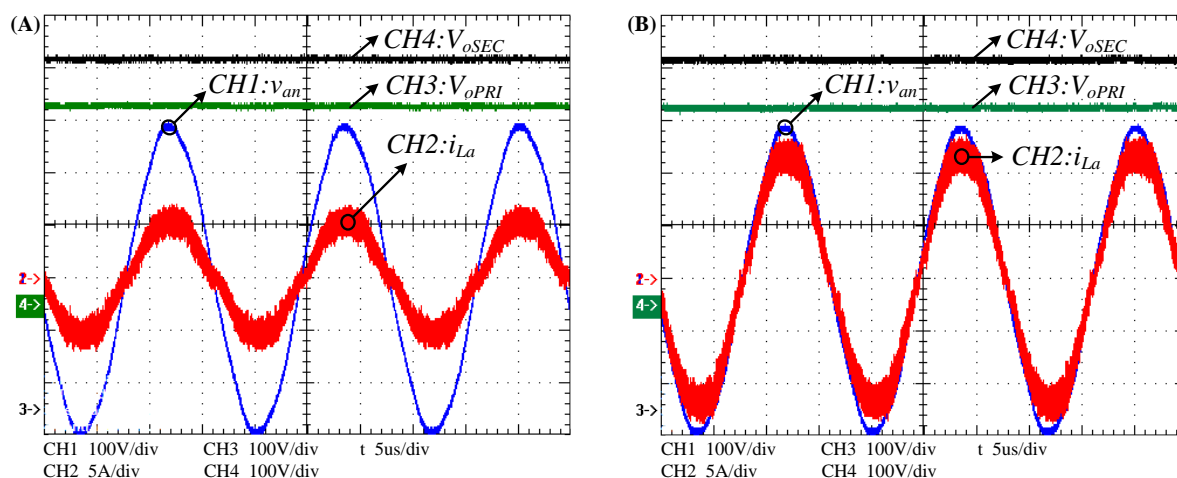


FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.12, têm-se as principais formas de onda para o conversor operando no modo retificador (durante a ausência da rede elétrica CA), a saber: corrente e tensão de entrada em uma das fases e tensões nos barramentos primário e secundário. As formas de onda em (A) e (B) correspondem às condições de 50% e 100% da potência nominal de saída, respectivamente. Nota-se que as tensões nos barramentos V_{oPRI} e V_{oSEC} encontram-se estabilizadas em 670 V e 380 V, respectivamente. A corrente de entrada encontra-se em fase com a tensão, sendo DHT=5,20% e FP=0,997 para 50% da potência nominal; e DHT=3,19% e FP=0,998 para 100% da potência nominal.

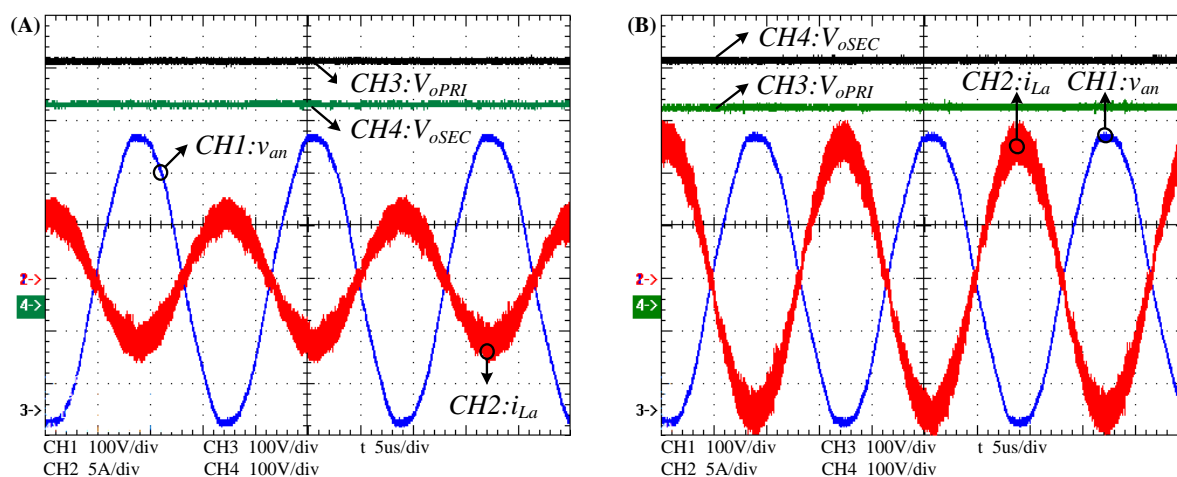
Os principais resultados do conversor operando no modo inversor (injetando energia na rede elétrica) são apresentados na Figura 6.13. Nesse modo de operação, as tensões nos barramentos V_{oPRI} e V_{oSEC} também se mantêm estabilizadas em 670 V e 380 V, respectivamente. A corrente de i_{La} , injetada na rede elétrica, apresenta DHT=4,33% e FP=0,997 para 50% da potência nominal; e DHT=2,95% e FP=0,998 para 100% da potência nominal, atendendo as normas que limitam o conteúdo harmônico de correntes injetadas na rede CA.

Figura 6.12 – Principais formas de onda para a operação no modo retificador: (A) $50\% \cdot P_o$; (B) $100\% \cdot P_o$.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.13 – Principais formas de onda para a operação no modo inversor: (A) $50\% \cdot P_o$; (B) $100\% \cdot P_o$.

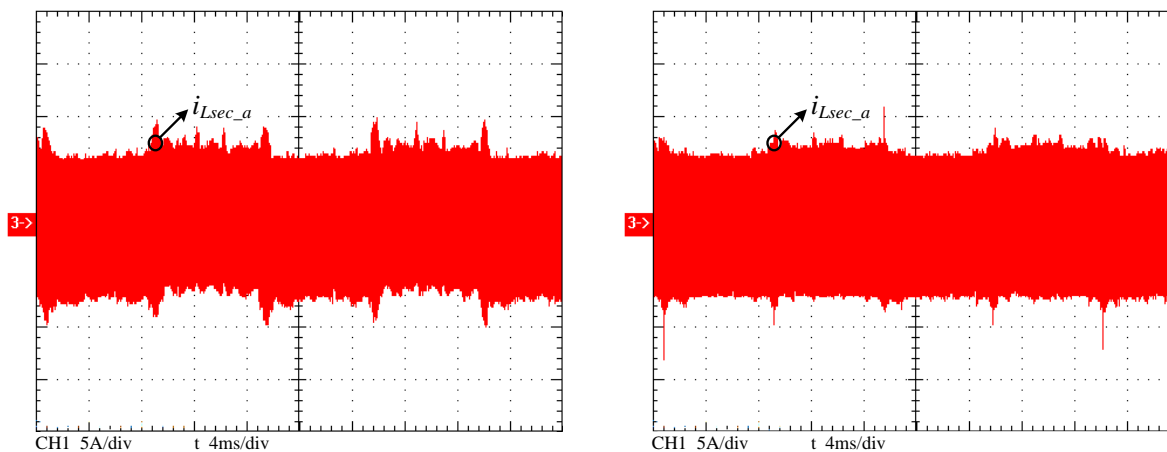


FONTE: Próprio autor.

Quando as tensões nos enrolamentos primário e secundário do transformador (V_{PRIa} e V_{SECa} , respectivamente) são medidas por meio da corrente no indutor série, nota-se que, mesmo aplicando um mesmo valor de razão cíclica aos interruptores de ambos os lados, as tensões nesse ponto possuem períodos diferentes. Isso ocorre devido a acomodações e esforços que surgem nos semicondutores, pois dependendo do modo de operação, o diodo ou o interruptor determinará uma menor ou maior queda de tensão, alterando assim os níveis de correntes nos elementos magnéticos. Para solucionar esse problema, foi implementada uma lógica de compensação interna no microcontrolador. Inicialmente, verifica-se em que modo de operação o conversor opera, isto é, retificador ou inversor, bem como o respectivo semiciclo da rede. Assim, o controlador soma ou subtrai um valor da razão cíclica aplicada no

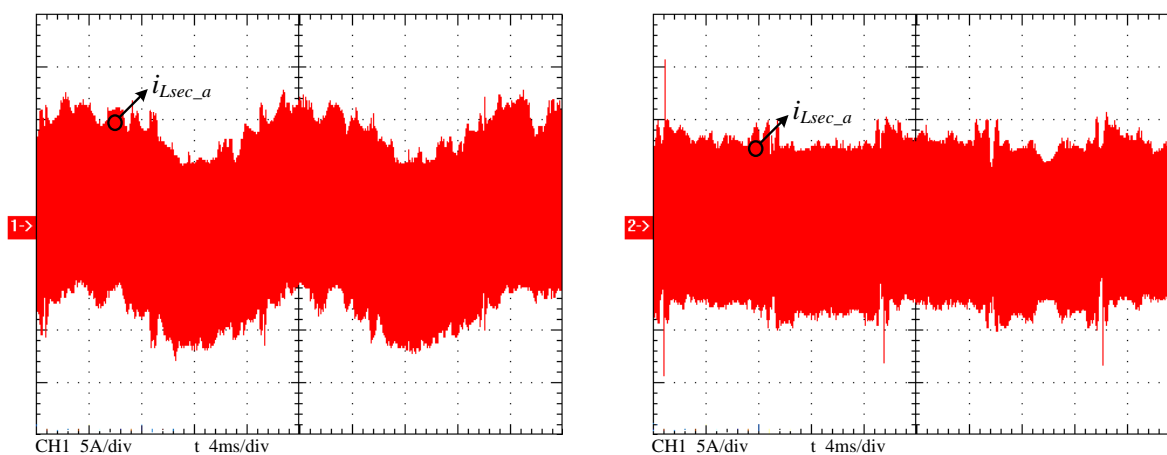
lado secundário do conversor, compensando assim a diferença existente na tensão. Na Figura 6.14 e Figura 6.15, tem-se a validação da operação do controlador para os modos retificador e inversor, respectivamente.

Figura 6.14 – Validação do algoritmo de compensação da razão cíclica efetiva no lado secundário (modo retificador): (A) Controle desligado (B) Controle ligado.



FONTE: Próprio autor.

Figura 6.15 – Validação do algoritmo de compensação da razão cíclica efetiva no lado secundário (modo inversor): (A) Controle desligado (B) Controle ligado.

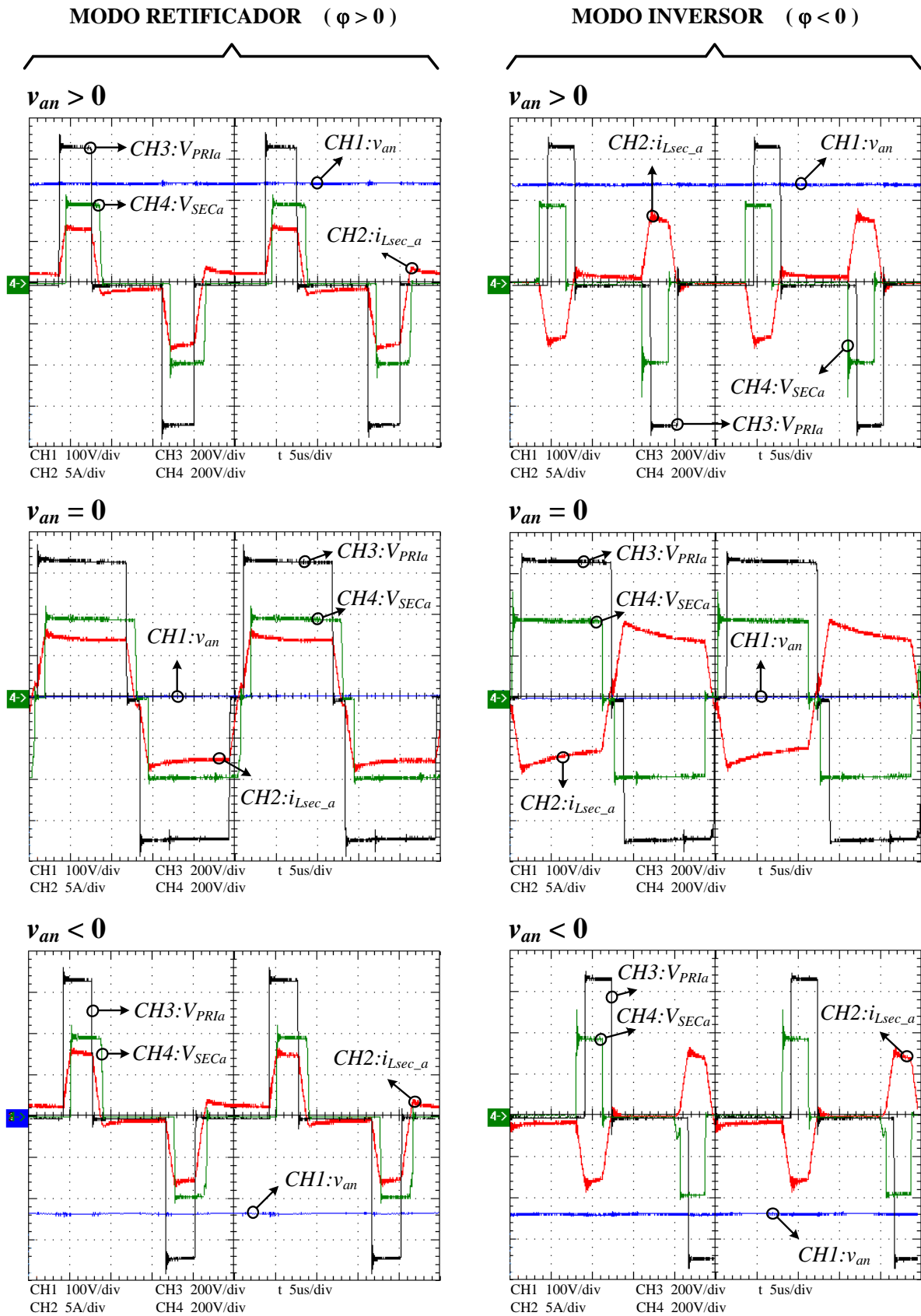


FONTE: Próprio autor.

Nota-se que o resultado obtido com o algoritmo de compensação é evidentemente satisfatório, principalmente quando o conversor opera no modo inversor.

Na Figura 6.16, são apresentadas as formas de onda das tensões nas pontes dos lados primário (V_{PRIa}) e secundário (V_{SECa}), bem como a corrente no indutor série (i_{Lsec_a}) para diferentes pontos da tensão de entrada V_{an} . Quando se opera no modo retificador, o ângulo φ encontra-se sempre positivo, enquanto no modo inversor o ângulo torna-se negativo e passa permitir a transferência de potência do barramento isolado CC para a entrada CA.

Figura 6.16 – Tensões nas pontes dos lados primário e secundário e corrente no indutor série para diferentes pontos da tensão de entrada V_{an} .

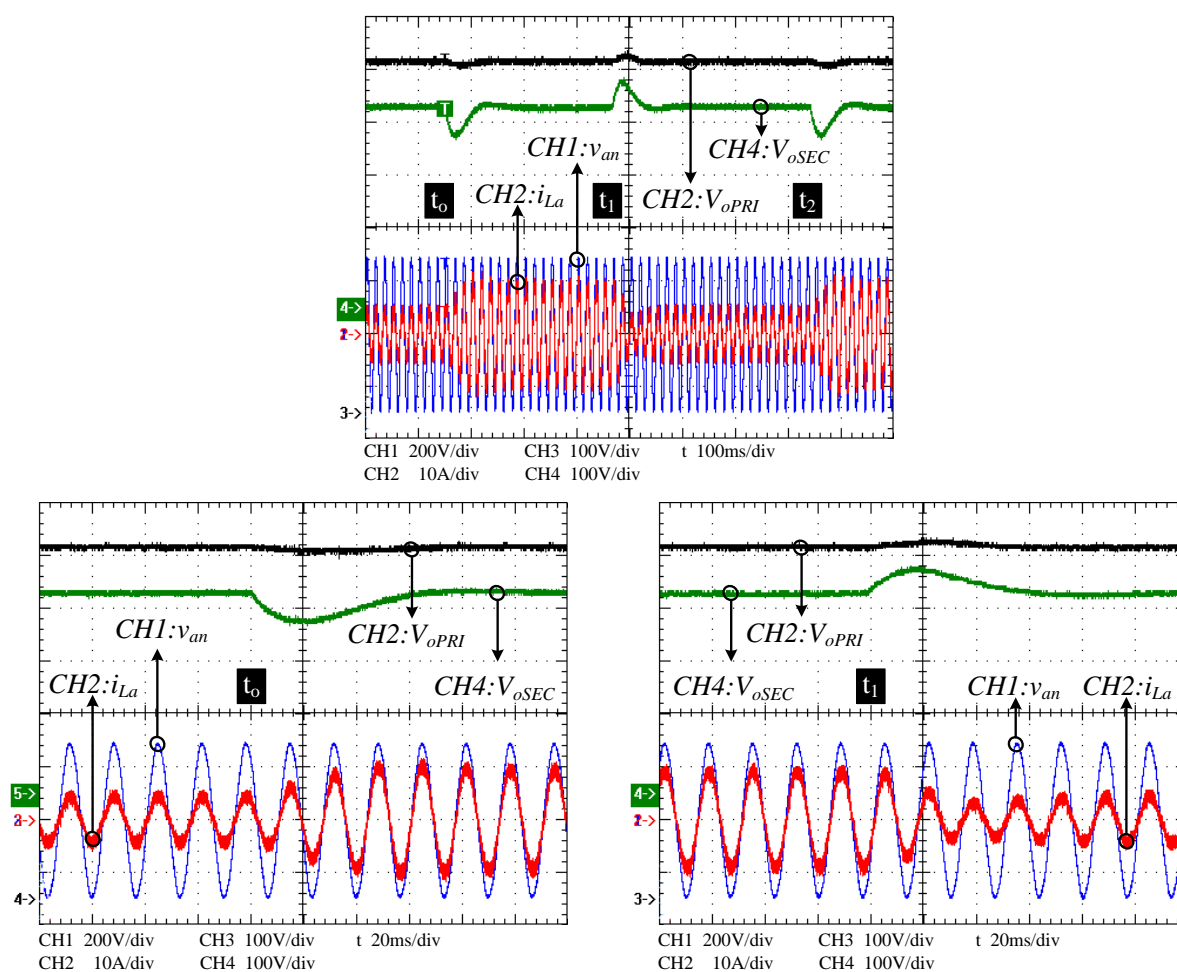


FONTE: Próprio autor.

Uma vez validada a operação o protótipo na potência nominal por meio de suas principais formas de onda, tem-se na sequência a análise dinâmica, na qual são aplicados degraus de carga e analisadas as respostas dos controladores de tensão e corrente.

Na Figura 6.17, são apresentados os resultados obtidos para degraus de carga com o conversor operando como retificador. No instante t_0 , dobra-se a potência da carga no barramento secundário, isto é, 1,9 kW para 3,8 kW. Já no instante t_1 , é aplicado um degrau de carga negativo, ou seja, de 3,8 kW para 1,9 kW. Por fim, no instante t_2 aumenta-se a potência da carga novamente, que assume o valor de 3,8 kW. Nota-se que para o controlador é capaz de atuar rapidamente para todos os degraus de carga supracitados, apresentando tempos de respostas menores que 50 ms e sobressinais na tensão do barramento secundário menores que 20%.

Figura 6.17 – Degraus de carga no modo retificador (1,9 kW – 3,8 kW – 1,9 kW).

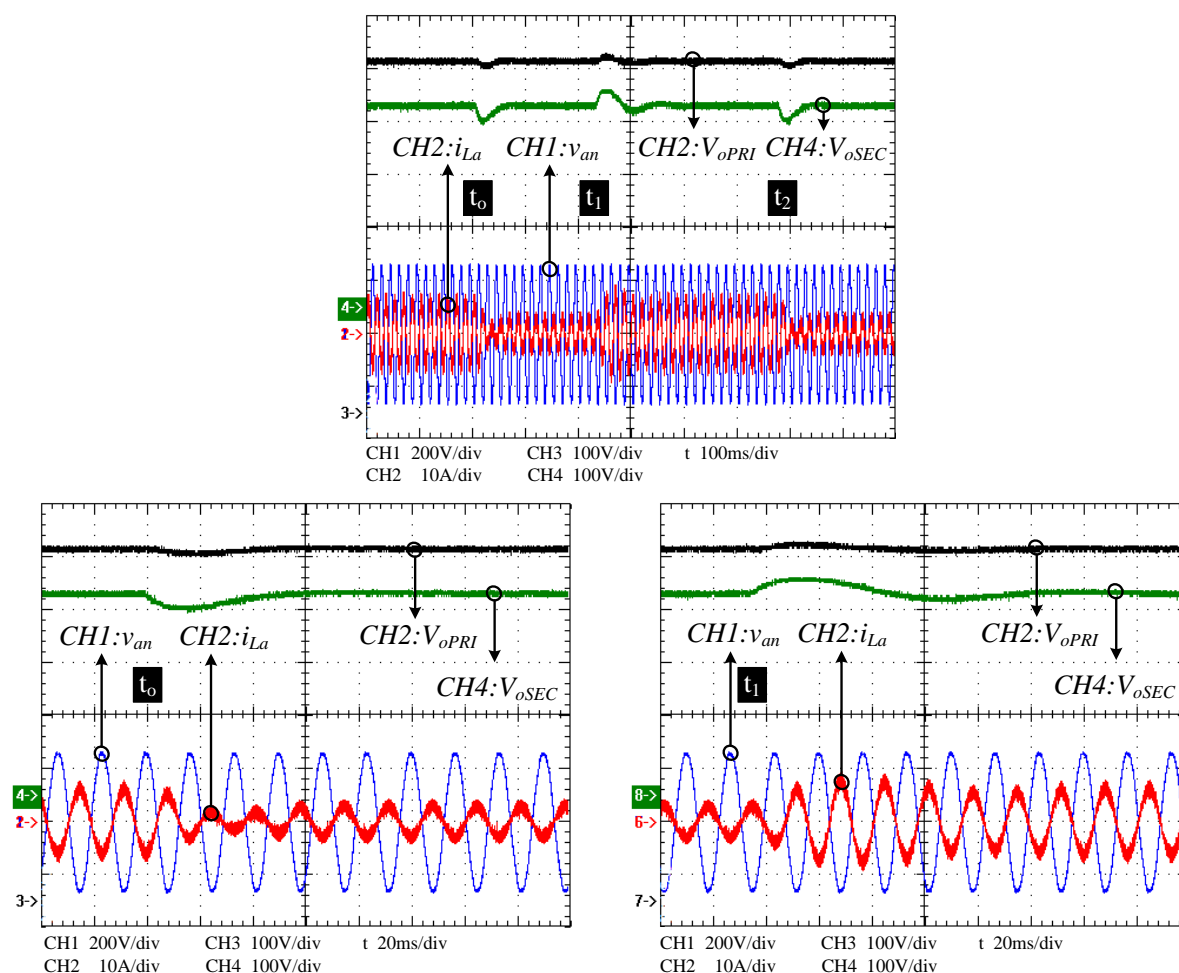


FONTE: Próprio autor.

Operando no modo inversor, também foram aplicados degraus de carga, sendo que na Figura 6.18 são apresentados os resultados obtidos. No instante t_0 , é aplicado um degrau negativo, reduzindo a potência injetada de 2,5 kW para 1,25 kW. Já no instante t_1 ,

retoma-se a injeção de 2,5 kW. Por fim, no instante t_2 , a potência injetada na rede elétrica é reduzida para 1,25 kW. Assim como no modo retificador, a atuação dos controladores demonstra-se bastante rápida, com tempos de resposta menores que 50 ms e sobressinais menores que 15%.

Figura 6.18 – Degraus de carga no modo inversor (1.25 kW – 2,5 kW – 1,5 kW).

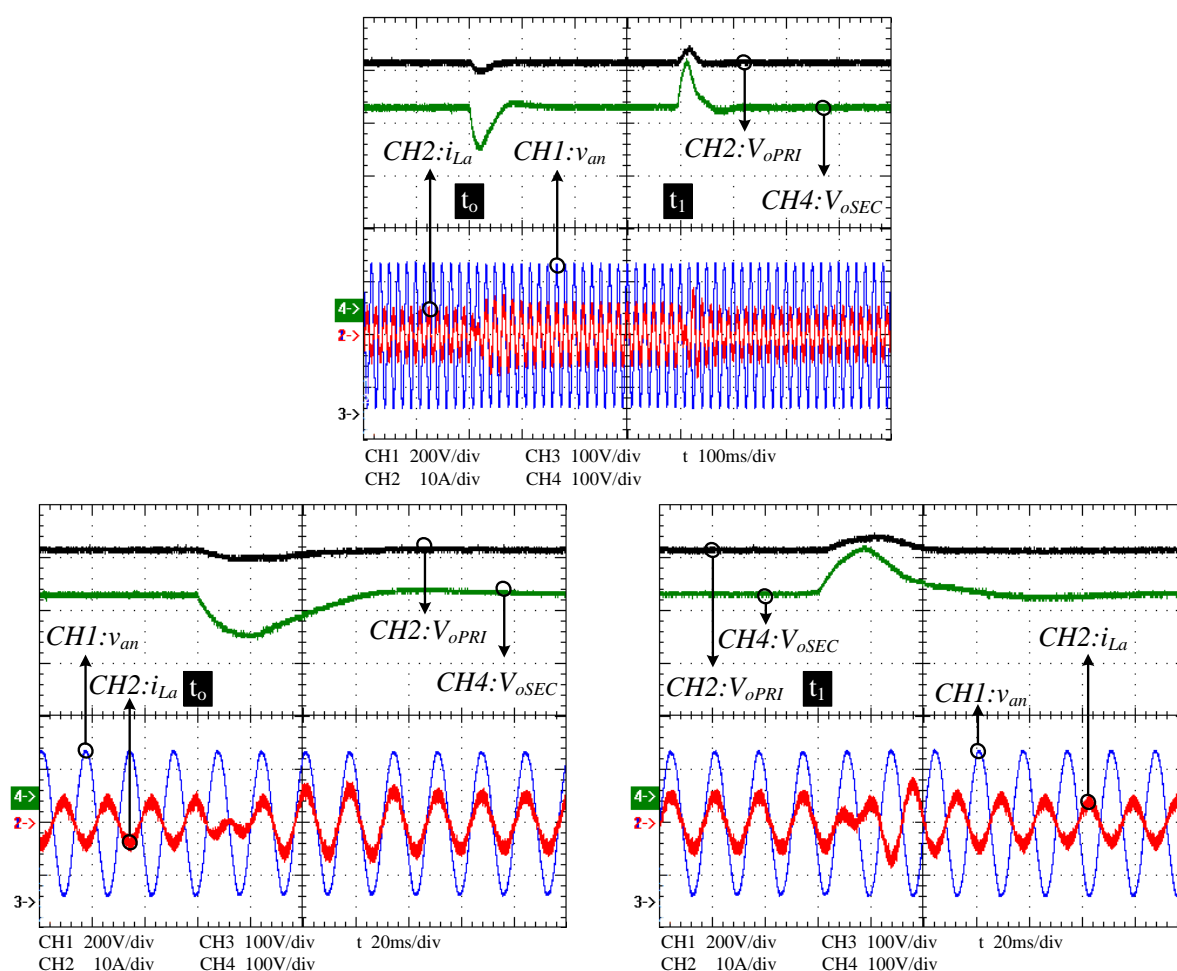


FONTE: Próprio autor.

Para validar a característica de bidirecionalidade de fluxo de potência inerente ao conversor, são realizados alguns ensaios em que se inverte o fluxo de potência. Na Figura 6.19, apresentam-se os resultados obtidos nessa condição. O conversor inicia operando no modo inversor, com uma fonte de corrente conectada no barramento secundário, injetando 2 kW. No instante t_0 , são inseridas cargas no barramento secundário, em que parte da potência é suprida pela fonte de corrente externa, enquanto a outra parte é suprida pela entrada CA. Nesse momento, o conversor passa a operar no modo retificador, extraindo 2,5 kW da rede. Por fim, no instante t_1 essa carga é retirada do barramento secundário e o conversor volta a operar no modo inversor, injetando 2 kW na rede elétrica. Nota-se que para ambos os degraus

os controladores de tensão e corrente atuam rapidamente. As tensões nos barramentos apresentam sobressinais menores que 30% e tempos de resposta inferiores a 100 ms. Já as correntes de entrada invertem o sentido em aproximadamente um quarto de ciclo de rede. Pode-se inferir que tais resultados são bastante satisfatórios, principalmente considerando a magnitude considerável dos degraus aplicados.

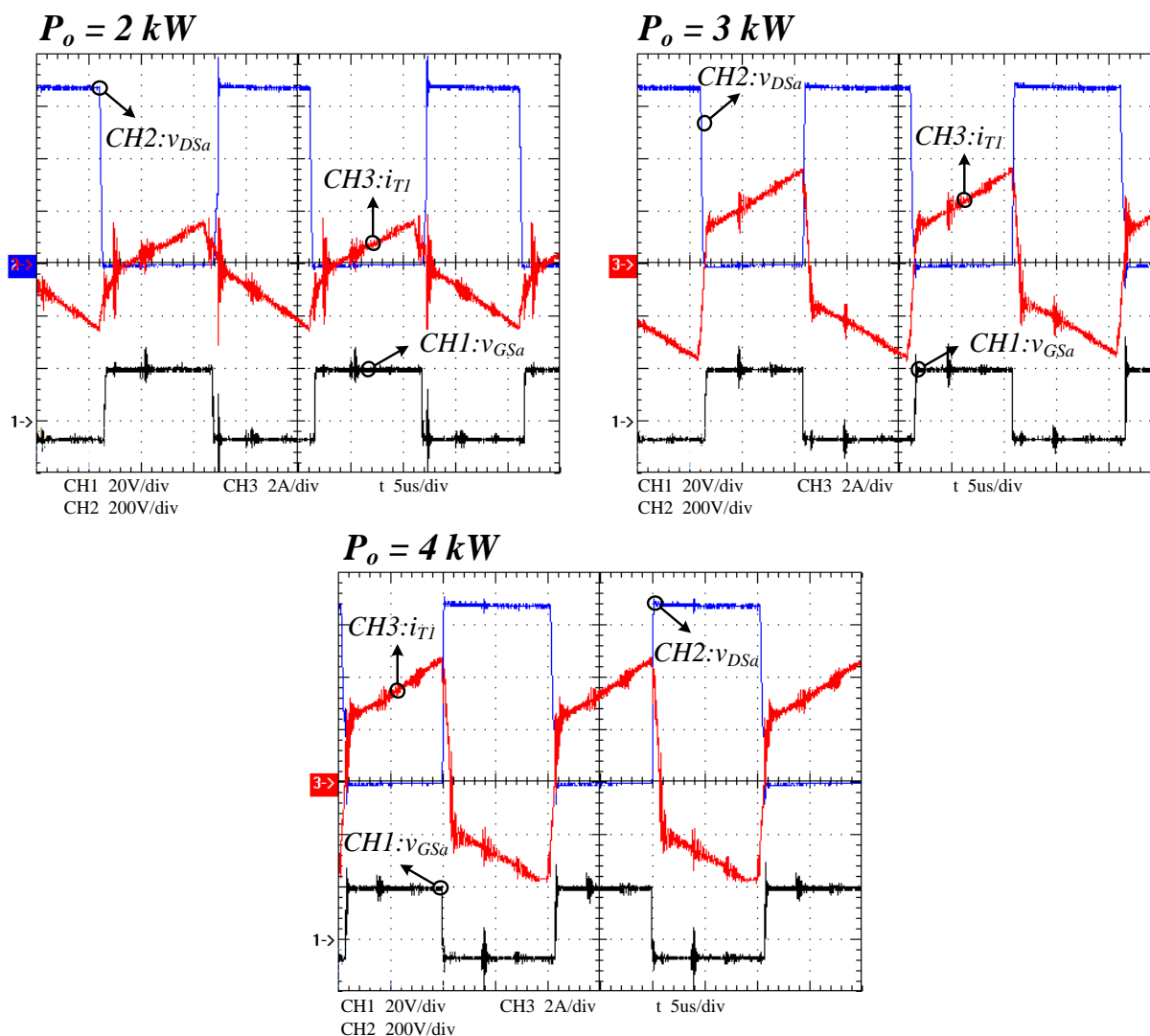
Figura 6.19 – Degraus de carga demonstrando a bidirecionalidade do fluxo de potência (injeção de 2 kW – extração de 2,5 kW).



FONTE: Próprio autor.

Na Figura 6.20 é feito uma análise da comutação em um dos interruptores inferiores do primário. Devido à utilização de módulos trifásicos a medição da corrente no interruptor é feito de forma indireta medindo a da corrente em um dos enrolamentos do autotransformador e somando com a corrente que circula pelo transformador de potência. No semiciclo negativo da tensão a comutação no interruptor é totalmente suave, enquanto no interruptor complementar é totalmente dissipativa. Na transição por zero a comutação começa a deixar de ser suave para se tornar dissipativa. Nota-se que com o aumento da potência ocorre um aumento no ponto próximo de zero que a comutação deixa de ser não dissipativa.

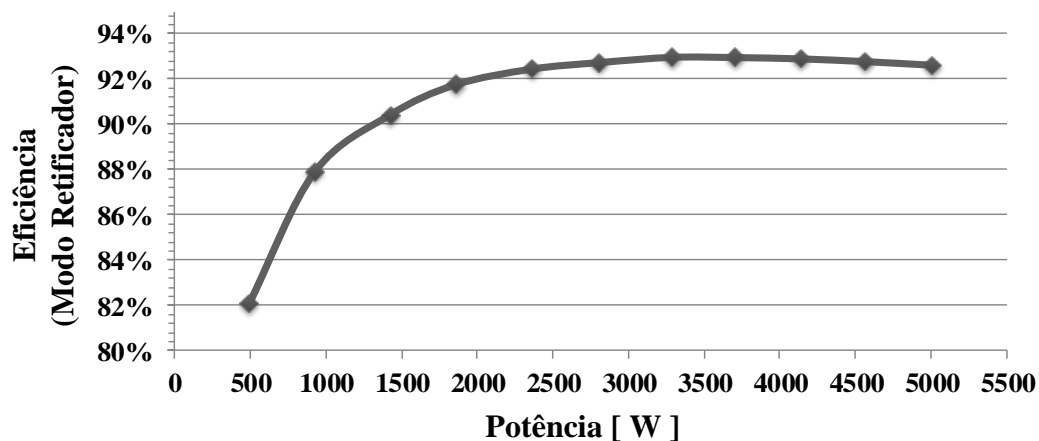
Figura 6.20 – Análise da comomoção no interruptor S1a (primário).



FONTE: Próprio autor.

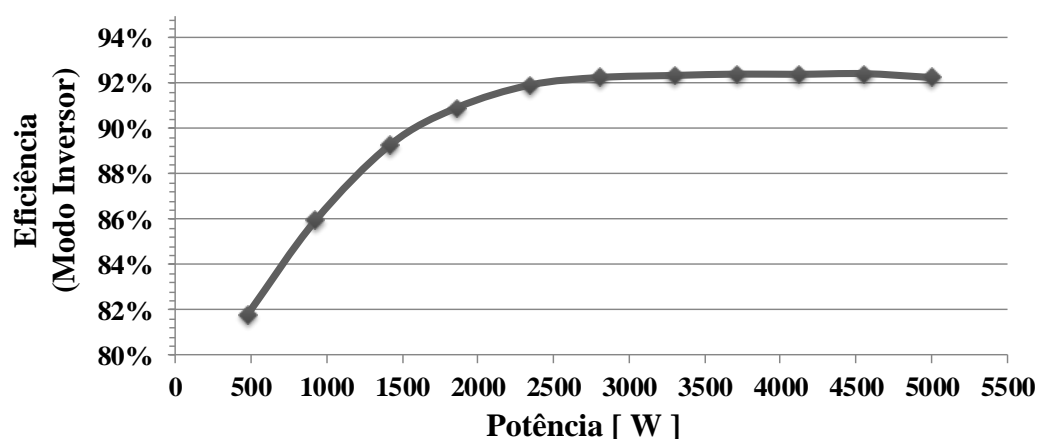
Na Figura 6.21 e Figura 6.22, são apresentadas as curvas de rendimento para ambos os modos de operação do conversor, isto é, retificador e inversor, respectivamente. Na potência nominal, o rendimento é de aproximadamente 92,3%, sendo esse um valor próximo àquele calculado teoricamente, que é de 93,7%. Deve-se ressaltar que o rendimento só não é maior devido à subutilização dos módulos trifásicos utilizados, visto que suas respectivas tensões nominais são 1200 V, enquanto no conversor tais elementos semicondutores encontram-se submetidos a 670 V e 380 V nos lados primário e secundário, respectivamente. De forma geral, pode-se afirmar que os valores de rendimento obtidos nessa condição são satisfatórios.

Figura 6.21 – Rendimento do conversor em função da potência de saída (modo retificador).



FONTE: Próprio autor.

