

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E
ELETRÔNICA**

Luiz Felipe Manke

**ANÁLISE DINÂMICA DA ASSOCIAÇÃO DE CONVERSORES
FLYBACK OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO
DESCONTÍNUA**

Florianópolis

2018

Luiz Felipe Manke

**ANÁLISE DINÂMICA DA ASSOCIAÇÃO DE CONVERSORES
FLYBACK OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO
DESCONTÍNUA**

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido ao Programa de Graduação
em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Santa Catarina
para a obtenção do Grau de Engenheiro
Eletricista.

Orientador: Prof. André Luís Kirsten,
Dr. Eng.

Coorientador: Vinícius Bernardi
Fuerback, Eng.

Florianópolis

2018

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

Manke, Luiz Felipe

Análise dinâmica da associação de conversores
Flyback operando no modo de condução descontínua /
Luiz Felipe Manke ; orientador, André Luís Kirsten,
coorientador, Vinícius Bernardi Fuerback, 2018.
129 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro
Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica,
Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor Flyback. 3.
Conversor Modular. 4. Controle Digital. I. Kirsten,
André Luís. II. Fuerback, Vinícius Bernardi. III.
Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em
Engenharia Elétrica. IV. Título.

Luiz Felipe Manke

**ANÁLISE DINÂMICA DA ASSOCIAÇÃO DE CONVERSORES
FLYBACK OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO
DESCONTÍNUA**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado aprovado para a obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica”, e aprovado, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Florianópolis, 29 de junho de 2018.



Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr. Eng.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:



Prof. André Luís Kirsten, Dr. Eng.
Orientador



Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr. Eng.
UFSC



Felipe Jung, Eng.
UFSC

Aos meus pais, Aldo e Ana.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Aldo Felipe e Ana Paula, por todo apoio e incentivo durante toda a minha jornada acadêmica.

Agradeço ao meu irmão, João Victor, por toda a ajuda, paciência e discussões ao longo da graduação.

Aos professores do INEP, principalmente ao professor Dr. Telles Brunelli Lazzarin por ter me oferecido a primeira bolsa e oportunidade no INEP, e ao professor Dr. André Luís Kirsten pela confiança, suporte e orientação neste trabalho.

Ao meu coorientador, Eng. Vinícius Bernardi Fuerback, que me direcionou durante todo o período em que estive no INEP, além das inúmeras discussões e aprendizados.

Agradeço a todos os meus colegas e amigos, os quais tive a felicidade de dividir esses anos de graduação.

A todos aqueles que, direta ou indiretamente, contribuíram para a minha graduação.

RESUMO

Este trabalho estuda a dinâmica de conexões mistas de conversores modulares baseados na estrutura *Flyback* operando em modo de condução descontínua, além do projeto de um placa de controle digital, para as seguintes associações: associações com módulos em paralelo conectadas em série (OPOP-S), associações com módulos em série conectadas em paralelo (OSOS-P), associações com módulos em conexões diferentes conectadas em série (OSOP-S), associações com módulos em conexões diferentes conectadas em paralelo (OSOP-P). Inicialmente, as funções de transferências das quatro associações mistas estudadas são adquiridas através da modelagem dos sistemas físicos. Em seguida, condicionadores de sinais são estudados, uma vez que são essenciais para a implementação prática. Os compensadores de cada uma das associações são obtidos e analisados levando em conta os condicionadores de sinais necessários. O trabalho mostra que é possível utilizar o mesmo compensador para qualquer associação mista estudada. Além de simulações, uma placa de controle digital é implementada para validar o trabalho fazendo o uso de três módulos *Flyback* em modo de condução descontínua, cada um operando com uma potência nominal de 200 W, já implementados no INEP. Os resultados obtidos comprovam o equacionamento para todas as associações estudadas.

Palavras-chave: Controle Digital, Conversor *Flyback* em MCD, Conversor Modular, OPOP-S, OSOS-P, OSOP-S, OSOP-P.

ABSTRACT

This work studies the dynamic of mixed connections of modular converters based on the Flyback structure operating on discontinuous conduction mode, besides the design of a digital control board, for the following associations: parallel associations connected in series (OPOP-S), series associations connected in parallel (OSOS-P), different associations connected in series (OSOP-S), different associations connected in parallel (OSOP-P). Initially, the transfer functions of the four mixed connections are acquired modeling the physics systems. Following, signal conditioners are studied, since they are essential on real life implementation. The compensators of each mixed connection are obtained and analyzed, using signal conditioners when necessary. This work shows that is possible to use the same compensator for any mixed connection studied here. Simulations and practical implementation of a digital control board were used to validate the work using three Flyback modules in discontinuous conduction mode, each one with nominal power equal to 200 W, already implemented on INEP. The results confirm the equations for the four mixed connections studied.

Keywords: DCM Flyback Converter, Digital Control, Modular Converter, OPOP-S, OSOS-P, OSOP-S, OSOP-P.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Possíveis conexões de conversores CC-CC de duas portas: (a) paralelo-paralelo, (b) paralelo-série, (c) série-paralelo e (d) série-série (FAUST, 2014).....	34
Figura 2 - Conversor Flyback (acima) e sua função de transferência (abaixo).....	35
Figura 3 - Corrente no indutor ideal e não-ideal de um conversor boost CC-CC (DAVOUDI e JATSKEVICH, 2006).....	37
Figura 4 - (a) Lugar geométrico das raízes de uma associação série-série de conversores CC-CC em ponte completa, (b) área pontilhada expandida (Sha, Deng, & Liao, 2012)	39
Figura 5 - Diagrama de Bode da magnitude e fase de um sistema seu compensador de avanço de fase (RAJAGOPALAN, K. XING e LEE, 1996).....	40
Figura 6 - Diagrama de blocos do controle digital de um conversor buck CC-CC (FANG, LIU, et al., 2014)	43
Figura 7 - Conversor Flyback (FAUST, 2014).....	45
Figura 8 - Primeira etapa de operação do conversor Flyback em MCD (FAUST, 2014).....	46
Figura 9 - Segunda etapa de operação do conversor Flyback em MCD (FAUST, 2014).....	47
Figura 10 - Terceira etapa de operação do conversor Flyback em MCD (FAUST, 2014).....	47
Figura 11 - Formas de onda das principais grandezas envolvidas (FAUST, 2014).....	48
Figura 12 - Curva característica de saída do conversor Flyback (FAUST, 2014).....	53
Figura 13 – Modelo equivalente do interruptor ativo.....	57
Figura 14 - Modelo equivalente do interruptor passivo.....	57
Figura 15 - Modelo equivalente do conversor Flyback pelo modelo de resistência sem perdas (BERNARDI, 2016)	58
Figura 16 - Circuito linear canônico do modelo de pequenos sinais dos interruptores (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001)	59
Figura 17 - Modelo de pequenos sinais do conversor Flyback (BERNARDI, 2016).....	61
Figura 18 - Modelo de pequenos sinais do conversor Flyback considerando a indutância magnetizante um curto-circuito (BERNARDI, 2016).....	61
Figura 19 - Modelo de pequenos sinais simplificado do conversor Flyback	63

Figura 20 - Associações mistas	64
Figura 21 - Modelo de pequenos sinais simplificado para associações de conversores Flyback conectados em paralelo	65
Figura 22 - Modelo de pequenos sinais para associações OPOP-S de conversores Flyback.....	65
Figura 23 – Primeiro modelo de pequenos sinais para associações OPOP-S de conversores Flyback.....	67
Figura 24 - Segundo modelo de pequenos sinais para associações OPOP-S de conversores Flyback.....	67
Figura 25 - Modelo de pequenos sinais simplificado para associações de conversores Flyback conectados em série.....	68
Figura 26 - Modelo de pequenos sinais para associações OSOS-P de conversores Flyback.....	68
Figura 27 - Modelo de pequenos sinais simplificado para associações OSOS-P de conversores Flyback	69
Figura 28 - Modelo de pequenos sinais para associações OSOP-S de conversores Flyback.....	70
Figura 29 - Modelo de pequenos sinais para associações OSOP-P de conversores Flyback.....	72
Figura 30 - Circuito de um módulo de conversor flyback implementado no software PSIM	80
Figura 31 - Simulação da tensão de saída de um módulo de conversor flyback em malha aberta	80
Figura 32 - Simulação das principais formas de onda de um módulo de conversor flyback em malha aberta.....	81
Figura 33 - Circuitos implementados no software PSIM para a associação mista OPOP-S	83
Figura 34 - Validação da função de transferência para a associação mista OPOP-S.....	84
Figura 35 - Validação da função de transferência para a associação mista OSOS-P.....	85
Figura 36 - Validação da função de transferência para a associação mista OSOP-S.....	86
Figura 37 - Circuitos implementados no software PSIM para a associação mista OSOP-P	87
Figura 38 - Validação da função de transferência para a associação mista OSOP-P.....	88
Figura 39 - Divisor resistivo	89
Figura 40 – Circuito do buffer	89
Figura 41 – Filtro passa-baixa.....	90
Figura 42 - Circuito de ganho	91

Figura 43 - Circuito do coletor aberto	91
Figura 44 - Diagrama de blocos em malha fechada	92
Figura 45 - Diagrama de Bode para as associações OSOS-P e OPOP-S	93
Figura 46 - Diagrama de Bode para a associação OSOP-S	93
Figura 47 - Diagrama de Bode para a associação OSOP-P	94
Figura 48 - Diagrama de Bode com o compensador	95
Figura 49 - Circuito implementado da associação OPOP-S para validação do controle digital.....	99
Figura 50 - Resposta em malha fechada digital da associação OPOP-S	100
Figura 51 - Código implementado no bloco C do software PSIM	100
Figura 52 - Resposta em malha fechada digital da associação OSOS-P	101
Figura 53 - Resposta em malha fechada digital da associação OSOP-S	101
Figura 54 - Resposta em malha fechada digital da associação OSOP-P	102
Figura 55 - Placa de condicionamento de sinal implementada.....	105
Figura 56 - Foto da bancada de validação do protótipo.....	108
Figura 57 - Validação do condicionamento do sinal de entrada	109
Figura 58 - Validação do condicionamento de sinal de saída	110
Figura 59 - Formas de onda da associação série-série com tensão de saída igual a 100 V por módulo.....	111
Figura 60 - Formas de onda da associação série-série com tensão de saída igual a 300 V por módulo.....	111
Figura 61 - Forma de onda da associação série-paralelo com tensão de saída igual a 50 V	112
Figura 62 - Forma de onda da associação série-paralelo com tensão de saída igual a 150 V	113
Figura 63 - Tensão drain-source nos MOSFETs dos módulos.....	114
Figura 64 - Formas de onda da associação série-série desbalanceada com tensão de total saída igual a 200 V	115
Figura 65 - Formas de onda da associação série-série desbalanceada com tensão de total saída igual a 300 V	115
Figura 66 - Circuito de medição de tensão	124
Figura 67 - Circuito de medição de corrente	125
Figura 68 - Circuito do processador digital de sinais	126
Figura 69 - Circuito de saída	127
Figura 70 - Circuito das fontes auxiliares e display LCD	128
Figura 71 - Placa de circuito impresso	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações de um módulo de conversor flyback.....	76
Tabela 2 - Corrente no primário e no secundário do transformador.....	77
Tabela 3 - Parâmetros de dimensionamento do transformador	78
Tabela 4 - Parâmetros do núcleo escolhido para o projeto do conversor	78
Tabela 5 - Parâmetro dos controladores PI.....	95
Tabela 6 - Componentes utilizados na placa de controle	106
Tabela 7 - Equipamentos utilizados na validação do protótipo.....	108

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MCD	Modo de Condução Descontínua
MCC	Modo de Condução Contínua
ISOS	<i>Input-Series-Output-Series</i>
ISOP	<i>Input-Series-Output-Parallel</i>
IPOS	<i>Input-Parallel-Output-Series</i>
IPOP	<i>Input-Parallel-Output-Parallel</i>
PI	Proporcional Integral
PD	Proporcional Derivativo
PID	Proporcional Integral Derivativo
DAC	<i>Digital-to-analog Converter</i>
ADC	<i>Analog-to-digital Converter</i>
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor Field-effect Transistor</i>
IGBT	<i>Insulated-gate Bipolar Transistor</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
MF	Margem de Fase
PCI	Placa de Circuito Impresso

LISTA DE SÍMBOLOS

D	Razão cíclica
T_s	Período de comutação
f_s	Frequência de comutação
t_x	Tempo de operação das etapas do conversor <i>Flyback</i>
d_x	Razão cíclica das etapas do conversor <i>Flyback</i>
V_i	Tensão de entrada do conversor
I_i	Corrente de entrada do conversor
V_o	Tensão de saída do conversor
I_o	Corrente de carga
P_i	Potência de entrada do conversor
P_o	Potência de saída do conversor
R_o	Resistência de carga do conversor
C_i	Capacitor de entrada do conversor
C_o	Capacitor de saída do conversor
L_m	Indutância magnetizante
$L_{m_{crit}}$	Indutância magnetizante crítica
L_d	Indutância de dispersão
N_p	Número de enrolamentos no primário do transformador
N_s	Número de enrolamentos no secundário do transformador
a	Relação de transformação do transformador
I_{Sp}	Corrente de pico no primário do conversor <i>Flyback</i>
I_{Dp}	Corrente de pico no secundário do conversor <i>Flyback</i>
I_{sef}	Corrente eficaz no primário do conversor <i>Flyback</i>
I_{Def}	Corrente eficaz no secundário do conversor <i>Flyback</i>
i_L	Corrente através do transformador
G	Ganho estático de tensão do conversor
k_i	Ganho do controlador
T_i	Constante de tempo do controlador
s	Variável de Laplace

R_e	Resistência equivalente no modelo de valores médios
V_s	Valor médio da tensão sobre o interruptor ativo
V_D	Valor médio da tensão sobre o interruptor passivo
I_s	Valor médio da corrente sobre o interruptor ativo
I_D	Valor médio da corrente sobre o interruptor passivo
$\langle V_s \rangle_{T_s}$	Valor médio da tensão sobre o interruptor ativo em um período de comutação
$\langle V_D \rangle_{T_s}$	Valor médio da tensão sobre o interruptor passivo em um período de comutação
$\langle I_s \rangle_{T_s}$	Valor médio da corrente sobre o interruptor ativo em um período de comutação
$\langle I_D \rangle_{T_s}$	Valor médio da corrente sobre o interruptor passivo em um período de comutação
$\langle P \rangle_{T_s}$	Potência média quase instantânea transferida pelo modelo de valores médios
\hat{d}	Perturbação na razão cíclica
\hat{v}_i	Perturbação na tensão de entrada
\hat{v}_s	Perturbação na tensão do interruptor ativo
\hat{v}_o	Perturbação na tensão de saída
\hat{v}_D	Perturbação na tensão do interruptor passivo
r_s	Resistência do interruptor ativo no modelo canônico de pequenos sinais
r_D	Resistência do interruptor passivo no modelo canônico de pequenos sinais
$j_s \hat{d}$	Fonte de corrente do interruptor ativo no modelo canônico de pequenos sinais
$j_D \hat{d}$	Fonte de corrente do interruptor passivo no modelo canônico de pequenos sinais
N	Número de módulos
V_{in}	Valor médio da tensão de entrada do n ésimo módulo
V_{on}	Valor médio da tensão de saída do n ésimo módulo
I_{in}	Valor médio da corrente de entrada do n ésimo módulo
I_{on}	Valor médio da corrente de saída do n ésimo módulo
P_{in}	Potência de entrada do n ésimo módulo
P_{on}	Potência de saída do n ésimo módulo

R_{on}	Resistência de carga do enésimo módulo
G_n	Ganho estático de tensão do enésimo módulo
B_{max}	Máxima densidade de fluxo magnético
J_{max}	Máxima densidade de corrente
kp	Fator de utilização da janela do primário
kw	Fator de utilização da janela do núcleo
μ_o	Permeabilidade magnética do ar
A_e	Área central do carretel
A_w	Área da janela do carretel
gap	Entreferro entre os núcleos do transformador
ΔV_i	Ondulação máxima da tensão de entrada
ΔV_o	Ondulação máxima da tensão de saída
R_C	Resistência dos capacitores
I_{Ci_ef}	Corrente eficaz no capacitor de entrada
I_{Co_ef}	Corrente eficaz no capacitor de saída
T_z	Período de amostragem
MF	Margem de fase
f_c	Frequência ordinária de cruzamento
ω_c	Frequência angular de cruzamento
$FTLA_{nc}$	Função de transferência de laço aberto não compensado
V_{lp}	Tensão sobre o enrolamento primário do transformador
V_{ls}	Tensão sobre o enrolamento secundário do transformador

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	29
1.1	OBJETIVO.....	29
1.2	ESTRUTURA DE TRABALHO	30
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	33
2.1	CONVERSORES MODULARES	33
2.2	MODELAGEM.....	34
2.2.1	Função de Transferência	35
2.2.2	Espaço de Estados	36
2.3	CONTROLE ANALÓGICO.....	37
2.3.1	Projeto por Intermédio do Lugar Geométrico das Raízes	38
2.3.2	Projeto por Intermédio do Diagrama de Bode	39
2.4	CONTROLE DIGITAL	40
2.4.1	Conversores	41
2.4.2	Transformada Z	41
2.5	CONDICIONAMENTO DE SINAIS	42
3	CONVERTOR <i>FLYBACK</i>.....	45
3.1	ANÁLISE ESTÁTICA	45
3.1.1	Etapas de Funcionamento em MCD.....	46
3.1.2	Análise do Conversor em MCD	48
3.2	MODELAGEM DO CONVERTOR EM MCD.....	53
3.2.1	Modelo do Valor Médio dos Interruptores	53
3.2.2	Modelo de Pequenos Sinais	58
4	ASSOCIAÇÕES MISTAS DE CONVERTORES <i>FLYBACK</i>.....	63
4.1	INDEPENDÊNCIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA EM RELAÇÃO AO PRIMÁRIO DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS	63
4.2	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	64
4.2.1	OPOP Conectados em Série	65
4.2.2	OSOS Conectados em Paralelo	68
4.2.3	OSOP/OPOS Conectados em Série	70
4.2.4	OSOP/OPOS Conectados em Paralelo.....	71
5	PROJETO DO CONTROLADOR.....	75
5.1	DIMENSIONAMENTO DOS MÓDULOS.....	75
5.1.1	Especificações do Projeto	75
5.1.2	Dimensionamento do Transformador	77
5.1.3	Dimensionamento dos Capacitores.....	79

5.1.4	Simulação em Malha Aberta.....	80
5.2	VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA ...	82
5.3	CONDICIONADORES DE SINAIS	88
5.4	COMPENSADOR	92
5.4.1	Projeto de Controle.....	92
5.4.1	Implementação Digital	96
5.4.2	Simulação em Malha Fechada	98
6	PROTÓTIPO E TESTES REALIZADOS	105
6.1	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....	105
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	107
6.2.1	Equipamentos Utilizados.....	107
6.2.2	Validação dos Condicionadores de Sinais.....	108
6.2.3	Validação das Associações com Módulos Idênticos	110
6.2.4	Validação das Associações com Módulos Diferentes	113
6.3	CONCLUSÃO	116
7	CONCLUSÃO.....	117
	REFERÊNCIAS.....	119
	APÊNDICE A – PROJETO DA PLACA DE CONTROLE	123

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de controle começaram a ser implementados no século 18 e são uma parte integrante da sociedade moderna. Esses sistemas consistem em subsistemas e processos (ou plantas) construídos com o objetivo de se obter uma saída desejada com um desempenho desejado para uma entrada específica fornecida.

Na eletrônica de potência, em específico em conversores estáticos, controladores visam assegurar que uma grandeza elétrica, seja tensão, corrente, fase e/ou frequência, siga uma referência interna ou externa ao conversor. Dessa forma, é possível garantir um sistema com erro nulo em regime permanente.

A utilização de conversores CC-CC, por exemplo, vem crescendo muito devido ao aumento da necessidade de variar os níveis de tensão e também com o aumento da demanda de energia elétrica. Porém, como esses conversores podem operar com potências da ordem de miliwatts até Megawatts, componentes adaptados à ordem de milhares de volts e/ou amperes são necessários para a maior parte das topologias convencionais em aplicações de alta potência. Como solução ao problema destacado, a associação de módulos operando com potências menores começou a ser estudada.

Os sistemas de controle entram nesse contexto não só com a finalidade de garantir uma saída desejada para o sistema, mas também, uma correta divisão de esforços em cada um dos módulos da associação. Isso é realizável com o projeto de um circuito que varia a entrada de controle do conversor, isto é, a razão cíclica.

1.1 OBJETIVO

Difícilmente se encontra qualquer produto acessível para os consumidores sem que haja um controle próprio e adequado para mesmo. Sem ele, não é possível garantir um comportamento desejado para situações adversas. Em eletrônica de potência não é diferente. No caso de conversores modulares, o controle tem o objetivo de dividir corretamente os esforços entre os módulos, além de garantir uma saída específica.

Este trabalho apresenta o estudo da dinâmica de conexões mistas de conversores modulares baseados na estrutura *Flyback* operando em modo de condução descontínua, juntamente com o projeto de uma placa

de controle digital através de uma malha de tensão para os módulos já implementados e presentes no Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC (INEP).

O objetivo inicial é o controle de apenas um módulo em modo de condução descontínua (MCD), para, em trabalhos futuros, fazer o controle de, pelo menos, três módulos, também em modos de condução descontínua nas diferentes associações estudadas.

Visando projetos futuros, a placa implementada nesse trabalho já considerou a possibilidade do controle de até seis variáveis, sejam valores de correntes ou de tensões. Além disso, como existe a possibilidade de cada módulo ser controlado por um sinal de comando diferente, três saídas PWMs independentes foram implementadas.

Esse trabalho foi feito no Instituto de Eletrônica de Potência, onde há todos os recursos necessários para concluir o mesmo, e é composto por um estudo inicial sobre o tema, a realização do projeto teórico e, finalmente, a implementação prática para validação do projeto.

1.2 ESTRUTURA DE TRABALHO

O trabalho analisa as possíveis associações de conversores e as técnicas de controle analógico para, em seguida, fazer a análise dos conceitos de controle digital, além dos condicionamentos de sinais necessários para o mesmo. Todos os resultados obtidos em cada etapa foram verificados através de simulações computacionais. Com a parte teórica concluída, uma placa de circuito impresso foi implementada e um protótipo foi montado para poder validar todo o trabalho proposto.

O capítulo 1 apresenta a introdução e o objetivo do trabalho proposto, bem como este será desenvolvido.

O capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica, introduzindo algumas das estratégias utilizadas quando há a necessidade de se trabalhar com um sistema controlado, além das técnicas de conversores modulares, largamente utilizados quando deseja-se trabalhar com tensões e/ou correntes elevadas. Além disso, nesse capítulo faz-se a apresentação dos trabalhos precedentes a este.

O capítulo 3 apresenta o desenvolvimento matemático do modelo de um conversor *Flyback* operando em modo de condução descontínua. Partindo da análise estática, as principais formas de ondas são adquiridas

e, posteriormente, fazendo-se o uso das mesmas, a modelagem de pequenos sinais é obtida.

O capítulo 4 apresenta o equacionamento das quatro associações mistas de conversores *Flyback*. É nesse capítulo que as funções de transferências para a implementação dos controles são obtidas.

O capítulo 5 apresenta o projeto da placa de controle. Nesse capítulo é feito o dimensionamento dos módulos e a validação das funções de transferência com o auxílio do *software* PSIM. Os condicionadores de sinais são introduzidos à fim de realizar um controle mais eficiente. Além disso, os princípios de controle digital são apresentados para ser possível a implementação do projeto com o uso de um microcontrolador.

Por fim, o capítulo 6 apresenta o protótipo implementado e os resultados experimentais obtidos. Os resultados são discutidos e comparados com os desenvolvimentos teóricos feitos anteriormente.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A revisão bibliográfica buscou evidenciar artigos relacionados a conversores modulares, controle analógico e controle digital, bem como a teoria básica necessária para a realização desse projeto.

2.1 CONVERSORES MODULARES

Algumas das vantagens encontradas nas associações de conversores são o aumento significativo da confiabilidade do conversor pela introdução de diferentes níveis de redundância e a redução do tempo e do custo de produção do conversor com a padronização dos componentes para módulos de mesma potência, além de possibilitar o aumento da eficiência e da densidade de potência do conversor pela utilização de componentes com menores perdas e pela utilização de frequências de comutação mais elevadas (AYYANAR, GIRI e MOHAN, 2004).

