



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

**CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS CC-CC ISOLADOS**

**ÁREA DE CONCENTRAÇÃO:  
ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E ACIONAMENTO  
ELÉTRICO**

**Antonio José Bento Bottion, M. Eng.**  
Doutorando

**Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.**  
Orientador

Florianópolis  
2015



Antonio José Bento Bottion

## **CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS CC-CC ISOLADOS**

Tese submetida ao Programa de Pós  
Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do Grau de  
Doutor em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi

Florianópolis  
2015

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

Bottion, Antonio José Bento

Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Isolados / Antonio José Bento Bottion ; orientador, Ivo Barbi - Florianópolis, SC, 2015.

461 p.

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

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversão CC-CC. 3. Conexão série-série. 4. Conversor CC-CC Ponte Completa. 5. Conversor Dual Active Bridge (DAB). I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Antonio José Bento Bottion

## **CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS CC-CC ISOLADOS**

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

Florianópolis, 30 de Abril de 2015.

---

Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

### **Banca Examinadora:**

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Sérgio Augusto Oliveira da Silva, Dr.

Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. German Gustavo Oggier, Dr.

Universidad Nacional de Rio Cuarto

---

Prof. Daniel Juan Pagano, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Marcello Mezaroba, Dr.

Universidade do Estado de Santa Catarina



Para:

Thammy

e meus queridos filhos:

Antonio Rafael e Maria Tereza



## AGRADECIMENTOS

Ao Deus pela minha existência.

A minha esposa Thammy e meus queridos filhos, Antonio Rafael e Maria Tereza, pela paciência, compreensão e colaboração durante o período do doutorado.

Aos meus pais Antonio Bottion (in memoriam) e Marina Roque Bottion pela minha criação e educação que em muito contribuíram para eu alcançar este nível do conhecimento.

Ao amigo e professor Ivo Barbi pela brilhante orientação que de maneira muito consciente conduziu este trabalho ao sucesso. Ao professor Ivo externo minha grande estima, respeito e admiração e sinto-me muito honrado pela sua orientação.

Ao amigo pediatra Dr. José Eduardo Coutinho Góes e sua esposa Mari por me receberem em Florianópolis no ano de 2011.

Ao Sr. Stélio M. Granucci e sua esposa Tarcísia pela confiança em aceitarem ser meus fiadores durante o período do doutorado.

Ao amigo e professor Telles Brunelli Lazzarin pelas sugestões técnicas durante o período do doutorado, pela participação na banca de defesa e pelo auxílio com a burocracia na fase de agendamento da defesa.

Ao amigo e professor Romero Leandro Andersen por compartilhar sua experiência e pelas preciosas sugestões de projeto.

Ao amigo e professor Joabel Moia pelo compartilhamento técnico e pelos momentos de descontração.

Aos amigos de sala Gabriel Tibola, Gleyson Luiz Piazza, Adriano Ruseler, Jacson Luis de Oliveira e Nuno Miguel Martins da Rocha pela convivência, pelas valiosas discussões técnicas e pelos momentos de descontração.

Ao relator deste trabalho e membro da banca examinadora, Prof. Sérgio Augusto Oliveira da Silva, pelas preciosas sugestões que contribuíram para a melhoria da versão final deste trabalho.

Aos demais membros da banca examinadora, Prof. Germán Oggier, Prof. Daniel Pagano e Prof. Marcello Mezaroba pelo tempo dispensado na avaliação deste trabalho.

Ao professor Denizar Cruz Martins que, como supervisor do INEP, sempre colaborou para o bom andamento do trabalho.

Aos demais professores do INEP que também contribuem para que o Instituto seja sempre um centro de excelência na área de Eletrônica de Potência e o programa de Pós-Graduação em Engenharia

Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina seja um dos melhores do país.

Aos amigos Gierry Waltrich, Eduardo Valmir de Souza, Márcio Silveira Ortmann e Walbermark Marques dos Santos por compartilharem seu conhecimento técnico e sua experiência com ensaios em bancada.

Aos técnicos Antonio Luiz Schalata Pacheco e Luiz Marcellus Coelho pela convivência e pelo aprendizado durante o período do doutorado.

A todos os amigos do INEP pela convivência durante anos. Sinto-me honrado em ter trabalhado em meio a excelentes pesquisadores que sempre se prontificaram a me ajudar, compartilhando seu conhecimento e sua experiência.

Aos colegas do CEFET-MG pela aprovação do meu pedido de afastamento para capacitação.

A todas as pessoas que contribuíram diretamente ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Ao povo brasileiro que pelo pagamento de impostos custeou a realização deste trabalho.

“Quão grande é Deus, quão grande é Deus, e quão pouco é o que nós sabemos sobre Ele!”

(Ampère, 1775-1836)



## RESUMO

Esta tese apresenta a associação de conversores CC-CC de duas portas conectados em série-série tanto na versão unidirecional quanto na versão bidirecional com comando único de controle. Inicialmente é realizado um estudo sobre os conversores CC-CC isolados bidirecionais de duas portas onde é proposta uma classificação para estes conversores com base no fluxo magnético de seus respectivos transformadores. Na sequência é realizado um estudo sobre a conexão série na entrada e série na saída de módulos CC-CC com característica externa em queda de tensão onde se verifica que para este tipo de módulo é possível realizar tal conexão de modo que haja equilíbrio nas tensões individuais dos módulos em ambos os lados da conversão sem a necessidade do uso de malhas de controle. Por apresentar característica externa em queda de tensão tanto no modo de condução contínua quanto no modo de condução descontínua, o conversor CC-CC isolado Ponte Completa com saída em tensão é estudado e utilizado como unidade modular da versão unidirecional da conexão série-série. O mecanismo de balanço da conexão série-série unidirecional é demonstrado analiticamente e comprovado via simulação. Resultados experimentais da conexão série-série unidirecional são obtidos a partir de um protótipo de 4 módulos, 4 kW, 1600V na entrada, 1600V na saída, 40 kHz e incluem operação em malha aberta, degrau na tensão de entrada e degrau de carga. O conversor Dual Active Bridge – DAB é estudado e utilizado como unidade modular da versão bidirecional da conexão série-série. Verificou-se analiticamente que na conexão série-série de módulos DAB sem perdas as tensões nos capacitores de cada módulo, tanto do lado “A” quanto do lado “B” da conversão, oscilam indefinidamente quando há um desequilíbrio nestas tensões, porém, ocorre o equilíbrio nestas tensões em termos de valores médios. Para a extinção das referidas oscilações é necessário que haja perdas de modo a proporcionar amortecimento para anulação das oscilações. Resultados experimentais da conexão série-série bidirecional são obtidos a partir de um protótipo de 4 módulos, 4 kW, 1600V no lado “A”, 1600V no lado “B”, 40 kHz e incluem operação em malha aberta com fluxo direto e operação em malha aberta com fluxo direto e reverso de modo a comprovar a bidirecionalidade do conversor.

**Palavras-chave:** alta tensão, conexão série-série, conversor CC-CC, conversor isolado, Dual Active Bridge, Ponte Completa.



## ABSTRACT

This thesis presents the association of DC-DC converters with two ports connected in series-series in both unidirectional and bidirectional version with single control. Initially is carried out a study on the isolated bidirectional DC- DC converters with two ports where it is proposed a classification for these converters based on magnetic flux in their transformers. In the sequence is carried out a study on the modular input-series and output-series connection of DC-DC converters with external characteristic type voltage drop where it can be seen that for this type of module it is possible to perform such a connection, so that there is balance in voltages of individual modules in both sides of the conversion without the need to use a control loop. By presenting external characteristic type voltage drop in both continuous conduction as in discontinuous conduction mode, the isolated DC-DC converter Full Bridge with voltage output is studied and used as a modular unit of unidirectional series-series connection version. The unidirectional series-series connection balance mechanism was analytically demonstrated and proven by simulation. Experimental Results of unidirectional series-series connection are obtained from a prototype with 4 modules, 4 kW, 1600 Vdc input, 1600 Vdc output, 40 kHz and include operation in open-loop, step on the input voltage and step load. The Dual Active Bridge – DAB converter is studied and used as a modular unit of bidirectional series-series connection version. It was verified analytically that in the series-series connection of lossless DAB modules the voltages across the capacitors of each module, both the side "A " and the "B" side of the conversion, oscillate indefinitely if there is an imbalance in these voltages, however, occurs balancing in these voltages in terms of average values. To extinguish these oscillations it is required losses to provide damping for cancellation of oscillations. Experimental results of the bidirectional series-series connection are obtained from a prototype with 4 modules, 4 kW, 1600 Vdc in side A, 1600 Vdc on side B, 40 kHz and include operation in open loop with direct power flow and operation in open loop with direct and reverse power flow in order to prove the bidirectional capability of the converter.

**Keywords:** Dc-dc converter, Dual Active Bridge, Full Bridge, high voltage, input-series output-series, isolated converter.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1 – Exemplo de interligação entre duas linhas de transmissão <i>HVDC</i> .	42
Figura 2-1- Representação de um conversor CC-CC isolado com um transformador de dois enrolamentos.	45
Figura 2-2 - Modelo pela magnetizante do transformador: (a) Magnetização / desmagnetização por um dos lados do transformador; (b) Magnetização / desmagnetização pelos dois lados do transformador.	46
Figura 2-3 – (a) Tensão no lado “A” do transformador de conversores simétricos. (b) Fluxo magnético no núcleo do transformador.	47
Figura 2-4 – (a) Tensão no lado “A” do transformador de conversores assimétricos. (b) Fluxo magnético no núcleo do transformador.	47
Figura 2-5 - Classificação dos conversores CC-CC isolados.	48
Figura 2-6 - Conversor Half Bridge bidirecional.	49
Figura 2-7 - Etapas de operação do conversor Half Bridge bidirecional.	50
Figura 2-8 - Formas de onda do conversor Half Bridge bidirecional.	52
Figura 2-9 - Conversor Full Bridge bidirecional.	53
Figura 2-10 - Etapas de operação do conversor Full Bridge bidirecional.	53
Figura 2-11 - Formas de onda do conversor Full Bridge.	55
Figura 2-12 - Conversor Push-Pull bidirecional.	56
Figura 2-13 - Etapas de operação do conversor Push-Pull bidirecional.	57
Figura 2-14 - Formas de onda do conversor Push-Pull.	59
Figura 2-15 - Conversor Dual Active Half Bridge.	60
Figura 2-16 - Conversor Dual Active Half Bridge bidirecional com o lado “B” referido ao lado “A”.	60
Figura 2-17 - Circuito simplificado para análise do conversor DAHB.	61
Figura 2-18 - Etapas de operação do conversor Dual Active Half Bridge.	62
Figura 2-19 - Formas de onda do conversor Dual Active Half Bridge.	64
Figura 2-20 - Conversor Dual Active Bridge.	65
Figura 2-21 - Conversor Dual Active Bridge com o lado “B” referido ao lado “A”.	65
Figura 2-22 - Etapas de operação do conversor Dual Active Bridge.	66
Figura 2-23 – Principais formas de onda do conversor Dual Active Bridge.	68
Figura 2-24 - Conversor Cúk bidirecional.	69
Figura 2-25 - Etapas de operação do conversor Cúk bidirecional.	69
Figura 2-26 - Formas de onda do conversor Cúk.	71
Figura 2-27 - Conversor Flyback bidirecional.	72
Figura 2-28 - Etapas de operação do conversor Flyback bidirecional.	72
Figura 2-29 - Formas de onda do conversor Flyback bidirecional.	73
Figura 2-30 - Conversor Zeta-Sepic bidirecional.	74
Figura 2-31 - Etapas de operação do conversor Zeta-Sepic.	74
Figura 2-32 - Formas de onda do conversor Zeta-Sepic.	76

Figura 3-1 – Conexão entrada série e saída série de dois conversores tipo Forward com suas respectivas malhas de controle. ....	79
Figura 3-2 – Conexão série na entrada e série na saída de $n$ módulos. ....	81
Figura 3-3 – Estratégia geral de controle. ....	82
Figura 3-4 – Conexão entrada série saída série estudada. ....	83
Figura 3-5 - Conexão série na entrada e série na saída de dois conversores CC-CC Ponte Completa com deslocamento de fase e razão cíclica comum. ....	84
Figura 3-6 – Conexão série na entrada e série na saída de dois conversores CC-CC Ponte Completa com deslocamento de fase. ....	85
Figura 3-7 – Controle com razão cíclica entrelaçada e duas malhas. ....	86
Figura 3-8 – Associação modular série na entrada série na saída de três conversores CC-CC Flyback. ....	87
Figura 3-9 – Conexão série na entrada e série na saída de três conversores Forward de dois transistores. ....	88
Figura 3-10 – Estratégia de controle com uma malha de tensão e uma malha de corrente por módulo. ....	89
Figura 3-11 – Estratégia de controle com leitura das tensões individuais na entrada e da tensão total na saída. ....	89
Figura 3-12 – Gradiente positivo de regulação da tensão de saída. ....	90
Figura 3-13 – Conexão série na entrada e série na saída de conversores Flyback. ....	91
Figura 3-14 – Característica externa de um conversor Flyback. ....	91
Figura 4-1 - Possíveis conexões para os módulos CC-CC de duas portas: (a) Paralelo-paralelo (b) Paralelo-série (c) Série-paralelo (d) Série-série. ....	93
Figura 4-2 - Conexão série-série de módulos isolados CC-CC. ....	94
Figura 4-3 - Característica de saída dos módulos da Figura 4-2. ....	96
Figura 4-4 - Circuito equivalente da conexão série-série vista do lado “B”. ....	96
Figura 4-5 - Circuito equivalente da conexão série-série vista do lado “B”. ....	97
Figura 4-6 - Conversor em ponte completa, modulado por largura de pulso e saída em tensão. ....	102
Figura 4-7 - Conversor Ponte Completa com a saída referida ao lado primário do transformador. ....	102
Figura 4-8 – Etapas de operação do conversor Ponte Completa. ....	103
Figura 4-9 – Formas de onda básicas para o MCC. ....	105
Figura 4-10 – Circuito da saída do conversor Ponte Completa. ....	109
Figura 4-11 – Corrente $i_x$ na saída do conversor Ponte Completa. ....	109
Figura 4-12 – Corrente $i_{CB}$ no capacitor de saída do conversor Ponte Completa. ....	110
Figura 4-13 – Corrente $i_x'$ no modo de condução descontínua. ....	113
Figura 4-14 - Característica de saída do conversor Ponte Completa com filtro capacitivo. ....	116
Figura 4-15 – Circuito da saída do conversor Ponte Completa. ....	119
Figura 4-16 – Diagrama de Bode do modelo e da simulação. ....	122
Figura 4-17 – Conexão série-série de $n$ módulos Ponte Completa. ....	123

Figura 4-18 - Circuito para estudo do mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da entrada da conexão de dois módulos Ponte Completa.....	125
Figura 4-19 – Circuito para estudo do mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da entrada da conexão de $n$ módulos Ponte Completa.....	132
Figura 4-20 - Resultado da simulação e modelo.....	138
Figura 4-21 – Circuito para estudo do mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da saída da conexão de dois módulos Ponte Completa.....	139
Figura 4-22 – Circuito para estudo do mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da saída da conexão de $n$ módulos Ponte Completa.....	146
Figura 4-23 - Resultado da simulação e do modelo.....	151
Figura 4-24 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão $v_B$ .....	152
Figura 4-25 - Diagrama de Bode do compensador PI com filtro.....	154
Figura 4-26 - Circuito do compensador PI com filtro e subtrator da malha de controle.....	154
Figura 4-27 - Circuito do compensador PI com filtro para simplificar o equacionamento.....	155
Figura 4-28 – Diagrama de Bode do resultado da simulação.....	161
Figura 4-29 – Circuito simulado da conexão série-série de dois módulos Ponte Completa em malha aberta.....	163
Figura 4-30 – Tensões $v_{B1}$ e $v_{B2}$ na saída de cada módulo e tensão total $v_B$ na saída da conexão série-série em regime permanente.....	163
Figura 4-31 – Detalhe da ondulação na tensão $v_B$ .....	164
Figura 4-32 – Detalhe da ondulação nas tensões $v_{B1}$ e $v_{B2}$ .....	164
Figura 4-33 – Correntes $i_{Lr1}$ e $i_{Lr2}$ nos indutores $L_{r1}$ e $L_{r2}$ .....	164
Figura 4-34 – Tensões $v_{A1}$ e $v_{A2}$ na entrada de cada módulo.....	165
Figura 4-35 – Circuito para simulação da conexão série-série de dois módulos CC-CC Ponte Completa em malha fechada.....	166
Figura 4-36 – Tensão total $v_B$ na saída da conexão série-série.....	166
Figura 4-37 – Tensões $v_{B1}$ e $v_{B2}$ na saída de cada módulo.....	167
Figura 4-38 – Sinal modulador $v_c$ na saída do compensador.....	167
Figura 4-39 – Tensões $v_{B1}$ e $v_{B2}$ na saída de cada módulo e tensão total $v_B$ na saída da conexão série-série.....	169
Figura 4-40 – Correntes $i_{Lr1}$ e $i_{Lr2}$ nos indutores $L_{r1}$ e $L_{r2}$ .....	170
Figura 4-41 – Tensões $v_{A1}$ e $v_{A2}$ na entrada de cada módulo.....	170
Figura 4-42 – Tensão total $v_B$ na saída da conexão série-série.....	171
Figura 4-43 – Tensões $v_{B1}$ e $v_{B2}$ na saída de cada módulo.....	171
Figura 4-44 – Sinal modulador $v_c$ na saída do compensador.....	172
Figura 4-45 - Esquemático simplificado da conexão série-série projetada incluindo os blocos de controle.....	173
Figura 4-46 – Circuito térmico para dimensionamento do dissipador.....	178
Figura 4-47 – Diagrama de Bode do resultado de simulação.....	183
Figura 4-48 – Foto do protótipo em bancada.....	185
Figura 4-49 – Tensões $v_{An}$ na entrada de cada módulo.....	186
Figura 4-50 – Tensões $v_{Bn}$ (100V/Div) na saída de cada módulo.....	186
Figura 4-51 – Correntes $i_{Lr1}$ e $i_{Lr2}$ nos indutores $L_{r1}$ e $L_{r2}$ .....	187

Figura 4-52 – Correntes $i_{Lr3}$ e $i_{Lr4}$ nos indutores $L_{r3}$ e $L_{r4}$ .....	187
Figura 4-53 – Tensões de entrada $v_{An}$ e as tensões de saída $v_{Bn}$ para um degrau na tensão total de entrada: (a) Tensões na entrada $v_{An}$ (50 V/Div); (b) Tensões na saída $v_{Bn}$ (50 V/Div).....	188
Figura 4-54 – Tensão total de entrada $v_A$ e a tensão total de saída $v_B$ para um degrau na tensão total de entrada.....	188
Figura 4-55 – Tensões $v_{An}$ na entrada e as tensões $v_{Bn}$ na saída para um degrau de carga de 50-100%: (a) Tensões $v_{An}$ na entrada (100 V/Div) e corrente $i_B$ na saída (1 A/Div); (b) Tensões $v_{Bn}$ na saída (100 V/Div) e corrente $i_B$ na saída (1 A/Div).....	189
Figura 4-56 – Tensões totais $v_A$ e $v_B$ respectivamente na entrada e na saída para um degrau de carga de 50-100%. ....	189
Figura 5-1 - Conversor CC-CC bidirecional Dual Active Bridge.....	191
Figura 5-2 - Conversor DAB com o lado “B” referido para o lado “A”.....	192
Figura 5-3 - Comando das pontes “A” e “B”.....	193
Figura 5-4 - Circuito equivalente do conversor DAB.....	193
Figura 5-5 - Modelo fundamental do conversor DAB.....	193
Figura 5-6 - Potência ativa parametrizada versus ângulo $\phi$ em graus: modelo fundamental.....	196
Figura 5-7 - Potência reativa parametrizada versus ângulo $\phi$ em graus do modelo fundamental.....	197
Figura 5-8 – (a) Potência ativa e potência reativa parametrizadas em função do ângulo $\phi$ para $q'=1$ ; (b) Fator de potência $FP$ em função do ângulo $\phi$ para $q'=1$ .....	199
Figura 5-9 - Etapas de operação do conversor Dual Active Bridge bidirecional.....	200
Figura 5-10 - Formas de onda do conversor CC-CC DAB.....	202
Figura 5-11 - Potência parametrizada versus ângulo $\phi$ em graus.....	208
Figura 5-12 - Comparação entre o modelo fundamental e o modelo analítico.....	208
Figura 5-13 - Conversor DAB com o lado “B” referido ao lado “A” para análise das perdas.....	212
Figura 5-14 - Modelo fundamental do conversor DAB incluído as perdas.....	213
Figura 5-15 - Potência ativa parametrizada para $h=0,1$ : (a) No lado “A”; (b) No lado “B”.....	217
Figura 5-16 - Potência reativa parametrizada para $h=0,1$ : (a) No lado “A”; (b) No lado “B”.....	217
Figura 5-17 - Fator de potência para $h=0,1$ : (a) No lado “A”; (b) No lado “B”.....	218
Figura 5-18 - Rendimento versus $h$ para diversos valores de $q'$ com $\phi=45^\circ$ .....	219
Figura 5-19 – Conexão série-série de $n$ módulos DAB.....	220
Figura 5-20 – Circuito para estudo do mecanismo de balanço da conexão de dois módulos sem perdas.....	221
Figura 5-21 - Tensões nos capacitores no lado “A” e no lado “B”.....	226
Figura 5-22 - Tensões nos capacitores no lado “A” e no lado “B”.....	227

Figura 5-23 - Circuito para estudo do mecanismo de balanço da conexão de $n$ módulos DAB sem perdas. ....	229
Figura 5-24 - Resultado da simulação de 4 módulos em série-série. ....	235
Figura 5-25 - Circuito para estudo da conexão de dois módulos DAB com perdas. ....	235
Figura 5-26 - Tensões nos capacitores no lado “A” e no lado “B”. ....	242
Figura 5-27 - Circuito para estudo da conexão de $n$ módulos DAB com perdas. ....	244
Figura 5-28 - Resultado da simulação de 4 módulos em série-série. ....	250
Figura 5-29 – Circuito simulado da conexão série-série de dois módulos DAB. ....	252
Figura 5-30 – Tensões no lado “B”: tensões individuais $v_{B1}$ e $v_{B2}$ de cada módulo e tensão total $v_B$ com fluxo direto. ....	253
Figura 5-31 – Correntes $i_{Lr1}$ e $i_{Lr2}$ nos indutores $L_{r1}$ e $L_{r2}$ . ....	253
Figura 5-32 – Tensões $v_{A1}$ e $v_{A2}$ no lado “A” de cada módulo. ....	254
Figura 5-33 – Tensões $v_{B1}$ e $v_{B2}$ no lado “B” de cada módulo junto com a corrente $i_{Ax}$ na fonte $V_A$ . ....	254
Figura 5-34 – Tensões $v_{A1}$ e $v_{A2}$ no lado “A” de cada módulo junto com a corrente $i_{Ax}$ na fonte $V_A$ . ....	255
Figura 5-35 – Tensões $v_{B1}$ e $v_{B2}$ no lado “B” de cada módulo e tensão total $v_B$ na saída da conexão série-série. ....	256
Figura 5-36 – Correntes $i_{Lr1}$ e $i_{Lr2}$ nos indutores $L_{r1}$ e $L_{r2}$ . ....	257
Figura 5-37 – Tensões $v_{A1}$ e $v_{A2}$ no lado “A” de cada módulo. ....	257
Figura 5-38 – Esquemático simplificado da conexão série-série de quatro módulos DAB. ....	258
Figura 5-39 – Circuito térmico para dimensionamento do dissipador. ....	262
Figura 5-40 – Foto do protótipo em bancada. ....	266
Figura 5-41 – Tensões $v_{A1}$ no lado “A” de cada módulo. ....	266
Figura 5-42 – Tensões $v_{Bn}$ (100V/Div) no lado “B” de cada módulo. ....	267
Figura 5-43 – Correntes nos indutores série dos módulos 1 e 2: (a) $i_{Lr1}$ ; (b) $i_{Lr2}$ . ....	267
Figura 5-44 – Correntes nos indutores série dos módulos 3 e 4: (a) $i_{Lr3}$ ; (b) $i_{Lr4}$ . ....	268
Figura 5-45 – Tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 1 junto com a corrente $i_{B4x}$ : (a) Tensões no módulo 1 $v_{A1}$ (100 V/Div) e $v_{B1}$ (100 V/Div) junto com a corrente $i_{B4x}$ (1 A/Div); (b) Zoom horizontal das tensões no módulo 1 $v_{A1}$ (100 V/Div) e $v_{B1}$ (100 V/Div) junto com a corrente $i_{B4x}$ (1 A/Div). ....	268
Figura 5-46 – Tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 2 junto com a corrente $i_{A4x}$ : (a) Tensões no módulo 2 $v_{A2}$ (100 V/Div) e $v_{B2}$ (100 V/Div) junto com a corrente $i_{A4x}$ (1 A/Div); (b) Zoom horizontal das tensões no módulo 1 $v_{A2}$ (100 V/Div) e $v_{B2}$ (100 V/Div) junto com a corrente $i_{A4x}$ (1 A/Div). ....	269
Figura 5-47 – Tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 3 junto com a corrente $i_{A4x}$ : (a) Tensões no módulo 3 $v_{A3}$ (100 V/Div) e $v_{B3}$ (100 V/Div) junto com a corrente $i_{A4x}$ (1 A/Div); (b) Zoom horizontal das tensões no módulo 1 $v_{A3}$ (100 V/Div) e $v_{B3}$ (100 V/Div) junto com a corrente $i_{A4x}$ (1 A/Div). ....	269

Figura 5-48 – Tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 4 junto com a corrente  $i_{A4x}$ : (a) Tensões no módulo 4  $v_{A4}$  (100 V/Div) e  $v_{B4}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{A4x}$  (1 A/Div); (b) Zoom horizontal das tensões no módulo 1  $v_{A4}$  (100 V/Div) e  $v_{B4}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{A4x}$  (1 A/Div).....270

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4-1 – Especificações para simulação.....	121
Tabela 4-2 – Parâmetros decorrentes das especificações.....	122
Tabela 4-3 - Parâmetros para validação por simulação do mecanismo de balanço na entrada.....	137
Tabela 4-4 - Parâmetros para validação por simulação do mecanismo de balanço na saída.....	151
Tabela 4-5 – Especificação da conexão série-série de dois módulos CC-CC Ponte Completa.....	160
Tabela 4-6 – Parâmetros calculados decorrentes da Tabela 4-5.....	160
Tabela 4-7 – Parâmetros para dimensionamento da malha de controle.....	162
Tabela 4-8 – Componentes do circuito compensador PI com filtro mais subtrator da malha de controle.....	162
Tabela 4-9 – Novos parâmetros dos módulos 1 e 2.....	168
Tabela 4-10 – Tensões, correntes e potências relevantes nos módulos 1 e 2.....	169
Tabela 4-11 – Especificação da conexão série-série de quatro módulos CC-CC Ponte Completa.....	174
Tabela 4-12 – Esforços nos interruptores $S_1$ , $S_2$ , $S_3$ e $S_4$ .....	174
Tabela 4-13 – Esforços nos diodos $D_1$ , $D_2$ , $D_3$ e $D_4$ .....	174
Tabela 4-14 – Principais características do MOSFET SPW47N60C3.....	175
Tabela 4-15 – Perdas nos interruptores.....	175
Tabela 4-16 – Perdas nos diodos em antiparalelo com os interruptores.....	176
Tabela 4-17 – Resistências térmicas máximas para os MOSFET's $M_{1-4}$ .....	176
Tabela 4-18 – Esforços nos diodos retificadores.....	176
Tabela 4-19 – Principais características do diodo IDH05SG60C.....	177
Tabela 4-20 – Perdas nos diodos retificadores.....	177
Tabela 4-21 – Resistências térmicas.....	177
Tabela 4-22 – Parâmetros utilizados para o projeto do indutor $L_r$ .....	180
Tabela 4-23 – Dados do núcleo E – 42/20 do fabricante Thornton.....	181
Tabela 4-24 – Dados relevantes do fio AWG 27.....	181
Tabela 4-25 – Características físicas do indutor $L_r$ .....	181
Tabela 4-26 – Parâmetros para o projeto do transformador.....	181
Tabela 4-27 – Dados do núcleo E – 55/21 do fabricante Thornton.....	182
Tabela 4-28 - Parâmetros para validação do modelo obtido via simulação.....	183
Tabela 4-29 – Características físicas do transformador.....	184
Tabela 4-30 – Dados do sistema em malha aberta não compensado.....	185
Tabela 4-31 – Dados do sistema em malha fechada compensado.....	185
Tabela 5-1: Fluxo de energia conforme o sinal do ângulo $\phi$ .....	196
Tabela 5-2: Parâmetros para simulação de dois módulos sem perdas.....	226
Tabela 5-3: Parâmetros para simulação de 4 módulos sem perdas.....	234
Tabela 5-4: Parâmetros para simulação da conexão série-série de dois módulos com perdas.....	242
Tabela 5-5: Parâmetros para simulação da conexão série-série de 4 módulos com perdas.....	250

Tabela 5-6 – Especificação da conexão série-série de dois módulos DAB. ....	251
Tabela 5-7 – Parâmetros calculados decorrentes da Tabela 5-6. ....	252
Tabela 5-8 – Novos parâmetros dos módulos 1 e 2. ....	255
Tabela 5-9 – Tensões, correntes e potências relevantes nos módulos 1 e 2. ....	256
Tabela 5-10 – Especificação da conexão série-série de quatro módulos CC-CC DAB. ....	259
Tabela 5-11 – Esforços nos interruptores $S_1, S_2, S_3$ e $S_4$ . ....	259
Tabela 5-12 – Esforços nos diodos $D_5, D_6, D_7$ e $D_8$ . ....	260
Tabela 5-13 – Principais características do MOSFET SPW47N60C3. ....	260
Tabela 5-14 – Perdas nos interruptores. ....	261
Tabela 5-15 – Perdas nos diodos em antiparalelo com os interruptores. ....	261
Tabela 5-16 – Resistências térmicas. ....	261
Tabela 5-17 – Parâmetros utilizados para o projeto do indutor $L_r$ . ....	263
Tabela 5-18 – Dados do núcleo E – 42/21/20 do fabricante Thornton. ....	263
Tabela 5-19 – Dados relevantes do fio AWG 27. ....	264
Tabela 5-20 – Características físicas do indutor $L_r$ . ....	264
Tabela 5-21 – Parâmetros para o projeto do transformador. ....	264
Tabela 5-22 – Dados do núcleo E – 55/28/21 do fabricante Thornton. ....	265
Tabela 5-23 – Características físicas do transformador. ....	265

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Sigla	Significado
AWG	American Wire Gage
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> (Corrente Contínua em Alta Tensão)
IEEE	<i>The Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto dos Engenheiros Elétricos e Eletrônicos)
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
IPOP	<i>Input-Parallel Output-Parallel</i> (Paralelo na Entrada Paralelo na Saída)
IPOS	<i>Input-Parallel Output-Series</i> (Paralelo na Entrada Série na Saída)
ISOP	<i>Input-Series Output-Parallel</i> (Série na Entrada Paralelo na Saída)
ISOS	<i>Input-Series Output-Series</i> (Série na Entrada Série na Saída)
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor
p.u.	Valor por unidade
PI	Controlador Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
UPS	<i>Uninterrupt Power System</i> (Sistema Ininterrupto de Energia)



## LISTA DE SÍMBOLOS

### Unidades

Grandeza	Unidade	Símbolo
Ângulo	Radiano	rad
Ângulo	Grau	°
Capacitância	Farad	F
Carga elétrica	Coulomb	C
Corrente elétrica	Ampère	A
Energia	Joule	J
Fluxo magnético	Weber	Wb
Frequência	Hertz	Hz
Indução magnética	Tesla	T
Indutância	Henry	H
Massa	Gramma	g
Potência	Watt	W
Resistência	Ohm	$\Omega$
Temperatura	Grau Celsius	°C
Temperatura	Kelvin	K
Tempo	Segundo	s
Tensão elétrica	Volt	V

### Prefixos

Nome	Símbolo	Significado
kilo	k	$10^3$
mili	m	$10^{-3}$
micro	$\mu$	$10^{-6}$
nano	n	$10^{-9}$
pico	p	$10^{-12}$

## Símbolos Adotados

Símbolo	Significado	Unidade
$a$	<i>Relação de espiras do lado “B” pelo lado “A” do transformador</i>	
$a_n$	<i>Relação de espiras do lado “B” pelo lado “A” do transformador do enésimo módulo</i>	
$C_A$	<i>Capacitância no lado “A”</i>	F
$C_a$	<i>Capacitância de bloqueio da componente CC de corrente no transformador</i>	F
$C_{An}$	<i>Enésima capacitância no lado “A”</i>	F
$C_B$	<i>Capacitância no lado “B”</i>	F
$C_{Bn}$	<i>Enésima capacitância no lado “B”</i>	F
$C_x \quad x = 1, 2$	<i>Capacitância do circuito do compensador de tensão PI com filtro</i>	F
$D$	<i>Razão cíclica</i>	
$d$	<i>Razão cíclica instantânea</i>	
$\langle d \rangle$	<i>Valor médio instantâneo da razão cíclica</i>	
$\hat{d}$	<i>Perturbação na razão cíclica</i>	
$D_x \quad x = 1, \dots, 8$	<i>Diodo x em antiparalelo com o interruptor <math>S_x</math></i>	
$D_{xn}$	<i>Diodo x do módulo n em antiparalelo com o interruptor <math>S_{xn}</math></i>	
$f_{cd}$	<i>Frequência de cruzamento desejada da malha de tensão aberta para o sistema compensado</i>	Hz
$f_p$	<i>Frequência do pólo do compensador de tensão PI com filtro em Hertz</i>	Hz
$f_r$	<i>Frequência de ressonância entre a indutância série <math>L_r</math> e o capacitor <math>C_A</math> no lado “A” de um módulo</i>	Hz
$f_s$	<i>Frequência de comutação</i>	Hz
$f_t$	<i>Frequência da triangular do modulador PWM</i>	Hz
$f_z$	<i>Frequência do zero do compensador de tensão PI com filtro em Hertz</i>	Hz
$G$	<i>Ganho total da conexão série-série</i>	
$G_c$	<i>Função de transferência do compensador da malha de controle da tensão no barramento CC do lado “B”.</i>	

$G_{c\_fp}$	<i>Ganho do compensador de tensão PI com filtro na faixa plana.</i>	V/V
$G_{LA}$	<i>Função de transferência de laço aberto da malha de tensão do sistema compensado.</i>	
$G_m$	<i>Função de transferência do modulador da malha de controle da tensão no barramento CC do lado “B”.</i>	
$H_v$	<i>Ganho de realimentação da malha de controle da tensão no barramento CC do lado “B”.</i>	
$I_1$	<i>Nível de corrente 1</i>	A
$I_2$	<i>Nível de corrente 2</i>	A
$i_A$	<i>Corrente no barramento CC do lado “A”</i>	A
$I_A$	<i>Valor médio da corrente no barramento CC do lado “A”</i>	A
$I_{A\_máx}$	<i>Corrente máxima no barramento CC no lado “A”</i>	A
$I_{A\_mín}$	<i>Corrente mínima no barramento CC no lado “A”</i>	A
$i_{Ax}$	<i>Valor médio a cada período de comutação da corrente <math>i_A</math></i>	A
$i_B$	<i>Corrente no barramento CC do lado “B”</i>	A
$I_B$	<i>Valor médio da corrente na carga do lado “B”</i>	A
$I_{B\_máx}$	<i>Corrente máxima no barramento CC no lado “B”</i>	A
$I_{B\_mín}$	<i>Corrente mínima no barramento CC no lado “B”</i>	A
$i_B'$	<i>Corrente na carga referida ao lado “A”</i>	A
$i_{Ca}$	<i>Corrente instantânea no capacitor de bloqueio <math>C_a</math></i>	A
$i_{CA_n}$	<i>Corrente instantânea no capacitor do lado “A” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	A
$\langle i_{CA_n} \rangle$	<i>Valor médio instantâneo da corrente no capacitor do lado “A” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	
$i_{CB}$	<i>Corrente no capacitor do lado “B”</i>	A
$i_{CB_n}$	<i>Corrente no capacitor do lado “B” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	A
$\langle i_{CB_n} \rangle$	<i>Valor médio instantâneo da corrente no capacitor do lado “B” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	

$i_D$	<i>Corrente de desmagnetização do transformador</i>	A
$I_{Gmax}$	<i>Corrente máxima de gatilho.</i>	A
$i_{Lf}$	<i>Corrente no indutor de filtragem</i>	A
$i_{Lr}$	<i>Corrente na indutância série no lado “A” do transformador</i>	A
$I_{Lr(ef)}$	<i>Valor eficaz da corrente no indutor Lr</i>	A
$i_{LTA}$	<i>Corrente instantânea na bobina do lado “A” do transformador</i>	A
$i_{LTB}$	<i>Corrente instantânea na bobina do lado “B” do transformador</i>	A
$i_M$	<i>Corrente instantânea de magnetização do transformador</i>	A
$i_n$	<i>Corrente instantânea na ponte do lado “A” do enésimo módulo Ponte Completa</i>	A
$\langle i_n \rangle$	<i>Valor médio instantâneo da corrente na ponte do lado “A” do enésimo módulo Ponte Completa</i>	
$I_Q$	<i>Valor médio da corrente no lado “B” em um ponto de operação</i>	A
$i_x$	<i>Corrente na saída da ponte retificadora do conversor Ponte Completa.</i>	A
$\langle i_x \rangle$	<i>Valor médio instantâneo da corrente na saída da ponte retificadora do conversor Ponte Completa.</i>	A
$I_x$	<i>Valor médio da corrente na saída da ponte retificadora do conversor Ponte Completa.</i>	A
$I_x'$	<i>Valor médio da corrente na saída da ponte retificadora do conversor Ponte Completa refletida ao lado “A”</i>	A
$\overline{I_x'}$	<i>Valor médio por unidade da corrente na saída da ponte retificadora do conversor Ponte Completa refletida ao lado “A”</i>	A
$i_{xn}$	<i>Corrente na saída da ponte retificadora do conversor Ponte Completa do módulo n</i>	A
$I_{xn} \quad x = 1,2$	<i>Nível de corrente x na indutância série L<sub>m</sub></i>	A
$I_{xQ}$	<i>Valor médio da corrente na saída da ponte retificadora no ponto de operação nominal do conversor Ponte Completa</i>	A