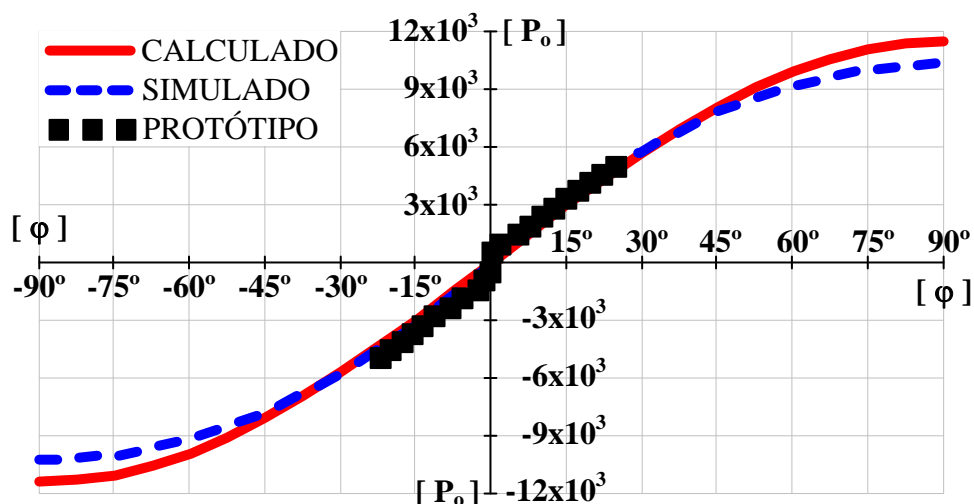
Figura 6.22 – Rendimento do conversor em função da potência de saída (modo inversor).



FONTE: Próprio autor.

Por fim, buscando validar a análise matemática realizada no Capítulo 3, na Figura 6.23 é apresentada a curva de variação da potência em função do ângulo φ . Efetivamente, compara-se a curva teórica com as aquelas obtidas por simulação e experimentalmente. Nota-se uma boa concordância entre as curvas, sobretudo em caráter experimental, validando dessa forma o equacionamento previamente realizado.

Figura 6.23 – Comparação entre as curvas de variação da potência em função do ângulo φ .



FONTE: Próprio autor.

6.3 Considerações Finais

Os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo de 5 kW desenvolvido em laboratório foram apresentados e discutidos neste capítulo. Nota-se uma concordância adequada entre os resultados teóricos, obtidos por simulação e adquiridos experimentalmente, o que valida o estudo teórico desenvolvido neste trabalho.

Aplicando-se degraus de carga e variando-se o sentido do fluxo de potência, os controladores de corrente e tensão mostraram atuação rápida, mantendo também sobressinal reduzido durante a etapa transitória. Para potências superiores a 50% do valor nominal, constatou-se ainda que o rendimento médio é de aproximadamente 92%, sendo que o valor obtido na condição nominal é próximo àquele estimado teoricamente.

A modelagem matemática desenvolvida com base na modulação AM-DSB foi prontamente validada a partir dos resultados experimentais, visto que o comportamento da potência com a variação do ângulo φ é próximo daquele previsto na análise teórica.

7 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o estudo de um conversor CA-CC trifásico bidirecional de único estágio com correção de fator de potência e isolado em alta frequência. O controle do lado primário foi projetado utilizando a técnica das correntes dq , regulando a tensão do barramento e controlando as correntes de entrada, obtendo-se dessa forma a redução do conteúdo harmônico das correntes e alto fator de potência. Por sua vez, o lado secundário é controlado utilizando a técnica *phase-shift*, em que se varia o ângulo φ entre as ondas portadoras visando ao controle do fluxo de potência. Deve-se ressaltar que as principais soluções previamente propostas na literatura serviram como base para o desenvolvimento deste trabalho.

O projeto de todos os componentes e controladores utilizados neste trabalho são devidamente descritos ao longo do estudo. Os resultados de simulação e experimental encontram-se em plena concordância com a análise teórica validando, portanto, o princípio de funcionamento do conversor proposto. Por fim, o protótipo experimental de 5 kW apresentou rendimento total de 92,3%, sendo este valor próximo àquele previsto teoricamente. A característica bidirecional da topologia também foi verificada, sendo possível constatar que o conversor pode operar tanto em modo retificador quanto inversor, além de permitir a rápida alteração do sentido do fluxo de potência conforme necessário.

Como principal contribuição deste trabalho, destaca-se o equacionamento baseado no modelo fundamental e, aproximando a análise da tensão aplicada no transformador para a modulação AM-DSB, obtém-se uma abordagem mais simples e direta que permite o projeto adequado do conversor. O modelo em questão foi validado tanto por simulação quanto experimentalmente, sendo que as curvas resultantes da variação da potência de saída em função do ângulo φ são aproximadamente sobrepostas, ratificando o estudo teórico apresentado.

Como trabalhos futuros, propõem-se os seguintes temas: 1) integração do autotransformador e do transformador principal a um mesmo núcleo magnético, sendo que as três fases podem também empregar um mesmo núcleo e, assim, analisar o impacto dessa escolha no que tange ao rendimento, fluxo de potência reativa no transformador conteúdos harmônicos nas correntes; 2) expansão do número de portas do conversor, tendo em vista que o conversor pode operar com até quatro portas. Assim, é possível que um mesmo conversor interligue diversas fontes e/ou cargas operando como uma microrrede; 3) proposta de estratégias que garantam a comutação suave para toda a faixa de carga.

7.1 Publicações Resultantes

★ ALMEIDA, B. R.; OLIVEIRA JR., D. S. “**Conversor ca-cc trifásico bidirecional de único estágio com correção de fator de potência e isolado em alta frequência**”, *Eletrônica de Potência* – SOBRAEP, vol. 21, nº 02, pp. 117-125, Junho 2016.

ALMEIDA, B. R.; OLIVEIRA JR., D. S. “**A bidirectional single-stage three-phase ac/dc converter with high-frequency isolation and PFC**”, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion Renewable Energy and Energy Management (PCIM'15). Nuremberg, Alemanha, 19 – 21 maio 2015.

ALMEIDA, B. R.; OLIVEIRA JR., D. S. “**Modulation technique for a single-stage three-phase bidirectional ac/dc converter with pfc and high-frequency isolation**”, 1st Southern Power Electronics Conference (SPEC) and 13th Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP). Fortaleza, Brasil, 19 novembro – 2 dezembro 2015.

ALMEIDA, B. R.; OLIVEIRA JR., D. S. “**A bidirectional single-stage three-phase rectifier with high-frequency isolation and power factor correction**”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'2016). Long Beach, EUA, 20 – 24 março 2016.

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, B. R. D.; BATISTA, F. A. B.; PETRY, C. A. Medição Digital Aplicada a Estabilizadores e Condicionadores CA. In: Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on, 2010. **Conference Publications...** 8-10 Nov. 2010. p.1-6.
- AREDES, M. et al. Comparisons Between the p-q and p-q-r Theories in Three-Phase Four-Wire Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 4, p. 924-933, 2009. ISSN 0885-8993.
- BAOCHAO, W.; SECHILARIU, M.; LOCMONT, F. Intelligent DC microgrid with smart grid communications: Control strategy consideration and design. Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013. **Conference Publications...** 21-25 July 2013. p.1-1.
- BARAZARTE, R. Y.; GONZALEZ, G. G.; EHSANI, M. Generalized Gyrator Theory. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 7, p. 1832-1837, 2010. ISSN 0885-8993.
- BASCOPE, G. V. T. **Nova família de conversores cc-cc pwm não isolados utilizando células de comutação de três estados**. 2001. 305 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells. Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. **Conference Publications...** p.858-863 vol.2.
- BATISTA, F. A. B. **Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos PWM**. 2006. 297 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- BATSCHAUER, A. L. **Inversores multiníveis híbrido trifásico baseado em módulos meia-ponte**. 2011. 330 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- BIELA, J. et al. SiC versus Si - Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC-DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 7, p. 2872-2882, 2011. ISSN 0278-0046.
- BURKE, D. E. **Reflections on INTELEC 2014**. Electronics in Motion and Conversion (Bodo's Power Systems): 22 p. 2014.
- CASTELINO, G. et al. A bi-directional, isolated, single-stage, DAB-based AC-DC converter with open-loop power factor correction and other advanced features. Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE International Conference on, 2012. **Conference Publications...** 19-21 March 2012. p.938-943.
- CHAN, H. L.; CHENG, K. W. E.; SUTANTO, D. Bidirectional phase-shifted DC-DC converter. **Electronics Letters**, v. 35, n. 7, p. 523-524, 1999. ISSN 0013-5194.
- CHIEN-MING, W. et al. High performance single-stage transformer-isolated AC/DC converter. Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 2010. **Conference Publications...** 21-24 June 2010. p.131-136.

DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 27, n. 1, p. 63-73, 1991. ISSN 0093-9994.

DE OLIVEIRA FILHO, H. M. et al. ZVS bidirectional isolated three-phase DC-DC converter with dual phase-shift and variable duty cycle. Industry Applications (INDUSCON), 10th IEEE/IAS International Conference on, 2012. **Conference Publications...** 5-7 Nov. 2012. p.1-8.

DOS SANTOS, W. M.; MARTINS, D. C. Introdução ao Conversor DAB Monofásico. **Eletrônica de Potência/Associação Brasileira de Eletrônica de Potência**, v. 01, n. 01, p. 36-46, 2014. ISSN 1414-8862.

DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. A general scheme for calculating switching and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic system. International Power Electronics Conference (IPEC), 2005. **Conference Publications...** Niigata, Japan.

EBRAHIMI, S. et al. Integrated bidirectional isolated soft-switched battery charger for vehicle-to-grid technology using 4-Switch 3-rectifier. Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, 2013. **Conference Publications...** 10-13 Nov. 2013. p.906-911.

EVERTS, J. et al. Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC/DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 3954-3970, 2014. ISSN 0885-8993.

FILHO, H. M. D. O.; OLIVEIRA, D. D. S. Dynamic analysis of a ZVS bidirectional isolated three-phase dc-dc converter using phase-shift control. IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015. **Conference Publications...** Nov. 29 2015-Dec. 2 2015. p.1-6.

FRIEDLI, T.; KOLAR, J. W. A Semiconductor Area Based Assessment of AC Motor Drive Converter Topologies. Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009. **Conference Publications...** 15-19 Feb. 2009. p.336-342.

GARCIA-GIL, R. et al. A bidirectional and isolated three-phase rectifier with soft-switching operation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 3, p. 765-773, 2005. ISSN 0278-0046.

GU, L.; JIN, K. A Three-phase Isolated Bidirectional AC/DC Converter and its Modified SVPWM Algorithm. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. PP, n. 99, p. 1-1, 2015. ISSN 0885-8993.

GUIMARÃES, J. S. **Sistema de conversão de energia eólica interligado à rede**. 2016. 168 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2016.

HAHASHI, Y.; MINO, M. High-density bidirectional rectifier for next generation 380-V DC distribution system. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012. **Conference Publications...** 5-9 Feb. 2012. p.2455-2460.

IEC. **IEC 61000-3-2: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3: Limits – Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment input current < 16 A per phase)**. INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Emenda A14 2001.

JAUCH, F.; BIELA, J. An innovative bidirectional isolated multi-port converter with multi-phase AC ports and DC ports. Power Electronics and Applications (EPE), 15th European Conference on, 2013a. **Conference Publications...** 2-6 Sept. 2013. p.1-7.

_____. Modelling and ZVS control of an isolated three-phase bidirectional AC-DC converter. Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, 2013b. **Conference Publications...** 2-6 Sept. 2013. p.1-11.

KIRSTEN, A. L. et al. Metodologia de Projeto do Ângulo de Defasagem Nominal para o Conversor DAB. **Eletrônica de Potência – SOBRAEP**, v. 19, n. 3, p. 231-240, 2014.

KNAUP, P. International Patent Application WO 2007/048420 2007.

KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems—Part I. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 176-198, 2013. ISSN 0885-8993.

LIANG, J.; MAZUMDER, S. K. A compact bi-directional power-conversion system scheme with extended soft-switching range. Electric Ship Technologies Symposium, 2009. ESTS 2009. IEEE, 2009. **Conference Publications...** 20-22 April 2009. p.302-309.

LIN, M.; KAI, S.; XINMIN, J. A transformation method from conventional three phases full-bridge topology to conergy NPC topology. Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on, 2011. **Conference Publications...** 20-23 Aug. 2011. p.1-5.

MAZZA, L. C. S. **Conversor CC-CC bidirecional DAB monofásico baseado na célula de comutação de três estados**. 2015. 236 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2015.

MAZZA, L. C. S. et al. A Soft Switching Bidirectional DC-DC Converter with High Frequency Isolation Feasible to Photovoltaic System Applications. PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of, 2015. **Conference Publications...** 19-20 May 2015. p.1-8.

MEIER, S.; KUSCHKE, M.; NORRGA, S. Space vector modulation for mutually commutated isolated three-phase converter systems. Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008. **Conference Publications...** 15-19 June 2008. p.4465-4471.

OGATA, K. **Discrete time control systems**. 2 nd. Ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1995.

OLIVEIRA, D. S. et al. A bidirectional single stage AC-DC converter with high frequency isolation feasible to DC distributed power systems. Industry Applications (INDUSCON), 10th IEEE/IAS International Conference on, 2012. **Conference Publications...** 5-7 Nov. 2012. p.1-7.

OLIVEIRA, D. S. et al. A two-stage AC/DC SST based on modular multilevel converterfeasible to AC railway systems. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE, 2014. **Conference Publications...** 16-20 March 2014. p.1894-1901.

OLIVEIRA FILHO, H. M. D. **Conversor CC-CC trifásico isolado bidirecional com comutação suave utilizando dual phase-shift e razão cíclica variável**. 2015. 159 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2015.

PERAÇA, M. T. **Conversores utilizando células de comutação de quatro estados**. 2008. 269 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

PRATT, A.; KUMAR, P.; ALDRIDGE, T. V. Evaluation of 400V DC distribution in telco and data centers to improve energy efficiency. Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007. 29th International, 2007. **Conference Publications...** Sept. 30 2007-Oct. 4 2007. p.32-39.

SANTOS, W. M. D. **Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos**. 2011. 316 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.

SASSO, E. M. et al. Investigação dos Modelos de Circuitos de Sincronismo Trifásicos Baseados na Teoria das Potências Real e Imaginária Instantâneas (p-PLL e q-PLL). Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2002. **Conference Publications...** p.480-485.

SCHWARZ, F. C. Certain System Aspects of the Double-Sided Cyclo-Converter. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System**, v. AES-16, n. 3, p. 363-372, 1980. ISSN 0018-9251.

SILVA, M. et al. Isolated Swiss-Forward Three-Phase Rectifier With Resonant Reset. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 4795-4808, 2016. ISSN 0885-8993.

SILVA, R. N. A. L. **Inversor multinível híbrido simétrico trifásico de cinco níveis baseado nas topologias half-bridge e ANPC**. 2013. 125 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceara, Fortaleza, 2013.

SINGH, B. et al. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 3, p. 641-660, 2004. ISSN 0278-0046.

SINGH, B. et al. Comprehensive Study of Single-Phase AC-DC Power Factor Corrected Converters With High-Frequency Isolation. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 7, n. 4, p. 540-556, 2011. ISSN 1551-3203.

SOEIRO, T. B.; FRIEDLI, T.; KOLAR, J. W. Swiss rectifier — A novel three-phase buck-type PFC topology for Electric Vehicle battery charging. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012. **Conference Publications...** 5-9 Feb. 2012. p.2617-2624.

TAKEUCHI, A. et al. Isolated three-phase AC-to-DC bidirectional converter with a small number of switches. Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the, 1997. **Conference Publications...** 3-6 Aug 1997. p.479-482 vol.1.

TOFOLI, F. L.; PEREIRA, D. D. C.; PAULA, W. J. D. Proposta de aplicação da teoria de sistemas de controle no ensino de eletrônica de potência em cursos de graduação. Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia (COBENGE), Juiz de Fora: ABENGE, 2014. **Conference Publications...** p.16-19.

TAI-FU, W.; TE-HUNG, Y.; YUAN-CHUAN, L. An alternative approach to synthesizing single-stage converters with power-factor-correction feature. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 46, n. 4, p. 734-748, 1999. ISSN 0278-0046.

VENABLE, H. D. The k-factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesi. Proc. of Powercon 10, 1983. San Diego, USA. **Conference Publications...** 22-24 Março.

WATANABE, E. H.; STEPHAN, R. M.; AREDES, M. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 8, n. 2, p. 697-703, 1993. ISSN 0885-8977.

WEILUN, C. et al. Isolated bidirectional DC/AC and AC/DC three-phase power conversion using series resonant converter modules and a three-phase unfold. Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2014 IEEE 15th Workshop on, 2014. **Conference Publications...** 22-25 June 2014. p.1-6.

WHEELER, P. W. et al. Matrix converters: a technology review. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 2, p. 276-288, 2002. ISSN 0278-0046.

WOO-YOUNG, C.; JOO-SEUNG, Y. A Bridgeless Single-Stage Half-Bridge AC/DC Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 12, p. 3884-3895, 2011. ISSN 0885-8993.

YII-SHEN, T.; NANMING, C.; RUAY-NAN, W. Modes of operation in parallel-connected 12-pulse uncontrolled bridge rectifiers without an interphase transformer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 3, p. 344-355, 1997. ISSN 0278-0046.

YUNGTAEK, J. et al. The TAIPEI Rectifier: A New Three-Phase Two-Switch ZVS PFC DCM Boost Rectifier. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 2, p. 686-694, 2013. ISSN 0885-8993.

YUNGTAEK, J.; JOVANOVIC, M. M. The Single-Stage Taipei Rectifier;Design Consideration and Performance Evaluation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 11, p. 5706-5714, 2014. ISSN 0885-8993.

APÊNDICE A – ANÁLISE DAS PERDAS VARIANDO-SE A ÁREA DE SILÍCIO

2.1. CORRENTE DE ENTRADA (FASE)

$$i_{La}(t) := I_{inFase_pk} \cdot \sin\left(\frac{\omega_m}{2} \cdot t\right) \quad I_{inFase_pk} = 10.743$$

2.2. CORRENTE NOS BRAÇOS

Corrente que circula pelo braço A da ponte é dada por:

$$i_{legA}(t) := \frac{i_{La}(t)}{2} - \eta \cdot i_{SEC}(t)$$

Corrente que circula pelo braço B da ponte é dada por:

$$i_{legB}(t) := \frac{i_{La}(t)}{2} + \eta \cdot i_{SEC}(t)$$

CONVERTOR PROPOSTO - conv1

PRIMÁRIO

$$i_{S1}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } i_{legA}(t) \geq 0 \\ -i_{legA}(t) & \text{if } i_{legA}(t) < 0 \end{cases}$$

$$i_{S2}(t) := \begin{cases} i_{legA}(t) & \text{if } i_{legA}(t) \geq 0 \\ 0 & \text{if } i_{legA}(t) < 0 \end{cases}$$

SECUNDÁRIO

$$i_{S5}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } i_{SEC}(t) \geq 0 \\ |i_{SEC}(t)| & \text{if } i_{SEC}(t) < 0 \\ 0 & \text{if } t \geq \frac{1}{60 \cdot 2} \end{cases}$$

$$i_{S6}(t) := \begin{cases} i_{SEC}(t) & \text{if } i_{SEC}(t) \geq 0 \\ 0 & \text{if } i_{SEC}(t) < 0 \\ 0 & \text{if } t < \frac{1}{60 \cdot 2} \end{cases}$$

CONVERTOR 2 ESTAGIOS - conv2

$$I_{conv2S_{pri}}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t \leq \frac{Tr}{2} \\ -i_{La}(t) & \text{if } \frac{Tr}{2} \leq t \leq Tr \end{cases}$$

$$I_{conv2S_{priDAB}}(t) := \begin{cases} 8 & \text{if } 0 \leq t \leq \frac{Tr}{2} \\ 8 & \text{if } \frac{Tr}{2} \leq t \leq Tr \end{cases}$$

$$I_{conv2S_{secDAB}}(t) := \begin{cases} 4 & \text{if } 0 \leq t \leq \frac{Tr}{2} \\ 4 & \text{if } \frac{Tr}{2} \leq t \leq Tr \end{cases}$$

CORRENTE NO ESTAGIO RETIFICADOR

CORRENTE NO PRIMÁRIO (DAB)

CORRENTE NO SECUNDÁRIO (DAB)

CORRENTE OBTIDAS NA SIMULAÇÃO

$$n := \frac{700}{400} = 1.75$$

CONVERTOR PROPOSTO (CONV 1)

$$I_{Spri_AVG} := 1.3639 \quad I_{Spri_RMS} := 3.3438$$

$$I_{Dpri_AVG} := 1.2746 \quad I_{Dpri_RMS} := 2.5442$$

$$I_{SpriCOMB_AVG} := 2.6384 \quad I_{SpriCOMB_RMS} := 4.2017$$

$$I_{Ssec_AVG} := 0.2943 \quad I_{Ssec_RMS} := 1.3686$$

$$I_{Dsec_AVG} := 2.62185 \quad I_{Dsec_RMS} := 5.5635$$

$$I_{SsecCOMB_AVG} := 2.9162 \quad I_{SsecCOMB_RMS} := 5.7294$$

CONVERTOR 2 ESTAGIOS (CONV 2)

$$I^2_{Spri_AVG} := 0.5388 \quad I^2_{Spri_RMS} := 1.9267$$

$$I^2_{Dpri_AVG} := 2.9196 \quad I^2_{Dpri_RMS} := 5.0947$$

$$I^2_{SpriCOMB_AVG} := 3.4584 \quad I^2_{SpriCOMB_RMS} := 5.4469$$

$$I^2_{SpriDAB_AVG} := 2.4482 \quad I^2_{SpriDAB_RMS} := 3.845897$$

$$I^2_{DsecDAB_AVG} := 0.0822 \quad I^2_{DsecDAB_RMS} := 0.4713$$

$$I^2_{SpriDABCOMB_AVG} := 2.5304 \quad I^2_{SpriDABCOMB_RMS} := 3.8746$$

$$I^2_{Ssec_AVG} := 0.0855 \cdot n \quad I^2_{Ssec_RMS} := 0.48505 \cdot n = 0.849$$

$$I^2_{Dsec_AVG} := 2.4447 \cdot n \quad I^2_{Dsec_RMS} := 3.84402 \cdot n = 6.727$$

$$I^2_{SsecCOMB_AVG} := 2.5303 \cdot n \quad I^2_{SsecCOMB_RMS} := 3.874505 \cdot n = 6.78$$

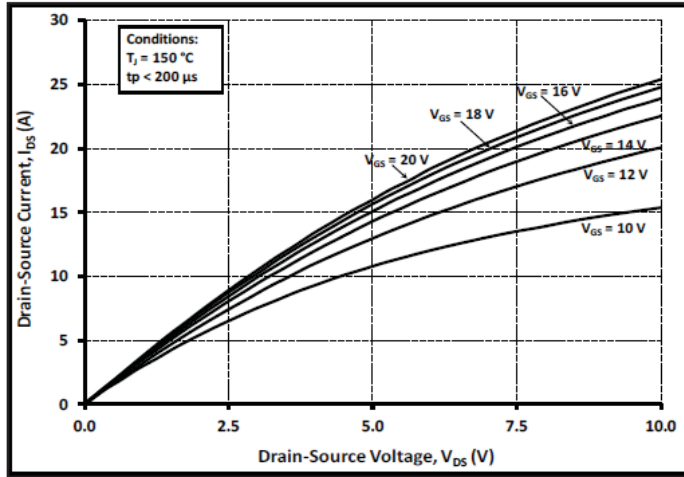
VETORES PARA OS GRAFICOS

$$area := 0.5, 0.5 + 0.05 \dots 3$$

Area de Silício

$$f_s := 20 \cdot 10^3, 20 \cdot 10^3 + 0.5 \cdot 10^3 \dots 100 \cdot 10^3 \quad \text{Frecuencia de Chaveamento}$$

::: PERDAS POR CONDUÇÃO



$$r1_{av}(area) := \frac{1}{area} \frac{2.917 - 0}{10 - 0}$$

$$r3_{av}(area) := \frac{1.167}{area} \frac{2.917 - 0}{10 - 0}$$

$$Pcond_{S_{pri}}(area) := r1_{av}(area) \cdot I_{S_{pri}COMB_RMS}^2$$

$$Pcond_{S_{2pri}}(area) := r3_{av}(area) \cdot I_{S_{2pri}COMB_RMS}^2$$

$$r2_{av}(area) := \frac{1}{area} \frac{2.917 - 0}{10 - 0}$$

$$r4_{av}(area) := \frac{1.167}{area} \frac{2.917 - 0}{10 - 0}$$

$$Pcond_{S_{sec}}(area) := r2_{av}(area) \cdot I_{S_{sec}COMB_RMS}^2$$

$$Pcond_{S_{2pri}DAB}(area) := area \cdot r4_{av}(area) \cdot I_{S_{2pri}DABCOMB_RMS}^2$$

$$r5_{av}(area) := \frac{1.167}{area} \frac{2.917 - 0}{10 - 0}$$

$$Pcond_{S_{2sec}DAB}(area) := area \cdot r5_{av}(area) \cdot I_{S_{2sec}COMB_RMS}^2$$

$$Pcond_{conv1_TOTAL}(area) := (12 \cdot Pcond_{S_{pri}}(area) + 12 \cdot Pcond_{S_{sec}}(area))$$

$$Pcond_{conv2_TOTAL}(area) := 6 \cdot Pcond_{S_{2pri}}(area) + 6 \cdot Pcond_{S_{2pri}DAB}(area) + 6 \cdot Pcond_{S_{2sec}DAB}(area)$$

::: PERDAS POR COMUTAÇÃO - PROPOSTO

$$coef_{on} := 0.75 \cdot (1.928 \times 10^{-5} \quad 1.529 \times 10^{-6} \quad 4.636 \times 10^{-7})$$

$$coef_{off} := 0.75 \cdot (6.196 \times 10^{-5} \quad -3.925 \times 10^{-6} \quad 7.049 \times 10^{-7})$$

$$W_{Sb_on}(t) := coef_{on,0} + coef_{on,1} \cdot i_{S1}(t) + coef_{on,2} \cdot i_{S1}(t)^2$$

$$W_{Sb_off}(t) := coef_{off,0} + coef_{off,1} \cdot i_{S1}(t) + coef_{off,2} \cdot i_{S1}(t)^2$$

$$PchA_{SApri_Comut}(fs, area) := \frac{1000}{Tr} \int_{\frac{Tr}{2}}^{Tr} \frac{fs \cdot W_{Sb_on}(t)}{1000} dt + \frac{1000}{Tr} \int_{\frac{Tr}{2}}^{Tr} \frac{fs \cdot W_{Sb_off}(t)}{1000} dt$$

$$W_{Sb_on}(t) := coef_{on,0} + coef_{on,1} \cdot i_{S5}(t) + coef_{on,2} \cdot i_{S5}(t)^2$$

$$W_{Sb_off}(t) := coef_{off,0} + coef_{off,1} \cdot i_{S5}(t) + coef_{off,2} \cdot i_{S5}(t)^2$$

$$PchA_{SAssec_Comut}(fs, area) := \frac{1000}{Tr} \int_0^{\frac{Tr}{2}} \frac{fs \cdot W_{Sb_on}(t)}{4 \cdot 1000} dt + \frac{1000}{Tr} \int_0^{\frac{Tr}{2}} \frac{fs \cdot W_{Sb_off}(t)}{2 \cdot 1000} dt$$

$$Pcomut_{conv1_TOTAL}(fs, area) := 12 \cdot PchA_{SApri_Comut}(fs, area) + 12 \cdot PchA_{SAssec_Comut}(fs, area)$$

$$P_{conv1_TOTAL}(fs, area) := Pcomut_{conv1_TOTAL}(fs, area) + Pcond_{conv1_TOTAL}(area)$$

$$\eta_{PROPOSTO}(fs, area) := 100 - \frac{P_{conv1_TOTAL}(fs, area)}{5000} \cdot 100$$

$$\eta_{PROPOSTO}(50000, 1) = 95.792$$

PERDAS POR COMUTAÇÃO - 2 ESTAGIOS

$$W_{Sb_on}(t) := \text{coef}_{on0,0} + \text{coef}_{on0,1} \cdot I_{conv2Spri}(t) + \text{coef}_{on0,2} \cdot I_{conv2Spri}(t)^2$$

$$W_{Sb_off}(t) := \text{coef}_{off0,0} + \text{coef}_{off0,1} \cdot I_{conv2Spri}(t) + \text{coef}_{off0,2} \cdot I_{conv2Spri}(t)^2$$

$$P_{chA_{conv2sPri_Comut}}(fs, \text{area}) := \frac{1000}{Tr} \cdot \int_{\frac{Tr}{2}}^{-Tr} \frac{fs \cdot W_{Sb_on}(t)}{1000} dt + \frac{1000}{Tr} \cdot \int_{\frac{Tr}{2}}^{-Tr} \frac{fs \cdot W_{Sb_off}(t)}{1000} dt$$

$$W_{Sb_on}(t) := 0$$

$$W_{Sb_off}(t) := \text{coef}_{off0,0} + \text{coef}_{off0,1} \cdot I_{conv2SpriDAB}(t) + \text{coef}_{off0,2} \cdot I_{conv2SpriDAB}(t)^2$$

$$P_{chA_{conv2sPriDAB_Comut}}(fs, \text{area}) := \frac{1000}{Tr} \cdot \int_{\frac{Tr}{2}}^{-Tr} \frac{fs \cdot W_{Sb_on}(t)}{1000} dt + \frac{1000}{Tr} \cdot \int_{\frac{Tr}{2}}^{-Tr} \frac{fs \cdot W_{Sb_off}(t)}{1000} dt$$

$$W_{Sb_on}(t) := 0$$

$$W_{Sb_off}(t) := \text{coef}_{off0,0} + \text{coef}_{off0,1} \cdot I_{conv2SsecDAB}(t) + \text{coef}_{off0,2} \cdot I_{conv2SsecDAB}(t)^2$$

$$P_{chA_{conv2sSecDAB_Comut}}(fs, \text{area}) := \frac{1000}{Tr} \cdot \int_{\frac{Tr}{2}}^{-Tr} \frac{fs \cdot W_{Sb_on}(t)}{4 \cdot 1000} dt + \frac{1000}{Tr} \cdot \int_{\frac{Tr}{2}}^{-Tr} \frac{fs \cdot W_{Sb_off}(t)}{2 \cdot 1000} dt$$

$$P_{comut_pri}(fs, \text{area}) := 6 \cdot P_{chA_{conv2sPri_Comut}}(fs, \text{area})$$

$$P_{comut_DAB}(fs, \text{area}) := 6 \cdot P_{chA_{conv2sPriDAB_Comut}}(fs, \text{area}) + 6 \cdot P_{chA_{conv2sSecDAB_Comut}}(fs, \text{area})$$

$$P_{comut_conv2_TOTAL}(fs, \text{area}) := P_{comut_pri}(fs, \text{area}) + P_{comut_DAB}(fs, \text{area})$$

$$P_{conv2_TOTAL}(fs, \text{area}) := P_{cond_{conv2_TOTAL}}(\text{area}) + P_{comut_{conv2_TOTAL}}(fs, \text{area})$$

$$\mu_{2ESTAGIOS}(fs, \text{area}) := 100 - \frac{P_{conv2_TOTAL}(fs, \text{area})}{5000} \cdot 100$$

$$\mu_{PROPOSTO}(50000, 1) = 95.792$$

$$\mu_{2ESTAGIOS}(50000, 1) = 95.764$$

GRAFICO VARIANDO A ÁREA DE SILÍCIO
fs = 50kHz

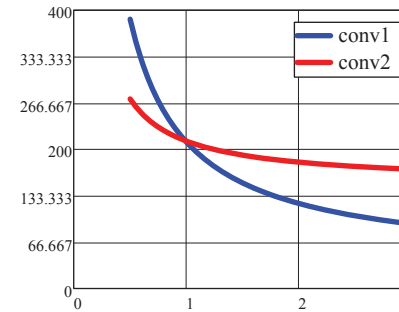
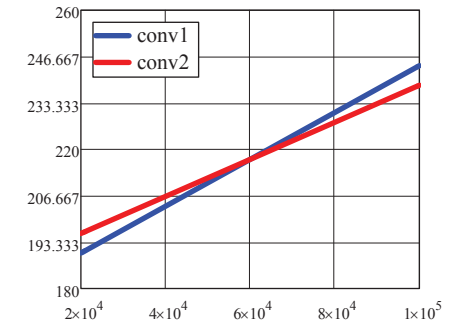


GRAFICO VARIANDO A FREQUENCIA DE CHAVEMENTO
area = 2



Devido a uma certa limitação do software, não foi possível traçar o gráfico 3D para variação ao mesmo tempo da área e da frequência. Para solucionar este problema foram salvos os dados calculados aqui na planilha e utilizado o software matlab para traçar estes gráficos 3D.

PONTOS A SEREM LIDOS PELO MATLAB

$P_{conv1_TOTAL}(fs, \text{area}) =$	$P_{conv2_TOTAL}(fs, \text{area}) =$	fs =	area =
366.874	256.412	$2 \cdot 10^4$	0.5
367.211	256.678	$2.05 \cdot 10^4$	0.55
367.548	256.944	$2.1 \cdot 10^4$	0.6
367.885	257.211	$2.15 \cdot 10^4$	0.65
368.221	257.477	$2.2 \cdot 10^4$	0.7
368.558	257.743	$2.25 \cdot 10^4$	0.75
368.895	258.01	$2.3 \cdot 10^4$	0.8
369.232	258.276	$2.35 \cdot 10^4$	0.85
369.569	258.542	$2.4 \cdot 10^4$	0.9
369.905	258.809	$2.45 \cdot 10^4$	0.95
370.242	259.075	$2.5 \cdot 10^4$	1
370.579	259.341	$2.55 \cdot 10^4$	1.05
370.916	259.608	$2.6 \cdot 10^4$	1.1
371.253	259.874	$2.65 \cdot 10^4$	1.15
371.589	260.14	$2.7 \cdot 10^4$	1.2
...

CODIGO MATLAB PARA TRATAMENTO DESTES DADOS E GERAÇÃO DOS GRÁFICOS

```

close all
clear all
clc

pconv1= load('Pconv1.mat', 'data');
pconv2= load('Pconv2.mat', 'data');
area= load('Area.mat', 'data');
freq= load('freq.mat', 'data');
p1= pconv1.data;
p2= pconv2.data;
a = area.data;
f = freq.data;

for j=1:length(a)
    for k=1:length(f)
        pp1(j,k)=p1(length(f)*(j-1)+k);
    end
end

for j=1:length(a)
    for k=1:length(f)
        pp2(j,k)=p2(length(f)*(j-1)+k);
    end
end

%%% CONVERSOR PROTPOSTO -----
%%% -----

figure(1)
colormap(jet) %jet = colorido // gray - cinza
axes1 = axes('Parent',figure(1),...
    'YTickLabel',{'20','30','40','50','60','70','80','90','100'},...
    'YTick',[20000 30000 40000 50000 60000 70000 80000 90000 100000],'FontSize',18);
xlim(axes1,[0.5 3]);
zlim(axes1,[0 450]);
view(axes1,[45 25]);
grid(axes1,'on');
hold(axes1,'all');
surf(a,f,pp1,'EdgeColor','none');
colorbar('peer',axes1,...
    [0.941532838506521 0.115098476880214 0.0179937022042285 0.815],...
    'FontSize',18);

%%% CONVERSOR 2 ESTÁGIOS -----
%%% -----

figure(2)
colormap(jet)
axes1 = axes('Parent',figure(2),...
    'YTickLabel',{'20','30','40','50','60','70','80','90','100'},...
    'YTick',[20000 30000 40000 50000 60000 70000 80000 90000 100000],...
    'FontSize',18);
xlim(axes1,[0.5 3]);
zlim(axes1,[100 400]);
view(axes1,[45 25]);
grid(axes1,'on');
hold(axes1,'all');
surf(a,f,pp2);
colorbar('peer',axes1,[0.941532838506521 0.115098476880214 0.0179937022042285 0.815],...
    'FontSize',18);

```

**APÊNDICE B – PROJETO DOS CONTROLADORES ANALÓGICOS
UTILIZANDO O MÉTODO DO FATOR K**



PROJETO DE CONTROLADORES UTILIZANDO METODO DO FATOR-K (P/ CONTROLE ANAÓLICO - PSIM)

Este trabalho tem o objetivo de projetar controladores utilizando o método Fator-k, proposto por Venable (1983). Este método temo como principal vantagem garantir a frequência de cruzamento e a margem de fase especificadas em projeto. A planilha a seguir foi feita utilizando o software Mathcad, e teve como base as anotações de aula do Prof. René Pastor Torrico Bacopé (UFC) e a apostila de fontes chaveadas do Prof. J. A. Pomílio (Unicamp).

1. ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR PROPOSTO

Potência de saída:	$P_o := 5 \cdot 10^3$	[W]
Tensão de saída do barramento primário:	$V_{oPRI} := 670$	[V]
Tensão de saída do barramento secundário:	$V_{oSEC} := 380.571$	[V]
Tensão de entrada nominal:	$V_{inpk} := 380 \cdot \sqrt{2} = 537.4012$	[V]
Frequência da Rede:	$f_r := 60$	[Hz]
Frequência de chaveamento:	$f_s := 50 \cdot 10^3$	[Hz]
Rendimento do conversor:	$\eta := 97\%$	
Potência de entrada:	$P_{in} := \frac{P_o}{\eta} = 5.1546 \times 10^3$	[W]
Corrente de pico de fase:	$I_{inFase_pk} := \frac{P_o}{3 \cdot \left(\frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} \right)} \cdot \sqrt{2} = 10.7434$	
Indutor de entrada (fase):	$L_b := 0.25 \cdot 10^{-3}$	[H]
	$r_{Lb} := 35 \cdot 10^{-3}$	
Capacitor barramento primário:	$C_{o_pri} := 1 \cdot 10^{-3}$	[F]
Capacitor barramento secundário:	$C_{o_sec} := 1 \cdot 10^{-3}$	[F]

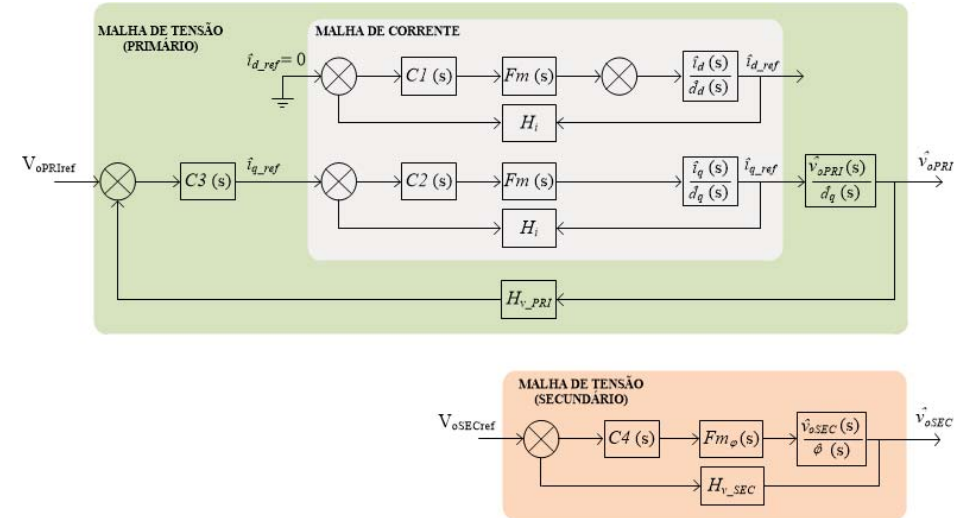
CALCULO DAS CORRENTE E RESISTÊNCIAS DE SAÍDA

Corrente de saída (primário):	$I_{oPRI} := \frac{P_o}{V_{oPRI}} = 7.4627$	[A]
Resistência nominal de saída (primário):	$R_{oPRI} := \frac{V_{oPRI}}{I_{oPRI}} = 89.78$	[Ω]
Corrente de saída (secundário):	$I_{oSEC} := \frac{P_o}{V_{oSEC}} = 13.1382$	[A]
Resistência nominal de saída (secundário):	$R_{oSEC} := \frac{V_{oSEC}}{I_{oSEC}} = 28.9669$	[Ω]

2. PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

O projeto dos controles foi feito utilizando o método Fator-k, proposto por Venable (1983). Na figura abaixo tem-se o digrama de blocos do controle propostos. Este foi dividido em 3 etapas:

- 1 - Malha de corrente (Interna e mais rápida);
- 2 - Malha de tensão do primário;
- 3 - Malha de tensão do secundário;



3.1. PROJETO DA MALHA DE CORRENTE

$j := \sqrt{-1}$ Variável complexa.

Função de transferência do sensor de corrente (Realimentação)

A função de transferência é dada pelo ganho do sensor de corrente:

$H_i(\omega) := 1$ Foi considerado o ganho unitário, assim a corrente vista pelo controlador possui a mesma magnitude da corrente que circula pelo sensor.

$I_{in_ref} := I_{in_Fase_pk} \cdot H_i(0) = 10.7434$ Valor da referência de corrente;

Função do modulador

$V_p := 5$ [V] Amplitude da dente de serra;

$$F_m(\omega) := \frac{1}{V_p}$$

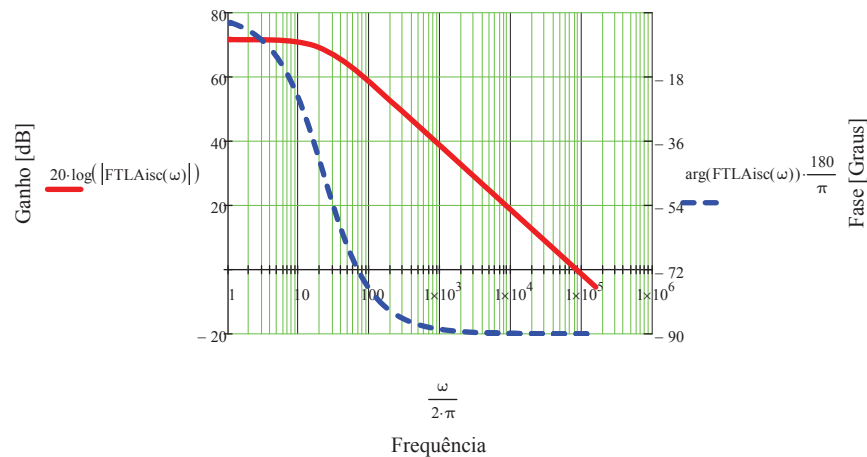
Função de transferência da planta - CORRENTE

A função de transferência que relaciona a corrente no indutor pela razão cíclica é dada por:

$$G_i(\omega) := \frac{V_{oPRI}}{j \cdot \omega \cdot L_b + r_{Lb}}$$

Função de transferência de laço aberto "sem o compensador" - CORRENTE

$$FTLAisc(\omega) := G_i(\omega) \cdot F_m(\omega) \cdot H_i(\omega)$$



Como frequência de cruzamento foi adotado:

$$f_{ci} := \frac{f_s}{4} = 1.25 \times 10^4 \quad [\text{Hz}]$$

$$P_{corrente} := \arg(FTLAisc(2 \cdot \pi \cdot f_{ci})) \cdot \frac{180}{\pi} = -89.8979 \quad [\text{Graus}]$$

Escolha da Margem de Fase (MF) e calculo do ganho que o controlador deve dar ao sistema:

$$MF_{corrente} := 60 \quad [\text{Graus}]$$

$$AV_i := 20 \cdot \log(|FTLAisc(2 \cdot \pi \cdot f_{ci})|) = 16.6815 \quad [\text{dB}]$$

Próximo passo é calcular o avanço de fase requerido :

$$\alpha_{corrente} := MF_{corrente} - P_{corrente} - 90 = 59.8979 \quad [\text{Graus}]$$

Escolha do compensador:

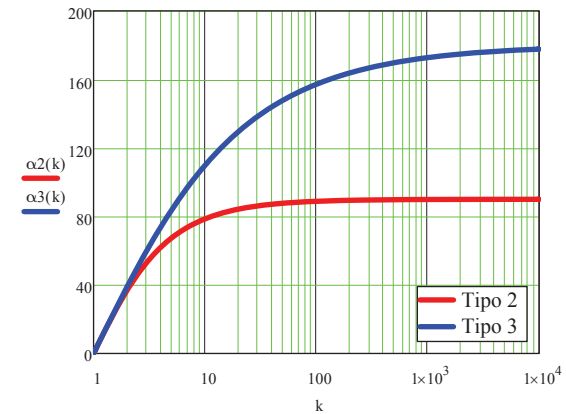
Ja que o avação de fase é menor que 90° o compensador para esta aplicação é o compensador do **Tipo 2**. Caso o avanço tivesse dado maior a 90° poderia ser utilizado o controlador **Tipo 3**.

(Tipo 2)

$$\alpha_2(k) := \left(2 \cdot \text{atan}(k) - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$

(Tipo 3)

$$\alpha_3(k) := \left(4 \cdot \text{atan}(\sqrt{k}) - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$



A partir da curva nostrada no grafico anterior (Tipo 2), vemos que o fator k é igual a:

$$K_{corrente} := \tan \left[\frac{\pi \cdot (\alpha_{corrente} + 90)}{360} \right] = 3.7188$$

Com isto pode ser definida a frequência do zero e do pólo do compensador tipo 2:

$$f_{z1_corrente} := \left(\frac{f_{ci}}{K_{corrente}} \right) = 3.3613 \times 10^3 \quad [\text{Hz}]$$

$$f_{p1_corrente} := (f_{ci} \cdot K_{corrente}) = 4.6485 \times 10^4 \quad [\text{Hz}]$$

O ganho do compensador em termos de valor absoluto é:

$$G_{\text{corrente}} := 10^{\frac{-AV_i}{20}} = 0.1465$$

CALCULO DOS COMPONENTES

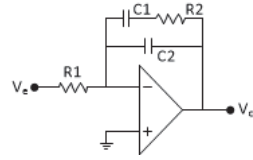
$$R1i := 10 \cdot 10^3 \quad [\Omega]$$

Usando as equações correspondentes ao compensador Tipo 2, tem-se:

$$C2i := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot G_{\text{corrente}} \cdot K_{\text{corrente}} \cdot R1i} = 2.336591 \times 10^{-9} \quad [F]$$

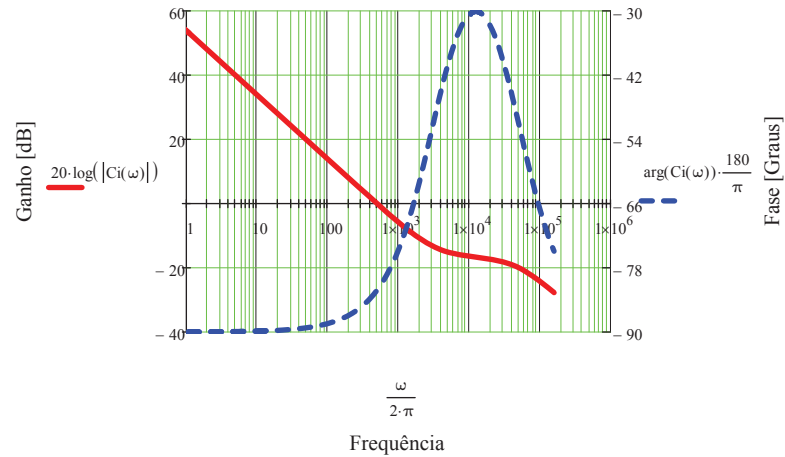
$$C1i := C2i \cdot (K_{\text{corrente}}^2 - 1) = 29.9770563 \times 10^{-9} \quad [F]$$

$$R2i := \frac{K_{\text{corrente}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot C1i} = 1.5795114 \times 10^3 \quad [\Omega]$$



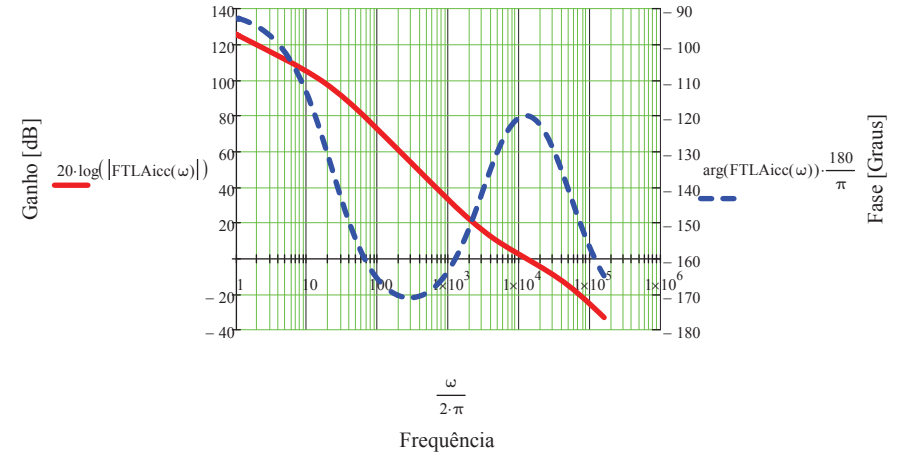
A Função de Transferência do compensador Tipo 2 é igual a:

$$Ci(\omega) := \frac{1 + (j \cdot \omega) \cdot C1i \cdot R2i}{R1i \cdot j \cdot \omega \cdot (C1i + C2i + j \cdot \omega \cdot R2i \cdot C1i \cdot C2i)}$$



A Função de Transferência de Laço Aberto com Compensador do sistema é igual a:

$$FTLAicc(\omega) := FTLAisc(\omega) \cdot Ci(\omega)$$



Teste para validar o controlador, se este está dentro dos parametros de projeto:

$$\text{MargemFase}_{\text{corrente}} := \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLAicc(2 \cdot \pi \cdot f_{ci})) \right| = 60 \quad [dB]$$

$$\text{Ganho}_{fc_{\text{corrente}}} := 20 \cdot \log(|FTLAicc(2 \cdot \pi \cdot f_{ci})|) = 1.9287 \times 10^{-15} \quad [dB] \quad \text{Ganho zero na frequencia de cruzamento}$$

3.2. PROJETO DA MALHA DE TENSÃO PRIMÁRIO

Função de transferência do sensor de tensão (Saída)

A referência do controlador de tensão do primário é dada pela referência da malha de corrente:

$$V_{o_ref} := I_{in_ref} = 10.7434$$

$$H_{v_pri}(\omega) := \frac{V_{o_ref}}{V_{oPRI}}$$

$$G_{sens_pri} := H_{v_pri}(0) = 0.0160349 \quad \text{Ganho do sensor de tensão do barramento primário}$$

Devido a frequência da malha de tensão ser muito mais lenta que a malha de corrente, este pode ser representado pelo ganho:

$$A_i(\omega) := \frac{1}{H_i(\omega)}$$

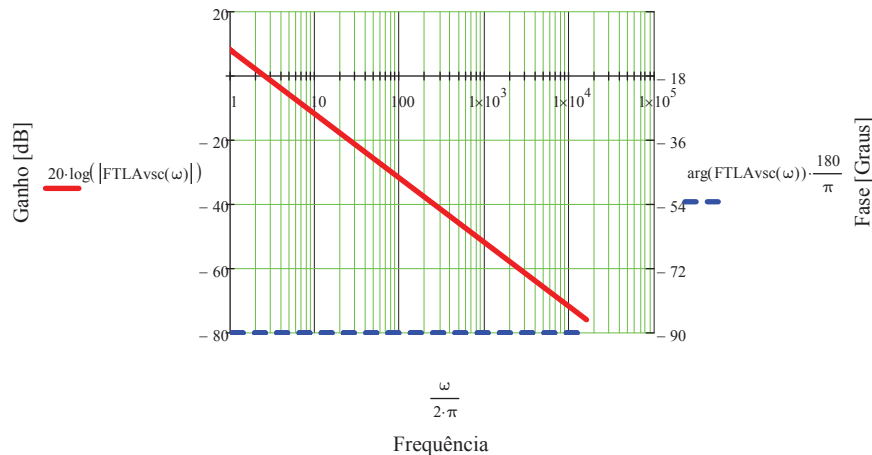
Função de transferência da planta

A função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente de pico através do indutor é dada por:

$$Z_v(\omega) := \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{o_pri}}$$

Função de transferência de laço aberto sem o compensador - TENSÃO PRIMÁRIO

$$FTLAvsc(\omega) := A_i(\omega) \cdot H_{v_pri}(\omega) \cdot Z_v(\omega)$$



Para o projeto do controlador é utilizando o método do Fator K. Como frequência de cruzamento foi adotado:

$$f_{cv} := \frac{3}{5} \cdot f_r = 36 \quad \text{[Hz]}$$

$$P_{tensao} := \arg(FTLAvsc(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})) \cdot \frac{180}{\pi} = -90 \quad \text{[Graus]}$$

Escolha da Margem de Fase (MF) e cálculo do ganho que o controlador deve dar ao sistema:

$$MF_{tensao} := 75 \quad \text{[Graus]}$$

$$AV_v := 20 \cdot \log(|FTLAvsc(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})|) = -22.9883 \quad \text{[dB]}$$

Próximo passo é calcular o avanço de fase requerido :

$$\alpha_{tensao} := MF_{tensao} - P_{tensao} - 90 = 75 \quad \text{[Graus]}$$

Escolha do compensador:

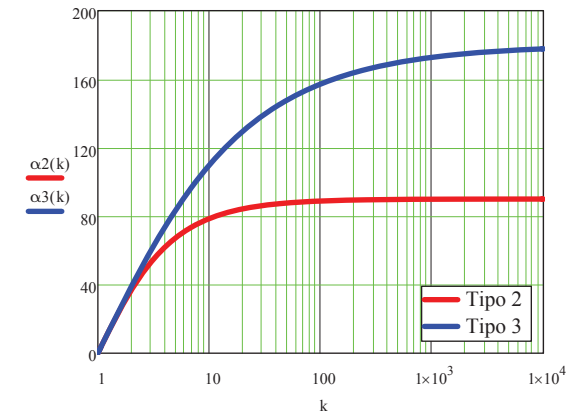
Ja que o avanço de fase é menor que 90° o compensador para esta aplicação é o compensador do **Tipo 2**. Caso o avanço tivesse dado maior a 90° poderia ser utilizado o controlador **Tipo 3**.

(Tipo 2)

$$\alpha_{2}(k) := \left(2 \cdot \text{atan}(k) - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$

(Tipo 3)

$$\alpha_{3}(k) := \left(4 \cdot \text{atan}(\sqrt{k}) - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$



A partir da curva mostrada no gráfico anterior (Tipo 2), vemos que o fator k é igual a:

$$K_{tensao} := \tan \left[\frac{\pi \cdot (\alpha_{tensao} + 90)}{360} \right] = 7.5958$$

Com isto pode ser definido a frequência do zero e do pólo do compensador tipo 2:

$$f_{z1_tesao} := \left(\frac{f_{cv}}{K_{tensao}} \right) = 4.7395 \quad \text{[Hz]}$$

$$f_{p1_tesao} := (f_{cv} \cdot K_{tensao}) = 273.4471 \quad \text{[Hz]}$$

O ganho do compensador em termos de valor absoluto é:

$$G_{tensao} := 10^{\frac{-AV_v}{20}} = 14.1064$$

CALCULO DOS COMPONENTES

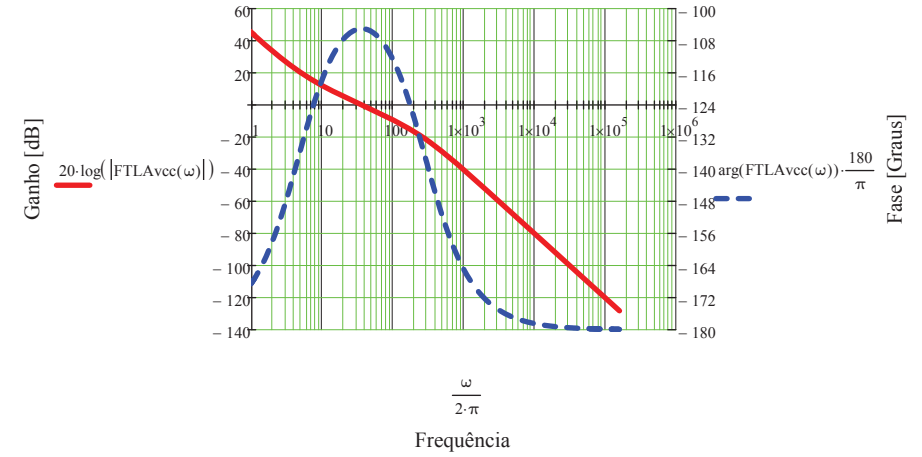
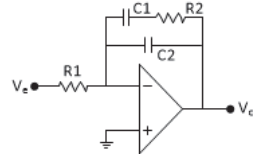
$$R1v := 10 \cdot 10^{-3} \quad [\Omega]$$

Usando as equações correspondentes ao compensador Tipo 2, tem-se:

$$C2v := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot G_{tensao} \cdot K_{tensao} \cdot R1v} = 4.1260106 \times 10^{-9} \quad [F]$$

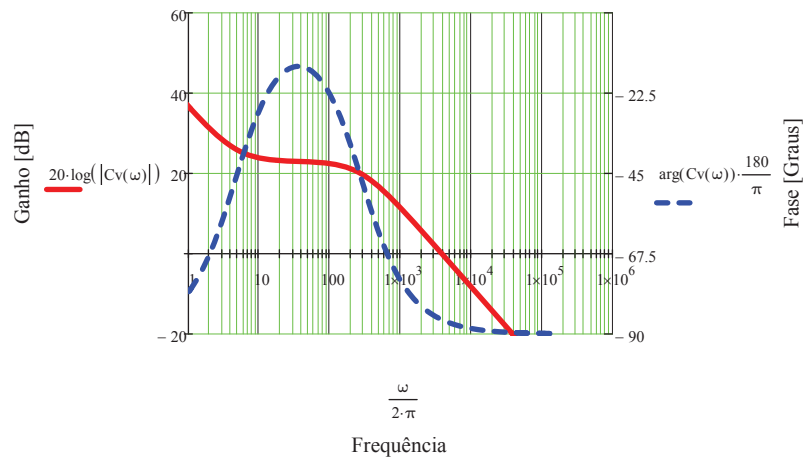
$$C1v := C2v \cdot (K_{tensao}^2 - 1) = 233.9261539 \times 10^{-9} \quad [F]$$

$$R2v := \frac{K_{tensao}}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot C1v} = 143.5521654 \times 10^3 \quad [\Omega]$$



A Função de Transferência do compensador Tipo 2 é igual a:

$$Cv(\omega) := \frac{1 + (j \cdot \omega) \cdot C1v \cdot R2v}{R1v \cdot j \cdot \omega \cdot (C1v + C2v + j \cdot \omega \cdot R2v \cdot C1v \cdot C2v)}$$



Teste para validar o controlador, se este está dentro dos parametros de projeto:

$$\text{MargemFase}_{tensao} := \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLAvcc}(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})) \right| = 75 \quad [dB] \quad \text{Ganho zero na frequencia de cruzamento}$$

$$\text{Ganho}_{fc_{tensao}} := 20 \cdot \log(|\text{FTLAvcc}(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})|) = -1.9287 \times 10^{-15} \quad [dB]$$

A Função de Transferência de Laço Aberto com Compensador do sistema é igual a:

$$\text{FTLAvcc}(\omega) := \text{FTLAvsc}(\omega) \cdot Cv(\omega)$$

3.3. PROJETO DA MALHA DE TENSÃO SECUNDÁRIO

Tensão de referência para malha de tensão do secundário (phase-shift):

$$V_{ref_sec} := 2.5$$

$$Hv_sec(\omega) := \frac{V_{ref_sec}}{V_{oSEC}}$$

$$G_{sens_sec} := Hv_sec(0) = 6.5691 \times 10^{-3} \quad \text{Ganho do sensor de tensão do barramento secundário}$$

Função de transferência da planta

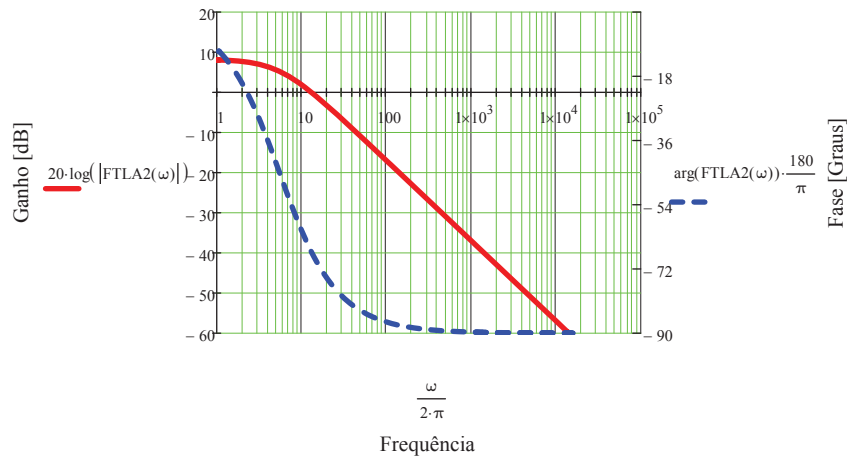
A função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente de pico através do indutor é dada por:

$$\varphi := \frac{\pi \cdot 30}{180}$$

$$Gv_sec(\omega) := \frac{V_{oSEC}}{(2 \cdot \pi \cdot fs \cdot 39 \cdot 10^{-6})} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) \cdot \frac{R_{oSEC}}{R_{oSEC} \cdot Co_sec \cdot (j \cdot \omega) + 1}$$

Função de transferência de laço aberto sem o compensador - TENSÃO SECUNDÁRIO

$$FTLA2(\omega) := Gv_sec(\omega) \cdot Hv_sec(\omega)$$



Para o projeto do controlador é utilizando o método do Fator K. Como frequência de cruzamento foi adotado:

$$fcv_sec := \frac{3}{5} \cdot fr = 36$$

$$P_{alfa_sec} := \arg(FTLA2(2 \cdot \pi \cdot fcv_sec)) \cdot \frac{180}{\pi} = -81.3224 \quad \text{[Graus]}$$

Escolha da Margem de Fase (MF) e calculo do ganho que o controlador deve dar ao sistema:

$$MF_{alfa_sec} := 75 \quad \text{[Graus]}$$

$$AValfa_sec := 20 \cdot \log(|FTLA2(2 \cdot \pi \cdot fcv_sec)|) = -8.1988 \quad \text{[dB]}$$

Próximo passo é calcular o avanço de fase requerido :

$$\alpha_{tensao_sec} := MF_{alfa_sec} - P_{alfa_sec} - 90 = 66.3224 \quad \text{[Graus]}$$

Escolha do compensador:

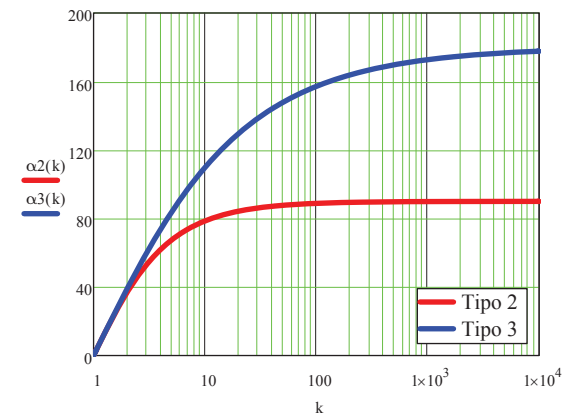
Ja que o avação de fase é menor que 90° o compensador para esta aplicação é o compensador do **Tipo 2**. Caso o avanço tivesse dado maior a 90° poderia ser utilizado o controlador **Tipo 3**.

(Tipo 2)

$$\alpha_2(k) := \left(2 \cdot \text{atan}(k) - \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{180}{\pi}$$

(Tipo 3)

$$\alpha_3(k) := (4 \cdot \text{atan}(\sqrt{k}) - \pi) \cdot \frac{180}{\pi}$$



A partir da curva nostrada no grafico anterior (Tipo 2), vemos que o fator k é igual a:

$$K_{alfa_sec} := \tan\left[\frac{\pi \cdot (\alpha_{tensao_sec} + 90)}{360}\right] = 4.7706$$

Com isto pode ser definido a frequência do zero e do pólo do compensador tipo 2:

$$fz1_{tesao_sec} := \left(\frac{fcv_sec}{K_{alfa_sec}}\right) = 7.5462 \quad \text{[Hz]}$$

$$fp1_{tesao_sec} := (fcv_sec \cdot K_{alfa_sec}) = 171.7411 \quad \text{[Hz]}$$

O ganho do compensador em termos de valor absoluto é:

$$G_{\text{alfa_sec}} := 10^{\frac{-A\text{Valfa_sec}}{20}} = 2.57$$

CALCULO DOS COMPONENTES (SECUNDÁRIO)

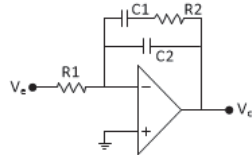
$$R1v_sec := 10 \cdot 10^{-3} \quad [\Omega]$$

Usando as equações correspondentes ao compensador Tipo 2, tem-se:

$$C2v_sec := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv_sec} \cdot G_{\text{alfa_sec}} \cdot K_{\text{alfa_sec}} \cdot R1v_sec} = 36.058394 \times 10^{-9} \quad [F]$$

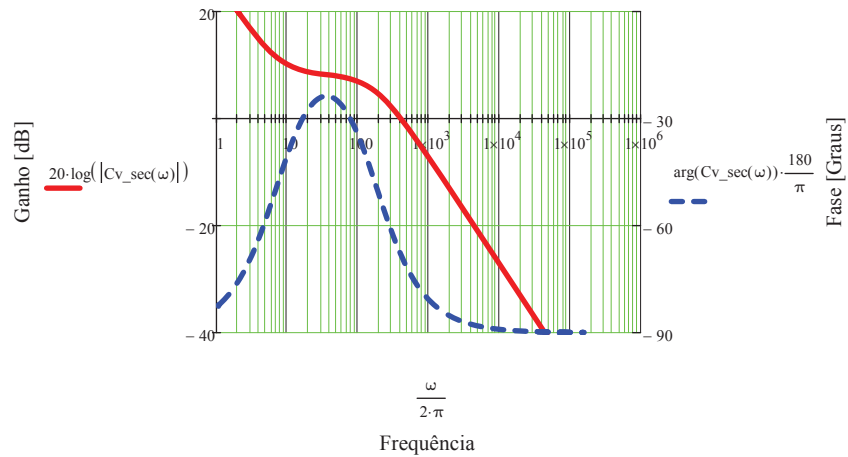
$$C1v_sec := C2v_sec \cdot (K_{\text{alfa_sec}}^2 - 1) = 784.576147 \times 10^{-9} \quad [F]$$

$$R2v_sec := \frac{K_{\text{alfa_sec}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv_sec} \cdot C1v_sec} = 26.881546 \times 10^3 \quad [\Omega]$$



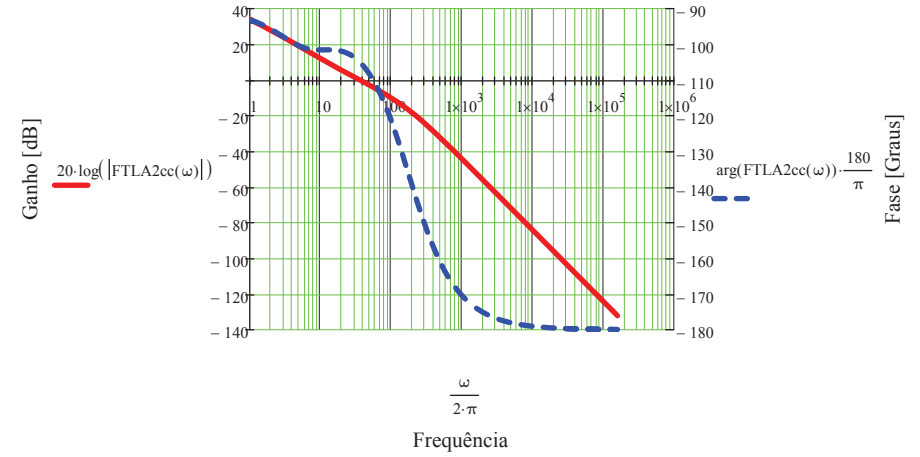
A Função de Transferência do compensador Tipo 2 é igual a:

$$Cv_sec(\omega) := \frac{1 + (j \cdot \omega) \cdot C1v_sec \cdot R2v_sec}{R1v_sec \cdot j \cdot \omega \cdot (C1v_sec + C2v_sec + j \cdot \omega \cdot R2v_sec \cdot C1v_sec \cdot C2v_sec)}$$



A Função de Transferência de Laço Aberto com Compensador do sistema é igual a:

$$FTLA2cc(\omega) := FTLA2(\omega) \cdot Cv_sec(\omega)$$



Teste para validar o controlador, se este está dentro dos parametros de projeto:

$$\text{MargemFase}_{\text{tensao_sec}} := \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA2cc(2 \cdot \pi \cdot f_{cv_sec})) \right| = 75 \quad [dB]$$

$$\text{Ganho}_{fc_{\text{tensao_sec}}} := 20 \cdot \log(|FTLA2cc(2 \cdot \pi \cdot f_{cv_sec})|) = -1.9287 \times 10^{-15} \quad [dB] \quad \text{Ganho zero na frequencia de cruzamento}$$

**APÊNDICE C – PROJETO DOS CONTROLADORES DIGITAIS UTILIZANDO
O MÉTODO DO FATOR K**



PROJETO DE CONTROLADORES UTILIZANDO METODO DO FATOR-K (P/ CONTROLE DIGITAL)

Este trabalho tem o objetivo de projetar controladores utilizando o método Fator-k, proposto por Venable (1983). Este método temo como principal vantagem garantir a frequência de cruzamento e a margem de fase especificadas em projeto. A planilha a seguir foi feita utilizando o software Mathcad, e teve como base as anotações de aula do Prof. Renê Pastor Torrico Bacopé (UFC) e a apostila de fontes chaveadas do Prof. J. A. Pomílio (Unicamp).

1. ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR PROPOSTO

Potência de saída:	$P_o := 5 \cdot 10^3$	[W]
Tensão de saída do barramento primário:	$V_{oPRI} := 670$	[V]
Tensão de saída do barramento secundário:	$V_{oSEC} := 380.571$	[V]
Tensão de entrada nominal:	$V_{inpk} := 380 \cdot \sqrt{2} = 537.4012$	[V]
Frequência da Rede:	$f_r := 60$	[Hz]
Frequência de chaveamento:	$f_s := 50 \cdot 10^3$	[Hz]
Rendimento do conversor:	$\eta := 97\%$	
Potência de entrada:	$P_{in} := \frac{P_o}{\eta} = 5.1546 \times 10^3$	[W]
Corrente de pico de fase:	$I_{inFase_pk} := \frac{P_o}{3 \cdot \left(\frac{V_{inpk}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}} \right)} \cdot \sqrt{2} = 10.7434$	
Indutor de entrada (fase):	$L_b := 0.25 \cdot 10^{-3}$ $r_{Lb} := 35 \cdot 10^{-3}$	[H]
Capacitor barramento primário:	$C_{o_pri} := 1 \cdot 10^{-3}$	[F]
Capacitor barramento secundário:	$C_{o_sec} := 1 \cdot 10^{-3}$	[F]

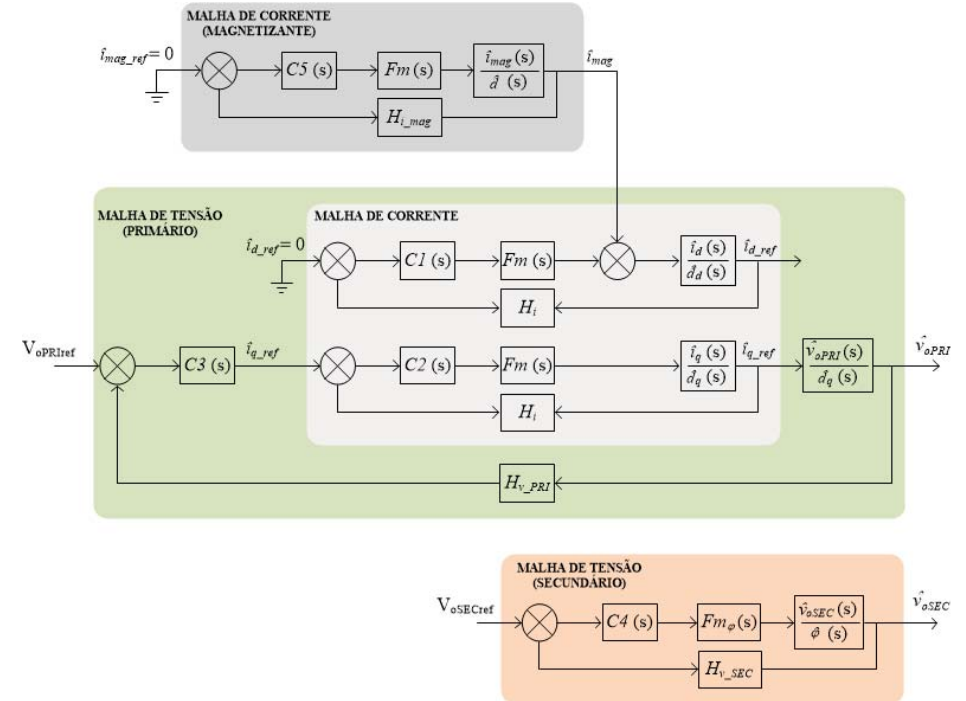
CALCULO DAS CORRENTE E RESISTÊNCIAS DE SAÍDA

Corrente de saída (primário):	$I_{oPRI} := \frac{P_o}{V_{oPRI}} = 7.4627$	[A]
Resistência nominal de saída (primário):	$R_{oPRI} := \frac{V_{oPRI}}{I_{oPRI}} = 89.78$	[Ω]
Corrente de saída (secundário):	$I_{oSEC} := \frac{P_o}{V_{oSEC}} = 13.1382$	[A]
Resistência nominal de saída (secundário):	$R_{oSEC} := \frac{V_{oSEC}}{I_{oSEC}} = 28.9669$	[Ω]

2. PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

O projeto dos controles foi feito utilizando o método Fator-k, proposto por Venable (1983). Na figura abaixo tem-se o digrama de blocos do controle propostos. Este foi dividido em 4 etapas:

- 1 - Malha de corrente (Interna e mais rápida);
- 2 - Malha de tensão do primário;
- 3 - Malha de tensão do secundário;
- 4 - Malha de corrente de magnetização;



3.1. PROJETO DA MALHA DE CORRENTE

$j := \sqrt{-1}$ Variável complexa.