Em (RODRÍGUEZ, LAI e PENG, 2002) é apresentada uma revisão geral de associações de células de comutação, também conhecidas como topologias multiníveis, e em (BERNARDI, 2016) as estruturas modulares de conversores CC-CC baseados em conversores *Flybacks* operando em MCD são analisadas nas quatro associações possíveis: série na entrada e série na saída (ISOS), série na entrada e paralelo na saída (ISOP), paralelo na entrada e série na saída (IPOS) e paralelo na entrada e paralelo na saída (IPOP). O auto balanço das tensões de entrada e de saída são exploradas pela análise em regime permanente e comprovadas por simulação e experimentação, o que permite trabalhar com pulso único de comando para todos os módulos do conversor. Além disso, as quatro funções de transferências puderam ser generalizadas em apenas duas, dependendo apenas das conexões de saída e diferenciadas apenas por um ganho. A Figura 1 ilustra as quatro possíveis associações.

Outros estudos sobre estabilidade e o controle em conversores modulares em diferentes conexões e para diferentes aplicações são feitos em (CHEN, RUAN, *et al.*, 2009), (KIM, YOU e CHO, 2001) e (RAJAGOPALAN, K. XING e LEE, 1996). Em (CHEN, RUAN, *et al.*, 2009) o estudo é feito com conversores CC-CC em ponte completa com deslocamento de fase. Os autores analisam diversas estratégias de modulação e controle e propõem uma estratégia geral que utiliza duas

malhas de controle para as associações instáveis utilizando uma malha de tensão de saída e uma malha de corrente individual.

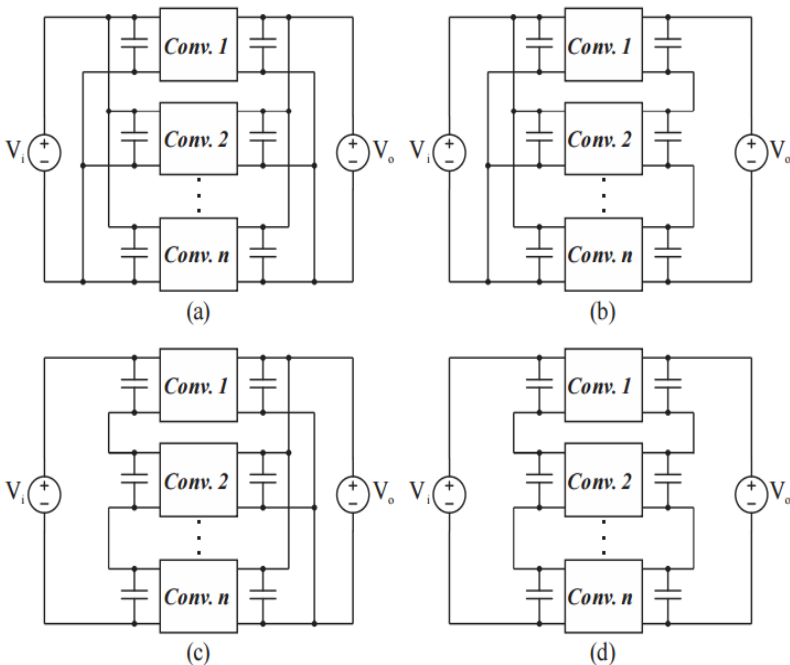


Figura 1 - Possíveis conexões de conversores CC-CC de duas portas: (a) paralelo-paralelo, (b) paralelo-série, (c) série-paralelo e (d) série-série (FAUST, 2014)

2.2 MODELAGEM

Em um conversor, para entender como as variações de entrada afetam a variável a ser controlada, é necessário ter o modelo dinâmico do conversor estudado. Esse processo é chamado de modelagem que, em outras palavras, é a representação de fenômenos físicos em funções matemáticas. Existem dois métodos de modelagem: o método no domínio da frequência e o método no domínio do tempo.

2.2.1 Função de Transferência

Uma função de transferência nada mais é que a representação matemática da relação entre a entrada e a saída de um sistema no domínio da frequência. Entretanto, pode ser difícil modelar um sistema por meio de um diagrama de blocos e obter a sua função de transferência quando a equação que o descreve é uma equação diferencial.

Na modelagem pelo domínio da frequência, a transformada de Laplace é o conhecimento básico necessário para os estudos das funções matemáticas derivadas de fenômenos físicos, uma vez que essa transformada permite a representação da entrada, da saída e do sistema como entidades separadas, permitindo que a inter-relação dos subsistemas sejam simplesmente algébricas (Nise, 2008). Mais além, a função de transferência também pode ser determinada e representada por meio de diagramas de blocos.

A utilidade desse método pode ser observada em (FAUST, 2014), onde é feita a análise de conversores *Flybacks* associados em série na entrada e série na saída em MCD. A **Error! Reference source not found.** apresenta o circuito de um conversor *Flyback* e sua função de transferência, obtida através da modelagem do conversor.

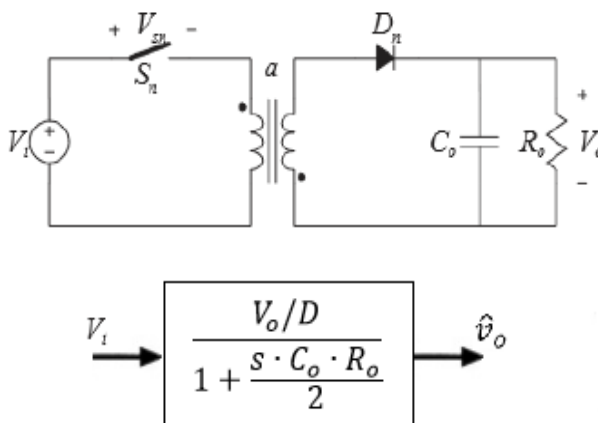


Figura 2 - Conversor *Flyback* (acima) e sua função de transferência (abaixo)

Os conceitos desenvolvidos nessa seção são referentes a sistemas que podem ser descritos aproximadamente por equações diferenciais lineares e invariantes com o tempo. Entretanto, a maioria das aplicações, na prática, são sistemas não-lineares. Ainda assim, é possível realizar uma aproximação linear em um sistema não-linear. As aproximações lineares simplificam a análise e o projeto de um sistema, e são utilizadas desde que os resultados forneçam uma boa aproximação da realidade na faixa na qual se deseja conciliar o sistema. Por exemplo, pode ser estabelecida uma relação linear em um ponto específico de uma curva não linear se a faixa de valores na proximidade desse ponto for pequena.

2.2.2 Espaço de Estados

Segundo (OGATA, 1987), diferentemente da modelagem no domínio da frequência, a modelagem no domínio do tempo tem a vantagem de não necessitar um sistema linear e invariante no tempo. Porém, tem-se como desvantagem o fato de não ser possível obter informações sobre a estabilidade ou sobre a resposta transiente de um sistema tão rapidamente quanto na modelagem pelo domínio da frequência.

Sabe-se que é muito mais complicado de se trabalhar com um sistema não-linear, entretanto, quando um sistema não-linear é aproximado em um sistema linear, algumas características do sistema são desconsideradas, podendo acarretar problemas de análises futuras, como o de estabilidade. A Figura 3 mostra a diferença entre uma aproximação e a corrente ideal em um indutor de um conversor boost operando em MCD estudadas em (DAVOUDI e JATSKEVICH, 2006).

Em (CUK e MIDDLEBROOK, 1977) um método geral para a modelagem de conversores CC-CC em modo de condução descontínua é proposto e ilustrado para os conversores *boost*, *buck* e *buck-boost* onde a modelagem se inicia pela representação unificada da técnica de espaço de estado, culminando na representação linear de todas as características principais dos conversores.

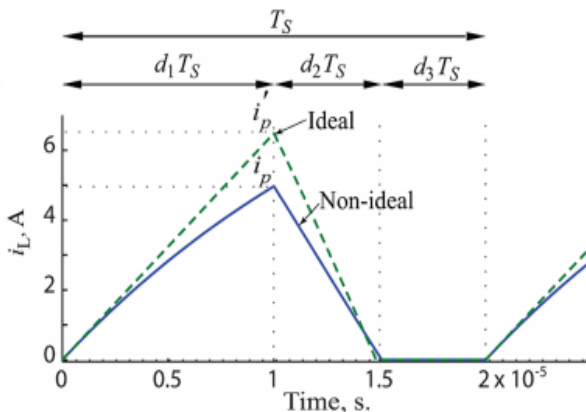


Figura 3 - Corrente no indutor ideal e não-ideal de um conversor boost CC-CC (DAVOUDI e JATSKEVICH, 2006)

Já em (DAVOUDI e JATSKEVICH, 2006) e (CAPEL, FERRANTE e PRAJOUX, 1975) são propostos novos métodos de modelagem para sistemas não-lineares, tanto para conversores em MCC, quanto MCD. Em (DAVOUDI e JATSKEVICH, 2006) essa análise é comprovada de modo a não desconsiderar as características principais de um sistema. Esse método faz o uso de uma técnica de espaço de estado “corrigida”. Para validação da técnica, um conversor *boost* é modulado tanto em MCC, quanto em MCD. Com esse método, pode-se garantir uma linearização mais precisa de sistemas não-lineares.

2.3 CONTROLE ANALÓGICO

Os sistemas de controle com realimentação são difíceis de compreender do ponto de vista qualitativo e, portanto, dependem fundamentalmente de uma boa base matemática. Nesta seção, serão descritos alguns métodos de análise e projeto que visam a caracterização da estabilidade e da resposta transiente de um sistema. Algumas das técnicas apresentadas a seguir serão utilizadas para analisar os sistemas e obter os respectivos compensadores propostos nesse projeto.

Uma solução para melhorar a resposta transiente ou o erro de regime estacionário de um sistema, de modo que o sistema possua uma determinada margem de fase ou ganho em uma frequência específica, é a

alteração do sistema visto pelo controle, ou seja, a função de transferência de laço aberto, aumentando, ou compensando, o mesmo com pólos e zeros adicionais. A vantagem de se compensar um sistema é que os pólos e zeros não apresentam interferência nos requisitos de potência de saída ou problemas de cargas adicionais. Porém, como desvantagem aos sistemas em malha aberta, os compensadores podem aumentar a ordem do sistema com um efeito subsequente sobre a resposta desejada.

Os três tipos de compensações mais utilizadas em conversores CC-CC são: a compensação por atraso de fase (PI), a compensação por avanço de fase (PD) e a compensação por atraso e avanço de fase (PID). Um compensador por atraso de fase foca em melhorar a constante de erro estático, sem que resulte em instabilidade. Diferentemente da função de um compensador por atraso de fase, em uma compensação por avanço de fase, deseja-se alterar o sistema de modo a reduzir o sobrevalor percentual e obter uma resposta transiente mais rápida. Por último, a compensação por atraso e avanço de fase é projetada para melhorar tanto a resposta transiente, quanto o erro de regime estacionário de um sistema (NISE, 2008).

2.3.1 Projeto por Intermédio do Lugar Geométrico das Raízes

O lugar geométrico das raízes é uma representação gráfica dos pólos em malha fechada em função da variação de um parâmetro do sistema. Essa técnica oferece a descrição qualitativa do desempenho exigido de um sistema de controle e que também pode ser utilizado como ferramenta qualitativa poderosa, capaz de fornecer mais informações que outros métodos. Embora o lugar geométrico das raízes também possa ser utilizado para produzir uma resposta transiente desejada em sistemas de primeira e segunda ordem, sua real potencialidade reside na capacidade de fornecer soluções para sistemas de ordem superior a dois.

Em (SHA, DENG e LIAO, 2012), a estabilidade de uma associação série-série de conversores CC-CC em ponte completa com deslocamento de fase por razão cíclica foi determinada a partir do critério de Routh-Hurwitz e a análise e o projeto do compensador foram feitos utilizando o método do lugar geométrico das raízes. A Figura 4 apresenta o lugar geométrico das raízes com os pólos de malha fechada obtido pelos autores. É possível notar que a estabilidade do sistema muda ao aumentar o ganho da compensação, mantendo $k_p = 0$ e variando o ganho

k_i partindo de zero, podendo tornar o mesmo estável uma vez que não haja pólos no semiplano direito do plano complexo.

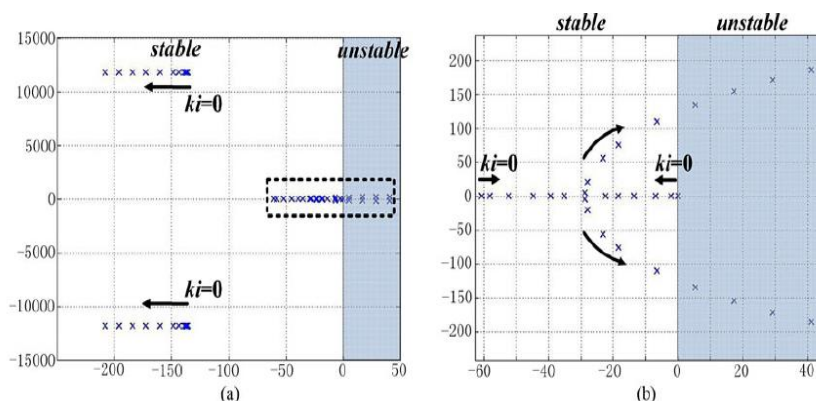


Figura 4 - (a) Lugar geométrico das raízes de uma associação série-série de conversores CC-CC em ponte completa, (b) área pontilhada expandida (Sha, Deng, & Liao, 2012)

2.3.2 Projeto por Intermédio do Diagrama de Bode

A técnica tratada nessa seção é mais antiga e não tão intuitiva quanto a técnica do lugar geométrico das raízes, contudo, segundo (NISE, 2008), os diagramas de Bode são mais vantajosos quando os compensadores são projetados para atender o erro de regime estacionário e a resposta transiente, na determinação da estabilidade de sistemas não-lineares e na eliminação de ambiguidades.

Em (RAJAGOPALAN, K. XING e LEE, 1996) são estudados métodos de controle não balanceados por malha de corrente em associações de módulos de conversores CC-CC em paralelo, onde os diagramas de Bode são claramente utilizados para as análises. A Figura 5 apresenta um compensador de avanço de fase projetado nesse artigo.

Em (VILLALVA e FILHO, 2008), ambas as técnicas de controle discutidas aqui foram utilizadas para determinar a melhor forma de se projetar um controlador para um conversor *buck* em uma aplicação fotovoltaica. E em (GUO, HUNG e NELMS, 2003), ambas as técnicas foram comparadas no projeto de controladores para conversores *buck* e

boost, onde a técnica do lugar geométrico das raízes teve uma performance mais precisa devido a melhor atribuição das não-idealidades.

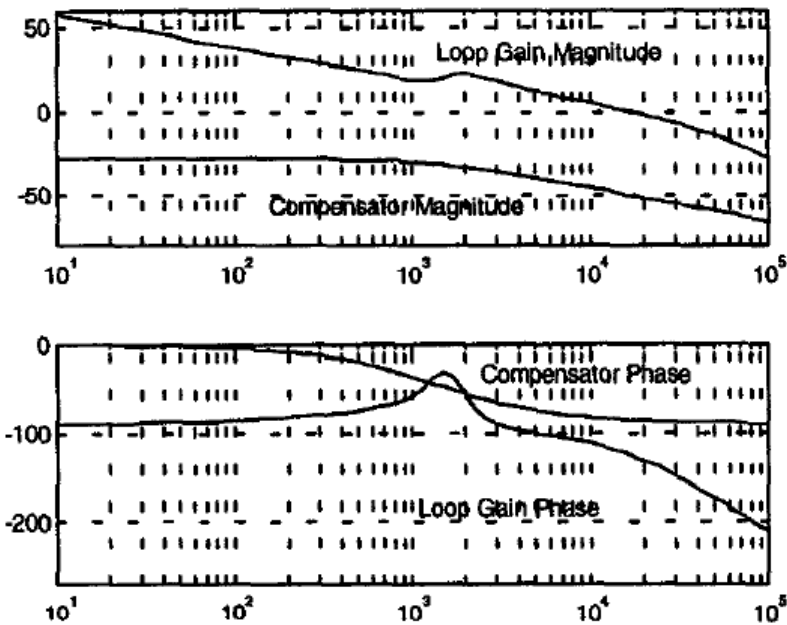


Figura 5 - Diagrama de Bode da magnitude e fase de um sistema seu compensador de avanço de fase (RAJAGOPALAN, K. XING e LEE, 1996)

2.4 CONTROLE DIGITAL

As funções de transferência, representando compensadores construídos com componentes analógicos, são agora substituídas por um computador digital cujos cálculos emulam o compensador analógico. Algumas das vantagens desses compensadores sobre os compensadores analógicos são a redução de custo na maioria das aplicações, flexibilidade na realização de alterações de projeto e imunidade a ruídos.

2.4.1 Conversores

Para controlar um sistema físico usando um controlador digital, o controlador deve receber os sinais do sistema, processá-los, e, então, enviar os sinais de controle para o sistema a ser controlado. Como em muitas aplicações, neste projeto existem dois sistemas distintos: um sistema digital, o controlador, e um sistema analógico, o sistema a ser controlado. Essa é uma situação onde o sistema controlado e o controlador não “falam a mesma língua”, e é necessária uma “tradução”. A tradução da linguagem do controlador (digital) para a linguagem do processo físico (analógica) é realizada por um conversor digital-analógico (DAC), e a tradução do processo físico para o controlador é realizada por um conversor analógico-digital (ADC).

A conversão digital-analógica é simples e realizada de forma quase instantânea. Em eletrônica de potência, saídas PWMs são utilizadas para realizar essa conversão. Já a conversão analógica-digital é um processo de duas etapas, e não é imediato, ou seja, existe uma defasagem entre a tensão analógica de entrada e a *palavra* digital de saída. Nessa conversão, o sinal analógico é inicialmente convertido em um sinal amostrado e depois transformado em uma sequência de números binários, o sinal digital.

Nos processadores digitais de sinais, utilizados no controle digital de sistemas, normalmente, esses conversores já vêm embutidos nos dispositivos, entre outras inúmeras funções. O microcontrolador TMS570LS04x/03x, fabricado pela Texas Instruments, é um exemplo disso. Em (TMS570LS04x/03x Datasheet, 2016) é possível verificar que esse dispositivo pode ser configurado para ler sinais analógicos e quantizá-los em sinais digital com até 12 *bits* de resolução, além de ser possível estabelecer a taxa de amostragem do sinal, que, segundo o critério de Nyquist, deve ser igual a pelo menos duas vezes a banda passante do sinal; caso contrário, ocorrerá distorção.

2.4.2 Transformada Z

O efeito da amostragem sobre um sistema é considerável. Enquanto nos sistemas analógicos a estabilidade e a resposta transiente dependem do ganho e dos valores dos componentes, nos sistemas com dados amostrados a estabilidade e a resposta transiente dependem também da taxa de amostragem. A transformada Z define como construir

uma função a partir de uma série de amostras. Isso permite transformar equações diferenciais em equações algébricas que, em alguns casos, podem ser facilmente resolvidas.

Sabendo que s e z são ambos números complexos, é possível mapear pontos de um plano ao outro. A utilidade de ambas as transformadas, Laplace e a Z , pode ser vista em (MAHERY, TORABZAD, *et al.*, 2012). Nesse artigo, os autores propõem um método de análise de estabilidade para um conversor *boost* CC-CC em MCC.

No presente trabalho, a transformada s foi utilizada na modelagem dos sistemas de associações mistas propostos e no projeto dos respectivos compensadores. Já a transformada z foi utilizada para implementar o controle digitalmente a partir das funções de transferências no domínio s .

2.5 CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Os sinais analógicos têm de ser previamente condicionados a fim de estarem em condições adequadas para serem adquiridos. Condicionar um sinal é convertê-lo de forma correta para interagir com outros elementos de um sistema. Os exemplos mais comuns de condicionamento de sinais são a amplificação, a atenuação, a isolação, a filtragem e a linearização.

Além dos já mencionados, na eletrônica de potência, têm-se a necessidade de se produzir uma corrente de entrada adequada para os transistores de alta potência, como os IGBTs e os MOSFETs, uma vez que as correntes de saída dos processadores de sinais são baixas. Isso é possível com a utilização de *drivers*, que nada mais são que amplificadores de potência.

Em (FANG, LIU, *et al.*, 2014) é apresentada uma nova estratégia de controle digital por malha de corrente para conversores CC-CC. A validação do método é feita com base em um conversor *buck* operando com frequência de comutação de 400 kHz. A Figura 6 ilustra a metodologia aplicada, onde é possível notar a necessidade de um *driver* para condicionar o sinal vindo do controlador digital e também a utilização de um ADC para ser possível a digitalização do sinal. Neste trabalho, entretanto, a conversão AD será feita pelo processador digital de sinais.

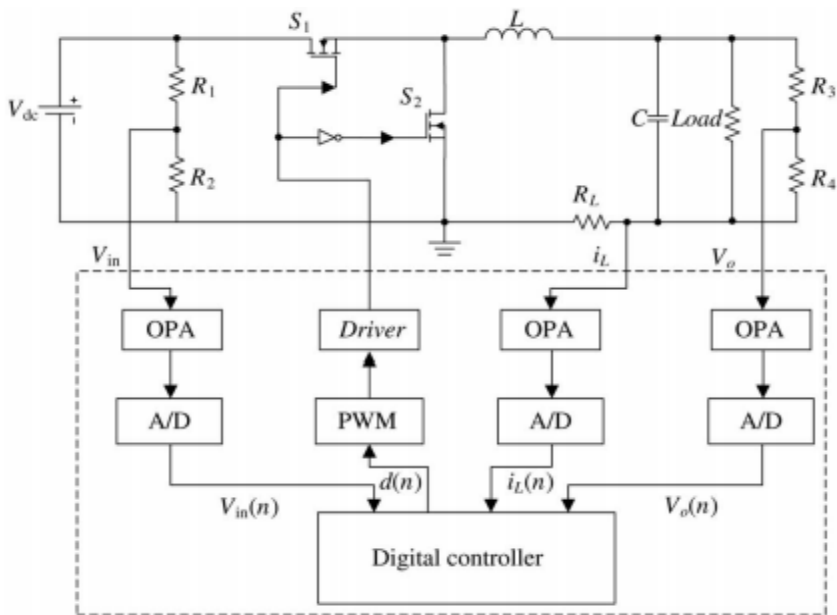


Figura 6 - Diagrama de blocos do controle digital de um conversor buck CC-CC (FANG, LIU, et al., 2014)

3 CONVERSOR *FLYBACK*

O conversor proposto neste projeto faz a utilização de módulos *Flyback*, operando em MCD. Neste capítulo serão analisados o funcionamento desse conversor, sua modelagem e função de transferência, bem como suas características.

3.1 ANÁLISE ESTÁTICA

Um conversor *Flyback* nada mais é que a forma isolada do conversor *buck-boost*, um conversor CC-CC de acumulação indutiva. A Figura 7 apresenta o circuito simplificado desse conversor, onde o acúmulo de energia e o isolamento são realizados pelo transformador. Este conversor possibilita a operação como abaixador ou elevador de tensão, podendo ser utilizado tanto em modo de condução contínua, quanto em modo de condução descontínua. Além disso, o transformador pode ser utilizado para a adaptação dos níveis de tensão de saída para valores próximos do desejado. Outras características desse conversor são:

- Baixo custo;
- Saídas múltiplas;
- Aceita grande variação de resistência na carga;
- Boa regulação cruzada;
- Entrada e saída em tensão;
- Permite ajustar o ganho do conversor através da relação de transformação.

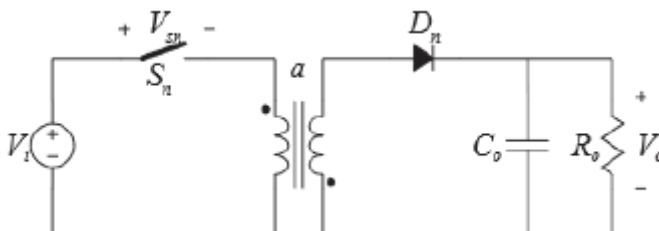


Figura 7 - Conversor *Flyback* (FAUST, 2014)

Apesar de ser possível sua operação em MCC, existem diversas vantagens de se utilizar o conversor *Flyback* em MCD, como a utilização de transformadores de menor volume, resposta dinâmica de primeira ordem, ausência de perdas de recuperação reversa no diodo do secundário do transformador, entre outros. Entre as desvantagens relacionadas ao MCD em relação ao MCC destacam-se: o valor elevado da corrente de pico sobre o transformador para uma mesma potência transferida, o qual implica em capacitores de saída maiores; transformadores dimensionados com correntes de saturação mais elevadas; e interruptores ativos capazes de suportar maiores valores de corrente. Por essa razão, o conversor *Flyback* é normalmente utilizado em potências limitadas a algumas centenas de Watts (BERNARDI, 2016). Uma proposta para viabilizar o uso da topologia *Flyback* em MCD em aplicações que demandam correntes e tensões mais elevadas é a associação dos mesmos, como será mostrado no decorrer deste projeto.