$i_z$	<i>Corrente nos terminais inversor e não-inversor do amplificador operacional do compensador de tensão PI com filtro</i>	A
$K$	<i>Constante adimensional dependente dos parâmetros do conversor</i>	
$K_c$	<i>Constante do compensador de tensão PI com filtro</i>	
$K_n$	<i>Constante adimensional dependente dos parâmetros do módulo <math>n</math></i>	
$k_n$	<i>Peso da perturbação de tensão no módulo <math>n</math></i>	
$L_A$	<i>Indutância no lado “A” do transformador</i>	H
$L_B$	<i>Indutância no lado “B” do transformador</i>	H
$L_f$	<i>Indutância de filtragem</i>	H
$L_{lkA}$	<i>Indutância de dispersão do lado “A” do transformador</i>	H
$L_{lkB}$	<i>Indutância de dispersão do lado “B” do transformador</i>	H
$L_m$	<i>Indutância magnetizante do transformador</i>	H
$L_r$	<i>Indutância série no lado “A” (soma da indutância de dispersão total vista pelo lado “A” com a indutância série externa)</i>	H
$L_{rn}$	<i>Indutância série no lado “A” (soma da indutância de dispersão total vista pelo lado “A” com a indutância série externa) do módulo <math>n</math></i>	H
$M_x \quad x = 1, \dots, 6$	<i>Constante para simplificação do equacionamento</i>	
$n$	<i>Número de módulos CC-CC conectados em série-série</i>	
$N_x \quad x = 1, \dots, 7$	<i>Constante para simplificação do equacionamento</i>	
$P$	<i>Potência total</i>	W
$P_A$	<i>Potência ativa no barramento CC do lado “A”</i>	W
$P_{An}$	<i>Potência no lado “A” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	W
$P_B$	<i>Potência ativa no barramento CC do lado “B”</i>	W
$P_{Bn}$	<i>Potência no lado “B” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	W
$\overline{P}_b$	<i>Potência no barramento CC do lado “B” por unidade</i>	W/W

$P_m$	Potência em cada módulo	W
$P_n$	Potência no enésimo módulo	W
$q$	Ganho estático do conversor	
$q'$	Ganho estático entre a tensão CC do lado "B" referida ao lado "A" e a tensão CC do lado "A"	
$Q_A$	Potência reativa no barramento CC do lado "A"	VAr
$q_n$	Ganho estático do enésimo módulo	
$Q_x \ x = 1, \dots, 8$	MOSFET $x$ composto pelo interruptor $S_x$ e seu respectivo diodo em antiparalelo $D_x$	
$R$	Resistência de perdas no conversor DAB	$\Omega$
$R_B$	Resistência de carga	$\Omega$
$R_{Bn}$	Resistência de carga assumida pelo módulo $n$	$\Omega$
$R_{DS}$	Resistência térmica máxima entre dissipador e ambiente	K/W
$R_{DSef}$	Resistência térmica efetiva máxima entre dissipador e ambiente	K/W
$R_G$	Resistor de gatilho	$\Omega$
$R_n$	Resistência de perdas no enésimo módulo DAB	$\Omega$
$R_{thCD}$	Resistência térmica entre cápsula e dissipador	K/W
$R_{thDA}$	Resistência térmica entre dissipador e ambiente	K/W
$R_{thJC}$	Resistência térmica entre junção e capsula	K/W
$R_x \ x = 1, 2$	Resistência do circuito do compensador de tensão PI com filtro	$\Omega$
$S_A$	Potência aparente no barramento CC do lado "A"	VA
$S_d$	Interruptor para degrau de carga	
$S_x \ x = 1, \dots, 8$	Interruptor $x$	
$S_{xn}$	Interruptor $x$ do módulo $n$	
$t_a$	Tempo aberto do interruptor	s
$T_A$	Temperatura ambiente	K
$t_c$	Tempo de condução do interruptor	s
$T_f$	Período de filtragem	s
$T_J$	Temperatura da junção do semiconductor	K
$T_m$	Período de magnetização/desmagnetização	s

$t_{op}$	<i>Tempo de subida e descida da corrente nos interruptores</i>	S
$T_s$	<i>Período de comutação</i>	S
$t_x \quad x = 1, \dots, 5$	<i>Instante de tempo <math>x</math></i>	S
$v_{ab}$	<i>Tensão entre os nós “a” e “b”</i>	V
$V_{ab(ef)}$	<i>Valor eficaz da tensão <math>v_{ab}</math></i>	V
$V_{Am}$	<i>Tensão CC no capacitor do lado “A” de cada módulo</i>	V
$V_{An}$	<i>Valor médio da tensão no capacitor do lado “A” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	V
$v_{An}$	<i>Valor instantâneo da tensão no capacitor do lado “A” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	V
$\hat{v}_{An}$	<i>Desequilíbrio de tensão no <math>n</math>ésimo capacitor do lado “A”</i>	V
$V_B$	<i>Tensão do barramento CC no lado “B” da conversão</i>	V
$v_B$	<i>Valor instantâneo da tensão no lado “B”</i>	V
$\langle v_B \rangle$	<i>Valor médio instantâneo da tensão no lado “B”</i>	V
$\hat{v}_B$	<i>Desequilíbrio na tensão do capacitor do lado “B”</i>	V
$\hat{v}_{Bn}$	<i>Desequilíbrio de tensão no <math>n</math>ésimo capacitor do lado “B”</i>	V
$V_B'$	<i>Tensão CC no lado “B” referida ao lado “A”</i>	V
$V_{Bm}$	<i>Tensão CC no capacitor do lado “B” de cada módulo</i>	V
$v_{Bm}$	<i>Sinal de realimentação da tensão no barramento CC do lado “B” multiplicada pelo ganho de realimentação</i>	V
$V_{Bn}$	<i>Tensão CC no capacitor do lado “B” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	V
$v_{Bn}$	<i>Valor instantâneo da tensão no capacitor do lado “B” do <math>n</math>ésimo módulo</i>	V
$v_c$	<i>Sinal compensado na saída do compensador da malha de controle da tensão no barramento CC do lado “B”</i>	V
$v_{CA}$	<i>Tensão no capacitor do lado “A”</i>	V
$v_{Ca}$	<i>Tensão instantânea no capacitor de bloqueio <math>C_a</math></i>	V

$V_{CA\_m\acute{a}x}$	Tensão máxima no capacitor do lado "A"	V
$V_{CA\_m\acute{i}n}$	Tensão mínima no capacitor do lado "A"	V
$v_{CB}$	Tensão no capacitor do lado "B"	V
$v_{cb}$	Tensão entre os nós "c" e "b"	V
$V_{CB\_m\acute{a}x}$	Tensão máxima no capacitor do lado "B"	V
$V_{CB\_m\acute{i}n}$	Tensão mínima no capacitor do lado "B"	V
$V_{cd(ef)}$	Valor eficaz da tensão $v_{cd}$	V
$v_{cd}$	Tensão entre os nós "c" e "d" referida ao lado "A"	V
$V_D$	Tensão de desmagnetização do transformador	V
$V_f$	Tensão no filtro	V
$v_{LtA}$	Tensão na bobina do lado "A" do transformador	V
$v_{LtB}$	Tensão na bobina do lado "B" do transformador	V
$v_{LtB}$ '	Tensão na bobina do lado "B" do transformador referida ao lado "A"	V
$V_M$	Tensão de magnetização do transformador	V
$V_{ppt}$	Valor de pico à pico da tensão dente-de-serra do modulador	V
$V_{Qn}$	Tensão CC no lado "B" do enésimo módulo em um ponto de operação	V
$V_{ref}$	Tensão de referência da malha de controle	V
$v_{step}$	Tensão de comando para degrau de carga	V
$v_{Sx} \ x = 1, \dots, 2$	Tensão sob o interruptor $S_x$	V
$V_z$	Tensão nos terminais inversor e não-inversor do amplificador operacional do compensador de tensão PI com filtro	V
$X_{Lr}$	Reatância do indutor $L_r$	$\Omega$
$Z_{eq}$	Impedância equivalente no circuito do compensador de tensão PI com filtro	$\Omega$
$\alpha$	Resistência equivalente não dissipativa dependente dos parâmetros do conversor	$\Omega$
$\alpha_n$	Resistência equivalente não dissipativa dependente dos parâmetros do módulo $n$	$\Omega$
$\beta$	Constante para simplificação do equacionamento	
$\beta_n$	Constante para simplificação do equacionamento do módulo $n$	

$\Delta i_A$	<i>Diferença entre os valores médios instantâneos das correntes nas pontes do lado “A” de dois módulos adjacentes.</i>	A
$\Delta i_B$	<i>Diferença entre os valores médios instantâneos das correntes nas pontes do lado “B” de dois módulos adjacentes.</i>	A
$\Delta i_{B(n-1)}$	<i>Diferença (n – 1) entre os valores médios instantâneos das correntes nas pontes do lado “B” de dois módulos adjacentes.</i>	A
$\Delta i_{Lf}$	<i>Ondulação na corrente de filtro</i>	A
$\Delta T$	<i>Intervalo de tempo durante o qual os interruptores S1 e S4 conduzem ao mesmo tempo no conversor Ponte Completa.</i>	s
$\Delta t_{xy}$	<i>Intervalo de tempo <math>t_y - t_x</math> da duração de uma etapa de operação do conversor</i>	s
$\Delta v_B$	<i>Ondulação da tensão no lado “B”</i>	V
$\Delta v_{CA}$	<i>Ondulação da tensão no capacitor do lado “A”</i>	V
$\Delta v_{CB}$	<i>Ondulação da tensão no capacitor do lado “B”</i>	V
$\varepsilon$	<i>Sinal de erro entre a tensão de referência e o sinal de realimentação da malha de controle da tensão no barramento CC do lado “B”</i>	V
$\theta$	<i>Ângulo de condução</i>	radianos
$\phi$	<i>Ângulo de defasagem entre os sinais de comando</i>	radianos
$\phi_m$	<i>Fluxo magnético instantâneo no transformador</i>	Wb
$\phi_{m\_m\acute{a}x}$	<i>Valor máximo do fluxo magnético instantâneo no transformador</i>	Wb
$\phi_{m\_m\acute{i}n}$	<i>Valor mínimo do fluxo magnético instantâneo no transformador</i>	Wb
$\omega_p$	<i>Frequência do pólo do compensador de tensão PI com filtro em radianos/s</i>	radianos/s
$\omega_s$	<i>Frequência de comutação em radianos/s</i>	radianos/s
$\omega_z$	<i>Frequência do zero do compensador de tensão PI com filtro em radianos/s</i>	radianos/s



## SUMÁRIO

<b>CAPÍTULO 1.....</b>	<b>41</b>
<b>INTRODUÇÃO GERAL .....</b>	<b>41</b>
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO .....	41
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	43
1.3 CONCLUSÃO.....	43
<b>CAPÍTULO 2.....</b>	<b>45</b>
<b>CONVERSORES CC-CC ISOLADOS BIDIRECIONAIS.....</b>	<b>45</b>
2.1 INTRODUÇÃO.....	45
2.2 CONVERSORES SIMÉTRICOS COM MAGNETIZAÇÃO/ DESMAGNETIZAÇÃO PELO MESMO LADO DO TRANSFORMADOR .....	49
2.2.1 <i>Half Bridge</i> .....	49
2.2.2 <i>Full Bridge</i> .....	51
2.2.3 <i>Push-Pull</i> .....	56
2.2.4 <i>Dual Active Half Bridge – DAHB</i> .....	58
2.2.5 <i>Dual Active Bridge – DAB</i> .....	64
2.3 CONVERSORES ASSIMÉTRICOS COM MAGNETIZAÇÃO/ DESMAGNETIZAÇÃO PELOS DOIS LADOS DO TRANSFORMADOR .....	69
2.3.1 <i>Cúk</i> .....	69
2.3.2 <i>Flyback</i> .....	70
2.3.3 <i>Zeta-Sepic</i> .....	74
2.4 CONCLUSÃO.....	77
<b>CAPÍTULO 3.....</b>	<b>79</b>
<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA SOBRE A CONEXÃO SÉRIE- SÉRIE CC-CC .....</b>	<b>79</b>
3.1 INTRODUÇÃO.....	79
3.2 TRABALHOS EXISTENTES.....	79
3.2.1 <i>Conversores CC-CC Modulares Conectados com Entrada Série e         Saída Série com Tensão de Entrada Ativa e Tensão de Saída         Equilibrada (2004)</i> .....	79
3.2.2 <i>Controle por Razão Cíclica Comum de Conversores CC-CC         Modulares Conectados com Entrada Série com Compartilhamento         Ativo da Tensão na Entrada e da Corrente na Carga (2006)</i> .....	80
3.2.3 <i>Sistema de Conversão CC-CC Constituído de Múltiplos Módulos         Conversores (2009)</i> .....	80

3.2.4 Uma Investigação do Mecanismo de Balanço Natural da Conexão Modular Entrada Série e Saída Série de Conversores CC-CC (2010).....	83
3.2.5 Pesquisa em Balanço de Tensão para Conexão Entrada-Série-Saída-Série de Conversores Ponte Completa com Deslocamento de Fase e Razão Cíclica Comum (2011) .....	84
3.2.6 Controle por Razão Cíclica de Dois Conversores CC-CC PS-FB Conectados com Entrada Série e Saída Série (2012) .....	85
3.2.7 Estratégia de Projeto Simplificado para a Associação Modular Entrada-Série-Saída-Série de Conversores (2013) .....	86
3.2.8 Estratégia Geral de Controle para dois Conversores CC-CC Ponte Completa com Deslocamento de Fase em Associação Modular Entrada-Série-Saída-Série (2014) .....	87
3.2.9 Estratégia de Controle de Equilíbrio de Tensão para Sistemas de Alta Tensão Totalmente Modular Entrada-Série Saída-Série (2014) ..	88
3.2.10 Conversor flyback modular conectado em série na entrada e série na saída operando no modo descontínuo com pulso único de comando (2014) .....	90
3.3 CONCLUSÃO .....	92
<b>CAPÍTULO 4 .....</b>	<b>93</b>
<b>A CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS CC-CC UNIDIRECIONAIS .....</b>	<b>93</b>
4.1 INTRODUÇÃO .....	93
4.2 TEOREMA FUNDAMENTAL DA CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE .....	94
4.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA “TOMBANTE” .....	95
4.4 ESTUDO DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS $K_N$ E $A_N$ DOS MÓDULOS CONECTADOS EM SÉRIE-SÉRIE .....	100
4.5 CONVERSOR UNIDIRECIONAL EM PONTE COMPLETA, MODULADO POR LARGURA DE PULSO E SAÍDA EM TENSÃO	101
4.5.1 Topologia, Etapas de Operação e Formas de Onda.....	101
4.5.2 Cálculo das Correntes $I_1$ e $I_2$ .....	106
4.5.3 Cálculo de $C_B$ em Função de $\Delta v_B$ .....	108
4.5.4 Característica de Saída .....	112
4.5.5 Linearização da Característica de Saída.....	116
4.5.6 Modelo no Domínio da Frequência do Conversor Ponte Completa.....	118
4.6 CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS PONTE COMPLETA	122
4.6.1 Topologia .....	122
4.6.2 Mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da entrada .....	124
4.6.3 Mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da saída..	139

4.6.4 Cálculo de $C_A$ em Função da Frequência de Ressonância $f_r$ ...	152
4.6.5 Malha para Controle da Tensão na Carga .....	152
4.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	159
4.7.1 Especificação.....	159
4.7.2 Dimensionamento .....	160
4.7.3 Resultados em Malha Aberta.....	162
4.7.4 Resultados em Malha Fechada.....	165
4.7.5 Estudo da variação dos parâmetros $L_{rn}$ e $a_n$ .....	168
4.8 PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	172
4.8.1 Projeto da conexão série-série de quatro módulos ponte completa .....	172
4.8.2 Resultados experimentais .....	185
4.9 CONCLUSÃO.....	190

## **CAPÍTULO 5..... 191**

### **CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS CC-CC BIDIRECIONAIS ..... 191**

5.1 INTRODUÇÃO.....	191
5.2 O CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE – DAB.....	191
5.2.1 Topologia.....	191
5.2.2 Princípio de Funcionamento .....	192
5.2.3 Etapas de Operação .....	198
5.2.4 Formas de onda.....	201
5.2.5 Equacionamento.....	201
5.2.6 Ganho estático.....	207
5.2.7 Modelo dinâmico.....	209
5.2.8 Análise das Perdas .....	212
5.3 A CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS DAB .....	219
5.3.1 Topologia.....	219
5.3.2 Estudo com componentes ideais .....	220
5.3.3 Estudo com perdas .....	235
5.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	251
5.4.1 Especificação.....	251
5.4.2 Dimensionamento .....	251
5.4.3 Resultados em Malha Aberta.....	251
5.4.4 Estudo da variação dos parâmetros $L_{rn}$ e $a_n$ .....	255
5.5 PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	257
5.5.1 Projeto da conexão série-série com quatro módulos DAB.....	258
5.5.2 Resultados experimentais .....	265
5.6 CONCLUSÃO.....	270

<b>CAPÍTULO 6 .....</b>	<b>271</b>
<b>CONCLUSÃO GERAL.....</b>	<b>271</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>273</b>
<b>APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DA CONEXÃO SÉRIE- SÉRIE DE DOIS MÓDULOS PONTE COMPLETA .....</b>	<b>279</b>
<b>APÊNDICE B – ESTUDO DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DE DOIS MÓDULOS PONTE COMPLETA.....</b>	<b>299</b>
<b>APÊNDICE C – DIMENSIONAMENTO DA CONEXÃO SÉRIE- SÉRIE DE 4 MÓDULOS PONTE COMPLETA.....</b>	<b>307</b>
<b>APÊNDICE D – DOCUMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO COM 4 MÓDULOS PONTE COMPLETA .....</b>	<b>361</b>
<b>APÊNDICE E - DIMENSIONAMENTO DA CONEXÃO SÉRIE- SÉRIE DE DOIS MÓDULOS DAB .....</b>	<b>373</b>
<b>APÊNDICE F - ESTUDO DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DE DOIS MÓDULOS DAB .....</b>	<b>377</b>
<b>APÊNDICE G - DIMENSIONAMENTO DA CONEXÃO SÉRIE- SÉRIE DE 4 MÓDULOS DAB .....</b>	<b>383</b>
<b>APÊNDICE H - DOCUMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO COM 4 MÓDULOS DAB .....</b>	<b>417</b>
<b>APÊNDICE I – PUBLICAÇÃO DE ARTIGOS.....</b>	<b>459</b>

## INTRODUÇÃO GERAL

---

### Equation Chapter 1 Section 1

#### 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Assim como ocorre em corrente alternada, nas redes de transmissão e distribuição de energia elétrica em corrente contínua também é desejável aumentar o nível da tensão ao transmitir energia elétrica e diminuir o nível desta tensão de transmissão próximo às cargas ao distribuir esta energia.

O fato de aumentar o nível da tensão ao transmitir energia elétrica faz com que para uma mesma potência a corrente seja menor e conseqüentemente são menores as perdas em condução nos cabos de transmissão.

Normalmente as cargas que irão consumir esta energia elétrica possuem especificação de tensão diferente da utilizada na transmissão e, portanto, necessitam que a tensão na linha de transmissão seja transformada para o nível da tensão de distribuição.

Com isto há um problema de conversão da energia elétrica de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) em média e alta tensão.

Atualmente este problema é apontado como algo desfavorável às linhas de transmissão em corrente contínua (*HVDC – High Voltage Direct Current*) porque sem este tipo de conversão não é possível a interligação destas linhas de transmissão e conseqüentemente prejudica o planejamento deste tipo de transmissão.

Um exemplo disto ocorre atualmente na Alemanha que em sua política de redução do uso da energia nuclear passa a utilizar energia eólica em substituição e, esta última, é transmitida em linhas de corrente contínua para todo o país.

O fato de tornar possível a interligação de linhas de transmissão *HVDC* permite um melhor planejamento do sistema de distribuição da energia elétrica.

Como exemplo pode-se citar uma situação onde estão próximas duas linhas de transmissão *HVDC*, sendo uma linha “A” e outra linha “B”, conectadas em seus extremos a seus respectivos geradores e carga conforme mostra a Figura 1-1. Na falta de um dos geradores, o

conversor CC-CC permite que o gerador remanescente assuma as duas cargas evitando que uma das cargas seja desligada.

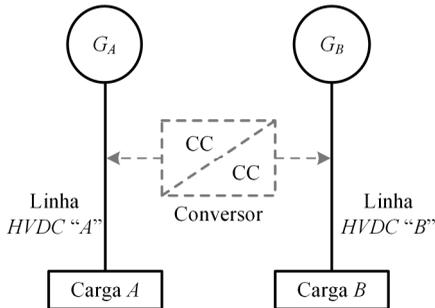


Figura 1-1 – Exemplo de interligação entre duas linhas de transmissão HVDC.

Por outro lado, conversores CC-CC de duas portas podem ser associados de quatro maneiras possíveis, sendo elas: paralelo-paralelo, série-paralelo, paralelo-série e série-série.

Quando se pensa em conversão CC-CC na qual há média e alta tensão nos dois lados, é mais adequada a associação série-série de conversores ou de módulos CC-CC. Este tipo de associação reduz o esforço de tensão nos semicondutores de potência de modo que estes fiquem submetidos, em ambos os lados da conversão, à tensão total dividida pelo número de módulos associados.

Em termos de confiabilidade de um sistema de conversão CC-CC de energia elétrica o tipo modular possibilita a conexão de um módulo ocioso em paralelo com os ativos facilitando a manutenção sem que o sistema seja desligado.

Outra possibilidade é dimensionar todos os módulos para que suportem assumir a carga de um possível módulo defeituoso até que este seja substituído ou reparado.

O presente trabalho tem o objetivo de estudar a conexão série-série de módulos de potência CC-CC e propor uma solução unidirecional e outra bidirecional.

Como neste trabalho o circuito de comando é comum a todos os módulos conectados em série-série entende-se que o conjunto dos módulos mais o circuito de comando comum formam um único conversor.

## Introdução Geral

---

### 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho começa com uma revisão sobre os conversores CC-CC bidirecionais; seguida de uma revisão bibliográfica sobre a conexão série-série de módulos CC-CC; passa pelo estudo da conexão série-série unidirecional de módulos CC-CC e finaliza com o estudo da conexão série-série bidirecional de módulos CC-CC.

### 1.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a contextualização do trabalho e a sua organização.



## CONVERSORES CC-CC ISOLADOS BIDIRECIONAIS

### Equation Chapter 2 Section 1

#### 2.1 INTRODUÇÃO

Os conversores CC-CC isolados bidirecionais fazem uso de ao menos um transformador para garantir o isolamento galvânico.

Para estudar os fundamentos da conversão CC-CC bidirecional isolada, será observado o funcionamento do transformador isolador destes conversores.

Será realizado inicialmente o estudo com um transformador de dois enrolamentos e posteriormente a análise poderá facilmente ser estendida para transformadores com mais de dois enrolamentos.

No texto que segue será denominado lado “A” do transformador à esquerda do núcleo e será denominado lado “B” do transformador à direita do núcleo. Será considerado que o fluxo principal de energia ocorre do lado “A” para o lado “B”.

Os conversores CC-CC que utilizam um transformador com dois enrolamentos podem ser representados conforme mostra a Figura 2-1.

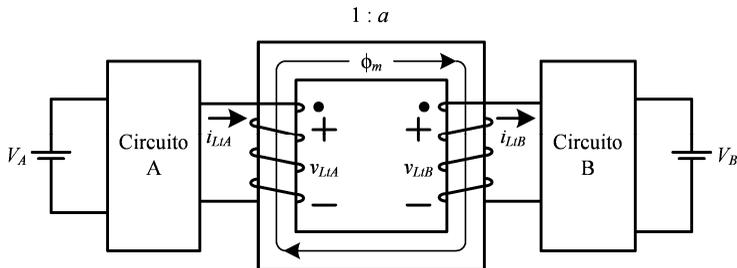


Figura 2-1- Representação de um conversor CC-CC isolado com um transformador de dois enrolamentos.

No caso dos conversores CC-CC o transformador é magnetizado aplicando-se a um de seus enrolamentos (A ou B) uma tensão constante e é desmagnetizado aplicando-se tensão constante com polaridade contrária à primeira em um de seus enrolamentos (A ou B).

Sendo assim, os conversores representados pela Figura 2-1 podem ter seu transformador magnetizado e desmagnetizado por apenas um dos

lados ou magnetizado por um lado e desmagnetizado pelo outro, conforme mostra a Figura 2-2.

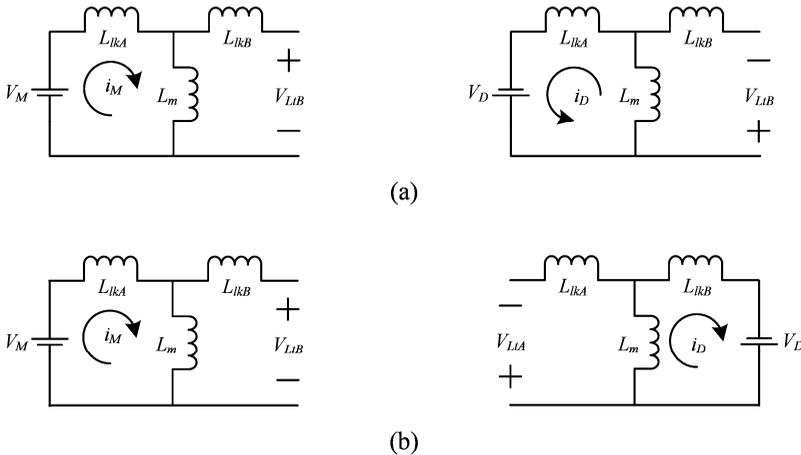


Figura 2-2 - Modelo pela magnetizante do transformador: (a) Magnetização / desmagnetização por um dos lados do transformador; (b) Magnetização / desmagnetização pelos dois lados do transformador.

Para transformadores com mais de dois enrolamentos, deve-se notar que, a exemplo dos transformadores com dois enrolamentos, a magnetização e a desmagnetização poderão ocorrer somente de um dos lados ou em lados distintos uma vez que tanto o lado “A” quanto o lado “B” podem ter mais de um enrolamento.

Serão considerados simétricos, do ponto de vista do transformador, os conversores que submetem o transformador a um fluxo magnético médio nulo. Para isto é necessário ter topologia simétrica e modulação simétrica.

Sendo assim, conversores simétricos magnetizam e desmagnetizam o transformador com tensão simétrica conforme mostra a Figura 2-3a da tensão no lado “A”. Como resultado o fluxo magnético médio no núcleo do transformador é nulo conforme mostra a Figura 2-3b.

Os conversores assimétricos magnetizam e desmagnetizam o transformador com tensão assimétrica conforme mostra a Figura 2-4a da tensão no lado “A”. Como resultado o fluxo magnético médio no núcleo do transformador não é nulo conforme mostra a Figura 2-4b.

## 2 – Conversores CC-CC Isolados Bidirecionais

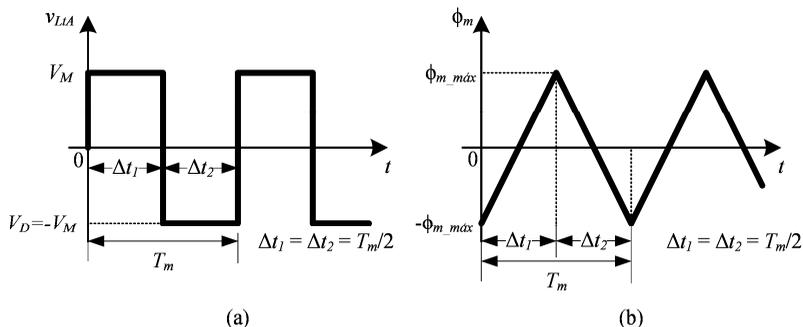


Figura 2-3 – (a) Tensão no lado “A” do transformador de conversores simétricos. (b) Fluxo magnético no núcleo do transformador.

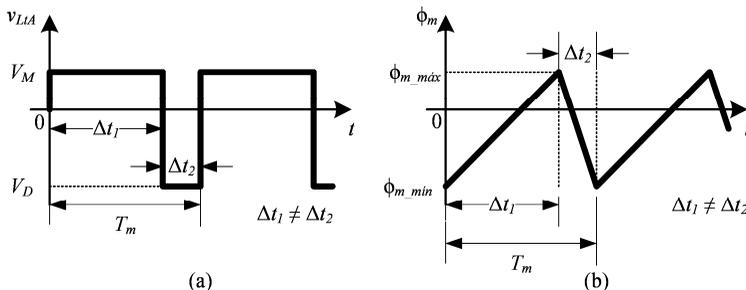


Figura 2-4 – (a) Tensão no lado “A” do transformador de conversores assimétricos. (b) Fluxo magnético no núcleo do transformador.

Um conversor pode ser assimétrico simplesmente pelo fato de possuir topologia assimétrica ou por possuir topologia simétrica e modulação assimétrica.

Assim é possível classificar os conversores CC-CC isolados conforme a Figura 2-5.

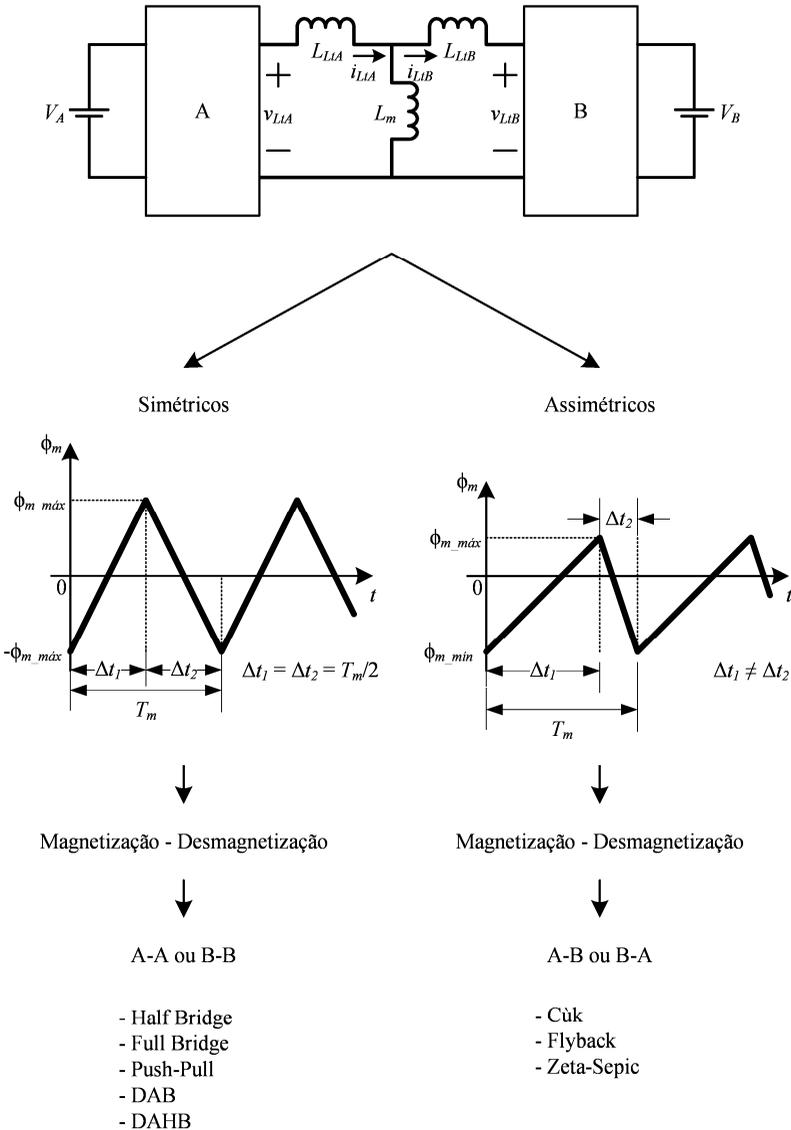


Figura 2-5 - Classificação dos conversores CC-CC isolados.

## 2.2 CONVERSORES SIMÉTRICOS COM MAGNETIZAÇÃO/ DESMAGNETIZAÇÃO PELO MESMO LADO DO TRANSFORMADOR

### 2.2.1 Half Bridge

Uma versão deste conversor para aplicações em baixa potência é apresentada em [1]. Este conversor é uma solução atraente para circuitos de carga e descarga da bateria de um UPS.

#### 2.2.1.1 Topologia

A topologia do conversor Half Bridge bidirecional é mostrada na Figura 2-6.

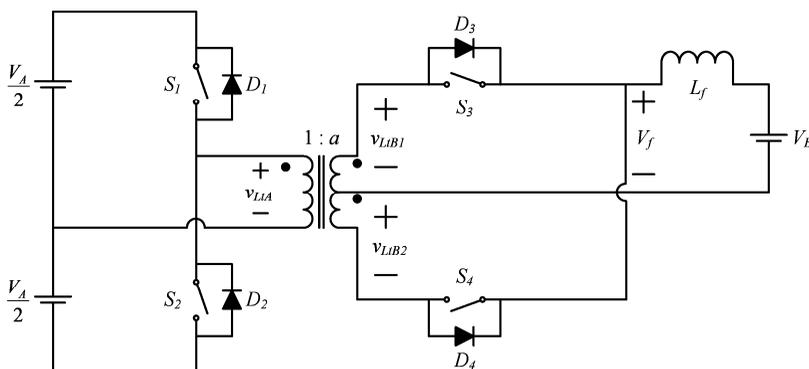


Figura 2-6 - Conversor Half Bridge bidirecional.

#### 2.2.1.2 Etapas de Operação

A Figura 2-7 mostra as quatro etapas de operação do conversor Half Bridge bidirecional considerando o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”.

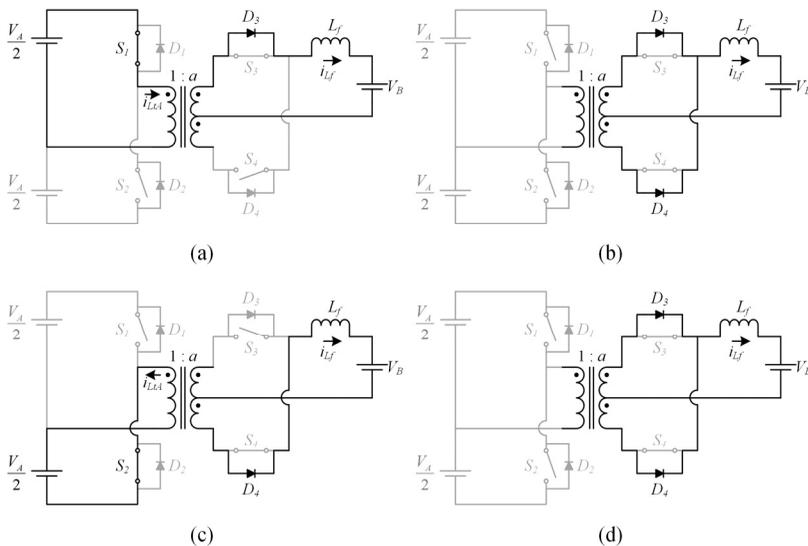


Figura 2-7 - Etapas de operação do conversor Half Bridge bidirecional.

### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 2-7a

Imediatamente antes de  $t_0$  os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se bloqueados e os diodos  $D_3$  e  $D_4$  encontram-se conduzindo.

No instante  $t_0$  o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e o interruptor  $S_4$  é comandado a bloquear. O diodo  $D_3$  assume a corrente no indutor  $L_f$  enquanto o interruptor  $S_4$  permanece bloqueado e o diodo  $D_4$  se mantém polarizado reversamente e, portanto, bloqueado.

### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ) - Figura 2-7b

No instante  $t_1$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_4$  é comandado a conduzir. Durante este intervalo os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  permanecem bloqueados. Os diodos  $D_3$  e  $D_4$  mantêm a continuidade da corrente no indutor  $L_f$  de forma que metade desta corrente circula por cada enrolamento do lado “B”.

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ) - Figura 2-7c

No instante  $t_2$  o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir e o interruptor  $S_3$  é comandado a bloquear. O diodo  $D_4$  assume a corrente no indutor  $L_f$  enquanto o interruptor  $S_3$  permanece bloqueado e o diodo  $D_3$  se mantém reversamente polarizado e, portanto, bloqueado.

**4ª Etapa ( $t_3$ ,  $T_s$ ) - Figura 2-7d**

No instante  $t_3$  o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_3$  é comandado a conduzir. Novamente os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  permanecem bloqueados e os diodos  $D_3$  e  $D_4$  mantêm a continuidade da corrente no indutor  $L_f$  de forma que metade desta corrente circula por cada enrolamento do lado “B”.

**2.2.1.3 Formas de Onda**

As principais formas de onda do conversor Half Bridge bidirecional são mostradas na Figura 2-8.

**2.2.1.4 Ganho Estático**

O ganho estático do conversor Half-Bridge é dado pela equação (2-1).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = \frac{1}{2} a D \quad (2-1)$$

**2.2.2 Full Bridge**

Uma versão deste conversor é apresentada em [3].