Função de transferência do sensor de corrente (Realimentação)

$$\text{Ganho}_{\text{LEM}_{25\text{A}}} := 2 \cdot (18.4 \cdot 10^{-3}) = 36.8 \times 10^{-3}$$

$$\text{Ganho}_{\text{AMPOP}} := \frac{5.1 \cdot 10^3}{1.8 \cdot 10^3} = 2.8333333 \times 10^0$$

$$\text{Ganho}_{\text{AD}} := \frac{4095}{3.3} = 1.2409 \times 10^3$$

$$\text{Ganho}_{\text{iTOTAL}} := \text{Ganho}_{\text{LEM}_{25\text{A}}} \cdot \text{Ganho}_{\text{AMPOP}} \cdot \text{Ganho}_{\text{AD}} = 129.3855$$

Foi considerado o ganho unitário, assim a corrente vista pelo controlador possui a mesma magnitude da corrente que circula pelo sensor.

$$H_i(\omega) := \text{Ganho}_{\text{LEM}_{25\text{A}}} \cdot \text{Ganho}_{\text{AMPOP}} \cdot \text{Ganho}_{\text{AD}} \cdot \frac{1}{\text{Ganho}_{\text{iTOTAL}}}$$

$$H_i(0) = 1$$

$$I_{\text{in_ref}} := I_{\text{Fase_pk}} \cdot H_i(0) = 10.7434 \quad \text{Valor da referência de corrente;}$$

Função do modulador

$$V_p := 3.3 \quad [\text{V}] \quad \text{Amplitude da dente de serra;}$$

$$F_m(\omega) := \frac{1}{V_p}$$

Função de transferência da planta - CORRENTE

A função de transferência que relaciona a corrente no indutor pela razão cíclica é dada por:

$$G_i(\omega) := \frac{850}{j \cdot \omega \cdot L_b + r_{Lb}}$$

Função de transferência He

$$\omega_z := \pi \cdot f_s = 1.5708 \times 10^5$$

$$Q_z := \frac{-2}{\pi}$$

$$H_e(\omega) := 1 + \frac{j \cdot \omega}{\omega_z \cdot Q_z} + \frac{(j \cdot \omega)^2}{\omega_z^2}$$

Função de transferência do Filtro Anti-aliasing (2ª Ordem)

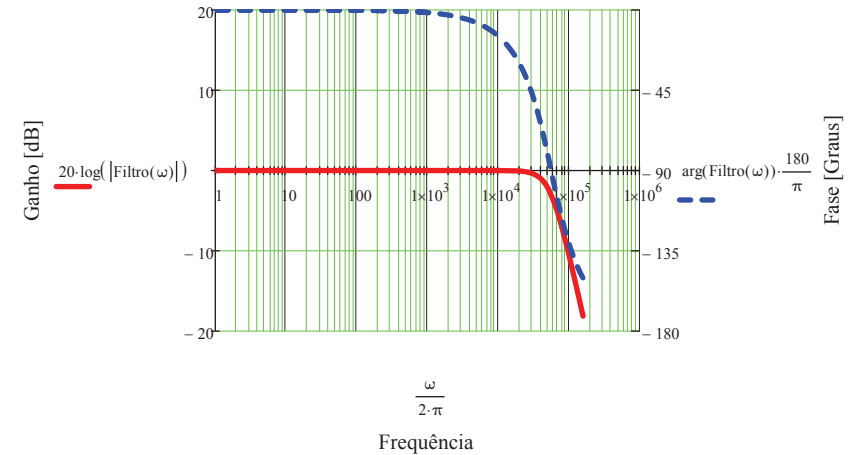
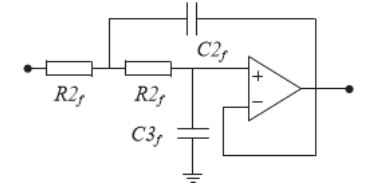
$$C1_f := 1 \cdot 10^{-9}$$

$$C2_f := 2 \cdot 10^{-9}$$

$$R1_f := 2 \cdot 10^3$$

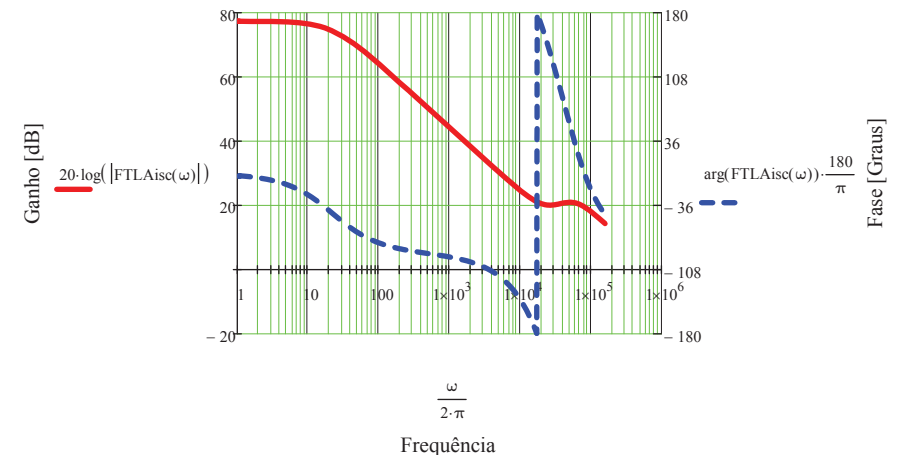
$$\text{Filtro}(\omega) := \frac{1}{C1_f \cdot C2_f \cdot R1_f^2 \cdot (j \cdot \omega)^2 + 2 \cdot C1_f \cdot R1_f \cdot (j \cdot \omega) + 1}$$

$$C1_f \cdot C2_f \cdot R1_f^2 = 8 \times 10^{-12} \quad 2 \cdot C1_f \cdot R1_f = 4 \times 10^{-6}$$



Função de transferência de laço aberto "sem o compensador" - CORRENTE

$$F_{\text{TLAisc}}(\omega) := G_i(\omega) \cdot F_m(\omega) \cdot H_i(\omega) \cdot H_e(\omega) \cdot \text{Filtro}(\omega)$$



Como frequência de cruzamento foi adotado:

$$f_{ci} := \frac{f_s}{8} = 6.25 \times 10^3 \quad [\text{Hz}]$$

$$P_{\text{corrente}} := \arg(\text{FTLAisc}(2 \cdot \pi \cdot f_{ci})) \cdot \frac{180}{\pi} = -121.5603 \quad [\text{Graus}]$$

Escolha da Margem de Fase (MF) e calculo do ganho que o controlador deve dar ao sistema:

$$MF_{\text{corrente}} := 60 \quad [\text{Graus}]$$

$$AV_i := 20 \cdot \log(|\text{FTLAisc}(2 \cdot \pi \cdot f_{ci})|) = 28.5189 \quad [\text{dB}]$$

Próximo passo é calcular o avanço de fase requerido :

$$\alpha_{\text{corrente}} := MF_{\text{corrente}} - P_{\text{corrente}} - 90 = 91.5603 \quad [\text{Graus}]$$

Escolha do compensador:

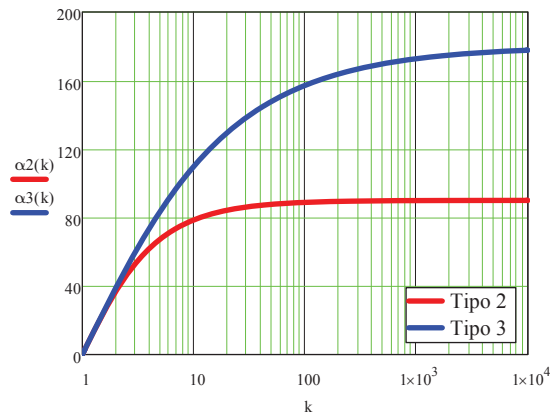
Ja que o avanço de fase é menor que 90° o compensador para esta aplicação é o compensador do **Tipo 2**. Caso o avanço tivesse dado maior a 90° poderia ser utilizado o controlador **Tipo 3**.

(Tipo 2)

$$\alpha_2(k) := \left(2 \cdot \text{atan}(k) - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$

(Tipo 3)

$$\alpha_3(k) := \left(4 \cdot \text{atan}(\sqrt{k}) - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$



A partir da curva mostrada no gráfico anterior (Tipo 3), vemos que o fator k é igual a:

$$K_{\text{corrente_tipo3}} := \tan \left[\frac{\pi \cdot (\alpha_{\text{corrente}} + 180)}{720} \right]^2 = 6.0589$$

Com isto pode ser definido a frequência do zero e do pólo do compensador tipo 3:

$$f_{z_{\text{tp3}}} := \left(\frac{f_{ci}}{\sqrt{K_{\text{corrente_tipo3}}}} \right) = 2.5391 \times 10^3$$

$$f_{p_{\text{tp3}}} := \left(f_{ci} \cdot \sqrt{K_{\text{corrente_tipo3}}} \right) = 1.5384 \times 10^4$$

$$G_{\text{corrente}} := 10^{\frac{-AV_i}{20}} = 0.0375$$

CALCULO DOS COMPONENTES

$$R_{11i} := 10 \cdot 10^{-3} \quad [\Omega]$$

Usando as equações correspondentes ao compensador Tipo 2, tem-se:

$$C_{22i} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot G_{\text{corrente}} \cdot R_{11i}} = 67.90230773 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]$$

$$C_{11i} := C_{22i} \cdot (K_{\text{corrente_tipo3}} - 1) = 343.50937709 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]$$

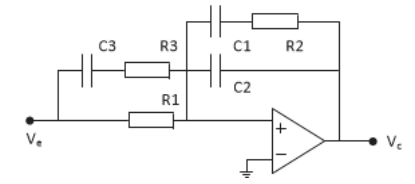
$$R_{22i} := \frac{\sqrt{K_{\text{corrente_tipo3}}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{ci} \cdot C_{11i}} = 182.47255843 \times 10^0 \quad [\Omega]$$

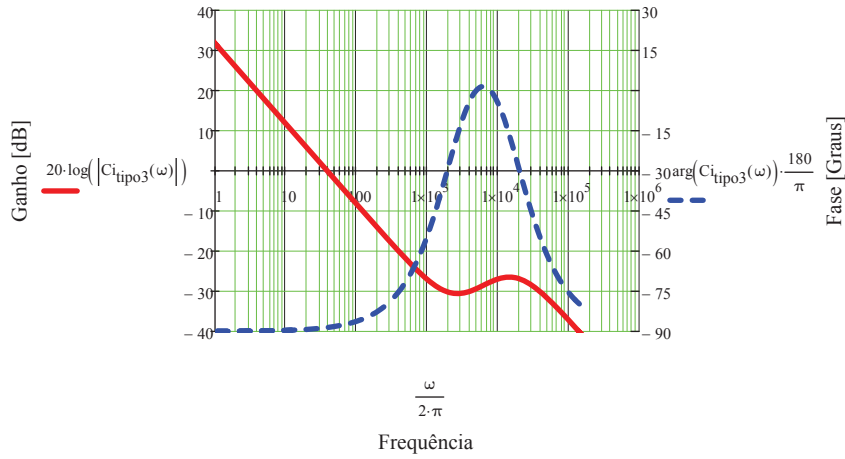
$$R_{33i} := \frac{R_{11i}}{K_{\text{corrente_tipo3}} - 1} = 1.97672356 \times 10^3 \quad [\Omega]$$

$$C_{33i} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{p_{\text{tp3}}} \cdot R_{33i}} = 5.23357115 \times 10^{-9} \quad [\text{F}]$$

A Função de Transferência do compensador Tipo 3 é igual a:

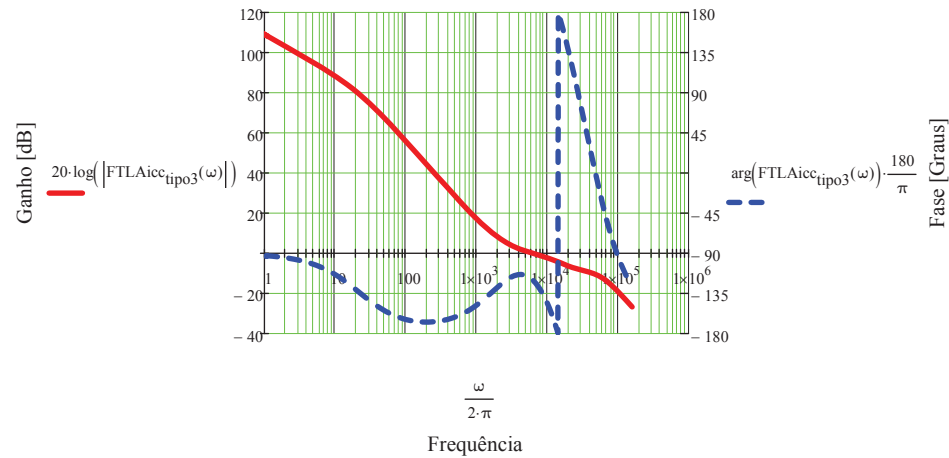
$$C_{i_{\text{tipo3}}}(\omega) := \frac{(R_{11i} + R_{33i}) \cdot \left(j \cdot \omega + \frac{1}{R_{22i} \cdot C_{11i}} \right) \cdot \left[j \cdot \omega + \frac{1}{(R_{11i} + R_{33i}) \cdot C_{33i}} \right]}{R_{11i} \cdot R_{33i} \cdot C_{22i} \cdot j \cdot \omega \cdot \left(j \cdot \omega + \frac{1}{R_{33i} \cdot C_{33i}} \right) \cdot \left(j \cdot \omega + \frac{C_{11i} + C_{22i}}{R_{22i} \cdot C_{11i} \cdot C_{22i}} \right)}$$





A Função de Transferência de Laço Aberto com Compensador do sistema é igual a:

$$FTLAicc_{tipo3}(\omega) := FTLAisc(\omega) \cdot Ci_{tipo3}(\omega)$$



Teste para validar o controlador, se este está dentro dos parametros de projeto:

$$MargemFase2_{corrente} := \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLAicc_{tipo3}(2 \cdot \pi \cdot fci)) \right| = 60 \text{ [dB]} \quad \text{Ganho zero na frequencia de cruzamento}$$

$$Ganho_{fc2}_{corrente} := 20 \cdot \log(|FTLAicc_{tipo3}(2 \cdot \pi \cdot fci)|) = -2.893 \times 10^{-15} \text{ [dB]}$$

3.2. PROJETO DA MALHA DE TENSÃO PRIMÁRIO

Função de transferência do sensor de tensão (Saída)

Considerando uma determinada tensão de referência, o ganho do elemento de medição da tensão é dado por:

$$GANHO_{SENS_Vdc} := \frac{3}{840} = 3.571429 \times 10^{-3}$$

$$GANHO_{AD} := \frac{2^{12} - 1}{3.3} = 1.2409 \times 10^3$$

$$Hv_pri(\omega) := GANHO_{SENS_Vdc} \cdot GANHO_{AD}$$

$$Gsens_pri := Hv_pri(0) = 4.4318$$

Ganho do sensor de tensão do barramento primário

Devido a frequência da malha de tensão ser muito mais lenta que a malha de corrente, este pode ser representado pelo ganho:

$$F_i(\omega) := \frac{1}{Hi(\omega)}$$

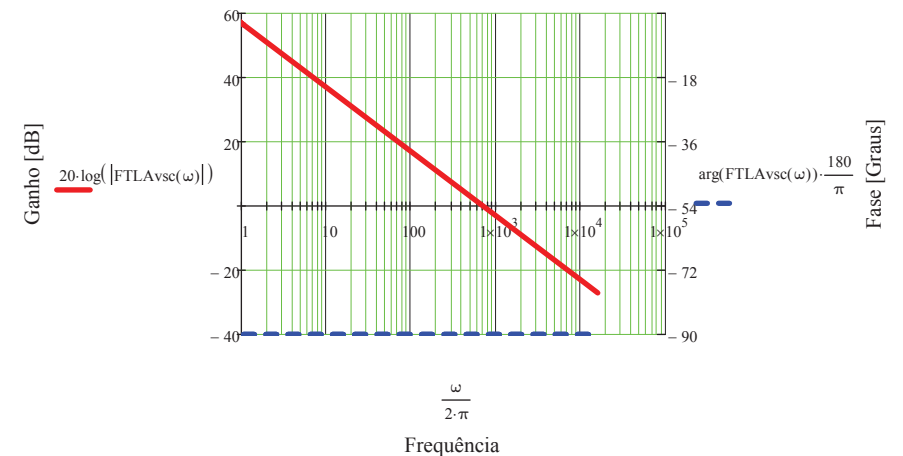
Função de transferência da planta

A função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente de pico através do indutor é dada por:

$$Z_v(\omega) := \frac{1}{j \cdot \omega \cdot Co_pri}$$

Função de transferência de laço aberto sem o compensador - TENSÃO PRIMARIO

$$FTLAvsc(\omega) := Hv_pri(\omega) \cdot Z_v(\omega) \cdot F_i(\omega)$$



Para o projeto do controlador é utilizando o método do Fator K. Como frequência de cruzamento foi adotado:

$$f_{cv} := \frac{3}{5} \cdot f_r = 36 \quad [\text{ Hz }]$$

$$P_{\text{tensao}} := \arg(\text{FTLAvsc}(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})) \cdot \frac{180}{\pi} = -90 \quad [\text{ Graus }]$$

Escolha da Margem de Fase (MF) e calculo do ganho que o controlador deve dar ao sistema:

$$MF_{\text{tensao}} := 60 \quad [\text{ Graus }]$$

$$AV_v := 20 \cdot \log(|\text{FTLAvsc}(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})|) = 25.842 \quad [\text{ dB }]$$

Próximo passo é calcular o avanço de fase requerido :

$$\alpha_{\text{tensao}} := MF_{\text{tensao}} - P_{\text{tensao}} - 90 = 60 \quad [\text{ Graus }]$$

Escolha do compensador:

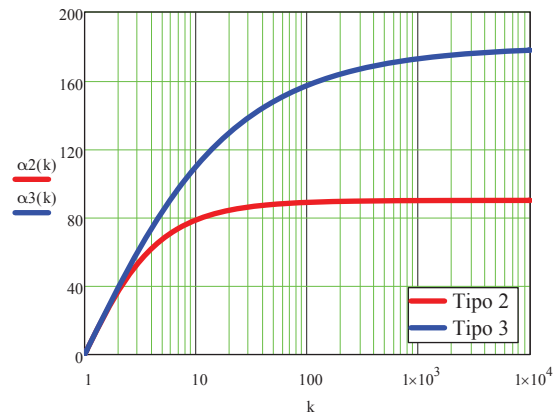
Ja que o avanço de fase é menor que 90° o compensador para esta aplicação é o compensador do **Tipo 2**. Caso o avanço tivesse dado maior a 90° poderia ser utilizado o controlador **Tipo 3**.

(Tipo 2)

$$\alpha_2(k) := \left(2 \cdot \text{atan}(k) - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$

(Tipo 3)

$$\alpha_3(k) := \left(4 \cdot \text{atan}(\sqrt{k}) - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$



A partir da curva nostrada no grafico anterior (Tipo 2), vemos que o fator k é igual a:

$$K_{\text{tensao}} := \tan\left[\frac{\pi \cdot (\alpha_{\text{tensao}} + 90)}{360}\right] = 3.7321$$

Com isto pode ser definido a frequência do zero e do pólo do compensador tipo 2:

$$f_{z1_{\text{tesao}}} := \left(\frac{f_{cv}}{K_{\text{tensao}}} \right) = 9.6462 \quad [\text{ Hz }]$$

$$f_{p1_{\text{tesao}}} := (f_{cv} \cdot K_{\text{tensao}}) = 134.3538 \quad [\text{ Hz }]$$

O ganho do compensador em termos de valor absoluto é:

$$G_{\text{tensao}} := 10^{\frac{-AV_v}{20}} = 0.051$$

CALCULO DOS COMPONENTES

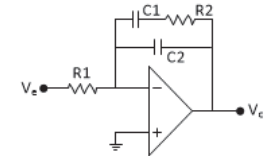
$$R1_v := 10 \cdot 10^{-3} \quad [\text{ } \Omega]$$

Usando as equações correspondentes ao compensador Tipo 2, tem-se:

$$C2_v := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot G_{\text{tensao}} \cdot K_{\text{tensao}} \cdot R1_v} = 2.3209707 \times 10^{-6} \quad [\text{ F }]$$

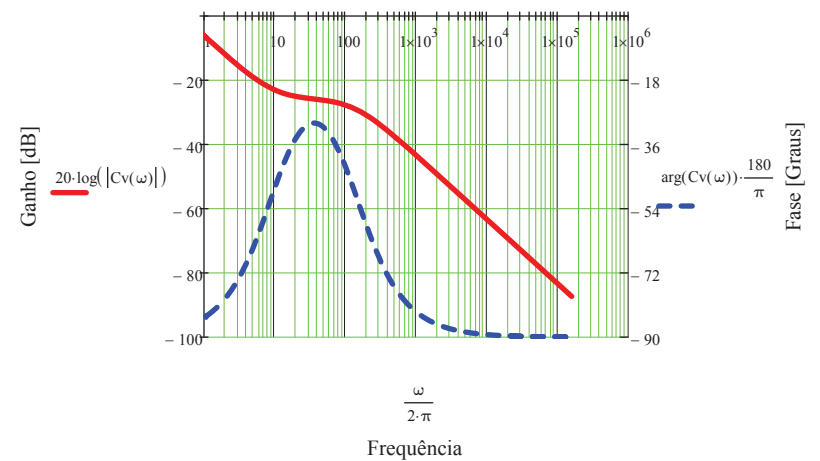
$$C1_v := C2_v \cdot (K_{\text{tensao}}^2 - 1) = 30.0059803 \times 10^{-6} \quad [\text{ F }]$$

$$R2_v := \frac{K_{\text{tensao}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{cv} \cdot C1_v} = 549.866623 \times 10^0 \quad [\text{ } \Omega]$$



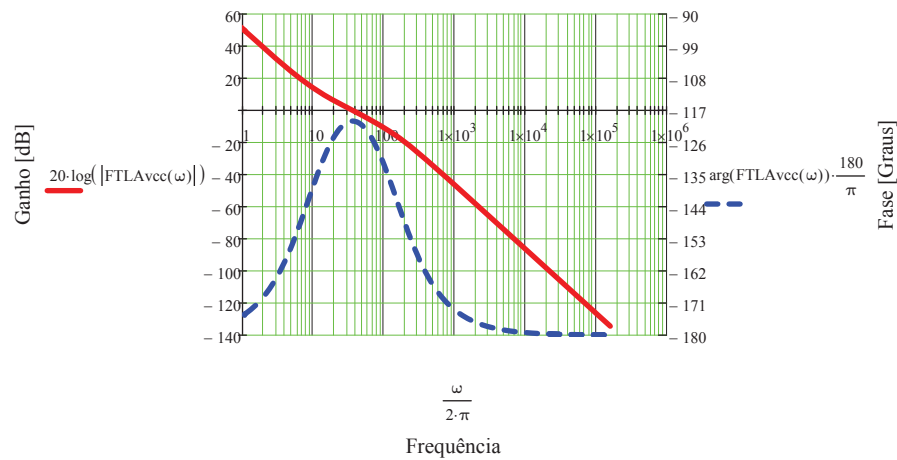
A Função de Transferência do compensador Tipo 2 é igual a:

$$C_v(\omega) := \frac{1 + (j \cdot \omega) \cdot C1_v \cdot R2_v}{R1_v \cdot j \cdot \omega \cdot (C1_v + C2_v + j \cdot \omega \cdot R2_v \cdot C1_v \cdot C2_v)}$$



A Função de Transferência de Laço Aberto com Compensador do sistema é igual a:

$$FTLAvcc(\omega) := FTLAvsc(\omega) \cdot Cv(\omega)$$



Teste para validar o controlador, se este está dentro dos parametros de projeto:

$$\text{MargemFase}_{\text{tensao}} := \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLAvcc(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})) \right| = 60 \quad [\text{dB}] \quad \text{Ganho zero na frequencia de cruzamento}$$

$$\text{Ganho}_{fc_{\text{tensao}}} := 20 \cdot \log(|FTLAvcc(2 \cdot \pi \cdot f_{cv})|) = 0 \quad [\text{dB}]$$

3.3. PROJETO DA MALHA DE TENSÃO SECUNDÁRIO

Considerando uma determinada tensão de referência, o ganho do elemento de medição da tensão é dado por:

$$\text{GANHO}_{\text{SENS_Vsec}} := \frac{3}{480} = 6.25 \times 10^{-3}$$

$$\text{GANHO}_{\text{AD}} = 1.2409 \times 10^3$$

$$Hv_{\text{sec}}(\omega) := \text{GANHO}_{\text{SENS_Vsec}} \cdot \text{GANHO}_{\text{AD}}$$

Função de transferência da planta

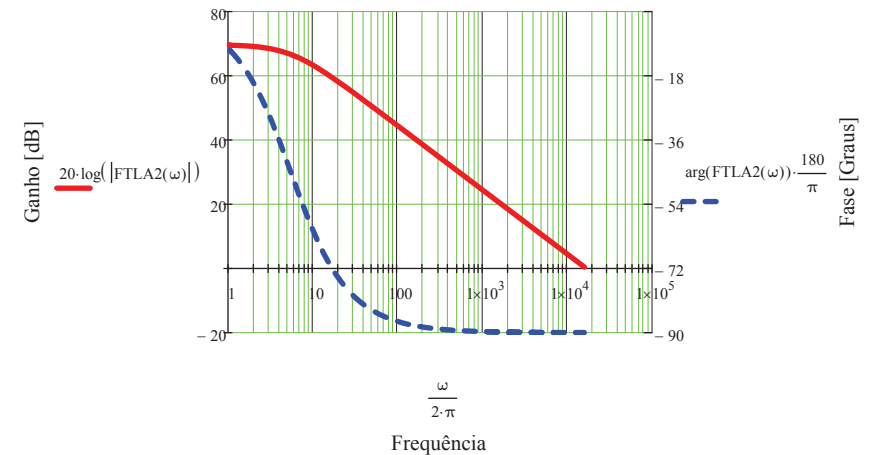
A função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente de pico através do indutor é dada por:

$$\varphi := \frac{\pi \cdot 30}{180}$$

$$Gv_{\text{sec}}(\omega) := \frac{V_{o\text{SEC}}}{(2 \cdot \pi \cdot fs \cdot 39 \cdot 10^{-6})} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{j\omega}{\pi} \right) \cdot \frac{R_{o\text{SEC}}}{R_{o\text{SEC}} \cdot Co_{\text{sec}}(j \cdot \omega) + 1}$$

Função de transferência de laço aberto sem o compensador - TENSÃO SECUNDÁRIO

$$FTLA2(\omega) := Gv_{\text{sec}}(\omega) \cdot Hv_{\text{sec}}(\omega)$$



Para o projeto do controlador é utilizando o método do Fator K. Como frequência de cruzamento foi adotado:

$$f_{cv_{\text{sec}}} := 4 \cdot fr = 240$$

$$P_{\text{alfa}_{\text{sec}}} := \arg(FTLA2(2 \cdot \pi \cdot f_{cv_{\text{sec}}})) \cdot \frac{180}{\pi} = -88.6885 \quad [\text{Graus}]$$

Escolha da Margem de Fase (MF) e calculo do ganho que o controlador deve dar ao sistema:

$$MF_{\text{alfa_sec}} := 60 \quad [\text{Graus}]$$

$$A\text{Valfa_sec} := 20 \cdot \log(|\text{FTLA2}(2 \cdot \pi \cdot \text{fcv_sec})|) = 36.8631 \quad [\text{dB}]$$

Próximo passo é calcular o avanço de fase requerido :

$$\alpha_{\text{tensao_sec}} := MF_{\text{alfa_sec}} - P_{\text{alfa_sec}} - 90 = 58.6885 \quad [\text{Graus}]$$

Escolha do compensador:

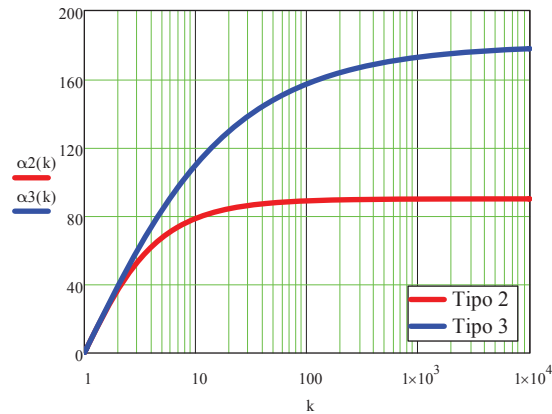
Ja que o avao de fase é menor que 90° o compensador para esta aplicação é o compensador do **Tipo 2**. Caso o avanço tivesse dado maior a 90° poderia ser utilizado o controlador **Tipo 3**.

(Tipo 2)

$$\alpha_2(k) := \left(2 \cdot \text{atan}(k) - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$

(Tipo 3)

$$\alpha_3(k) := \left(4 \cdot \text{atan}(\sqrt{k}) - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$



A partir da curva nostrada no grafico anterior (Tipo 2), vemos que o fator k é igual a:

$$K_{\text{alfa_sec}} := \tan \left[\frac{\pi \cdot (\alpha_{\text{tensao_sec}} + 90)}{360} \right] = 3.5682$$

Com isto pode ser definido a frequência do zero e do pólo do compensador tipo 2:

$$fz1_{\text{tesao_sec}} := \left(\frac{\text{fcv_sec}}{K_{\text{alfa_sec}}} \right) = 67.2609 \quad [\text{Hz}]$$

$$fp1_{\text{tesao_sec}} := (\text{fcv_sec} \cdot K_{\text{alfa_sec}}) = 856.3667 \quad [\text{Hz}]$$

O ganho do compensador em termos de valor absoluto é:

$$G_{\text{alfa_sec}} := 10^{\frac{-A\text{Valfa_sec}}{20}} = 0.0143$$

CALCULO DOS COMPONENTES (SECUNDÁRIO)

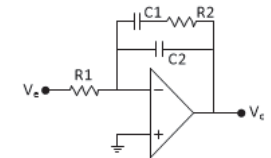
$$R1v_{\text{sec}} := 10 \cdot 10^3 \quad [\Omega]$$

Usando as equações correspondentes ao compensador Tipo 2, tem-se:

$$C2v_{\text{sec}} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \text{fcv_sec} \cdot G_{\text{alfa_sec}} \cdot K_{\text{alfa_sec}} \cdot R1v_{\text{sec}}} = 1.295132 \times 10^{-6} \quad [\text{F}]$$

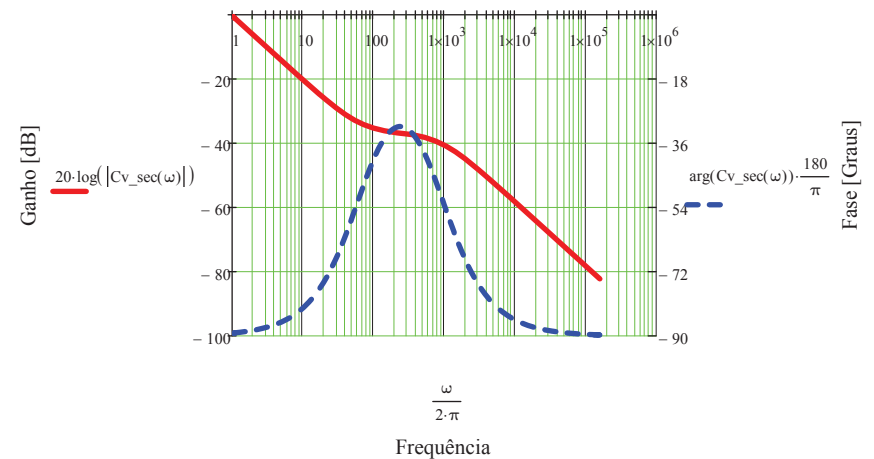
$$C1v_{\text{sec}} := C2v_{\text{sec}} \cdot (K_{\text{alfa_sec}}^2 - 1) = 15.194505 \times 10^{-6} \quad [\text{F}]$$

$$R2v_{\text{sec}} := \frac{K_{\text{alfa_sec}}}{2 \cdot \pi \cdot \text{fcv_sec} \cdot C1v_{\text{sec}}} = 155.729488 \times 10^0 \quad [\Omega]$$



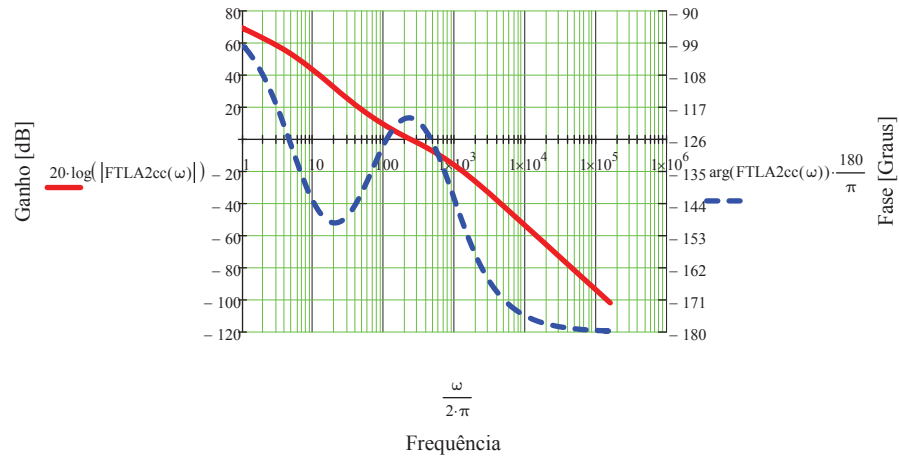
A Função de Tranferência do compensador Tipo 2 é igual a:

$$Cv_{\text{sec}}(\omega) := \frac{1 + (j \cdot \omega) \cdot C1v_{\text{sec}} \cdot R2v_{\text{sec}}}{R1v_{\text{sec}} \cdot j \cdot \omega \cdot (C1v_{\text{sec}} + C2v_{\text{sec}} + j \cdot \omega \cdot R2v_{\text{sec}} \cdot C1v_{\text{sec}} \cdot C2v_{\text{sec}})}$$



A Função de Transferência de Laço Aberto com Compensador do sistema é igual a:

$$FTLA2cc(\omega) := FTLA2(\omega) \cdot Cv_sec(\omega)$$



Teste para validar o controlador, se este está dentro dos parametros de projeto:

$$\text{MargemFase}_{\text{tensao_sec}} := \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA2cc(2 \cdot \pi \cdot f_{cv_sec})) \right| = 60 \quad [\text{dB}]$$

$$\text{Ganho}_{f_{\text{tensao_sec}}} := 20 \cdot \log(|FTLA2cc(2 \cdot \pi \cdot f_{cv_sec})|) = 1.9287 \times 10^{-15} \quad [\text{dB}] \quad \text{Ganho zero na frequencia de cruzamento}$$

3.4. PROJETO DA MALHA DE CORRENTE (MAGNETIZANTE)

$$L_{\text{mag}} := 5 \cdot 10^{-3}$$

Indutor utilizado na medição

$$\text{Corrente}_{IL_{\text{mag}}} := 0.7$$

Corrente que circula no indutor de medição

$$\text{Ganho}_{LEM_8A} := 3 \cdot (57.5 \cdot 10^{-3}) = 0.1725$$

Ganho do sensor de corrente

$$\text{Ganho}_{IL_{\text{mag}}_AMPOP} := \frac{6.8 \cdot 10^3}{750} = 9.0667$$

Ganho do circuito com AMPOP

$$\text{Ganho}_{AD_DSP} := \frac{4095}{3.3} = 1.2409 \times 10^3$$

$$\frac{3.3}{4095} = 0.000805860805861 \quad \text{Ganho}_{AD_DSP}$$

$$\frac{1}{(\text{Ganho}_{LEM_8A} \cdot \text{Ganho}_{IL_{\text{mag}}_AMPOP} \cdot \text{Ganho}_{AD_DSP})} = 0.00051525627$$

$$\text{Khall} := 1 = 1$$

$$\text{Hi}2(\omega) := \text{Khall} \quad 0.7 \cdot \text{Hi}(0) = 0.7$$

Função do modulador PWM

$$V_{p2} := 1000 \quad [\text{V}] \quad \text{Amplitude da dente de serra;}$$

$$Fm2(\omega) := \frac{1}{V_{p2}}$$

Função de transferência da planta

A função de transferência que relaciona a corrente no indutor pela razão cíclica é dada por:

$$Gi2(\omega) := \frac{850}{j \cdot \omega \cdot L_{\text{mag}}} \quad L_{\text{mag}} = 5 \times 10^{-3}$$

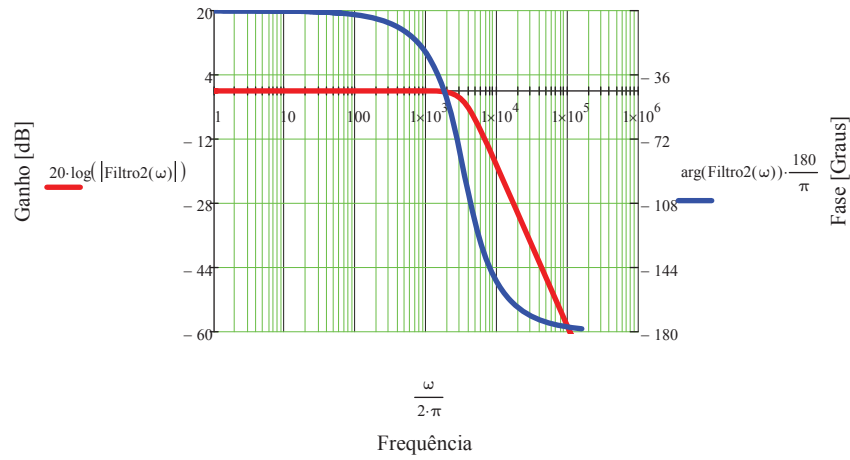
Função de transferência do Filtro

$$C1_{f2} := 4.7 \cdot 10^{-9}$$

$$C2_{f2} := 10 \cdot 10^{-9}$$

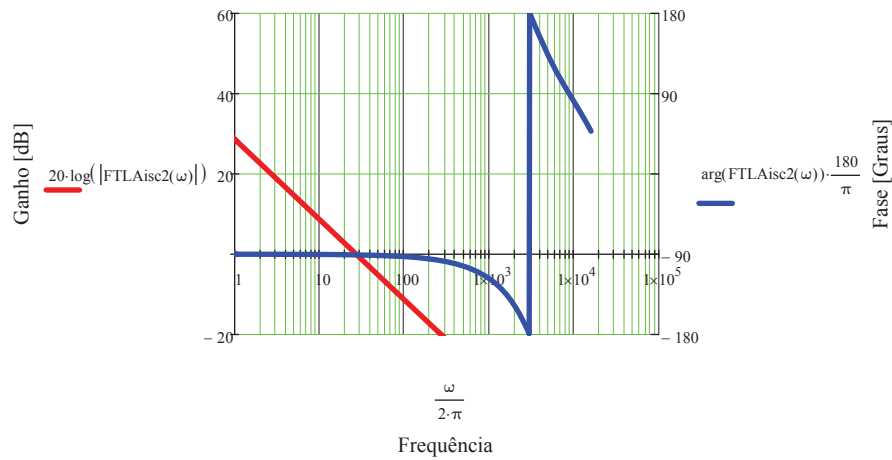
$$R1_{f2} := 6.8 \cdot 10^3$$

$$\text{Filtro}2(\omega) := \frac{1}{C1_{f2} \cdot C2_{f2} \cdot R1_{f2}^2 \cdot (j \cdot \omega)^2 + 2 \cdot C1_{f2} \cdot R1_{f2} \cdot (j \cdot \omega) + 1}$$



Função de transferência de laço aberto sem o compensador da tensão

$$FTLAisc2(\omega) := Gi2(\omega) \cdot Fm2(\omega) \cdot Hi2(\omega) \cdot He(\omega) \cdot Filtro2(\omega)$$



Para o controlador foi utilizado a frequência de cruzamento: $f_{ci2} := 200$ [Hz]

$$P_{corrente2} := \arg(FTLAisc2(2 \cdot \pi \cdot f_{ci2})) \cdot \frac{180}{\pi} = -95.3281 \text{ [Graus]}$$

Escolha da Margem de Fase (MF) e calculo do ganho que o controlador deve dar ao sistema:

$$MF_{corrente2} := 60 \text{ [Graus]}$$

$$AVi2 := 20 \cdot \log(|FTLAisc2(2 \cdot \pi \cdot f_{ci2})|) = -17.3734 \text{ [dB]}$$

Próximo passo é calcular o avanço de fase requerido :

$$\alpha_{corrente2} := MF_{corrente2} - P_{corrente2} - 90 = 65.3281 \text{ [Graus]}$$

Escolha do compensador:

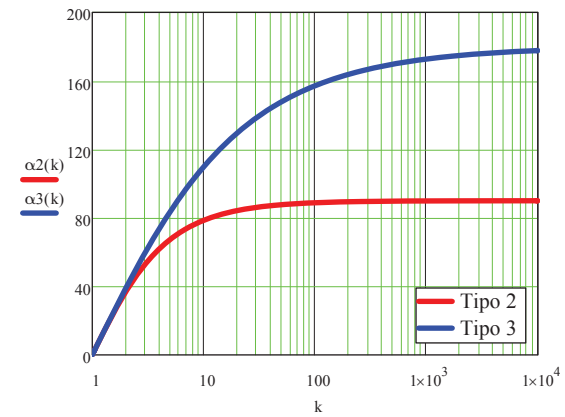
Ja que o avança de fase é menor que 90° o compensador para esta aplicação é o compensador do **Tipo 2**. Caso o avanço tivesse dado maior a 90° poderia ser utilizado o controlador **Tipo 3**.