3.1.1 Etapas de Funcionamento em MCD

O funcionamento do conversor *Flyback* em MCD pode ser dividido em três etapas principais, como descrito em (BARBI, 2007).

Etapa 1: Durante a primeira etapa, o interruptor S_n se mantém fechado, o diodo D_n se mantém bloqueado e a sua corrente é nula. O circuito é representado pela Figura 8, onde o transformador armazena a energia proveniente da fonte de tensão V_i e, como não há energia sendo fornecida à carga por meio do transformador, o capacitor C_o é responsável por manter a tensão de saída do conversor. Essa etapa acaba quando o interruptor deixa de conduzir.

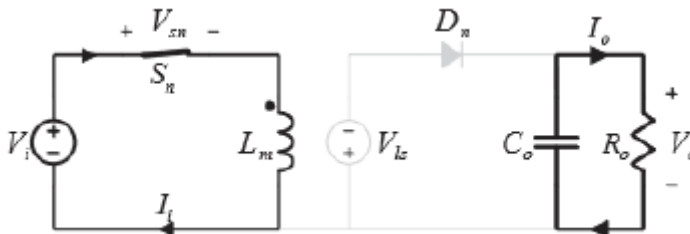


Figura 8 - Primeira etapa de operação do conversor *Flyback* em MCD (FAUST, 2014)

Etapa 2: A segunda etapa é ilustrada pela Figura 9. Nesta etapa o interruptor S_n permanece aberto, a polaridade no transformador se inverte, o diodo D_n entra em condução e a energia previamente acumulada no campo magnético é transferida ao capacitor de C_o e à carga R_o . Essa etapa acaba quando toda energia armazenada é transferida.

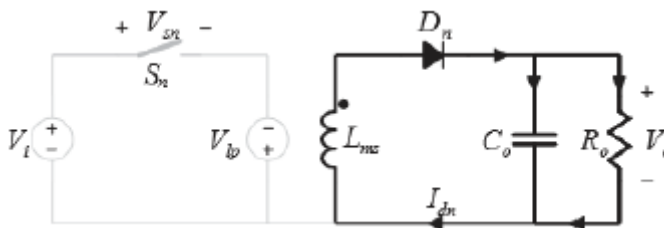


Figura 9 - Segunda etapa de operação do conversor Flyback em MCD (FAUST, 2014)

Etapa 3: Na terceira, ilustrada na Figura 10, tanto o interruptor S_n , quanto o diodo D_n permanecem abertos. Como na etapa anterior o capacitor C_o recebeu parte da energia do campo magnético, o mesmo assume a tensão de saída do circuito, fornecendo energia à carga R_o . Ao final de um período de comutação o interruptor volta a conduzir, dando início à etapa 1 novamente.

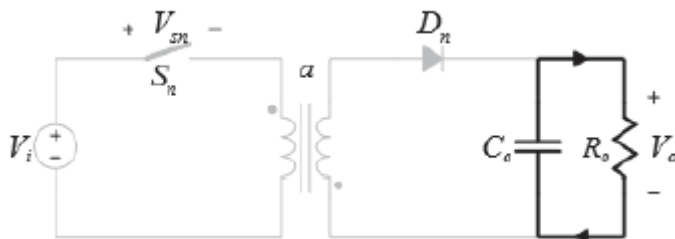


Figura 10 - Terceira etapa de operação do conversor Flyback em MCD (FAUST, 2014)

As formas de onda das principais grandezas envolvidas são apresentadas na Figura 11.

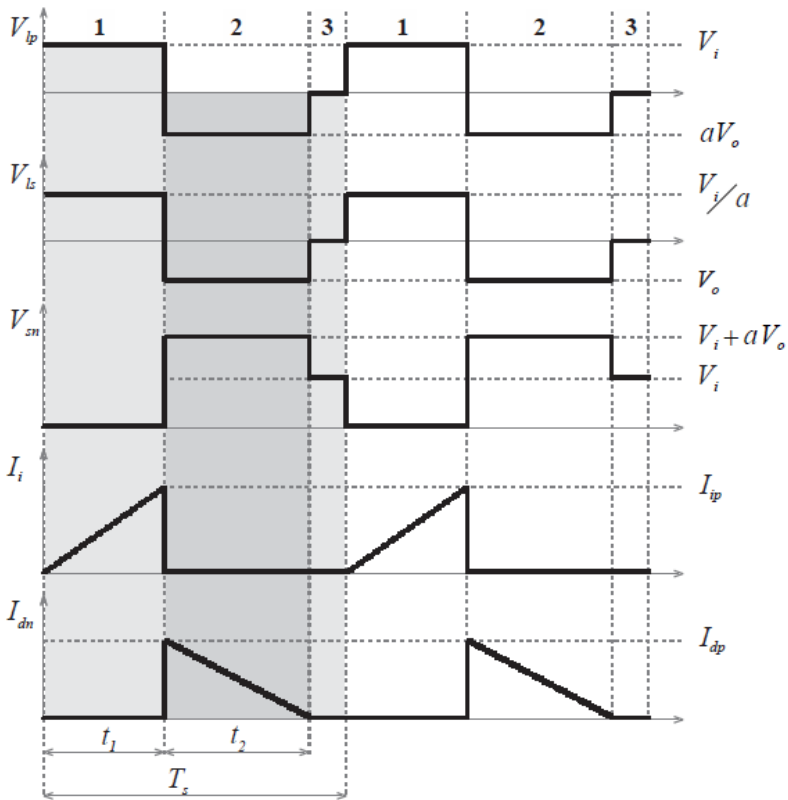


Figura 11 - Formas de onda das principais grandezas envolvidas (FAUST, 2014)

3.1.2 Análise do Conversor em MCD

A análise matemática do conversor *Flyback* apresentada nesta seção é baseada em (BARBI, 2007) e (Faust, 2014). A razão cíclica do conversor é definida pela equação (3.1).

$$D = \frac{t_1}{T_s} \quad (3.1)$$

Tomando o circuito que representa a primeira etapa de funcionamento do conversor é possível equacionar a malha formada pelo transformador e pela fonte de entrada, apresentada pela equação (3.2).

$$V_i = L_m \frac{di_L}{dt} \quad (3.2)$$

O valor máximo da corrente que circula pelo interruptor ativo, expressa pela equação (3.3), é equivalente à corrente no enrolamento do primário do transformador e obtido substituindo (3.1) em (3.2).

$$I_{Sp} = \frac{V_i}{L_m} \cdot D \cdot T_s \quad (3.3)$$

O valor máximo da corrente que atravessa o interruptor passivo, equivalente à corrente no enrolamento do secundário do transformador, calculada de acordo com

$$I_{Dp} = a \cdot I_{Sp}, \quad (3.4)$$

onde a relação de transformação a de um transformador ideal é dada pela equação (3.5).

$$a = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.5)$$

O valor médio da corrente no interruptor passivo é o mesmo da carga, sendo obtido por meio de

$$I_o = \frac{I_{Dp} \cdot t_2}{2T_s}, \quad (3.6)$$

sendo R_o o valor da resistência que representa a carga do conversor, a tensão de saída é dada pela equação (3.7).

$$V_o = R_o \cdot I_o \quad (3.7)$$

Substituindo (3.4) e (3.6) em (3.7), chega-se a (3.8), que representa o valor médio da tensão em relação ao parâmetro de operação do conversor.

$$V_o = R_o \cdot a \cdot \frac{V_i \cdot D \cdot t_2}{2L_m} \quad (3.8)$$

Como o conversor opera em regime permanente, o valor médio da tensão aplicada na indutor L_m é igual à zero. Portanto, o conversor *Flyback* deve respeitar a condição imposta pela equação (3.9).

$$V_i \cdot D \cdot T_s = a \cdot V_o \cdot t_2 \quad (3.9)$$

O tempo de condução da segunda etapa de operação do conversor pode ser obtido isolando o termo t_2 da equação anterior, dada por (3.10).

$$t_2 = \frac{V_i \cdot D \cdot T_s}{a \cdot V_o} \quad (3.10)$$

Finalmente, substituindo (3.10) em (3.8) e fazendo as devidas simplificações matemáticas, encontra-se a relação entre a tensão de entrada e de saída do conversor *Flyback* operando em MCD, apresentada na equação (3.11).

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \sqrt{\frac{R_o T_s}{2L_m}} \quad (3.11)$$

É importante notar que a tensão de saída depende dos parâmetros construtivos do conversor, além da razão cíclica e da carga de operação. A equação de ganho estático do conversor é calculada por (3.12).

$$G = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.12)$$

A frequência de comutação é definida pela equação (3.13).

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.13)$$

A equação (3.14) é escrita substituindo e trabalhando as equações (3.11) e (3.12) em (3.13).

$$G = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot f_s \cdot L_m}} \quad (3.14)$$

O ganho de tensão ainda pode ser reescrito substituindo R_o com a equação (3.7), obtendo (3.15).

$$G = \frac{D^2 \cdot V_i}{2 \cdot f_s \cdot L_m \cdot I_o} \quad (3.15)$$

É usual trabalhar com uma corrente de saída parametrizada, facilitando as comparações com outras situações onde os parâmetros do conversor sofrem variações. Essa corrente é definida pela equação (3.16).

$$\overline{I_o'} = \frac{2 \cdot f_s \cdot L_m \cdot I_o}{D \cdot V_i} \quad (3.16)$$

O ganho de tensão em função da corrente parametrizada pode então ser definida por (3.17):

$$G = \frac{D}{\overline{I_o'}} \quad (3.17)$$

Conforme (BARBI, 2007), o ganho estático do conversor *Flyback* em MCC é dado pela equação (3.18).

$$G = \frac{1}{a} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (3.18)$$

Para achar o limite entre a condução contínua e a condução descontínua do conversor, deve-se igualar (3.17) e (3.18), adquirindo (3.40).

$$\frac{1}{a} \cdot \frac{D}{1 - D} = \frac{D}{\overline{I_o'}} \quad (3.19)$$

Manipulando a equação (3.40), obtém-se a condição de descontinuidade em função da razão cíclica D .

$$D < 1 - \frac{\bar{I}_o'}{a} \quad (3.20)$$

Assim, definindo-se a corrente parametrizada \bar{I}_o

$$\bar{I}_o = \frac{\bar{I}_o'}{a}, \quad (3.21)$$

Encontra-se a condição de descontinuidade reescrita substituindo (3.21) em (3.20).

$$D < 1 - \bar{I}_o \quad (3.22)$$

Considerando a relação de transformação a igual a um e utilizando as equações (3.17), (3.21) e (3.22), é possível obter a equação da curva característica de ganho do conversor *Flyback* em relação à corrente parametrizada, ilustrada na Figura 12 e expressa na equação (3.23).

$$G = \frac{1 - \bar{I}_o}{\bar{I}_o} \quad (3.23)$$

Na Figura 12 é possível observar que, em modo de condução contínua, a tensão de saída depende apenas da razão cíclica, enquanto no modo de condução descontínua, essa tensão depende diretamente tanto da razão cíclica, quanto da carga com a qual o conversor está trabalhando.

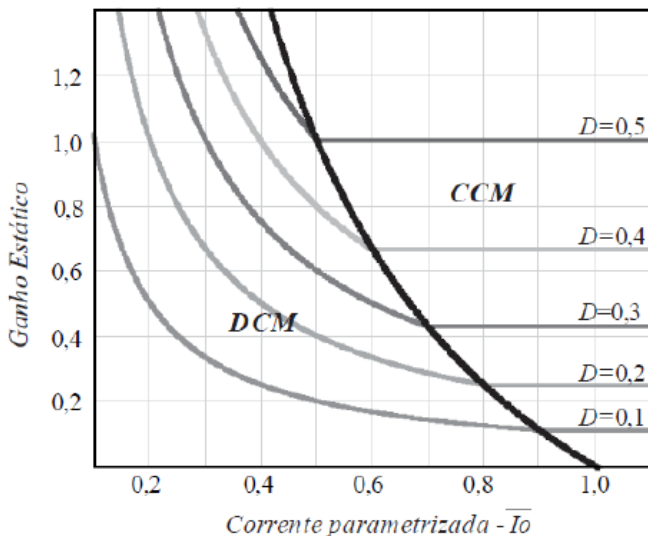


Figura 12 - Curva característica de saída do conversor Flyback (FAUST, 2014)

3.2 MODELAGEM DO CONVERSOR EM MCD

Nesta seção será obtida a função de transferência para que, posteriormente, seja implementada a malha de controle do sistema, onde o desenvolvimento é todo baseado nos conceitos apresentados em (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001) e (Bernardi, 2016).

3.2.1 Modelo do Valor Médio dos Interruptores

É possível modelar um conversor em MCD através da corrente e da tensão em seus interruptores. Analisando o circuito da Figura 13 e as principais formas de onda do conversor Flyback já apresentadas na Figura 11, os valores médios da tensão v_s e corrente I_s no interruptor ativo S , e a tensão v_d e corrente I_d no interruptor passivo D podem ser escritos por meio de variáveis fixas.

Sabendo que t_1, t_2 e t_3 são os tempos de duração de cada uma das três etapas de funcionamento do conversor *Flyback* em MCD, uma razão cíclica também é associada à cada etapa como mostram as equações em (3.24).

$$d_1 = \frac{t_1}{T_s}, d_2 = \frac{t_2}{T_s}, d_3 = \frac{t_3}{T_s} \quad (3.24)$$

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1$$

Assim, o valor médio da tensão no interruptor ativo durante um período de comutação pode ser descrito pela a equação (3.25).

$$\langle V_s \rangle_{T_s} = d_1 \cdot 0 + d_2 \cdot (V_i + a \cdot V_o) + d_3 \cdot V_i \quad (3.25)$$

Trabalhando a equação (3.25), é obtida a equação (3.26).

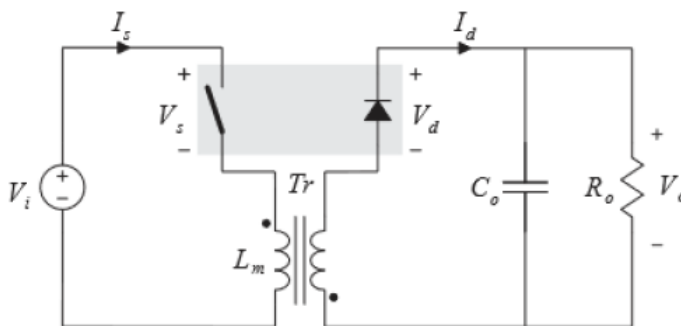


Figura 13 - Conversor *Flyback* (Erickson & Maksimovic, 2001)

$$\langle V_s \rangle_{T_s} = d_2 \cdot a \cdot V_o + (1 - d_1) \cdot V_i \quad (3.26)$$

O mesmo procedimento é aplicado no interruptor passivo. A equação (3.27) descreve o valor médio da tensão em um período de comutação.

$$\langle V_D \rangle_{T_s} = d_1 \cdot \left(V_o + \frac{V_i}{n} \right) + d_2 \cdot 0 + d_3 \cdot V_o \quad (3.27)$$

Trabalhando a equação (3.27), é obtida a equação (3.28).

$$\langle V_D \rangle_{T_s} = d_1 \cdot \frac{V_i}{a} + (1 - d_2) \cdot V_o \quad (3.28)$$

O valor médio da corrente no interruptor ativo é obtido fazendo a integração de $i_s(t)$ sobre o período de comutação:

$$\langle I_s \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_s(t) dt = \frac{d_1 T_s}{2} \cdot I_{sp}. \quad (3.29)$$

Utilizando a equação (3.3) para substituir a corrente de pico do primário, a equação (3.29) pode ser reescrita por (3.30).

$$\langle I_s \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2 \cdot T_s \cdot V_i}{2L_m} \quad (3.30)$$

Seguindo os mesmos passos é possível escrever o valor médio da corrente em um período de comutação no interruptor passivo do lado secundário do transformador, apresentada na equação (3.31).

$$\langle V_D \rangle_{T_s} = \frac{a \cdot d_1 \cdot d_2 \cdot T_s \cdot V_i}{2L_m} \quad (3.31)$$

A equação (3.32) pode ser descrita sabendo que o valor médio da tensão no indutor magnetizante é igual a zero em regime permanente.

$$\langle V_L \rangle_{T_s} = d_1 \cdot V_i - d_2 \cdot a \cdot V_o = 0 \quad (3.32)$$

Para simplificar as equações de modo a ter apenas uma razão cíclica, a equação (3.32) é manipulada e descrita por (3.33).

$$d_2 = d_1 \cdot \frac{V_i}{a \cdot V_o} \quad (3.33)$$

É importante ressaltar que a razão cíclica do conversor é igual à d_1 , como mostrado em (3.34).

$$d_1 = D \quad (3.34)$$

Finalmente, as equações dos valores médios das correntes e tensões nos interruptores durante um período de comutação, com as variáveis dos componentes ativos do conversor e sua razão cíclica, podem ser obtidas substituindo (3.33) e (3.34) em (3.26), (3.28), (3.30) e (3.31). As equações (3.35), (3.36), (3.37) e (3.38) são, respectivamente, os valores médios em um período de comutação da tensão no interruptor ativo no lado do primário do transformador, da tensão no interruptor passivo no secundário do transformador, da corrente no interruptor ativo e da corrente no interruptor passivo.

$$\langle V_S \rangle_{T_s} = V_i \quad (3.35)$$

$$\langle V_D \rangle_{T_s} = V_o \quad (3.36)$$

$$\langle I_S \rangle_{T_s} = \frac{D^2 \cdot T_s \cdot V_i}{2L_m} \quad (3.37)$$

$$\langle I_D \rangle_{T_s} = \frac{D^2 \cdot T_s \cdot V_i^2}{2 \cdot L_m \cdot V_o} \quad (3.38)$$

É possível observar que o valor médio da corrente no interruptor ativo $\langle I_S \rangle_{T_s}$ é proporcional à tensão de entrada V_i . Em outras palavras, essa equação obedece a Lei de Ohm:

$$\langle I_S \rangle_{T_s} = \frac{V_i}{R_e}, \quad (3.39)$$

onde a resistência equivalente de grandes sinais R_e é descrita pela equação (3.40).

$$R_e = \frac{2L_m}{D^2 \cdot T_s} \quad (3.40)$$

Portanto, para o modelo de grandes sinais, o interruptor ativo S pode ser representado pela resistência R_e , como mostrado na Figura 13.

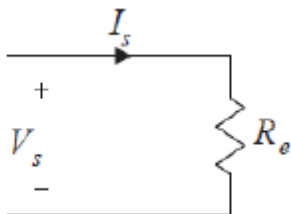


Figura 13 – Modelo equivalente do interruptor ativo

Já na equação da corrente sobre interruptor passivo, após a multiplicação em ambos os lados por $\langle V_D \rangle_{T_s}$, é possível observar como esse interruptor se comporta como uma fonte de potência dependente, descrita na equação (3.41) e ilustrada na Figura 14.

$$\langle V_D \rangle_{T_s} \cdot \langle I_D \rangle_{T_s} = \frac{V_s^2}{R_e} = \langle P \rangle_{T_s} \quad (3.41)$$

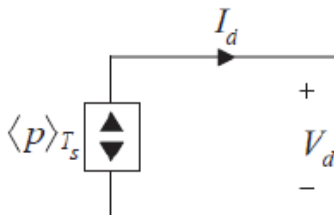


Figura 14 - Modelo equivalente do interruptor passivo

Mesmo esse resistor equivalente não existindo na prática, o valor médio da potência aparentemente consumida por essa resistência é transferido para o secundário do conversor. Utilizando a representação de ambos os interruptores, o circuito equivalente do conversor *Flyback* para grandes sinais é ilustrado na Figura 15.

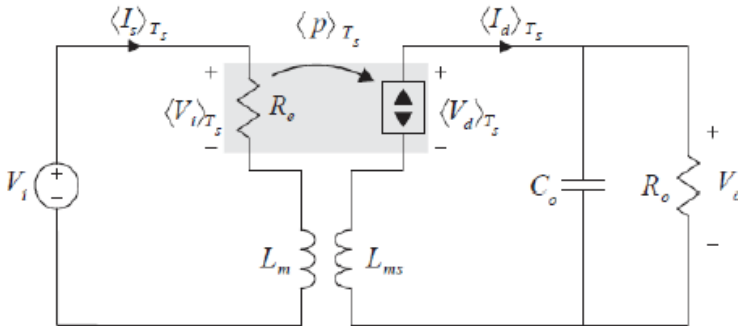


Figura 15 - Modelo equivalente do conversor Flyback pelo modelo de resistência sem perdas (BERNARDI, 2016)

3.2.2 Modelo de Pequenos Sinais

A próxima etapa para a obtenção da função de transferência do conversor *Flyback* é a construção do modelo equivalente dos pequenos sinais pois, embora o modelo de grandes sinais simplifique o equacionamento, esse modelo ainda possui características não-lineares. A construção do modelo de pequenos sinais consiste em perturbar e linearizar o conversor em um ponto específico de operação.

Partindo das equações (3.35), (3.36), (3.37) e (3.38), uma pequena perturbação é inserida no sistema, obtendo as seguintes equações para a razão cíclica e os valores médios.

$$d = D + \hat{d} \quad (3.42)$$

$$\langle V_s \rangle_{T_s} = V_s + \hat{v}_s \quad (3.43)$$

$$\langle V_D \rangle_{T_s} = V_D + \hat{v}_D \quad (3.44)$$

$$\langle I_s \rangle_{T_s} = I_s + \hat{i}_s \quad (3.45)$$

$$\langle I_D \rangle_{T_s} = I_D + \hat{i}_D \quad (3.46)$$

Considerando a linearização das correntes sobre os interruptores do conversor *Flyback* em MCD, é usual trabalhar com um circuito canônico para representar o modelo de pequenos sinais dos interruptores, como apresentado na Figura 16 e descrito pelas equações (3.47) e (3.48).

$$\hat{i}_s = \frac{\hat{v}_s}{r_s} + j_s \hat{d} + g_s \hat{v}_D \quad (3.47)$$

$$\hat{i}_D = -\frac{\hat{v}_D}{r_D} + j_D \hat{d} + g_D \hat{v}_s \quad (3.48)$$

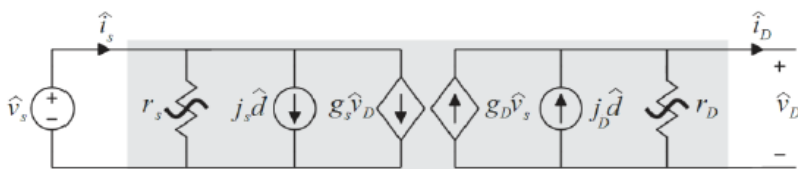


Figura 16 - Circuito linear canônico do modelo de pequenos sinais dos interruptores (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001)

A resolução do circuito canônico consiste em encontrar os parâmetros r_s, j_s, g_s, r_D, j_D e g_D utilizando a expansão em série de Taylor. A equação do valor médio da corrente no interruptor ativo descrita em (3.37) pode ser reescrita por (3.49).

$$\langle I_s \rangle_{T_s} = \frac{V_i}{R_e} = f_s(\langle V_s \rangle_{T_s}, \langle V_D \rangle_{T_s}, d) \quad (3.49)$$

Expandindo a expressão (3.49) em série de Taylor de três dimensões sobre o ponto (V_s, V_D, D) , é obtida a equação (3.50).

$$I_s + \hat{i}_s = f_s(V_s, V_D, D) + \hat{v}_s \left. \frac{\partial f_s(V_s, V_D, D)}{\partial v_s} \right|_{v_s=V_s} + \hat{v}_D \left. \frac{\partial f_s(V_s, V_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} + \hat{d} \left. \frac{\partial f_s(V_s, V_D, D)}{\partial d} \right|_{d=D} \quad (3.50)$$

+Termos de Ordem Superior

Os termos de ordem zero têm que ser iguais em ambos os lados da equação (3.50). Esses termos são apresentados na equação (3.51).

$$I_s = \frac{V_s}{R_e} \quad (3.51)$$

A linearização da equação (3.50) é feita considerando apenas os termos de ordem um. Os termos de ordem zero representam a condição de regime permanente, e os termos de ordem elevada não afetam de forma considerada a resposta. Os restantes dos termos são de ordem um e permitem a obtenção dos parâmetros necessários para completar o modelo canônico da Figura 16, como mostrado nas equações (3.52), (3.53) e (3.54).

$$\frac{1}{r_s} = \left. \frac{\partial f_s(V_s, V_D, D)}{\partial v_s} \right|_{v_s=V_s} = \frac{1}{R_e} \quad (3.52)$$

$$g_s = \left. \frac{\partial f_s(V_s, V_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} = 0 \quad (3.53)$$

$$j_s = \left. \frac{\partial f_s(V_s, V_D, D)}{\partial d} \right|_{d=D} = \frac{2V_s}{R_e \cdot D} \quad (3.54)$$

Similarmente, essa análise pode ser feita para a equação da corrente no interruptor passivo (3.38), obtendo-se os parâmetros com as equações (3.55), (3.56) e (3.57).

$$\frac{1}{r_D} = \left. \frac{\partial f_D(V_s, V_D, D)}{\partial v_s} \right|_{v_s=V_s} = \frac{1}{R_e \cdot G^2} \quad (3.55)$$

$$g_D = \left. \frac{\partial f_D(V_s, V_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} = \frac{2}{R_e \cdot G} \quad (3.56)$$

$$j_D = \left. \frac{\partial f_D(V_s, V_D, D)}{\partial d} \right|_{d=D} = \frac{2V_s}{R_e \cdot G \cdot D} \quad (3.57)$$

Com todos os parâmetros do circuito canônico dos interruptores encontrados, o modelo de pequenos sinais do conversor *Flyback* pode ser representado como mostrado na Figura 17.