**2.2.2.1 Topologia**

A topologia do conversor Full Bridge bidirecional é mostrada na Figura 2-9.

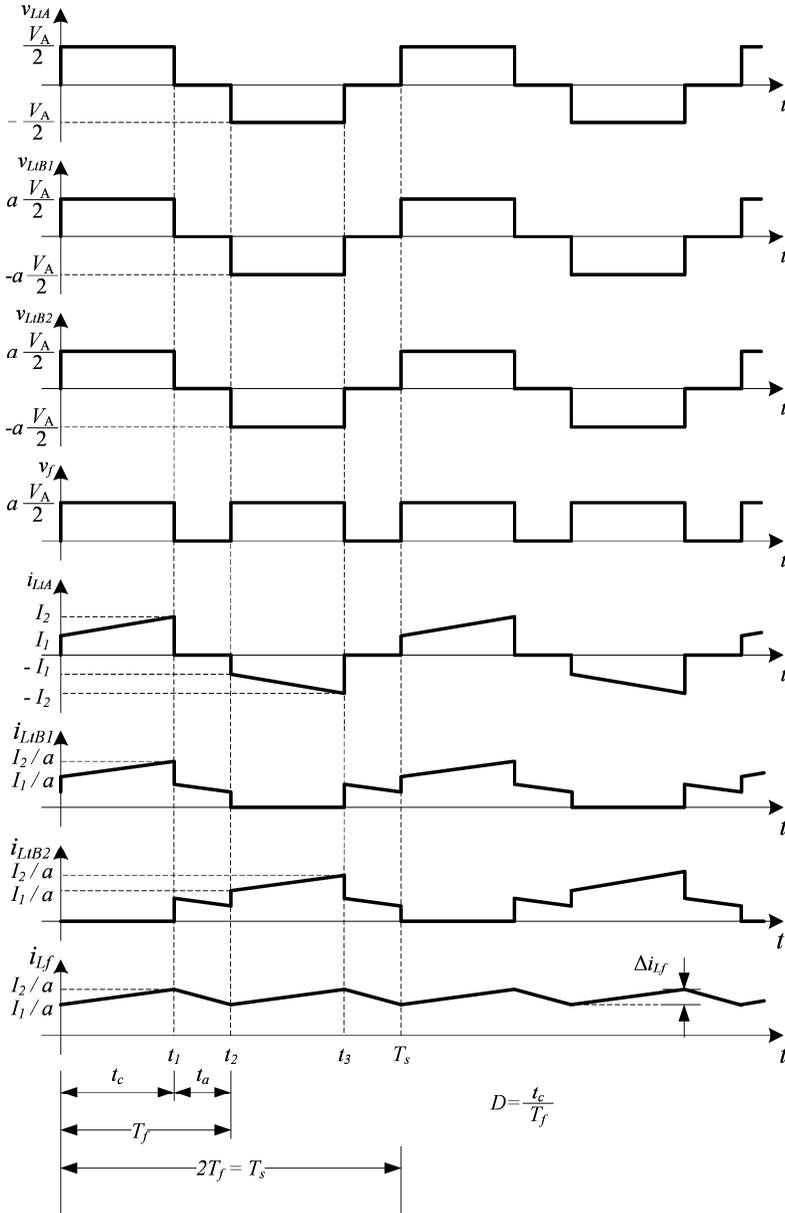


Figura 2-8 - Formas de onda do conversor Half Bridge bidirecional.

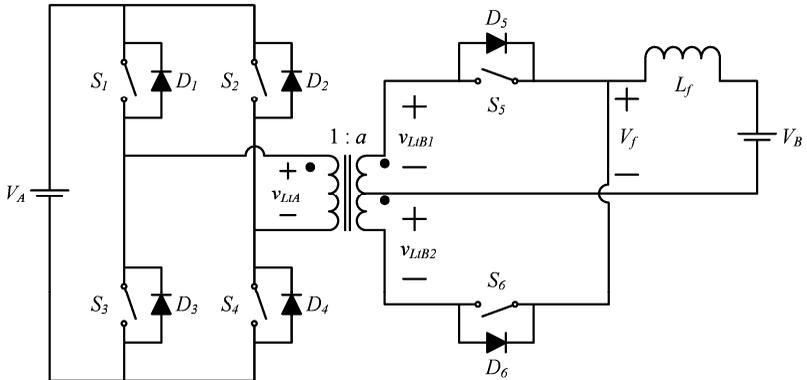


Figura 2-9 - Conversor Full Bridge bidirecional.

### 2.2.2.2 Etapas de Operação

A Figura 2-10 mostra as quatro etapas de operação do conversor Full Bridge bidirecional considerando o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”.

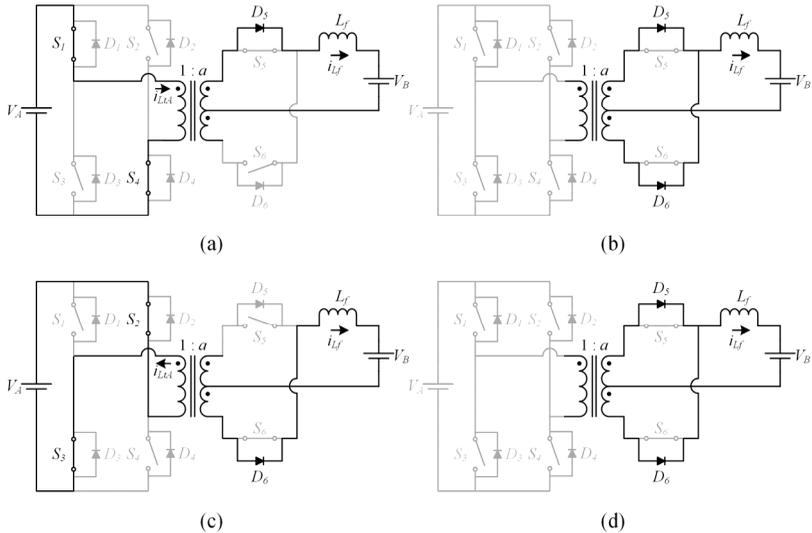


Figura 2-10 - Etapas de operação do conversor Full Bridge bidirecional.

**1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 2-10a**

Em um instante antes de  $t_0$  os interruptores  $S_1, S_2, S_3$  e  $S_4$  encontram-se bloqueados e os diodos  $D_5$  e  $D_6$  encontram-se conduzindo.

No instante  $t_0$  os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados a conduzir e o interruptor  $S_6$  é comandado a bloquear. O diodo  $D_5$  assume a corrente no indutor  $L_f$  enquanto o interruptor  $S_6$  permanece bloqueado e o diodo  $D_6$  se mantém polarizado reversamente e, portanto, bloqueado.

**2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ) - Figura 2-10b**

No instante  $t_1$  os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados a bloquear e o interruptor  $S_6$  é comandado a conduzir. Durante este intervalo os interruptores  $S_1, S_2, S_3$  e  $S_4$  permanecem bloqueados. Os diodos  $D_5$  e  $D_6$  mantém a continuidade da corrente no indutor  $L_f$  de forma que metade desta corrente circula por cada enrolamento do lado “B” do transformador.

**3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ) - Figura 2-10c**

No instante  $t_2$  os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir e o interruptor  $S_5$  é comandado a bloquear. O diodo  $D_6$  assume a corrente no indutor  $L_f$  enquanto o interruptor  $S_5$  permanece bloqueado e o diodo  $D_5$  se mantém polarizado reversamente e, portanto, bloqueado.

**4ª Etapa ( $t_3, T_s$ ) - Figura 2-10d**

No instante  $t_3$  os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a bloquear e o interruptor  $S_5$  é comandado a conduzir. Durante este intervalo os interruptores  $S_1, S_2, S_3$  e  $S_4$  permanecem bloqueados. Os diodos  $D_5$  e  $D_6$  mantém a continuidade da corrente no indutor  $L_f$  de forma que metade desta corrente circula por cada enrolamento do lado “B” do transformador.

### 2.2.2.3 Formas de Onda

As formas de onda do conversor Full Bridge são apresentadas na Figura 2-11.

## 2 – Conversores CC-CC Isolados Bidirecionais

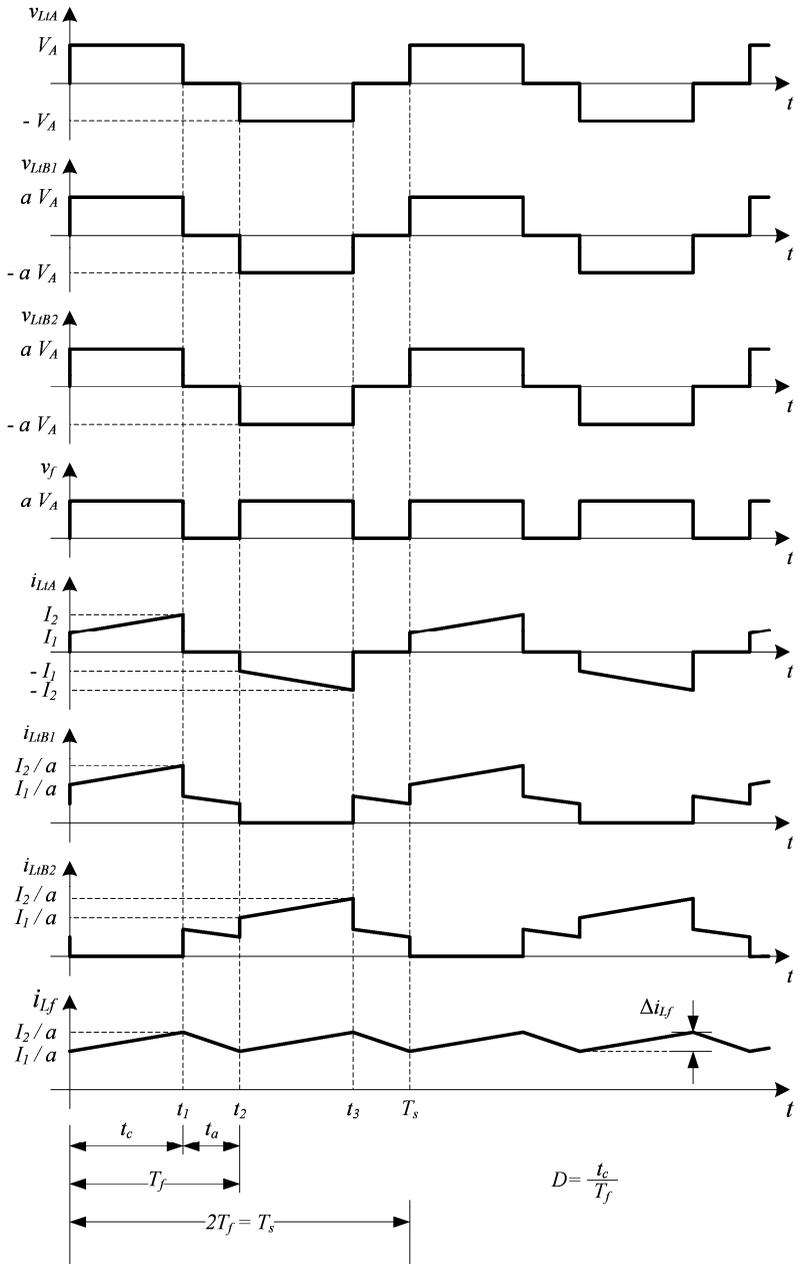


Figura 2-11 - Formas de onda do conversor Full Bridge.

### 2.2.2.4 Ganho Estático

O ganho estático do conversor Full-Bridge é dado pela equação (2-2).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = a D \quad (2-2)$$

### 2.2.3 Push-Pull

Este conversor é estudado em [2] e [3].

#### 2.2.3.1 Topologia

A topologia do conversor Push-Pull bidirecional é mostrada na Figura 2-12.

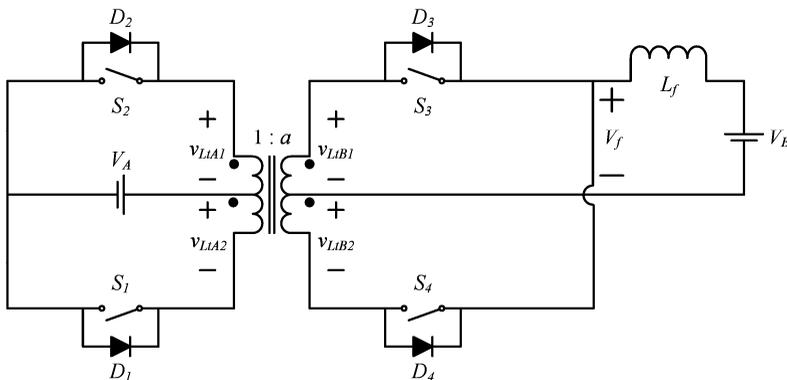


Figura 2-12 - Conversor Push-Pull bidirecional.

#### 2.2.3.2 Etapas de Operação

A Figura 2-13 mostra as quatro etapas de operação do conversor Push-Pull bidirecional considerando o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”.

## 2 – Conversores CC-CC Isolados Bidirecionais

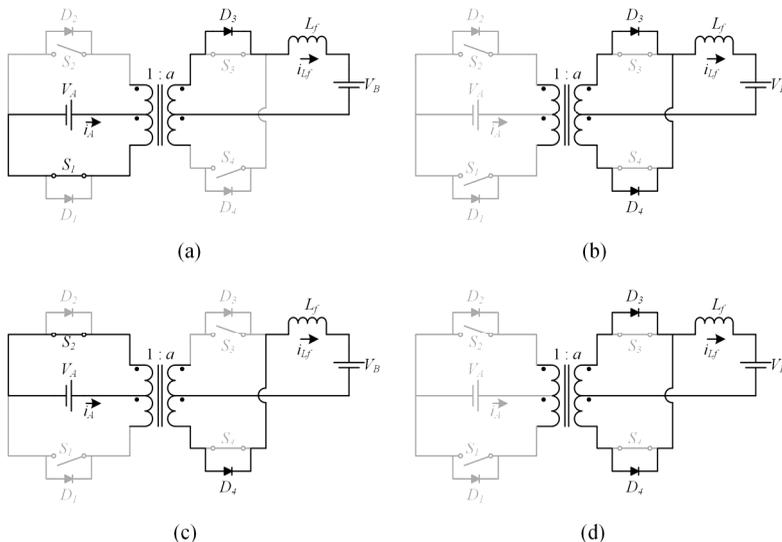


Figura 2-13 - Etapas de operação do conversor Push-Pull bidirecional.

### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 2-13a

Antes de  $t_0$  os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  encontram-se bloqueados e os interruptores  $S_3$  e  $S_4$  encontram-se comandados a conduzir.

No instante  $t_0$  o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e o interruptor  $S_4$  é comandado a bloquear. O diodo  $D_3$  assume a corrente no indutor  $L_f$  enquanto o interruptor  $S_4$  permanece bloqueado e o diodo  $D_4$  se mantém polarizado reversamente e, portanto, bloqueado.

### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ) - Figura 2-13b

No instante  $t_1$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_4$  é comandado a conduzir. Durante este intervalo os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  permanecem bloqueados. Os diodos  $D_3$  e  $D_4$  mantêm a continuidade da corrente no indutor  $L_f$  de forma que metade desta corrente circula por cada enrolamento do lado “B” do transformador.

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ) - Figura 2-13c

No instante  $t_2$  o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir e o interruptor  $S_3$  é comandado a bloquear. O diodo  $D_4$  assume a corrente no indutor  $L_f$  enquanto o interruptor  $S_3$  permanece bloqueado e o diodo  $D_3$  se mantém reversamente polarizado e, portanto, bloqueado.

**4ª Etapa ( $t_3, T_s$ ) - Figura 2-13d**

No instante  $t_3$  o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_3$  é comandado a conduzir. Novamente os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  permanecem bloqueados e os diodos  $D_3$  e  $D_4$  mantêm a continuidade da corrente no indutor  $L_f$  de forma que metade desta corrente circula por cada enrolamento do lado “B” do transformador.

**2.2.3.3 Formas de Onda**

As formas de onda do conversor Push-Pull são apresentadas na Figura 2-14.

**2.2.3.4 Ganho Estático**

O ganho estático do conversor Push-Pull é dado pela equação (2-3).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = a D \quad (2-3)$$

**2.2.4 Dual Active Half Bridge – DAHB**

Este conversor é estudado em [4] e é utilizado na interface entre os diversos barramentos CC em veículos elétricos híbridos e veículos à célula combustível.

**2.2.4.1 Topologia**

A topologia do conversor Dual Active Half Bridge é mostrada na Figura 2-15.

## 2 – Conversores CC-CC Isolados Bidirecionais

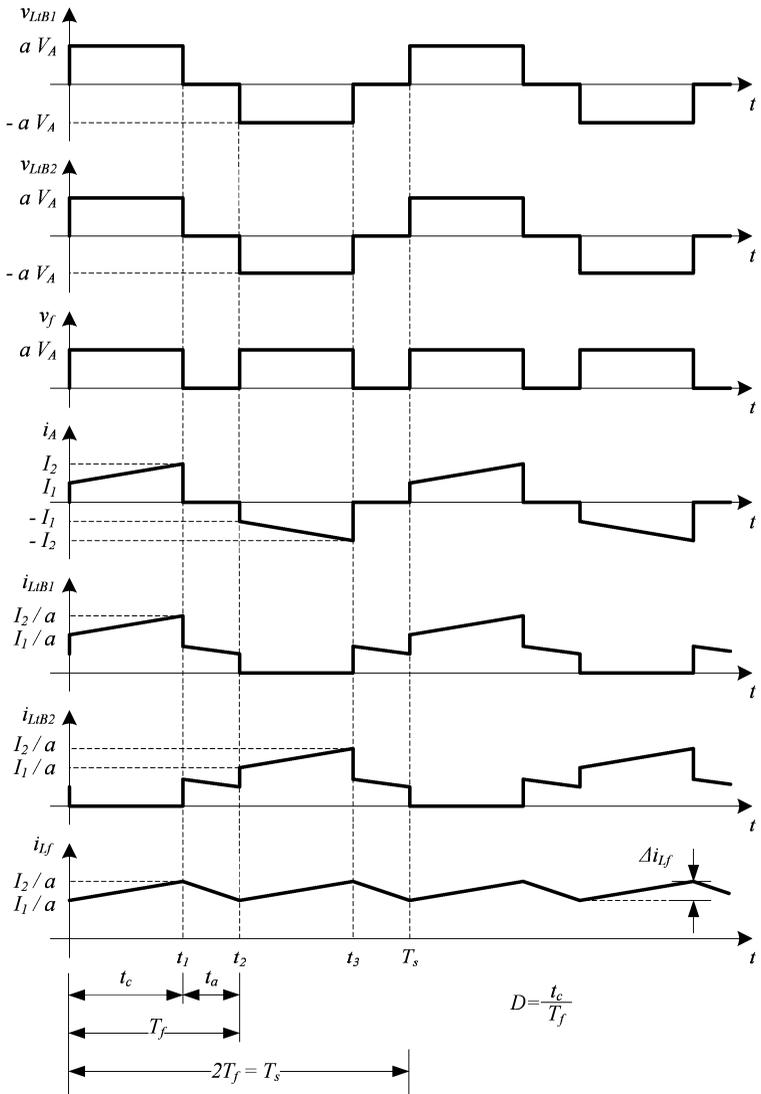


Figura 2-14 - Formas de onda do conversor Push-Pull.

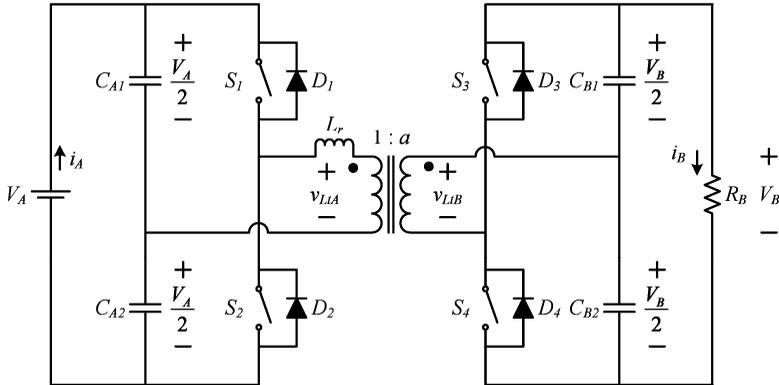


Figura 2-15 - Conversor Dual Active Half Bridge.

O conversor mostrado na Figura 2-15 pode ser representado com o lado “B” referido ao lado “A” conforme mostra a Figura 2-16.

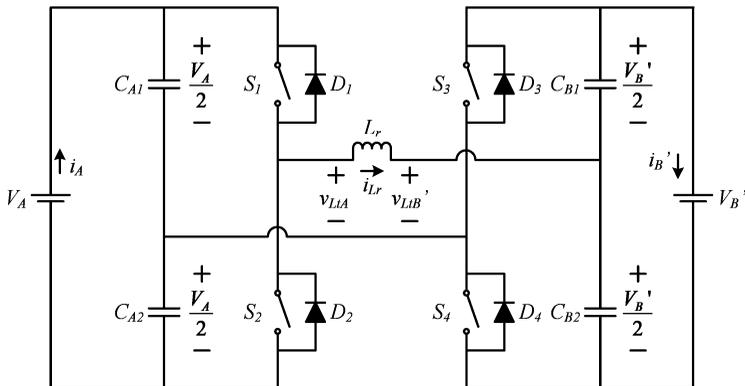


Figura 2-16 - Conversor Dual Active Half Bridge bidirecional com o lado “B” referido ao lado “A”.

Entre a Figura 2-15 e a Figura 2-16 verificam-se as relações dadas pelas equações (2-4), (2-5) e (2-6).

$$v_{L1B}' = \frac{v_{L1B}}{a} \quad (2-4)$$

$$V_B' = \frac{V_B}{a} \quad (2-5)$$

$$i_B' = ai_B \quad (2-6)$$

Para simplificar a análise do funcionamento, o circuito da Figura 2-16 pode ser representado conforme mostra a Figura 2-17.

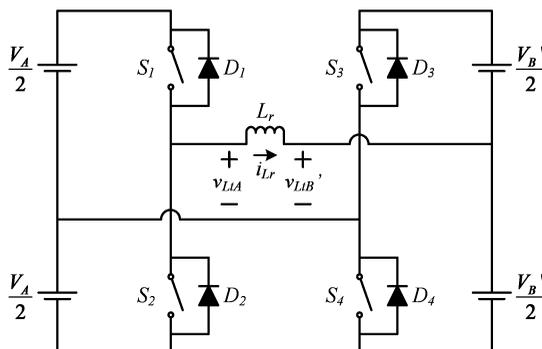


Figura 2-17 - Circuito simplificado para análise do conversor DAHB.

#### 2.2.4.2 Etapas de Operação

A Figura 2-18 mostra as seis etapas de operação do conversor Dual Active Half Bridge bidirecional considerando o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”.

##### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 2-18a

Nesta etapa a corrente circula pelos diodos  $D_1$  e  $D_3$ . A corrente na indutância ( $i_{Lr}$ ) está partindo de um valor inicial definido de  $-I_2$  e decrescendo até zero.

Esta etapa termina quando  $i_{Lr} = 0$  e os diodos são bloqueados.

##### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ) - Figura 2-18b

No instante  $t_1$  a corrente  $i_{Lr}$  inverte o sentido, os diodos  $D_1$  e  $D_3$  são bloqueados e os interruptores  $S_1$  e  $S_3$  entram em condução porque já estavam comandados na etapa anterior. A corrente  $i_{Lr}$  agora cresce de zero a  $I_1$ .

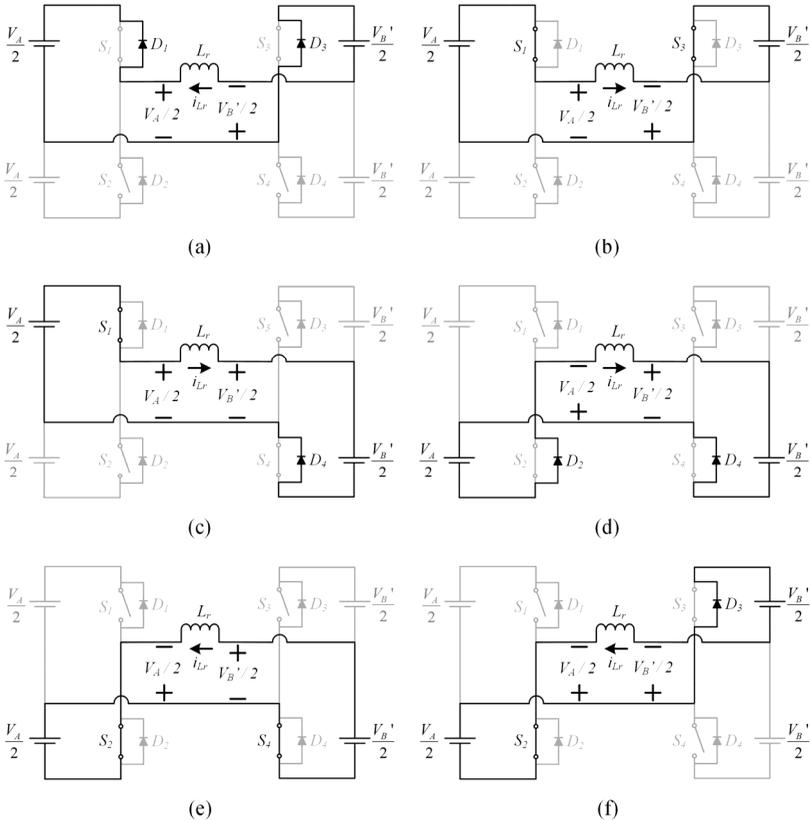


Figura 2-18 - Etapas de operação do conversor Dual Active Half Bridge.

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ) - Figura 2-18c

No instante  $t_2$  o interruptor  $S_3$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_4$  é comandado a conduzir. Contudo, este último, não entra em condução devido ao sentido da corrente  $i_{Lr}$ , que força o diodo  $D_4$  a entrar em condução. No início desta etapa, o ângulo de condução, contando desde a origem dos tempos, é igual ao ângulo de defasagem entre as tensões, ou seja,  $\theta = \phi$ . Assim, a corrente  $i_{Lr}$  assume o valor  $i_{Lr}(\phi)$ .

Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}$  varia de  $I_1$  até  $I_2$  de maneira mais suave.

**4ª Etapa ( $t_3, t_4$ ) - Figura 2-18d**

No instante  $t_3$  o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir, mas devido ao sentido da corrente  $i_{Lr}$ , o diodo  $D_2$  que entra em condução. Inicialmente a corrente  $i_{Lr}$  tem valor  $i_{Lr}(\pi)$  e portanto o ângulo de condução é  $\theta=\pi$ .

Durante esta etapa há somente diodos conduzindo e as duas pontes encontram-se em roda livre.

A corrente  $i_{Lr}$  decresce de  $I_2$  à zero.

**5ª Etapa ( $t_4, t_5$ ) - Figura 2-18e**

No instante  $t_4$  os diodos são bloqueados e os interruptores  $S_2$  e  $S_4$  entram em condução.

A corrente  $i_{Lr}$  cresce em módulo de zero à  $-I_1$ .

**6ª Etapa ( $t_5, T_s$ ) - Figura 2-18f**

No instante  $t_5$  o diodo  $D_3$  entra em condução devido ao sentido da corrente  $i_{Lr}$  que neste instante possui valor  $i_{Lr}(\pi+\phi)=-i_{Lr}(\phi)$ .

A corrente  $i_{Lr}$  varia de  $-I_1$  à  $-I_2$  de maneira mais suave.

**2.2.4.3 Formas de Onda**

As formas de onda do conversor Dual Active Half Bridge são apresentadas na Figura 2-19.

**2.2.4.4 Ganho Estático**

O ganho estático do conversor Dual Active Half Bridge é dado pela equação (2-7).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = \frac{R_B}{a 4 \pi f_s L_r} \phi \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2-7)$$

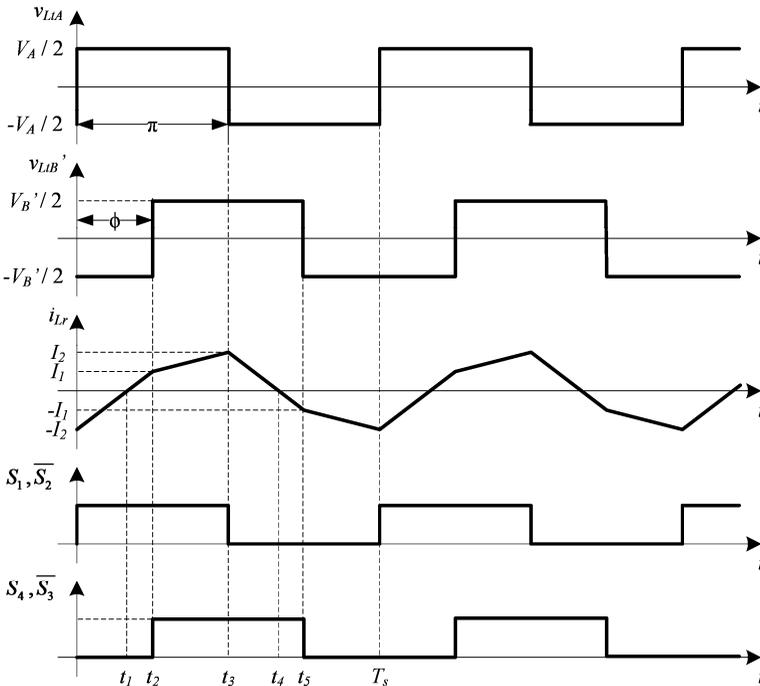


Figura 2-19 - Formas de onda do conversor Dual Active Half Bridge.

### 2.2.5 Dual Active Bridge – DAB

Este conversor foi inicialmente apresentado em [5] e estudado com mais detalhes em [6] incluindo comutação suave.

O conversor DAB foi proposto como uma alternativa para conversão CC-CC com alta potência e também é estudado em [7] e [8].

Algumas aplicações deste conversor incluem transformadores de estado sólido, redes inteligentes e veículos elétricos híbridos.

#### 2.2.5.1 Topologia

A topologia do conversor Dual Active Bridge é mostrada na Figura 2-20.

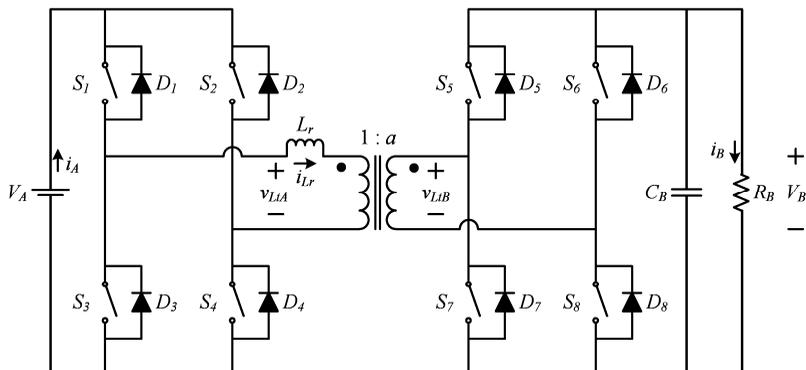


Figura 2-20 - Conversor Dual Active Bridge.

O conversor mostrado na Figura 2-20 pode ser representado com o lado “B” referido ao lado “A” conforme mostra a Figura 2-21.

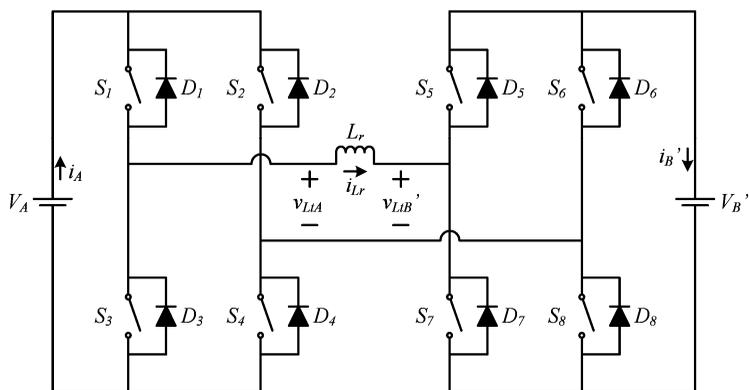


Figura 2-21 - Conversor Dual Active Bridge com o lado “B” referido ao lado “A”.

As grandezas referidas ao lado “A” na Figura 2-21 relacionam-se com as grandezas não referidas da Figura 2-20 através das equações (2-8), (2-9) e (2-10).

$$v_{LrB}' = \frac{v_{LrB}}{a} \quad (2-8)$$

$$V_B' = \frac{V_B}{a} \quad (2-9)$$

$$i_B' = a i_B \quad (2-10)$$

## 2.2.5.2 Etapas de Operação

A Figura 2-22 mostra as seis etapas de operação do conversor Dual Active Bridge considerando o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”.

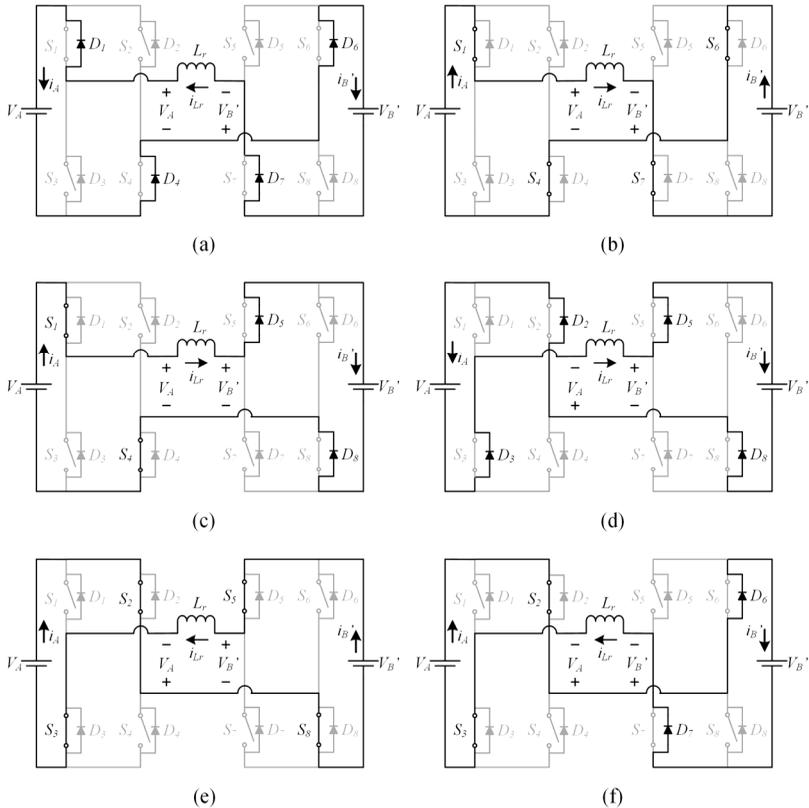


Figura 2-22 - Etapas de operação do conversor Dual Active Bridge.

1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 2-22a

Nesta etapa a corrente circula pelos diodos  $D_1$ ,  $D_4$ ,  $D_6$  e  $D_7$ . A corrente na indutância ( $i_{Lr}$ ) está partindo de um valor inicial definido de  $-I_2$  e decrescendo em módulo até zero.

Esta etapa termina quando  $i_{Lr} = 0$  e os diodos são bloqueados.

**2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ) - Figura 2-22b**

No instante  $t_1$  os diodos são bloqueados e os interruptores  $S_1, S_4, S_6$  e  $S_7$  entram em condução porque já estavam comandados na etapa anterior. A corrente  $i_{Lr}$  agora cresce de zero a  $I_1$ .

**3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ) - Figura 2-22c**

No instante  $t_2$  os interruptores  $S_6$  e  $S_7$  são comandados a bloquear e os interruptores  $S_5$  e  $S_8$  são comandados a conduzir. Contudo, estes últimos, não entram em condução devido ao sentido da corrente  $i_{Lr}$ , que força os diodos  $D_5$  e  $D_8$  a entrarem em condução. No início desta etapa, o ângulo de condução, contando desde a origem dos tempos, é igual ao ângulo de defasagem entre as tensões, ou seja,  $\theta = \phi$ . Assim, a corrente  $i_{Lr}$  assume o valor  $i_{Lr}(\phi)$ .

Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}$  varia de  $I_1$  até  $I_2$  de maneira mais suave.

**4ª Etapa ( $t_3, t_4$ ) - Figura 2-22d**

No instante  $t_3$  os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são bloqueados e os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir, mas devido ao sentido da corrente  $i_{Lr}$ , os diodos  $D_2$  e  $D_3$  que entram em condução. Inicialmente a corrente  $i_{Lr}$  tem valor  $i_{Lr}(\pi)$  e portanto o ângulo de condução é  $\theta = \pi$ .

Durante esta etapa há somente diodos conduzindo.

**5ª Etapa ( $t_4, t_5$ ) - Figura 2-22e**

No instante  $t_4$  os diodos são bloqueados e os interruptores  $S_2, S_3, S_5$  e  $S_8$  entram em condução.

A corrente  $i_{Lr}$  cresce em módulo de zero à  $-I_1$ .

**6ª Etapa ( $t_5, T_s$ ) - Figura 2-22f**

No instante  $t_5$  os diodos  $D_6$  e  $D_7$  entram em condução devido ao sentido da corrente  $i_{Lr}$  que neste instante possui valor  $i_{Lr}(\pi + \phi) = -i_{Lr}(\phi)$ .

A corrente  $i_{Lr}$  varia de  $-I_1$  à  $-I_2$  de maneira mais suave.