(Tipo 2)

$$\alpha2(k) := \left(2 \cdot \text{atan}(k) - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$

(Tipo 3)

$$\alpha3(k) := \left(4 \cdot \text{atan}(\sqrt{k}) - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$



TIPO 2

A partir da curva nostrada no grafico anterior (Tipo 2), vemos que o fator k é aproximadamente igual a:

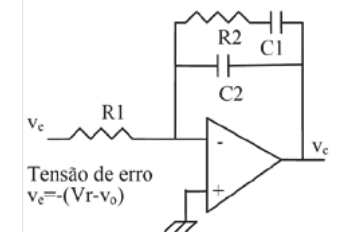
$$K_{corrente2} := \tan\left[\frac{\pi \cdot (\alpha_{corrente2} + 90)}{360} \right] = 4.5726$$

Com isto pode ser definido a frequência do zero e do pólo do compensador tipo 2:

$$fz1_{corrente2} := \left(\frac{f_{ci2}}{K_{corrente2}} \right) = 43.7385 \text{ [Hz]}$$

$$fp1_{corrente2} := (f_{ci2} \cdot K_{corrente2}) = 914.5269 \text{ [Hz]}$$

O ganho do compensador em termos de valor absoluto é:



$$G_{\text{corrente2}} := 10^{\frac{-AVi2}{20}} = 7.3904$$

CALCULO DOS COMPONENTES

$$R1i2 := 1 \cdot 10^3 \quad [\Omega]$$

Usando as equações correspondentes ao compensador Tipo 2, tem-se:

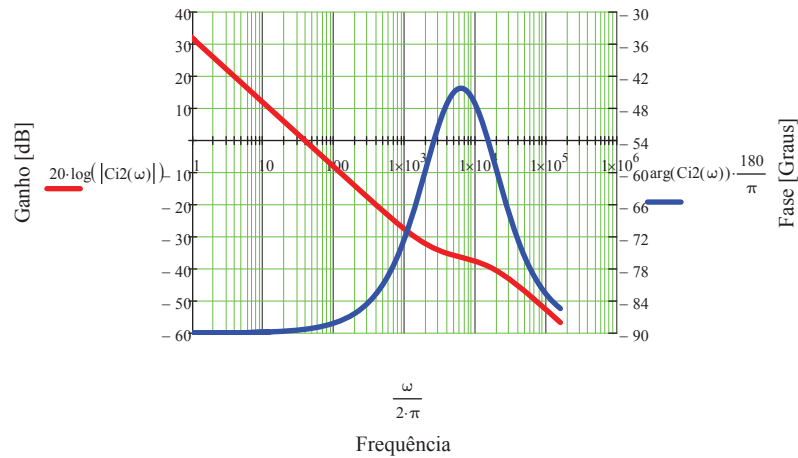
$$C2i2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fci2 \cdot G_{\text{corrente2}} \cdot K_{\text{corrente2}} \cdot R1i2} = 23.5481109 \times 10^{-9} \quad [F]$$

$$C1i2 := C2i2 \cdot (K_{\text{corrente2}}^2 - 1) = 468.8190533 \times 10^{-9} \quad [F]$$

$$R2i2 := \frac{K_{\text{corrente2}}}{2 \cdot \pi \cdot fci2 \cdot C1i2} = 7.7616023 \times 10^3 \quad [\Omega]$$

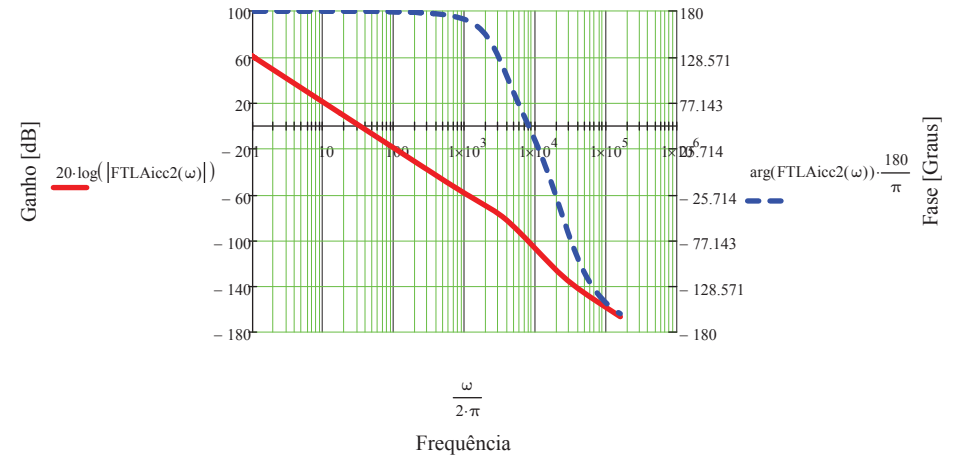
A Função de Transferência do compensador Tipo 2 é igual a:

$$Ci2(\omega) := \frac{1 + (j \cdot \omega) \cdot C11i \cdot R22i}{R11i \cdot j \cdot \omega \cdot (C11i + C22i + j \cdot \omega \cdot R22i \cdot C11i \cdot C22i)}$$



A Função de Transferência de Laço Aberto com Compensador do sistema é igual a:

$$FTLAicc2(\omega) := FTLAisc2(\omega) \cdot Ci2(\omega)$$



$$\text{MargemFase}_{\text{corrente}} := \left| -180 - \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLAicc2(2 \cdot \pi \cdot fci2)) \right| = 358.4308 \text{ [dB]}$$

$$\text{Ganho}_{fc_{\text{corrente}}} := 20 \cdot \log(|FTLAicc2(2 \cdot \pi \cdot fci2)|) = -31.617 \quad \text{[dB]} \quad \text{Ganho zero na frequência de cruzamento}$$

3.4. DISCRETIZAÇÃO DOS CONTROLADORES

Para discretização dos controladores foi utilizado o software Matlab. Abaixo segue a linha de código utilizada para chegar na equação a diferenças de cada controlador.

```
%%% CONTROLE DA CORRETE dq -----  
%%% -----  
  
clc  
clear  
format long  
  
fs = 100e3;  
Ts = 1/fs;  
  
RR1 = 10e3;  
CC2 = 67.90230773e-9;  
CC1 = 343.50937709e-9;  
RR2 = 182.47255843;  
RR3 = 1.97672356e3;  
CC3 = 5.23357115e-9;  
  
a = [1 1/(RR2*CC1)];  
b = [1 1/((RR1+RR3)*CC3)];  
c = [1 0];  
d = [1 1/(RR3*CC3)];  
e = [1 (CC1+CC2)/(RR2*CC1*CC2)];  
  
numCt3 = conv(a,b);  
demCt3 = conv(conv(c,d),e);  
disp('Controlador - Fator K - Tipo 3')  
Ct3_s = ((RR1+RR3)/(RR1*RR3*CC2))*tf(numCt3,demCt3)  
  
disp('----- Tustin')  
Ct3_z = c2d(Ct3_s,Ts,'tustin')  
num_Ct3_z=cell2mat(Ct3_z.num)  
den_Ct3_z=cell2mat(Ct3_z.den)  
  
a=num_Ct3_z(1);  
b=num_Ct3_z(2);  
c=num_Ct3_z(3);  
d=num_Ct3_z(4);  
  
e=-1*den_Ct3_z(2);  
f=-1*den_Ct3_z(3);  
g=-1*den_Ct3_z(4);  
  
fprintf(' uk_iq = %0.6f*ek_iq %0.6f*elk_iq %0.6f*e2k_iq +%0.6f*e3k_iq +%0.6f*ulk_iq  
%0.6f*u2k_iq +%0.6f*u3k_iq; \n',a,b,c,d,e,f,g)  
fprintf(' uk_id = %0.6f*ek_id %0.6f*elk_id %0.6f*e2k_id +%0.6f*e3k_id +%0.6f*ulk_id  
%0.6f*u2k_id +%0.6f*u3k_id; \n',a,b,c,d,e,f,g)
```

```
%%% CONTROLE DA TENSÃO Vpri -----  
%%% -----  
  
clc  
clear  
format long  
fs = 100e3/16;  
Ts = (1/fs);  
  
R1 = 10e3; % 1kHz  
C2 =2.320971e-6;  
C1 = 30.00598e-6;  
R2 = 549.866623;  
  
numCt2 = [C1*R2 1];  
demCt2 = [(R1*R2*C1*C2) R1*(C1+C2) 0];  
disp('Controlador - Fator K - Tipo 2')  
Ct2_s = tf(numCt2,demCt2)  
  
disp('----- Tustin')  
Ct2_z = c2d(Ct2_s,Ts,'tustin')  
  
num_Ct2_z=cell2mat(Ct2_z.num)  
den_Ct2_z=cell2mat(Ct2_z.den)  
  
a=num_Ct2_z(1);  
b=num_Ct2_z(2);  
c=num_Ct2_z(3);  
  
d=-1*den_Ct2_z(2);  
e=-1*den_Ct2_z(3);  
  
fprintf(' uk_vpri = %0.6f*ek_vpri +%0.6f*elk_vpri %0.6f*e2k_vpri +%0.6f*ulk_vpri  
%0.6f*u2k_vpri; \n',a,b,c,d,e)
```

%%% CONTROLE DA TENSÃO Vsec -----

%%% -----

```
clc
clear
format long
fs = 100e3/16;
Ts = (1/fs);

R1 = 10e3;           % 1kHz
C2 = 1.294911e-6;
C1 = 15.191375e-6;
R2 = 155.759013;

numCt2 = [C1*R2 1];
demCt2 = [(R1*R2*C1*C2) R1*(C1+C2) 0];
disp('Controlador - Fator K - Tipo 2')
Ct2_s = tf(numCt2,demCt2)

disp('----- Tustin')
Ct2_z = c2d(Ct2_s,Ts,'tustin')

num_Ct2_z=cell2mat(Ct2_z.num)
den_Ct2_z=cell2mat(Ct2_z.den)

a=num_Ct2_z(1);
b=num_Ct2_z(2);
c=num_Ct2_z(3);

d=-1*den_Ct2_z(2);
e=-1*den_Ct2_z(3);

fprintf('   uk_vsec = %0.6f*ek_vsec +%0.6f*elk_vsec %0.6f*e2k_vsec +%0.6f*ulk_vsec
%0.6f*u2k_vsec; \n',a,b,c,d,e)
```

%%% CONTROLE DA TENSÃO iMag -----

%%% -----

```
clc
clear
format long
fs = 100e3;
Ts = (1/fs);

R1 = 1e3;
C2 = 23.35481109e-9;
C1 = 468.8190533e-9;
R2 = 7.7616023e3;

numCt2 = [C1*R2 1];
demCt2 = [(R1*R2*C1*C2) R1*(C1+C2) 0];
disp('Controlador - Fator K - Tipo 2')
Ct2_s = tf(numCt2,demCt2)

disp('----- Tustin')
Ct2_z = c2d(Ct2_s,Ts,'tustin')

num_Ct2_z=cell2mat(Ct2_z.num)
den_Ct2_z=cell2mat(Ct2_z.den)

a=num_Ct2_z(1);
b=num_Ct2_z(2);
c=num_Ct2_z(3);

d=-1*den_Ct2_z(2);
e=-1*den_Ct2_z(3);

fprintf('   uk_magA1 = %0.6f*ek_magA1 +%0.6f*elk_magA1 %0.6f*e2k_magA1 +%0.6f*ulk_magA1
%0.6f*u2k_magA1; \n',a,b,c,d,e)
fprintf('   uk_magB1 = %0.6f*ek_magB1 +%0.6f*elk_magB1 %0.6f*e2k_magB1 +%0.6f*ulk_magB1
%0.6f*u2k_magB1; \n',a,b,c,d,e)
fprintf('   uk_magC1 = %0.6f*ek_magC1 +%0.6f*elk_magC1 %0.6f*e2k_magC1 +%0.6f*ulk_magC1
%0.6f*u2k_magC1; \n',a,b,c,d,e)
fprintf('   uk_magA2 = %0.6f*ek_magA2 +%0.6f*elk_magA2 %0.6f*e2k_magA2 +%0.6f*ulk_magA2
%0.6f*u2k_magA2; \n',a,b,c,d,e)
fprintf('   uk_magB2 = %0.6f*ek_magB2 +%0.6f*elk_magB2 %0.6f*e2k_magB2 +%0.6f*ulk_magB2
%0.6f*u2k_magB2; \n',a,b,c,d,e)
fprintf('   uk_magC2 = %0.6f*ek_magC2 +%0.6f*elk_magC2 %0.6f*e2k_magC2 +%0.6f*ulk_magC2
%0.6f*u2k_magC2; \n',a,b,c,d,e)
```

APÊNDICE D – PROJETO DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS



PROJETO INDUTOR DE ENTRADA - iLin (TOROIDAL)

Esta planilha descreve o projeto dos indutores de entrada, com base na planilha feita por Antonio Dias. Foram utilizados núcleos toroidais da Magmattec.

Especificações de Projeto:

$L_m := 0.25 \cdot 10^{-3} = 2.5 \times 10^{-4}$	[H]	(Indutância)
$I_0 := 13$	[A]	(Corrente pico)
$\Delta I := 5\% \cdot I_0 = 0.65$	[A]	(Corrente ca)
$f_s := 100 \cdot 10^3$	[Hz]	(frequência de ondulação)
$B_m := 1.1$	[T]	(Densidade de Fluxo)
$T_{rise} := 25$	[°C]	(Elevação de Temperatura)
$I_{ef} := \frac{I_0}{\sqrt{2}} = 9.192$		

Passo 1: Cálculo da energia

$$I := I_0 + \frac{\Delta I}{2} = 13.325 \quad [A]$$

$$\text{Energy} := \frac{L \cdot I^2}{2} = 0.022 \quad [W \cdot s]$$

Passo 2: Cálculo do produto das áreas Ap

Fator de utilização da janela: $K_u := 0.4$

Constante do núcleo do tipo pó de ferro: $K_j := 403$ Tabela 3.1, da página 106 do livro de referência

$$A_p := \left(\frac{2 \cdot \text{Energy} \cdot 10^4}{B_m \cdot K_u \cdot K_j} \right)^{1.14} = 2.846 \quad [cm^4]$$

Passo 3: Seleção do núcleo

Núcleo Pó de Ferro 034 - Produto: MMT034T7713
 Código da Peça: 9000.034077.131010

$$A_c := 1.68 \quad [cm^2] \quad \text{Valor A no datasheet do fabricante}$$

$$\phi_{int} := 49 \cdot 10^{-1} = 4.9 \quad [cm]$$

$$W_a := \pi \frac{\phi_{int}^2}{4} = 18.857 \quad [cm^2]$$

$$A_{pw} := A_c \cdot W_a = 31.68 \quad [cm^4]$$

$$A_t := 173 \quad [cm^2] \quad \text{Valor As no datasheet do fabricante}$$

$$W_{tfe} := 207.08 \quad [g] \quad \text{Valor Massa no datasheet do fabricante}$$

$$MPL := 19.8 \quad [cm] \quad \text{Valor L no datasheet do fabricante}$$

$$\phi_{ext} := 77.2 \cdot 10^{-1} = 7.72 \quad [cm]$$

$$H_w := 12.7 \cdot 10^{-1} = 1.27 \quad [cm]$$

$$MLT := 0.8(\phi_{ext} + 2H) = 8.208 \quad [cm] \quad \text{Comprimento médio de uma espira}$$

$$(10.2 - 5.72) + 2 \cdot 3.3 = 11.08$$

Passo 4: Cálculo da densidade de corrente:

$y := -0.12$ Tabela 3.1, da página 106 do livro de referência

$$J_w := K_j \cdot A_p^y = 266.201$$

[Densidade de corrente adotada. Recomenda-se entre 350-450]

$$J_w := 250$$

Passo 5: Cálculo da área do condutor:

$$A_{wB} := \frac{I_{ef}}{J} = 36.77 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

Passo 6: Seleção do condutor (Se a área não é maior do que 10% da calculada, deve-se selecionar a próxima menor área):

AWG No. 21

$$A_{wBe} := 4.116 \cdot 10^{-3} = 4.116 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

$$A_{wIns} := 4.837 \cdot 10^{-3} = 4.837 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

$$\text{resistance} := 418.9 \quad [\mu\Omega/cm] \quad \text{A } 20^\circ\text{C}$$

$$n_{cond} := \text{ceil} \left(\frac{A_{wB}}{A_{wBe}} \right) = 9 \quad [\text{condutores em paralelo}]$$

$$n_{cond} := 10$$

$$n_{cond} \cdot A_{wIns} = 0.048 \quad [cm^2]$$

Passo 7: Cálculo da área efetiva da janela:

$$S_3 := 0.75 \quad \text{Valor típico}$$

$$W_{\text{aeff}} := W_a \cdot S_3 = 14.143 \quad [\text{cm}^2]$$

Passo 8: Cálculo do número máximo de espiras:

$$S_2 := 0.6 \quad \text{Valor típico}$$

$$N_1 := \text{ceil} \left(\frac{W_{\text{aeff}} \cdot S_2}{n_{\text{cond}} \cdot A_{\text{wIns}}} \right) = 176 \quad [\text{voltas}]$$

Passo 10: Cálculo do número de espiras requerido:

$$AL := 34.5 \quad [\text{nH/esp}^2]$$

Valor AL no datasheet do fabricante, sendo que este é dado em nH/esp² e no livro de referência é dado em mH/1000

$$N_2 := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{AL}} \right) = 86 \quad [\text{voltas}]$$

As unidades de L e AL devem ser as mesmas.

Passo 11: Cálculo da força magnetizante CC:

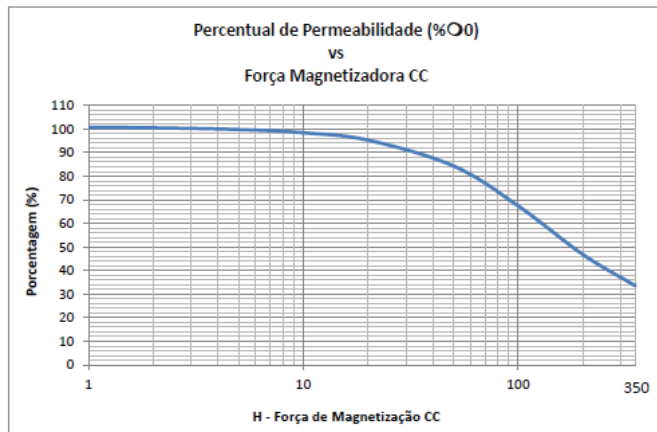
$$\mu_r := 33 \quad [\text{Permeabilidade relativa - Datasheet}]$$

$$H_{H1} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N_1 \cdot I}{MPL} = 72.729 \quad [\text{Oe}]$$

$$\%H_{H1} := 0.8 \quad [\text{Figura 1}]$$

$$\mu_{H1} := \%H_{H1} \cdot \mu_r = 26.4$$

Passo 12: Reajuste do número de espiras:



Número de espiras anterior:

$$N = 86$$

$$N1 := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{\%H1 \cdot AL}} \right) = 96$$

$$H_{H2} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N1 \cdot I}{MPL} = 81.186$$

$$\%H_{H2} := 0.75$$

$$N2 := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{L \cdot 10^9}{\%H2 \cdot AL}} \right) = 99$$

$$H3 := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N2 \cdot I}{MPL} = 83.723 \quad [\text{Oe}]$$

Finalizam-se as iterações e tem-se:

$$N := N2 = 99$$

Convertendo H3 [Oe] para H3 [A/m]:

$$1 \text{ Oe} = \frac{1000 \text{ A}}{4 \cdot \pi \text{ m}}$$

$$H3_{\text{Am}} := \frac{1000}{4 \cdot \pi} \cdot H3 = 6.662 \times 10^3 \quad [\text{A/m}]$$

$$\%H_{H3} := 0.6$$

$$\mu_{H3} := \%H_{H3} \cdot \mu_r = 19.8$$

$$B3 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \mu_{H3} \cdot (H3_{\text{Am}}) = 0.166 \quad [\text{T}]$$

$$B3 \cdot 10000 = 1.658 \times 10^3 \quad [\text{G}]$$

[Tabela de perdas do Núcleo vs Densidade de Fluxo CA]

Para 2696 Gauss, tem-se: 0.1W/cm³. Sendo o volume de 171cm³, calculam-se as perdas no núcleo:

$$0.150 \cdot 171 = 25.65$$

Passo 13: Cálculo da resistência de enrolamento:

$$R := MLT \cdot \frac{N}{n_{\text{cond}}} \cdot \text{resistance} \cdot 10^{-6} = 34.039 \times 10^{-3} \quad [\Omega] \quad \text{A } 20^\circ\text{C}$$

$$R_{\text{medida}, 25^\circ\text{C}} := 0.09746$$

$$R_{\text{medida}, 57^\circ\text{C}} := 0.112$$

Passo 14: Cálculo das perdas no cobre:

$$P_{cu} := I_{ef}^2 \cdot R = 2.876 \quad [W]$$

Passo 15: Cálculo do fluxo CA:

$$B_{ca} := \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot \left(\frac{\Delta I}{2}\right) \cdot \mu_r \cdot 10^{-4}}{MPL} = 6.739 \times 10^{-3} \quad [T] \quad G_{ca} := B_{ca} \cdot 10^4 = 67.387 \quad [G]$$

Passo 16: Perdas no núcleo:

$$k := 0.551 \quad \frac{m}{\text{mm}} := 1.23 \quad n := 2.12 \quad \text{Figura 5.4, da página 206 do livro de referência}$$

$$mW_g := k \cdot f_s^m \cdot B_{ca}^n \cdot 10^{-2} = 0.194 \quad 0.5 \cdot 171 = 85.5$$

$$P_{fe} := mW_g \cdot W_{tfe} \cdot 10^{-3} = 0.04 \quad [W]$$

Passo 17: Perdas totais:

$$P_{\Sigma} := P_{cu} + P_{fe} = 2.917 \quad [W]$$

Passo 18: Cálculo da densidade de energia (W por unidade de área):

$$\psi := \frac{P_{cu}}{A_t} = 0.017 \quad [W/cm^2]$$

Passo 19: Comprimento do fio:

$$MLT = 8.208 \quad [cm]$$

$$L_{ww} = \frac{MLT}{100} \cdot N = 8.126 \quad [m]$$

Passo 20: Verificando ocupação:

$$W_a = 18.857 \quad [cm^2]$$

$$A_{wIns} = 4.837 \times 10^{-3} \quad [cm^2]$$

$$A_{wIns} \cdot n_{cond} \cdot N = 4.789$$

Passo 21: Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := 23 \cdot A_p^{-0.37} \cdot P_{\Sigma} = 18.677$$

$$T_{ambiente} := 26$$

$$T_{final} := T_{ambiente} + \Delta T = 44.677$$



PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR (TOROIDAL)

Esta planilha descreve o projeto dos autotransformadores presentes na célula de comutação de tres estados.

• Especificações:

$\Delta I_L := 10\%$		(Máxima ondulação da corrente de saída)
$f_s := 50000$	[Hz]	(Frequência de chaveamento)
$\eta := 0.96$		(Rendimento do CC/CC)
$V_{dc} := 700$		(Tensão Máxima no Barramento cc)
$P_i := \frac{6000}{3 \cdot \eta}$	$P_i = 2083$	[W]

• Parâmetros Assumidos:

$V_{mag} := V_{dc} = 7E+002$	
$K_u := 0.4$	(Fator de utilização da área da janela (A_w) do núcleo)
$K_T := 63.35$	(Constante empírica tabelada, válida para os núcleos EE)
$\Delta T := 40$	(Acréscimo de temperatura, acima da ambiente)
$K_j := K_T \cdot \Delta T^{0.5}$	(Constante empírica que depende do acréscimo de temperatura)
$\Delta B := 0.21$	
$x := 0.12$	

Produto das áreas:

$$A_p := \left[\frac{P_i \cdot 10^4}{4K_u \cdot K_j \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot \left(\frac{1}{\eta} \right) \right]^{1-x} \quad A_p = 3.78E+000$$

Núcleo escolhido:
 - MMT140T5020

EPCOS: B64290L0082X087

$A_{wp} := 13.8$	(Produto da área do núcleo escolhido)
$A_e := 1.95$	(Área efetiva)
$A_l := 4700 \cdot 10^{-9}$	(Fator de indutância sem gap)
$CME := 8$	(Comprimento médio de uma espira)
$V_e := 23.4$	(Peso aproximado em gramas, para cada E)

Número de espiras de cada primário:

$$N_{ptotal} := \frac{V_{mag} \cdot 10^4}{\Delta B \cdot 2 \cdot f_s \cdot A_e}$$

$$N_p := \frac{V_{mag} \cdot 10^4}{4 \cdot \Delta B \cdot f_s \cdot A_e}$$

Indutância magnetizante do primário:

$$L_{mp} := N_{ptotal}^2 \cdot A_l \quad L_{mp} = 137.34 \times 10^{-3} \text{ [H]} \quad A_l = 4.7E-006$$

Corrente de magnetização:

$$I_{mag} := \frac{V_{mag}}{2 L_{mp} \cdot f_s} \quad I_{mag} = 5.1E-002 \text{ [A]} \quad \left(\frac{N_{ptotal}}{2} \right)^2 \cdot A_l = 3.43E-002$$

Densidade de corrente no fio:

$$J := K_j \cdot A_p^{-x} \quad J = 292 \text{ [A/cm}^2\text{]} \quad J := 450$$

• Valor eficaz da corrente primária (I_{pef}):

$$I_{pef} := 4.5 \text{ [A]} \quad I_{pef} = 4.5E+000$$

• Área de cobre necessária aos enrolamentos primários:

$$A_{cu_p} := \frac{I_{pef}}{J} \quad A_{cu_p} = 0.010000 \text{ [cm}^2\text{]} \quad I_{pef} = 4.5E+000$$

• Definição do fio de todos os enrolamentos:

$$d_{max} := \frac{15}{\sqrt{f_s}} \quad d_{max} = 0.067 \text{ [cm]}$$

$$f_{\text{io}} := 20 \quad [\text{AWG}]$$

$$d_{\text{fio}} := 0.089 \quad [\text{cm}]$$

$$A_{\text{cu_fio}} := 0.005176 \quad [\text{cm}^2]$$

$$A_{\text{cu_fio_iso}} := d_{\text{fio}}^2 \quad [\text{cm}]$$

$$R_{\text{fio}} := 0.000445 \quad [\Omega/\text{cm}]$$

Número de fios dos enrolamentos primários:

$$n_{\text{f_p}} := \text{ceil}\left(\frac{A_{\text{cu_p}}}{A_{\text{cu_fio}}}\right) \quad n_{\text{f_p}} = 2\text{E}+000 \quad [\text{fios}] \quad \frac{A_{\text{cu_p}}}{A_{\text{cu_fio}}} = 1.93\text{E}+000$$

Comprimento dos fios do enrolamento primário:

$$l_{\text{fio_p}} := N_{\text{p}} \cdot \frac{\text{CME}}{100} \quad l_{\text{fio_p}} = 6.84 \quad [\text{m}]$$

Resistência dos fios do enrolamento primário:

$$R_{\text{prim}} := \frac{1}{n_{\text{f_p}}} \cdot N_{\text{ptotal}} \cdot \text{CME} \cdot R_{\text{fio}} \quad R_{\text{prim}} = 304.274 \times 10^{-3}$$

Perdas:

$$R_{\text{T}} := 23 \cdot A_{\text{p}}^{-0.37} \quad R_{\text{T}} = 8.71\text{E}+000 \quad (\text{Resistência térmica do núcleo})$$

$$V_{\text{e}} = 2.34\text{E}+001$$

$$P_{\text{v}} := 0.07 \cdot 2^{1.36} \quad P_{\text{v}} = 1.8\text{E}-001 \quad [\text{W}/\text{cm}^3]$$

$$P_{\text{n}} := P_{\text{v}} \cdot V_{\text{e}} \quad P_{\text{n}} = 4.2\text{E}+000 \quad [\text{W}] \quad (\text{Perdas no núcleo})$$

$$P_{\text{p}} := I_{\text{pef}}^2 \cdot R_{\text{prim}} \quad P_{\text{p}} = 6.16\text{E}+000 \quad [\text{W}] \quad (\text{Perdas no primário})$$

$$P_{\text{total}} := P_{\text{n}} + 2 \cdot (P_{\text{p}}) \quad P_{\text{total}} = 1.65\text{E}+001 \quad [\text{W}] \quad (\text{Perda total})$$

$$\Delta T_{\text{w}} := R_{\text{T}} \cdot P_{\text{total}} \quad \Delta T = 1.44\text{E}+002 \quad (\text{Elevação de temperatura})$$

Viabilidade da execução:

$$\text{Area}_{\text{p}} := N_{\text{p}} \cdot A_{\text{cu_fio_iso}} \cdot n_{\text{f_p}} \quad \text{Area}_{\text{p}} = 1.35$$

$$\text{Area}_{\text{total}} := \text{Area}_{\text{p}} \quad \text{Area}_{\text{total}} = 1.35$$

$$\text{Area}_{\text{disponivel}} := \frac{A_{\text{p}}}{A_{\text{e}}} \quad \text{Area}_{\text{disponivel}} = 7.08\text{E}+000$$

$$\text{Utilização} := \frac{\text{Area}_{\text{total}}}{\text{Area}_{\text{disponivel}}} \quad \text{Utilização} = 1.91\text{E}-001$$



PROJETO TRANSFORMADOR (TOROIDAL)

Esta planilha descreve o projeto do transformador principal, que liga o primário ao secundário.