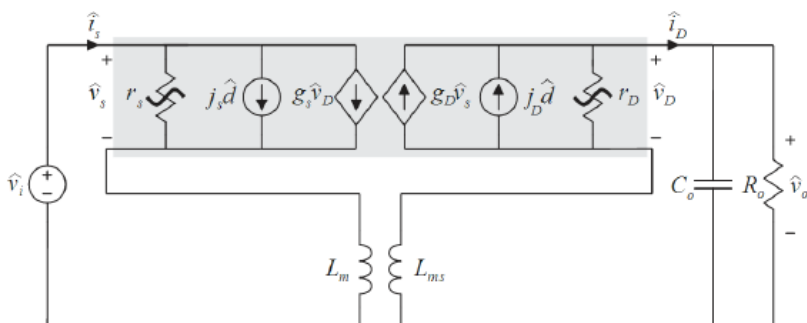


Figura 17 - Modelo de pequenos sinais do conversor *Flyback* (BERNARDI, 2016)

Como o objetivo é o controle da tensão de saída do conversor, é aceitável considerar apenas as dinâmicas de menor frequência, onde o indutor pode ser considerado como um curto-circuito. O novo circuito equivalente pode então ser representado na Figura 18.

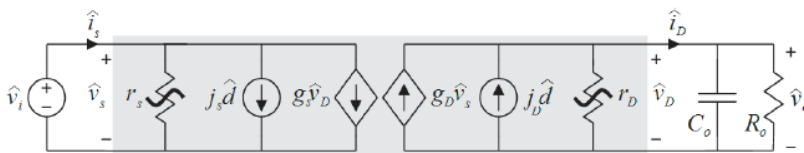


Figura 18 - Modelo de pequenos sinais do conversor *Flyback* considerando a indutância magnetizante um curto-circuito (BERNARDI, 2016)

Finalmente, a função de transferência que relaciona uma pequena variação na razão cíclica com uma pequena variação na tensão de saída em torno de um ponto de operação pode ser obtida. Assumindo uma fonte de tensão de entrada ideal, escreve-se (3.58).

$$\hat{v}_i = \hat{v}_s = 0 \quad (3.58)$$

A equação (3.58) permite resumir o circuito equivalente pela equação (3.59), onde Z_{eq} é calculado pela equação (3.60).

$$\hat{v}_D = j_D \hat{d} \cdot Z_{eq} \quad (3.59)$$

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{r_D} + C_o \cdot s + \frac{1}{R_o} \quad (3.60)$$

Reorganizando as equações (3.59) e (3.60), é escrita a equação (3.61).

$$\frac{\hat{v}_D}{\hat{d}} = j_D \cdot \left(\frac{R_o \cdot r_D}{R_o + r_D + s \cdot C_o \cdot R_o \cdot r_D} \right) \quad (3.61)$$

Sabendo que uma pequena variação de saída do circuito canônico \hat{v}_D é igual à do conversor *Flyback*, \hat{v}_o , aplicando em (3.61) os valores de j_D e r_D previamente encontrados e rearranjado a equação, obtém-se a função de transferência do conversor *Flyback* em MCD, apresentada na equação (3.62).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{v_i=0} = \frac{V_o/D}{1 + \frac{s \cdot C_o \cdot R_o}{2}} \quad (3.62)$$

No capítulo subsequente, o modelo de pequenos sinais e a função de transferência, aqui obtidos, serão utilizados para fazer uma análise semelhante das associações mistas de conversores *Flybacks*.

4 ASSOCIAÇÕES MISTAS DE CONVERSORES *FLYBACK*

Uma das desvantagens de se utilizar conversores *Flyback* operando em MCD é a limitação da potência processada. A associação destes conversores é uma alternativa para viabilizar o uso dos mesmos em aplicações de potências elevadas sem que haja a necessidade de se utilizar componentes que suportem altas tensões ou correntes. Neste capítulo serão apresentados os estudos feitos sobre associações mistas de conversores, uma continuação dos estudos realizados em (BERNARDI, 2016) sobre as quatro associações básicas.

Uma associação mista é a junção de duas associações de conversores distintas, podendo, ou não, possuir as mesmas conexões entre os seus módulos. Para facilitar a nomenclatura, as conexões realizadas de um módulo para outro serão chamadas de conexões “internas”, enquanto as conexões feitas entre uma associação e outra serão chamadas de conexões “externas”. Além disso, de modo a simplificar as funções de transferências, todos os módulos do sistema serão considerados idênticos e o número de associações conectadas juntas será fixado em dois.

4.1 INDEPENDÊNCIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA EM RELAÇÃO AO PRIMÁRIO DO MODELO DE PEQUENOS SINAIS

Sabe-se que a função de transferência do conversor *Flyback*, deduzida no capítulo 3, depende apenas dos parâmetros do secundário do modelo de pequenos sinais. Isso se deve ao fato do termo g_s ser igual a zero e a fonte de tensão de entrada ser considerada ideal. Dessa forma, é possível simplificar o circuito utilizado para obter a função de transferência, como apresentado na Figura 19. Resolvendo esse circuito, chega-se no mesmo resultado apresentado previamente pela equação (3.62).



Figura 19 - Modelo de pequenos sinais simplificado do conversor *Flyback*

4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Como discutido anteriormente, em conversores *Flyback* operando em MCD, a conexão feita na entrada não interfere na função de transferência, com isso, pode-se concluir que existem apenas 8 conexões possíveis para duas associações de conversores, as quais são mostradas na Figura 20. Entretanto, como as conexões OPOP-P e OSOS-S já foram estudadas em (FAUST, 2014) e em (BERNARDI, 2016), e as conexões OPOS-S e OPOS-P se repetem em OSOP-S e OSOP-P, respectivamente, restam apenas 4 associações mistas à serem estudadas. São elas: OPOP-S, OSOS-P, OSOP-S e OSOP-P.

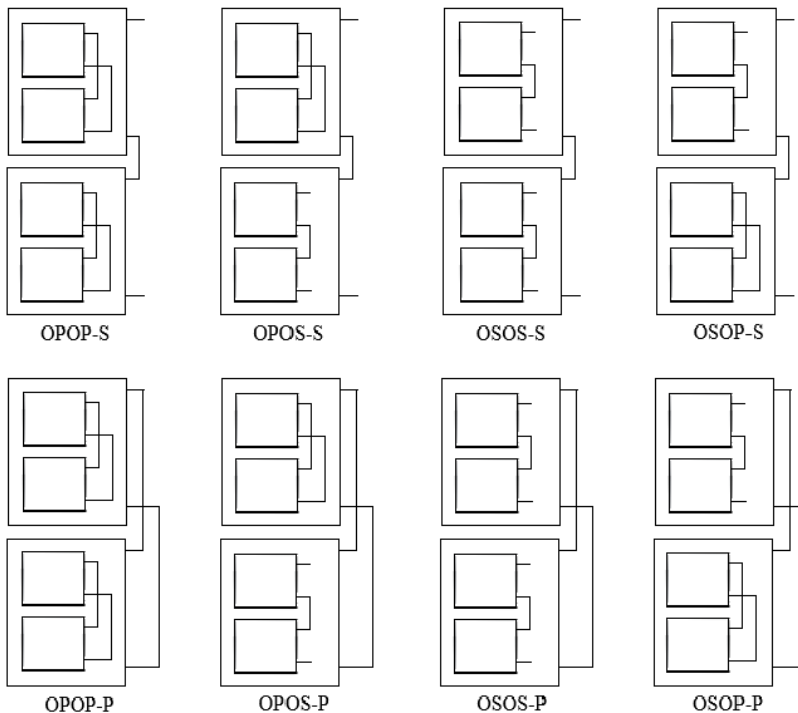


Figura 20 - Associações mistas

4.2.1 OPOP Conectados em Série

Para obter a função de transferência de duas associações de conversores em série, ambas com módulos conectados em paralelo, parte-se do modelo de pequenos sinais simplificado de associações com saídas em paralelo, obtido em (BERNARDI, 2016) e ilustrado na Figura 21, onde C_{oMod} , R_{oMod} , r_{DMod} e \hat{v}_{oMod} são os parâmetros do modelo de pequenos sinais de um único módulo e N é o número de módulos da associação.

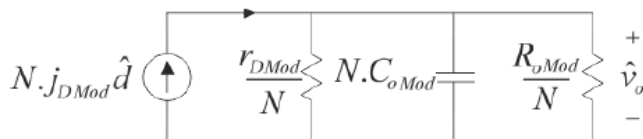


Figura 21 - Modelo de pequenos sinais simplificado para associações de conversores Flyback conectados em paralelo

Conectando em série duas associações de conversores com módulos conectados em paralelo na saída, obtém-se a Figura 22.

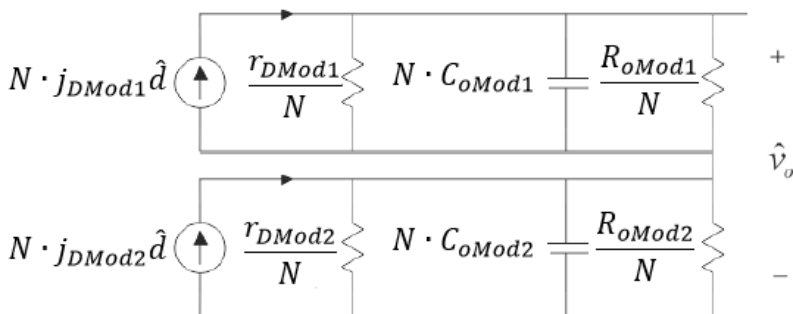


Figura 22 - Modelo de pequenos sinais para associações OPOP-S de conversores Flyback

As correntes de cada uma das resistências do modelo de pequenos sinais podem ser calculadas pelas equações em (4.1).

$$\hat{i}_{r_{DMod1}} = \frac{\hat{v}_{o1}}{r_{DMod1}} \quad , \quad \hat{i}_{r_{DMod2}} = \frac{\hat{v}_{o2}}{r_{DMod2}} \quad (4.1)$$

Como é suposto que os parâmetros de cada módulo são idênticos, as equações em (4.1) podem ser escritas na forma da equação (4.2), onde \hat{i}_{r_D} representa a corrente equivalente sobre as resistências de cada um dos módulos do modelo de pequenos sinais.

$$\hat{i}_{r_{DMod1}} = \hat{i}_{r_{DMod2}} = \hat{i}_{r_D} \quad (4.2)$$

Aplicando a lei das malhas na Figura 22, a equação (4.3) é obtida.

$$\hat{v}_o = (r_{DMod1} + r_{DMod2}) \cdot \hat{i}_{r_D} \quad (4.3)$$

O mesmo raciocínio pode ser aplicado aos capacitores de saída de cada um dos módulos. Seja \hat{i}_{C_o} a corrente em cada um dos capacitores, a tensão \hat{v}_o pode ser escrita pela equação (4.4).

$$\hat{v}_o = (Z_{C_{oMod1}} + Z_{C_{oMod2}}) \cdot \hat{i}_{C_o} \quad (4.4)$$

Da mesma forma, a relação entre as fontes de corrente de cada um dos módulos e a fonte de corrente equivalente $j_s \hat{d}$ também pode ser expressa pela equação (4.5).

$$N \cdot j_{DMod1} \hat{d} = N \cdot j_{DMod2} \hat{d} = N \cdot j_{DMod} \hat{d} \quad (4.5)$$

Assim, o modelo de pequenos sinais da Figura 22 pode ser redesenhado pela Figura 23, sem alterar a função de transferência.

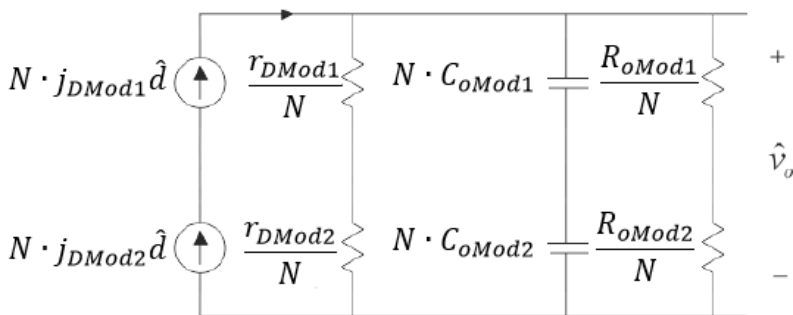


Figura 23 – Primeiro modelo de pequenos sinais para associações OPOP-S de conversores Flyback

24. Simplificando ainda mais o circuito anterior, obtém-se a Figura

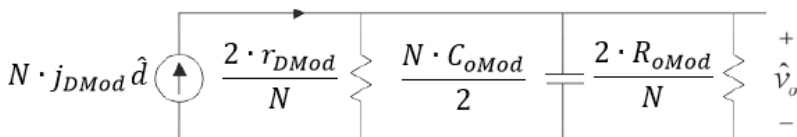


Figura 24 - Segundo modelo de pequenos sinais para associações OPOP-S de conversores Flyback

Por fim, com a resolução do circuito acima como mostrado no capítulo 3, é possível extrair a função de transferência do conversor Flyback para associações de dois conversores com conexões internas dos módulos em paralelo e conexão externa em série, descrita pela equação (4.6).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{v_i=0} = \frac{2 \cdot V_{oMod}/D}{1 + \frac{s \cdot C_{oMod} \cdot R_{oMod}}{2}} \quad (4.6)$$

4.2.2 OSOS Conectados em Paralelo

O mesmo raciocínio pode ser estendido às associações de dois conversores em paralelo, ambos com módulos conectados na saída em série. A Figura 25 mostra o modelo de pequenos sinais para associações com saída em série de conversores *Flyback*, novamente, estudada em (BERNARDI, 2016).

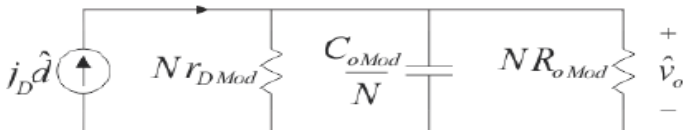


Figura 25 - Modelo de pequenos sinais simplificado para associações de conversores *Flyback* conectados em série

Conectando em paralelo duas associações de conversores com módulos conectados em série na saída, obtém-se a Figura 26.

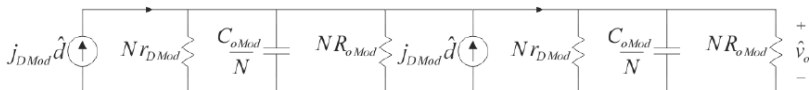


Figura 26 - Modelo de pequenos sinais para associações OSOS-P de conversores *Flyback*

Como o ponto de operação dos módulos é o mesmo, é possível obter a equação (4.7).

$$j_{D Mod 1} \hat{d} = j_{D Mod 2} \hat{d} = j_{D Mod} \hat{d} \quad (4.7)$$

Como a conexão externa de saída é paralela, a corrente vista pela carga é dada pela soma das fontes de corrente dos conversores e, utilizando a equação (4.7), a equação (4.8) pode ser escrita.

$$2 \cdot j_{D Mod} \hat{d} = j_{D Mod 1} \hat{d} + j_{D Mod 2} \hat{d} \quad (4.8)$$

A resistência de saída equivalente, a capacitância de saída equivalente e a resistência do modelo de pequenos sinais simplificado são dadas, respectivamente, pelas equações (4.9), (4.10) e (4.11).

$$R_o = \frac{N \cdot R_{oMod}}{2} \quad (4.9)$$

$$C_o = \frac{2 \cdot C_{oMod}}{N} \quad (4.10)$$

$$r_D = \frac{N \cdot r_{DMod}}{2} \quad (4.11)$$

Dessa forma, o modelo da Figura 26 pode ser simplificado ainda mais pelo circuito da Figura 27.

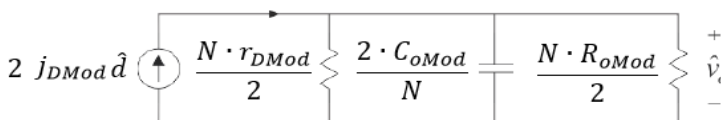


Figura 27 - Modelo de pequenos sinais simplificado para associações OSOS-P de conversores Flyback

Finalmente, com a resolução do circuito acima, é possível extrair a função de transferência do conversor *Flyback* para associações de dois conversores com conexões internas dos módulos em série e conexão externa em paralelo, descrita pela equação (4.12).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{v_i=0} = \frac{N \cdot V_{oMod}/D}{1 + \frac{S \cdot C_{oMod} \cdot R_{oMod}}{2}} \quad (4.12)$$

4.2.3 OSOP/OPOS Conectados em Série

Sabendo que a ordem das associações de conversores conectadas não interfere no resultado final da função de transferência, é possível iniciar o estudo da associação de conversores conectadas em série, sendo uma associação com módulos em série e a outra associação com módulos em paralelo, independentemente da ordem. A Figura 28 mostra o modelo de pequenos sinais dessa associação mista fazendo o uso dos circuitos do modelo de pequenos sinais de associações com saída em paralelo e saída em série, já ilustradas anteriormente nas Figura 21 e Figura 25, respectivamente.

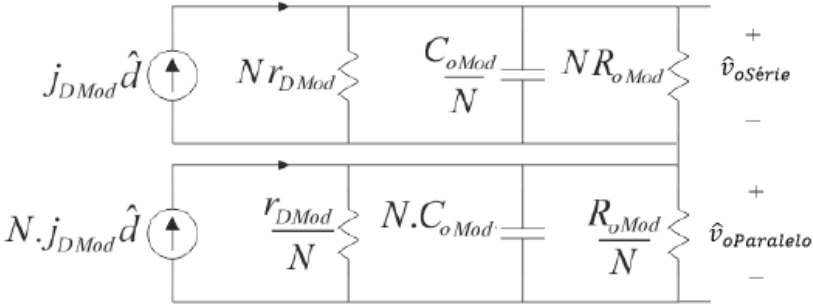


Figura 28 - Modelo de pequenos sinais para associações OSOP-S de conversores Flyback

Como é possível observar na figura acima, duas fontes de corrente contínua estão conectadas em série. Pelas leis da física isso não é possível, pois correntes nada mais são do que cargas em movimento e essas cargas não podem ser acumuladas, ou seja, toda vez que cargas se movem para dentro de um lado de um condutor, a mesma quantidade de cargas deve se mover para fora pelo outro lado do mesmo condutor. Por esse motivo, o método de análise dessa associação mista será um pouco diferente, pois não é possível simplificar ao máximo o circuito analisado. Nesse caso, utilizam-se as funções de transferência para as associações com saídas em série e paralelo, obtidas em (BERNARDI, 2016) e reescritas nas equações (4.13) e (4.14).

$$\left. \frac{\hat{v}_{oSérie}}{\hat{d}} \right|_{V_i=0} = \frac{N \cdot V_{oMod}/D}{1 + \frac{s \cdot C_{oMod} \cdot R_{oMod}}{2}} \quad (4.13)$$

$$\left. \frac{\hat{v}_{oParalelo}}{\hat{d}} \right|_{V_i=0} = \frac{V_{oMod}/D}{1 + \frac{S \cdot C_{oMod} \cdot R_{oMod}}{2}} \quad (4.14)$$

Sabe-se também que, sendo uma associação mista conectada em série, a soma das tensões de saída de cada circuito equivalente é igual a saída total da associação, como mostra a equação (4.15).

$$\hat{v}_o = \hat{v}_{oSérie} + \hat{v}_{oParalelo} \quad (4.15)$$

Substituindo (4.13) e (4.14) em (4.15), é possível obter a função de transferência da saída total em relação à razão cíclica do conversor *Flyback* para associações de dois conversores com conexões internas dos módulos diferentes e conexão externa em série, descrita pela equação (4.12).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{V_i=0} = \frac{(N + 1) \cdot V_{oMod}/D}{1 + \frac{S \cdot C_{oMod} \cdot R_{oMod}}{2}} \quad (4.16)$$

4.2.4 OSOP/OPOS Conectados em Paralelo

Para estudar o caso de associações de conversores conectadas em paralelo, sendo uma associação com módulos em série e a outra associação com módulos em paralelo, é necessário entender porque este é um caso especial. Inicialmente, fazendo o uso dos modelos de pequenos sinais das associações com saída em série e saída em paralelo, já ilustrados anteriormente, a Figura 29 apresenta o modelo de pequenos sinais para a associação mista em questão.

Como o valor de saída da associação em série é N vezes maior que o valor de saída da associação de módulos em paralelo, dois pontos com diferentes potenciais então sendo conectados diretamente. Caso isso ocorra, a tensão total de saída será equivalente à média entre os dois valores, fazendo com que uma das associações trabalhe menos, enquanto a outra trabalhe mais para se obter o mesmo valor no mesmo ponto. O grande problema desse desbalanceamento dos esforços é que, nos módulos que exercem esforços além do esperado, o modo de condução deixa de ser descontínuo e começa a ser contínuo, uma vez que a razão cíclica de toda associação mista é a mesma.

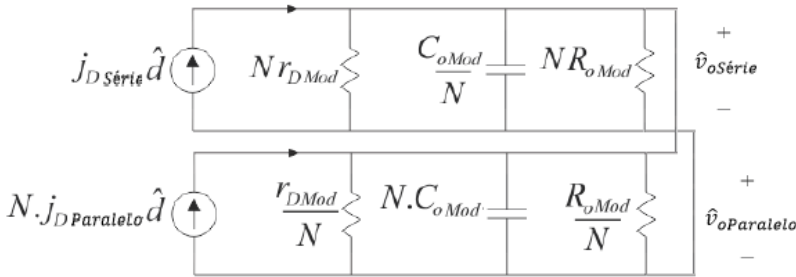


Figura 29 - Modelo de pequenos sinais para associações OSOP-P de conversores Flyback

Dentre as várias soluções possíveis para contornar esse desbalanceamento dos esforços nos módulos, neste trabalho escolheu-se reduzir o valor de saída da associação com módulos em série de modo a igualar ao valor da outra associação. Como já foi especificado que ambas as associações devem possuir o mesmo número de módulos, o valor de saída da associação em série deverá ser reduzido pelo número de módulos, isto é, $\frac{V_{oSérie}}{N}$. Isso facilitará no estudo e no projeto do compensador por não apresentar módulos em MCC.

Com as devidas alterações feitas, deve-se lembrar que, apesar das saídas das associações serem as mesmas, os parâmetros dos modelos de pequenos sinais, agora, não são os mesmos. Neste caso, a corrente da associação com módulos em série, $j_{DSérie}$, é N vezes menor que a corrente da associação com módulos em paralelo, $j_{DParalelo}$. Fazendo a análise do circuito da Figura 29, obtém-se a equação (4.17).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{V_i=0} = j_{DSérie} \cdot \left(Nr_{DMod} \parallel \frac{N}{sC_{oMod}} \parallel NR_{oMod} \right) + N \cdot j_{DParalelo} \cdot \left(\frac{r_{DMod}}{N} \parallel \frac{1}{sNC_{oMod}} \parallel \frac{R_{oMod}}{N} \right) \quad (4.17)$$

Finalmente, com a simplificação da equação acima conforme o capítulo 3, é possível extrair a função de transferência do conversor Flyback para associações de dois conversores com diferentes conexões internas dos módulos e conexão externa em paralelo, descrita pela equação (4.18).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{v_i=0} = \frac{V_{oMod}/D}{1 + \frac{s \cdot C_{oMod} \cdot R_{oMod}}{2}} \quad (4.18)$$

No próximo capítulo, antes de se projetar o controle, é necessário realizar a validação das funções de transferências obtidas aqui. Além disso, alguns conceitos importantes para uma correta implementação e funcionamento do trabalho serão introduzidos.