**2.2.5.3 Formas de Onda**

As principais formas de onda do conversor Dual Active Bridge são apresentadas na Figura 2-23.

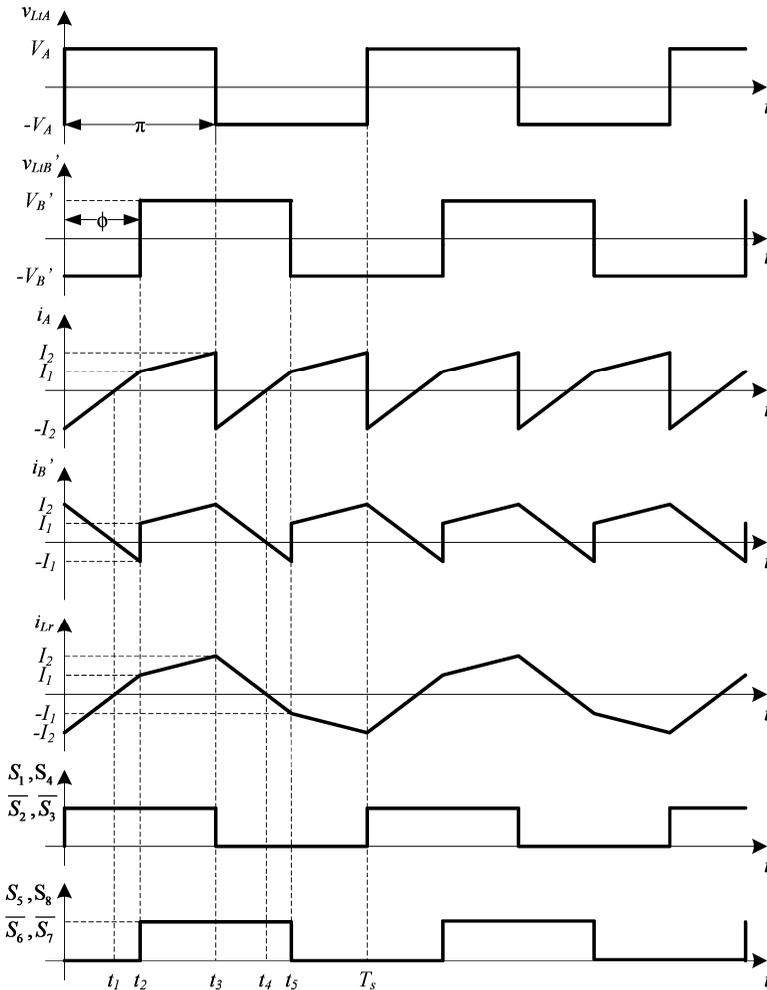


Figura 2-23 – Principais formas de onda do conversor Dual Active Bridge.

#### 2.2.5.4 Ganho Estático

O ganho estático do conversor Dual Active Bridge é dado pela equação (2-11).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = \frac{R_B}{a 2\pi f_s L_r} \phi \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2-11)$$

## 2.3 CONVERSORES ASSIMÉTRICOS COM MAGNETIZAÇÃO/ DESMAGNETIZAÇÃO PELOS DOIS LADOS DO TRANSFORMADOR

### 2.3.1 Cúk

Este conversor é estudado em [3] e pode ser utilizado em atuadores e subsistemas de propulsão de sistemas aeroespaciais.

#### 2.3.1.1 Topologia

A topologia do conversor Cúk bidirecional é mostrada na Figura 2-24.

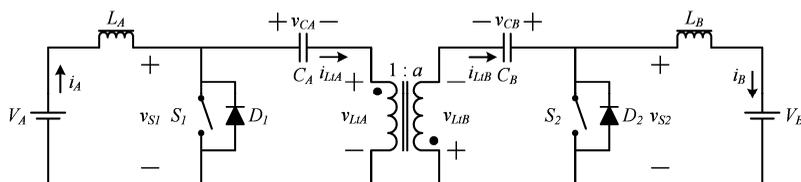


Figura 2-24 - Conversor Cúk bidirecional.

#### 2.3.1.2 Etapas de Operação

A Figura 2-25 mostra as duas etapas de operação do conversor Cúk bidirecional com o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”.

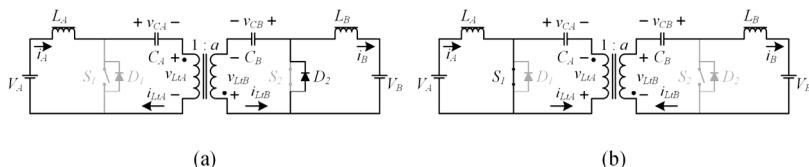


Figura 2-25 - Etapas de operação do conversor Cúk bidirecional.

#### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 2-25a

No instante  $t_0$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir, porém devido ao sentido da corrente no lado “B” do transformador o diodo  $D_2$  entra em condução.

Durante esta etapa a energia da fonte  $V_A$  é armazenada nos capacitores  $C_A$  e  $C_B$  e a carga encontra-se em roda livre.

**2ª Etapa ( $t_1, T_s$ ) - Figura 2-25b**

No instante  $t_1$  o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear.

Durante esta etapa a fonte  $V_A$  encontra-se em roda livre e a energia armazenada nos capacitores  $C_A$  e  $C_B$  é transferida para a carga.

**2.3.1.3 Formas de Onda**

As formas de onda do conversor Cúk são apresentadas na Figura 2-26.

**2.3.1.4 Ganho Estático**

O ganho estático do conversor Cúk é dado pela equação (2-12).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = \frac{aD}{(1-D)} \quad (2-12)$$

**2.3.2 Flyback**

Este conversor é estudado em [9] e pode ser utilizado em UPS.

**2.3.2.1 Topologia**

A topologia do conversor Flyback bidirecional é mostrada na Figura 2-27.

## 2 – Conversores CC-CC Isolados Bidirecionais

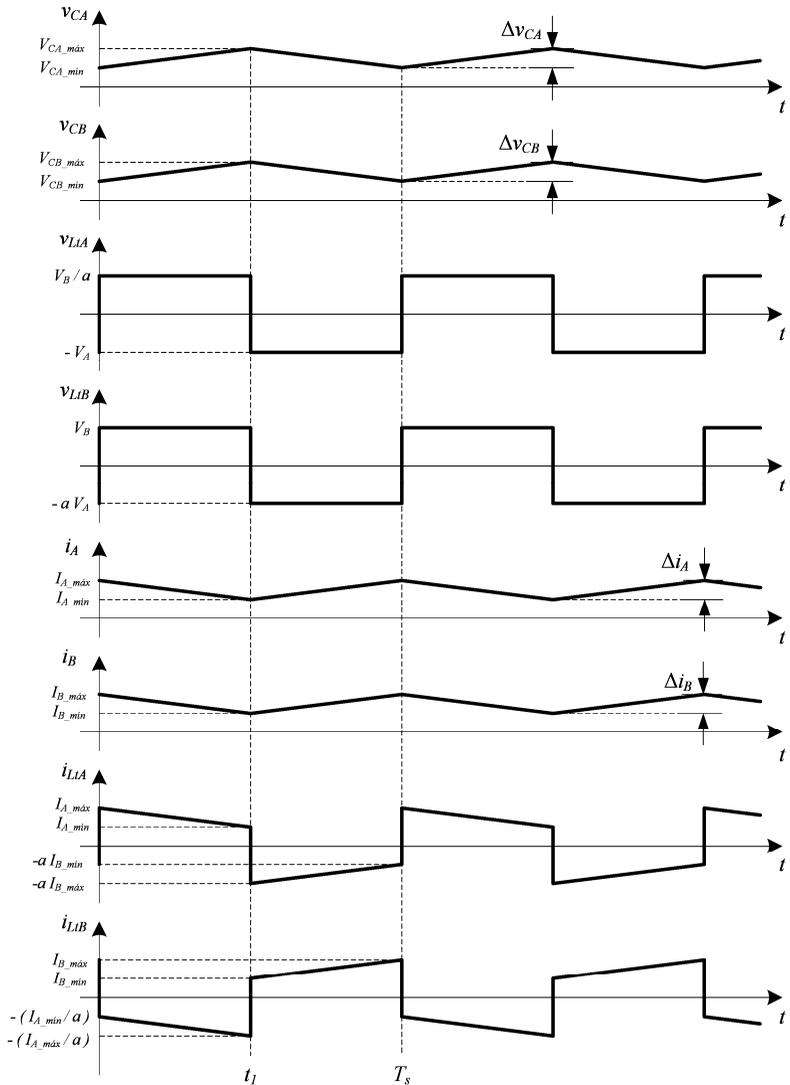


Figura 2-26 - Formas de onda do conversor Cúk.

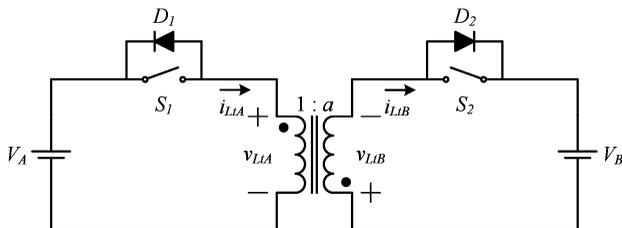


Figura 2-27 - Conversor Flyback bidirecional.

### 2.3.2.2 Etapas de Operação

A Figura 2-28 mostra as duas etapas de operação do conversor Flyback bidirecional considerando o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”.

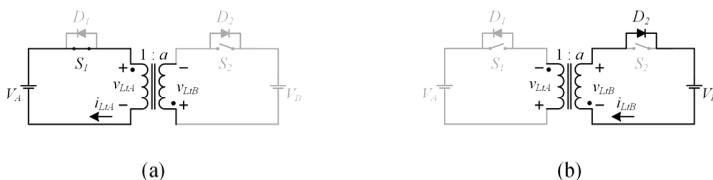


Figura 2-28 - Etapas de operação do conversor Flyback bidirecional.

#### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 2-28a

No instante  $t_0$  o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear. Durante esta etapa a corrente no lado “A” circula pela fonte  $V_A$ , pelo interruptor  $S_1$  e pelo lado “A” do transformador, crescendo de  $I_1$  à  $I_2$ , acumulando energia na indutância magnetizante do transformador.

O diodo  $D_2$  permanece bloqueado com polarização reversa e a corrente no lado “B” do transformador é nula.

#### 2ª Etapa ( $t_1, T_s$ ) - Figura 2-28b

No instante  $t_1$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir. Durante esta etapa a corrente no lado “B” do transformador circula pela carga, pelo lado “B” do transformador e pelo diodo  $D_2$ , decrescendo de  $I_2$  à  $I_1$ , desmagnetizando o transformador.

O diodo  $D_1$  permanece bloqueado com polarização reversa e a corrente no lado “A” do transformador é nula.

## 2.3.2.3 Formas de Onda

As formas de onda do conversor Flyback são apresentadas na Figura 2-29.

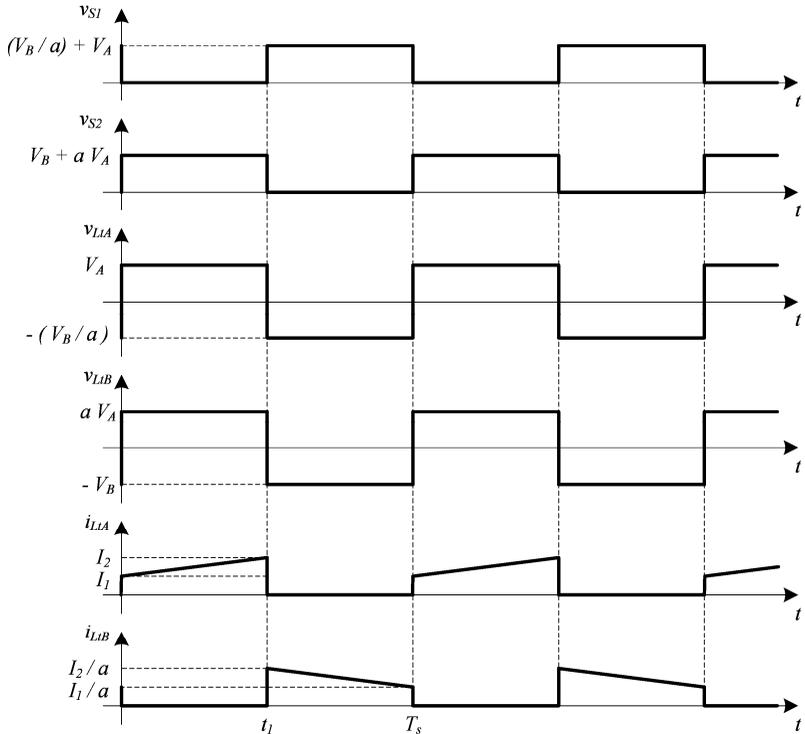


Figura 2-29 - Formas de onda do conversor Flyback bidirecional.

## 2.3.2.4 Ganho Estático

O ganho estático do conversor Flyback é dado pela equação (2-13).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = \frac{a D}{(1 - D)} \quad (2-13)$$

### 2.3.3 Zeta-Sepic

O estudo deste conversor é apresentado em [10] e [11]. Possíveis aplicações deste conversor incluem UPS, veículos elétricos e redes inteligentes.

#### 2.3.3.1 Topologia

A topologia do conversor Zeta-Sepic bidirecional é mostrada na Figura 2-30.

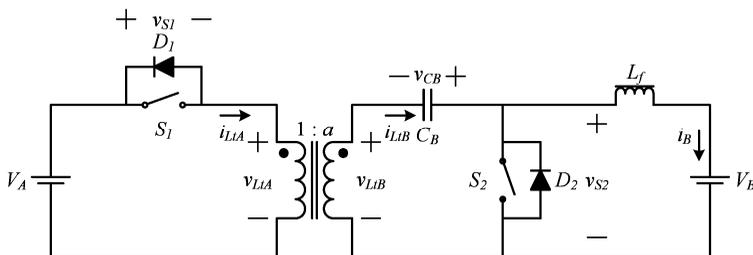


Figura 2-30 - Conversor Zeta-Sepic bidirecional.

#### 2.3.3.2 Etapas de Operação

A Figura 2-31 mostra as duas etapas de operação do conversor Zeta-Sepic bidirecional considerando o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”.

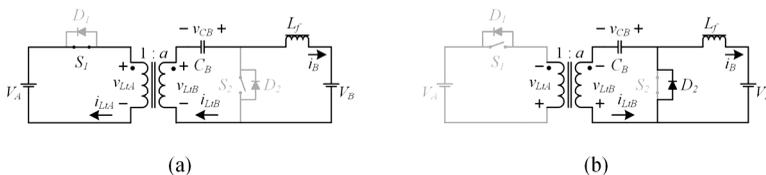


Figura 2-31 - Etapas de operação do conversor Zeta-Sepic.

**1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 2-31a**

No instante  $t_0$  o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir e o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear. No lado “A” a corrente circula pela fonte  $V_A$ , pelo interruptor  $S_1$  e pela bobina do transformador. No lado “B” a corrente circula pela bobina do transformador, pelo capacitor  $C$ , pelo indutor  $L_f$  e pela carga  $V_B$ . O capacitor  $C_B$  se descarrega enviando parte de sua energia para a carga  $V_B$ .

**2ª Etapa ( $t_1, T_s$ ) - Figura 2-31b**

No instante  $t_1$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir. No lado “A” a corrente é nula. No lado “B” a corrente na carga encontra-se em roda livre e a energia armazenada no lado “B” do transformador recarrega o capacitor  $C_B$ .

**2.3.3.3 Formas de Onda**

As formas de onda do conversor Zeta-Sepic são apresentadas na Figura 2-32.

**2.3.3.4 Ganho Estático**

O ganho estático do conversor Zeta-Sepic é dado pela equação (2-14).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = \frac{aD}{(1-D)} \quad (2-14)$$

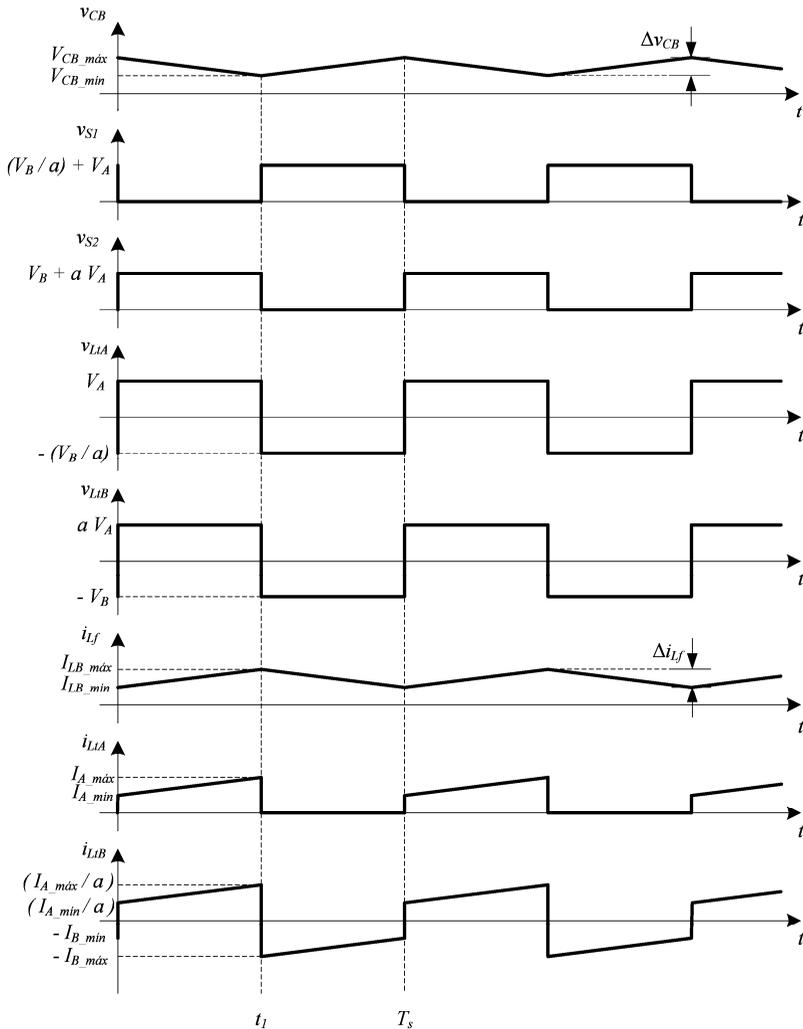


Figura 2-32 - Formas de onda do conversor Zeta-Sepic.

## 2.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi proposta uma classificação para os conversores CC-CC isolados bidirecionais.

Esta classificação tem como base o transformador isolador, inicialmente levando em conta seu fluxo magnético, podendo este ser simétrico ou assimétrico, e posteriormente considerando sua magnetização, ora magnetizado e desmagnetizado por somente um de seus lados e ora magnetizado por um de seus lados e desmagnetizado pelo lado oposto ao que ocorreu a magnetização.

Embora os conversores aqui apresentados possuam duas portas, uma de cada lado do transformador isolador, a proposta da classificação apresentada pode ser estendida para conversores com mais de duas portas.



**REVISÃO BIBLIOGRÁFICA SOBRE A CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE CC-CC**

Equation Section (Next)

3.1 INTRODUÇÃO

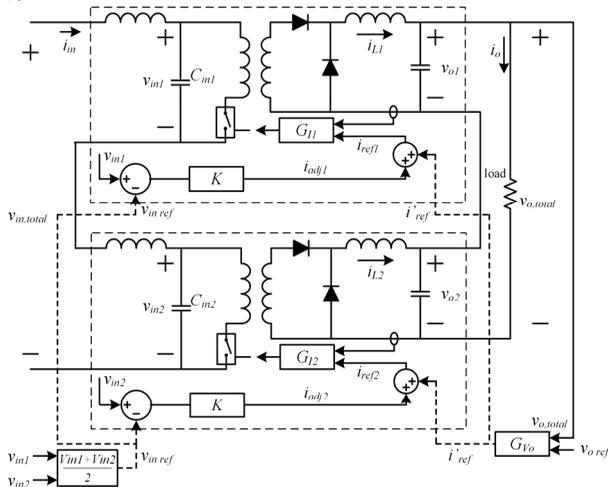
Neste capítulo é apresentado o resultado da revisão bibliográfica sobre a conexão série-série CC-CC.

3.2 TRABALHOS EXISTENTES

**3.2.1 Conversores CC-CC Modulares Conectados com Entrada Série e Saída Série com Tensão de Entrada Ativa e Tensão de Saída Equilibrada (2004)**

Na referência [12] os autores propõem a conexão modular de conversores CC-CC em série na entrada e em série na saída.

No trabalho é proposto um esquema de controle com três malhas, sendo o controle das tensões individuais na entrada, da tensão total na saída e da corrente média na saída de cada módulo conforme mostra a Figura 3-1.



Fonte: Referência [12] (2004).

Figura 3-1 – Conexão entrada série e saída série de dois conversores tipo Forward com suas respectivas malhas de controle.

A referência para a malha de controle das tensões individuais na entrada é a média destas tensões de modo a minimizar a interferência com as demais malhas de controle.

Os autores justificam o controle das tensões individuais na entrada e não o uso de uma razão cíclica comum a todos conversores alegando que uma diferença na relação de espiras dos transformadores de cada conversor faria os conversores drenarem correntes diferentes, o que não é possível nesta conexão. Por isso, a inclusão da malha de controle das tensões individuais na entrada de modo a corrigir a razão cíclica individualmente conforme a diferença na relação de espiras dos transformadores, garantindo o equilíbrio das tensões na entrada e na saída de cada módulo.

Verifica-se ainda, através da Figura 3-1, que a topologia de potência de cada conversor possui característica de entrada em corrente e saída em corrente.

### **3.2.2 Controle por Razão Cíclica Comum de Conversores CC-CC Modulares Conectados com Entrada Série com Compartilhamento Ativo da Tensão na Entrada e da Corrente na Carga (2006)**

Um estudo do controle por razão cíclica comum para as quatro possíveis conexões de módulos CC-CC é apresentado em [13].

Os autores concluem que a conexão série na entrada e série na saída (*Input Series and Output Series – ISOS*) de módulos CC-CC com controle por razão cíclica comum é instável.

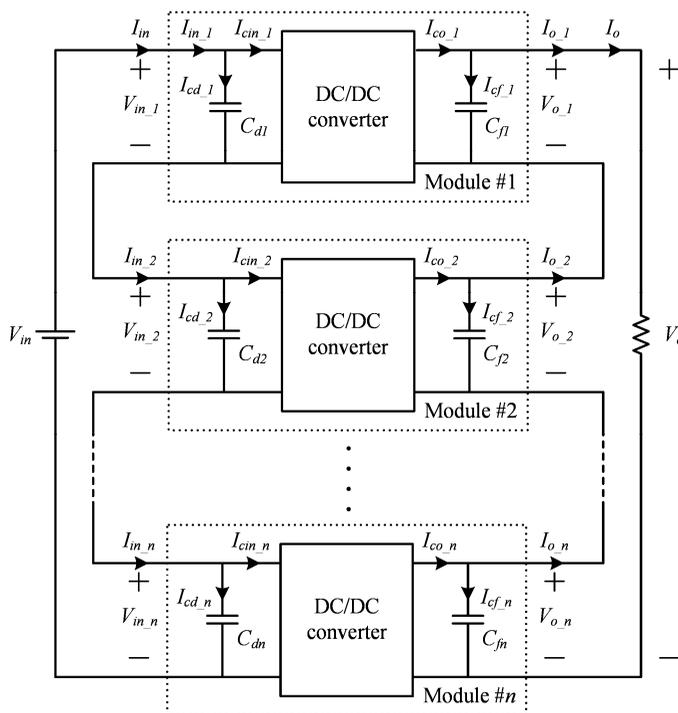
Esta conclusão é baseada nos estudos apresentados na referência [12] onde são utilizados dois conversores Forward em conexão *ISOS*.

### **3.2.3 Sistema de Conversão CC-CC Constituído de Múltiplos Módulos Conversores (2009)**

Em [14] os autores propõem uma estratégia geral para o projeto da conversão CC-CC modular onde cada módulo possui seu próprio modulador.

Os autores abordam as quatro possíveis conexões entre conversores CC-CC sendo elas: paralelo na entrada e paralelo na saída (*Input Parallel and Output Parallel – IPOP*), paralelo na entrada e série na saída (*Input Parallel and Output Series – IPOS*), série na entrada e paralelo na saída (*Input Series and Output Parallel – ISOP*) e série na entrada e série na saída (*Input Series and Output Series – ISOS*).

A Figura 3-2 mostra a conexão série na entrada e série na saída (*ISOS*) de  $n$  módulos.



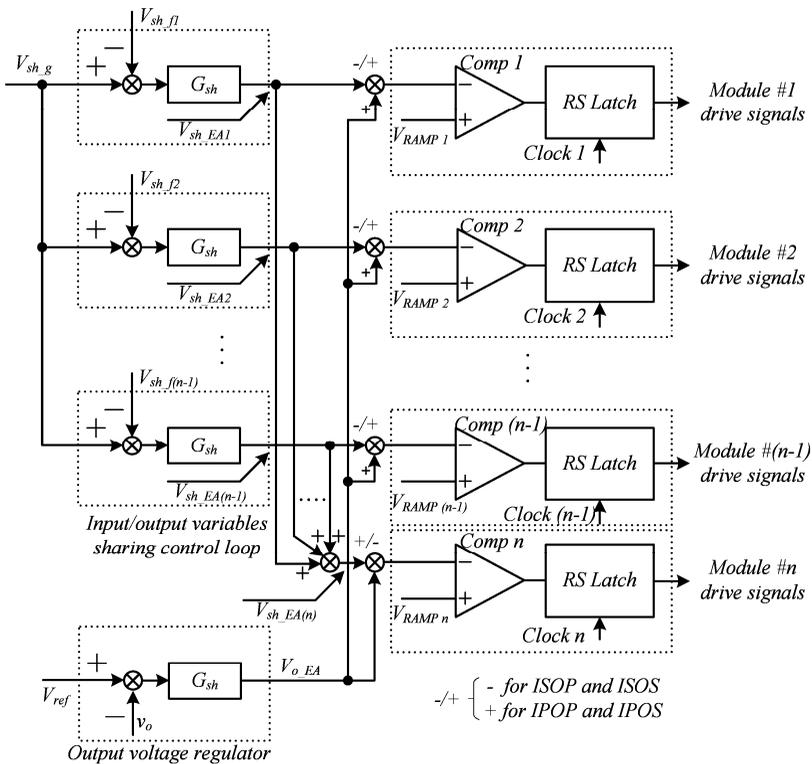
Fonte: Referência [14] (2009).

Figura 3-2 – Conexão série na entrada e série na saída de  $n$  módulos.

Com relação às conexões em série na entrada, *ISOP* e *ISOS*, os autores concluem que são intrinsecamente instáveis e, portanto, necessitam de duas malhas de controle sendo uma para o controle da tensão de saída e outra para o controle da corrente ou tensão na saída de cada conversor respectivamente de modo a garantir o equilíbrio destas últimas.

A Figura 3-3 mostra a estratégia geral de controle proposta.

Para conexão *ISOS* na Figura 3-3 tem-se que  $V_{sh\_fi} = V_{in\_i}$  ( $i=1, 2, \dots, n-1$ ), ou seja, tensão na entrada de cada módulo e  $V_{sh\_g} = V_{in}/n$ , ou seja, tensão na entrada da conexão dividida pelo número de módulos que servirá de referência para o controle da tensão na entrada de cada módulo.



Fonte: Referência [14] (2009).

Figura 3-3 – Estratégia geral de controle.

Uma vez que há somente uma variável de controle, a razão cíclica  $D$ , e que esta interfere tanto no controle da tensão total de saída quanto no controle da corrente ou tensão na saída de cada conversor, (*ISOP* ou *ISOS*) as duas malhas de controle propostas são desacopladas entre si.

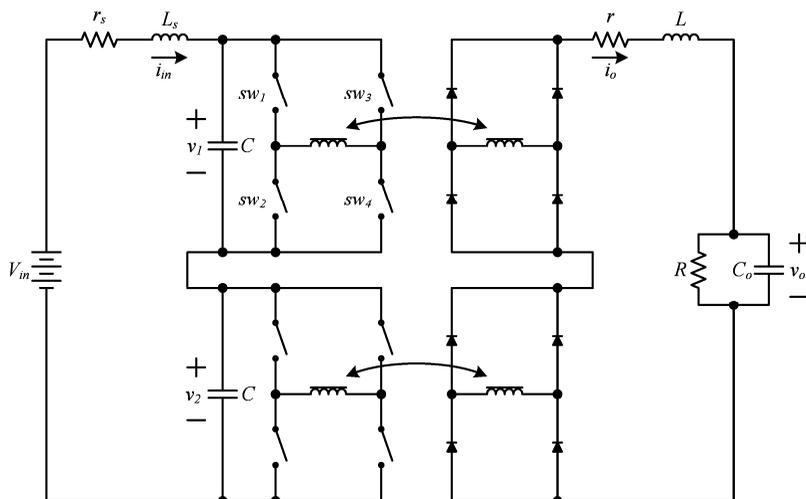
O desacoplamento é garantido quando o somatório das  $n$  variações de razão cíclica nos  $n$  conversores conectados é nulo.

Assim, é garantido o equilíbrio de correntes ou tensões na saída de cada conversor, *ISOP* e *ISOS*, respectivamente, bem como o controle da tensão na saída da conexão.

É utilizado como módulo básico o conversor Ponte Completa com deslocamento de fase (*Phase-Shift*).

### 3.2.4 Uma Investigação do Mecanismo de Balanço Natural da Conexão Modular Entrada Série e Saída Série de Conversores CC-CC (2010)

Em [15] trata-se do estudo do mecanismo de balanço natural da conexão entrada série e saída série mostrada na Figura 3-4, onde se verifica uma característica de entrada em corrente e saída em corrente.



Fonte: Referência [15] (2010).

Figura 3-4 – Conexão entrada série saída série estudada.

Os autores concluem que a conexão série-série apresentada na Figura 3-4 apresenta um fraco equilíbrio natural que depende do entrelaçamento da comutação dos módulos envolvidos quando o estudo considera componentes ideais.

Em circuitos *ISOS* práticos há um forte equilíbrio natural decorrente das quedas de tensão nos módulos e perdas magnéticas no transformador isolador.

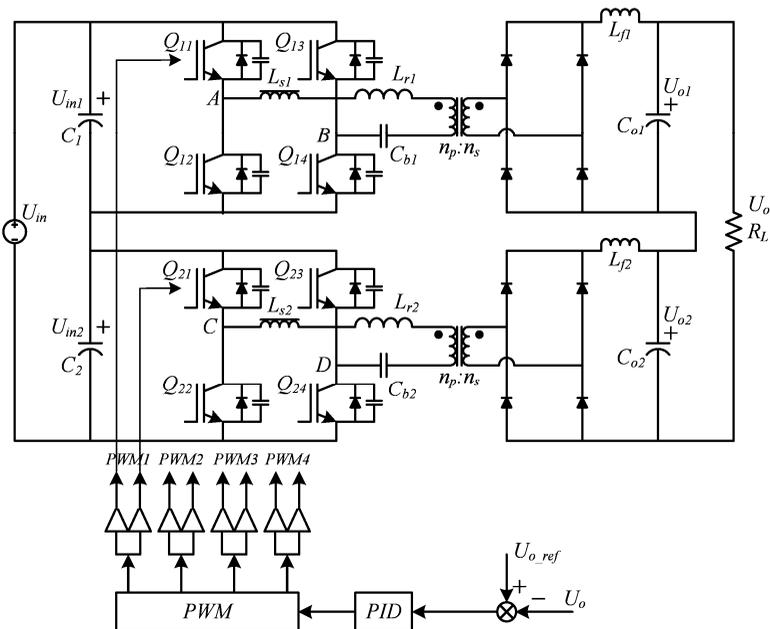
Este equilíbrio forte não depende do entrelaçamento da comutação dos módulos envolvidos.

O mecanismo de equilíbrio forte possui uma grande influência na constante de tempo de acomodação. Entretanto, o mecanismo de equilíbrio fraco tem um papel significativo no valor de regime das tensões de barramento quando os módulos não são exatamente iguais, ou quando há uma perturbação externa presente.

### 3.2.5 Pesquisa em Balanço de Tensão para Conexão Entrada-Série-Saída-Série de Conversores Ponte Completa com Deslocamento de Fase e Razão Cíclica Comum (2011)

Em [16] é apresentado o estudo da conexão série na entrada e série na saída de dois conversores CC-CC Ponte Completa com deslocamento de fase e razão cíclica comum conforme mostra a Figura 3-5.

Na Figura 3-5 verifica-se que cada conversor possui característica de entrada em tensão e característica de saída em corrente.



Fonte: Referência [16] (2011).

Figura 3-5 - Conexão série na entrada e série na saída de dois conversores CC-CC Ponte Completa com deslocamento de fase e razão cíclica comum.

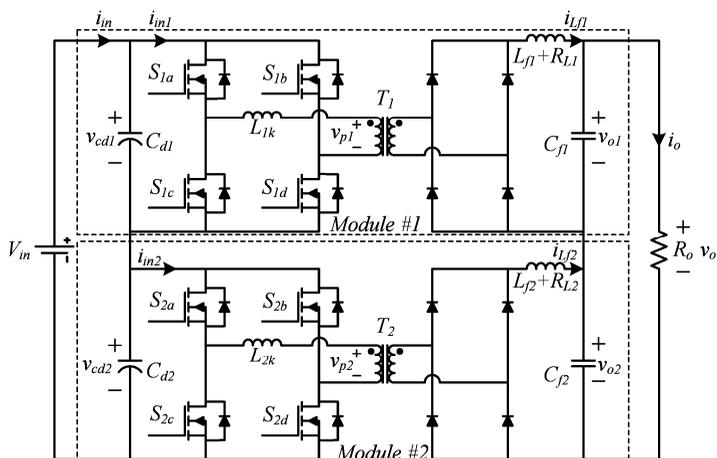
Em uma análise com base nas perdas os autores mostram que a estrutura com único modulador possui um mecanismo de balanço natural e não precisa de malhas internas de controle para operação estável.

### 3.2.6 Controle por Razão Cíclica de Dois Conversores CC-CC PS-FB Conectados com Entrada Série e Saída Série (2012)

Em [17] apresenta-se o estudo da conexão com entrada série e saída série de dois conversores CC-CC Ponte Completa com deslocamento de fase (*Phase-Shift*) com característica de entrada em tensão e saída em corrente conforme mostra a Figura 3-6.

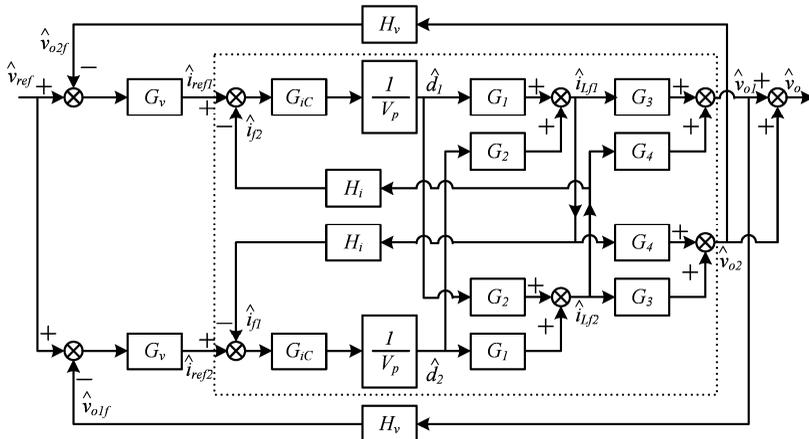
O objetivo dos autores é utilizar o entrelaçamento de razão cíclica entre os conversores a fim de evitar o sensoriamento das tensões de entrada e ainda assim atingir equilíbrio nestas tensões. Também é objetivo do trabalho o controle das tensões nas saídas de cada conversor e consequentemente da tensão total de saída.

Os objetivos são alcançados com o uso do entrelaçamento de razão cíclica entre os conversores, uma malha externa de controle da tensão na saída de cada conversor e uma malha interna da corrente na indutância série na saída de cada conversor conforme mostra a Figura 3-7.



Fonte: Referência [17] (2012).

Figura 3-6 – Conexão série na entrada e série na saída de dois conversores CC-CC Ponte Completa com deslocamento de fase.



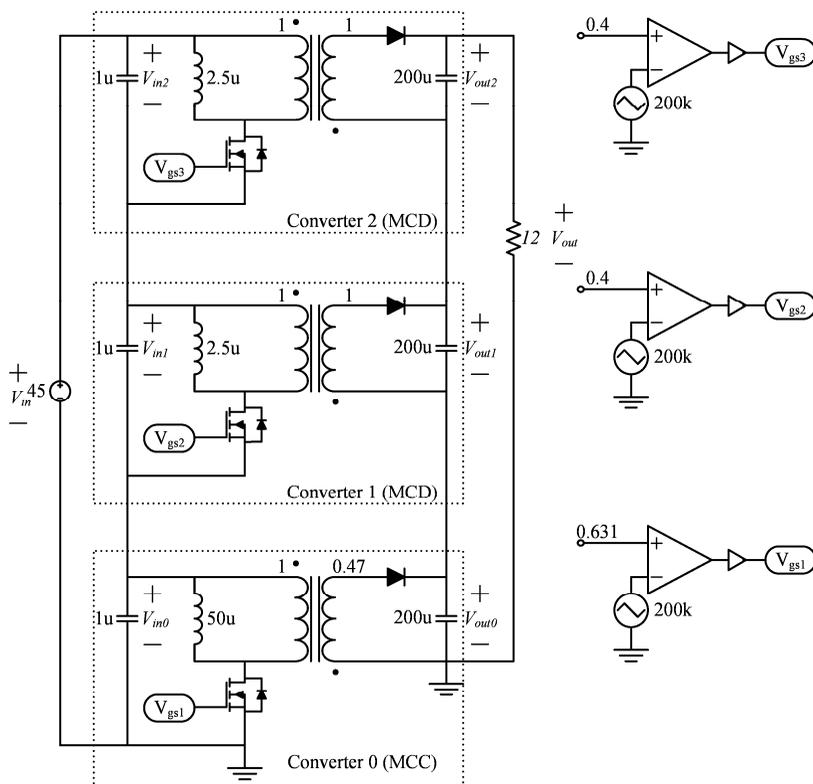
Fonte: Referência [17] (2012).