• Relação de Transformação:

$$P_{in} := 6 \cdot 10^3$$

$$f_s := 50 \cdot 10^3$$

$$\eta := 0.96$$

$$V_{sec} := 380$$

$$V_{pri} := 666$$

$$n := \frac{V_{sec}}{V_{pri}} = 570.57 \times 10^{-3}$$

$$V_{mag} := V_{pri} = 666 \times 10^0$$

• Parâmetros Assumidos:

$$K_u := 0.4 \quad (\text{Fator de utilização da área da janela } (A_w) \text{ do núcleo})$$

$$K_T := 63.35 \quad (\text{Constante empírica tabelada, válida para os núcleos EE})$$

$$\Delta T := 40 \quad (\text{Acréscimo de temperatura, acima da ambiente})$$

$$K_j := K_T \cdot \Delta T^{0.5} = 400.66 \times 10^0 \quad (\text{Constante empírica que depende do acréscimo de temperatura})$$

$$B_{max} := \frac{0.1}{100000}, 0.05 \dots 0.3$$

$$x := 0.12$$

Produto das áreas:

$$A_p(B_{max}) := \left[\frac{P_{in} \cdot 10^4}{4K_u \cdot K_j \cdot B_{max} \cdot f_s} \cdot \left(1 + \frac{1}{\eta} \right) \right]^{\frac{1}{1-x}}$$

Núcleo escolhido: - MMT140T5020

$$\Phi_{int} := 38 \cdot 10^{-1} = 3.8 \times 10^0$$

$$\Phi_{ext} := 63 \cdot 10^{-1} = 6.3 \times 10^0$$

$$A_e := 3.06$$

(Área efetiva - Valor de "A" no datasheet)

$$A_w := \pi \cdot \left(\frac{\Phi_{int}}{2} \right)^2 = 11.34 \times 10^0$$

$$A_e \cdot A_w = 34.7 \times 10^0$$

$$A_{p_calc} := A_e \cdot A_w = 34.7 \times 10^0$$

(Produto da área do núcleo escolhido)

$$H_n := 25 \times 10^{-1} = 2.5 \times 10^0$$

(Altura do Núcleo)

$$AL := 5300 \cdot 10^{-9}$$

(Fator de indutância sem gap)

$$CME := 1.5 \cdot (\Phi_{ext} - \Phi_{int} + 2H_n) = 11.25 \times 10^0 \quad \begin{array}{l} \text{Comprimento médio de 1 espira} \\ \text{Perímetro do núcleo} + 50\% \end{array}$$

$$V_e := 46.5$$

(Volume cm³)

NÚMERO DE ESPIRRAS:

$$V_{mag} = 666 \times 10^0 \quad A_e = 3.06 \times 10^0$$

$$N_p(B_{max}) := \text{ceil} \left(\frac{V_{mag} \cdot 10^4}{4B_{max} \cdot f_s \cdot A_e} \right) \quad N_p(0.1346) = 81 \times 10^0$$

$$N_s(B_{max}) := \text{ceil} \left(\frac{V_{mag} \cdot 10^4}{4B_{max} \cdot f_s \cdot A_e} \cdot n \right) \quad N_s(0.1346) = 47 \times 10^0$$

Fução de Conversão do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diâmetro_fio}) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while Diâmetro_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} = 33.54 \times 10^{-3}$$

Profundidade de penetração

$$\text{Diametro_m\u00e1ximo} := 2 \cdot P$$

$$\text{Diametro_m\u00e1ximo} = 67.08 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Otimizando o valor do di\u00e2metro m\u00e1ximo para minimizar as perdas, \u00e9 utilizado somente 37% deste valor. Ent\u00e3o:

$$\text{Diametro_otimo} := 2 \cdot P \cdot 1 = 67.08 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Para este di\u00e2metro temos a AWG calculada abaixo:

$$\text{AWG}(\text{Diametro_otimo}) = 21 \times 10^0 \quad [\text{AWG}]$$

CONDUTOR ESCOLHIDO 21 AWG:

ESCOLHA O FIO >>> FIO := "AWG21"

A_{cu}	0.004105	
A_{fio}	0.005004	
D_{cu}	0.072	if FIO = "AWG21"
D_{fio}	0.080	
d_R	0.000561	
	0.003255	
	0.004013	
	0.064	if FIO = "AWG22"
	0.071	
	0.000708	
	0.002582	
	0.003221	
	0.057	if FIO = "AWG23"
	0.064	
	0.000892	
	0.002047	
	0.002586	
	0.051	if FIO = "AWG24"
	0.057	
	0.001125	
	0.001624	
	0.002078	
	0.045	if FIO = "AWG25"
	0.051	
	0.001419	
	0.001287	
	0.001671	
	0.040	if FIO = "AWG26"
	0.046	
	0.001789	

$$A_{\text{cu}} = 4.11 \times 10^{-3} \quad \text{Area do Cobre (cm}^2\text{)}$$

$$A_{\text{fio}} = 5 \times 10^{-3} \quad \text{Area com Isolamento (cm}^2\text{)}$$

$$D_{\text{cu}} = 72 \times 10^{-3} \quad \text{Diametro do Cobre (cm)}$$

$$D_{\text{fio}} = 80 \times 10^{-3} \quad \text{Diametro com Isolamento (cm)}$$

$$d_R = 561 \times 10^{-6} \quad [\mu\Omega/\text{cm} - 100^\circ\text{C}]$$

Densidade de corrente no fio:

$$J_{\text{necessario}} := K_j \cdot (A_c \cdot A_w)^{-x} = 261.78 \times 10^0 \quad J_w := \begin{pmatrix} 250 \\ 300 \\ 350 \\ 400 \\ 450 \end{pmatrix}$$

• **Valor eficaz da corrente prim\u00e1ria (I_{pef}):**

$$I_{\text{pef}} := \frac{6000}{666} = 9.01 \times 10^0 \quad [\text{A}]$$

$$S_{\text{cp}} := \frac{I_{\text{pef}}}{J}$$

$$N_{\text{fio}_p} := \text{ceil} \left(\frac{S_{\text{cp}}}{A_{\text{cu}}} \right)$$

$$\text{Comp_do_fio}_p(B_{\text{max}}) := N_p(B_{\text{max}}) \cdot \text{CME}$$

$$N_{\text{fio}_p} = \begin{pmatrix} 9 \times 10^0 \\ 8 \times 10^0 \\ 7 \times 10^0 \\ 6 \times 10^0 \\ 5 \times 10^0 \end{pmatrix} \quad J = \begin{pmatrix} 250 \times 10^0 \\ 300 \times 10^0 \\ 350 \times 10^0 \\ 400 \times 10^0 \\ 450 \times 10^0 \end{pmatrix}$$

• **Valor eficaz da corrente secund\u00e1ria (I_{sef}):**

$$I_{\text{sef}} := \frac{I_{\text{pef}}}{n} = 15.79 \times 10^0 \quad [\text{A}]$$

$$S_{\text{cs}} := \frac{I_{\text{sef}}}{J}$$

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil} \left(\frac{S_{\text{cs}}}{A_{\text{cu}}} \right)$$

$$\text{Comp_do_fios}(B_{\text{max}}) := N_s(B_{\text{max}}) \cdot \text{CME}$$

$$N_{\text{fios}} = \begin{pmatrix} 16 \times 10^0 \\ 13 \times 10^0 \\ 11 \times 10^0 \\ 10 \times 10^0 \\ 9 \times 10^0 \end{pmatrix} \quad J = \begin{pmatrix} 250 \times 10^0 \\ 300 \times 10^0 \\ 350 \times 10^0 \\ 400 \times 10^0 \\ 450 \times 10^0 \end{pmatrix}$$

Indut\u00e2ncia magnetizante do prim\u00e1rio:

$$L_{\text{mp}} := N_p(0.1346)^2 \cdot AL \quad L_{\text{mp}} = 34.77 \times 10^{-3} \quad [\text{H}]$$

$$AL = 5.3 \times 10^{-6}$$

Indut\u00e2ncia magnetizante do secund\u00e1rio:

$$L_{\text{ms}} := N_s(0.1346)^2 \cdot AL \quad L_{\text{ms}} = 11.71 \times 10^{-3} \quad [\text{H}]$$

Corrente de magnetização:

$$I_{\text{mag}} := \frac{V_{\text{mag}}}{2L_{\text{mp}} \cdot f_s} \quad I_{\text{mag}} = 191.53 \times 10^{-3} \text{ [A]}$$

VERIFICAÇÃO DA EXECUÇÃO

$$\hat{A}_{\text{rea_necessária}}(B_{\text{max}}) := N_p(B_{\text{max}}) \cdot A_{\text{fio}} \cdot N_{\text{fiop}} + N_s(B_{\text{max}}) \cdot A_{\text{fio}} \cdot N_{\text{fios}}$$

$$F_e(B_{\text{max}}) := \left(\frac{\hat{A}_{\text{rea_necessária}}(B_{\text{max}})}{A_w} \right)$$

CALCULO DE PERDAS

Perdas no cobre primário:

$$\text{Resistência do enrolamento: } R_p(B_{\text{max}}) := \frac{\text{Comp_do_fio}_p(B_{\text{max}}) \cdot d_R}{N_{\text{fiop}}}$$

$$P_p(B_{\text{max}}) := R_p(B_{\text{max}}) \cdot I_{\text{pef}}^2 \text{ [W]}$$

Perdas no cobre secundário:

$$\text{Resistência do enrolamento: } R_s(B_{\text{max}}) := \frac{\text{Comp_do_fio}_s(B_{\text{max}}) \cdot d_R}{N_{\text{fios}}}$$

$$P_s(B_{\text{max}}) := R_s(B_{\text{max}}) \cdot I_{\text{sef}}^2 \text{ [W]}$$

$$I_{\text{sef}} = 15.79 \times 10^0$$

$$\text{Perdas totais no cobre: } P_{\text{cu}}(B_{\text{max}}) := P_p(B_{\text{max}}) + P_s(B_{\text{max}}) \text{ [W]}$$

Perdas no Núcleo: $a := 0.074$

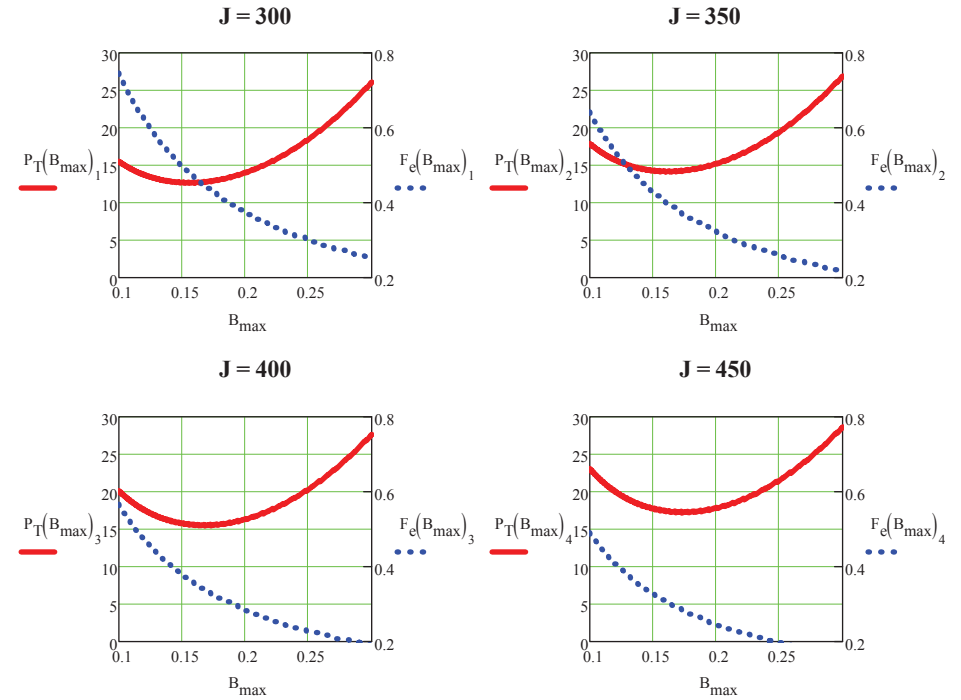
$$\underline{c} := 1.43$$

$$d := 2.85$$

$$P_L(B_{\text{max}}) := a \cdot \left(\frac{f_s}{1000} \right)^c \cdot (10 \cdot B_{\text{max}})^d$$

$$P_{\text{Lf}}(B_{\text{max}}) := \frac{P_L(B_{\text{max}})}{1000} \cdot V_e$$

$$\text{Perdas Totais: } P_T(B_{\text{max}}) := P_{\text{cu}}(B_{\text{max}}) + P_{\text{Lf}}(B_{\text{max}})$$



DEFINIÇÃO DO PROJETO:

$$B_{\text{max_ut}} := 0.145$$

Valor escolhido para o projeto

$$\text{FIO} = \text{"AWG21"}$$

$$N_p(B_{\text{max_ut}}) = 76 \times 10^0$$

Numero de espiras do primário

$$N_s(B_{\text{max_ut}}) = 43 \times 10^0$$

Numero de espiras do secundário

Numero de fios em paralelo (Primário)

Numero de fios em paralelo (Secundário)

$$L_p := \frac{\text{CME}}{100} \cdot N_p(B_{\text{max_ut}}) \cdot 1.2 = 10.26 \times 10^0 \text{ Comprimento do fio (Primário)}$$

$$L_s := \frac{\text{CME}}{100} \cdot N_s(B_{\text{max_ut}}) \cdot 1.2 = 5.81 \times 10^0 \text{ Comprimento do fio (Secundário)}$$

$$N_{\text{fiop}} = \begin{pmatrix} 9 \times 10^0 \\ 8 \times 10^0 \\ 7 \times 10^0 \\ 6 \times 10^0 \\ 5 \times 10^0 \end{pmatrix} \quad J = \begin{pmatrix} 250 \times 10^0 \\ 300 \times 10^0 \\ 350 \times 10^0 \\ 400 \times 10^0 \\ 450 \times 10^0 \end{pmatrix}$$

$$N_{\text{fios}} = \begin{pmatrix} 16 \times 10^0 \\ 13 \times 10^0 \\ 11 \times 10^0 \\ 10 \times 10^0 \\ 9 \times 10^0 \end{pmatrix} \quad J = \begin{pmatrix} 250 \times 10^0 \\ 300 \times 10^0 \\ 350 \times 10^0 \\ 400 \times 10^0 \\ 450 \times 10^0 \end{pmatrix}$$



PROJETO INDUTOR DE DISPERSÃO - Lsec (NUCLEO EE)

Este trabalho tem o objetivo de projetar os indutores de dispersão presentes no secundário do conversor.

1. ESPECIFICAÇÕES:

$L_r := 40 \cdot 10^{-6}$	[H]	Valor do Indutor
$I_{L_{rms}} := \frac{15}{\sqrt{2}} = 10.607$	[A]	Corrente eficaz
$I_{L_{peak}} := 15$	[A]	Corrente de pico
$\Delta I_{LL} := 2 \cdot I_{L_{peak}} = 30$		
$J_{max} := 570$	[A/cm ²]	Densidade de corrente
$K_w := 0.7$		
$B_{max} := 0.12$	[T]	Densidade de fluxo máximo
$f_s := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	Frequência de operação
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	Permeabilidade do ar
$T_w := 90$	[C]	Temperatura de operação

2. ESCOLHA DO FIO:

Função de Conversão do diâmetro para AWG

$$\pi_w := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diámetro_fio}) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diámetro_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} = 0.034$$

Profundidade de penetração

$$\text{Diámetro_máximo} := 2 \cdot P \quad \text{Diámetro_máximo} = 0.067 \quad [\text{cm}^2]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor. Então:

$$\text{Diámetro_otimo} := 2 \cdot P \cdot 1 = 0.067 \quad [\text{cm}^2]$$

Para este diâmetro temos a AWG calculada abaixo:

$$\text{AWG}(\text{Diámetro_otimo}) = 21 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diámetro_otimo}) = 21 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := 25 \quad \lll \text{AUI PODE DEFINIR OUTRO VALOR}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado}}{20}} = 0.045$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_pelicular} := \pi \cdot \left(\frac{D_p}{2}\right)^2 \quad S_{fio_pelicular} = 0.001624$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{15}{J_{max}} = 0.026 \quad [\text{cm}^2] \quad \begin{matrix} I_{L_{rms}} = 10.607 \\ J_{max} = 570 \end{matrix}$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$N_{o_fiosParalelo} := \text{ceil}\left(\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}}\right) = 17 \quad \frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}} = 16.209$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{N_{o_fiosParalelo}} = 1.548 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

FIO ESCOLHIDO: AWG utilizado = 25

No_fiosParalelo = 17

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado}}{20}} = 0.045$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2}\right)^2 \quad S_{fio} = 0.001624$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Dx_{iso} := Dx + 0.028 \cdot \sqrt{Dx} \quad Dx_{iso} = 0.051$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_{iso} := \pi \cdot \left(\frac{Dx_{iso}}{2} \right)^2 = 2.078 \times 10^{-3}$$

Densidade de corrente final será:

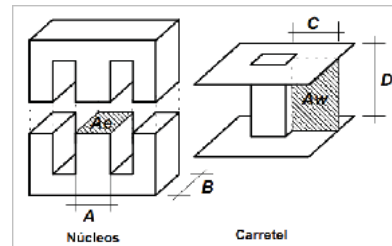
$$J_{final} := \frac{I_{rms}}{Sfio \cdot No_fiosParalelo} = 384.299 \quad [A/cm^2]$$

2. ESCOLHA DO NUCLEO:

$$AeAw_{calculado} := \frac{Lr \cdot I_{rms} \cdot I_{peak} \cdot 10^4}{Kw \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = 1.329 \quad [cm^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO >>> nucleo := "MMT140EE4220"

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \end{pmatrix} := \begin{cases} \begin{bmatrix} 2.4 \\ 2.56 \\ 12.69 \\ (2.4) \cdot (2.56) \end{bmatrix} & \text{if nucleo = "MMT140EE4220"} \\ \begin{bmatrix} 0.8598 \\ 0.699 \\ 4.238 \\ (0.8598) \cdot (0.699) \end{bmatrix} & \text{if nucleo = "EE28/10/11"} \\ \begin{bmatrix} 1.22 \\ 1.193 \\ 8.174 \\ (1.22) \cdot (1.193) \end{bmatrix} & \text{if nucleo = "EE30/15/14"} \end{cases}$$



$$Ae = 2.4 \quad [cm^2]$$

$$Aw = 2.56 \quad [cm^2]$$

$$AeAw = 6.144 \quad [cm^4]$$

$$Ve = 12.69 \quad [cm^3]$$

$$Lr = 4 \times 10^{-5}$$

$$I_{peak} = 15$$

$$B_{max} = 0.12$$

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{Lr \cdot I_{peak} \cdot 10^4}{Ae \cdot B_{max}} = 20.833 \quad [\text{espiras}]$$

$$NL_{www} := \text{floor}(NL) = 20 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6}$$

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Lr} = 0.302 \quad [cm]$$

3. POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO:

$$Sfio_{iso} = 2.078 \times 10^{-3}$$

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.5):

$$NL = 20$$

$$No_fiosParalelo = 17$$

$$A_{Cu_isol} := Sfio_{iso} \cdot NL \cdot No_fiosParalelo = 0.706 \quad [cm^2]$$

$$ku := \frac{A_{Cu_isol}}{Aw} = 0.276 \quad \text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } ku < 0.5 \\ \text{"Núcleo muito pequeno! Escolha outro!"} & \text{if } ku \geq 0.5 \end{cases}$$

4. PERDAS NO NÚCLEO:

Perdas volumétricas para a frequência e densidade de fluxo de projeto. Dadas em catálogo do material.

$$P_{vol} = 0.080 \quad [W/m^3]$$

$$P_n := Ve \cdot P_{vol} = 1.015 \quad [W] \quad Ve = 12.69$$

Perdas nos enrolamentos:

$$R_{fio25} := 0.001419$$

$$P_c := \frac{R_{fio25} \cdot 9}{No_fiosParalelo} \cdot NL \cdot (I_{rms})^2 = 1.69 \quad [W]$$

Perdas totais:

$$P_t := P_n + P_c = 2.705 \quad [W]$$

4. PERDAS NO NÚCLEO:

CME := 9 comprimento medio da espira

Comprimento_{fio} := CME · 30 + 30 = 300 comprimento do fio



PROJETO INDUTOR DE iMag (NÚCLEO EE)

Esta planilha descreve todo o projeto dos indutores utilizados para medir a corrente magnetizante.

1. ESPECIFICAÇÕES:

$L_r := 5 \cdot 10^{-3}$	[H]	Valor do Indutor
$I_{L_{rms}} := \frac{0.7}{\sqrt{2}}$	[A]	Corrente eficaz
$I_{L_{peak}} := 0.7$	[A]	Corrente de pico
$\Delta III := 1.4$		
$J_{max} := 500$	[A/cm ²]	Densidade de corrente
$K_w := 0.7$		
$B_{max} := 0.15$	[T]	Densidade de fluxo maximo
$f_s := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	Frequencia de operação
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	Permeabilidade do ar
$T_w := 90$	[C]	Temperatura de operação

2. ESCOLHA DO FIO:

Fução de Conversão do diâmetro para AWG

$$\pi_w := 3.141592654$$

$$AWG(Diametro_fio) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } Diametro_fio \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} = 0.034 \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$Diametro_máximo := 2 \cdot P \quad Diametro_máximo = 0.067 \quad [cm^2]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor. Então:

$$Diametro_otimo := 2 \cdot P \cdot 1 = 0.067 \quad [cm^2]$$

Para este diâmetro temos a AWG calculada abaixo:

$$AWG(Diametro_otimo) = 21 \quad [AWG]$$

$$AWG_utilizado := AWG(Diametro_otimo) = 21 \quad [AWG]$$

$$AWG_utilizado := 24 \quad \lll \text{AUI PODE DEFINIR OUTRO VALOR}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado}{20}} = 0.051$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_pelicular} := \pi \cdot \left(\frac{D_p}{2}\right)^2 \quad S_{fio_pelicular} = 0.002044$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{L_{rms}}}{J_{max}} = 9.899 \times 10^{-4} [cm^2] \quad J_{max} = 500$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$No_fiosParalelo := \text{ceil}\left(\frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}}\right) = 1 \quad \frac{A_{Cu}}{S_{fio_pelicular}} = 0.484$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{No_fiosParalelo} = 9.899 \times 10^{-4} \quad [cm^2]$$

FIO ESCOLHIDO: AWG_utilizado = 24

No_fiosParalelo = 1

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_utilizado}{20}} = 0.051$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2}\right)^2 \quad S_{fio} = 0.002044$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{x_iso} := D_x + 0.028 \cdot \sqrt{D_x} \quad D_{x_iso} = 0.057$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{fio_iso} := \pi \cdot \left(\frac{Dx_iso}{2} \right)^2 = 2.582 \times 10^{-3}$$

Densidade de corrente final será:

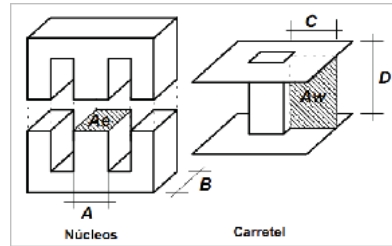
$$J_{final} := \frac{I_{rms}}{S_{fio} \cdot No_fiosParalelo} = 242.173 \quad [A/cm^2]$$

2. ESCOLHA DO NÚCLEO:

$$AeAw_{calculado} := \frac{Lr \cdot I_{rms} \cdot I_{peak} \cdot 10^4}{Kw \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = 0.33 \quad [cm^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NÚCLEO >>> nucleo := "EE30/15/14"

$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \end{pmatrix} := \begin{bmatrix} 0.31 \\ 0.479 \\ 1.34 \\ (0.31) \cdot (0.479) \end{bmatrix}$	if nucleo = "EE20/10/05"
	if nucleo = "EE28/10/11"
	if nucleo = "EE30/15/14"



Ae = 1.22 [cm²]

Aw = 1.193 [cm²]

AeAw = 1.366 [cm⁴]

Ve = 8.174 [cm³]

Lr = 5 × 10⁻³

I_{peak} = 0.7

B_{max} = 0.15

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{Lr \cdot I_{peak} \cdot 10^4}{Ae \cdot B_{max}} = 191.257 \quad [espiras]$$

$$NL := \text{floor}(NL) = 191 \quad [espiras]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

μ_o = 1.257 × 10⁻⁶

$$lg := \frac{\mu_o \cdot NL^2 \cdot Ae \cdot 10^{-2}}{Lr} = 0.112 \quad [cm]$$

3. POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.5):

S_{fio_iso} = 2.582 × 10⁻³

NL = 191

No_fiosParalelo = 1

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot NL \cdot No_fiosParalelo = 0.493 \quad [cm^2]$$

$$ku := \frac{A_{Cu_isol}}{Aw} = 0.413 \quad \text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } ku < 0.5 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } ku \geq 0.5 \end{cases}$$

4. PERDAS NO NÚCLEO:

Ve2 := Ve = 8.174

$$V_{e2} := \frac{Ve}{1000^3} = 8.174 \times 10^{-9} \quad [m^3]$$

Perdas volumétricas para a frequência e densidade de fluxo de projeto. Dadas em catálogo do material.

P_{vol} := 80 [kW/m³]

$$P_n := Ve \cdot P_{vol} \cdot 1000 = 6.539 \times 10^{-4} \quad [W]$$

Perdas nos enrolamentos:

$$\rho := 2.08 \cdot 10^{-6} \quad \left(\frac{NL \cdot l_e \cdot \rho}{A_{Cu} \cdot NL \cdot I_{rms}^2} \right) \cdot [1.4 + 0.004 \cdot (T - 25)]$$

R_{fio25} := 0.001419

T_o := 90

Temperatura de operação

$$P_e := \frac{R_{fio25} \cdot 9}{No_fiosParalelo} \cdot NL \cdot (I_{rms}^2) = 0.598 \quad [W]$$

Perdas totais:

$$P_t := P_n + P_e = 0.598 \quad [W]$$

Cálculo aproximado de elevação de temperatura:

R_{th} := 40 °C/W Resistência térmica do indutor

$$\Delta T_n := R_{th} \cdot P_t = 23.931 \quad ^\circ C$$

RESUMO DO PROJETO:

nucleo = "EE30/15/14" [Núcleo utilizado]

NL = 191 [Número de espiras]

AWG_utilizado = 24 [AWG] [Tipo de Fio]

No_fiosParalelo = 1 [Número de fios em paralelo]

J_{final} = 242.173 [A/cm²]

lg = 0.112 [cm] [Gap]

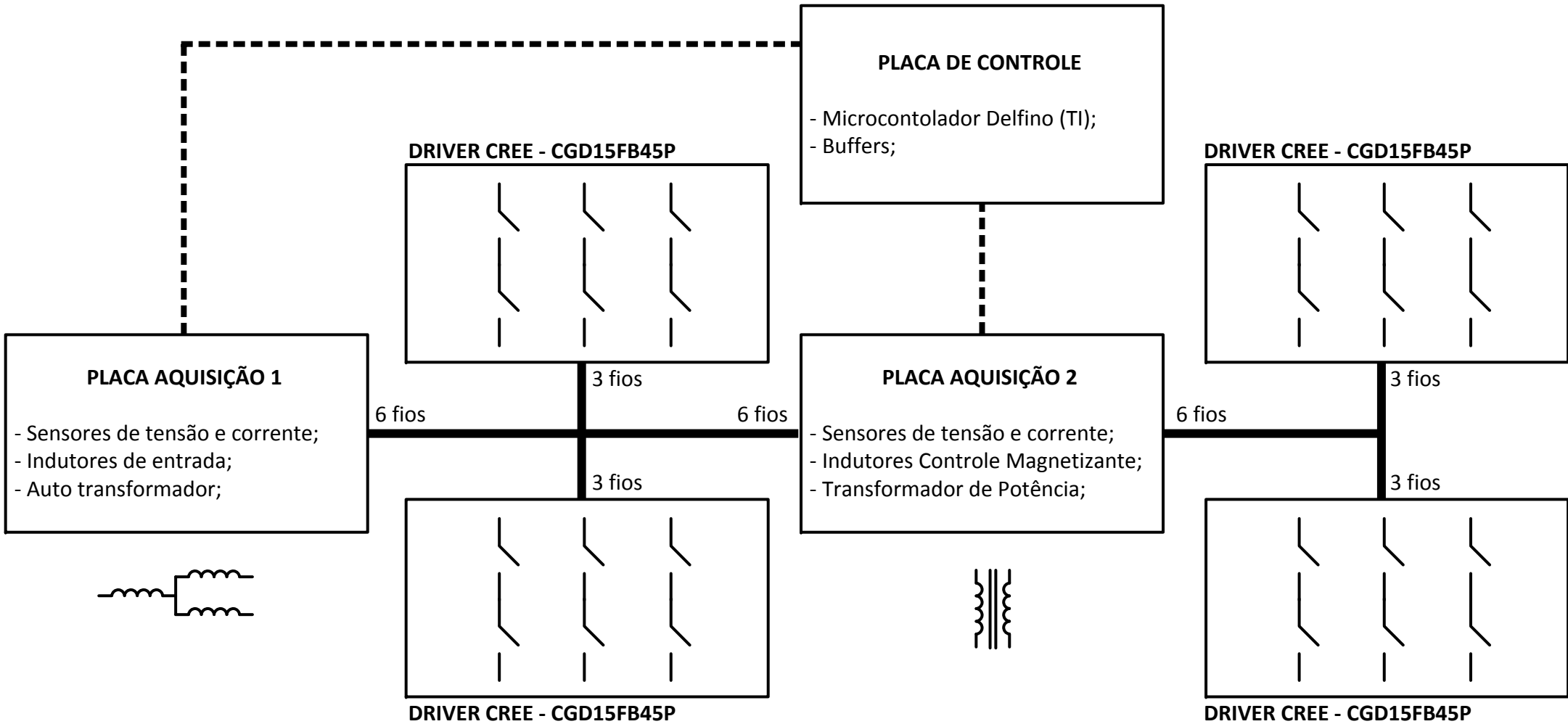
ku = 0.413 [Possibilidade de execução ku < 0.5]

Possibilidade = "OK"

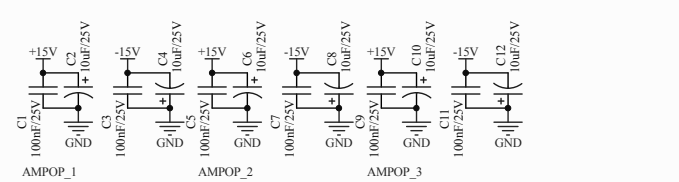
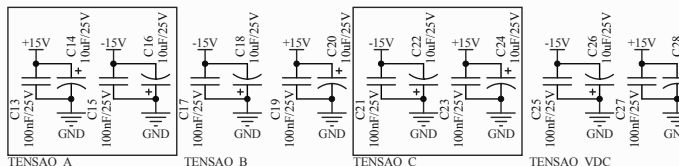
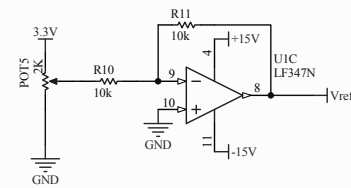
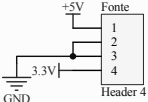
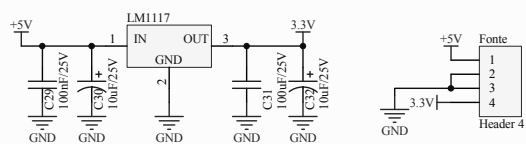
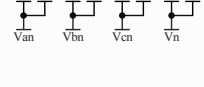
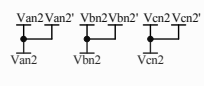
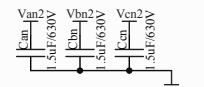
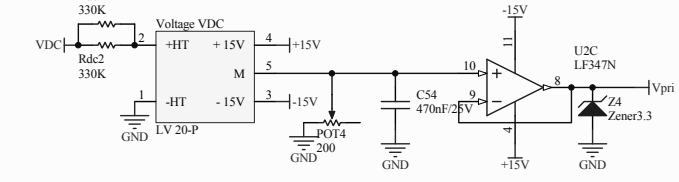
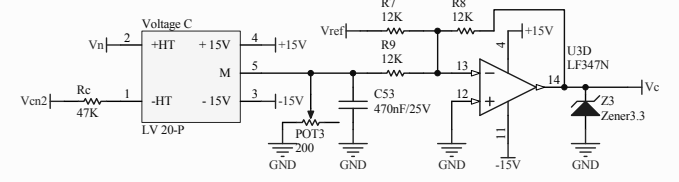
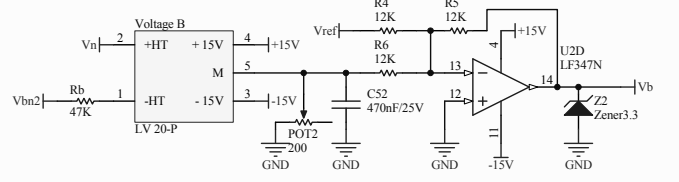
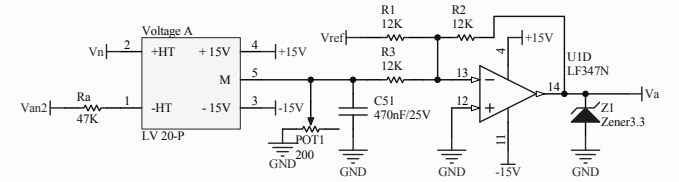
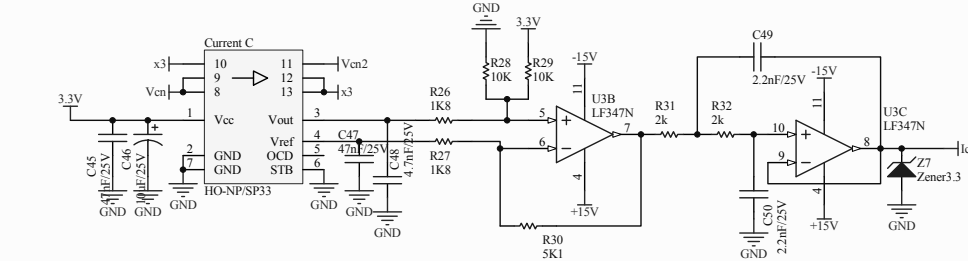
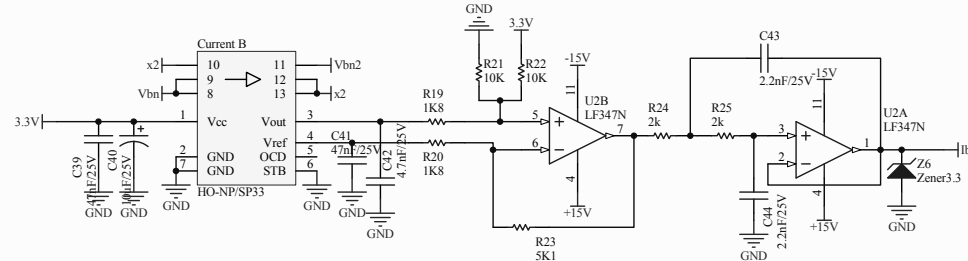
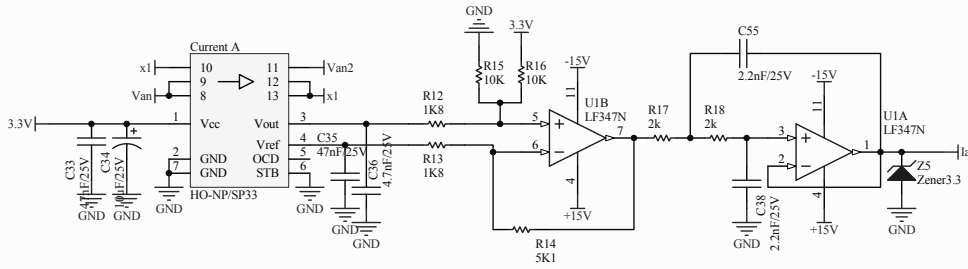
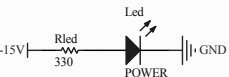
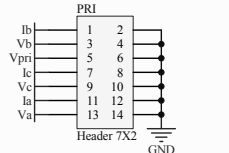
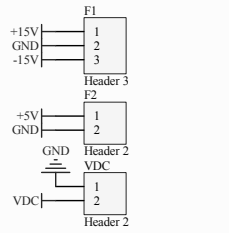
P_t = 0.598 [W] [Perdas no indutor]

**APÊNDICE E – CÓDIGO EM LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO C
UTILIZADO NAS SIMULAÇÕES DO PSIM®**

APÊNDICE F – DESCRIÇÃO DO HARDWARE

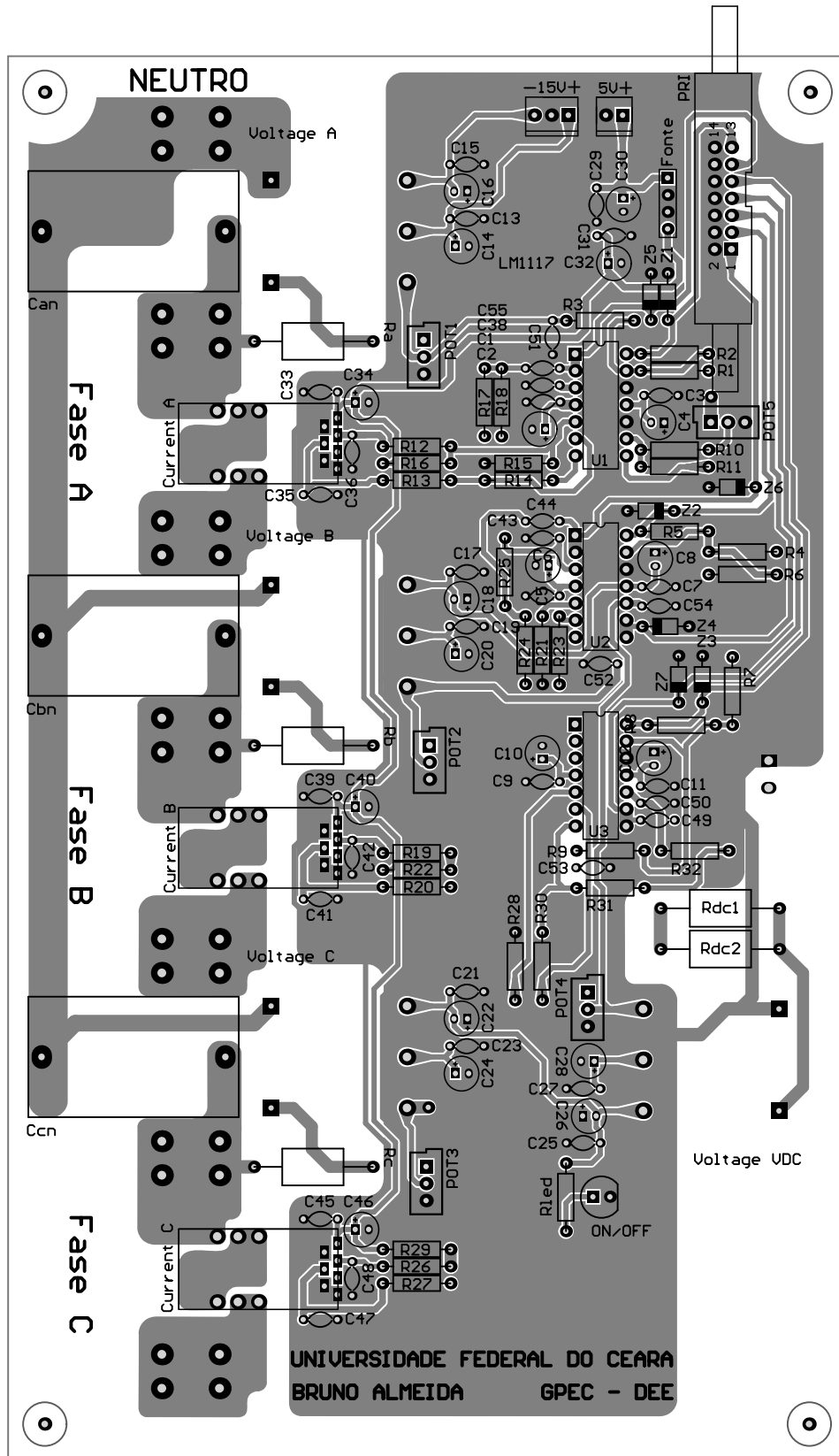


PLACA AQUISIÇÃO 1

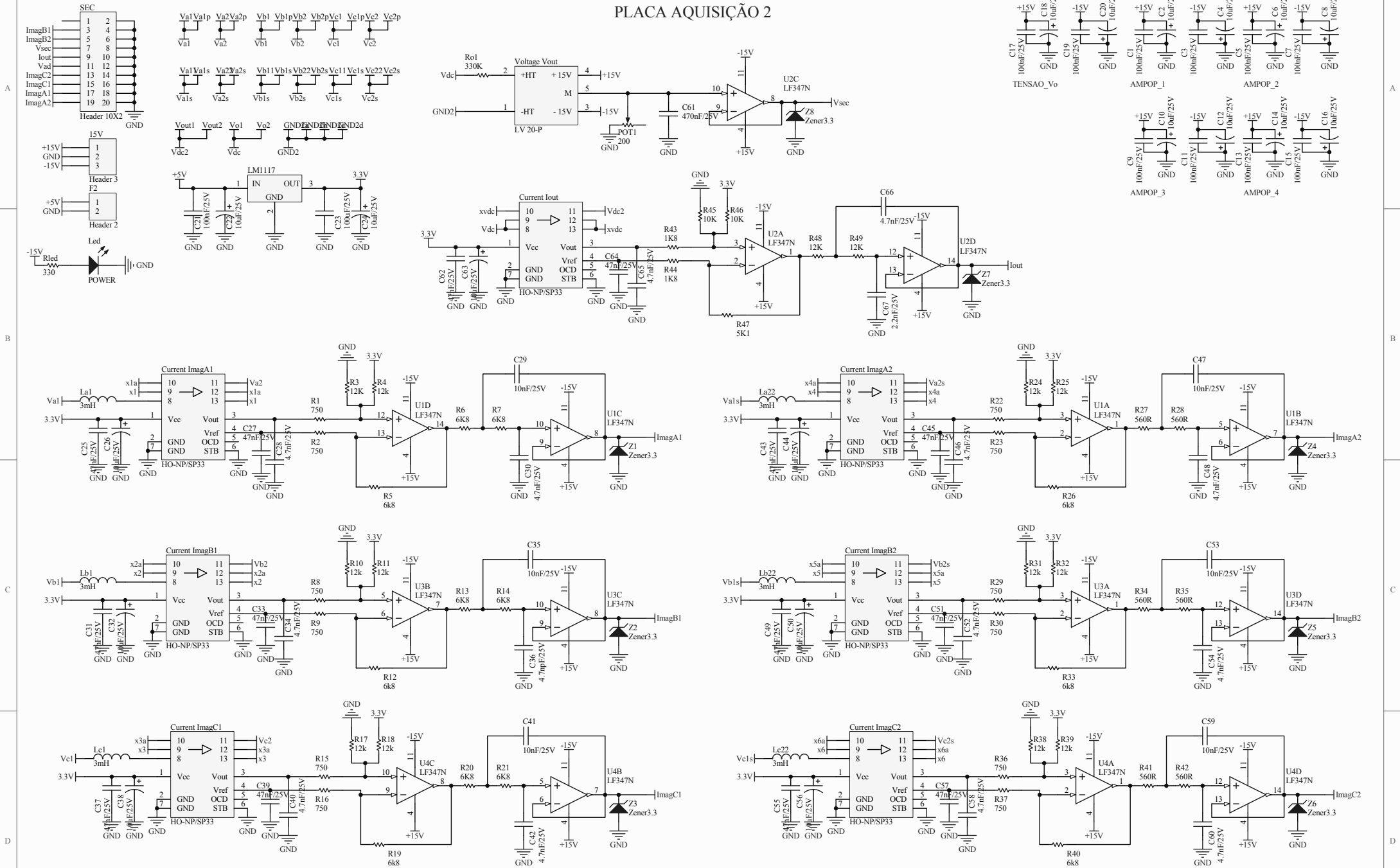


Title		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	12/12/2016	Sheet of
File:	C:\Users\...PCB.PotencialPrimario.v02.Sch	Drawn By:

BOTTOM LAYER

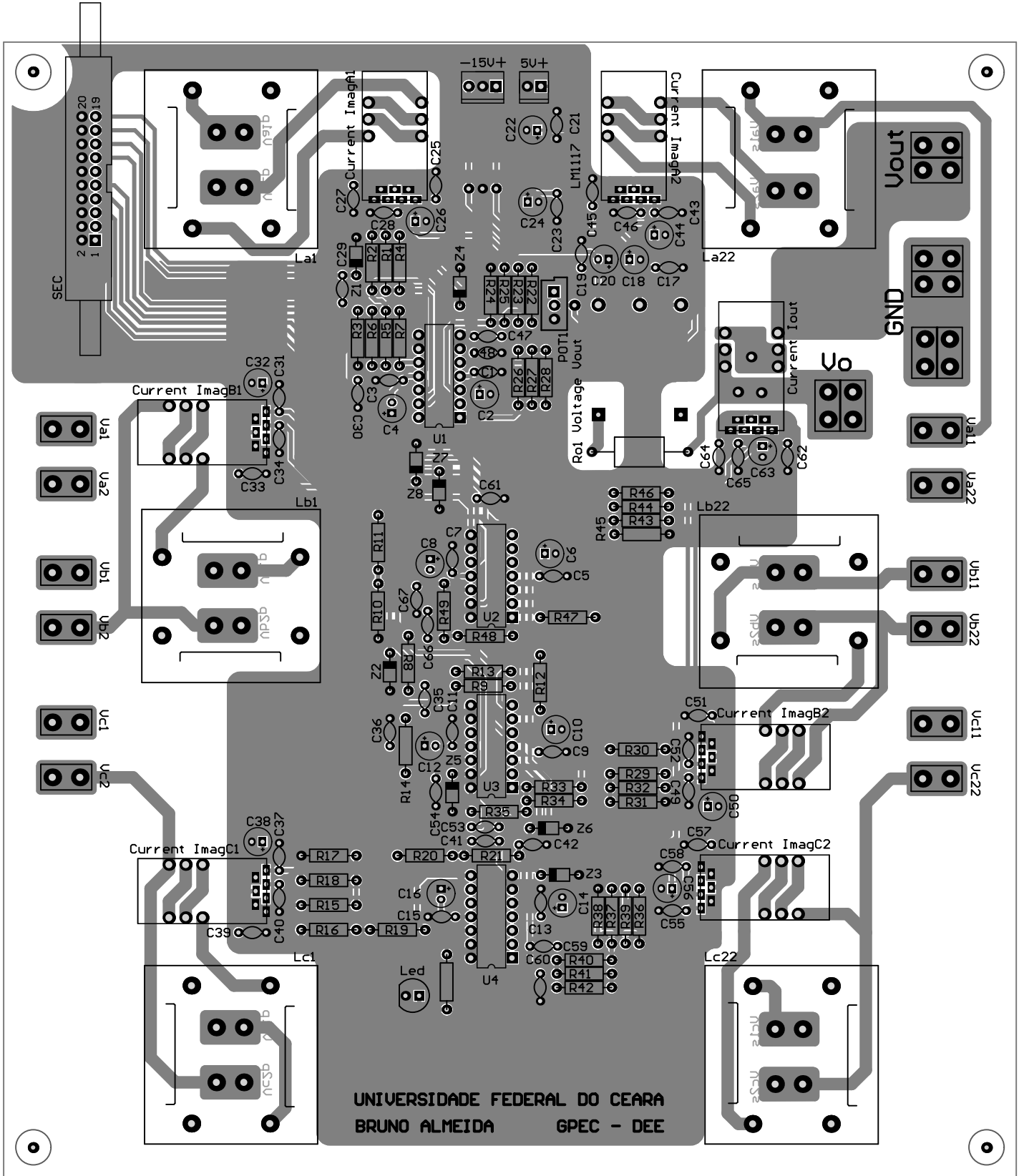


PLACA AQUISIÇÃO 2



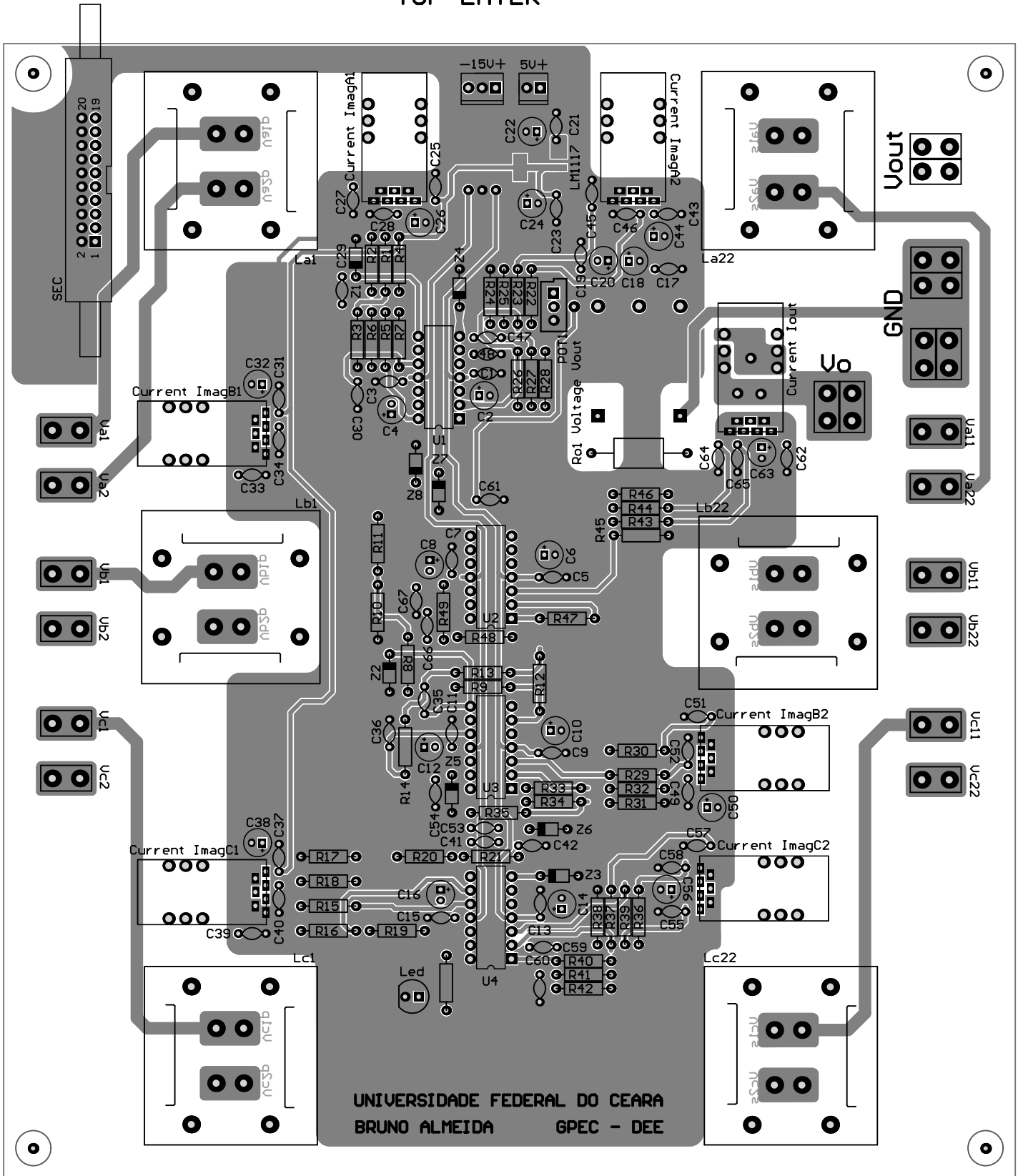
Title		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	12/12/2016	Sheet of
File:	C:\Users\...PCB.PotenciaSecundario.v01.S...	Drawn By:

BOTTOM LAYER



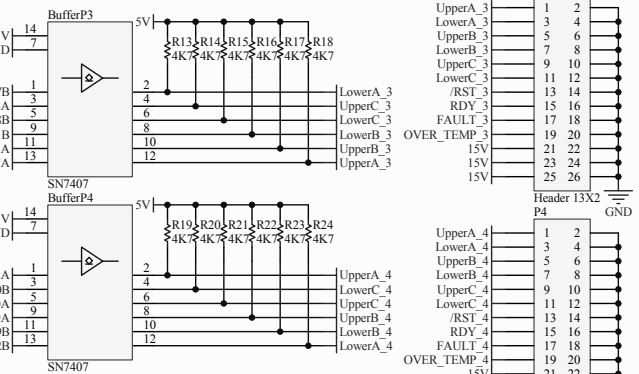
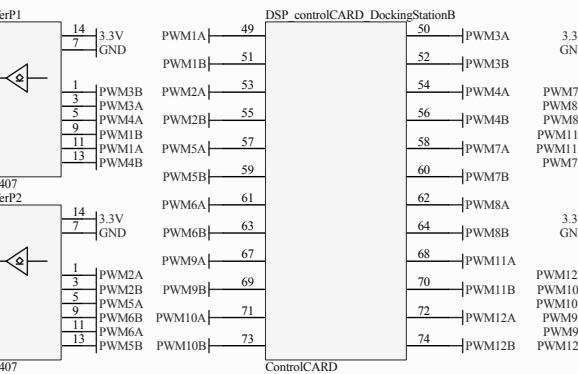
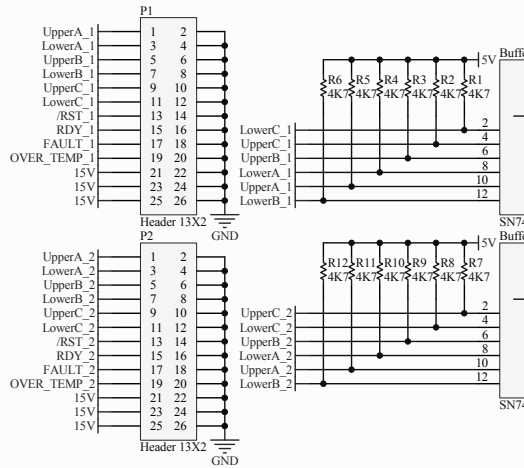
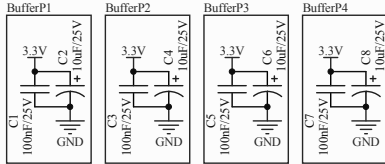
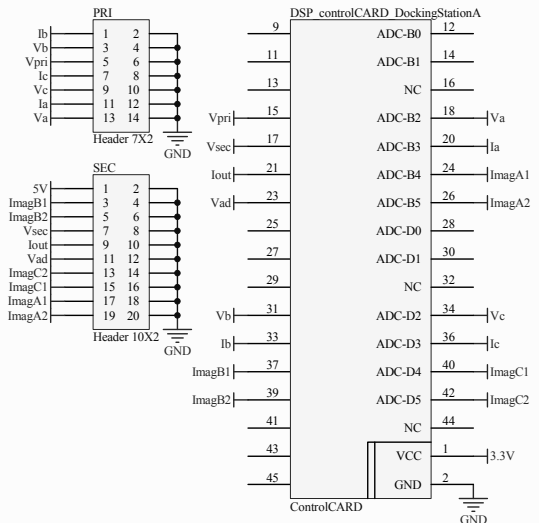
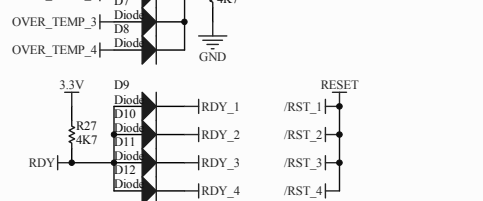
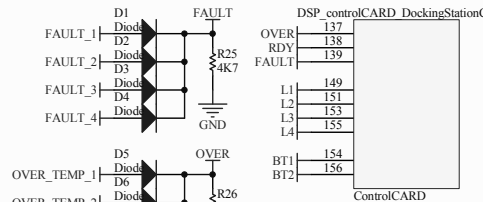
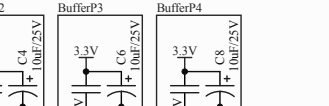
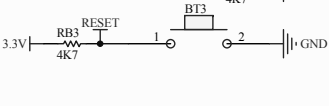
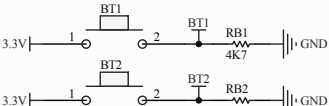
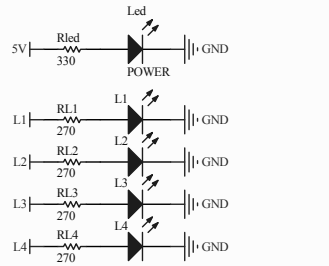
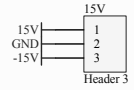
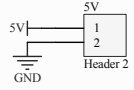
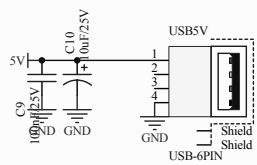
UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARA
BRUNO ALMEIDA GPEC - DEE

TOP LAYER



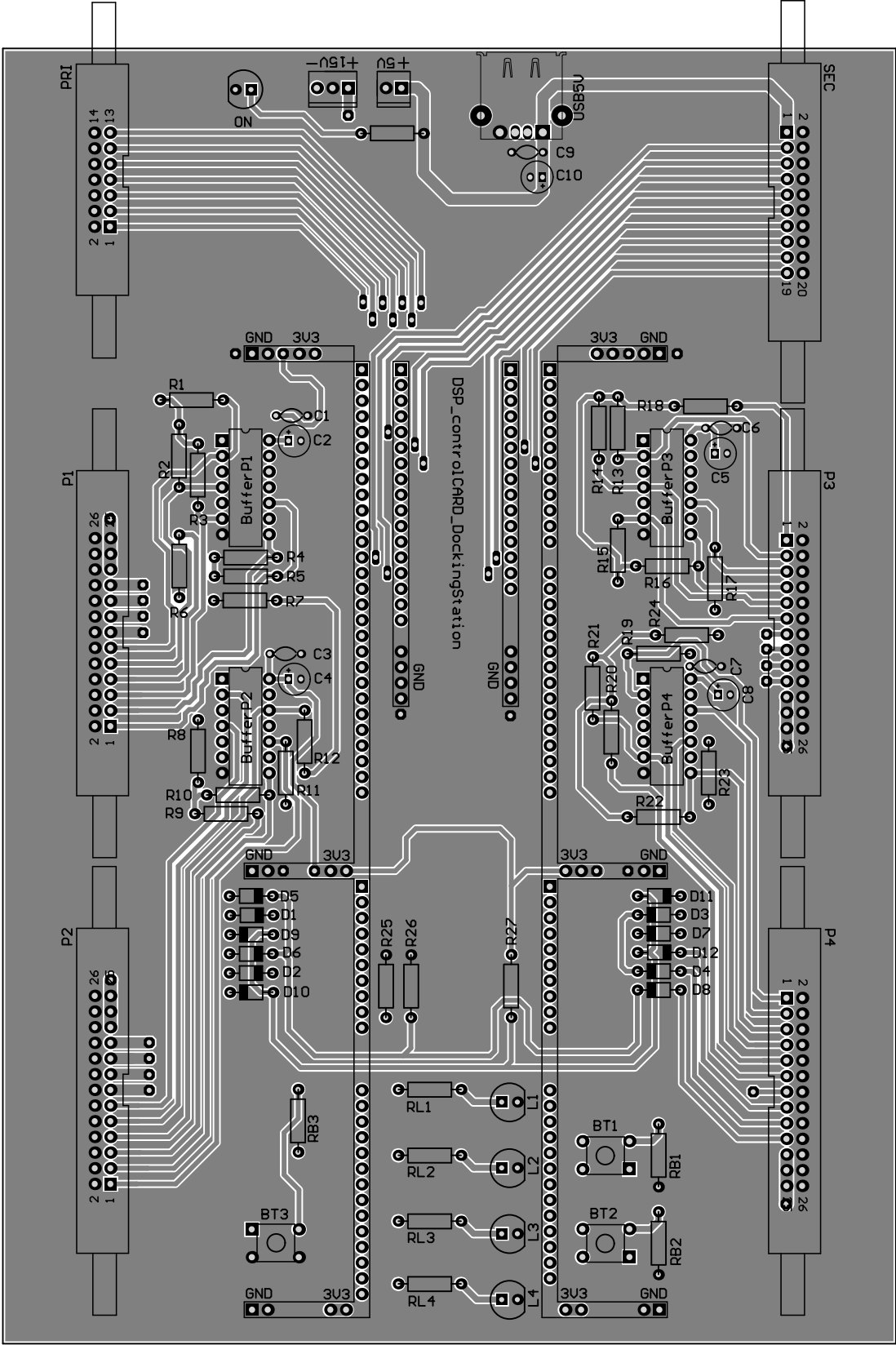
UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARA
BRUNO ALMEIDA GPEC - DEE

PLACA CONTROLE

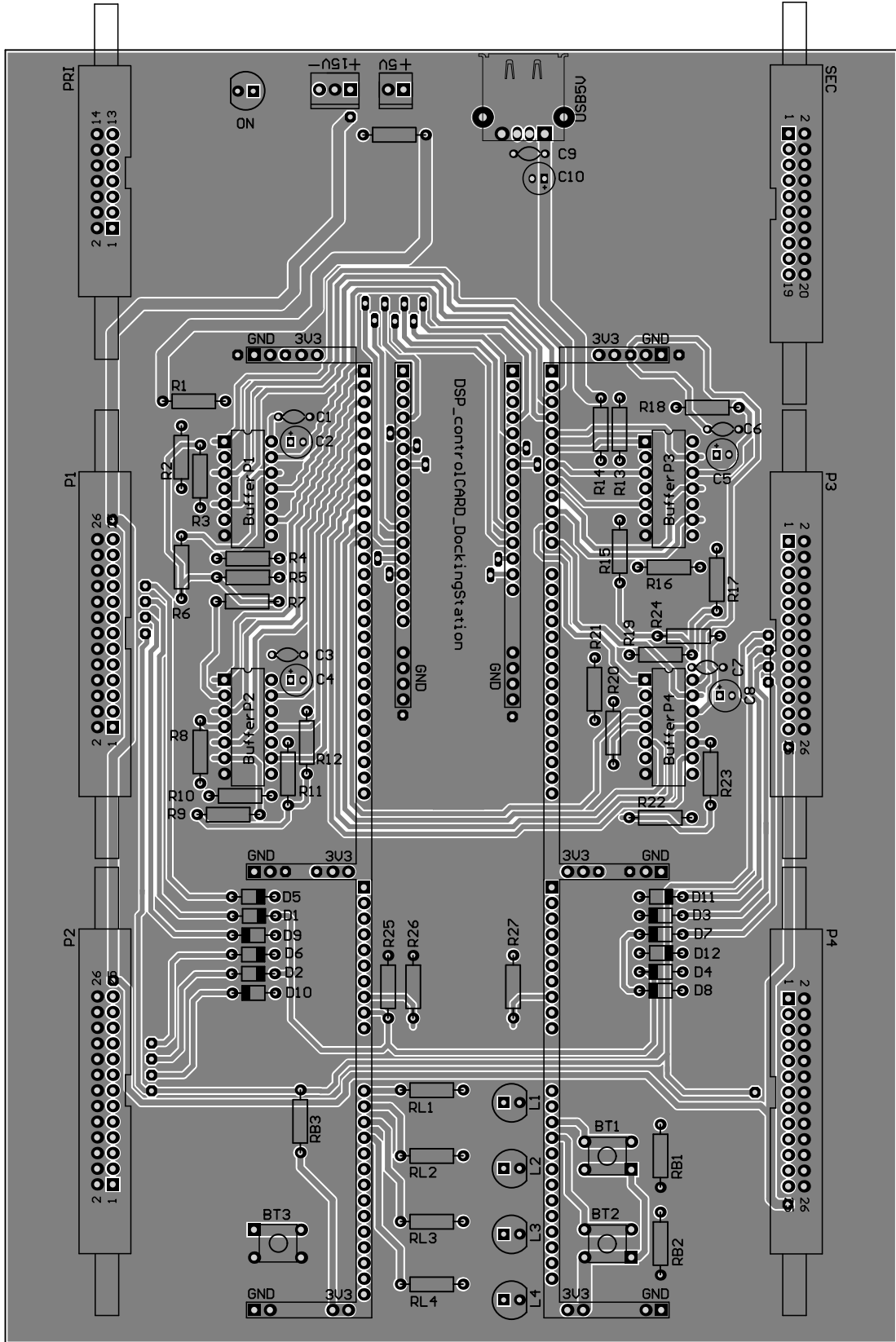


Title		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	12/12/2016	Sheet of
File:	C:\Users\...PCB.DSP.Control.v01.SchDoc	Drawn By:

BOTTOM LAYER



TOP LAYER



**APÊNDICE G – CÓDIGO EM LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO C
DESENVOLVIDO EXPERIMENTALMENTE (MCU TMS320F28377D)**

```

//#####
//
// FILE: Ret3f.DSP.v01.c
// TITULO: Retificador Trifásico Bidirecional (Controle DSP)
// Código C implementado no TMS320F28377D Delfino Microcontrollers
//
// DOUTORANDO: Bruno Ricardo de Almeida
// ORIENTADOR: Demercil de Souza Oliveira Jr.
//
//#####

#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include "F28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File

// Prototipagem das funções.
void SetupADC(void);
void InitEPWMs(void);
void DesligaEPWMs (void);
void LigaEPWMs (void);

// Declaração das interrupções
__interrupt void adcal_isr(void);

// Declaração das variáveis Globais
Uint16 uil6InitVsec = 0;
Uint16 uil6ResetVariaveis = 0;
Uint16 uil6FlagInterruptPWM = 0;
Uint16 uil6CtrlMedia4 = 0;

Uint16 uil6Startup = 0;
Uint32 ui32CtrlStartup = 0;
Uint16 uil6Erro = 0;
Uint32 ui32CtrlRuido = 0;
int16 il6PhaseShiftValue_atual = 0;
int16 il6PhaseShiftValue_anterior = 0;
int16 il6PhaseShiftDir = 0;
Uint32 ui32CtrlStartupTensao = 0;

Uint16 uil6CtrlAmostragemVsec = 0;
Uint16 uil6CtrlAmostragemVpri = 0;

int16 il6Vpri[32] = {0,0,0,0};
int16 il6Vpri_media = 0;
int16 il6Vsec[4] = {0,0,0,0};
int16 il6Vsec_media = 0;

int16 il6Io[4] = {0,0,0,0};
int16 il6Io_media = 0;
int16 il6Io_zero = 0;

int16 il6Va[4] = {0,0,0,0};
int16 il6Va_media = 0;
int16 il6Va_zero = 0;

int16 il6Ia[4] = {0,0,0,0};
float32 f32Ia_aj = 0;
int16 il6Ia_media = 0;
int16 il6Ia_zero = 0;

```

```

int16 il6ImagA1[4] = {0,0,0,0};
int16 il6ImagA1_media= 0;
int16 il6ImagA1_zero = 0;
float32 f32ImagA1_aj = 0;

```

```

int16 il6ImagA2[4] = {0,0,0,0};
int16 il6ImagA2_media= 0;
int16 il6ImagA2_zero = 0;
float32 f32ImagA2_aj = 0;

```

```

int16 il6Vb[4] = {0,0,0,0};
int16 il6Vb_media = 0;
int16 il6Vb_zero = 0;

```

```

int16 il6Ib[4] = {0,0,0,0};
float32 f32Ib_aj = 0;
int16 il6Ib_media = 0;
int16 il6Ib_zero = 0;

```

```

int16 il6ImagB1[4] = {0,0,0,0};
int16 il6ImagB1_media= 0;
int16 il6ImagB1_zero = 0;
float32 f32ImagB1_aj = 0;

```

```

int16 il6ImagB2[4] = {0,0,0,0};
int16 il6ImagB2_media= 0;
int16 il6ImagB2_zero = 0;
float32 f32ImagB2_aj = 0;

```

```

int16 il6Vc[4] = {0,0,0,0};
int16 il6Vc_media = 0;
int16 il6Vc_zero = 0;

```

```

int16 il6Ic[4] = {0,0,0,0};
float32 f32Ic_aj = 0;
int16 il6Ic_media = 0;
int16 il6Ic_zero = 0;

```

```

int16 il6ImagC1[4] = {0,0,0,0};
int16 il6ImagC1_media= 0;
int16 il6ImagC1_zero = 0;
float32 f32ImagC1_aj = 0;

```

```

int16 il6ImagC2[4] = {0,0,0,0};
int16 il6ImagC2_media= 0;
int16 il6ImagC2_zero = 0;
float32 f32ImagC2_aj = 0;

```

```

int16 f32PWM1aj, f32PWM2aj, f32PWM3aj, f32PWM4aj, f32PWM5aj, f32PWM6aj;
int16 f32PWM7aj, f32PWM8aj, f32PWM9aj, f32PWM10aj, f32PWM11aj, f32PWM12aj;

```

```

float32 uk_magA1, ulk_magA1, u2k_magA1, ek_magA1, elk_magA1, e2k_magA1;
float32 uk_magB1, ulk_magB1, u2k_magB1, ek_magB1, elk_magB1, e2k_magB1;
float32 uk_magC1, ulk_magC1, u2k_magC1, ek_magC1, elk_magC1, e2k_magC1;
float32 uk_magA2, ulk_magA2, u2k_magA2, ek_magA2, elk_magA2, e2k_magA2;
float32 uk_magB2, ulk_magB2, u2k_magB2, ek_magB2, elk_magB2, e2k_magB2;
float32 uk_magC2, ulk_magC2, u2k_magC2, ek_magC2, elk_magC2, e2k_magC2;

```

```

float32 uk_ia, ulk_ia, u2k_ia, ek_ia, elk_ia, e2k_ia;
float32 uk_ib, ulk_ib, u2k_ib, ek_ib, elk_ib, e2k_ib;
float32 uk_ic, ulk_ic, u2k_ic, ek_ic, elk_ic, e2k_ic;

float32 f32Id, f32Iq, f32Va2, f32Vb2, f32Vc2;
int16 il6Va_aj, il6Vb_aj, il6Vc_aj;
float32 uk_iq, ulk_iq, u2k_iq, u3k_iq, ek_iq, elk_iq, e2k_iq, e3k_iq;
float32 uk_id, ulk_id, u2k_id, u3k_id, ek_id, elk_id, e2k_id, e3k_id, ctrl_id;

float32 uk_vpri, ulk_vpri, u2k_vpri, ek_vpri, elk_vpri, e2k_vpri;
float32 uk_vsec, ulk_vsec, u2k_vsec, ek_vsec, elk_vsec, e2k_vsec;

float32 f32VaPLL, f32VbPLL, f32VcPLL;
float32 f32Valfa, f32Vbeta;
float32 f32erroPLL, f32erroPLL0, f32omega, f32omega0, f32Theta, f32Theta0;

// Definições de variáveis
#define EPWM_DB_UP      20          // Tempo Morto - 500n
#define EPWM_DB_DOWN  20          // Tempo Morto - 500n

#define LIMITE_Iq      1.5675
#define LIMITE_Vpri    14
#define LIMITE_Vsec    222
#define UK_MAG_SAT     20          // Saturação Magnetizante
#define UK_MAG_SAT2   20          // Saturação Magnetizante

#define BT1 GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO87
#define BT2 GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO89
#define FLT GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO74

void main(void)
{
    InitSysCtrl();
    //Seleciona MUX EPWM (Fig. 13-7) Regs. pag. 1754
    EALLOW;
    TrigRegs.SYNCSELECT.bit.EPWM10SYNCIN = 2;
    EDIS;

    InitGpio();

// Habilita PWM1-12
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM1=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM2=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM3=1;

CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM4=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM5=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM6=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM7=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM8=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM9=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM10=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM11=1;
CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM12=1;

// Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
    DINT;

```

```

// Initialize the PIE control registers to their default state.
    InitPieCtrl();
// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

    InitPieVectTable();

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
    EALLOW;
    PieVectTable.ADCA1_INT = &adcal_isr;          //function for ADCA interrupt 1
    EDIS;

    PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE = 1;          // Enable the PIE block
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;

// CONFIGURA OS PINOS DOS LEDES -----
// -----
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO82 = 0;         // Enable Pullup    // LED1 - GPIO82 - PIN 149
    GpioCtrlRegs.GPCGMUX2.bit.GPIO82= 0;       // GPIO82 = IO
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO82 = 1;        // GPIO82 = output

    GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO84 = 0;         // Enable Pullup    // LED2 - GPIO84 - PIN 151
    GpioCtrlRegs.GPCGMUX2.bit.GPIO84= 0;       // GPIO84 = IO
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO84 = 1;        // GPIO84 = output

    GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO86 = 0;         // Enable Pullup    // LED3 - GPIO86 - PIN 153
    GpioCtrlRegs.GPCGMUX2.bit.GPIO86= 0;       // GPIO86 = IO
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO86 = 1;        // GPIO86 = output

    GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO88 = 0;         // Enable Pullup    // LED4 - GPIO88 - PIN 155
    GpioCtrlRegs.GPCGMUX2.bit.GPIO88= 0;       // GPIO88 = IO
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO88 = 1;        // GPIO88 = output
    EDIS;

    GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO82 = 1;        // LED1 = 1
    GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO84= 1;       // LED2 = 0
    GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO86= 1;       // LED3 = 0
    GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO88= 1;       // LED4 = 0

// CONFIGURA OS PINOS DOS BOTÕES -----
// -----
    GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO87 = 0;         // Enable Pullup    // BT1 - GPIO87 - PIN 154
    GpioCtrlRegs.GPCGMUX2.bit.GPIO87= 0;       // GPIO87 = IO
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO87 = 0;        // GPIO87 = input

    GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO89 = 0;         // Enable Pullup    // BT2 - GPIO89 - PIN 156
    GpioCtrlRegs.GPCGMUX2.bit.GPIO89= 0;       // GPIO89 = IO
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO89 = 0;        // GPIO89 = input

// GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO70 = 0;         // Enable Pullup    // OVER - GPIO70 - PIN 137
// GpioCtrlRegs.GPCGMUX1.bit.GPIO70= 0;       // GPIO70 = IO
// GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO70 = 0;        // GPIO70 = input
//
// GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO71 = 0;         // Enable Pullup    // RDY - GPIO71 - PIN 138
// GpioCtrlRegs.GPCGMUX1.bit.GPIO71= 0;       // GPIO71 = IO

```

```

// GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO71 = 0; // GPIO71 = input

GpioCtrlRegs.GPCPUD.bit.GPIO74 = 0; // Enable Pullup // FLT - GPIO74 - PIN 139
GpioCtrlRegs.GPCGMUX1.bit.GPIO74 = 0; // GPIO72 = IO
GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO74 = 0; // GPIO72 = input
EDIS;

DesligaEPWMs();

EALLOW;
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
EDIS;

SetupADC();
InitEPWMs();

EALLOW;
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1; //Sync PWM
EDIS;

IER |= M_INT1; // Enable CPU INT1
EINT; // Enable Global __interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime __interrupt DBGM

EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; //enable SOCA

GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO82 = 1; // LED3 = 0
GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO84 = 1; // LED4 = 0
GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO86 = 1; // LED3 = 0
GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO88 = 1; // LED4 = 0

while(1)
{
// BOTÕES IHM -----
// -----
    if (BT1)
    {
        while (BT1) // Aguarda o botão GPIO0 ser solto
            DELAY_US(500); // Delay "anti bouncing"

        ui16InitVsec = 1;
    }

    if (BT2)
    {
        while (BT2) // Aguarda o botão GPIO0 ser solto
            DELAY_US(500); // Delay "anti bouncing"
    }
} // THE END - WHILE

// -----
// -----

__interrupt void adcal_isr(void)
{
    if (ui16CtrlMedia4 >= 3) ui16CtrlMedia4 = 0;
}

```

```

else ui16CtrlMedia4++;

// AQUISIÇÃO DAS LEITURAS ADs -----
// -----
// ADC-A
// x = AdcaResultRegs.ADCRESULTx; //AD-A0 pin 9
// x = AdcaResultRegs.ADCRESULTx; //AD-A1 pin 11
i16Vpri[ui16CtrlMedia4] = AdcaResultRegs.ADCRESULT0; //AD-A2 pin 15
i16Vsec[ui16CtrlMedia4] = AdcaResultRegs.ADCRESULT4; //AD-A3 pin 17
i16Io[ui16CtrlMedia4] = AdcaResultRegs.ADCRESULT8; //AD-A4 pin 21
// i16ADx[ui16CtrlMedia4] = AdcaResultRegs.ADCRESULT12; //AD-A5 pin 23
// ADC-B
// x = AdcbResultRegs.ADCRESULTx; //AD-B0 pin 12
// x = AdcbResultRegs.ADCRESULTx; //AD-B1 pin 14
i16Va[ui16CtrlMedia4] = AdcbResultRegs.ADCRESULT1; //AD-B2 pin 18
i16Ia[ui16CtrlMedia4] = AdcbResultRegs.ADCRESULT5; //AD-B3 pin 20
i16ImagA1[ui16CtrlMedia4] = AdcbResultRegs.ADCRESULT9; //AD-B4 pin 24
i16ImagA2[ui16CtrlMedia4] = AdcbResultRegs.ADCRESULT13; //AD-B5 pin 26
// ADC-C
i16Vb[ui16CtrlMedia4] = AdccResultRegs.ADCRESULT2; //AD-C2 pin 31
i16Ib[ui16CtrlMedia4] = AdccResultRegs.ADCRESULT6; //AD-C3 pin 33
i16ImagB1[ui16CtrlMedia4] = AdccResultRegs.ADCRESULT10; //AD-C4 pin 37
i16ImagB2[ui16CtrlMedia4] = AdccResultRegs.ADCRESULT14; //AD-C5 pin 39
// ADC-D
// x = AdcaResultRegs.ADCRESULT4; //AD-D4 pin 28
// x = AdcaResultRegs.ADCRESULT4; //AD-D5 pin 30
i16Vc[ui16CtrlMedia4] = AdcdResultRegs.ADCRESULT3; //AD-D0 pin 34
i16Ic[ui16CtrlMedia4] = AdcdResultRegs.ADCRESULT7; //AD-D1 pin 36
i16ImagC1[ui16CtrlMedia4] = AdcdResultRegs.ADCRESULT11; //AD-D2 pin 40
i16ImagC2[ui16CtrlMedia4] = AdcdResultRegs.ADCRESULT15; //AD-D3 pin 42

// MEDIAS DAS ULTIMAS LETIRAS ADs -----
// -----
i16Va_media = (i16Va[0] + i16Va[1] + i16Va[2] + i16Va[3])>>2;
i16Vb_media = (i16Vb[0] + i16Vb[1] + i16Vb[2] + i16Vb[3])>>2;
i16Vc_media = (i16Vc[0] + i16Vc[1] + i16Vc[2] + i16Vc[3])>>2;

i16Ia_media = (i16Ia[0] + i16Ia[1] + i16Ia[2] + i16Ia[3])>>2;
i16Ib_media = (i16Ib[0] + i16Ib[1] + i16Ib[2] + i16Ib[3])>>2;
i16Ic_media = (i16Ic[0] + i16Ic[1] + i16Ic[2] + i16Ic[3])>>2;

i16ImagA1_media = (i16ImagA1[0] + i16ImagA1[1] + i16ImagA1[2] + i16ImagA1[3])>>2;
i16ImagB1_media = (i16ImagB1[0] + i16ImagB1[1] + i16ImagB1[2] + i16ImagB1[3])>>2;
i16ImagC1_media = (i16ImagC1[0] + i16ImagC1[1] + i16ImagC1[2] + i16ImagC1[3])>>2;

i16ImagA2_media = (i16ImagA2[0] + i16ImagA2[1] + i16ImagA2[2] + i16ImagA2[3])>>2;
i16ImagB2_media = (i16ImagB2[0] + i16ImagB2[1] + i16ImagB2[2] + i16ImagB2[3])>>2;
i16ImagC2_media = (i16ImagC2[0] + i16ImagC2[1] + i16ImagC2[2] + i16ImagC2[3])>>2;

i16Vpri_media = (i16Vpri[0] + i16Vpri[1] + i16Vpri[2] + i16Vpri[3])>>2;

i16Vsec_media = (i16Vsec[0] + i16Vsec[1] + i16Vsec[2] + i16Vsec[3])>>2;

// INICIALIZAÇÃO - CALCULO DOS ZEROS -----
// -----
if ((ui16Startup == 0) && (ui16Erro == 0))
{
    ui32CtrlStartup++;
}