5 PROJETO DO CONTROLADOR

O controle de um sistema é projetado visando obter uma saída desejada para uma entrada conhecida em um determinado ponto de operação. Segundo (BERNARDI, 2016), tanto conversores *flyback*, quanto suas associações, são naturalmente estáveis em MCD. Entretanto, um sistema estável não é a mesma coisa que um sistema controlado, uma vez que não é possível garantir uma determinada saída para um sistema que seja apenas estável.

Neste capítulo, uma placa de controle digital será projetada com a utilização de um microcontrolador. Para isso, as validações das funções de transferências são necessárias, assim como o desenvolvimento de condicionadores de sinais para adequar os sinais de saída dos conversores aos sinais de entrada do controlador.

5.1 DIMENSIONAMENTO DOS MÓDULOS

Apesar de os módulos utilizados para testes práticos da placa de controle já terem sido implementados em (BERNARDI, 2016), esta seção é essencial para o entendimento do conversor e, também, para a extração de dados fundamentais para cálculos futuros. No total são projetados três módulos idênticos.

5.1.1 Especificações do Projeto

Antes da validação das funções de transferência, é necessário dimensionar os módulos para obter os parâmetros do conversor. A tabela abaixo mostra as especificações do projeto para um único módulo.

Tabela 1 - Especificações de um módulo de conversor flyback

Grandeza	Valor Nominal
Potência de saída do conversor	600 W
Potência de saída por módulo	200 W
Eficiência estimada por módulo	0,9
Frequência de comutação	50 kHz
Tensão de entrada por módulo	200 V
Tensão de saída por módulo	200 V
Razão de transformação	Unitário
Razão cíclica máxima	0,45
Indutância de dispersão relativa máxima	2%

Por meio da equação (3.19), de limite entre a condição contínua e descontínua, é possível obter (5.1).

$$\frac{2 \cdot f_s \cdot L_m \cdot I_o}{a \cdot D \cdot V_{in}} = 1 - D \quad (5.1)$$

Manipulando a equação anterior e utilizando a equação (3.7), encontra-se o valor da indutância magnetizante, $L_{m_{crit}}$, que assegura que o conversor opere em MCD, representado em (5.2).

$$L_{m_{crit}} = \frac{a \cdot V_{in} \cdot (1 - D) \cdot D}{2 \cdot f_s \cdot I_o} \quad (5.2)$$

Para dimensionar os componentes ativos e o transformador, é necessário calcular os valores de pico, médio e eficaz da corrente, tanto no primário, quanto no secundário, representadas respectivamente em (5.3), (5.4), (5.5), (5.6), (5.7) e (5.8). Para assegurar o modo de condução descontínua, foi escolhida uma indutância magnetizante igual à 80% do valor da indutância magnetizante crítica.

$$I_{Sp} = \frac{V_i \cdot D \cdot T_s}{L_m} \quad (5.3)$$

$$I_s = \frac{I_{Sp} \cdot D}{2} \quad (5.4)$$

$$I_{Seff} = I_{Sp} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (5.5)$$

$$I_{Dp} = a \cdot I_{Sp} \quad (5.6)$$

$$I_D = \frac{I_{Dp} \cdot t_2}{2 \cdot T_s} \quad (5.7)$$

$$I_{Def} = I_{Dp} \cdot \sqrt{\frac{t_2}{3 \cdot T_s}} \quad (5.8)$$

Devido à utilização de uma indutância magnetizante menor que a crítica e às limitações de razão cíclica impostas nas especificações, o módulo opera com uma tensão diferente da nominal. Utilizando a equação (3.14) e os valores do projeto, conclui-se que o ganho de tensão será de 1,038.

Os valores de corrente no primário e no secundário do transformador são relacionados na Tabela 2.

Tabela 2 - Corrente no primário e no secundário do transformador

Corrente (A)	Primário	Secundário
Pico	4,78	4,78
Média	1,07	1,27
Eficaz	1,85	2,02

5.1.2 Dimensionamento do Transformador

A metodologia do dimensionamento do transformador é apresentada em (BARBI, 2007). Utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros de dimensionamento do transformador

Parâmetro	Símbolo	Valor
Indutância magnetizante	L_m	376 μH
Indutância de dispersão	L_d	1% de L_m
Máxima densidade de fluxo magnético	B_{max}	0,2 T
Máxima densidade de corrente	J_{max}	350 A/cm ²
Fator de utilização da janela do primário	k_p	0,5
Fator de utilização da janela do núcleo	k_w	0,4
Permeabilidade magnética do ar	μ_o	$4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m

O núcleo do transformador é dimensionado utilizando o produto da área central pela área da janela do carretel, expressa na equação (5.14).

$$A_e A_w = \frac{P_o}{k_p \cdot k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max} \cdot f_s} \quad (5.9)$$

Com base no resultado de $A_e A_w$, o núcleo da Thorton foi escolhido. A Tabela 4 apresenta as especificações desse núcleo.

Tabela 4 - Parâmetros do núcleo escolhido para o projeto do conversor

Parâmetro	Valor
Fabricante	Thorton
Modelo	NEE 41/21/15
$A_e A_w$	4,95 cm ⁴
Comprimento de uma espira	9,7 mm
Volume do núcleo	17600 mm ³
Massa do núcleo	44 g
Material	IP12

Por fim, as equações (5.10) e (5.11) são utilizadas para calcular o entreferro, onde gap representa o entreferro e N_p é o número de enrolamentos no primário do transformador, o qual é igual ao número de enrolamentos do secundário.

$$gap = \frac{2 \cdot \mu_o \cdot P_o}{f_s \cdot B_{max}^2 \cdot A_e \cdot 10^{-6}} \quad (5.10)$$

$$N_p = \frac{B_{max} \cdot gap \cdot 10^6}{0,4 \cdot \pi \cdot I_{ip}} \quad (5.11)$$

5.1.3 Dimensionamento dos Capacitores

Os capacitores servem para filtrar as tensões de entrada e saída do conversor, garantindo uma determinada ondulação na forma de onda. Os cálculos do capacitor de entrada, C_i , e do capacitor de saída, C_o , são expressos em (5.12) e (5.13), respectivamente, onde ΔV_i e ΔV_o são as respectivas ondulações máximas, escolhidas, aqui, como 2% da tensão nominal.

$$C_i = \frac{1}{\Delta V_i} \cdot \sqrt{\frac{P_i}{32 \cdot f_s^3 \cdot Lm}} = 3,03 \mu\text{F} \quad (5.12)$$

$$C_o = \frac{1}{\Delta V_o} \cdot \sqrt{\frac{P_o}{32 \cdot f_s^3 \cdot Lm}} = 2,88 \mu\text{F} \quad (5.13)$$

As resistências dos capacitores são calculadas utilizando a equação (5.14). Como, neste caso, as ondulações máximas permitidas são a mesma, as resistências serão idênticas.

$$R_C = \frac{\Delta V_i}{I_{Sp}} = \frac{\Delta V_o}{I_{Dp}} = 0,836 \Omega \quad (5.14)$$

Por último, os valores eficazes das correntes que os capacitores de entrada e saída devem suportar são calculados em (5.15) e (5.16), respectivamente.

$$I_{Ci_{ef}} = \sqrt{I_{Sp}^2 \cdot \frac{D}{3} - \left(\frac{I_{Dp} \cdot D}{2}\right)^2} = 1,5073 \text{ A} \quad (5.15)$$

$$I_{Co_{ef}} = \sqrt{I_{Sp}^2 \cdot \frac{t_2}{3 \cdot T_s} - \left(\frac{I_{Dp} \cdot t_2}{2 \cdot T_s}\right)^2} = 1,5313 \text{ A} \quad (5.16)$$

5.1.4 Simulação em Malha Aberta

Com o intuito de validar o dimensionamento de um módulo do conversor *flyback* feito nos itens anteriores, o circuito da Figura 30 foi implementado no *software* PSIM. Além da validação, essa simulação serve para melhor dimensionar cada componente de acordo com os esforços de tensão e corrente sobre os mesmos.

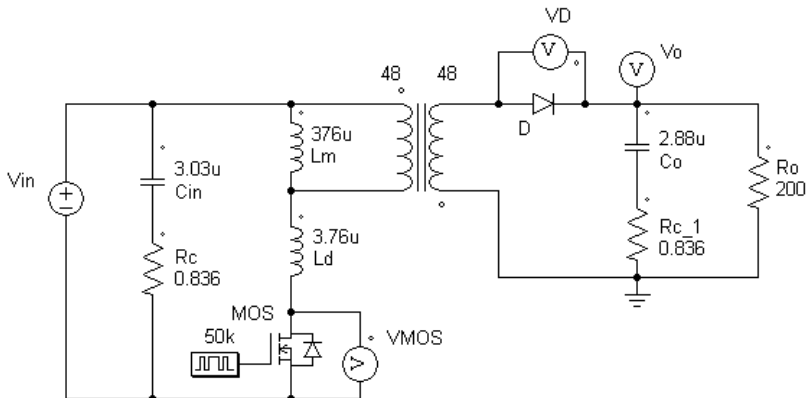


Figura 30 - Circuito de um módulo de conversor *flyback* implementado no *software* PSIM

As principais formas de onda do circuito acima em malha aberta são representadas nas figuras Figura 31 e Figura 32, onde é possível observar que o valor da tensão de saída do conversor é superior ao valor nominal especificado. Isso se dá devido às restrições na razão cíclica e ao uso da indutância magnetizante de valor inferior ao crítico.

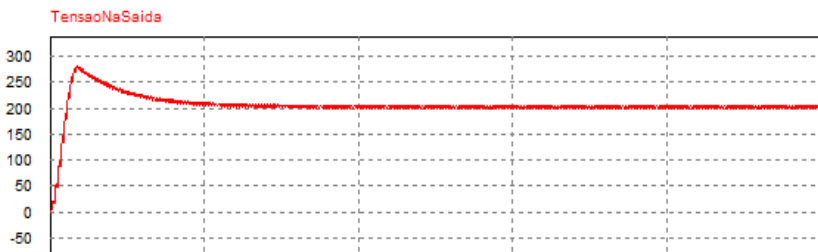


Figura 31 - Simulação da tensão de saída de um módulo de conversor *flyback* em malha aberta

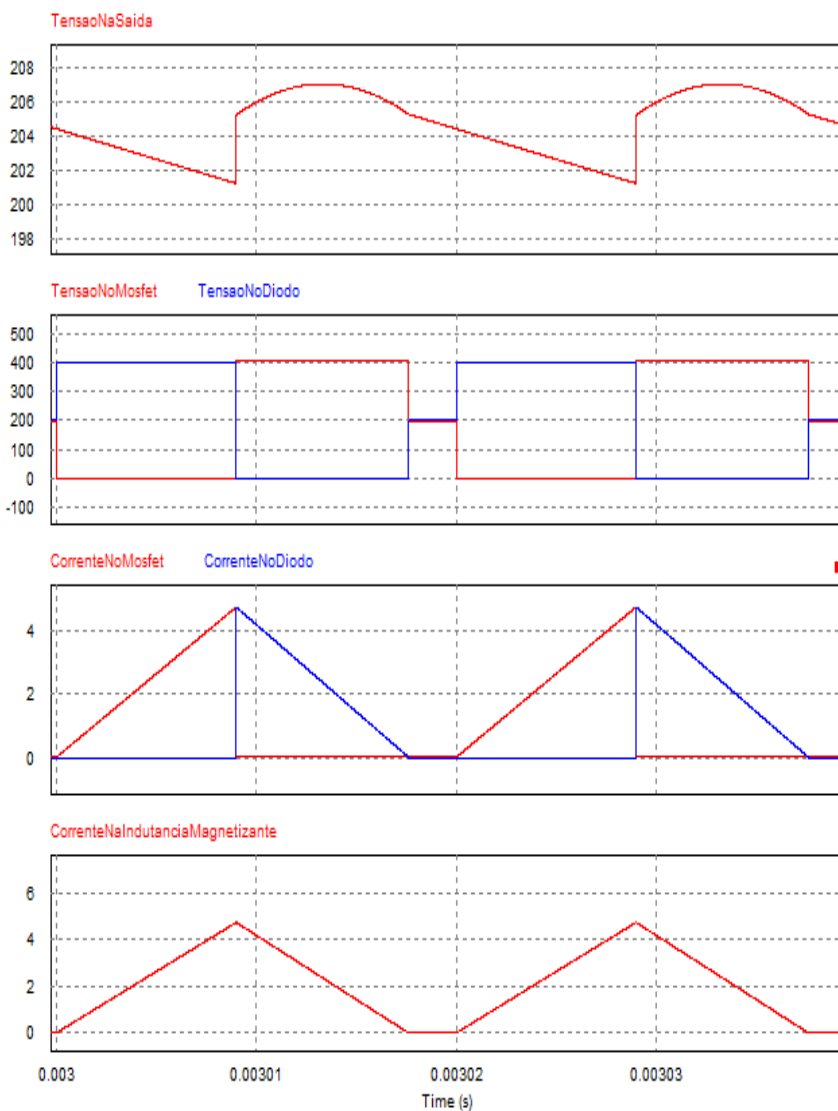


Figura 32 - Simulação das principais formas de onda de um módulo de conversor flyback em malha aberta

A partir das formas de onda obtidas é possível observar que o resultado confere com o projetado para a descontinuidade da corrente no indutor, para a saída desejada e também para o nível de oscilação da tensão de saída.

5.2 VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

Antes de projetar o compensador é necessário validar as funções de transferência obtidas a partir da modelagem feita no capítulo 4. A validação consiste em observar se o modelo encontrado apresenta dinâmica semelhante à do modelo comutado. Como a associação feita na entrada não afeta a função de transferência, serão utilizadas as conexões de entrada em série para as associações mistas OPOP-S, OSOS-P e OSOP-S, e conexões de entrada em paralelo para as conexões OSOP-P, visto que este último é um caso especial.

Sejam quatro conversores idênticos operando na associação OPOP-S. Utilizando os parâmetros encontrados na seção 5.1, a função de transferência dada pela equação (4.6) é reescrita na equação (5.17).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{v_i=0} = \frac{888}{1 + s \cdot 288 \cdot 10^{-6}} \quad (5.17)$$

Utilizando o *software* PSIM, os circuitos do modelo comutado e do modelo de pequenos sinais foram implementados. Ambos os circuitos devem ser acionados pelo mesmo sinal de comando, também representado na Figura 33.

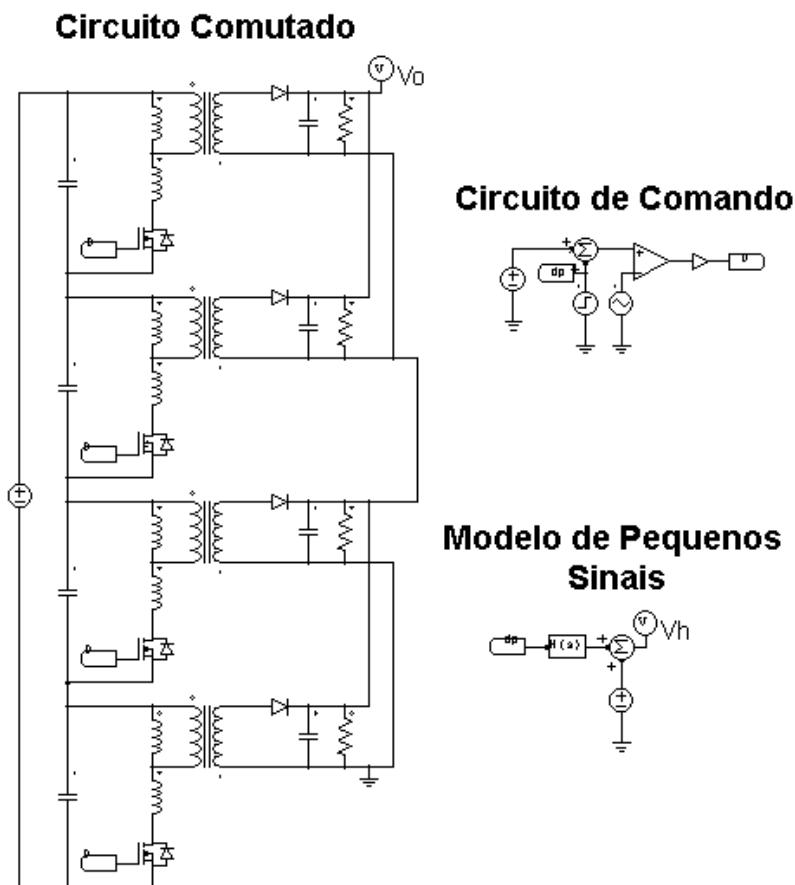


Figura 33 - Circuitos implementados no software PSIM para a associação mista OPOP-S

A fim de validar a função de transferência, uma variação de 0,05 foi imposta na razão cíclica. Essa variação pode ser observada nas formas de onda da Figura 34 a seguir, onde V_o é a tensão de saída do circuito comutado e V_h é a tensão de saída do modelo de pequenos sinais. Apesar de no modelo comutado ter ondulações ligadas à carga e descarga do capacitor de saída, a dinâmica de resposta observada nas duas formas de onda é a mesma.

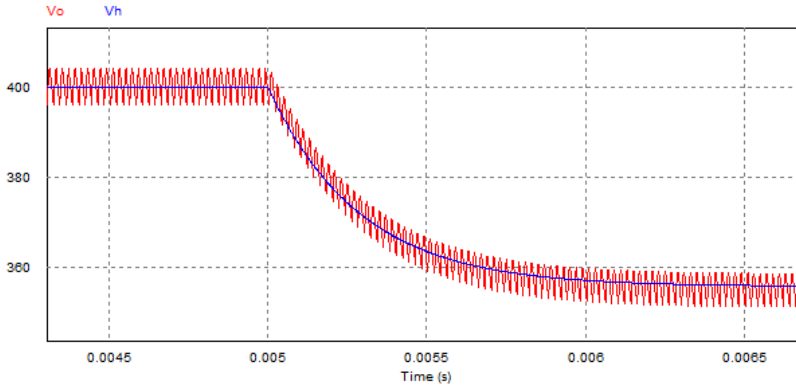


Figura 34 - Validação da função de transferência para a associação mista OPOP-S

O mesmo procedimento é utilizado para validar a função de transferência da associação mista OSOS-P. Sejam quatro conversores idênticos e utilizando os parâmetros encontrados na seção 5.1, a função de transferência dada pela equação (4.12) é reescrita na equação (5.18).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{V_i=0} = \frac{888}{1 + s \cdot 288 \cdot 10^{-6}} \quad (5.18)$$

Utilizando o *software* PSIM, os circuitos comutado e do modelo de pequenos sinais foram implementados. Sabendo que ambos os circuitos são acionados pelo mesmo sinal de comando e considerando um degrau de razão cíclica de 0,05, a Figura 35 apresenta a resposta de ambos os circuitos da associação mista OSOS-P. Novamente, conclui-se que a dinâmica da resposta do circuito comutado e da função de transferência é idêntica.

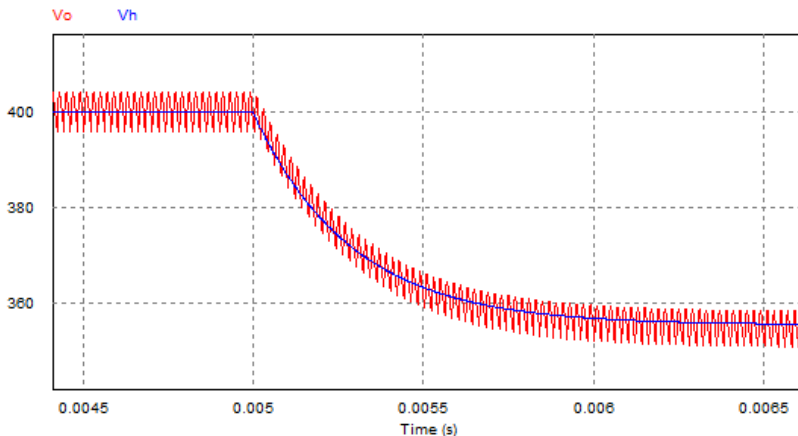


Figura 35 - Validação da função de transferência para a associação mista OSOS-P

Novamente, o mesmo procedimento é utilizado para validar a função de transferência da associação mista OSOP-S. Sejam quatro conversores idênticos e utilizando os parâmetros encontrados na seção 5.1, a função de transferência dada pela equação (4.16) é reescrita na equação (5.19).

$$\left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{V_i=0} = \frac{1333}{1 + s \cdot 288 \cdot 10^{-6}} \quad (5.19)$$

Utilizando o *software* PSIM, os circuitos comutado e do modelo de pequenos sinais foram implementados. Sabendo que ambos os circuitos são acionados pelo mesmo sinal de comando e considerando um degrau de razão cíclica de 0,05, a Figura 36 apresenta a resposta de ambos os circuitos da associação mista OSOP-S. Mais uma vez, conclui-se que a dinâmica da resposta do circuito comutado e da função de transferência é idêntica.

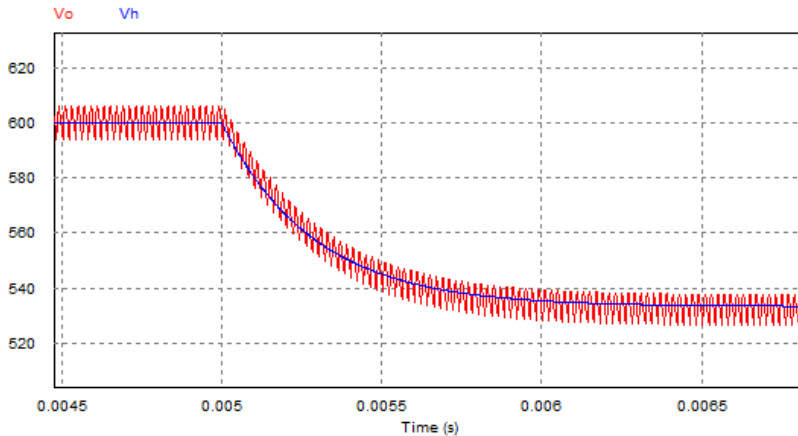


Figura 36 - Validação da função de transferência para a associação mista OSOP-S

Por último, temos a associação mista com saída em paralelo de duas associações com diferentes modos de conexões dos módulos. Para este caso, como já discutido anteriormente, as tensões de entrada dos módulos conectados em série deverão ser N vezes menor que as tensões de entrada dos módulos conectados em paralelo. Por isso, mesmo tendo diversas formas de contornar esta situação, de modo a facilitar o entendimento na implementação do circuito no *software* PSIM, cada módulo terá a sua própria fonte de alimentação. A Figura 37 mostra o circuito comutado, como também o circuito de comando e o modelo de pequenos sinais da associação mista.

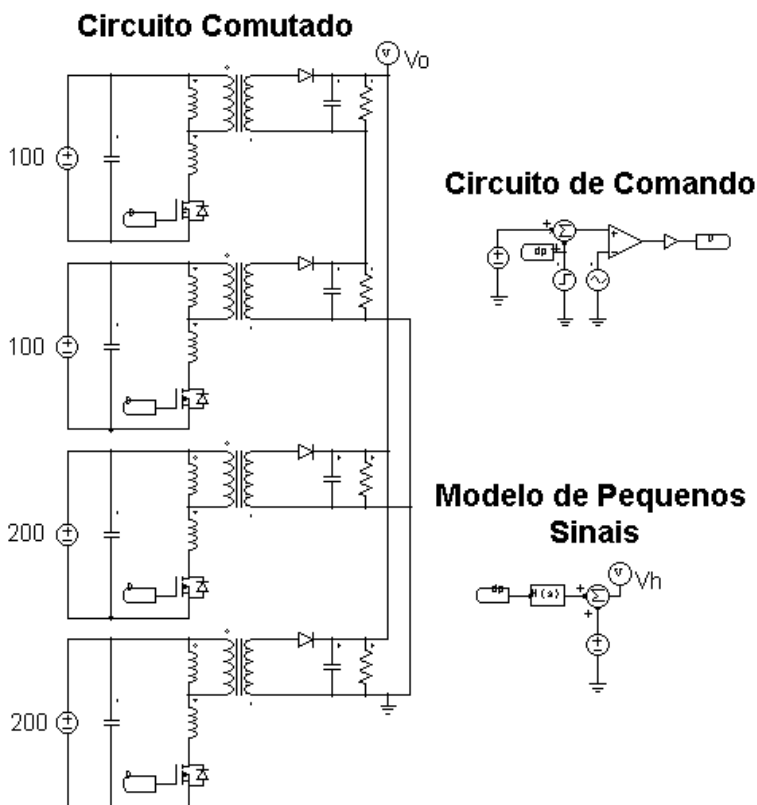


Figura 37 - Circuitos implementados no software PSIM para a associação mista OSOP-P

Sejam quatro conversores idênticos operando na associação OPOP-S. Utilizando os parâmetros encontrados na seção 5.1, a função de transferência dada pela equação (4.18) é reescrita na equação (5.22).

$$\hat{v}_o \Big|_{V_i=0} = \frac{444}{1 + s \cdot 288 \cdot 10^{-6}} \quad (5.22)$$

A fim de validar a função de transferência, uma variação de 0,05 foi imposta na razão cíclica. Essa variação pode ser observada nas formas de onda da Figura 38. Novamente, conclui-se que a dinâmica da resposta do circuito comutado e da função de transferência é idêntica.