Figura 3-7 – Controle com razão cíclica entrelaçada e duas malhas.

### 3.2.7 Estratégia de Projeto Simplificado para a Associação Modular Entrada-Série-Saída-Série de Conversores (2013)

Em [18] é apresentado o estudo da associação modular série na entrada e série na saída de três conversores Flyback conforme mostra a Figura 3-8.

O estudo mostra que operação estável é obtida de modo que em um sistema de  $n$  conversores um módulo opera no modo de condução contínuo determinando o ganho de tensão entrada-saída e os outros  $(n-1)$  módulos operam no modo de condução descontínuo adaptando seu ponto de operação de modo a obter operação estável.

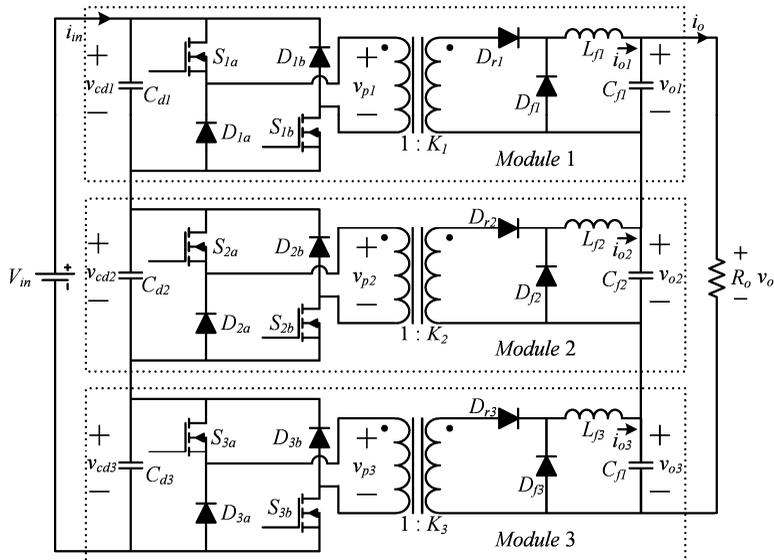


Fonte: Referência [18] (2013).

Figura 3-8 – Associação modular série na entrada série na saída de três conversores CC-CC Flyback.

### 3.2.8 Estratégia Geral de Controle para dois Conversores CC-CC Ponte Completa com Deslocamento de Fase em Associação Modular Entrada-Série-Saída-Série (2014)

Em [19] é apresentado o estudo da associação série na entrada e série na saída de três conversores CC-CC Forward de dois transistores conforme mostra a Figura 3-9.



Fonte: Referência [19] (2014).

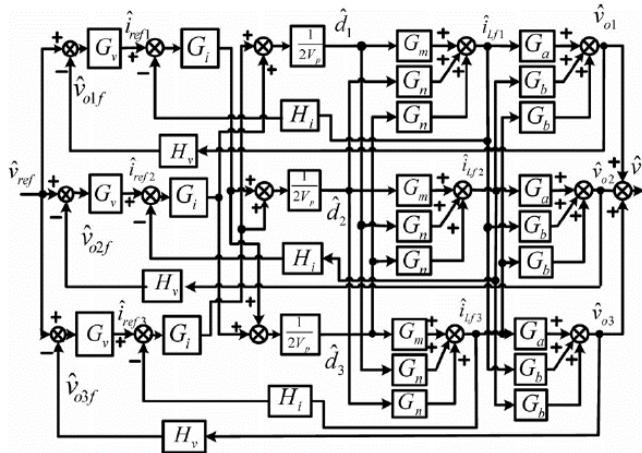
Figura 3-9 – Conexão série na entrada e série na saída de três conversores Forward de dois transistores.

Para operação estável do sistema é necessário que cada módulo tenha uma malha de tensão de saída individual e uma malha de corrente interna individual conforme mostra a Figura 3-10.

### 3.2.9 Estratégia de Controle de Equilíbrio de Tensão para Sistemas de Alta Tensão Totalmente Modular Entrada-Série Saída-Série (2014)

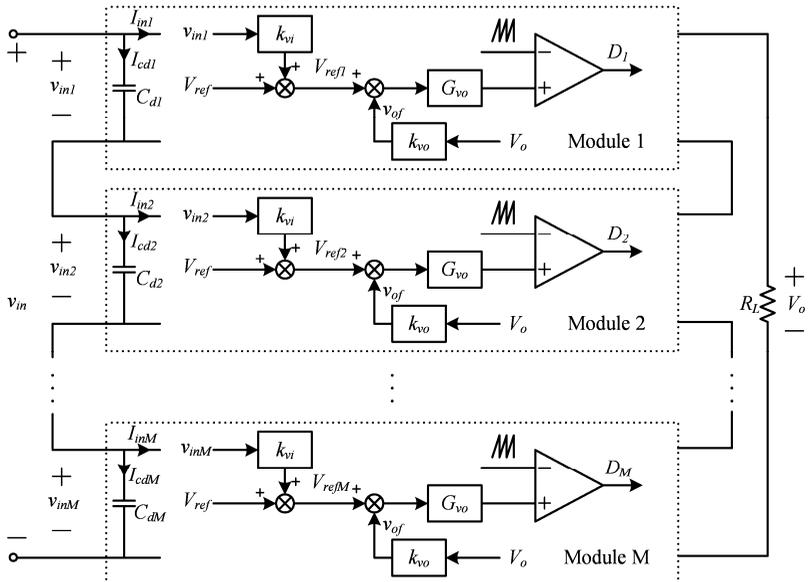
Em [20] é proposta uma estratégia de controle para obter equilíbrio de tensão em sistemas totalmente modulares de associação de conversores CC-CC em série na entrada e em série na saída conforme mostra a Figura 3-11.

### 3 – Revisão Bibliográfica Sobre a Conexão Série-Série CC-CC



Fonte: Referência [19] (2014).

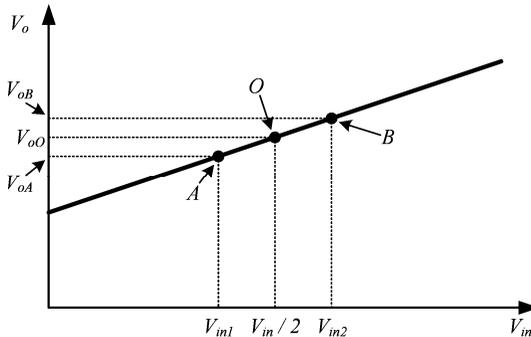
Figura 3-10 – Estratégia de controle com uma malha de tensão e uma malha de corrente por módulo.



Fonte: Referência [20] (2014).

Figura 3-11 – Estratégia de controle com leitura das tensões individuais na entrada e da tensão total na saída.

Para garantir o equilíbrio nas tensões na entrada e na saída de cada módulo o sinal da tensão de entrada de cada módulo é medido e adicionado à tensão de referência de cada módulo resultando em um gradiente positivo de regulação da tensão de saída conforme mostra a Figura 3-12.



Fonte: Referência [20] (2014).

Figura 3-12 – Gradiente positivo de regulação da tensão de saída.

A teoria é validada com um protótipo composto por três conversores Forward de dois transistores.

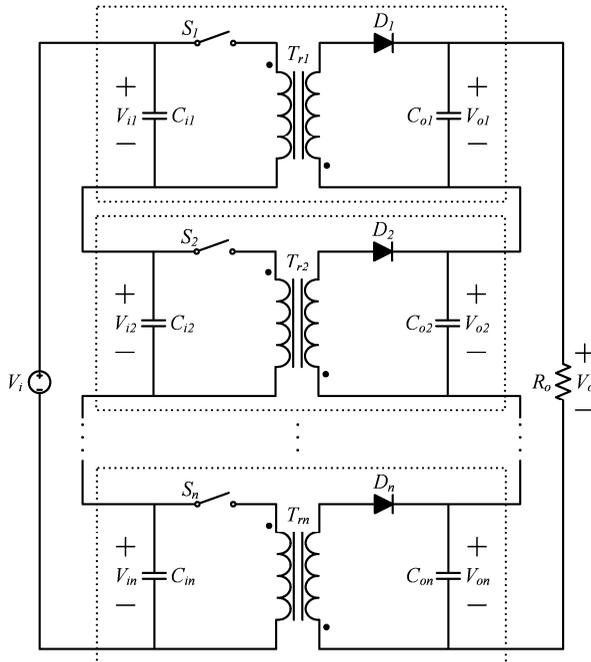
### 3.2.10 Conversor flyback modular conectado em série na entrada e série na saída operando no modo descontínuo com pulso único de comando (2014)

Em [21] é proposta a associação série na entrada e série na saída de módulos CC-CC Flyback com pulso único de comando conforme mostra a Figura 3-13.

O estudo demonstra que para os conversores operando no modo de condução descontínua há um equilíbrio intrínseco da estrutura devido ao fato de que neste modo de operação a característica externa do conversor Flyback é do tipo queda de tensão, ou seja, o gráfico do ganho estático versus a corrente de saída é decrescente de modo que um aumento na corrente de saída diminui o ganho estático para uma mesma razão cíclica de operação conforme mostra a Figura 3-14.

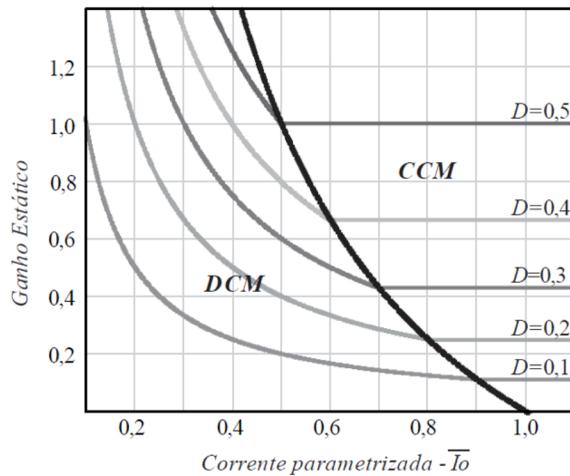
O desenvolvimento teórico é validado com um protótipo de três módulos, 3 kW e tensão de entrada total de 600 V.

### 3 – Revisão Bibliográfica Sobre a Conexão Série-Série CC-CC



Fonte: Referência [21] (2014).

Figura 3-13 – Conexão série na entrada e série na saída de conversores Flyback.



Fonte: Referência [21] (2014).

Figura 3-14 – Característica externa de um conversor Flyback.

### 3.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados trabalhos relacionados à conexão série na entrada e série na saída de conversores ou módulos CC-CC.

Verificou-se que nenhuma das referências utilizou uma topologia adequada que permita operar sem uso de malha de controle nos módulos individuais tanto no modo de condução contínua quanto no modo de condução descontínua com único modulador conforme é a proposta do presente trabalho.

Não foram encontrados trabalhos que propõe a conexão série-série de módulos bidirecionais.

**A CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS CC-CC UNIDIRECIONAIS**

**Equation Chapter 4 Section 1**

**4.1 INTRODUÇÃO**

Os módulos CC-CC de duas portas (A e B) podem ser conectados de 4 maneiras diferentes, sendo elas: paralelo no lado “A” e paralelo no lado “B”, paralelo no lado “A” e série no lado “B”, série no lado “A” e paralelo no lado “B” e série no lado “A” e série no lado “B”.

A Figura 4-1 mostra as quatro possibilidades de conexão para os módulos CC-CC.

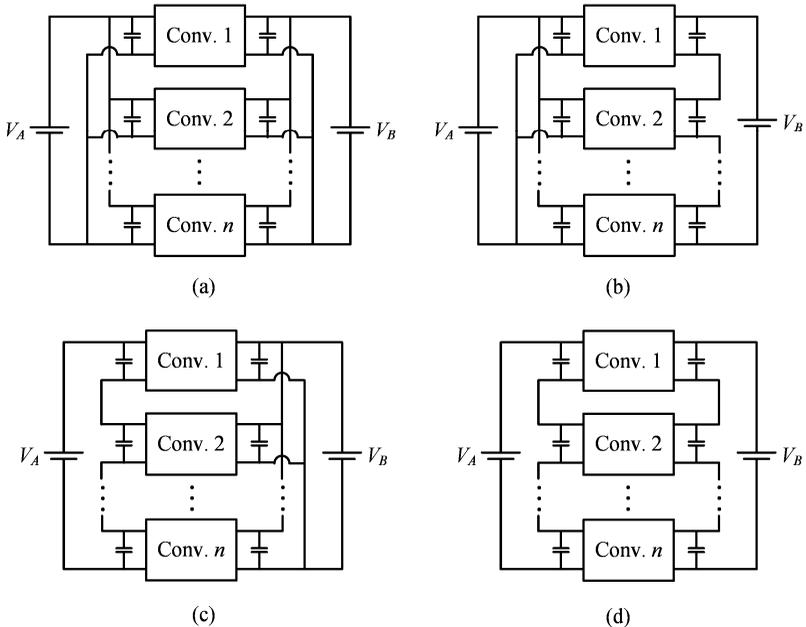


Figura 4-1 - Possíveis conexões para os módulos CC-CC de duas portas: (a) Paralelo-paralelo (b) Paralelo-série (c) Série-paralelo (d) Série-série.

As conexões (a) Paralelo-paralelo, (b) Paralelo-série e (c) Série-paralelo mostradas na Figura 4-1 encontram-se bem esclarecidas na bibliografia atual, porém a conexão (d) Série-série ainda precisa ser estudada.

O presente trabalho propõe o estudo da conexão série-série mostrada na Figura 4-1(d) de modo a definir um conversor unidirecional e outro bidirecional adequados para esta conexão. Neste estudo é desenvolvida uma análise teórica do equilíbrio das tensões na entrada e na saída dos conversores associados em série-série. A validação da análise teórica é feita inicialmente via simulação e posteriormente via protótipo em bancada.

## 4.2 TEOREMA FUNDAMENTAL DA CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE

A conexão série-série de módulos isolados CC-CC pode ser representada conforme mostra a Figura 4-2.

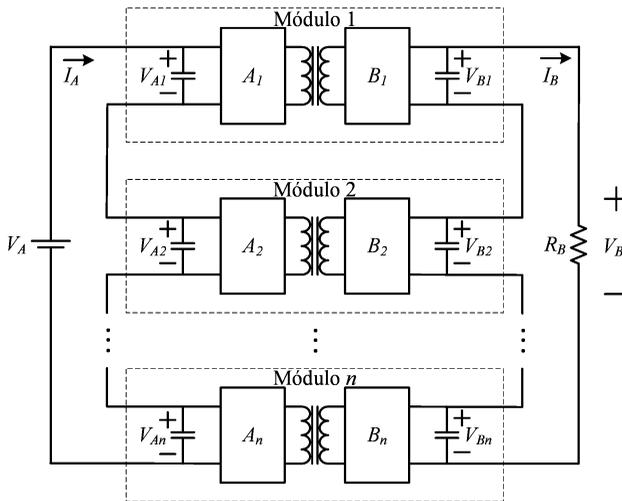


Figura 4-2 - Conexão série-série de módulos isolados CC-CC.

Considerando os módulos ideais a transferência de potência do lado “A” para o lado “B” é dada pela equação (4-1).

$$P = V_A I_A = V_B I_B \quad (4-1)$$

Define-se o ganho estático  $q$  como a relação da tensão  $V_B$  pela tensão  $V_A$ , dado pela equação (4-2).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = \frac{I_A}{I_B} \quad (4-2)$$

A potência processada por cada módulo da Figura 4-2 é dada pela equação (4-3).

$$\begin{aligned} P_1 &= V_{A1} I_A = V_{B1} I_B \\ P_2 &= V_{A2} I_A = V_{B2} I_B \\ P_n &= V_{An} I_A = V_{Bn} I_B \end{aligned} \quad (4-3)$$

Manipulando convenientemente a equação (4-3) é possível escrever a equação (4-4) do ganho estático individual de cada módulo.

$$\begin{aligned} q_1 &= \frac{V_{B1}}{V_{A1}} = \frac{I_A}{I_B} \\ q_2 &= \frac{V_{B2}}{V_{A2}} = \frac{I_A}{I_B} \\ q_n &= \frac{V_{Bn}}{V_{An}} = \frac{I_A}{I_B} \end{aligned} \quad (4-4)$$

Comparando a equação (4-2) com a equação (4-4) conclui-se que o ganho estático total da conexão série-série de módulos sem perdas é igual ao ganho estático de cada módulo individual o que é expresso pela equação (4-5).

$$q = q_1 = q_2 = q_n \quad (4-5)$$

A equação (4-5) diz que em um sistema com  $n$  módulos conectados em série-série cada módulo deverá operar com o mesmo ganho estático.

### 4.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA “TOMBANTE”

Considere que cada módulo da Figura 4-2 possua uma característica de tensão “tombante” de forma que a tensão  $V_{Bn}$  em cada módulo sofra uma queda com o aumento da corrente na carga  $I_B$ , conforme mostra a Figura 4-3.

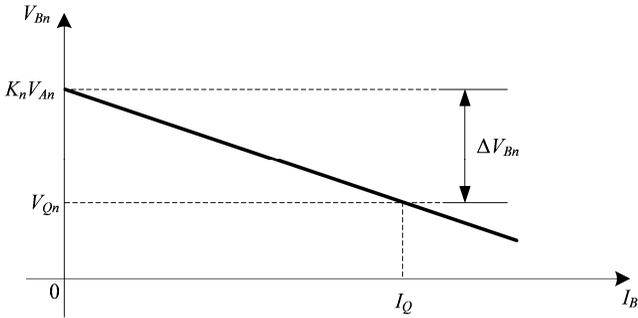


Figura 4-3 - Característica de saída dos módulos da Figura 4-2.

A característica mostrada na Figura 4-3 é expressa matematicamente pela equação (4-6).

$$V_{Bn} = K_n V_{An} - \alpha_n I_B \tag{4-6}$$

Na equação (4-6)  $K_n$  é um parâmetro adimensional intrínseco do conversor e  $\alpha_n$  representa uma resistência equivalente não dissipativa do módulo.

A conexão série-série mostrada na Figura 4-2, do ponto de vista da carga, pode ser representada pelo circuito equivalente mostrado na Figura 4-4.

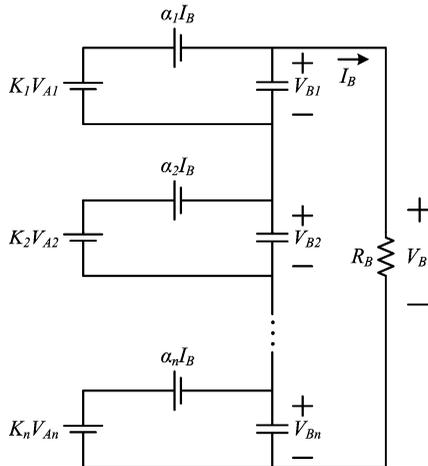


Figura 4-4 - Circuito equivalente da conexão série-série vista do lado “B”.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

O circuito equivalente da Figura 4-4 pode ser representado conforme mostra a Figura 4-5, sem perda de generalidade.

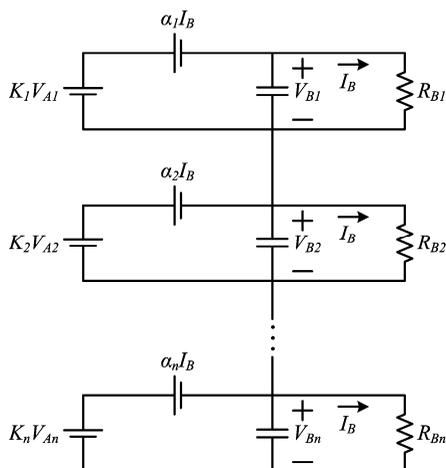


Figura 4-5 - Circuito equivalente da conexão série-série vista do lado “B”.

A análise do circuito da Figura 4-5 é possível obter a equação (4-7).

$$I_B = \frac{V_{Bn}}{R_{Bn}} \quad (4-7)$$

Substituindo a equação (4-7) na equação (4-6), encontra-se a equação (4-8).

$$V_{Bn} = K_n V_{A_n} - \alpha_n \frac{V_{Bn}}{R_{Bn}} \quad (4-8)$$

Isolando o ganho estático  $q$  na equação (4-8), obtém-se a equação (4-9).

$$q = q_n = \frac{V_{Bn}}{V_{A_n}} = \frac{K_n R_{Bn}}{R_{Bn} + \alpha_n} \quad (4-9)$$

Isolando  $R_{Bn}$  na equação (4-9), encontra-se a equação (4-10).

$$R_{Bn} = \frac{q\alpha_n}{K_n - q} \quad (4-10)$$

A equação (4-10) mostra que para manter o mesmo ganho em todos os módulos conectados em série-série, para diferentes valores de  $\alpha_n$  e  $K_n$ , cada módulo assumirá uma parcela diferente da carga, o que significa que para uma mesma corrente  $I_B$  em todos os módulos as tensões  $V_{An}$  nos módulos serão diferentes entre si e as tensões  $V_{Bn}$  também o serão.

O resistor de carga  $R_B$  é a soma de todos os resistores  $R_{Bn}$  conforme mostra a equação (4-11).

$$R_B = R_{B1} + R_{B2} + \dots + R_{Bn} \quad (4-11)$$

Substituindo a equação (4-10) na equação (4-11) encontra-se a equação (4-12).

$$R_B = \frac{q\alpha_1}{K_1 - q} + \frac{q\alpha_2}{K_2 - q} + \dots + \frac{q\alpha_n}{K_n - q} \quad (4-12)$$

A equação (4-12) pode ser escrita em uma forma mais compacta conforme mostra a equação (4-13).

$$R_B = \sum_{j=1}^n \frac{q\alpha_j}{K_j - q} \quad (4-13)$$

No caso em que todos os módulos são idênticos se verifica a equação (4-14).

$$\begin{cases} \alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = \alpha \\ K_1 = K_2 = \dots = K_n = K \end{cases} \quad (4-14)$$

Quando a equação (4-14) é válida, o ganho estático será dado pela equação (4-15).

$$q = \frac{K R_B}{n\alpha + R_B} \quad (4-15)$$

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

---

Consideremos agora outro caso particular onde há dois módulos com parâmetros diferentes conectados em série e a equação (4-14) não se verifica.

Assim, a partir da equação (4-12) com o número de módulos  $n = 2$ , obtém-se a equação (4-16).

$$R_B = \frac{q\alpha_1}{K_1 - q} + \frac{q\alpha_2}{K_2 - q} \quad (4-16)$$

Com o objetivo de isolar  $q$  na equação (4-16), encontra-se a equação (4-17).

$$(R_B + \alpha_1 + \alpha_2)q^2 - (R_B K_1 + R_B K_2 + \alpha_1 K_2 + \alpha_2 K_1)q + R_B K_1 K_2 = 0 \quad (4-17)$$

A partir da equação (4-17) é possível escrever as definições da equação (4-18).

$$\begin{cases} A = R_B + \alpha_1 + \alpha_2 \\ B = -(R_B K_1 + R_B K_2 + \alpha_1 K_2 + \alpha_2 K_1) \\ C = R_B K_1 K_2 \end{cases} \quad (4-18)$$

A equação (4-19) é a solução da equação (4-17) que isola o ganho  $q$  quando  $n = 2$ .

$$q = \frac{-B - \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \quad (4-19)$$

A partir da equação (4-12) com  $n = 3$ , obtém-se a equação (4-20).

$$R_B = \frac{q\alpha_1}{K_1 - q} + \frac{q\alpha_2}{K_2 - q} + \frac{q\alpha_3}{K_3 - q} \quad (4-20)$$

Com o objetivo de isolar  $q$  à partir da equação (4-20), escreve-se a equação (4-21).

$$\begin{aligned} & -(R_B + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)q^3 + \left[ \begin{array}{l} R_B(K_1 + K_2 + K_3) + \alpha_1(K_2 + K_3) \\ + \alpha_2(K_1 + K_3) + \alpha_3(K_1 + K_2) \end{array} \right] q^2 \\ & - \left[ \begin{array}{l} R_B(K_1 K_3 + K_2 K_3 + K_1 K_2) + \alpha_1 K_2 K_3 \\ + \alpha_2 K_1 K_3 + \alpha_3 K_1 K_2 \end{array} \right] q + R_B K_1 K_2 K_3 = 0 \end{aligned} \quad (4-21)$$

A partir da equação (4-21), escreve-se as definições da equação (4-22).

$$\begin{cases}
 A = -(R_B + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) \\
 B = \begin{bmatrix} R_B(K_1 + K_2 + K_3) + \alpha_1(K_2 + K_3) \\ +\alpha_2(K_1 + K_3) + \alpha_3(K_1 + K_2) \end{bmatrix} \\
 C = - \begin{bmatrix} R_B(K_1K_3 + K_2K_3 + K_1K_2) + \alpha_1K_2K_3 \\ +\alpha_2K_1K_3 + \alpha_3K_1K_2 \end{bmatrix} \\
 D = R_B K_1 K_2 K_3
 \end{cases} \quad (4-22)$$

A equação (4-23) é a solução da equação (4-21) para o ganho  $q$  quando  $n = 3$  em função de  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  definidos na equação (4-22).

$$\begin{aligned}
 q = & \frac{1}{6A} \sqrt[3]{\frac{36ABC - 108A^2D - 8B^3}{+12\sqrt{3}\sqrt{4AC^3 - B^2C^2 - 18ABCD + 27A^2D^2 + 4AB^3D}}} \\
 & - \frac{2}{3A} \frac{3AC - B^2}{\sqrt[3]{\frac{36ABC - 108A^2D - 8B^3}{+12\sqrt{3}\sqrt{4AC^3 - B^2C^2 - 18ABCD + 27A^2D^2 + 4AB^3D}}}} - \frac{B}{3A} \quad (4-23)
 \end{aligned}$$

De forma análoga para  $n$  módulos conectados em série-série a expressão do ganho  $q$  será uma das  $n$  soluções de um polinômio de enésimo grau de modo que não seja um valor complexo e não seja um valor negativo.

#### 4.4 ESTUDO DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS $K_n$ E $\alpha_n$ DOS MÓDULOS CONECTADOS EM SÉRIE-SÉRIE

Quando os módulos conectados em série-série possuem parâmetros  $K_n$  e  $\alpha_n$  diferentes entre si é possível que a parcela da carga assumida por cada módulo seja diferente, fazendo com que as tensões no lado “B” destes módulos sejam diferentes entre si. Considerando que o ganho é igual em todos os módulos, tem-se que as tensões no lado “A” de cada módulo também serão diferentes entre si. Assim, é necessário um método que permita o cálculo destas tensões, tanto no lado “A” quanto no lado “B”, de acordo com a variação dos parâmetros  $K_n$  e  $\alpha_n$ .

O método proposto é:

- 1) Para o caso de  $n$  módulos conectados em série-série calcula-se o ganho  $q$  dado pela solução de um polinômio de  $n$ ésimo grau de modo que não seja um valor complexo e não seja um valor negativo;
- 2) Uma vez calculado o ganho estático  $q$  calcula-se o valor da parcela da carga que cada conversor assume utilizando a equação (4-10);
- 3) Conhecendo a tensão total  $V_A$  aplicada ao lado “A”, sabendo o ganho estático  $q$ , calcula-se a tensão total  $V_B$  no lado “B”;
- 4) Conhecendo a tensão total  $V_B$  no lado “B” e a resistência de carga  $R_B$  (soma de todas as parcelas) é possível calcular a corrente  $I_B$ ;
- 5) Com o valor da corrente  $I_B$ , conhecendo as parcelas da carga que cada conversor assume, calcula-se as tensões  $V_{Bn}$  no lado “B” de cada módulo;
- 6) Conhecendo as tensões  $V_{Bn}$  no lado “B” de cada conversor, sabendo o ganho estático  $q$ , é possível calcular as tensões  $V_{An}$  no lado “A” de cada módulo.

#### 4.5 CONVERTOR UNIDIRECIONAL EM PONTE COMPLETA, MODULADO POR LARGURA DE PULSO E SAÍDA EM TENSÃO

Com o objetivo de validar a teoria da conexão série-série de módulos CC-CC desenvolvida nas seções anteriores propõe-se o conversor unidirecional em ponte completa com filtro capacitivo modulado por largura de pulso [22]-[26] como unidade modular.

##### 4.5.1 Topologia, Etapas de Operação e Formas de Onda

A Figura 4-6 mostra o circuito do conversor Ponte Completa com filtro capacitivo que é estudado em detalhes em termos de esforços e característica de saída em [22]. O indutor  $L_r$  mostrado nesta figura é igual à soma de uma indutância externa adicionada mais a indutância de dispersão do transformador.

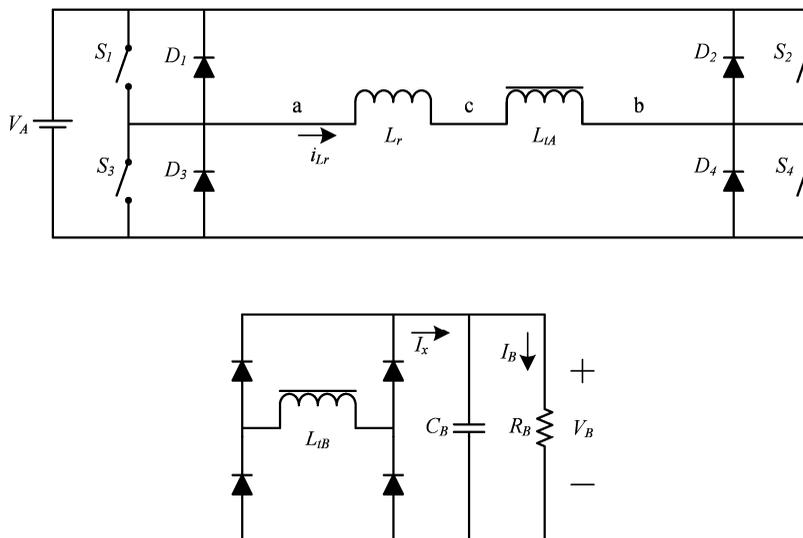


Figura 4-6 - Conversor em ponte completa, modulado por largura de pulso e saída em tensão.

O conversor mostrado na Figura 4-6 pode ser representado conforme mostra a Figura 4-7 onde a tensão de saída  $V_B$  e a corrente  $I_x$  estão referidas ao lado primário do transformador, denominadas respectivamente de  $V_B'$  e  $I_x'$ .

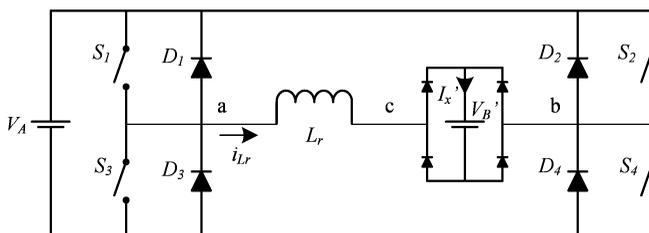


Figura 4-7 - Conversor Ponte Completa com a saída referida ao lado primário do transformador.

A relação entre  $V_B$  e  $V_B'$  (e entre  $I_x'$  e  $I_x$ ), que é a relação entre o número de espiras da bobina  $L_{lB}$  do transformador pelo número de espiras da bobina  $L_{lA}$  do transformador, é dada pela equação (4-24).

$$a = \frac{V_B}{V_B'} = \frac{I_x'}{I_x} \quad (4-24)$$

O conversor Ponte Completa mostrado na Figura 4-7 possui 6 etapas de operação conforme mostra a Figura 4-8 e explicadas como segue.

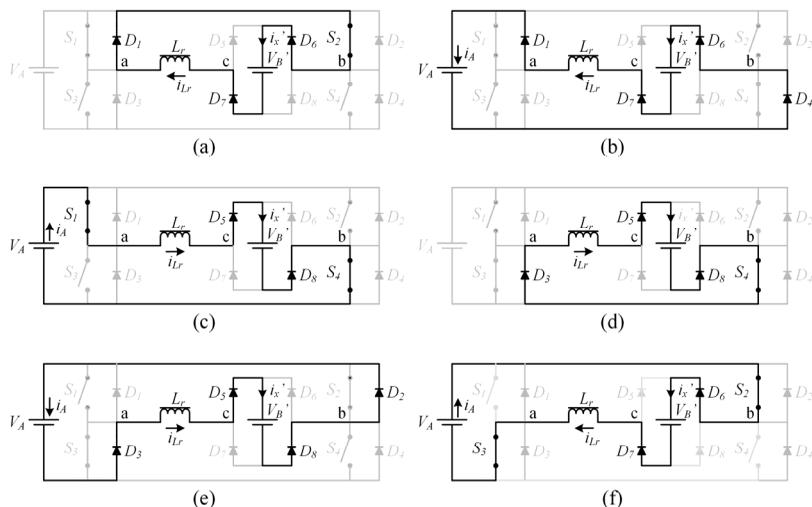


Figura 4-8 – Etapas de operação do conversor Ponte Completa.

### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 4-8a

Nesta etapa a corrente circula por  $D_1$  e  $S_2$ . O interruptor  $S_1$  está comandado a conduzir, mas não entra em condução.

A corrente na indutância ( $i_{Lr}$ ) está partindo de um valor inicial definido de  $-I_2$  e decrescendo em módulo até  $-I_1$ .

Esta etapa termina quando o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear.

### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ) - Figura 4-8b

No instante  $t_1$  o interruptor  $S_2$  é comandado a bloquear e consequentemente o diodo  $D_4$  é polarizado diretamente, entrando em condução.

Os diodos  $D_1$  e  $D_4$  conduzem devolvendo energia para a fonte.

Durante este intervalo o interruptor  $S_4$  está comandado a conduzir, mas não entra em condução.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor chega à zero.

**3ª Etapa ( $t_2, t_3$ ) - Figura 4-8c**

No instante  $t_2$  a corrente no indutor inverte de sentido, bloqueando  $D_1$  e  $D_4$ , colocando em condução  $S_1$  e  $S_4$ .

Nesta etapa a fonte  $V_A$  transfere energia à carga  $V_B$ '.

Durante esta etapa a corrente no indutor cresce de zero à  $I_2$ .

Esta etapa termina quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.

**4ª Etapa ( $t_3, t_4$ ) - Figura 4-8d**

No instante  $t_3$  o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear, fazendo com que o diodo  $D_3$  entre em condução.

Esta etapa é denominada etapa de circulação devido à fonte na entrada estar desconectada.

Durante esta etapa o interruptor  $S_3$  é comandado a conduzir, mas não entra em condução.

Nesta etapa a corrente no indutor decresce de  $I_2$  à  $I_1$ .

Esta etapa termina quando o interruptor  $S_4$  é comandado a bloquear.

**5ª Etapa ( $t_4, t_5$ ) - Figura 4-8e**

No instante  $t_4$  o interruptor  $S_4$  é bloqueado, fazendo com que o diodo  $D_2$  seja diretamente polarizado e entre em condução.

Os diodos  $D_2$  e  $D_3$  conduzem devolvendo energia para a fonte  $V_A$ .

Durante esta etapa o interruptor  $S_2$  é comandado a conduzir, mas não entra em condução.

Esta etapa termina quando a corrente no indutor chega à zero.

**6ª Etapa ( $t_5, T_s$ ) - Figura 4-8f**

No instante  $t_5$  a corrente no indutor inverte de sentido bloqueando  $D_2$  e  $D_3$  e colocando em condução  $S_2$  e  $S_3$ .

Nesta etapa a fonte  $V_A$  transfere energia à carga  $V_B$ '.

Durante esta etapa a corrente no indutor cresce em módulo de zero à  $-I_2$ .

Esta etapa termina quando o interruptor  $S_3$  é comandado a bloquear.

As formas de onda mais importantes, para o modo de condução contínuo (MCC) são mostradas na Figura 4-9.