```



```

if (ui32CtrlStartup >= 200000)           // Durante 1s o PWM fica desligado
{
    // é feito o calculo dos ZEROS dos
    // sensores de corrente e tensao;
    i16Va_zero = i16Va_media;
    i16Vb_zero = i16Vb_media;
    i16Vc_zero = i16Vc_media;

    i16Ia_zero = i16Ia_media;
    i16Ib_zero = i16Ib_media;
    i16Ic_zero = i16Ic_media;

    i16ImagA1_zero = i16ImagA1_media;
    i16ImagB1_zero = i16ImagB1_media;
    i16ImagC1_zero = i16ImagC1_media;

    i16ImagA2_zero = i16ImagA2_media;
    i16ImagB2_zero = i16ImagB2_media;
    i16ImagC2_zero = i16ImagC2_media;

    LigaEPWMs();

    uil6Startup = 1;                       //Seta FLAG start-up
    ui32CtrlStartup = 0;                   //Zera Contador start-up
}

// TESTE DE SEGURANÇA (TENSÕES NO BARRAMENTO) -----
// -----
if (i16Vpri_media > 4075) //4075 = 920V
{
    DesligaEPWMs();
    uil6Erro = 1;
    Teste2 = i16Vpri_media;
    asm(" ESTOPO");
}

if (FLT)
{
    DesligaEPWMs();

    asm(" ESTOPO");
}

// CONTROLADORES DE TENSÃO/CORRENTE -----
// -----
if ((uil6Startup == 1) && (uil6Erro == 0))
{
    // CALCULO DO qPLL -----
    // -----
    f32VaPLL = (i16Va_media-i16Va_zero)*2.445; // Retira off-set e Normaliza Van
    f32VaPLL = __divf32(f32VaPLL, 4095);      // Pico de 1 volt quando Van_ad for 3.3
    f32VbPLL = (i16Vb_media-i16Vb_zero)*2.445;
    f32VbPLL = __divf32(f32VbPLL, 4095);
    f32VcPLL = (i16Vc_media-i16Vc_zero)*2.445;
    f32VcPLL = __divf32(f32VcPLL, 4095);

    f32Valfa = 0.408*(f32VaPLL + f32VaPLL - f32VbPLL - f32VcPLL); // Calculo de Valfa
    f32Vbeta = 0.707*(f32VbPLL-f32VcPLL); // Calculo de Vbeta
    f32erroPLL= __sin(f32Theta)*f32Vbeta + __cos(f32Theta)*f32Valfa; // Calculo do erro
}

```

```

f32omega = f32omega0 +27.22*f32erroPLL -27.19*f32erroPLL0; // PI

if (f32omega > 4.147) f32omega = 4.147;
if (f32omega < 3.393) f32omega = 3.393;

f32Theta = f32Theta0 + 0.0005*(f32omega + f32omega0); // Integrador (Tustin)

if(f32Theta > 6.2831853) f32Theta = f32Theta -6.2831853; // Controle p/ Theta
if(f32Theta < 0) f32Theta = f32Theta +6.2831853; // entre 0 - 2pi

f32omega0 = f32omega; // Atualiza valores
f32erroPLL0 = f32erroPLL;
f32Theta0 = f32Theta;

// VERIFICA TENSÃO - RESET VARIÁVEIS -----
// -----
if (i16Vpri_media < 150) // 50 Volts Barramento Vcc
{
    uil6ResetVariaveis = 0;

    GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO82 = 1; // LED1 = 1
}
else
{
    if (uil6ResetVariaveis == 0)
    {
        GpioDataRegs.GPCLEAR.bit.GPIO82 = 1; // LED1 = 0

        uk_iq = 0; ulk_iq = 0; u2k_iq = 0; u3k_iq = 0;
        ek_iq = 0; elk_iq = 0; e2k_iq = 0; e3k_iq = 0;

        uk_id = 0; ulk_id = 0; u2k_id = 0; u3k_id = 0;
        ek_id = 0; elk_id = 0; e2k_id = 0; e3k_id = 0;

        uk_magA1 = 0; ulk_magA1 = 0; u2k_magA1 = 0;
        ek_magA1 = 0; elk_magA1 = 0; e2k_magA1 = 0;

        uk_magB1 = 0; ulk_magB1 = 0; u2k_magB1 = 0;
        ek_magB1 = 0; elk_magB1 = 0; e2k_magB1 = 0;

        uk_magC1 = 0; ulk_magC1 = 0; u2k_magC1 = 0;
        ek_magC1 = 0; elk_magC1 = 0; e2k_magC1 = 0;

        uk_magA2 = 0; ulk_magA2 = 0; u2k_magA2 = 0;
        ek_magA2 = 0; elk_magA2 = 0; e2k_magA2 = 0;

        uk_magB2 = 0; ulk_magB2 = 0; u2k_magB2 = 0;
        ek_magB2 = 0; elk_magB2 = 0; e2k_magB2 = 0;

        uk_magC2 = 0; ulk_magC2 = 0; u2k_magC2 = 0;
        ek_magC2 = 0; elk_magC2 = 0; e2k_magC2 = 0;

        uil6ResetVariaveis = 1; //Seta FLAG reset-variaveis
    }
}

// MALHA DE TENSÃO PRIMÁRIO -----
// -----

```

```

uil6CtrlAmostragemVpri++;
if (uil6CtrlAmostragemVpri >= 16)
{
    uil6CtrlAmostragemVpri = 0;

    ek_vpri = 3005 - il6Vpri_media; // 666V

    uk_vpri = 0.003244*ek_vpri +0.000031*elk_vpri -0.003213*e2k_vpri +1.873477*
ulk_vpri -0.873477*u2k_vpri; // fc = 36Hz

    if(uk_vpri >= LIMITE_Vpri) uk_vpri = LIMITE_Vpri;
    if(uk_vpri <= -LIMITE_Vpri) uk_vpri = -LIMITE_Vpri;

    e2k_vpri = elk_vpri;
    e1k_vpri = ek_vpri;
    u2k_vpri = ulk_vpri;
    ulk_vpri = uk_vpri;
}

// MALHA DE CORRENTE -----
// -----
f32Ia_aj = (il6Ia_media - il6Ia_zero)*0.00051525627;
f32Ib_aj = (il6Ib_media - il6Ib_zero)*0.00051525627;
f32Ic_aj = (il6Ic_media - il6Ic_zero)*0.00051525627;

//Transformada de Park
f32Id = 0.66667*( (__cos(f32Theta))*f32Ia_aj + (__sin(f32Theta - 2.094395))*f32Ib_aj
+ (__cos(f32Theta + 2.094395))*f32Ic_aj );
f32Iq = 0.66667*( (__sin(f32Theta))*f32Ia_aj + (__cos(f32Theta - 2.094395))*f32Ib_aj
+ (__sin(f32Theta + 2.094395))*f32Ic_aj );

ek_iq = -(uk_vpri - f32Iq);
uk_iq = 0.023642*ek_iq -0.016655*elk_iq -0.023125*e2k_iq +0.017171*e3k_iq +1.696671*
ulk_iq -0.818009*u2k_iq +0.121338*u3k_iq; // fc = 6.5K

if(uk_iq >= LIMITE_Iq) uk_iq = LIMITE_Iq;
if(uk_iq <= -LIMITE_Iq) uk_iq = -LIMITE_Iq;

e3k_iq = e2k_iq;
e2k_iq = elk_iq;
e1k_iq = ek_iq;
u3k_iq = u2k_iq;
u2k_iq = ulk_iq;
ulk_iq = uk_iq;

if(uk_iq >= LIMITE_Iq) uk_iq = LIMITE_Iq;
if(uk_iq <= -LIMITE_Iq) uk_iq = -LIMITE_Iq;

ek_id = -(0 - f32Id);
uk_id = 0.023642*ek_id -0.016655*elk_id -0.023125*e2k_id +0.017171*e3k_id +1.696671*
ulk_id -0.818009*u2k_id +0.121338*u3k_id; // fc = 6.5K

ctrl_id = __sqrt(2.45705625 -(uk_iq*uk_iq));
if (uk_id > ctrl_id) uk_id = ctrl_id;
if (uk_id < -ctrl_id) uk_id = -ctrl_id;

e3k_id = e2k_id;
e2k_id = elk_id;
e1k_id = ek_id;

```

```

u3k_id = u2k_id;
u2k_id = ulk_id;
ulk_id = uk_id;

// Transformada inversa de Park
f32Va2 = (__cos(f32Theta))*uk_id + (__sin(f32Theta))*uk_iq;
f32Vb2 = (__cos(f32Theta - 2.094395))*uk_id + (__sin(f32Theta - 2.094395))*uk_iq;
f32Vc2 = (__cos(f32Theta + 2.094395))*uk_id + (__sin(f32Theta + 2.094395))*uk_iq;

// CONTROLE CORRENTE Imag -----
// -----
f32ImagA1_aj = (il6ImagA1_media - il6ImagA1_zero)*0.00051525627;
f32ImagB1_aj = (il6ImagB1_media - il6ImagB1_zero)*0.00051525627;
f32ImagC1_aj = (il6ImagC1_media - il6ImagC1_zero)*0.00051525627;

// BRAÇO A - PRIMÁRIO PWM1 PWM4
ek_magA1 = 0 - f32ImagA1_aj;
uk_magA1 = 0.179006*ek_magA1 +0.000570*elk_magA1 -0.178436*e2k_magA1 +1.951644*
ulk_magA1 -0.951644*u2k_magA1; // 200Hz
if(uk_magA1 >= UK_MAG_SAT ) uk_magA1 = UK_MAG_SAT ;
if(uk_magA1 <= -UK_MAG_SAT ) uk_magA1 = -UK_MAG_SAT ;
e2k_magA1 = elk_magA1;
e1k_magA1 = ek_magA1;
u2k_magA1 = ulk_magA1;
ulk_magA1 = uk_magA1;

// BRAÇO B - PRIMÁRIO PWM3 PWM6
ek_magB1 = 0 - f32ImagB1_aj;
uk_magB1 = 0.179006*ek_magB1 +0.000570*elk_magB1 -0.178436*e2k_magB1 +1.951644*
ulk_magB1 -0.951644*u2k_magB1; // 200Hz
if(uk_magB1 >= UK_MAG_SAT ) uk_magB1 = UK_MAG_SAT ;
if(uk_magB1 <= -UK_MAG_SAT ) uk_magB1 = -UK_MAG_SAT ;
e2k_magB1 = elk_magB1;
e1k_magB1 = ek_magB1;
u2k_magB1 = ulk_magB1;
ulk_magB1 = uk_magB1;

// BRAÇO C - PRIMÁRIO
ek_magC1 = 0 - f32ImagC1_aj;
uk_magC1 = 0.179006*ek_magC1 +0.000570*elk_magC1 -0.178436*e2k_magC1 +1.951644*
ulk_magC1 -0.951644*u2k_magC1; // 200Hz
if(uk_magC1 >= UK_MAG_SAT ) uk_magC1 = UK_MAG_SAT ;
if(uk_magC1 <= -UK_MAG_SAT ) uk_magC1 = -UK_MAG_SAT ;
e2k_magC1 = elk_magC1;
e1k_magC1 = ek_magC1;
u2k_magC1 = ulk_magC1;
ulk_magC1 = uk_magC1;

f32ImagA2_aj = (il6ImagA2_media - il6ImagA2_zero)*0.00051525627;
f32ImagB2_aj = (il6ImagB2_media - il6ImagB2_zero)*0.00051525627;
f32ImagC2_aj = (il6ImagC2_media - il6ImagC2_zero)*0.00051525627;

// BRAÇO A2 - SECUNDÁRIO PWM 7 PWM 10
ek_magA2 = 0 - f32ImagA2_aj;
uk_magA2 = 0.179006*ek_magA2 +0.000570*elk_magA2 -0.178436*e2k_magA2 +1.951644*
ulk_magA2 -0.951644*u2k_magA2; // 200Hz
if(uk_magA2 >= UK_MAG_SAT ) uk_magA2 = UK_MAG_SAT ;
if(uk_magA2 <= -UK_MAG_SAT ) uk_magA2 = -UK_MAG_SAT ;
e2k_magA2 = elk_magA2;

```

```

elk_magA2 = ek_magA2;
u2k_magA2 = ulk_magA2;
ulk_magA2 = uk_magA2;

// BRAÇO B2 - SECUNDÁRIO PWM 9 PWM 12
ek_magB2 = 0 - f32ImagB2_aj;
uk_magB2 = 0.179006*ek_magB2 +0.000570*elk_magB2 -0.178436*e2k_magB2 +1.951644*
ulk_magB2 -0.951644*u2k_magB2; // 200Hz
if(uk_magB2 >= UK_MAG_SAT ) uk_magB2 = UK_MAG_SAT ;
if(uk_magB2 <= -UK_MAG_SAT ) uk_magB2 = -UK_MAG_SAT ;
e2k_magB2 = elk_magB2;
elk_magB2 = ek_magB2;
u2k_magB2 = ulk_magB2;
ulk_magB2 = uk_magB2;

// BRAÇO C2 - SECUNDÁRIO PWM 8 PWM 11
ek_magC2 = 0 - f32ImagC2_aj;
uk_magC2 = 0.179006*ek_magC2 +0.000570*elk_magC2 -0.178436*e2k_magC2 +1.951644*
ulk_magC2 -0.951644*u2k_magC2; // 200Hz
if(uk_magC2 >= UK_MAG_SAT ) uk_magC2 = UK_MAG_SAT ;
if(uk_magC2 <= -UK_MAG_SAT ) uk_magC2 = -UK_MAG_SAT ;
e2k_magC2 = elk_magC2;
elk_magC2 = ek_magC2;
u2k_magC2 = ulk_magC2;
ulk_magC2 = uk_magC2;

// CALCULA VALORES DOS PWMS -----
// -----
if ((i16Vpri_media > 2800)&&(ui16InitVsec == 1)) // 2920
{
    if (i16PhaseShiftDir == 1) // Phase-shift Positivo (Modo Retificador)
    {
        if(f32VaPLL > 0) i16Va_aj = 25;
        else i16Va_aj = -25;

        if(f32VbPLL > 0) i16Vb_aj = 25;
        else i16Vb_aj = -25;

        if(f32VcPLL > 0) i16Vc_aj = 25;
        else i16Vc_aj = -25;
    }
    else // Phase-shift Negativo (Modo Inversor)
    {
        if(f32VaPLL > 0) i16Va_aj = -50;
        else i16Va_aj = 50;

        if(f32VbPLL > 0) i16Vb_aj = -50;
        else i16Vb_aj = 50;

        if(f32VcPLL > 0) i16Vc_aj = -50;
        else i16Vc_aj = 50;
    }
}
else
{
    i16Va_aj = 0;
    i16Vb_aj = 0;
    i16Vc_aj = 0;
}
}

```

```

// CALCULA VALORES DOS PWMS -----
// -----
f32PWM1aj = (1.65+f32Va2)*303.0303; // FASE A1
if (f32PWM1aj > 960) f32PWM1aj = 960;
if (f32PWM1aj < 40) f32PWM1aj = 40;
f32PWM10aj = f32PWM1aj + i16Va_aj; // FASE A1 (SECUNDARIO)

f32PWM4aj = f32PWM1aj - uk_magA1; // FASE A2
if (f32PWM4aj > 960) f32PWM4aj = 960;
if (f32PWM4aj < 40) f32PWM4aj = 40;
f32PWM7aj = f32PWM1aj - uk_magA2 + i16Va_aj; // FASE A (SECUNDARIO)
if (f32PWM7aj > 960) f32PWM7aj = 960;
if (f32PWM7aj < 40) f32PWM7aj = 40;

// -----
f32PWM3aj = (1.65+f32Vb2)*303.0303; // FASE B1
if (f32PWM3aj > 960) f32PWM3aj = 960;
if (f32PWM3aj < 40) f32PWM3aj = 40;
f32PWM12aj = f32PWM3aj + i16Vb_aj; // FASE B1 (SECUNDARIO)

f32PWM6aj = f32PWM3aj - uk_magB1; // FASE B2
if (f32PWM6aj > 960) f32PWM6aj = 960;
if (f32PWM6aj < 40) f32PWM6aj = 40;
f32PWM9aj = f32PWM3aj - uk_magB2 + i16Vb_aj; // FASE B2 (SECUNDARIO)
if (f32PWM9aj > 960) f32PWM9aj = 960;
if (f32PWM9aj < 40) f32PWM9aj = 40;

// -----
f32PWM2aj = (1.65+f32Vc2)*303.0303; // FASE C1
if (f32PWM2aj > 960) f32PWM2aj = 960;
if (f32PWM2aj < 40) f32PWM2aj = 40;
f32PWM11aj = f32PWM2aj + i16Vc_aj; // FASE C1 (SECUNDARIO)

f32PWM5aj = f32PWM2aj - uk_magC1; // FASE C2
if (f32PWM5aj > 960) f32PWM5aj = 960;
if (f32PWM5aj < 40) f32PWM5aj = 40;
f32PWM8aj = f32PWM2aj - uk_magC2 + i16Vc_aj; // FASE C2 (SECUNDARIO)
if (f32PWM8aj > 960) f32PWM8aj = 960;
if (f32PWM8aj < 40) f32PWM8aj = 40;

// MALHA DE TENSÃO SECUNDÁRIO -----
// -----
ui16CtrlAmostragemVsec++;
if (ui16CtrlAmostragemVsec >= 16)
{
    ui16CtrlAmostragemVsec = 0;

    if (ui16InitVsec == 1)
    {
        ek_vsec = 2766 - i16Vsec_media;
        uk_vsec = 0.004465*ek_vsec +0.000292*elk_vsec -0.004173*e2k_vsec +1.398162*
ulk_vsec -0.398162*u2k_vsec; // 240Hz TESE

        if(uk_vsec >= LIMITE_Vsec) uk_vsec = LIMITE_Vsec;
        if(uk_vsec <= -LIMITE_Vsec) uk_vsec = -LIMITE_Vsec;

        e2k_vsec = elk_vsec;
        elk_vsec = ek_vsec;
        u2k_vsec = ulk_vsec;
    }
}

```

```

    ulk_vsec = uk_vsec;

    il6PhaseShiftValue_anterior = il6PhaseShiftValue_atual;
    il6PhaseShiftValue_atual = uk_vsec;

    if (il6PhaseShiftValue_atual != il6PhaseShiftValue_anterior)
    {
        if (il6PhaseShiftValue_atual >= 0)
        {
            if (il6PhaseShiftDir == 0)
            {
                il6PhaseShiftDir = 1;
                EPwm7Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0;
            }

            EPwm7Regs.TBPHS.bit.TBPHS = il6PhaseShiftValue_atual;
        }

        if (il6PhaseShiftValue_atual < 0)
        {
            if (il6PhaseShiftDir == 1)
            {
                il6PhaseShiftDir = 0;
                EPwm7Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;
            }

            EPwm7Regs.TBPHS.bit.TBPHS = -1*il6PhaseShiftValue_atual;
        }
    }
}

// ATUALIZA REGISTRADORES DOS PWMS -----
// -----

// ----- FASE A
EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM1aj; // Primário
EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM7aj; // Secundário

EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM4aj; // Primário
EPwm10Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM10aj; // Secundário
// ----- FASE B
EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM3aj; // Primário
EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM9aj; // Secundário

EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM6aj; // Primário
EPwm12Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM12aj; // Secundário
// ----- FASE C
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM2aj; // Primário
EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM8aj; // Secundário

EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM5aj; // Primário
EPwm11Regs.CMPA.bit.CMPA = f32PWM11aj; // Secundário
}

// FIM DA INTERRUPÇÃO -----
// -----
AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

```

```

}

// -----
// -----

void SetupADC(void)
{
    EALLOW;
    //write configurations
    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK divider to /4
    AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK divider to /4
    AdccRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK divider to /4
    AdcdRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 7; //set ADCCLK divider to /4

    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
    AdcaRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
    AdcbRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
    AdcbRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
    AdcbRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
    AdccRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
    AdccRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
    AdccRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
    AdcdRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0;
    AdcdRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0;
    AdcdRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 0;
    //Set pulse positions to late
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdcbRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdccRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    AdcdRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
    //power up the ADCs
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
    AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
    AdccRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
    AdcdRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;

    EDIS;
    DELAY_US(2000);
    EALLOW;

    //Configuração ADC-A
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC0 will convert pin A2
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 28;
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC1 will convert pin A3
    AdcaRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = 28;
    AdcaRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCSOC8CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC2 will convert pin A5
    AdcaRegs.ADCSOC8CTL.bit.ACQPS = 28;
    AdcaRegs.ADCSOC8CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCSOC12CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC3 will convert pin A3
    AdcaRegs.ADCSOC12CTL.bit.ACQPS = 28;
    AdcaRegs.ADCSOC12CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = 28;
    AdcaRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC5 will convert pin A5
    AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = 28;
    AdcaRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

```

```

AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; //end of SOC0 will set INT1 flag
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1; //enable INT1 flag
AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //make sure INT1 flag is cleared

// //Configuração ADC-B
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC6 will convert pin B0
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 28;
AdcbRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
AdcbRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC7 will convert pin B1
AdcbRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = 28;
AdcbRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
AdcbRegs.ADCSOC9CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC8 will convert pin B2
AdcbRegs.ADCSOC9CTL.bit.ACQPS = 28;
AdcbRegs.ADCSOC9CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
AdcbRegs.ADCSOC13CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC9 will convert pin B3
AdcbRegs.ADCSOC13CTL.bit.ACQPS = 28;
AdcbRegs.ADCSOC13CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
// AdcbRegs.ADCSOC9CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC10 will convert pin B4
// AdcbRegs.ADCSOC9CTL.bit.ACQPS = 28;
// AdcbRegs.ADCSOC9CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
// AdcbRegs.ADCSOC10CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC11 will convert pin B5
// AdcbRegs.ADCSOC10CTL.bit.ACQPS = 28;
// AdcbRegs.ADCSOC10CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

// //Configuração ADC-C
AdccRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC12 will convert pin C2
AdccRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 28;
AdccRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
AdccRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC13 will convert pin C3
AdccRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS = 28;
AdccRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
AdccRegs.ADCSOC10CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC14 will convert pin C4
AdccRegs.ADCSOC10CTL.bit.ACQPS = 28;
AdccRegs.ADCSOC10CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
AdccRegs.ADCSOC14CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC14 will convert pin C4
AdccRegs.ADCSOC14CTL.bit.ACQPS = 28;
AdccRegs.ADCSOC14CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C

// //Configuração ADC-D
AdcdRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 2; //SOC15 will convert pin D0
AdcdRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = 28;
AdcdRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
AdcdRegs.ADCSOC7CTL.bit.CHSEL = 3; //SOC5 will convert pin D1
AdcdRegs.ADCSOC7CTL.bit.ACQPS = 28;
AdcdRegs.ADCSOC7CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
AdcdRegs.ADCSOC11CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC11 will convert pin D2
AdcdRegs.ADCSOC11CTL.bit.ACQPS = 28;
AdcdRegs.ADCSOC11CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
AdcdRegs.ADCSOC15CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC9 will convert pin D3
AdcdRegs.ADCSOC15CTL.bit.ACQPS = 28;
AdcdRegs.ADCSOC15CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
// AdcdRegs.ADCSOC10CTL.bit.CHSEL = 4; //SOC10 will convert pin D4
// AdcdRegs.ADCSOC10CTL.bit.ACQPS = 28;
// AdcdRegs.ADCSOC10CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
// AdcdRegs.ADCSOC10CTL.bit.CHSEL = 5; //SOC10 will convert pin D4
// AdcdRegs.ADCSOC10CTL.bit.ACQPS = 28;
// AdcdRegs.ADCSOC10CTL.bit.TRIGSEL = 5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
EDIS;
}

```

```

// -----
// -----

void LigaEPWMs()
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO0 = 0; // Enable Pullup // PWM1A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // GPIO0 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1; // GPIO0 = output
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO1 = 0; // Enable Pullup // PWM1B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1; // GPIO1 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1; // GPIO1 = output

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 0; // Enable Pullup // PWM2A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // GPIO2 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1; // GPIO2 = output
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO3 = 0; // Enable Pullup // PWM2B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1; // GPIO3 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1; // GPIO3 = output

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO4 = 0; // Enable Pullup // PWM3A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1; // GPIO4 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4 = 1; // GPIO4 = output
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO5 = 0; // Enable Pullup // PWM3B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1; // GPIO5 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1; // GPIO5 = output

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO6 = 0; // Enable Pullup // PWM4A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO6 = 1; // GPIO6 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO6 = 1; // GPIO6 = output
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO7 = 0; // Enable Pullup // PWM4B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO7 = 1; // GPIO7 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO7 = 1; // GPIO7 = output

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO8 = 0; // Enable Pullup // PWM5A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO8 = 1; // GPIO8 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO8 = 1; // GPIO8 = output
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO9 = 0; // Enable Pullup // PWM5B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO9 = 1; // GPIO9 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO9 = 1; // GPIO9 = output

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO10 = 0; // Enable Pullup // PWM6A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO10 = 1; // GPIO10 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO10 = 1; // GPIO10 = output
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO11 = 0; // Enable Pullup // PWM6B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO11 = 1; // GPIO11 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO11 = 1; // GPIO11 = output

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO12 = 0; // Enable Pullup // PWM7A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO12 = 1; // GPIO12 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO12 = 1; // GPIO12 = output
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO13 = 0; // Enable Pullup // PWM7B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO13 = 1; // GPIO13 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO13 = 1; // GPIO13 = output

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO14 = 0; // Enable Pullup // PWM8A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14 = 1; // GPIO14 = PWM
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO14 = 1; // GPIO14 = output
}

```

```

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO15 = 0; // Enable Pullup // PWM8B
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO15 = 1; // GPIO15 = PWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO15 = 1; // GPIO15 = output

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO16 = 0; // Enable Pullup // PWM9A
GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO16 = 1; // GPIO16 = PWM
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO16 = 1; // GPIO16 = PWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO16 = 1; // GPIO16 = output
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO17 = 0; // Enable Pullup // PWM9B
GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO17 = 1; // GPIO17 = PWM
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO17 = 1; // GPIO17 = PWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO17 = 1; // GPIO17 = output

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO18 = 0; // Enable Pullup // PWM10A
GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO18 = 1; // GPIO18 = PWM
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO18 = 1; // GPIO18 = PWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO18 = 1; // GPIO18 = output
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO19 = 0; // Enable Pullup // PWM10B
GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO19 = 1; // GPIO19 = PWM
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO19 = 1; // GPIO19 = PWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO19 = 1; // GPIO19 = output

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO20 = 0; // Enable Pullup // PWM11A
GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO20 = 1; // GPIO20 = PWM
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO20 = 1; // GPIO20 = PWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO20 = 1; // GPIO20 = output
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO21 = 0; // Enable Pullup // PWM11B
GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO21 = 1; // GPIO21 = PWM
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO21 = 1; // GPIO21 = PWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO21 = 1; // GPIO21 = output

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO22 = 0; // Enable Pullup // PWM12A
GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO22 = 1; // GPIO22 = PWM
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO22 = 1; // GPIO22 = PWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO22 = 1; // GPIO22 = output
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO23 = 0; // Enable Pullup // PWM12B
GpioCtrlRegs.GPAGMUX2.bit.GPIO23 = 1; // GPIO23 = PWM
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO23 = 1; // GPIO23 = PWM
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO23 = 1; // GPIO23 = output
EDIS;
}

// CONFIGURA OS PINOS PWMs COMO IO = 0 -----
// -----
void DesligaEPWMs()
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO00 = 0; // Enable Pullup // PWM1A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO00 = 0; // GPIO00 = IO
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO00 = 1; // GPIO00 = output
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO00 = 1; // PWM1A = 0;
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO01 = 0; // Enable Pullup // PWM1B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO01 = 0; // GPIO01 = IO
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO01 = 1; // GPIO01 = output
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO01 = 1; // PWM1B = 0;

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO02 = 0; // Enable Pullup // PWM2A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO02 = 0; // GPIO02 = IO
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO02 = 1; // GPIO02 = output

```

```

GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO02 = 1; // PWM2A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO03 = 0; // Enable Pullup // PWM2B
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO03 = 0; // GPIO03 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO03 = 1; // GPIO03 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO03 = 1; // PWM2B = 0;

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO04 = 0; // Enable Pullup // PWM3A
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO04 = 0; // GPIO04 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO04 = 1; // GPIO04 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO04 = 1; // PWM3A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO05 = 0; // Enable Pullup // PWM3B
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO05 = 0; // GPIO05 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO05 = 1; // GPIO05 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO05 = 1; // PWM3B = 0;

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO06 = 0; // Enable Pullup // PWM4A
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO06 = 0; // GPIO06 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO06 = 1; // GPIO06 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO06 = 1; // PWM4A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO07 = 0; // Enable Pullup // PWM4B
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO07 = 0; // GPIO07 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO07 = 1; // GPIO07 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO07 = 1; // PWM4B = 0;

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO08 = 0; // Enable Pullup // PWM5A
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO08 = 0; // GPIO08 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO08 = 1; // GPIO08 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO08 = 1; // PWM5A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO09 = 0; // Enable Pullup // PWM5B
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO09 = 0; // GPIO09 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO09 = 1; // GPIO09 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO09 = 1; // PWM5B = 0;

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO10 = 0; // Enable Pullup // PWM6A
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO10 = 0; // GPIO10 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO10 = 1; // GPIO10 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO10 = 1; // PWM6A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO11 = 0; // Enable Pullup // PWM6B
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO11 = 0; // GPIO11 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO11 = 1; // GPIO11 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO11 = 1; // PWM6B = 0;

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO12 = 0; // Enable Pullup // PWM7A
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO12 = 0; // GPIO12 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO12 = 1; // GPIO12 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO12 = 1; // PWM7A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO13 = 0; // Enable Pullup // PWM7B
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO13 = 0; // GPIO13 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO13 = 1; // GPIO13 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO13 = 1; // PWM7B = 0;

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO14 = 0; // Enable Pullup // PWM8A
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14 = 0; // GPIO14 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO14 = 1; // GPIO14 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO14 = 1; // PWM8A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO15 = 0; // Enable Pullup // PWM8B
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO15 = 0; // GPIO15 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO15 = 1; // GPIO15 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO15 = 1; // PWM8B = 0;

```



```

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO16 = 0; // Enable Pullup // PWM9A
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO16 = 0; // GPIO16 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO16 = 1; // GPIO16 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO16 = 1; // PWM9A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO17 = 0; // Enable Pullup // PWM9B
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO17 = 0; // GPIO17 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO17 = 1; // GPIO17 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO17 = 1; //PWM9B = 0;

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO18 = 0; // Enable Pullup // PWM10A
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO18 = 0; // GPIO18 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO18 = 1; // GPIO18 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO18 = 1; // PWM10A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO19 = 0; // Enable Pullup // PWM10B
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO19 = 0; // GPIO19 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO19 = 1; // GPIO19 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO19 = 1; // PWM10B = 0;

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO20 = 0; // Enable Pullup // PWM11A
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO20 = 0; // GPIO20 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO20 = 1; // GPIO20 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO20 = 1; // PWM11A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO21 = 0; // Enable Pullup // PWM11B
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO21 = 0; // GPIO21 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO21 = 1; // GPIO21 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO21 = 1; // PWM11B = 0;

GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO22 = 0; // Enable Pullup // PWM12A
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO22 = 0; // GPIO22 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO22 = 1; // GPIO22 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO22 = 1; // PWM12A = 0;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO23 = 0; // Enable Pullup // PWM12B
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO23 = 0; // GPIO23 = IO
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO23 = 1; // GPIO23 = output
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO23 = 1; // PWM12B = 0;
EDIS;
}
// -----
// -----
void InitEPWMs()
{
// ePWM 1 -----
// -----
EPwm1Regs.TBPRD = 1000; // Set timer period 50kHz
EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0; // Phase is 0
EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter

EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1; //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

```

```

// EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm1Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm1Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0; // Disable SOC on A group
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 0b011; // Select SOC on up-count
// 001 TBCTR = 0 (Inicio)
// 010 TBCTR = TBPRD (Pico)
// 011 Inicio ou Pico
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event

// ePWM 2 -----
// -----
EPwm2Regs.TBPRD = 1000; // Set timer period 50kHz
EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0; // Phase is 120° = 667
EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter

EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Enable phase loading
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0; //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; // Slow just to observe on the

EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm2Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm2Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 3 -----
// -----
EPwm3Regs.TBPRD = 1000; // Set timer period 50kHz
EPwm3Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0; // Phase is 120
EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter

EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up

```

```

EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;      // Disable phase loading
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0;             //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;    // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;      // Slow so we can observe on

EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm3Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm3Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 4 -----
// -----
EPwm4Regs.TBPRD = 1000;                      // Set timer period 50kHz
EPwm4Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 1000;          // Phase is 180°
EPwm4Regs.TBCTR = 0x0000;                   // Clear counter

EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;      // Disable phase loading
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;            //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;    // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm4Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm4Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm4Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

EPwm4Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm4Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm4Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm4Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm4Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 5 -----
// -----
EPwm5Regs.TBPRD = 1000;                      // Set timer period 50kHz
EPwm5Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;              // Phase is 120°

```

```

EPwm5Regs.TBCTR = 0x0000;                   // Clear counter

EPwm5Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;      // Disable phase loading
EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0;            //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm5Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm5Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;    // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm5Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm5Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm5Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// EPwm5Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm5Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm5Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

EPwm5Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm5Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm5Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm5Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm5Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 6 -----
// -----
EPwm6Regs.TBPRD = 1000;                      // Set timer period 50kHz
EPwm6Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;              // Phase is 120
EPwm6Regs.TBCTR = 0x0000;                   // Clear counter

EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;      // Disable phase loading
EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0;            //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;    // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Load registers every ZERO
EPwm6Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm6Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// EPwm6Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm6Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

EPwm6Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm6Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm6Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm6Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm6Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 7 -----

```



```

// -----
EPwm7Regs.TBPRD = 1000;           // Set timer period 50kHz
EPwm7Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;   // Phase is 0
EPwm7Regs.TBCTR = 0x0000;        // Clear counter

// Setup TBCLK
EPwm7Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm7Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;         // Disable phase loading
EPwm7Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 0;                //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm7Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm7Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;       // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm7Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm7Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;    // Load registers every ZERO
EPwm7Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm7Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm7Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Setup compare
// EPwm7Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

// Set actions
EPwm7Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm7Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

// Active Low PWMs - Setup Deadband
EPwm7Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm7Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm7Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm7Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm7Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 8 -----
// -----

EPwm8Regs.TBPRD = 1000;           // Set timer period 50kHz
EPwm8Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;   // Phase is 120 = 667
EPwm8Regs.TBCTR = 0x0000;        // Clear counter

// Setup TBCLK
EPwm8Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm8Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;         // Disable phase loading
EPwm8Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;                //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm8Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm8Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;       // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm8Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm8Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;    // Load registers every ZERO
EPwm8Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm8Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm8Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Setup compare
// EPwm8Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

// Set actions

```

```

EPwm8Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm8Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm8Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm8Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

// Active Low PWMs - Setup Deadband
EPwm8Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm8Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm8Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm8Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm8Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 9 -----
// -----

EPwm9Regs.TBPRD = 1000;           // Set timer period 50kHz
EPwm9Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;   // Phase is 120° = 667
EPwm9Regs.TBCTR = 0x0000;        // Clear counter

// Setup TBCLK
EPwm9Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm9Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;         // Disable phase loading
EPwm9Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;                //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm9Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm9Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;       // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm9Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm9Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;    // Load registers every ZERO
EPwm9Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm9Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm9Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Setup compare
// EPwm9Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

// Set actions
EPwm9Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm9Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm9Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm9Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

// Active Low PWMs - Setup Deadband
EPwm9Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm9Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm9Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm9Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm9Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 10 -----
// -----

EPwm10Regs.TBPRD = 1000;          // Set timer period 50kHz
EPwm10Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 1000; // Phase is 0
EPwm10Regs.TBCTR = 0x0000;        // Clear counter

// Setup TBCLK
EPwm10Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm10Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;         // Disable phase loading
EPwm10Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;                //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo

```

```

EPwm10Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm10Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;      // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm10Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm10Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;   // Load registers every ZERO
EPwm10Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm10Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm10Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Setup compare
//   EPwm10Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

// Set actions
EPwm10Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm10Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm10Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm10Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

// Active Low PWMs - Setup Deadband
EPwm10Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm10Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm10Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm10Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm10Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 11 -----
// -----

EPwm11Regs.TBPRD = 1000;                       // Set timer period 50kHz
EPwm11Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;               // Phase is 120
EPwm11Regs.TBCTR = 0x0000;                    // Clear counter

// Setup TBCLK
EPwm11Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm11Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;        // Disable phase loading
EPwm11Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;              //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm11Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm11Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;     // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm11Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm11Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;   // Load registers every ZERO
EPwm11Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm11Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm11Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Setup compare
//   EPwm11Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

// Set actions
EPwm11Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm11Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm11Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm11Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

// Active Low PWMs - Setup Deadband
EPwm11Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm11Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm11Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm11Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;

```

```

EPwm11Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;

// ePWM 12 -----
// -----

EPwm12Regs.TBPRD = 1000;                       // Set timer period 50kHz
EPwm12Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;               // Phase is 120
EPwm12Regs.TBCTR = 0x0000;                    // Clear counter

// Setup TBCLK
EPwm12Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up/down
EPwm12Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;        // Disable phase loading
EPwm12Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;              //Direção Phase 1 Positivo - 0 Negativo
EPwm12Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
EPwm12Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;     // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm12Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

EPwm12Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;   // Load registers every ZERO
EPwm12Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm12Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm12Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Setup compare
//   EPwm12Regs.CMPA.bit.CMPA = 500;

// Set actions
EPwm12Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
EPwm12Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm12Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm12Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;

// Active Low PWMs - Setup Deadband
EPwm12Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm12Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm12Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
EPwm12Regs.DBRED = EPWM_DB_UP;
EPwm12Regs.DBFED = EPWM_DB_DOWN;
}

// -----
// FIM
// -----

```