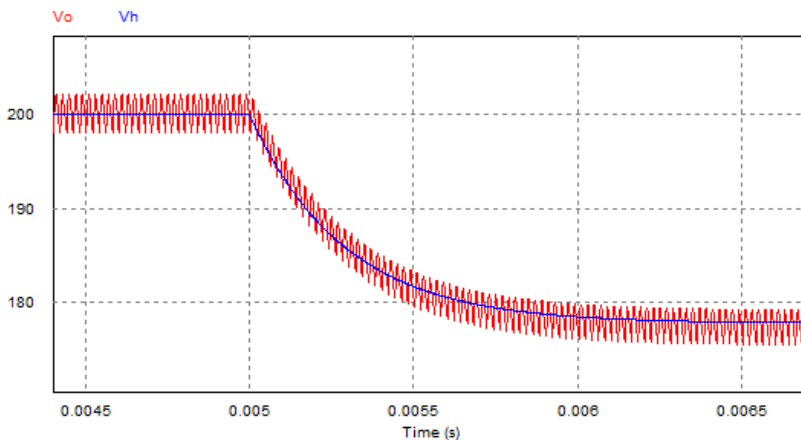


Figura 38 - Validação da função de transferência para a associação mista OSOP-P

5.3 CONDICIONADORES DE SINAIS

Como o intuito deste projeto é realizar uma placa de controle digital para associações de conversores *flyback*, é necessário ter em mente alguns pontos críticos antes da implementação na prática para que o dispositivo de aquisição de dados efetue uma medição eficaz e precisa do sinal em questão. Os condicionadores de sinais fornecem essa precisão necessária, além de tratar o valor de saída do conversor à um valor adequado para o dispositivo de aquisição de dados, porém, também terão de ser levados em conta na hora do projeto do compensador.

Primeiramente, a tensão de saída utilizada para o controle, neste projeto, é de no máximo 200 V por módulo. Esse sinal não deve entrar diretamente na placa de controle, pois isso danificaria a mesma. Ele deve ser atenuado e, por isso, a própria placa de potência deve conter um divisor de tensão para reduzir a magnitude do sinal medido. Essa atenuação será feita utilizando dois resistores, como mostra a Figura 39, e serão projetados para reduzir o sinal de 200 V para 6,67 V, ou seja, um

ganho de 0,033. Os resistores utilizados devem ser escolhidos respeitando a equação (5.21), de acordo com o ganho necessário.

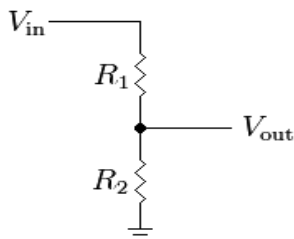


Figura 39 - Divisor

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.21)$$

O valor de 6,67 V foi escolhido devido à utilização de um sensor após o divisor resistivo, que não faz parte da placa de controle, e também possui um ganho, que é igual à 0,17. A principal função desse sensor é a isolamento do sinal medido, ou seja, o valor da entrada e da saída do sensor possuem valores referenciados à pontos diferentes. Isso é importantíssimo quando a saída está conectada em série, pois enquanto a magnitude do sinal de um módulo varia entre de 0 a 200 V, a magnitude do segundo módulo varia entre de 200 a 400 V pois estão referenciados à pontos diferentes.

O primeiro condicionador de sinal implementado para a placa de controle que o sinal de entrada encontra é o *buffer*. *Buffers*, usualmente chamados de seguidores de tensão, são amplificadores de ganho unitário usado para isolar e conectar um estágio de alta impedância de entrada a uma carga de baixa impedância de saída, como mostra a Figura 41.

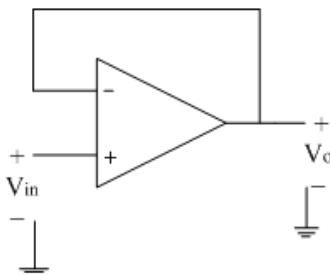


Figura 40 – Circuito do buffer

Após o *buffer*, um filtro passa-baixa ativo foi implementado. Esse filtro tem a intenção de eliminar sinais de altas frequências indesejadas, diminuindo os efeitos negativos da sobreposição do sinal durante a amostragem. Por se tratar de um conversor CC-CC, poderíamos amostrar o sinal da saída do conversor em uma frequência baixíssima, neste caso, o comportamento dinâmico seria afetado. Amostrar em baixa frequência reduz a banda de controle, por isso, é comum utilizar a frequência de comutação do conversor, que é 50 kHz, como frequência de amostragem. Devido as não-idealidades, tanto do filtro, quanto do processo de amostragem, a frequência de corte escolhida para o filtro passa-baixa foi de 25 kHz. A equação (5.22) é utilizada para o cálculo dos componentes do filtro ativo utilizado, conforme a Figura 41.

$$\frac{V_{in}(s)}{V_{out}(s)} = \frac{-1}{\frac{R_1}{R_2} + s \cdot C \cdot R_1} \quad (5.22)$$

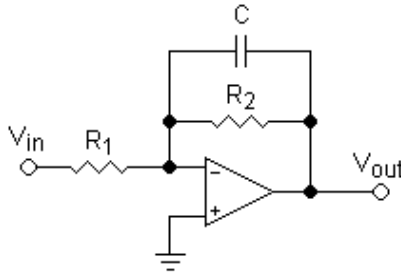


Figura 41 – Filtro passa-baixa

Para finalizar o circuito de entrada, antes do processamento do sinal, é necessário realizar um ganho. A única restrição que temos aqui é que o sinal final não ultrapasse 3,3 V, pois essa é a magnitude máxima que os processadores normalmente suportam. Esse ganho é feito utilizando um amplificador operacional mostrado na Figura 42. No projeto, esta etapa teve um ganho de $-0,5$. O cálculo dos componentes é feito a partir da equação (5.23).

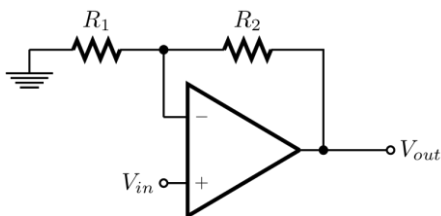


Figura 42 - Circuito de ganho

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{-R_2}{R_1} \quad (5.23)$$

Diferentemente do condicionamento de sinal de entrada na placa de controle, o condicionamento feito após o processamento de sinal é mais simples. Inicialmente, faz-se o uso de um *buffer*, já explicado anteriormente, para a isolação dos sinais de PWM. Esses sinais, gerados pelo processador, são ondas quadradas de amplitude de zero à 3,3 V. Como os *gate drivers*, utilizados para acionar os IGBTs dos módulos através dos sinais de PWM, necessitam de um sinal com amplitude de 15 V para correto funcionamento, um circuito simples de coletor aberto em conjunto com um resistor de *pull-up* deve ser implementado utilizando um circuito integrado. Esse processo, representado por um ganho de 4,54, é apresentado na Figura 43 abaixo.

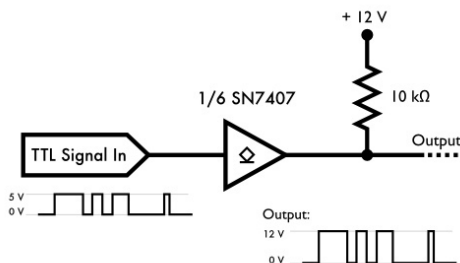


Figura 43 - Circuito do coletor aberto

5.4 COMPENSADOR

Observando as funções de transferências obtidas no capítulo 4, nota-se que os sistemas são naturalmente estáveis por possuírem raízes com parte real negativa em suas equações características, os pólos do sistema. Entretanto, um sistema estável não significa que seja um sistema controlado, ou seja, não é possível garantir um valor na saída do sistema para pequenas variações na entrada do mesmo.

Como já mencionado anteriormente, uma vez possuindo a função de transferência da tensão de saída em relação à razão cíclica, é possível controlar o conversor utilizando uma malha de tensão. Essa malha será projetada e validada nesta seção.

5.4.1 Projeto de Controle

Com o objetivo de projetar um controlador que garanta, em malha fechada, erro nulo para a variação de carga, é necessário levar em consideração não só o ganho do conversor, mas também, os ganhos dos condicionadores de sinais. A Figura 44 apresenta todas as etapas do sistema em malha fechada e os seus respectivos ganhos.

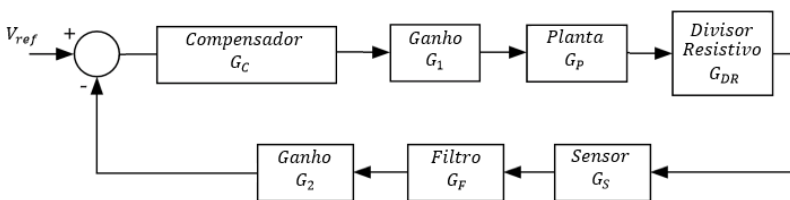


Figura 44 - Diagrama de blocos em malha fechada

A função de transferência de laço aberto não compensado, $FTLA_{nc}$, é calculada conforme a equação (5.24) e os diagramas de Bode das mesmas para as associações são representadas nas figuras a seguir, onde é possível notar que todas possuem a mesma característica, provando que elas possuem a mesma dinâmica.

$$FTLA_{nc} = G_1 \cdot G_P \cdot G_{DR} \cdot G_S \cdot G_F \cdot G_2 \quad (5.24)$$

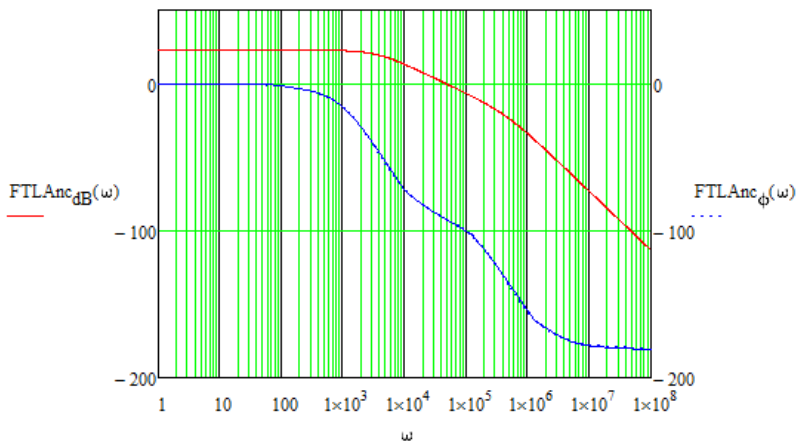


Figura 45 - Diagrama de Bode para as associações OSOS-P e OPOP-S

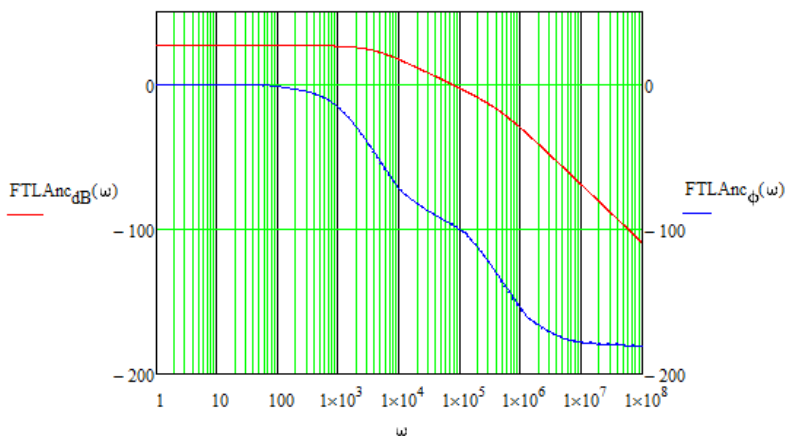


Figura 46 - Diagrama de Bode para a associação OSOP-S

Utilizando uma margem de fase, MF , de 60° em uma frequência de cruzamento, f_c , igual a 500 Hz, duas décadas abaixo da frequência de comutação, um controlador proporcional integral (PI) pode ser calculado.

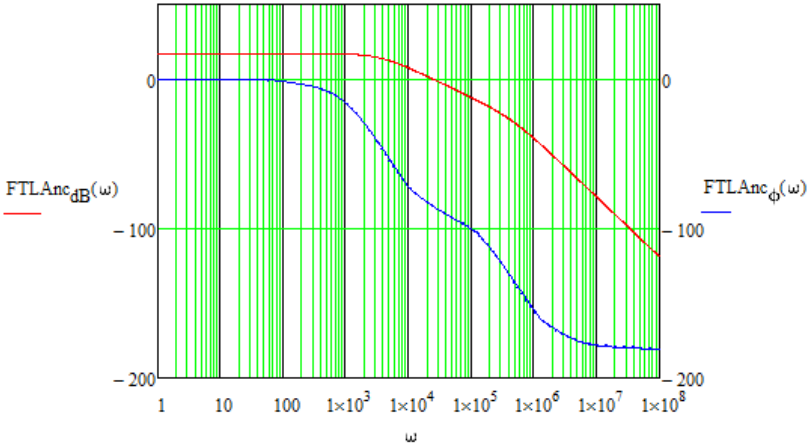


Figura 47 - Diagrama de Bode para a associação OSOP-P

A equação (5.25) representa esse controlador, onde k_i é o ganho do controlador e T_i a constante de tempo.

$$H_{PI} = \frac{k_i(1 + T_i \cdot s)}{T_i \cdot s} \quad (5.25)$$

Como a margem de fase é a diferença entre a fase do sistema e $-\pi$, a mesma pode ser expressa pela equação (5.26) a seguir.

$$MF = \angle FTLA_{nc}(\omega_c) + \angle H_{PI}(\omega_c) + \pi \quad (5.26)$$

Extraindo a fase das funções de transferência e rearranjando os termos, a constante de tempo pode ser calculada conforme a equação (5.27).

$$T_i = \frac{\tan \left[\left(MF - \frac{\pi}{2} \right) - \arg(FTLA_{nc}(\omega_c)) \right]}{\omega_c} \quad (5.27)$$

Para obter o ganho do controlador, toma-se como base a equação (5.28), uma vez que o ganho do sistema compensado tem que ser igual a 1 na frequência de cruzamento.

$$|H_{PI}(\omega_c)| \cdot |FTLA_{nc}(\omega_c)| = 1 \quad (5.28)$$

Extraindo o módulo da função de transferência do controlador e rearranjando os termos, o ganho do controlador pode ser calculado conforme a equação (5.29) abaixo.

$$k_i = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c}{|FTLA_{nc}| \cdot \sqrt{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 + \left(\frac{1}{T_i}\right)^2}} \quad (5.29)$$

O resultado para cada associação é relacionado na Tabela 5.

Tabela 5 - Parâmetro dos controladores PI

	OPOP-S	OSOS-P	OSOP-S	OSOP-P
T_i	70,77 μ s	70,77 μ s	70,77 μ s	70,77 μ s
k_i	0,021	0,021	0,014	0,043

Após a adição dos compensadores nas respectivas associações, todas possuem a mesma função de transferência e, conseqüentemente, o mesmo diagrama de Bode, representado na Figura 48. É possível observar que a margem de fase e a frequência de cruzamento condizem com o especificado na etapa de projeto.

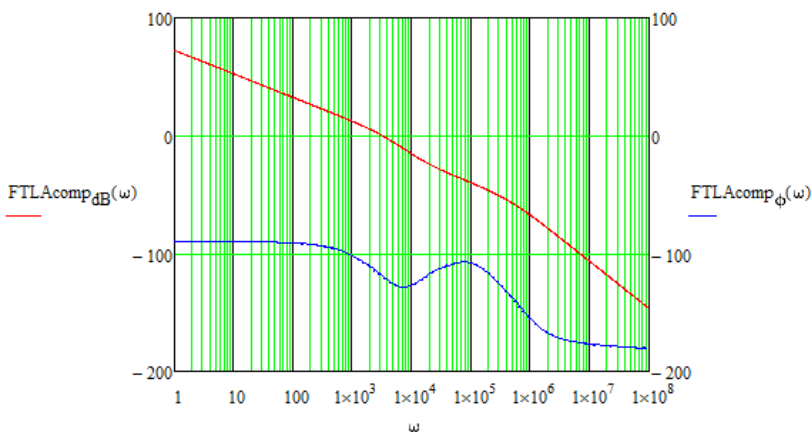


Figura 48 - Diagrama de Bode com o compensador

Com os parâmetros dos compensadores PI, fica claro que a diferença na implementação do controle de uma associação para outra é apenas no ganho do compensador. Isso já pôde ter sido notado anteriormente com as funções de transferência obtidas no capítulo 4, e, também, com os diagramas de Bode apresentados nesse capítulo, uma vez que a dinâmica dos sistemas é a mesma, diferenciadas apenas por um ganho. Sabendo disso, é possível implementar apenas um controle para todas as associações de conversores *flybacks* operando em MCD estudadas nesse trabalho, assim como em (BERNARDI, 2016), alterando apenas o ganho do compensador quando necessário.

5.4.1 Implementação Digital

Desde a criação do primeiro computador digital, em 1940, o avanço nas práticas de sistemas de controle vem crescendo rapidamente. Essa evolução ocorre por uma série de fatores, onde pode-se ressaltar o aumento da complexidade dos recursos computacionais, como computadores, CLPs, microprocessadores, entre outros. Entre as vantagens ligadas à utilização dessas ferramentas, destacam-se a flexibilidade na alteração do controle e/ou sistema, menor sensibilidade a ruídos e às mudanças de ambiente, menor desgaste de componentes, menor e mais leve, além do custo estar cada vez mais baixo e, por esses motivos, escolheu-se a implementação de um controle digital para este projeto.

Com os resultados obtidos até aqui, já seria possível implementar controladores analógicos para as diferentes associações. Porém, como não é possível trabalhar em um processador digital de sinais no domínio do tempo contínuo, faz-se o uso da Transformada Z, representada pela equação (5.30), para obter o sinal em tempo discreto. Essa transformada nada mais é que a amostragem do sinal contínuo, que leva em conta a transformação do sinal que ocorre no conversor A/D do microprocessador.

$$F(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(kT) \cdot z^{-k} \quad (5.30)$$

Como as funções dos compensadores obtidas estão no domínio s , é possível chegar no domínio z a partir do domínio s utilizando a

transformação bilinear. Com ela, é possível mapear o plano analógico no plano digital. A equação (5.31) apresenta a transformação exata de um plano ao outro.

$$z = e^{Ts} \quad (5.31)$$

Infelizmente, a utilização da equação anterior produz termos não-lineares e, por esse motivo, uma forma alternativa da transformação bilinear é comumente utilizada. Nela, apesar de não ser tão exata quanto à transformação via equação (5.31), os pontos do eixo $j\omega$ do plano s são mapeados para o círculo unitário do plano z , além disso, os pontos do meio-plano esquerdo do plano s são mapeados para pontos internos ao círculo unitário do plano z . A equação (5.32) representa essa transformação.

$$s = \frac{2}{T_z} \cdot \frac{z + 1}{z - 1} \quad (5.32)$$

Como já mencionado, a frequência de amostragem, T_z , foi escolhida e definida nos parâmetros do DSP sendo igual a 50 kHz. Sabendo que o sinal de entrada no controlador digital é o sinal medido após o condicionamento de sinal, e o sinal de saída é a razão cíclica, é possível substituir a equação (5.31) em (5.25) e escrever (5.33), (5.34), (5.35) e (5.36), respectivamente, para as associações OPOP-S, OSOS-P, OSOP-S e OSOP-P.

$$H_{OPOP-S} = \frac{D_{OSOP-S}}{V_{medido}} = \frac{0.02397 \cdot z - 0.01803}{z - 1} \quad (5.33)$$

$$H_{OSOS-P} = \frac{D_{OSOS-P}}{V_{medido}} = \frac{0.02397 \cdot z - 0.01803}{z - 1} \quad (5.34)$$

$$H_{OSOP-S} = \frac{D_{OSOP-S}}{V_{medido}} = \frac{0.01598 \cdot z - 0.01202}{z - 1} \quad (5.35)$$

$$H_{OSOP-P} = \frac{D_{OSOP-P}}{V_{medido}} = \frac{0.04908 \cdot z - 0.03692}{z - 1} \quad (5.36)$$

Rearranjando (5.33), (5.34), (5.35) e (5.36), chega-se nas equações (5.37), (5.38), (5.39) e (5.40), necessárias para implementação

dos compensadores fazendo a utilização de um processador digital de sinais.

$$D_{OPOP-S}[n] = D[n - 1] + 0.02397 \cdot V_{medido}[n] - 0.01803V_{medido}[n - 1] \quad (5.37)$$

$$D_{OSOS-P}[n] = D[n - 1] + 0.02307 \cdot V_{medido}[n] - 0.01803V_{medido}[n - 1] \quad (5.38)$$

$$D_{OSOP-S}[n] = D[n - 1] + 0.01598 \cdot V_{medido}[n] - 0.01202V_{medido}[n - 1] \quad (5.39)$$

$$D_{OSOP-P}[n] = D[n - 1] + 0.04908 \cdot V_{medido}[n] - 0.03692V_{medido}[n - 1] \quad (5.40)$$

5.4.2 Simulação em Malha Fechada

Com o objetivo de validar as funções dos compensadores e também o uso de apenas um controle para qualquer associação, fez-se o uso do *software* PSIM para implementar as associações juntamente com um bloco em C simplificado, simulando um processador digital de sinais. A Figura 49 apresenta o sistema para a associação OPOP-S, juntamente com os condicionadores de sinais necessários para a implementação.

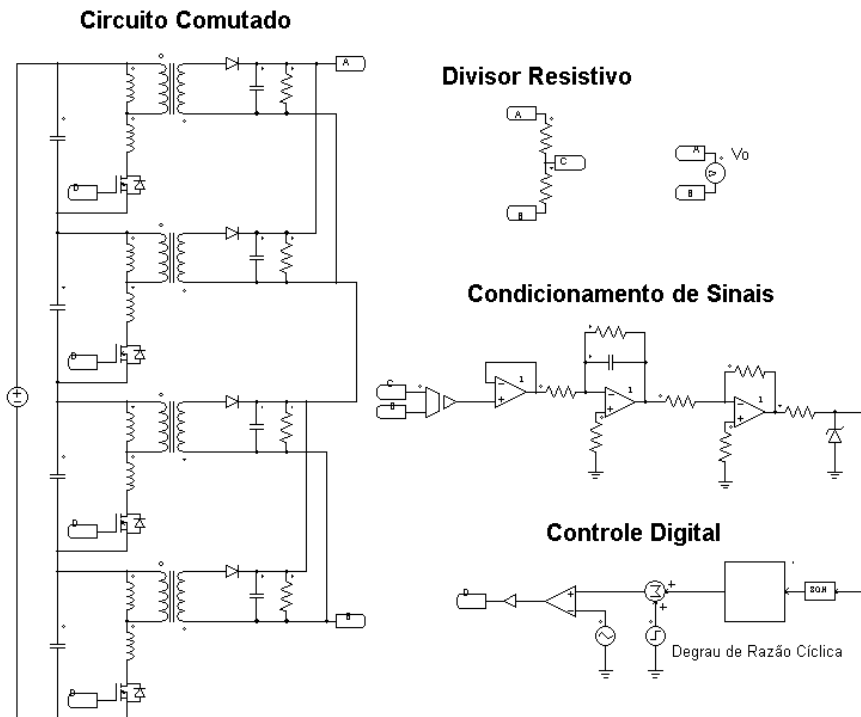


Figura 49 - Circuito implementado da associação OPOP-S para validação do controle digital

Utilizando quatro conversores idênticos com os parâmetros encontrados na seção 5.1 e a função do compensador apresentado na equação (5.37), a resposta em malha fechada dessa associação é apresentada na **Error! Reference source not found.** abaixo. Um degrau de razão cíclica de 0,05 em 0,2 segundos foi imposta de modo a observar o correto funcionamento do compensador projetado.