## 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

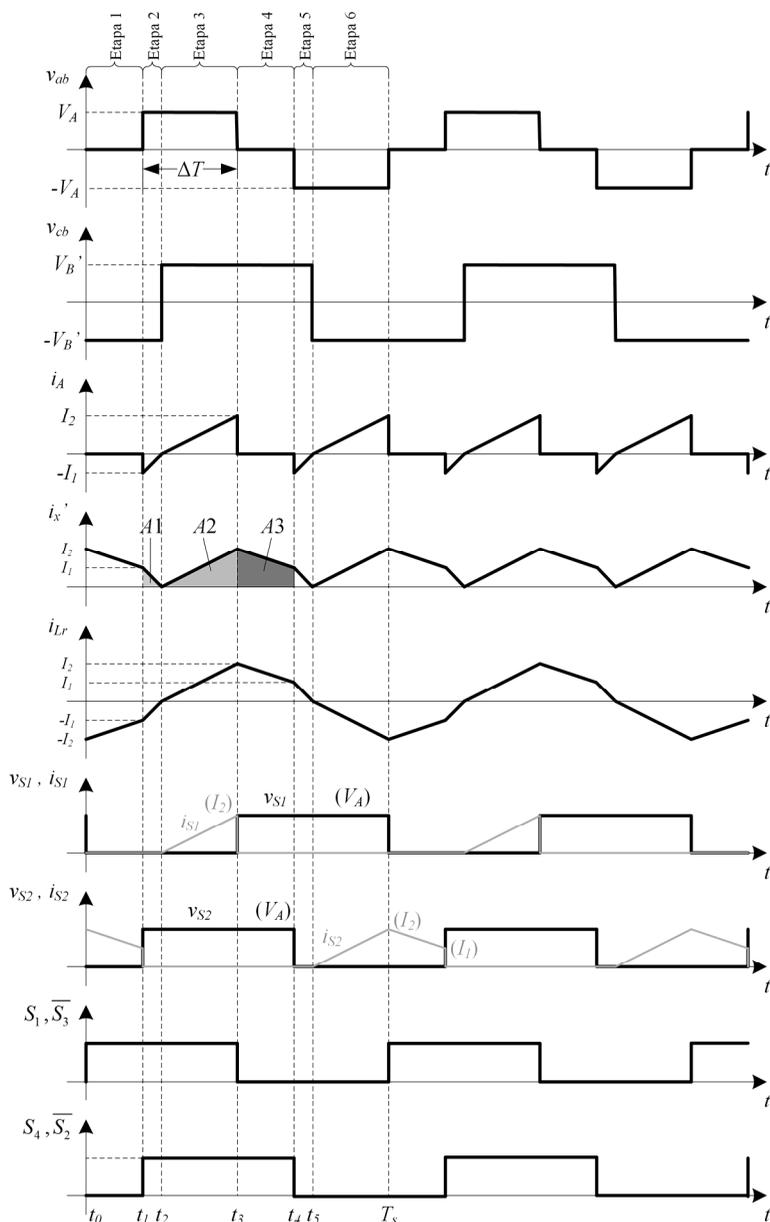


Figura 4-9 – Formas de onda básicas para o MCC.

### 4.5.2 Cálculo das Correntes $I_1$ e $I_2$

Do circuito equivalente da terceira etapa (Figura 4-8c) escreve-se a equação (4-25).

$$V_A - V_B' = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (4-25)$$

A equação (4-25) pode ser reescrita conforme mostra a equação (4-26), onde  $\Delta t_{32}$  é o intervalo de tempo de duração da terceira etapa.

$$\frac{V_A - V_B'}{L_r} \Delta t_{32} = I_2 \quad (4-26)$$

Do circuito equivalente da quarta etapa de operação (Figura 4-8d) escreve-se a equação (4-27).

$$-V_B' = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (4-27)$$

Integrando a equação (4-27), obtém-se (4-28).

$$\int_{t_3}^{t_4} V_B' dt = -L_r \int_{I_2}^{I_1} di_{Lr}(t) \quad (4-28)$$

Resolvendo a integral em (4-28) e isolando  $I_1$  obtém-se (4-29), onde  $\Delta t_{43}$  é o intervalo de tempo de duração da quarta etapa.

$$I_1 = I_2 - \frac{V_B' \Delta t_{43}}{L_r} \quad (4-29)$$

Do circuito equivalente da segunda etapa de operação (Figura 4-8b) escreve-se a equação (4-30).

$$-(V_A + V_B') = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (4-30)$$

Integrando a equação (4-30), obtém-se (4-31).

$$-(V_A + V_B') \int_{t_2}^{t_1} dt = L_r \int_{I_1}^0 di_{L_r}(t) \quad (4-31)$$

Resolvendo a integral em (4-31) e isolando  $I_1$  obtém-se (4-32), onde  $\Delta t_{21}$  é o intervalo de tempo de duração da segunda etapa.

$$I_1 = \frac{(V_A + V_B') \Delta t_{21}}{L_r} \quad (4-32)$$

Da simetria do conversor escreve-se (4-33).

$$\begin{aligned} \Delta t_{21} &= \Delta t_{54} \\ \Delta t_{32} &= \Delta t_{65} \\ \Delta t_{10} &= \Delta t_{43} \end{aligned} \quad (4-33)$$

Definindo-se  $\Delta T$  como o tempo durante o qual a tensão  $v_{ab}$  é igual à tensão da fonte ( $\pm V_A$ ), sabe-se que isto só ocorre se dois interruptores ou dois diodos conduzem, obtém-se (4-34) e (4-35).

$$\Delta T = \Delta t_{32} + \Delta t_{21} \quad (4-34)$$

$$\frac{T_s}{2} = \Delta T + \Delta t_{43} \quad (4-35)$$

Isolando  $\Delta t_{43}$  na equação (4-35) encontra-se (4-36).

$$\Delta t_{43} = \frac{T_s}{2} - \Delta T \quad (4-36)$$

As equações (4-37) e (4-38) definem respectivamente o ganho estático  $q'$  e a razão cíclica  $D$ .

$$q' = \frac{V_B'}{V_A} \quad (4-37)$$

$$D = \frac{2\Delta T}{T_s} \quad (4-38)$$

Substituindo (4-26), (4-32) e (4-36) em (4-29), obtém-se (4-39).

$$\frac{V_A - V_B'}{L_r} \Delta t_{32} = \frac{(V_A + V_B') \Delta t_{21}}{L_r} + \frac{V_B'}{L_r} \left( \frac{T_s}{2} - \Delta T \right) \quad (4-39)$$

Isolando  $\Delta t_{21}$  na equação (4-34), substituindo em (4-39) e isolando  $\Delta t_{32}$ , obtém-se (4-40).

$$\Delta t_{32} = \frac{\Delta T}{2} + \frac{V_B' T_s}{V_A 4} \quad (4-40)$$

Substituindo (4-37) e (4-38) em (4-40) resulta em (4-41).

$$\Delta t_{32} = \frac{D+q'}{4} T_s \quad (4-41)$$

Substituindo (4-41) e (4-38) em (4-34), obtém-se (4-42).

$$\Delta t_{21} = \frac{D-q'}{4} T_s \quad (4-42)$$

Substituindo (4-41) em (4-26), obtém-se a equação (4-43) para o cálculo da corrente  $I_2$ .

$$I_2 = \frac{V_A - V_B'}{L_r} \frac{D+q'}{4} T_s = \frac{V_A}{4f_s L_r} (1-q')(D+q') \quad (4-43)$$

Substituindo (4-42) em (4-32), obtém-se a equação (4-44) para o cálculo da corrente  $I_1$ .

$$I_1 = \frac{(V_A + V_B')}{L_r} \frac{D-q'}{4} T_s = \frac{V_A}{4f_s L_r} (1+q')(D-q') \quad (4-44)$$

### 4.5.3 Cálculo de $C_B$ em Função de $\Delta v_B$

A Figura 4-10 mostra o circuito da saída do conversor Ponte Completa onde  $i_x$  é uma imagem retificada da corrente na indutância  $L_r$  conforme mostra a Figura 4-11.

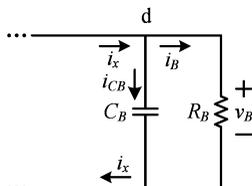


Figura 4-10 – Circuito da saída do conversor Ponte Completa.

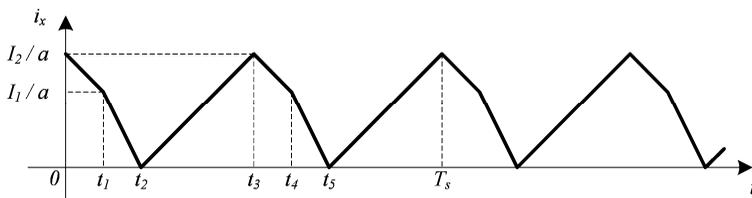


Figura 4-11 – Corrente  $i_x$  na saída do conversor Ponte Completa.

Equacionando o nó “d” da Figura 4-10 resulta na equação (4-45).

$$i_x = i_{CB} + i_B \quad (4-45)$$

Considera-se que o capacitor  $C_B$  na saída do conversor é suficientemente grande de modo que a corrente  $i_B$  seja praticamente constante, dada pela equação (4-46).

$$i_B \approx \frac{V_B}{R_B} \quad (4-46)$$

Isolando  $i_{CB}$  na equação (4-45) e considerando a equação (4-46) chega-se à equação (4-47) da corrente  $i_{CB}$  no capacitor  $C_B$  de saída.

$$i_{CB} = i_x - \frac{V_B}{R_B} \quad (4-47)$$

A corrente  $i_{CB}$  no capacitor de saída pode ser também representada pela equação (4-48).

$$i_{CB} = C_B \frac{dv_B}{dt} \quad (4-48)$$

Assim a ondulação de tensão na saída é representada pela equação (4-49).

$$dv_B = \frac{dt i_{CB}}{C_B} \quad (4-49)$$

De acordo com a equação (4-47) a corrente  $i_{CB}$  é mostrada na Figura 4-12.

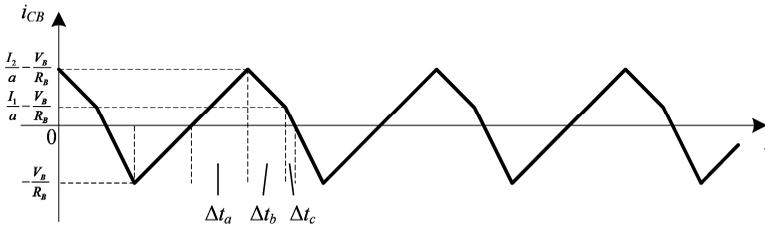


Figura 4-12 – Corrente  $i_{CB}$  no capacitor de saída do conversor Ponte Completa.

Consideremos os intervalos  $\Delta t_a$ ,  $\Delta t_b$  e  $\Delta t_c$  nos quais a corrente  $i_{CB}$  é positiva. Na equação (4-49) verifica-se que enquanto a corrente  $i_{CB}$  é positiva a variação  $\Delta v_B$  da tensão na saída também será.

Assim, integrando ambos os lados da equação (4-49) durante os intervalos  $\Delta t_a$ ,  $\Delta t_b$  e  $\Delta t_c$  encontra-se a equação (4-50) para o cálculo da ondulação  $\Delta v_B$  da tensão na saída.

$$\Delta v_B = \frac{1}{C_B} \int i_{CB} dt \quad (4-50)$$

Os intervalos  $\Delta t_a$ ,  $\Delta t_b$  e  $\Delta t_c$  são dados respectivamente pelas equações (4-51), (4-52) e (4-53).

$$\Delta t_a = \frac{a^2 L_r}{a V_A - V_B} \left( \frac{I_2}{a} - \frac{V_B}{R_B} \right) \quad (4-51)$$

$$\Delta t_b = \left( \frac{I_2 - I_1}{V_B} \right) a L_r \quad (4-52)$$

$$\Delta t_c = \frac{a L_r}{(a V_A + V_B)} \left( I_1 - \frac{V_B a}{R_B} \right) \quad (4-53)$$

Durante os intervalos  $\Delta t_a$ ,  $\Delta t_b$  e  $\Delta t_c$  a corrente  $i_{CB}$  é dada respectivamente pelas equações (4-54), (4-55) e (4-56).

$$i_{CB} = \frac{aV_A - V_B}{a^2 L_r} t \quad (4-54)$$

$$i_{CB} = \frac{I_2}{a} - \frac{V_B}{R_B} - \frac{V_B}{a^2 L_r} t \quad (4-55)$$

$$i_{CB} = \frac{I_1}{a} - \frac{V_B}{R_B} - \frac{(aV_A + V_B)}{a^2 L_r} t \quad (4-56)$$

Substituindo as equações (4-54), (4-55) e (4-56) no segundo membro da equação (4-50), considerando os intervalos  $\Delta t_a$ ,  $\Delta t_b$  e  $\Delta t_c$  obtém-se a equação (4-57).

$$\Delta v_B = \frac{1}{C_B} \left[ \int_0^{\Delta t_a} \frac{aV_A - V_B}{a^2 L_r} t dt + \int_0^{\Delta t_b} \left( \frac{I_2}{a} - \frac{V_B}{R_B} - \frac{V_B}{a^2 L_r} t \right) dt + \int_0^{\Delta t_c} \left( \frac{I_1}{a} - \frac{V_B}{R_B} - \frac{(aV_A + V_B)}{a^2 L_r} t \right) dt \right] \quad (4-57)$$

Resolvendo as integrais no segundo membro da equação (4-57) encontra-se a equação (4-58) da ondulação  $\Delta v_B$  onde os intervalos  $\Delta t_a$ ,  $\Delta t_b$  e  $\Delta t_c$  são dados respectivamente pelas equações (4-51), (4-52) e (4-53).

$$\Delta v_B = \frac{1}{C_B} \left[ \frac{aV_A - V_B}{a^2 L_r} \frac{\Delta t_a^2}{2} + \left( \frac{I_2}{a} - \frac{V_B}{R_B} \right) \Delta t_b - \frac{V_B}{a^2 L_r} \frac{\Delta t_b^2}{2} + \left( \frac{I_1}{a} - \frac{V_B}{R_B} \right) \Delta t_c - \frac{(aV_A + V_B)}{a^2 L_r} \frac{\Delta t_c^2}{2} \right] \quad (4-58)$$

Isolando  $C_B$  na equação (4-58) encontra-se a equação (4-59) para o cálculo do capacitor  $C_B$  em função da ondulação de tensão  $\Delta v_B$ .

$$C_B = \frac{1}{\Delta v_B} \left[ \begin{aligned} & \frac{aV_A - V_B}{a^2 L_r} \frac{\Delta t_a^2}{2} + \left( \frac{I_2}{a} - \frac{V_B}{R_B} \right) \Delta t_b - \frac{V_B}{a^2 L_r} \frac{\Delta t_b^2}{2} \\ & + \left( \frac{I_1}{a} - \frac{V_B}{R_B} \right) \Delta t_c - \frac{(aV_A + V_B)}{a^2 L_r} \frac{\Delta t_c^2}{2} \end{aligned} \right] \quad (4-59)$$

A ondulação de corrente no capacitor  $C_B$  de cada módulo é dada pela equação (4-60).

$$\Delta i_{CB} = \frac{I_2}{a} \quad (4-60)$$

#### 4.5.4 Característica de Saída

As áreas  $A1$ ,  $A2$  e  $A3$  mostradas sob a curva de  $i_x'$  na Figura 4-9 são dadas respectivamente pelas equações (4-61), (4-62) e (4-63).

$$A1 = \frac{I_1 \Delta t_{21}}{2} \quad (4-61)$$

$$A2 = \frac{I_2 \Delta t_{32}}{2} \quad (4-62)$$

$$A3 = \frac{(I_1 + I_2) \Delta t_{43}}{2} \quad (4-63)$$

O valor médio da corrente  $i_x'$ , considerando a simetria desta corrente conforme mostra a Figura 4-9, é dado pelo dobro da soma das áreas  $A1$ ,  $A2$  e  $A3$  dividido pelo período  $T_s$  conforme mostra a equação (4-64).

$$I_x' = \frac{I_1 \Delta t_{21} + I_2 \Delta t_{32} + (I_1 + I_2) \Delta t_{43}}{T_s} \quad (4-64)$$

Substituindo as equações (4-36), (4-41), (4-42), (4-43) e (4-44) na equação (4-64) encontra-se a equação (4-65).

$$I_x' = \frac{V_A}{8f_s L_r} (2D - D^2 - q'^2) \quad (4-65)$$

Define-se a corrente média na carga refletida ao primário e parametrizada conforme mostra a equação (4-66).

$$\overline{I_x'} = \frac{I_x' 8f_s L_r}{V_A} \quad (4-66)$$

A partir da equação (4-65) obtém-se a corrente média na carga refletida ao primário e parametrizada no modo de condução contínua (MCC), dada pela equação (4-67).

$$\overline{I_x'} = \frac{I_x' 8f_s L_r}{V_A} = D(2-D) - q'^2 \quad (4-67)$$

A corrente  $i_x'$  no modo de condução descontínua (MCD) é mostrada na Figura 4-13, na qual durante a segunda e a quinta etapa é igual a zero.

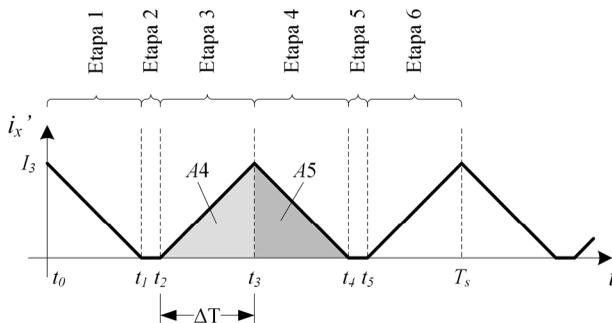


Figura 4-13 – Corrente  $i_x'$  no modo de condução descontínua.

A partir da terceira etapa da Figura 4-13 escreve-se a equação (4-68).

$$(V_A - V_B') \int_{t_2}^{t_3} dt = L_r \int_0^{I_3} di_{Lr}(t) \quad (4-68)$$

Resolvendo a integral na equação (4-68) e isolando  $I_3$  obtém-se a equação (4-69).

$$I_3 = \frac{V_A - V_B'}{L_r} \Delta t_{32} = \frac{V_A - V_B'}{L_r} \Delta T \quad (4-69)$$

Substituindo a equação (4-38) na equação (4-69) encontra-se a equação (4-70).

$$I_3 = \frac{V_A - V_B'}{L_r} \frac{DT_s}{2} \quad (4-70)$$

A partir da quarta etapa da Figura 4-13 escreve-se a equação (4-71).

$$V_B' \int_{t_3}^{t_4} dt = -L_r \int_{I_3}^0 di_{L_r}(t) \quad (4-71)$$

Resolvendo a integral na equação (4-71) e isolando  $I_3$  obtém-se a equação (4-72).

$$I_3 = \frac{V_B'}{L_r} \Delta t_{43} \quad (4-72)$$

Igualando as equações (4-70) e (4-72) escreve-se a equação

$$\frac{V_A - V_B'}{L_r} \frac{DT_s}{2} = \frac{V_B'}{L_r} \Delta t_{43} \quad (4-73)$$

Substituindo a equação (4-37) na equação (4-73) e isolando  $\Delta t_{43}$  obtém-se a equação (4-74).

$$\Delta t_{43} = \frac{V_A - V_B'}{V_B'} \frac{DT_s}{2} = \frac{1-q}{q'} \frac{DT_s}{2} \quad (4-74)$$

O valor médio da corrente  $i_x'$  no MCD é dado pelo dobro da soma das áreas  $A4$  e  $A5$  dividida pelo período  $T_s$ , conforme mostra a equação (4-75), em acordo com a Figura 4-13.

$$I_x' = \frac{2(A4 + A5)}{T_s} = \frac{2}{T_s} \left( \frac{I_3 \Delta T}{2} + \frac{I_3 \Delta t_{43}}{2} \right) \quad (4-75)$$

Substituindo a equação (4-74) na equação (4-75) resulta na equação (4-76).

$$I_x' = \frac{1-q' V_A D^2}{q' 4f_s L_r} \quad (4-76)$$

Parametrizando a equação (4-76) conforme a equação (4-66), no modo de condução descontínua (MCD) a corrente média parametrizada refletida ao primário na carga do conversor é dada pela equação (4-77).

$$\overline{I_x'} = \frac{I_x' 8f_s L_r}{V_A} = 2D^2 \left( \frac{1-q'}{q'} \right) \quad (4-77)$$

Assim, o ganho deste conversor, no modo de condução descontínua (MCD), será dado pela equação (4-78).

$$q' = \frac{2D^2}{2D^2 + \overline{I_x'}} \quad (4-78)$$

Assim, o ganho deste conversor, no modo de condução contínua (MCC), será dado pela equação (4-79).

$$q' = \sqrt{D(2-D) - \overline{I_x'}} \quad (4-79)$$

O limite entre MCC e MCD é obtido a partir da condução crítica, fazendo  $\Delta t_{2l} = 0$  na equação (4-42) encontra-se a equação (4-80).

$$D = q' \quad (4-80)$$

Substituindo a equação (4-80) na equação (4-77) obtém-se a equação (4-81) que representa a fronteira entre MCC e MCD.

$$q'^2 - q' + \frac{\overline{I_x'}}{2} = 0 \quad (4-81)$$

A partir das equações (4-67), (4-77) e (4-81) é possível traçar a característica de saída do conversor em questão conforme mostra a Figura 4-14.

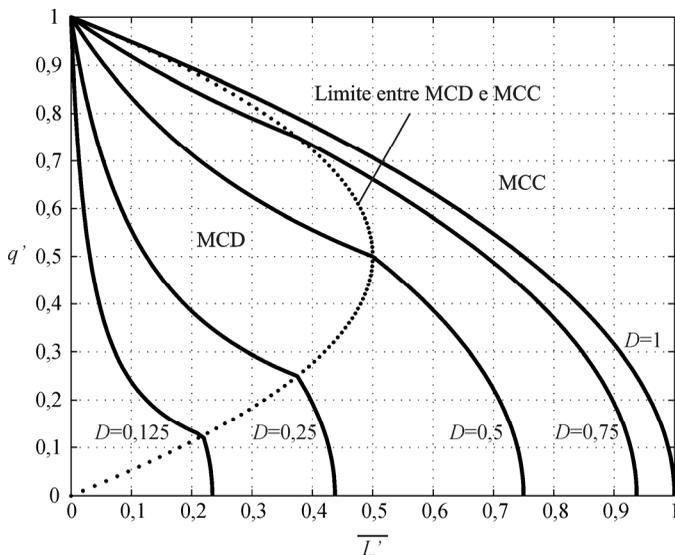


Figura 4-14 - Característica de saída do conversor Ponte Completa com filtro capacitivo.

De acordo com a Figura 4-14 nota-se que o conversor Ponte Completa com filtro capacitivo possui uma característica de saída de tensão “tombante”, porém não linear como foi proposto na Figura 4-3 e na respectiva equação (4-6).

Apesar da característica de saída do conversor Ponte Completa não ser linear, ela pode ser considerada linear (linearizada) no entorno de um determinado ponto de operação.

#### 4.5.5 Linearização da Característica de Saída

Na Figura 4-14 verifica-se que a característica de saída deste conversor, embora seja “tombante”, não é linear (Equações (4-78) e (4-79)).

Assim, para viabilizar o projeto e a validação do estudo desenvolvido na seção 4.3 é realizada a linearização da tensão de saída no entorno de um ponto de operação no modo de condução contínua (MCC). Desta maneira, consegue-se a característica apresentada na Figura 4-3 descrita pela equação (4-6).

Isolando  $V_B'$  na equação (4-24) e substituindo na equação (4-37) encontra-se a equação (4-82).

$$q' = \frac{V_B/a}{V_A} = \frac{V_B}{aV_A} \quad (4-82)$$

Isolando  $I_x'$  na equação (4-24) e substituindo na equação (4-66) encontra-se a equação (4-83).

$$\overline{I_x'} = \frac{aI_x' 8f_s L_r}{V_A} \quad (4-83)$$

Considerando o modo de condução contínua (MCC), substituindo as equações (4-82) e (4-83) na equação (4-79) pode-se escrever a equação (4-84).

$$\frac{V_B}{aV_A} = \sqrt{D(2-D) - \frac{aI_x' 8f_s L_r}{V_A}} \quad (4-84)$$

Isolando  $V_B$  na equação (4-84) obtém-se a equação (4-85) da tensão de saída  $V_B$ .

$$V_B = aV_A \sqrt{D(2-D) - \frac{aI_x' 8f_s L_r}{V_A}} \quad (4-85)$$

A equação (4-85) pode ser escrita conforme a equação (4-86).

$$V_B = \sqrt{a^2 V_A^2 D(2-D) - a^3 I_x' 8f_s L_r V_A} \quad (4-86)$$

Derivando  $V_B$  em relação à  $I_x$  na equação (4-86) encontra-se a equação (4-87).

$$\frac{dV_B}{dI_x} = - \frac{4a^2 f_s L_r}{\sqrt{D(2-D) - \frac{aI_x' 8f_s L_r}{V_A}}} \quad (4-87)$$

A equação (4-88) mostra a forma linearizada da equação (4-86), segundo a aproximação de Taylor de 1ª ordem, para um ponto de operação  $I_x = I_{xQ}$ .

$$V_B = aV_A \sqrt{D(2-D) - \frac{aI_{xQ}8f_sL_r}{V_A}} - \frac{4a^2f_sL_r}{\sqrt{D(2-D) - \frac{aI_{xQ}8f_sL_r}{V_A}}} (I_x - I_{xQ}) \quad (4-88)$$

Na equação (4-88) define-se  $\beta$  conforme mostra a equação (4-89).

$$\beta = \sqrt{D(2-D) - \frac{aI_{xQ}8f_sL_r}{V_A}} \quad (4-89)$$

A equação (4-88) pode ser escrita conforme mostra a equação (4-90) de modo a permitir a comparação com a equação (4-6).

$$\begin{aligned} V_B &= aV_A\beta + \frac{4a^2I_{xQ}f_sL_r}{\beta} - \frac{4a^2f_sL_r}{\beta}I_x \\ &= \left( a\beta + \frac{4a^2I_{xQ}f_sL_r}{\beta V_A} \right) V_A - \frac{4a^2f_sL_r}{\beta}I_x \end{aligned} \quad (4-90)$$

Comparando a equação (4-90) com a equação (4-6) verifica-se as relações apresentadas em (4-91).

$$\begin{cases} K = \left( a\beta + \frac{4a^2I_{xQ}f_sL_r}{\beta V_A} \right) \\ \alpha = \frac{4a^2f_sL_r}{\beta} \end{cases} \quad (4-91)$$

#### 4.5.6 Modelo no Domínio da Frequência do Conversor Ponte Completa

A partir da característica de saída mostrada na Figura 4-14 verifica-se que a corrente na saída da ponte retificadora  $I_x$  e a tensão de saída  $V_B$  do conversor variam com uma variação na razão cíclica  $D$ .

Com isto, para encontrar o modelo no domínio da frequência do conversor Ponte Completa é necessário considerar que uma variação na razão cíclica  $D$  causa uma variação tanto na corrente  $I_x$  quanto na tensão de saída  $V_B$ .

Consideremos o circuito da saída do conversor Ponte Completa mostrado na Figura 4-10 repetido na Figura 4-15 por questões didáticas.

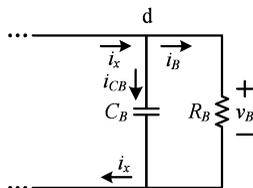


Figura 4-15 – Circuito da saída do conversor Ponte Completa.

Equacionamento do nó “d” da Figura 4-15 resulta na equação (4-92), onde  $\langle i_x \rangle$  e  $\langle v_B \rangle$  representam os valores médios instantâneos respectivamente da corrente  $i_x$  e da tensão  $v_B$ .

$$\langle i_x \rangle = C_B \frac{d\langle v_B \rangle}{dt} + \frac{\langle v_B \rangle}{R_B} \quad (4-92)$$

Isolando  $I_x'$  na equação (4-24), substituindo na equação (4-67) obtém-se a equação (4-93).

$$\frac{I_x' 8a f_s L_r}{V_A} = D(2-D) - q'^2 \quad (4-93)$$

Substituindo a equação (4-82) em (4-93) e isolando  $I_x$  obtém-se a equação (4-94).

$$I_x = \frac{V_A}{4a f_s L_r} D - \frac{V_A}{8a f_s L_r} D^2 - \frac{1}{8a^3 f_s L_r V_A} V_B^2 \quad (4-94)$$

Na equação (4-94) define-se a constante  $M_1$  conforme mostra a equação (4-95).

$$M_1 = \frac{V_A}{4a f_s L_r} \quad (4-95)$$

Assim, a equação (4-94) pode ser reescrita conforme mostra a equação (4-96).

$$I_x = M_1 D - \frac{M_1}{2} D^2 - \frac{M_1}{2a^2 V_A^2} V_B^2 \quad (4-96)$$

Em termos de valores médios instantâneos da corrente  $i_x$ , da razão cíclica  $d$  e da tensão  $v_B$  a equação (4-96) é reescrita conforme a equação (4-97).

$$\langle i_x \rangle = M_1 \langle d \rangle - \frac{M_1}{2} \langle d \rangle^2 - \frac{M_1}{2a^2 V_A^2} \langle v_B \rangle^2 \quad (4-97)$$

Igualando as equações (4-92) e (4-97) encontra-se a equação (4-98).

$$C_B \frac{d\langle v_B \rangle}{dt} + \frac{\langle v_B \rangle}{R_B} = M_1 \langle d \rangle - \frac{M_1}{2} \langle d \rangle^2 - \frac{M_1}{2a^2 V_A^2} \langle v_B \rangle^2 \quad (4-98)$$

Os valores médios instantâneos  $\langle v_B \rangle$  e  $\langle d \rangle$  na equação (4-98) são representados pelo respectivo valor médio em regime permanente mais a respectiva variação conforme mostram respectivamente as equações (4-99) e (4-100).

$$\langle v_B \rangle = V_B + \hat{v}_B \quad (4-99)$$

$$\langle d \rangle = D + \hat{d} \quad (4-100)$$

Substituindo as equações (4-99) e (4-100) na equação (4-98) encontra-se a equação (4-101).

$$C_B \frac{d(V_B + \hat{v}_B)}{dt} + \frac{(V_B + \hat{v}_B)}{R_B} = M_1 (D + \hat{d}) - \frac{M_1}{2} (D + \hat{d})^2 - \frac{M_1}{2a^2 V_A^2} (V_B + \hat{v}_B)^2 \quad (4-101)$$

Considerando apenas as variações na equação (4-101) escreve-se a equação (4-102).

$$C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt} + \frac{\hat{v}_B}{R_B} = M_1 \hat{d} - M_1 D \hat{d} - \frac{M_1}{2} \hat{d}^2 - \frac{M_1 V_B}{a^2 V_A^2} \hat{v}_B - \frac{M_1}{2a^2 V_A^2} \hat{v}_B^2 \quad (4-102)$$

Considerando apenas os termos com variações de primeira ordem na equação (4-102), escreve-se a equação (4-103).

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

$$C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt} + \frac{\hat{v}_B}{R_B} = M_1 \hat{a} - M_1 D \hat{a} - \frac{M_1 V_B}{a^2 V_A^2} \hat{v}_B \quad (4-103)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4-103) obtém-se a equação (4-104).

$$s C_B \hat{V}_B(s) + \frac{\hat{V}_B(s)}{R_B} = (1-D) M_1 \hat{D}(s) - \frac{M_1 V_B}{a^2 V_A^2} \hat{V}_B(s) \quad (4-104)$$

Rearranjando a equação (4-104) obtém-se a equação (4-105).

$$\left( \frac{a^2 V_A^2 R_B}{a^2 V_A^2 + M_1 V_B R_B} C_B s + 1 \right) \hat{V}_B(s) = (1-D) M_1 \hat{D}(s) \frac{a^2 V_A^2 R_B}{a^2 V_A^2 + M_1 V_B R_B} \quad (4-105)$$

Na equação (4-105) define-se  $M_2$  conforme mostra a equação (4-106).

$$M_2 = \frac{a^2 V_A^2 R_B}{a^2 V_A^2 + M_1 V_B R_B} \quad (4-106)$$

Isolando  $\hat{v}_B(s)/\hat{D}(s)$  em (4-105), levando em conta (4-106), encontra-se a função de transferência para pequenos sinais da tensão  $V_B$  para a razão cíclica  $D$  dada pela equação (4-107).

$$G_{vB/D} = \frac{\hat{V}_B(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{(1-D) M_1 M_2}{M_2 C_B s + 1} \quad (4-107)$$

Para validação do modelo obtido na equação (4-107) o circuito da Figura 4-6 foi simulado.

Para simulação foram consideradas as especificações da tabela Tabela 4-1.

Tabela 4-1 – Especificações para simulação.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão no lado “A”	$V_A$	400	V
Tensão no lado “B”	$V_B$	400	V
Potência	$P$	1	kW
Frequência de comutação	$f_s$	40	kHz

Os parâmetros escolhidos para projeto e os parâmetros decorrentes das especificações da Tabela 4-1 são mostrados na Tabela 4-2.

Tabela 4-2 – Parâmetros decorrentes das especificações.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Razão cíclica	$D$	0,75	
Ganho estático referido ao primário	$q'$	0,5	
Relação de transformação	$a$	2	
Indutância série	$L_r$	171,875	$\mu\text{H}$
Capacitância na saída do conversor	$C_B$	470	$\mu\text{F}$

A Figura 4-16 mostra o diagrama de Bode obtido via simulação junto com o diagrama de Bode do modelo da equação (4-107) para os parâmetros apresentados na Tabela 4-1 e na Tabela 4-2.

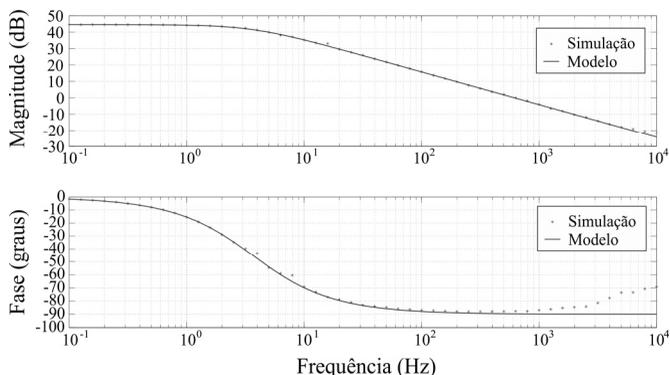


Figura 4-16 – Diagrama de Bode do modelo e da simulação.

Verifica-se na Figura 4-16 que o modelo representa bem o sistema para frequências abaixo de 1 kHz, pois acima deste valor a fase da simulação é diferente do modelo.

## 4.6 CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS PONTE COMPLETA

### 4.6.1 Topologia

A Figura 4-17 mostra a topologia da conexão série-série de  $n$  módulos Ponte Completa.

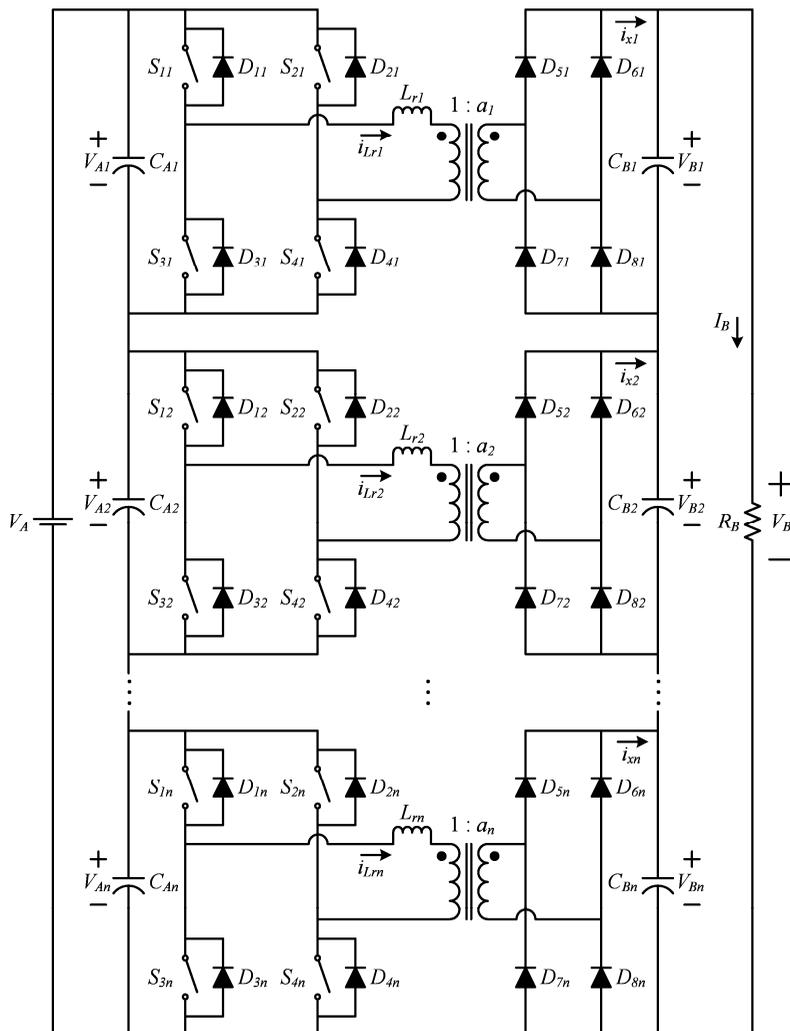


Figura 4-17 – Conexão série-série de  $n$  módulos Ponte Completa.

Uma vez que os sinais de comando dos  $n$  módulos da Figura 4-17 são iguais, as etapas de operação de cada módulo também serão iguais às etapas já explicadas anteriormente para um conversor.

Para explicar o mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da entrada e da saída será considerada a conexão série-série de  $n$  módulos idênticos, ou seja, na Figura 4-17 os valores médios das tensões na entrada e na saída de cada módulo são iguais a, respectivamente, tensão de entrada total  $V_A$  dividida por  $n$  e tensão de saída total  $V_B$  dividida por  $n$ . Ainda assim será considerado que os módulos possuem indutâncias série iguais, relação de espiras dos  $n$  transformadores iguais e capacitores iguais na entrada e na saída de cada módulo. Este fato é expresso através da equação (4-108).

$$\begin{cases} V_{A1} = V_{A2} = \dots = V_{An} = V_{An} \\ V_{B1} = V_{B2} = \dots = V_{Bn} = V_{Bn} \\ L_{r1} = L_{r2} = \dots = L_{rn} = L_r \\ a_1 = a_1 = \dots = a_n = a \\ C_{A1} = C_{A2} = \dots = C_{An} = C_A \\ C_{B1} = C_{B2} = \dots = C_{Bn} = C_B \end{cases} \quad (4-108)$$

## 4.6.2 Mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da entrada

### 4.6.2.1 Estudo de dois módulos

A conexão série na entrada e série na saída de dois módulos CC-CC Ponte Completa e Saída em Fonte de Tensão (FB-ZVS-PWM) da qual se deseja explicar o mecanismo de balanço das tensões na entrada é apresentada na Figura 4-18 com a tensão na saída de cada módulo fixada em  $V_{Bm}$ .

Na Figura 4-18 o valor médio instantâneo da corrente na saída da ponte retificadora do  $n$ ésimo módulo ( $n$ ) é dada pela equação (4-109) onde se verifica que este varia somente com o valor médio instantâneo da tensão na entrada de cada módulo, pois neste caso, os demais parâmetros estão fixados.

$$\langle i_{sn} \rangle = \frac{\langle v_{An} \rangle}{8a f_s L_r} D(2-D) - \frac{V_{Bm}^2}{8a^3 f_s L_r \langle v_{An} \rangle} \quad (4-109)$$

Multiplicando ambos os membros da equação (4-109) por  $V_{Bm}$  encontra-se a equação (4-110) da potência na saída de cada módulo da Figura 4-18.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

$$P_{Bn} = V_{Bm} \langle i_n \rangle = \frac{\langle v_{An} \rangle V_{Bm}}{8a f_s L_r} D(2-D) - \frac{V_{Bm}^3}{8a^3 f_s L_r \langle v_{An} \rangle} \quad (4-110)$$

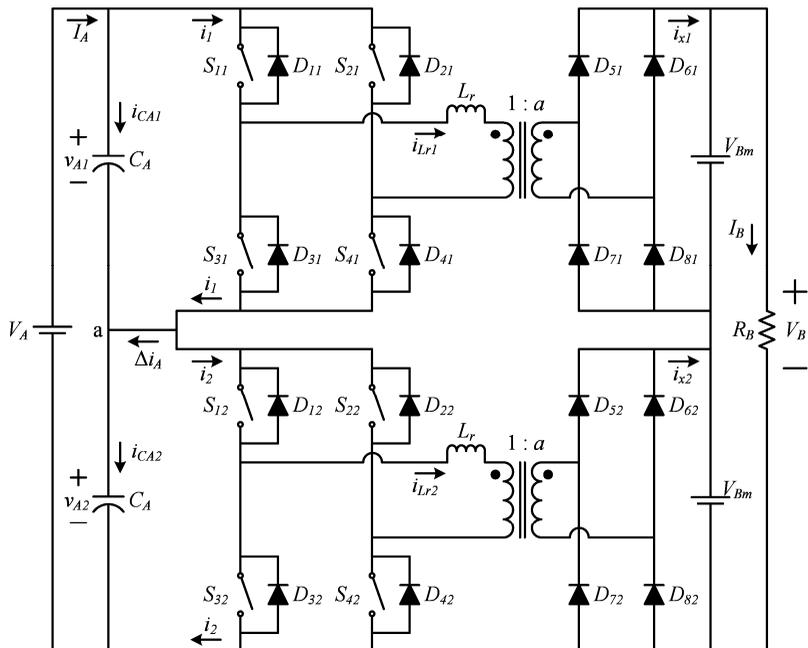


Figura 4-18 - Circuito para estudo do mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da entrada da conexão de dois módulos Ponte Completa.

Pelo princípio da conservação da energia, considerando os módulos sem perdas, escreve-se a equação (4-111).

$$P_{Bn} = P_{An} = \langle v_{An} \rangle \langle i_n \rangle \quad (4-111)$$

Substituindo a equação (4-111) na equação (4-110) e isolando  $\langle i_n \rangle$  encontra-se a equação (4-112) do valor médio instantâneo da corrente na entrada de cada módulo.

$$\langle i_n \rangle = \frac{V_{Bm}}{8a f_s L_r} D(2-D) - \frac{V_{Bm}^3}{8a^3 f_s L_r \langle v_{An} \rangle^2} \quad (4-112)$$

Para verificar o mecanismo de balanço das tensões na entrada, será considerado um desequilíbrio  $\hat{v}_{A1}$  nas tensões na entrada de cada módulo da Figura 4-18, conforme mostra a expressão (4-113).

$$\begin{aligned}\langle v_{A1} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_{A1} \\ \langle v_{A2} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_{A2}\end{aligned}\quad (4-113)$$

Na Figura 4-18, considerando a malha formada pela fonte CC na entrada mais os dois capacitores  $C_A$ , escreve-se a equação (4-114).

$$-2V_{Am} + \langle v_{A1} \rangle + \langle v_{A2} \rangle = 0 \quad (4-114)$$

Substituindo a expressão (4-113) na equação (4-114) encontra-se a equação (4-115).

$$\hat{v}_{A2} = -\hat{v}_{A1} \quad (4-115)$$

Assim, substituindo a equação (4-115) na expressão (4-113) encontra-se a expressão (4-116).

$$\begin{aligned}\langle v_{A1} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_{A1} \\ \langle v_{A2} \rangle &= V_{Am} - \hat{v}_{A1}\end{aligned}\quad (4-116)$$

Substituindo a expressão (4-116) na equação (4-112) encontra-se a expressão (4-117) do valor médio instantâneo da corrente na entrada de cada módulo da Figura 4-18.

$$\begin{aligned}\langle i_1 \rangle &= \frac{V_{Bm}}{8a f_s L_r} D(2-D) - \frac{V_{Bm}^3}{8a^3 f_s L_r (V_{Am} + \hat{v}_{A1})^2} \\ \langle i_2 \rangle &= \frac{V_{Bm}}{8a f_s L_r} D(2-D) - \frac{V_{Bm}^3}{8a^3 f_s L_r (V_{Am} - \hat{v}_{A1})^2}\end{aligned}\quad (4-117)$$

Define-se  $\Delta i_A$  sendo a diferença entre os valores médios instantâneos das correntes na entrada de cada módulo conforme mostra a equação (4-118) e a Figura 4-18.

$$\Delta i_A = \langle i_1 \rangle - \langle i_2 \rangle \quad (4-118)$$

Substituindo a expressão (4-117) na equação (4-118) encontra-se a equação (4-119).

$$\Delta i_A = \frac{V_{Bm}^3}{8a^3 f_s L_r} \left[ \frac{1}{(V_{Am} - \hat{v}_{A1})^2} - \frac{1}{(V_{Am} + \hat{v}_{A1})^2} \right] \quad (4-119)$$

Na equação (4-119), desenvolvendo os termos entre colchetes e considerando apenas os termos com desequilíbrio de primeira ordem chega-se à equação (4-120).

$$\Delta i_A = \frac{V_{Bm}^3}{2a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \hat{v}_{A1} \quad (4-120)$$

Na equação (4-120) verifica-se que  $\Delta i_A$  será positivo para  $\hat{v}_{A1}$  positivo (ver Figura 4-18), o que significa que a corrente  $\langle i_1 \rangle$  será maior que  $\langle i_2 \rangle$ , fazendo com que o capacitor  $C_A$  na entrada do módulo 1 se descarregue e conseqüentemente sua tensão diminua, enquanto que uma corrente  $\langle i_2 \rangle$  menor que  $\langle i_1 \rangle$  fará com que o capacitor  $C_A$  na entrada do módulo 2 se carregue e conseqüentemente sua tensão aumente até o conjunto atingir o equilíbrio.

O valor de  $\Delta i_A$  pode ser obtido em função de  $\hat{v}_{A2}$ , substituindo a equação (4-115) na equação (4-120), conforme mostra a equação (4-121).

$$\Delta i_A = -\frac{V_{Bm}^3}{2a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \hat{v}_{A2} \quad (4-121)$$

Com o objetivo de obter as equações que descrevem o comportamento no tempo das tensões  $\langle v_{A1} \rangle$  e  $\langle v_{A2} \rangle$  nos capacitores na entrada, será realizado o desenvolvimento que segue.

A partir da equação (4-115) escreve-se a equação (4-122).

$$\frac{d\langle v_{A1} \rangle}{dt} + \frac{d\langle v_{A2} \rangle}{dt} = 0 \quad (4-122)$$

Multiplicando a equação (4-122) pelo valor do capacitor  $C_A$  de cada entrada obtém-se a equação (4-123).

$$C_A \frac{d\langle v_{A1} \rangle}{dt} + C_A \frac{d\langle v_{A2} \rangle}{dt} = 0 \quad (4-123)$$

A partir da equação (4-123) obtém-se a equação (4-124).

$$\langle i_{CA1} \rangle + \langle i_{CA2} \rangle = 0 \quad (4-124)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes no nó “a” da Figura 4-18, obtém-se a equação (4-125).

$$\Delta i_A + \langle i_{CA1} \rangle - \langle i_{CA2} \rangle = 0 \quad (4-125)$$

A partir das equações (4-124) e (4-125) escreve-se a equação (4-126).

$$\Delta i_A = -2\langle i_{CA1} \rangle \quad (4-126)$$

Isolando-se  $\langle i_{CA1} \rangle$  na equação (4-126) obtém-se a equação (4-127).

$$\langle i_{CA1} \rangle = -\frac{\Delta i_A}{2} \quad (4-127)$$

A partir das equações (4-124) e (4-127) escreve-se a equação (4-128).

$$\langle i_{CA2} \rangle = \frac{\Delta i_A}{2} \quad (4-128)$$

Substituindo as equações (4-120) e (4-121) respectivamente nas equações (4-127) e (4-128) obtém-se as equações (4-129) e (4-130).

$$\langle i_{CA1} \rangle = -\frac{V_{Bm}^3}{4a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \hat{v}_{A1} \quad (4-129)$$

$$\langle i_{CA2} \rangle = -\frac{V_{Bm}^3}{4a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \hat{v}_{A2} \quad (4-130)$$

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

---

As correntes nos capacitores na entrada são dadas pelas equações (4-131) e (4-132).

$$\langle i_{C_{A1}} \rangle = C_A \frac{d\langle v_{A1} \rangle}{dt} \quad (4-131)$$

$$\langle i_{C_{A2}} \rangle = C_A \frac{d\langle v_{A2} \rangle}{dt} \quad (4-132)$$

Substituindo-se as equações (4-129) e (4-130) respectivamente nas equações (4-131) e (4-132) encontra-se as equações (4-133) e (4-134).

$$C_A \frac{d\langle v_{A1} \rangle}{dt} = -\frac{V_{Bm}^3}{4a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \hat{v}_{A1} \quad (4-133)$$

$$C_A \frac{d\langle v_{A2} \rangle}{dt} = -\frac{V_{Bm}^3}{4a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \hat{v}_{A2} \quad (4-134)$$

Substituindo-se a expressão (4-113) nas equações (4-133) e (4-134) chega-se às equações (4-135) e (4-136).

$$C_A \frac{d(V_{Am} + \hat{v}_{A1})}{dt} = -\frac{V_{Bm}^3}{4a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \hat{v}_{A1} \quad (4-135)$$

$$C_A \frac{d(V_{Am} + \hat{v}_{A2})}{dt} = -\frac{V_{Bm}^3}{4a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \hat{v}_{A2} \quad (4-136)$$

Nas equações (4-135) e (4-136) define-se a constante  $M_3$  conforme mostra a equação (4-137).

$$M_3 = \frac{V_{Bm}^3}{4C_A a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \quad (4-137)$$

A partir das equações (4-135) e (4-136), considerando a equação (4-137), escreve-se as equações (4-138) e (4-139).

$$\frac{d\hat{v}_{A1}}{dt} = -M_3 \hat{v}_{A1} \quad (4-138)$$

$$\frac{d \hat{v}_{A2}}{dt} = -M_3 \hat{v}_{A2} \quad (4-139)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (4-138) e (4-139) obtém-se respectivamente as equações (4-140) e (4-141).

$$s\hat{V}_{A1}(s) - \hat{V}_{A1}(0) = -M_3 \hat{V}_{A1}(s) \quad (4-140)$$

$$s\hat{V}_{A2}(s) - \hat{V}_{A2}(0) = -M_3 \hat{V}_{A2}(s) \quad (4-141)$$

Isolando  $\hat{V}_{A1}(s)$  e  $\hat{V}_{A2}(s)$  respectivamente nas equações (4-140) e (4-141) obtém-se respectivamente as equações (4-142) e (4-143).

$$\hat{V}_{A1}(s) = \frac{\hat{v}_{A1}(0)}{s + M_3} \quad (4-142)$$

$$\hat{V}_{A2}(s) = \frac{\hat{v}_{A2}(0)}{s + M_3} \quad (4-143)$$

Aplicando a transformada de Laplace inversa nas equações (4-142) e (4-143) obtém-se as equações (4-144) e (4-145) da evolução no tempo das perturbações nas tensões nos capacitores na entrada.

$$\hat{v}_{A1}(t) = \hat{v}_{A1}(0) e^{-M_3 t} \quad (4-144)$$

$$\hat{v}_{A2}(t) = \hat{v}_{A2}(0) e^{-M_3 t} \quad (4-145)$$

Levando em conta a equação (4-115) e as equações (4-144) e (4-145) escreve-se a equação (4-146).

$$\left| \hat{v}_{A1}(0) \right| = \left| \hat{v}_{A2}(0) \right| = \hat{v}_A(0) \quad (4-146)$$

Assim, definindo  $\hat{v}_A(0)$  conforme a equação (4-147), de acordo com a equação (4-115),  $\hat{v}_{A2}(0)$  será dada pela equação (4-148).

$$\hat{v}_{A1}(0) = \hat{v}_A(0) \quad (4-147)$$

$$\hat{v}_{A2}(0) = -\hat{v}_A(0) \quad (4-148)$$

Substituindo as equações (4-147) e (4-148) respectivamente nas equações (4-144) e (4-145) obtém-se as equações (4-149) e (4-150) da evolução no tempo dos desequilíbrios nas tensões dos capacitores na entrada.

$$\hat{v}_{A1}(t) = \hat{v}_A(0)e^{-M_3 t} \quad (4-149)$$

$$\hat{v}_{A2}(t) = -\hat{v}_A(0)e^{-M_3 t} \quad (4-150)$$

Considerando módulos com parâmetros iguais escreve-se as equações (4-151) e (4-152) das tensões nos capacitores na entrada de cada módulo.

$$\langle v_{A1}(t) \rangle = V_{Am} + \hat{v}_A(0)e^{-M_3 t} \quad (4-151)$$

$$\langle v_{A2}(t) \rangle = V_{Am} - \hat{v}_A(0)e^{-M_3 t} \quad (4-152)$$

#### 4.6.2.2 Estudo de $n$ módulos

A Figura 4-19 mostra a conexão série na entrada e série na saída de  $n$  módulos CC-CC Ponte Completa e Saída em Fonte de Tensão (FB-ZVS-PWM) da qual se deseja estudar o mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da entrada.

Considerando-se módulos com parâmetros idênticos e em regime na saída, por analogia do estudo anterior, a corrente  $\langle i_n \rangle$  na entrada de cada módulo é dada pela equação (4-112).

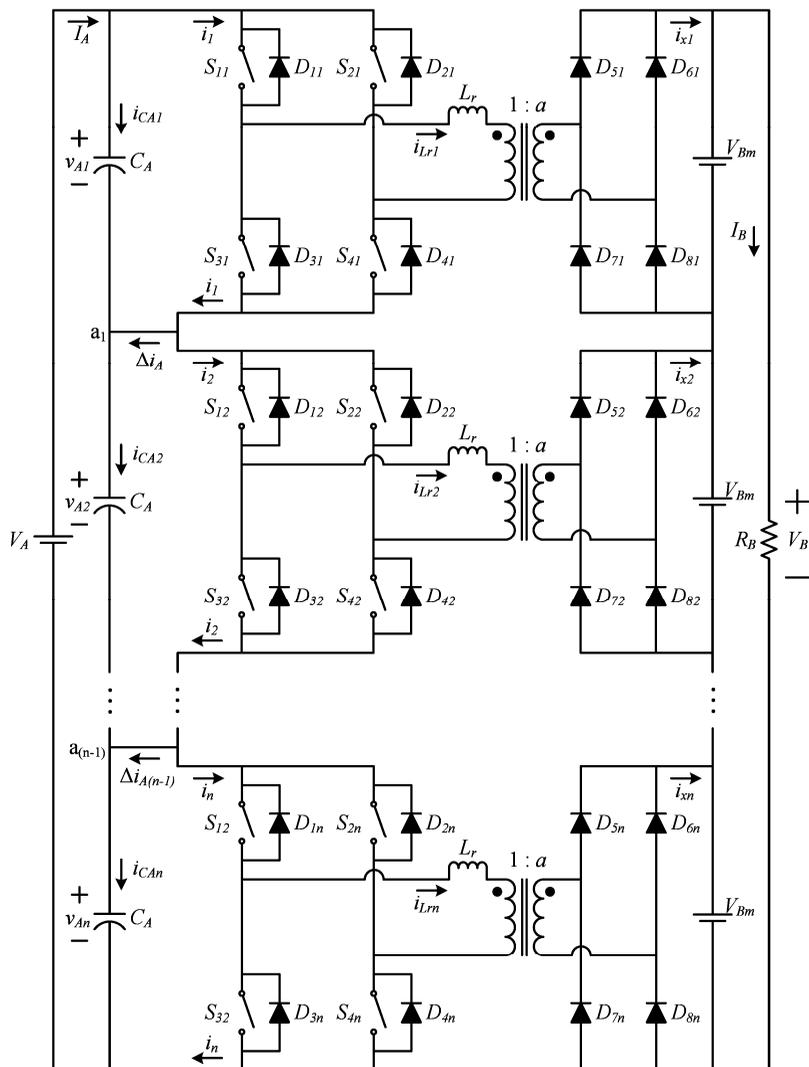


Figura 4-19 – Circuito para estudo do mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da entrada da conexão de  $n$  módulos Ponte Completa.

Para verificar o mecanismo de balanço das tensões na entrada de cada módulo da Figura 4-19 serão considerados desequilíbrios nestas tensões conforme mostra a expressão (4-153).

$$\begin{aligned}
 \langle v_{A1} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_{A1} \\
 \langle v_{A2} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_{A2} \\
 &\vdots \\
 \langle v_{An} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_{An}
 \end{aligned} \tag{4-153}$$

Para satisfazer a lei de Kirchoff das tensões na malha que envolve a fonte CC total na entrada e as tensões na entrada de cada módulo é necessário que o somatório dos desequilíbrios da expressão (4-153) seja igual à zero, conforme mostra a equação (4-154).

$$\sum_{j=1}^n \hat{v}_{Aj} = 0 \tag{4-154}$$

Sendo assim, o somatório dos desequilíbrios positivos e o somatório dos desequilíbrios negativos serão iguais em módulo, conforme a equação (4-155).

$$\left| \sum \hat{v}_A^+ \right| = \left| \sum \hat{v}_A^- \right| = \hat{v}_A \tag{4-155}$$

Para  $n$  módulos define-se  $n$  desequilíbrios nas tensões na entrada de cada módulo conforme a equação (4-156).

$$\begin{aligned}
 \hat{v}_{A1} &= k_1 \hat{v}_A \\
 \hat{v}_{A2} &= k_2 \hat{v}_A \\
 &\vdots \\
 \hat{v}_{An} &= k_n \hat{v}_A
 \end{aligned} \tag{4-156}$$

Na equação (4-156), de modo a satisfazer as equações (4-154) e (4-155), escreve-se as equações (4-157), (4-158) e (4-159).

$$\sum_{j=1}^n k_j = 0 \tag{4-157}$$

$$-1 \leq k_n \leq 1 \tag{4-158}$$

$$\left| \sum k^+ \right| = \left| \sum k^- \right| = 1 \tag{4-159}$$

Substituindo a equação (4-156) na expressão (4-153) obtém-se a expressão (4-160) das tensões nos capacitores na entrada de cada módulo.

$$\begin{aligned}\langle v_{A1} \rangle &= V_{Am} + k_1 \hat{v}_A \\ \langle v_{A2} \rangle &= V_{Am} + k_2 \hat{v}_A \\ &\vdots \\ \langle v_{An} \rangle &= V_{Am} + k_n \hat{v}_A\end{aligned}\quad (4-160)$$

O valor médio instantâneo da corrente na entrada de cada módulo é dado pela equação (4-112).

Sendo assim, haverá  $n-1$  diferenças entre as correntes médias instantâneas na entrada de cada módulo da Figura 4-19, conforme mostra a expressão (4-161).

$$\begin{aligned}\Delta i_{A1} &= \langle i_1 \rangle - \langle i_2 \rangle \\ \Delta i_{A2} &= \langle i_2 \rangle - \langle i_3 \rangle \\ &\vdots \\ \Delta i_{A(n-1)} &= \langle i_{(n-1)} \rangle - \langle i_n \rangle\end{aligned}\quad (4-161)$$

Substituindo a equação (4-112) na equação de  $\Delta i_{A(n-1)}$  na expressão (4-161), obtém-se a equação (4-162).

$$\Delta i_{A(n-1)} = \frac{V_{Bm}^3}{8a^3 f_s L_r} \left( \frac{1}{\langle v_{An} \rangle^2} - \frac{1}{\langle v_{A(n-1)} \rangle^2} \right) \quad (4-162)$$

Substituindo a expressão (4-160) na equação (4-162) e desprezando os termos com desequilíbrio de ordem maior ou igual a dois obtém-se a equação (4-163).

$$\Delta i_{A(n-1)} = \frac{V_{Bm}^3}{2a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \left( \frac{(k_{(n-1)} - k_n) \hat{v}_A}{2 + (k_{(n-1)} + k_n) \frac{4\hat{v}_A}{V_{Am}}} \right) \quad (4-163)$$

As correntes nos capacitores dos dois últimos módulos da Figura 4-19 são dadas pela expressão (4-164).

$$\begin{aligned}\langle i_{CA(n-1)} \rangle &= C_A \frac{d \langle v_{A(n-1)} \rangle}{dt} \\ \langle i_{CA_n} \rangle &= C_A \frac{d \langle v_{A_n} \rangle}{dt}\end{aligned}\quad (4-164)$$

Substituindo a expressão (4-160) na expressão (4-164) escreve-se a expressão (4-165).

$$\begin{aligned}\langle i_{CA(n-1)} \rangle &= k_{(n-1)} C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt} \\ \langle i_{CA_n} \rangle &= k_n C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt}\end{aligned}\quad (4-165)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes a partir do nó  $a_1$  até o nó  $a_{(n-1)}$  da Figura 4-19 obtém-se a expressão (4-166).

$$\begin{aligned}\Delta i_{A1} + \langle i_{CA1} \rangle - \langle i_{CA2} \rangle &= 0 \\ \Delta i_{A2} + \langle i_{CA2} \rangle - \langle i_{CA3} \rangle &= 0 \\ &\vdots \\ \Delta i_{A(n-1)} + \langle i_{CA(n-1)} \rangle - \langle i_{CA_n} \rangle &= 0\end{aligned}\quad (4-166)$$

Substituindo a equação (4-163) e a expressão (4-165) na equação de  $\Delta i_{A(n-1)}$  na expressão (4-166) obtém-se a equação (4-167).

$$\begin{aligned}\frac{V_{Bm}^3}{2a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \left( \frac{(k_{(n-1)} - k_n) \hat{v}_A}{2 + (k_{(n-1)} + k_n) \frac{4 \hat{v}_A}{V_{Am}}} \right) \\ + C_A k_{(n-1)} \frac{d \hat{v}_A}{dt} - C_A k_n \frac{d \hat{v}_A}{dt} = 0\end{aligned}\quad (4-167)$$

Manipulando a equação (4-167) escreve-se as equações (4-168), (4-169) e (4-170).

$$\frac{V_{Bm}^3}{2a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \left( \frac{(k_{(n-1)} - k_n) \hat{v}_A}{2 + (k_{(n-1)} + k_n) \frac{4 \hat{v}_A}{V_{Am}}} \right) + C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt} (k_{(n-1)} - k_n) = 0 \quad (4-168)$$

$$\frac{d\hat{v}_A}{dt} = -\frac{V_{Bm}^3}{4C_A a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \left( \frac{1}{1 + (k_{(n-1)} + k_n) \frac{2\hat{v}_A}{V_{Am}}} \right) \hat{v}_A \quad (4-169)$$

$$\frac{d\hat{v}_A}{dt} + \frac{d\hat{v}_A}{dt} (k_{(n-1)} + k_n) \frac{2\hat{v}_A}{V_{Am}} = -\frac{V_{Bm}^3}{4C_A a^3 f_s L_r V_{Am}^3} \hat{v}_A \quad (4-170)$$

Na equação (4-170), considerando  $\hat{v}_A \ll V_{Am}$ , é possível desprezar o termo com desequilíbrio de segunda ordem.

Substituindo a equação (4-137) na equação (4-170) e desprezando o termo com desequilíbrio de segunda ordem obtém-se a equação (4-171).

$$\frac{d\hat{v}_A}{dt} = -M_3 \hat{v}_A \quad (4-171)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (4-171) obtém-se a equação (4-172).

$$\hat{s}\hat{V}_A(s) - \hat{v}_A(0) = -M_3 \hat{V}_A(s) \quad (4-172)$$

Manipulando a equação (4-172) obtém-se as equações (4-173) e (4-174).

$$\hat{V}_A(s)(s + M_3) = \hat{v}_A(0) \quad (4-173)$$

$$\hat{v}_A(s) = \frac{\hat{v}_A(0)}{(s + M_3)} \quad (4-174)$$

Aplicando a transformada de Laplace inversa na equação (4-174) encontra-se a equação (4-175) da evolução no tempo do desequilíbrio total  $\hat{v}_A$ .

$$\hat{v}_A(t) = \hat{v}_A(0) e^{-M_3 t} \quad (4-175)$$

Substituindo a equação (4-175) na expressão (4-160) escreve-se a expressão (4-176).

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

$$\begin{aligned}
 \langle v_{A1} \rangle &= V_{Am} + k_1 \hat{v}_A(0) e^{-M_1 t} \\
 \langle v_{A2} \rangle &= V_{Am} + k_2 \hat{v}_A(0) e^{-M_2 t} \\
 &\vdots \\
 \langle v_{An} \rangle &= V_{Am} + k_n \hat{v}_A(0) e^{-M_n t}
 \end{aligned}
 \tag{4-176}$$

#### 4.6.2.3 Validação por simulação

Para validação, foi simulado o circuito da Figura 4-19 considerando 4 módulos e os parâmetros apresentados na Tabela 4-3.

Tabela 4-3 - Parâmetros para validação por simulação do mecanismo de balanço na entrada.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Número de módulos	$n$	4	
Tensão na entrada de cada módulo	$V_{Am}$	400	V
Tensão na saída de cada módulo	$V_{Bm}$	400	V
Potência total	$P$	4	kW
Ganho estático parametrizado	$q'$	0,5	
Razão cíclica	$D$	0,75	
Frequência de comutação	$f_s$	40	kHz
Relação de transformação	$a$	2	
Indutância série de cada módulo	$L_r$	171,875	$\mu\text{H}$
Capacitor na entrada de cada módulo	$C_A$	470	$\mu\text{F}$
Desequilíbrio de tensão total positivo na entrada	$\hat{v}_A$	100	V
Peso do desequilíbrio de tensão na entrada do módulo 1	$k_1$	0,7	
Peso da desequilíbrio de tensão na entrada do módulo 2	$k_2$	-0,4	
Peso da desequilíbrio de tensão na entrada do módulo 3	$k_3$	0,3	
Peso da desequilíbrio de tensão na entrada do módulo 4	$k_4$	-0,6	

Substituindo os valores da Tabela 4-3 na equação (4-137) e na expressão (4-176) escreve-se a expressão (4-177) das tensões na entrada de cada módulo.

$$\begin{aligned}
 \langle v_{A1} \rangle &= 400 + 70e^{-9,671t} \\
 \langle v_{A2} \rangle &= 400 - 40e^{-9,671t} \\
 \langle v_{A3} \rangle &= 400 + 30e^{-9,671t} \\
 \langle v_{A4} \rangle &= 400 - 60e^{-9,671t}
 \end{aligned}
 \tag{4-177}$$

A Figura 4-20 mostra o resultado da simulação do circuito da Figura 4-19 com 4 módulos junto com o modelo representado pela expressão (4-177).

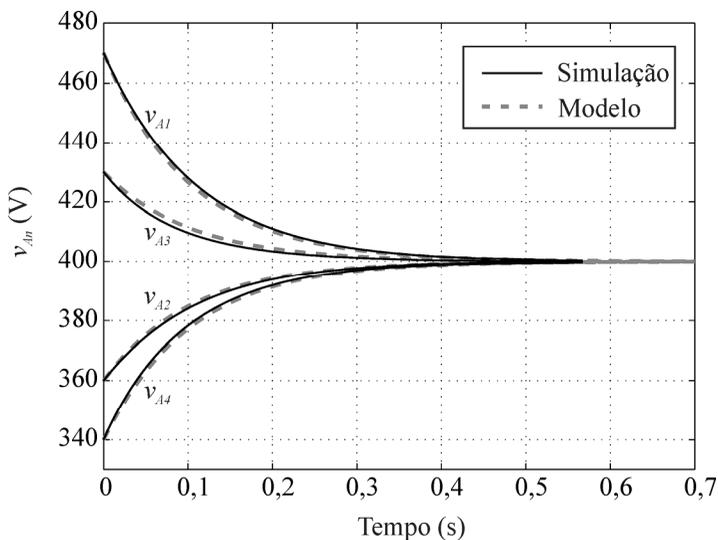


Figura 4-20 - Resultado da simulação e modelo.

Na Figura 4-20 verifica-se que o modelo obtido é muito próximo do circuito simulado, validando o modelo e comprovando o mecanismo intrínseco de auto balanço das tensões na entrada da conexão série-série de módulos Ponte Completa.

### 4.6.3 Mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da saída

#### 4.6.3.1 Estudo de dois módulos

A Figura 4-21 mostra a conexão série-série de dois módulos Ponte Completa com saída em tensão onde as tensões na entrada de cada módulo estão fixadas em  $V_{Am}$  e a tensão na carga está fixada em  $2V_{Bm}$ . A partir desta figura será estudado o mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da saída de cada módulo.

O valor médio instantâneo da corrente  $\langle i_{x1} \rangle$  na saída da ponte retificadora de cada módulo é dado pela equação (4-178).

$$\langle i_{x1} \rangle = \frac{V_{Am}}{8a f_s L_r} D(2-D) - \frac{\langle v_{Bm} \rangle^2}{8a^3 f_s L_r V_{Am}} \quad (4-178)$$

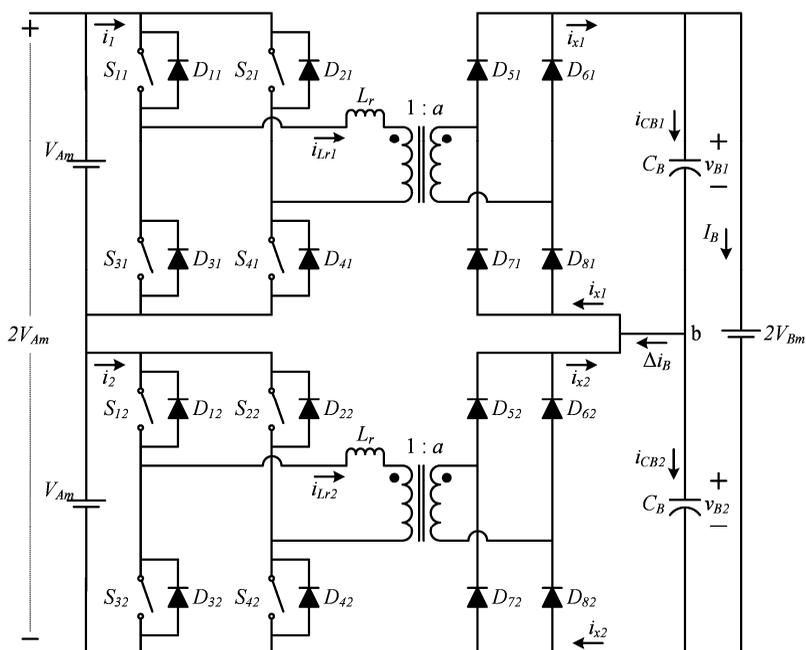


Figura 4-21 – Circuito para estudo do mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da saída da conexão de dois módulos Ponte Completa.

Para verificar o mecanismo de balanço das tensões na saída, será considerado um desequilíbrio  $\hat{v}_{B1}$  nas tensões na saída de cada módulo da Figura 4-21 conforme mostra a expressão (4-179).

$$\begin{aligned}\langle v_{B1} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_{B1} \\ \langle v_{B2} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_{B2}\end{aligned}\quad (4-179)$$

Na Figura 4-21, considerando a malha formada pela fonte CC na saída mais os dois capacitores  $C_B$ , escreve-se a equação (4-180).

$$-2V_{Bm} + \langle v_{B1} \rangle + \langle v_{B2} \rangle = 0 \quad (4-180)$$

Substituindo a expressão (4-179) na equação (4-180) encontra-se a equação (4-181).

$$\hat{v}_{B2} = -\hat{v}_{B1} \quad (4-181)$$

Assim, substituindo a equação (4-181) na expressão (4-179) encontra-se a expressão (4-182).

$$\begin{aligned}\langle v_{B1} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_{B1} \\ \langle v_{B2} \rangle &= V_{Bm} - \hat{v}_{B1}\end{aligned}\quad (4-182)$$

Substituindo a expressão (4-182) na equação (4-178) encontra-se a expressão (4-183) do valor médio instantâneo da corrente na saída de cada módulo da Figura 4-21.

$$\begin{aligned}\langle i_{x1} \rangle &= \frac{V_{Am}}{8a f_s L_r} D(2-D) - \frac{(V_{Bm} + \hat{v}_{B1})^2}{8a^3 f_s L_r V_{Am}} \\ \langle i_{x2} \rangle &= \frac{V_{Am}}{8a f_s L_r} D(2-D) - \frac{(V_{Bm} - \hat{v}_{B1})^2}{8a^3 f_s L_r V_{Am}}\end{aligned}\quad (4-183)$$

Equacionando o nó “b” da Figura 4-21 encontra-se a equação (4-184).

$$\Delta i_B = \langle i_{x1} \rangle - \langle i_{x2} \rangle \quad (4-184)$$

Substituindo a expressão (4-183) na equação (4-184) obtém-se a equação (4-185).

$$\Delta i_B = \frac{(V_{Bm} - \hat{v}_{B1})^2}{8 a^3 f_s L_r V_{Am}} - \frac{(V_{Bm} + \hat{v}_{B1})^2}{8 a^3 f_s L_r V_{Am}} \quad (4-185)$$

Desenvolvendo a equação (4-185) encontra-se a equação (4-186).

$$\Delta i_B = \frac{-V_{Bm} \hat{v}_{B1}}{2 a^3 f_s L_r V_{Am}} \quad (4-186)$$

Na equação (4-186) verifica-se que  $\Delta i_B$  será negativo para  $\hat{v}_{B1}$  positivo (ver Figura 4-21), o que significa que a corrente  $\langle i_{x1} \rangle$  será menor que  $\langle i_{x2} \rangle$ , fazendo com que o capacitor  $C_B$  na saída do módulo 1 se descarregue e conseqüentemente sua tensão diminua, enquanto que uma corrente  $\langle i_{x2} \rangle$  maior que  $\langle i_{x1} \rangle$  fará com que o capacitor  $C_B$  na saída do módulo 2 se carregue e conseqüentemente sua tensão aumente até o conjunto atingir o equilíbrio.

Com o objetivo de obter as equações que descrevem o comportamento no tempo das tensões  $\langle v_{B1} \rangle$  e  $\langle v_{B2} \rangle$  nos capacitores na saída, é realizado o desenvolvimento que segue.