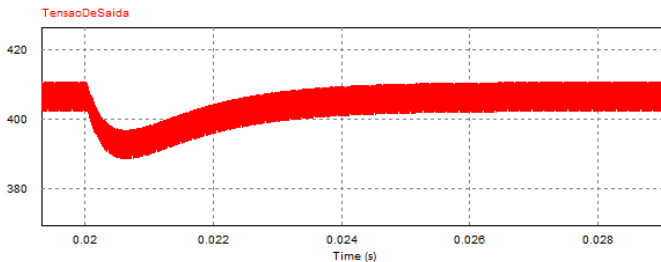


Figura 50 - Resposta em malha fechada digital da associação OPOP-S

O código utilizado está escrito na Figura 51 a seguir.

```
//Variáveis utilizadas para os calculos
static float x0,y0;
float Dcomp,Vmeas,E,Vref;

//Atribuição das entradas as variáveis de controle
Vmeas=x1;

//Calculo do erro
Vref=1.3757;
E=Vref-Vmeas;

//Compensador
Dcomp=y0+0.021*E-0.01902*x0;
x0=E;
if(Dcomp>0.5) Dcomp=0.5;
if(Dcomp<0) Dcomp=0;
y0=Dcomp;

//Atribuição das saidas as variáveis de controle
y1=Dcomp;
```

Figura 51 - Código implementado no bloco C do software PSIM

O mesmo procedimento foi utilizado para implementar a associação mista OSOS-P. Sem realizar qualquer mudança no código do compensador ou no condicionamento de sinal, a resposta em malha fechada dessa associação é representada na

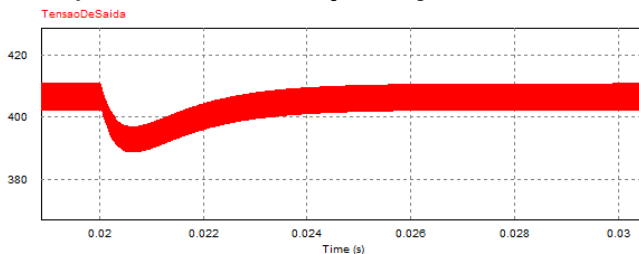


Figura 52 abaixo.

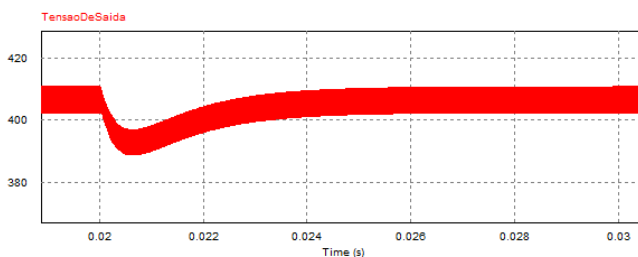


Figura 52 - Resposta em malha fechada digital da associação OSOS-P

Novamente, o mesmo procedimento foi utilizado para implementar a associação mista OSOP-S, porém, desta vez, apenas um

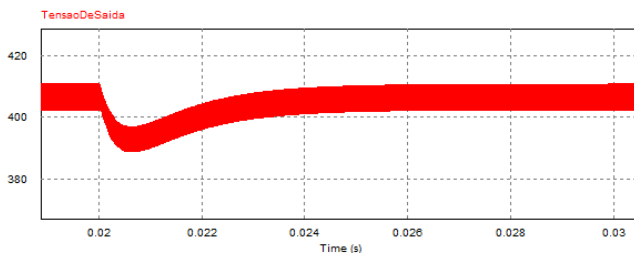


Figura 53 – Resposta em malha fechada digital da associação OSOP-S

ganho de 1,5 foi adicionado à tensão de referência, V_{ref} , do código. A **Error! Reference source not found.** abaixo representa a resposta em malha fechada deste sistema, validando a utilização do compensador projetado para as associações mistas OPOP-S e OSOS-P com um ajuste de ganho.

Por fim, para validar a utilização do mesmo compensador, usado nas demais associações, em um sistema com uma associação OSOP-P, adequa-se o código da **Error! Reference source not found.** com um ganho de 0,667 à tensão de referência. Além disso, deve-se lembrar que a tensão de entrada dos módulos em série deve ser N vezes menor que a dos módulos em paralelo. A **Error! Reference source not found.** representa a resposta em malha fechada dessa associação.

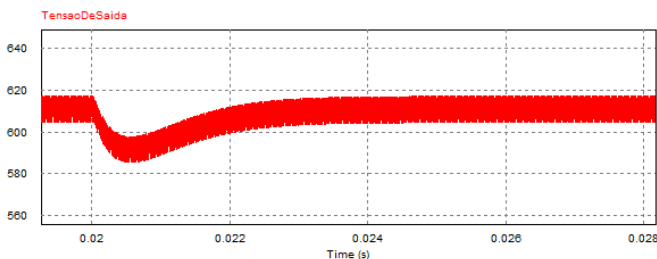


Figura 54 - Resposta em malha fechada digital da associação OSOP-P

É possível observar que todas as associações possuem a mesma resposta para o mesmo controle, ou seja, a mesma dinâmica, sendo possível utilizar qualquer um dos compensadores para qualquer associação mista aqui estudada apenas ajustando o ganho na saída da associação. Além disso, com as simulações feitas nesta seção, é possível concluir que o controle em malha fechada das associações mistas estudadas nesse trabalho funciona de forma correta. O próximo passo, agora, é projetar o protótipo.

6 PROTÓTIPO E TESTES REALIZADOS

Neste capítulo, são apresentadas as etapas de projeto do protótipo, lista de componentes, imagens da placa de controle e o código utilizado no processador digital de sinais. Além disso, as formas de onda adquiridas nos testes experimentais são apresentadas como forma de validação do projeto proposto.

6.1 PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Os componentes foram escolhidos de acordo com a disponibilidade no laboratório onde o protótipo foi implementado. A Tabela 6 apresenta os componentes utilizados na placa de controle.

Definidos os componentes, o próximo passo é a síntese dos circuitos e o desenvolvimento do *layout* da placa, apresentados no Apêndice A.

Uma vez gerada a PCI, a placa foi fresada no INEP e então soldados os componentes. Dentre os seis circuitos de medições de sinais de entrada, apenas um foi implementado na placa, pois, na prática, apenas um sinal de controle foi utilizado. A Figura 55 apresenta a placa de condicionamento de sinal implementada.

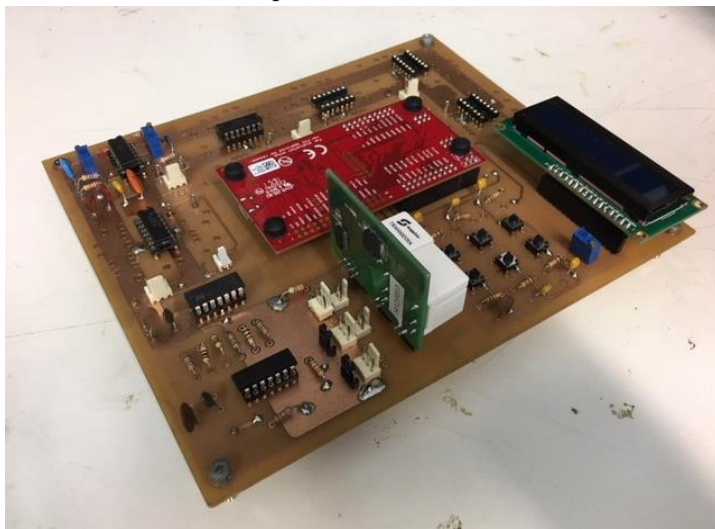


Figura 55 - Placa de condicionamento de sinal implementada

Tabela 6 - Componentes utilizados na placa de controle

Função	Componente
Cada medição de entrada (3 entradas implementadas neste projeto)	1x LF347 2x 10 μ F eletrolítico 2x 100 nF cerâmico 2x 100 k Ω trimpot 1x 3,3 V zener 1x 1 nF cerâmico 1x 2,2 k Ω ¼ W 2x 4,7 k Ω ¼ W 1x 10 k Ω ¼ W 1x 22 k Ω ¼ W 1x pin header 1x3
Saída em PWM	1x LF347 1x SN7407 2x 10 μ F eletrolítico 2x 100 nF cerâmico 3x 2,2 k Ω ¼ W 3x 4,7 k Ω ¼ W 3x 10 k Ω ¼ W 5x pin header 1x3
DSP	1x TMS570LS04x/03x
Display	1x LCD 16x2
	6x botão 6x 10 k Ω ¼ W 6x 100 nF cerâmico
Fonte auxiliar	1x 1x transformador 2x pin header 1x2
Alimentação da placa	1x pin header 1x2 1x pin header 1x3

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção, serão abordados e discutidos os resultados dos testes realizados. Eles servem para validar o equacionamento, projeto e simulação das associações e da placa de controle. Os testes foram realizados no INEP sob a supervisão do coorientador.

O foco dos testes foi a validação das funções de transferências previamente simuladas. Como foi encontrada uma mesma dinâmica em todas as associações mistas, assim como nas associações estudadas em Bernardi (2016), decidiu-se realizar os testes com apenas dois módulos idênticos nas associações IPOS, ISOS, ISOP e IPOP. Além disso, com o intuito de validar todos os condicionadores de sinais implementados na placa de controle, os mesmos foram testados, mesmo aqueles que não foram devidamente utilizados.

Com o objetivo de garantir o bom funcionamento de todas as etapas do projeto e corrigir eventuais desvios de implementação, a aquisição dos resultados foi dividida nas seguintes etapas:

- Teste das saídas PWMs do processador de sinais;
- Teste de energização da placa de controle;
- Teste do condicionamento dos sinais de PWMs vindos do processador de sinais até os *drives*;
- Teste das fontes auxiliares de alimentação dos *drives*;
- Validação de um único módulo em malha aberta;
- Teste do condicionamento de sinal da medição vinda do módulo;
- Validação das associações em malha aberta;

6.2.1 Equipamentos Utilizados

Para validar a dinâmica das associações e o funcionamento dos condicionadores de sinais, além da placa de controle, dos módulos de conversores *Flyback* e da carga, foram utilizados uma série de equipamentos necessários para a aquisição e monitoramento dos sinais. Esses equipamentos são listados na Tabela 7 e a bancada de ensaio dos testes é mostrada na Figura 56.

Tabela 7 - Equipamentos utilizados na validação do protótipo

Osciloscópio
Fonte auxiliar de 15 V
Fonte auxiliar de -15 V
Fonte auxiliar de 5 V
Multímetro
Fonte de tensão Tectrol 400 V/ 15 A



Figura 56 - Foto da bancada de validação do protótipo

6.2.2 Validação dos Condicionadores de Sinais

Conforme já mencionado na seção 5.3 deste trabalho, a medição do sinal pelo processador de sinais não pode passar de 3,3 V, caso contrário, o mesmo pode queimar. Neste caso, os condicionadores de sinais responsáveis pela adequação do sinal vindo do conversor (*buffer*, filtro ativo passa-baixa e ganho) foram projetados para garantir uma tensão de 2 V na entrada do processador. Esse valor é obtido quando se tem um sinal de 2,4 V na entrada da placa de controle vindo do divisor resistivo quando o conversor está operando com uma tensão de saída igual

a 200 V. A Figura 57 apresenta o sinal de entrada na placa de controle no canal 2 (CH2), sendo igual à 2,4 V, e o sinal de entrada no processador no canal 4 (CH4), com valor igual à 2 V.

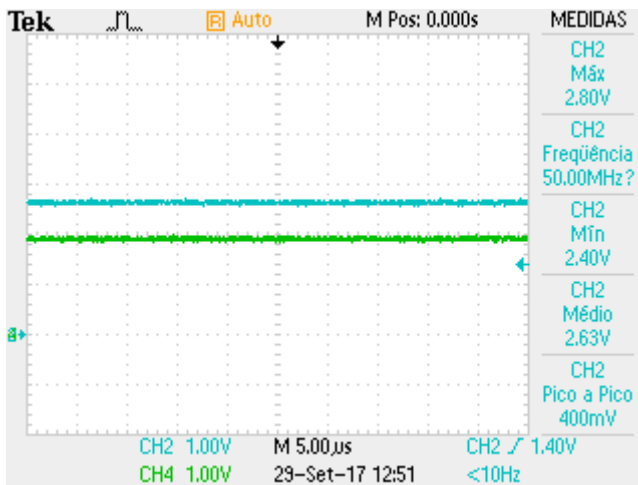


Figura 57 – Validação do condicionamento do sinal de entrada

O outro condicionador de sinal a ser validado é a adequação dos sinais PWMs do processador digital sinais. Esses sinais devem ter um valor próximo de 15 V, porém, saem do processador com um valor de 3,3 V. A Figura 58 abaixo apresenta o sinal antes dos condicionadores de sinais (*buffer* e coletor aberto) em azul e, em verde, o sinal com o valor corrigido após os condicionadores de sinais.

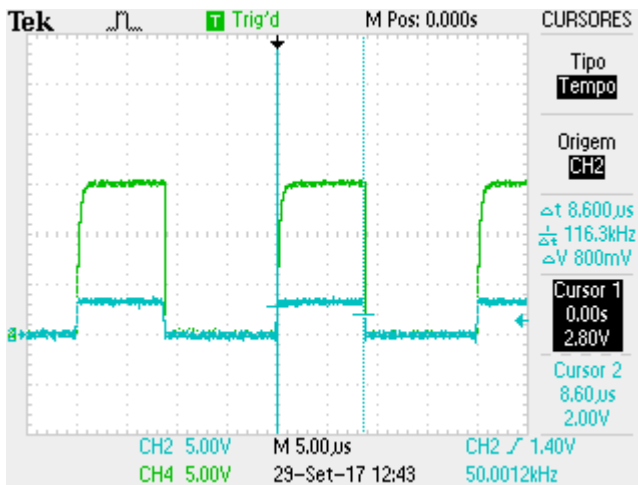


Figura 58 - Validação do condicionamento de sinal de saída

Com a validação dos condicionadores de sinais, a próxima etapa é a validação das associações.

6.2.3 Validação das Associações com Módulos Idênticos

Como as formas de onda para as associações com as mesmas saídas foram similares, decidiu-se apresentar apenas as formas de onda das associações série-série e série-paralelo.

As **Error! Reference source not found.** e 60 a seguir apresentam as formas de onda da associação série-série em malha aberta com tensão de saída igual a 100 V e 300 V, respectivamente, no instante em que um degrau de razão cíclica de 0,05 é aplicado, onde o sinal do canal 3 (C3) é a tensão de saída de um módulo, e o sinal do canal 1 (C1) é a tensão de saída total da associação.

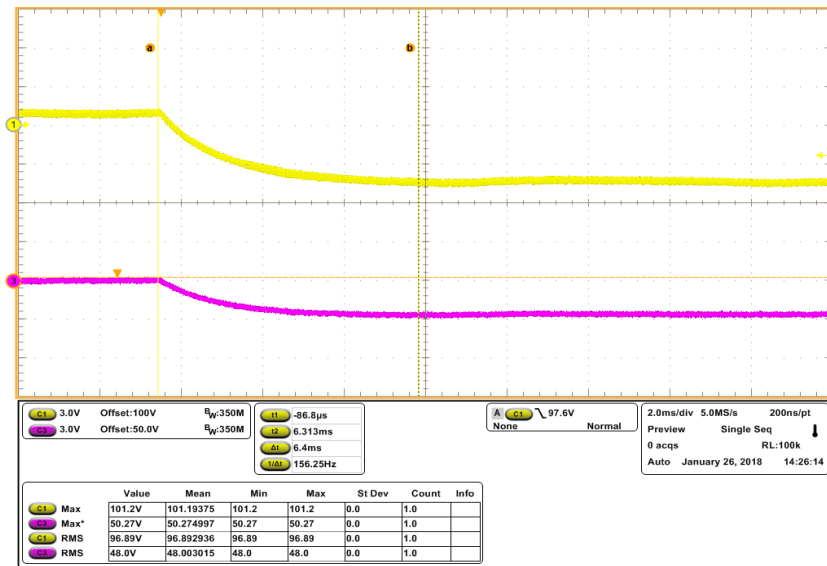


Figura 60 - Formas de onda da associação série-série com tensão de saída igual a 100 V por módulo

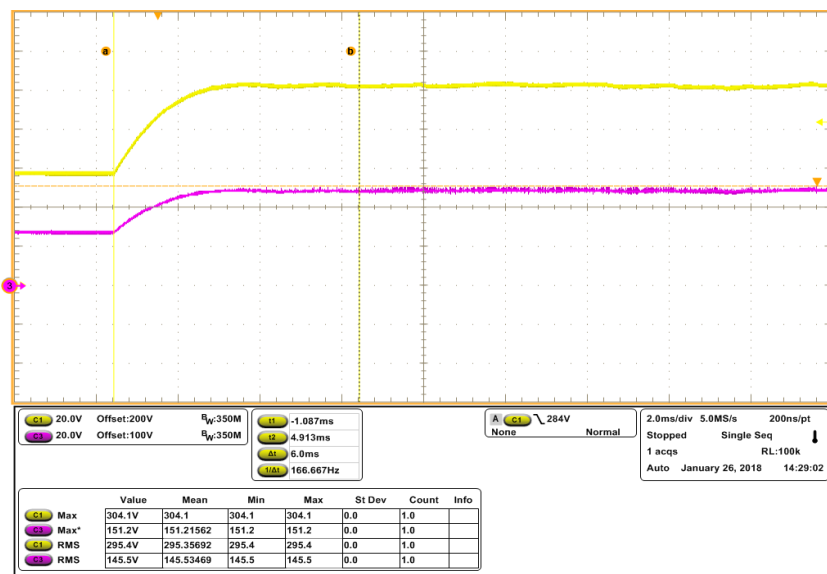


Figura 59 - Formas de onda da associação série-série com tensão de saída igual a 300 V por módulo

É possível observar que a dinâmica da associação simulada no capítulo anterior é confirmada na prática. Além disso, sabendo que o tempo que um sistema leva para voltar ao regime permanente após uma perturbação é de aproximadamente 5τ , e que, utilizando uma resistência de saída igual a $150\ \Omega$ com uma capacitância equivalente de saída igual a $1,44\ \mu\text{F}$, tem-se um τ igual a 1m , é possível observar que esse tempo se confirma nas formas de onda mostradas anteriormente. A constante de tempo, τ , é calculada usando a equação (6.1) abaixo.

$$\tau = \frac{C_o \cdot R_o}{2} \quad (6.1)$$

As **Error! Reference source not found.** e 62 abaixo apresentam s formas de onda da associação série-paralelo em malha aberta com tensão de saída igual a $50\ \text{V}$ e $150\ \text{V}$, respectivamente, no instante em que um degrau de razão cíclica de $0,05$ é aplicado, onde o sinal amarelo é a tensão de saída da associação. Novamente, a dinâmica obtida na prática confirma as simulações feitas anteriormente. Além disso, observa-se o mesmo tempo de regime transitório.

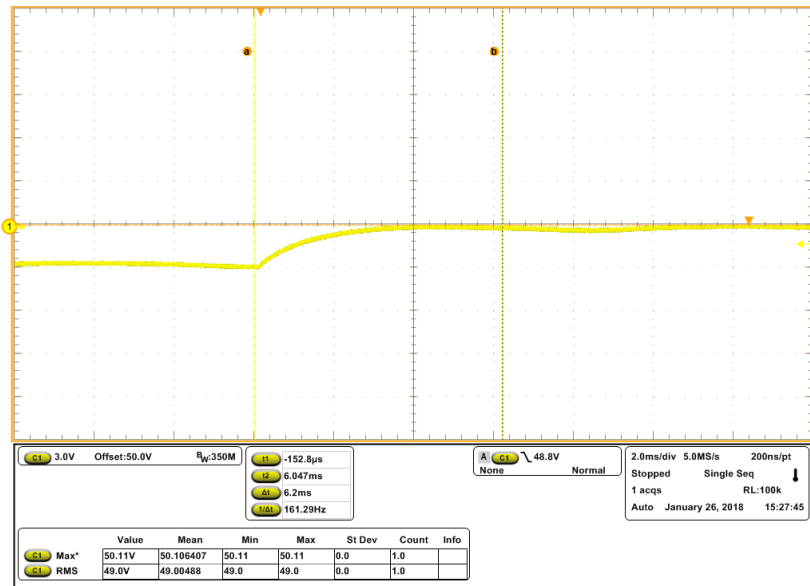


Figura 61 - Forma de onda da associação série-paralelo com tensão de saída igual a $50\ \text{V}$

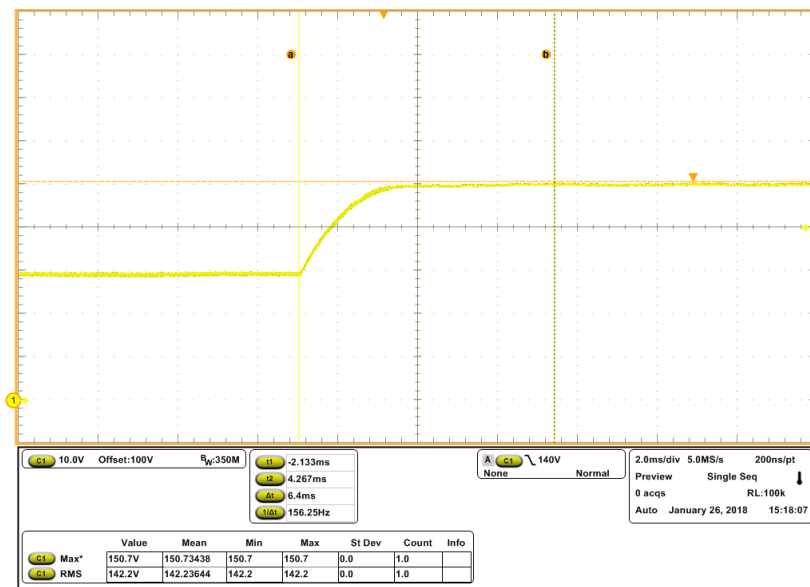


Figura 62 - Forma de onda da associação série-paralelo com tensão de saída igual a 150 V

6.2.4 Validação das Associações com Módulos Diferentes

Com a intenção de validar os conceitos estudados em (BERNARDI, 2016) sobre associações com módulos desbalanceados, alterou-se a capacitância de saída de um dos módulos para $4,24 \mu\text{F}$ e o teste com a associação série-série foi refeito.

A Figura 63 apresenta a tensão *drain-source* nos MOSFETs, onde já se pode observar que os módulos operam com tensões diferentes nos interruptores. Além disso, as ondulações durante a terceira fase de operação possuem frequência e duração diferentes, uma vez que as mesmas são provenientes do circuito LC formado entre a indutância de dispersão e as capacitâncias parasitas do MOSFET.

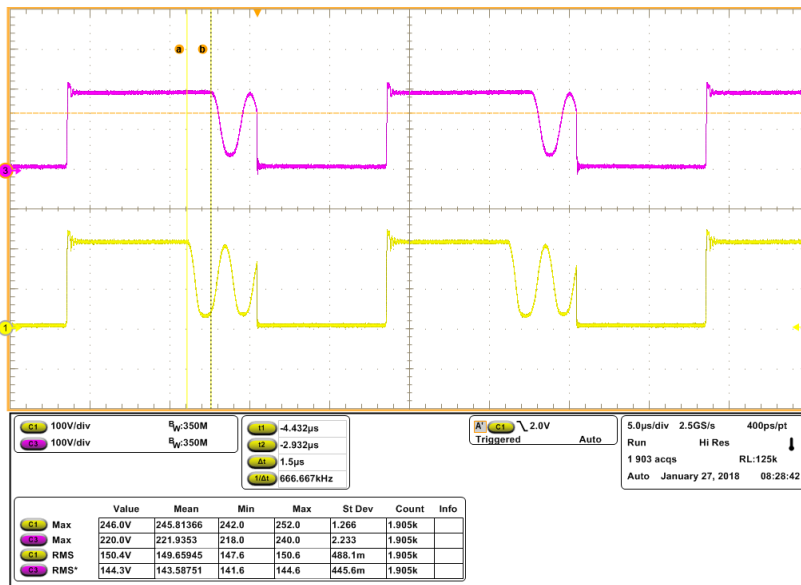


Figura 63 - Tensão drain-source nos MOSFETs dos módulos

As Figura 64 e 65 abaixo apresentam a dinâmica da associação com tensões de entrada igual a 200 V e 300 V, respectivamente, no instante em que um degrau de razão cíclica de 0,05 é aplicado, onde os sinais do canal matemático 1 (M1) e do canal 3 (C3) são as tensões de saída dos módulos e o sinal do canal 1 (C1) é a tensão de saída da associação. É possível observar como as dinâmicas dos módulos são claramente diferentes, e como a dinâmica da associação é equivalente a dinâmica do módulo mais lento. Essa última afirmação é válida apenas para conexões série-série.

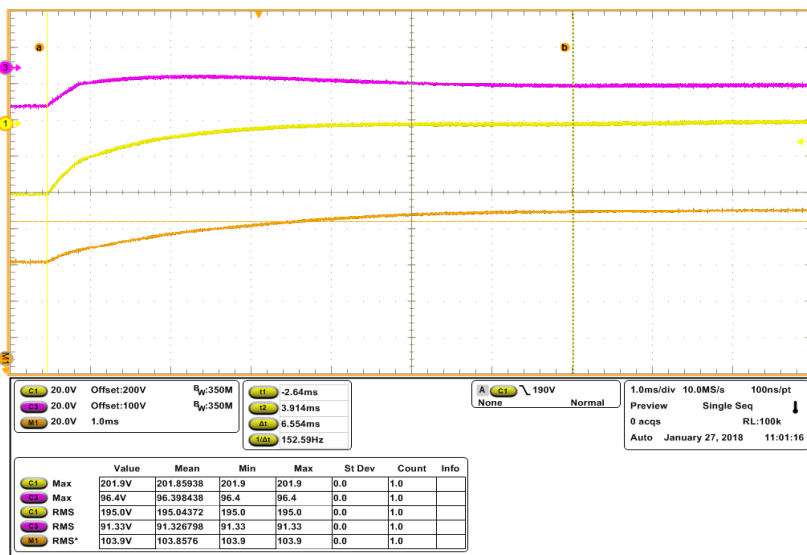


Figura 64 - Formas de onda da associação série-série desbalanceada com tensão de total saída igual a 200 V

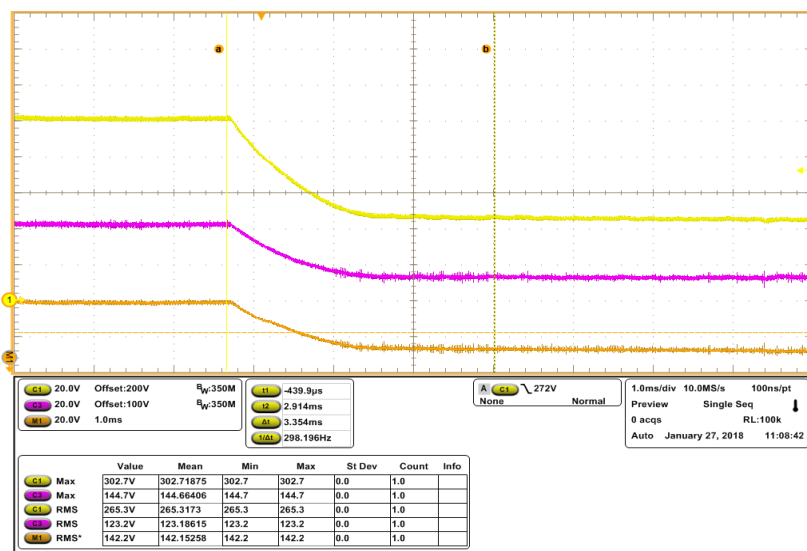


Figura 65 - Formas de onda da associação série-série desbalanceada com tensão de total saída igual a 300 V

6.3 CONCLUSÃO

O capítulo 6 apresentou os resultados experimentais dos conceitos previamente analisados, tanto da placa de condicionamento de sinal, quanto da placa de potência. Apesar do teste em malha fechada não ter sido feito, a confirmação das dinâmicas das associações previamente simuladas é um excelente resultado. Mais além, a validação dos conceitos de desbalanceamento foi um grande avanço para futuras pesquisas, assim como o teste em malha fechada. Todos os resultados foram considerados satisfatórios e coerentes com as simulações, sendo suficientes para validar o trabalho desenvolvido nos demais capítulos.

7 CONCLUSÃO

As associações de módulos de conversores *Flyback* operando em modo de condução descontínua, estudadas nesse trabalho, apresentam diversas vantagens no ponto de vista de controle, como o autobalanco de tensão nas associações séries e de corrente nas associações paralelo, independência dos módulos, a possibilidade de trabalhar com malha única de comando e comportamento dinâmico semelhante em todas as associações.

No capítulo 1 foi introduzido a motivação e o objetivo deste trabalho. O capítulo 2 apresentou uma revisão bibliográfica, tentando abranger os assuntos e técnicas mais presentes e utilizadas no contexto deste trabalho. No capítulo 3 foram apresentadas as equações base do conversor *Flyback* em MCD, as quais foram extensivamente exploradas nos capítulos precedentes. O estudo das associações mistas de módulos de conversores *Flyback* foi feito no capítulo 4. As quatro funções de transferência foram encontradas pela associação de uma generalização do modelo de pequenos sinais do conversor *Flyback* para N módulos. Neste ponto já foi possível observar que todas as funções de transferência possuem os mesmos pólos. O capítulo 5 foi dedicado ao projeto de uma placa de controle digital, ao dimensionamento dos módulos e a validação das funções de transferências encontradas no capítulo anterior. No projeto do controlador, as simulações em malha fechada e os diagramas de Bode mostram como os sistemas possuem a mesma característica dinâmica. Por fim, o capítulo 6 apresentou o protótipo implementado e os resultados experimentais obtidos. Os resultados foram satisfatórios para validação do equacionamento realizado anteriormente. Todas as associações possuíram a mesma dinâmica já observadas pelas simulações. Além disso, o funcionamento da placa de controle também foi validado.

Para trabalhos futuros, é proposto o teste das associações em malha fechada com o uso da placa de condicionamento de sinal implementada neste trabalho, o estudo de um controle de corrente e o estudo da dinâmica das associações em modo de condução contínua. Além disso, é proposto a expansão do conversor para operação como PFC (*Power Factor Correction*).

REFERÊNCIAS

AYYANAR, R.; GIRI, R.; MOHAN, N. Active Input–Voltage and Load–Current Sharing in Input-Series and Output-Parallel Connected Modular DC–DC Converters Using Dynamic Input-Voltage Reference Scheme. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 19, n. 6, Nov 2004. 1462-1473.

BARBI, I. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2007.

BERNARDI, V. **Conexões Série e Paralelo do Conversor Flyback Operando no Modo de Condução Descontínua**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2016.

CAPEL, A.; FERRANTE, J. G.; PRAJOUX, R. State Variable Stability Analysys of Multi-loop PWM Controlled DC/DC Regulators in Light and Heavy Mode. **IEEE Power Electronics**, 1975. 91-103.

CHEN, W. et al. DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control, and Experimental Verifications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 24, n. 6, June 2009. 1463-1474.

CUK, S.; MIDDLEBROOK, R. D. A General Unified Approach to Modelling switching DC-to-DC Converters in Discontinuous Conduction Mode. **IEEE Power Electronics**, 1977. 36-57.

DAVOUDI, A.; JATSKEVICH, J. Realization of Parasitics in State-Space Average-Value Modeling of PWM DC–DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 21, n. 4, July 2006. 1142-1147.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. [S.l.]: [s.n.], 2001.

FANG, W. et al. A Digital Parallel Current-Mode Control Algorithm for DC–DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 10, n. 4, November 2014. 2146-2153.

FAUST, R. G. **Conversor Flyback Modular Conectado em Série na Entrada e Série na Saída Operando no Modo Descontínuo com Pulso Único de Comando**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2014.

GUO, L.; HUNG, J.; NELMS, R. N. Digital Controller Design for Buck and Boost Converters Using Root Locus Techniques. **IEEE Power Electronics**, 2003. 1864-1869.

KIM, J. W.; YOU, J. S.; CHO, B. H. Modeling, control, and design of input-series-output-parallel connected converter for high-speed-train power system. **IEEE Transactions Industrial Electronics**, Jun 2001. 536-544.

MAHERY, H. M. et al. Modeling and Stability Analysis of Buck-Boost DC DC Converter Based on Z-Transform. **IICPE Power Electronics**, December 2012.

NISE, N. S. **Control Systems Engineering**. 5a. ed. [S.l.]: [s.n.], 2008.
OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1987.

PANOV, Y.; RAJAGOPALAN, J.; LEE, F. C. Analysis and Design of N Paralleled DC-DC Converters with Master-Slave Current-Sharing Control. **IEEE Applied Power Electronics**, 1997. 436-442.

RAJAGOPALAN, J.; K. XING, Y. G.; LEE, F. C. Modeling and Dynamic Analysis of Paralleled dc/dc Converters with Master-Slave Current Sharing Control. **Applied Power Electronics Conference and Exposition**, March 1996. 678-684.

RODRÍGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. **IEE Transactions Industrial Electronics**, 2002. 724-738.

SHA, D.; DENG, K.; LIAO, X. Duty Cycle Exchanging Control for Input-Series-Output-Series Connected Two PS-FB DC-DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 27, n. 3, March 2012. 1490-1501.

TMS570LS04X/03X Data Sheet. **Texas Instruments**, January 2016.

VILLALVA, M.; FILHO, E. R. Dynamic Analysis of the input-controlled Buck Converter Fed by a Photovoltaic Array. **Revista Controle & Automação**, Outubro 2008. 463-474.

APÊNDICE A – PROJETO DA PLACA DE CONTROLE

Por meio do *software* Altium, o layout da placa de controle foi desenvolvido a partir dos componentes escolhidos. A Figura 66 e a Figura 67 apresentam seis circuitos de condicionamentos de sinais para os sinais de medições de entrada, podendo ser sinais em tensão ou em corrente. A Figura 68 apresenta o circuito do processador digital de sinais, que deverá ser fixado na placa de controle. A Figura 69 apresenta os circuitos de condicionamento dos sinais PWM de saídas, utilizados como razão cíclica para controlar os conversores. Por fim, a Figura 70 apresenta os circuitos das fontes auxiliares para os *drivers*, além do circuito do *display* LCD, utilizado para visualizar e escolher variáveis do sistema calculadas pelo DSP. A Figura 71 apresenta o projeto da placa de circuito impresso.

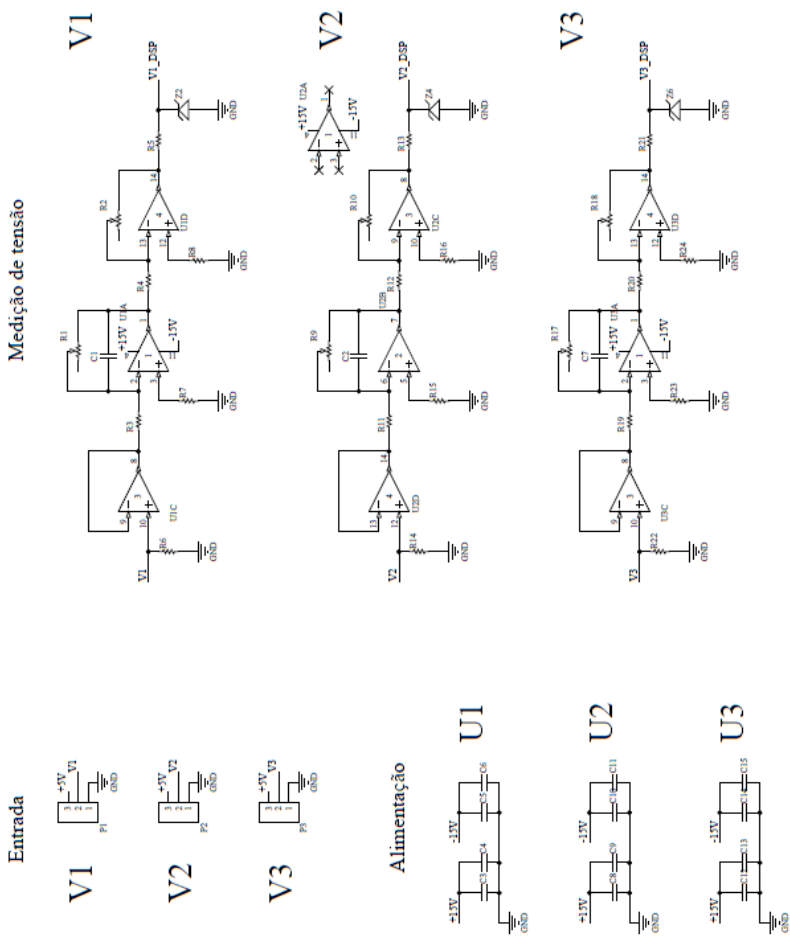


Figura 66 - Circuito de medição de tensão

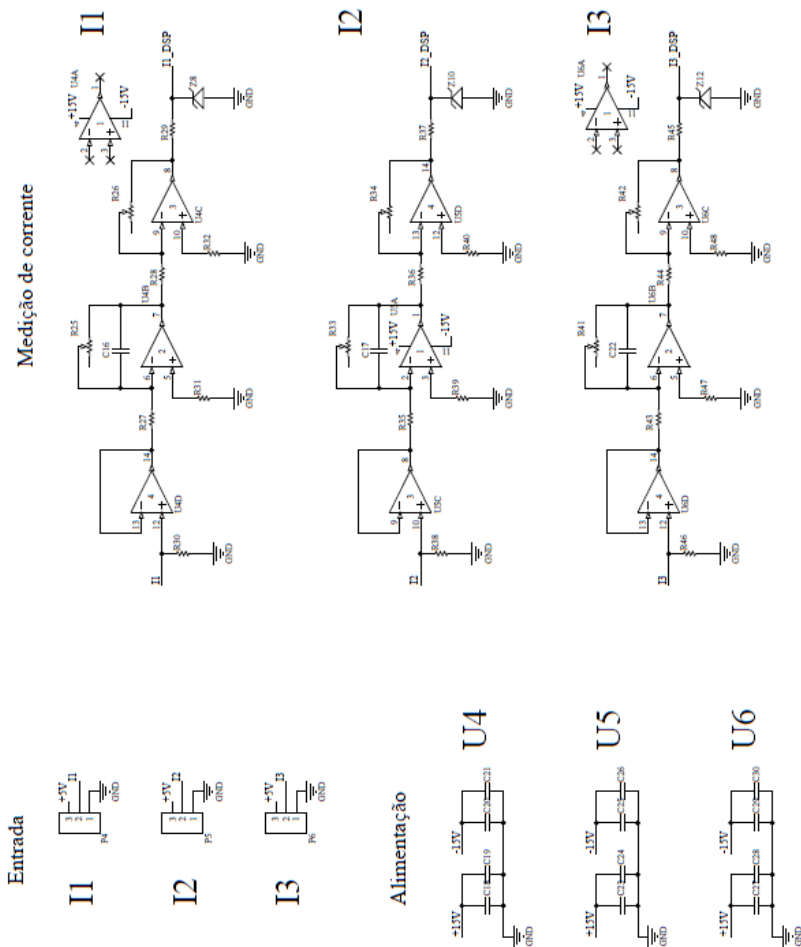
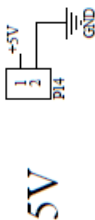
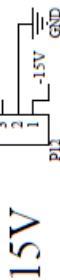


Figura 67 - Circuito de medição de corrente

TMS570LS04x/03x

Alimentação



Junção de planos

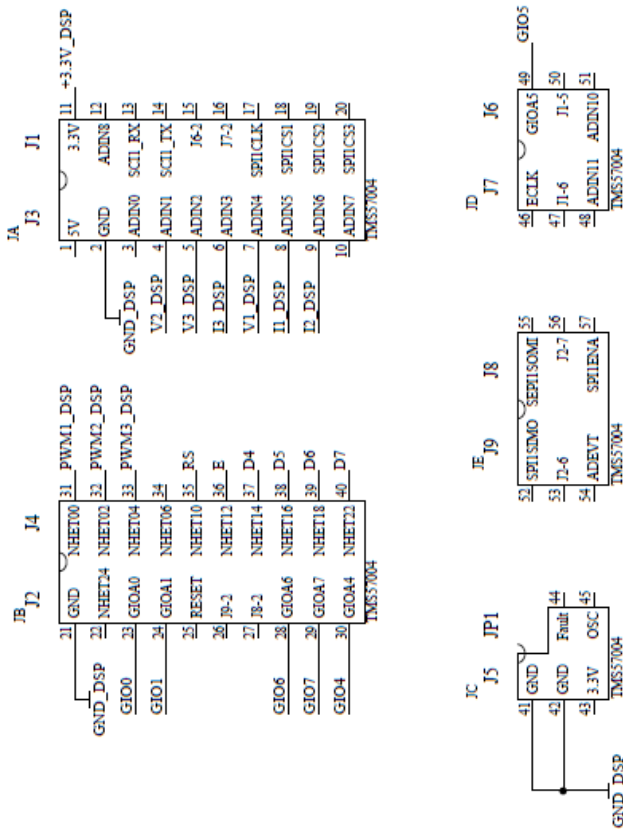
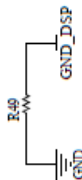


Figura 68 - Circuito do processador digital de sinais

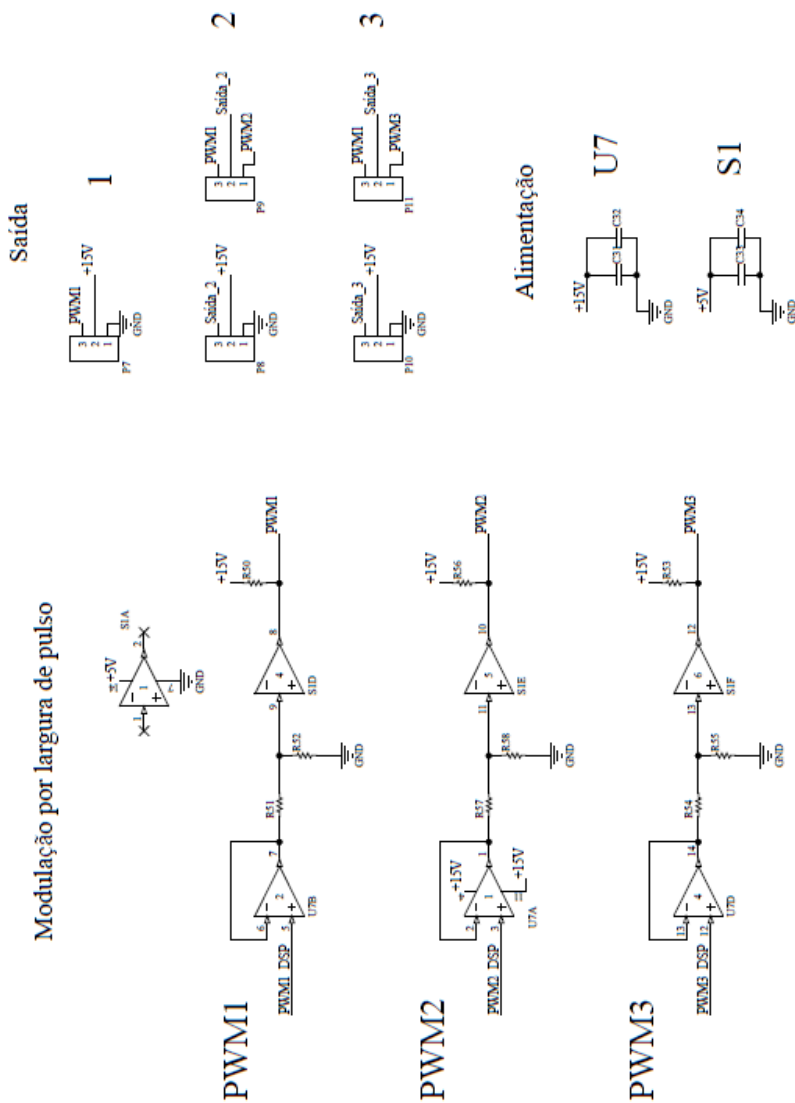


Figura 69 - Circuito de saída

Fonte de alimentação para os drivers

Display

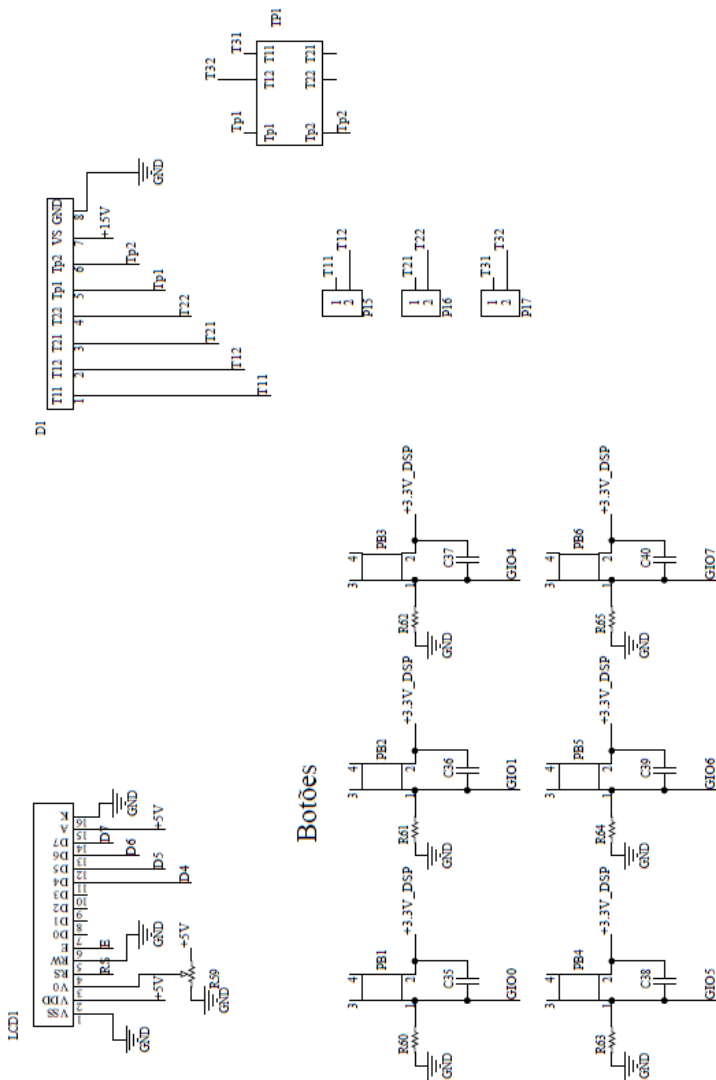


Figura 70 - Circuito das fontes auxiliares e display LCD

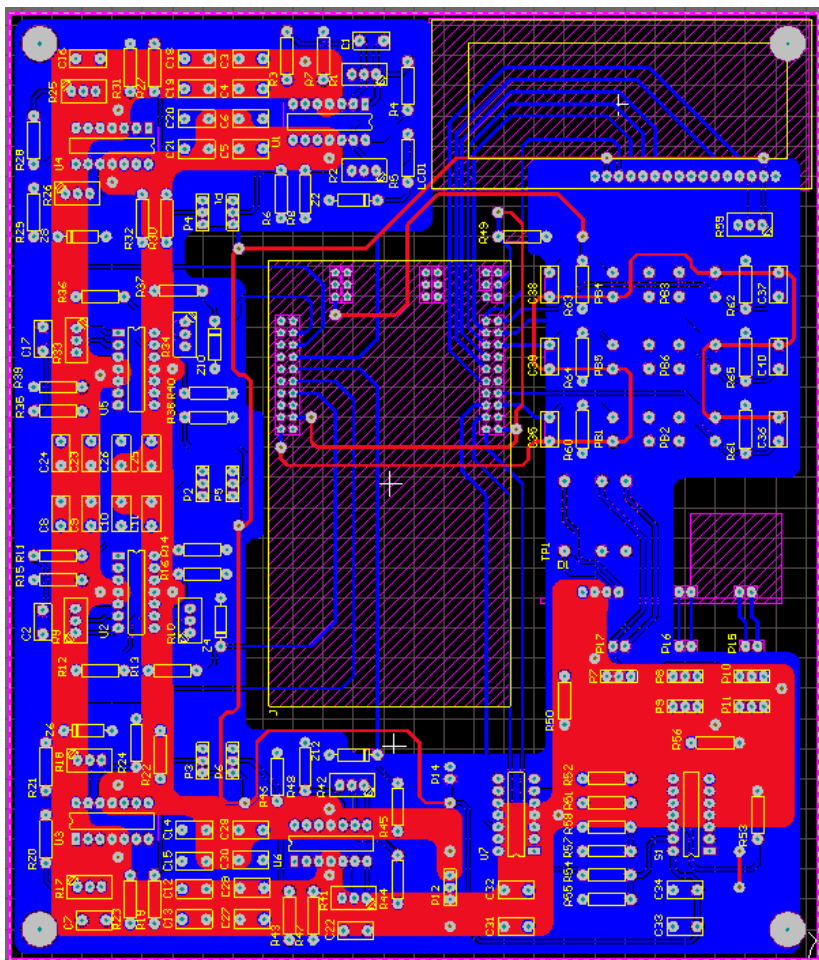


Figura 71 - Placa de circuito impresso