O valor de  $\Delta i_B$  pode ser obtido em função de  $\hat{v}_{B2}$ , substituindo a equação (4-181) na equação (4-186), conforme mostra a equação (4-187).

$$\Delta i_B = \frac{V_{Bm} \hat{v}_{B2}}{2 a^3 f_s L_r V_{Am}} \quad (4-187)$$

A partir da equação (4-181) escreve-se a equação (4-188).

$$\frac{d\langle v_{B1} \rangle}{dt} + \frac{d\langle v_{B2} \rangle}{dt} = 0 \quad (4-188)$$

Multiplicando a equação (4-188) pelo valor do capacitor  $C_B$  de cada saída obtém-se a equação (4-189).

$$C_B \frac{d\langle v_{B1} \rangle}{dt} + C_B \frac{d\langle v_{B2} \rangle}{dt} = 0 \quad (4-189)$$

A partir da equação (4-189) obtém-se a equação (4-190).

$$\langle i_{CB1} \rangle + \langle i_{CB2} \rangle = 0 \quad (4-190)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes no nó “b” da Figura 4-21 obtém-se a equação (4-191).

$$\Delta i_B - \langle i_{CB1} \rangle + \langle i_{CB2} \rangle = 0 \quad (4-191)$$

A partir das equações (4-190) e (4-191) escreve-se a equação (4-192).

$$\Delta i_B = 2 \langle i_{CB1} \rangle \quad (4-192)$$

Isolando-se  $\langle i_{CB1} \rangle$  na equação (4-192) obtém-se a equação (4-193).

$$\langle i_{CB1} \rangle = \frac{\Delta i_B}{2} \quad (4-193)$$

A partir das equações (4-190) e (4-193) escreve-se a equação (4-194).

$$\langle i_{CB2} \rangle = -\frac{\Delta i_B}{2} \quad (4-194)$$

Substituindo as equações (4-186) e (4-187) respectivamente nas equações (4-193) e (4-194) obtém-se as equações (4-195) e (4-196).

$$\langle i_{CB1} \rangle = -\frac{V_{Bm}}{4 a^3 f_s L_r V_{Am}} \hat{v}_{B1} \quad (4-195)$$

$$\langle i_{CB2} \rangle = -\frac{V_{Bm}}{4 a^3 f_s L_r V_{Am}} \hat{v}_{B2} \quad (4-196)$$

As correntes nos capacitores na saída são dadas pelas equações (4-197) e (4-198).

$$\langle i_{CB1} \rangle = C_B \frac{d \langle v_{B1} \rangle}{dt} \quad (4-197)$$

$$\langle i_{CB2} \rangle = C_B \frac{d \langle v_{B2} \rangle}{dt} \quad (4-198)$$

Substituindo-se as equações (4-195) e (4-196) respectivamente nas equações (4-197) e (4-198) encontra-se as equações (4-199) e (4-200).

$$C_B \frac{d \langle v_{B1} \rangle}{dt} = - \frac{V_{Bm}}{4 a^3 f_s L_r V_{Am}} \hat{v}_{B1} \quad (4-199)$$

$$C_B \frac{d \langle v_{B2} \rangle}{dt} = - \frac{V_{Bm}}{4 a^3 f_s L_r V_{Am}} \hat{v}_{B2} \quad (4-200)$$

Substituindo-se a expressão (4-182) nas equações (4-199) e (4-200) chega-se às equações (4-201) e (4-202).

$$C_B \frac{d (V_{Bm} + \hat{v}_{B1})}{dt} = - \frac{V_{Bm}}{4 a^3 f_s L_r V_{Am}} \hat{v}_{B1} \quad (4-201)$$

$$C_B \frac{d (V_{Bm} - \hat{v}_{B1})}{dt} = - \frac{V_{Bm}}{4 a^3 f_s L_r V_{Am}} \hat{v}_{B2} \quad (4-202)$$

Nas equações (4-201) e (4-202) define-se a constante  $M_4$  conforme mostra a equação (4-203).

$$M_4 = \frac{V_{Bm}}{4 C_B a^3 f_s L_r V_{Am}} \quad (4-203)$$

A partir das equações (4-201) e (4-202), considerando a equação (4-203), escreve-se as equações (4-204) e (4-205).

$$\frac{d \hat{v}_{B1}}{dt} = -M_4 \hat{v}_{B1} \quad (4-204)$$

$$\frac{d \hat{v}_{B2}}{dt} = -M_4 \hat{v}_{B2} \quad (4-205)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (4-204) e (4-205) obtém-se respectivamente as equações (4-206) e (4-207).

$$s \hat{V}_{B1}(s) - \hat{v}_{B1}(0) = -M_4 \hat{V}_{B1}(s) \quad (4-206)$$

$$s\hat{V}_{B2}(s) - \hat{v}_{B2}(0) = -M_4\hat{V}_{B2}(s) \quad (4-207)$$

Isolando  $\hat{V}_{B1}(s)$  e  $\hat{V}_{B2}(s)$  respectivamente nas equações (4-206) e (4-207) obtém-se respectivamente as equações (4-208) e (4-209).

$$\hat{V}_{B1}(s) = \frac{\hat{v}_{B1}(0)}{s + M_4} \quad (4-208)$$

$$\hat{V}_{B2}(s) = \frac{\hat{v}_{B2}(0)}{s + M_4} \quad (4-209)$$

Aplicando a transformada de Laplace inversa nas equações (4-208) e (4-209) obtém-se as equações (4-210) e (4-211) da evolução no tempo dos desequilíbrios nas tensões nos capacitores na entrada.

$$\hat{v}_{B1}(t) = \hat{v}_{B1}(0)e^{-M_4 t} \quad (4-210)$$

$$\hat{v}_{B2}(t) = \hat{v}_{B2}(0)e^{-M_4 t} \quad (4-211)$$

Levando em conta a equação (4-181) e as equações (4-210) e (4-211) escreve-se a equação (4-212).

$$\left| \hat{v}_{B1}(0) \right| = \left| \hat{v}_{B2}(0) \right| = \hat{v}_B(0) \quad (4-212)$$

Assim, definindo  $\hat{v}_{B1}(0)$  conforme a equação (4-213), de acordo com a equação (4-181),  $\hat{v}_{B2}(0)$  será dada pela equação (4-214).

$$\hat{v}_{B1}(0) = \hat{v}_B(0) \quad (4-213)$$

$$\hat{v}_{B2}(0) = -\hat{v}_B(0) \quad (4-214)$$

Substituindo as equações (4-213) e (4-214) respectivamente nas equações (4-210) e (4-211) obtém-se as equações (4-215) e (4-216) da evolução no tempo dos desequilíbrios nas tensões nos capacitores da saída.

$$\hat{v}_{B1}(t) = \hat{v}_B(0)e^{-M_4 t} \quad (4-215)$$

$$\hat{v}_{B2}(t) = -\hat{v}_B(0)e^{-M_4 t} \quad (4-216)$$

Substituindo as equações (4-215) e (4-216) na expressão (4-182) escreve-se as equações (4-217) e (4-218) das tensões nos capacitores na saída de cada módulo.

$$\langle v_{B1}(t) \rangle = V_{Bm} + \hat{v}_B(0)e^{-M_4 t} \quad (4-217)$$

$$\langle v_{B2}(t) \rangle = V_{Bm} - \hat{v}_B(0)e^{-M_4 t} \quad (4-218)$$

#### 4.6.3.2 Estudo de $n$ módulos

A Figura 4-22 mostra a conexão série na entrada e série na saída de  $n$  módulos CC-CC Ponte Completa e Saída em Fonte de Tensão da qual se deseja estudar o mecanismo de balanço das tensões na saída.

Considerando-se módulos com parâmetros idênticos e em regime na entrada e tensão total de saída fixada, por analogia do estudo anterior, a corrente  $\langle i_{xn} \rangle$  na saída de cada módulo é dada pela equação (4-178).

Para verificar o mecanismo de balanço das tensões na saída de cada módulo da Figura 4-22 serão considerados desequilíbrios nestas tensões de acordo com a expressão (4-219).

$$\begin{aligned} \langle v_{B1} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_{B1} \\ \langle v_{B2} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_{B2} \\ &\vdots \\ \langle v_{Bn} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_{Bn} \end{aligned} \quad (4-219)$$

Para satisfazer a lei de Kirchoff das tensões na malha que envolve a fonte CC total na saída e as tensões na saída de cada módulo é necessário que o somatório dos desequilíbrios da expressão (4-219) seja igual à zero, conforme mostra a equação (4-220).

$$\sum_{j=1}^n \hat{v}_{Bj} = 0 \quad (4-220)$$

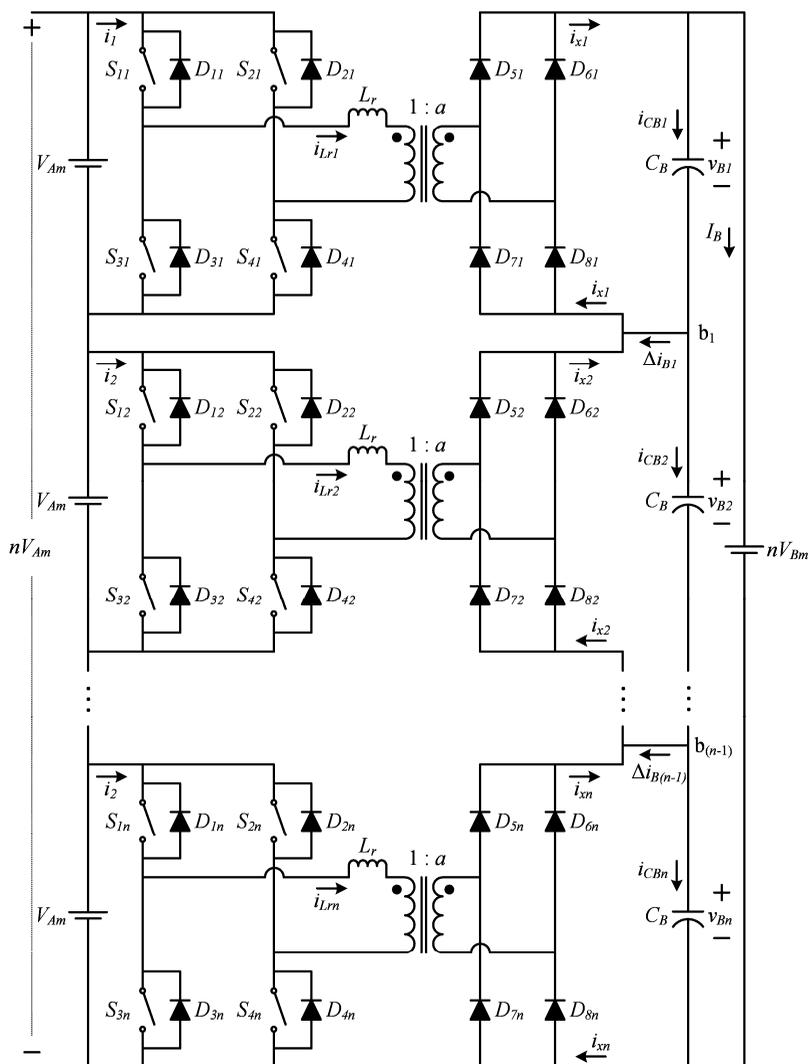


Figura 4-22 – Circuito para estudo do mecanismo de balanço das tensões nos capacitores da saída da conexão de  $n$  módulos Ponte Completa.

Sendo assim, o somatório dos desequilíbrios positivos e o somatório dos desequilíbrios negativos serão iguais em módulo, conforme a equação (4-221).

$$\left| \sum \hat{v}_B^+ \right| = \left| \sum \hat{v}_B^- \right| = \hat{v}_B \quad (4-221)$$

Para  $n$  módulos define-se  $n$  desequilíbrios nas tensões na saída de cada módulo conforme a expressão (4-222).

$$\begin{aligned} \hat{v}_{B1} &= k_1 \hat{v}_B \\ \hat{v}_{B2} &= k_2 \hat{v}_B \\ &\vdots \\ \hat{v}_{Bn} &= k_n \hat{v}_B \end{aligned} \quad (4-222)$$

Na expressão (4-222), de modo a satisfazer as equações (4-220) e (4-221), escreve-se as equações (4-223), (4-224) e (4-225).

$$\sum_{j=1}^n k_j = 0 \quad (4-223)$$

$$-1 \leq k_n \leq 1 \quad (4-224)$$

$$\left| \sum k^+ \right| = \left| \sum k^- \right| = 1 \quad (4-225)$$

Substituindo a expressão (4-222) na expressão (4-219) obtém-se a expressão (4-226).

$$\begin{aligned} \langle v_{B1} \rangle &= V_{Bm} + k_1 \hat{v}_B \\ \langle v_{B2} \rangle &= V_{Bm} + k_2 \hat{v}_B \\ &\vdots \\ \langle v_{Bn} \rangle &= V_{Bm} + k_n \hat{v}_B \end{aligned} \quad (4-226)$$

O valor médio instantâneo da corrente na saída de cada módulo é dado pela equação (4-178).

Sendo assim, haverá  $n-1$  diferenças entre as correntes médias na saída de cada módulo da Figura 4-22, conforme mostra a expressão (4-227).

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{B1} &= i_{x1} - i_{x2} \\
 \Delta i_{B2} &= i_{x2} - i_{x3} \\
 &\vdots \\
 \Delta i_{B(n-1)} &= i_{x(n-1)} - i_{xn}
 \end{aligned}
 \tag{4-227}$$

Substituindo a equação (4-178) na equação de  $\Delta i_{B(n-1)}$  na expressão (4-227), obtém-se a equação (4-228).

$$\Delta i_{B(n-1)} = \frac{\langle v_{Bn} \rangle^2 - \langle v_{B(n-1)} \rangle^2}{8a^3 f_s L_r V_{Am}}
 \tag{4-228}$$

Substituindo a equação (4-226) na equação (4-228) e desprezando os termos com perturbação de ordem maior ou igual a dois obtém-se a equação (4-229).

$$\Delta i_{B(n-1)} = \frac{V_{Bn}}{4a^3 f_s L_r V_{Am}} (k_n - k_{(n-1)}) \hat{v}_B
 \tag{4-229}$$

As correntes nos capacitores na saída dos dois últimos módulos da Figura 4-22 são dadas pela expressão (4-230).

$$\begin{aligned}
 \langle i_{CB(n-1)} \rangle &= C_B \frac{d \langle v_{B(n-1)} \rangle}{dt} \\
 \langle i_{CBn} \rangle &= C_B \frac{d \langle v_{Bn} \rangle}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{4-230}$$

Substituindo a expressão (4-226) na expressão (4-230) escreve-se a expressão (4-231).

$$\begin{aligned}
 \langle i_{CB(n-1)} \rangle &= k_{(n-1)} C_B \frac{d \hat{v}_B}{dt} \\
 \langle i_{CBn} \rangle &= k_n C_B \frac{d \hat{v}_B}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{4-231}$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes a partir do nó  $b_1$  até o nó  $b_{(n-1)}$  da Figura 4-22 obtém-se a expressão (4-232).

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

$$\begin{aligned}
 \Delta i_{B1} - \langle i_{CB1} \rangle + \langle i_{CB2} \rangle &= 0 \\
 \Delta i_{B2} - \langle i_{CB2} \rangle + \langle i_{CB3} \rangle &= 0 \\
 &\vdots \\
 \Delta i_{B(n-1)} - \langle i_{CB(n-1)} \rangle + \langle i_{CBn} \rangle &= 0
 \end{aligned} \tag{4-232}$$

Substituindo a equação (4-229) e a expressão (4-231) na equação de  $\Delta i_{B(n-1)}$  na expressão (4-232) obtém-se a equação (4-233).

$$\frac{V_{Bm}}{4a^3 f_s L_r V_{Am}} (k_n - k_{(n-1)}) \hat{v}_B - C_B k_{(n-1)} \frac{d\hat{v}_B}{dt} + C_B k_n \frac{d\hat{v}_B}{dt} = 0 \tag{4-233}$$

Manipulando a equação (4-233) escreve-se as equações (4-234) e (4-235).

$$\frac{V_{Bm}}{4a^3 f_s L_r V_{Am}} (k_n - k_{(n-1)}) \hat{v}_B + C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt} (k_n - k_{(n-1)}) = 0 \tag{4-234}$$

$$\frac{d\hat{v}_B}{dt} = - \frac{V_{Bm}}{4C_B a^3 f_s L_r V_{Am}} \hat{v}_B \tag{4-235}$$

Substituindo a equação (4-203) na equação (4-235) obtém-se a equação (4-236).

$$\frac{d\hat{v}_B}{dt} = -M_4 \hat{v}_B \tag{4-236}$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (4-236) obtém-se a equação (4-237).

$$s\hat{V}_B(s) - \hat{v}_B(0) = -M_4 \hat{V}_B(s) \tag{4-237}$$

Manipulando a equação (4-237) obtém-se as equações (4-238) e (4-239).

$$\hat{V}_B(s)(s + M_4) = \hat{v}_B(0) \tag{4-238}$$

$$\hat{v}_B(s) = \frac{\hat{v}_B(0)}{(s + M_4)} \tag{4-239}$$

Aplicando a transformada de Laplace inversa na equação (4-239) encontra-se a equação (4-240) da evolução no tempo da perturbação total  $\hat{v}_B$ .

$$\hat{v}_B(t) = \hat{v}_B(0)e^{-M_4 t} \quad (4-240)$$

Substituindo a equação (4-240) na expressão (4-226) escreve-se a expressão (4-241).

$$\begin{aligned} \langle v_{B1} \rangle &= V_{Bm} + k_1 \hat{v}_B(0)e^{-M_4 t} \\ \langle v_{B2} \rangle &= V_{Bm} + k_2 \hat{v}_B(0)e^{-M_4 t} \\ &\vdots \\ \langle v_{Bn} \rangle &= V_{Bm} + k_n \hat{v}_B(0)e^{-M_4 t} \end{aligned} \quad (4-241)$$

#### 4.6.3.3 Validação por simulação

Para validação, foi simulado o circuito da Figura 4-22 considerando 4 módulos e os parâmetros apresentados na Tabela 4-4.

Substituindo os valores da Tabela 4-4 na equação (4-203) e na expressão (4-241) escreve-se a expressão (4-242) das tensões na saída de cada módulo.

$$\begin{aligned} \langle v_{B1} \rangle &= 400 + 30e^{-9,671t} \\ \langle v_{B2} \rangle &= 400 - 60e^{-9,671t} \\ \langle v_{B3} \rangle &= 400 + 70e^{-9,671t} \\ \langle v_{B4} \rangle &= 400 - 40e^{-9,671t} \end{aligned} \quad (4-242)$$

A Figura 4-23 mostra o resultado da simulação do circuito da Figura 4-22 com 4 módulos junto com o modelo representado pela expressão (4-242).

Na Figura 4-23 verifica-se que o modelo obtido é muito próximo do circuito simulado, validando o modelo e comprovando o mecanismo natural de auto balanço das tensões nas saídas individuais dos módulos Ponte Completa.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

Tabela 4-4 - Parâmetros para validação por simulação do mecanismo de balanço na saída.

Grandeza Especificada	Símbolo	Valor	Unidade
Número de módulos	$n$	4	
Tensão na entrada de cada módulo	$V_{Am}$	400	V
Tensão na saída de cada módulo	$V_{Bm}$	400	V
Potência total	$P$	4	kW
Ganho estático parametrizado	$q'$	0,5	
Razão cíclica	$D$	0,75	
Frequência de comutação	$f_s$	40	kHz
Relação de transformação	$a$	2	
Indutância série de cada módulo	$L_r$	171,875	$\mu\text{H}$
Capacitor na saída de cada módulo	$C_B$	470	$\mu\text{F}$
Desequilíbrio de tensão total positivo na saída	$\hat{v}_B$	100	V
Peso do desequilíbrio de tensão na saída do módulo 1	$k_1$	0,3	
Peso do desequilíbrio de tensão na saída do módulo 2	$k_2$	-0,6	
Peso do desequilíbrio de tensão na saída do módulo 3	$k_3$	0,7	
Peso do desequilíbrio de tensão na saída do módulo 4	$k_4$	-0,4	

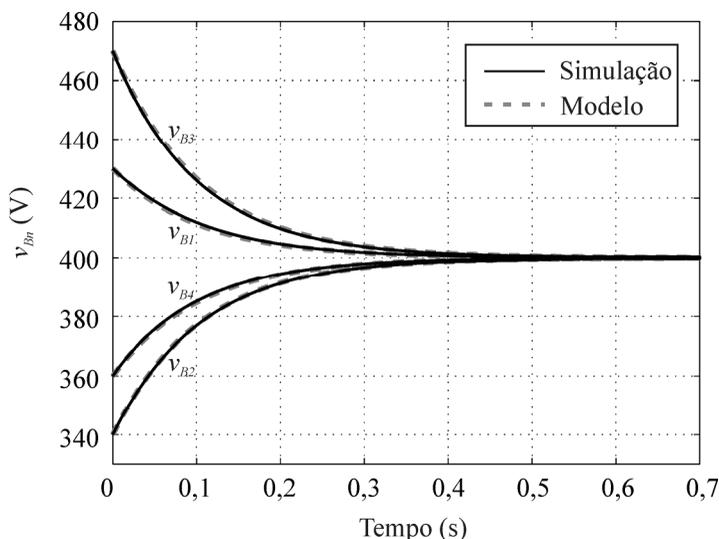


Figura 4-23 - Resultado da simulação e do modelo.

#### 4.6.4 Cálculo de $C_A$ em Função da Frequência de Ressonância $f_r$

Na Figura 4-17 há os capacitores  $C_A$  de modo a possibilitar a conexão série na entrada a partir de uma única fonte  $V_A$ .

Estes capacitores dividem a tensão da fonte  $V_A$  em  $n$  parcelas iguais, sendo  $n$  o número de módulos na conexão série-série, e funcionam como uma fonte de tensão para os  $n$  módulos envolvidos na conexão.

Os capacitores  $C_A$  e os respectivos indutores  $L_r$  formam um circuito ressonante cuja frequência de ressonância é dada pela equação (4-243).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_A}} \quad (4-243)$$

Para minimizar o efeito ressonante na frequência de comutação entre os capacitores  $C_A$  e as indutâncias  $L_r$  é empregada a equação (4-244) para o cálculo de  $f_r$ .

$$f_r \leq \frac{f_s}{10} \quad (4-244)$$

Substituindo (4-244) em (4-243) e isolando  $C_A$  obtém-se a equação (4-245) para o cálculo dos capacitores  $C_A$ .

$$C_A \geq \frac{25}{L_r \pi^2 f_s^2} \quad (4-245)$$

#### 4.6.5 Malha para Controle da Tensão na Carga

Com o objetivo de obter a regulação da tensão na carga a Figura 4-24 mostra o diagrama de blocos da estratégia de controle em malha fechada.

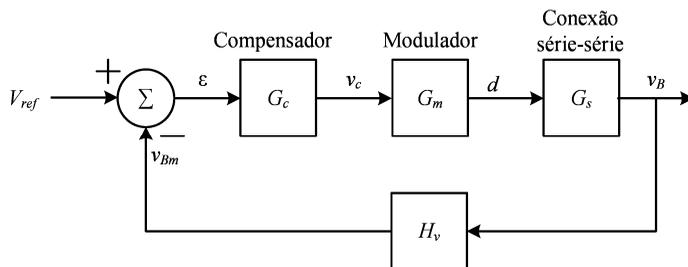


Figura 4-24 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão  $v_B$ .

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

---

O modulador da Figura 4-24 é o modulador do integrado UCC 3895 que possui a função de transferência dada pela equação (4-246) onde  $V_{pp\tau}$  é o valor pico à pico da tensão dente-de-serra utilizada para comparação com o sinal de controle a fim de gerar a razão cíclica  $d$ .

$$G_m(s) = \frac{\hat{V}_c(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{1}{V_{pp\tau}} \quad (4-246)$$

O conjunto modulador mais a conexão série-série é chamado de planta e sua função de transferência é dada pela equação (4-247).

$$G_p(s) = \frac{G_s(s)}{V_{pp\tau}} \quad (4-247)$$

O ganho  $H_v$  do diagrama de blocos da Figura 4-24 é dado pela equação (4-248).

$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_B} \quad (4-248)$$

O compensador da Figura 4-24 empregado foi o proporcional-integral (PI) com filtro uma vez que a planta é do tipo zero, não apresenta rejeição para perturbações do tipo degrau com um compensador simplesmente proporcional (P).

Com o uso do compensador PI consegue-se erro nulo para perturbações do tipo degrau, fazendo com que o sistema passe a ser do tipo um.

A função de transferência do compensador PI com filtro a ser utilizado é dada pela equação (4-249).

$$G_c = K_c \frac{(s + \omega_z)}{s(s + \omega_p)} \quad (4-249)$$

O diagrama de Bode assintótico deste compensador é apresentado na Figura 4-25.

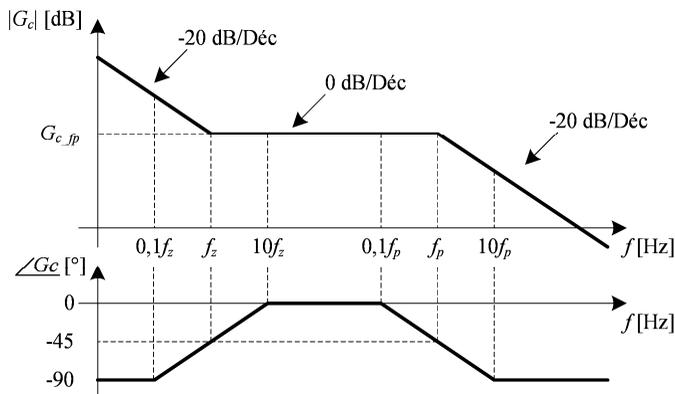


Figura 4-25 - Diagrama de Bode do compensador PI com filtro.

Um circuito prático para a realização do compensador PI com filtro mais o subtrator da Figura 4-24 é mostrado na Figura 4-26.

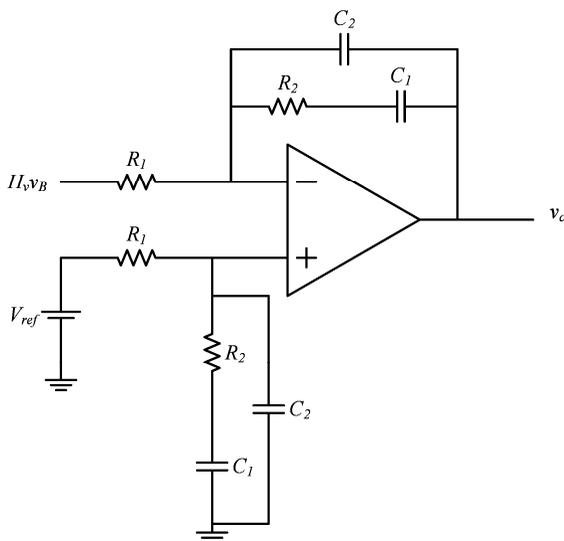


Figura 4-26 - Circuito do compensador PI com filtro e subtrator da malha de controle.

Para simplificar o equacionamento, o circuito da Figura 4-26 pode ser redesenhado conforme mostra a Figura 4-27.

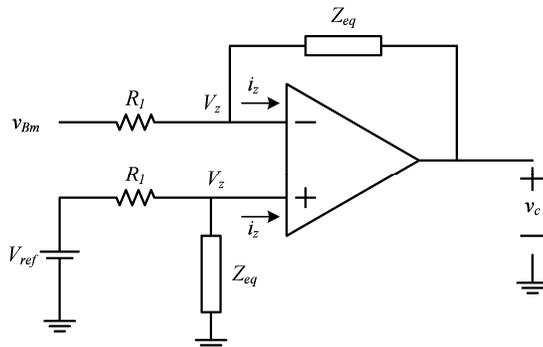


Figura 4-27 - Circuito do compensador PI com filtro para simplificar o equacionamento.

Na Figura 4-27 a impedância  $Z_{eq}$  e a tensão  $v_{Bm}$  são dadas pelas equações (4-250) e (4-251) respectivamente.

$$Z_{eq} = \frac{R_2 C_1 s + 1}{R_2 C_1 C_2 s^2 + s(C_1 + C_2)} \quad (4-250)$$

$$v_{Bm} = H_v v_B \quad (4-251)$$

Equacionando o circuito da Figura 4-27, considerando as correntes  $i_z$  idealmente iguais a zero, obtêm-se as equações (4-252) e (4-253).

$$V_z = \frac{Z_{eq}}{R_1 + Z_{eq}} V_{ref} \quad (4-252)$$

$$\frac{v_{Bm} - V_z}{R_1} = \frac{V_z - v_c}{Z_{eq}} \quad (4-253)$$

Isolando a tensão de controle  $v_c$  na equação (4-253) encontra-se a equação (4-254).

$$v_c = \frac{(R_1 + Z_{eq})}{R_1} V_z - \frac{Z_{eq}}{R_1} v_{Bm} \quad (4-254)$$

Substituindo a equação (4-252) na equação (4-254) encontra-se a equação (4-255).

$$v_c = \frac{Z_{eq}}{R_1} (V_{ref} - v_{Bm}) \quad (4-255)$$

O sinal de erro mostrado na Figura 4-24 é dado pela equação (4-256).

$$\varepsilon = V_{ref} - v_{Bm} \quad (4-256)$$

Substituindo a equação (4-256) na equação (4-255) escreve-se a equação (4-257).

$$\frac{v_c}{\varepsilon} = \frac{Z_{eq}}{R_1} \quad (4-257)$$

Substituindo (4-250) em (4-257) encontra-se a função de transferência do controlador conforme mostra a equação (4-258).

$$G_c = \frac{R_2 C_1 s + 1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2)} \quad (4-258)$$

A equação (4-258) pode ser reescrita conforme mostra a equação (4-259).

$$G_c = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{s + \frac{1}{R_2 C_1}}{s \left[ s + \frac{(C_1 + C_2)}{R_2 C_1 C_2} \right]} \quad (4-259)$$

Comparando a equação (4-249) com a equação (4-259) encontra-se as equações, (4-260), (4-261) e (4-262) para o cálculo do ganho, da frequência do zero e da frequência do pólo.

$$K_c = \frac{1}{R_1 C_2} \quad (4-260)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (4-261)$$

$$\omega_p = \frac{(C_1 + C_2)}{R_2 C_1 C_2} \quad (4-262)$$

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

---

O ganho na faixa plana  $G_{c,fp}$  é obtido por análise da equação (4-259) reescrita conforme mostra a equação (4-263).

$$G_c = \frac{R_2 C_1 s + 1}{R_1 (C_1 + C_2) s \left[ \left( \frac{R_2 C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) s + 1 \right]} \quad (4-263)$$

Na faixa plana são válidas as equações (4-264) e (4-265) uma vez que esta fica compreendida entre a frequência do zero e a frequência do pólo, o qual não está na origem do plano complexo, do compensador.

$$R_2 C_1 s \gg 1 \quad (4-264)$$

$$\left( \frac{R_2 C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) s \ll 1 \quad (4-265)$$

Considerando a frequência do zero muito menor que a frequência do pólo, (4-266), pode-se afirmar que  $C_1$  é muito maior que  $C_2$ , (4-267).

$$f_z \ll f_p \quad (4-266)$$

$$C_1 \gg C_2 \quad (4-267)$$

Considerando as equações (4-264), (4-265) e (4-267) na equação (4-263) encontra-se a equação (4-268) do ganho na faixa plana.

$$G_{c,fp} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4-268)$$

Escolheu-se a frequência do pólo do compensador uma década abaixo da frequência de comutação conforme mostra a equação (4-269).

$$f_p = \frac{f_s}{4} \quad (4-269)$$

A frequência de cruzamento desejada ( $f_{cd}$ ) em malha aberta para o sistema compensado é arbitrada abaixo da frequência do pólo ( $f_p$ ), dada pela equação (4-270).

$$f_{cd} = \frac{f_p}{2} \quad (4-270)$$

Uma vez calculada a frequência  $f_{cd}$  arbitra-se a frequência do zero ( $f_z$ ) do compensador PI com filtro uma década abaixo de modo que o atraso de fase incluído não tenha uma grande influência na estabilidade e na dinâmica do sistema. A equação (4-271) ilustra esta relação.

$$f_z = \frac{f_{cd}}{500} \quad (4-271)$$

Define-se a função de transferência de laço aberto conforme mostra a equação (4-272).

$$G_{LA} = G_c G_p H_v \quad (4-272)$$

Na frequência de cruzamento desejada o módulo de  $G_{LA}$  em dB é igual a zero conforme a equação (4-273).

$$|G_{LA}(f_{cd})|_{dB} = |G_c(f_{cd})|_{dB} + |G_p(f_{cd})|_{dB} + |H_v(f_{cd})|_{dB} = 0 \quad (4-273)$$

O módulo da planta e o ganho da realimentação são conhecidos, assim é possível determinar o ganho na faixa plana em dB dado pela equação (4-274).

$$|G_{c\_fp}|_{dB} = |G_c(f_{cd})|_{dB} = -|G_p(f_{cd})|_{dB} - |H_v(f_{cd})|_{dB} \quad (4-274)$$

Pode-se também determinar a constante  $K_c$  em dB do compensador PI com filtro conforme mostra a equação (4-275).

$$|K_c|_{dB} = -|G_p(f_{cd})|_{dB} - |H_v(f_{cd})|_{dB} - \left| \frac{(j2\pi f_{cd} + 2\pi f_z)}{j2\pi f_{cd}(j2\pi f_{cd} + 2\pi f_p)} \right| \quad (4-275)$$

A constante  $K_c$  e o ganho na faixa plana  $G_{c\_fp}$  são calculados a partir dos seus valores em dB conforme mostram as equações (4-276) e (4-277) respectivamente.

$$K_c = 10^{\frac{|K_c|_{dB}}{20}} \quad (4-276)$$

$$G_{c\_fp} = 10^{\frac{|G_{c\_fp}|_{dB}}{20}} \quad (4-277)$$

Conhecendo o ganho na faixa plana  $G_{c\_fp}$  e a constante  $K_c$ , arbitrando-se o valor de  $R_1$ , é possível calcular os demais parâmetros do compensador a partir das equações (4-268), (4-260) e (4-261) conforme mostra a expressão (4-278).

$$\begin{cases} R_2 = G_{c\_fp} R_1 \\ C_2 = \frac{1}{R_1 K_c} \\ C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_2} \end{cases} \quad (4-278)$$

Assim, fica definido o compensador PI com filtro a ser utilizado.

## 4.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção é especificada, dimensionada e simulada a conexão série-série de dois módulos CC-CC Ponte Completa.

Verifica-se por simulação que a conexão série-série é estável em malha aberta, ou seja, as tensões nas entradas e nas saídas de cada módulo convergem para os valores calculados esperados.

Também é verificado por simulação o funcionamento da malha de controle que garante que a tensão na saída da conexão série-série reestabeleça seu valor nominal após um degrau de retirada de 50% da carga ou um degrau na tensão de entrada.

### 4.7.1 Especificação

A especificação a partir da qual será realizado o dimensionamento para simulação da conexão série-série de dois módulos CC-CC Ponte Completa é mostrada na Tabela 4-5.

As duas últimas linhas da Tabela 4-5 ( $q$  e  $D$ ), de acordo com o gráfico da Figura 4-14, definem operação no modo de condução contínua (MCC) em cada módulo. Estes valores devem ser determinados pelo projetista.

Tabela 4-5 – Especificação da conexão série-série de dois módulos CC-CC Ponte Completa.

Grandeza Especificada	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão na Entrada	$V_A$	800	V
Tensão na Saída	$V_B$	800	V
Ondulação Máxima Percentual de $V_B$	$\Delta\%V_B$	1%	
Potência	$P$	2	kW
Número de Módulos em Série	$n$	2	
Frequência de Comutação	$f_s$	40	kHz
Ganho $V_{Bm}' / V_{Am}$	$q$	0,5	
Razão Cíclica	$D$	0,75	

#### 4.7.2 Dimensionamento

Será feito o dimensionamento do estágio de potência, que é suficiente para simulação em malha aberta, e o dimensionamento do compensador de tensão para simulação em malha fechada.

O detalhamento dos cálculos é apresentado no Apêndice A.

##### 4.7.2.1 Estágio de Potência

Considerando os dois módulos idênticos, a partir da Tabela 4-5 obtém-se os valores decorrentes mostrados na Tabela 4-6.

Tabela 4-6 – Parâmetros calculados decorrentes da Tabela 4-5.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Ganho Total	$G$	1	
Corrente na Saída	$I_B$	2,5	A
Relação de Espiras Sec/Prim	$a$	2	
Tensão na Entrada de um Módulo	$V_{Am}$	400	V
Tensão na Saída de um Módulo	$V_{Bm}$	400	V
Resistência de Carga	$R_B$	320	$\Omega$
Potência em um Módulo	$P_m$	1	kW
Período de Comutação	$T_s$	25	$\mu$ s
Indutância Série	$L_r$	171,875	$\mu$ H
Capacitor de Entrada	$C_A$	9,211	$\mu$ F
Capacitor de Saída	$C_B$	1,790	$\mu$ F

## 4.7.2.2 Modelo no domínio da frequência

Com a finalidade de obter a função de transferência da tensão na carga para a razão cíclica foi simulado o circuito da Figura 4-17 com os parâmetros da Tabela 4-6.

Para a simulação foi considerado como entrada uma perturbação senoidal na razão cíclica com amplitude na ordem de 1% do valor nominal em torno do ponto de operação e como saída foi observada a tensão total no lado “B” para uma variação de frequência de 0,1 Hz à 10 kHz.

A Figura 4-28 mostra o diagrama de Bode obtido por simulação do circuito da Figura 4-17 com os parâmetros da Tabela 4-6 considerando dois módulos conectados em série-série.

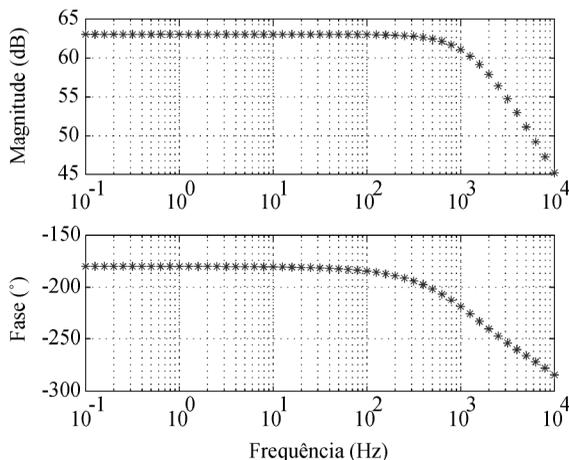


Figura 4-28 – Diagrama de Bode do resultado da simulação.

A partir dos pontos do gráfico da Figura 4-28 a função de transferência da tensão de saída para a razão cíclica, estimada como sendo de primeira ordem, é dada pela equação (4-279).

$$G_s = \frac{\hat{V}_B(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{1417,54}{0,00012657s + 1} \quad (4-279)$$

Portanto para o projeto da malha de controle da tensão na carga adotou-se a equação (4-279) como função de transferência da conexão série-série de 2 módulos Ponte Completa.

4.7.2.3 Malha de controle da tensão  $v_B$ 

Para o dimensionamento da malha de controle são utilizados os parâmetros apresentados na Tabela 4-7.

Tabela 4-7 – Parâmetros para dimensionamento da malha de controle.

Grandeza Especificada	Símbolo	Valor	Unidade
Ganho da realimentação	$H_v$	0,005	
Tensão de referência	$V_{ref}$	4	V
Tensão pico à pico da triangular	$V_{ppt}$	2,35	V
Frequência da triangular	$f_i$	80	kHz

A partir da Tabela 4-5, da Tabela 4-6 e da Tabela 4-7 obtém-se a Tabela 4-8 do dimensionamento do circuito compensador PI com filtro mais subtrator da malha de controle em conformidade com a Figura 4-26.

Tabela 4-8 – Componentes do circuito compensador PI com filtro mais subtrator da malha de controle.

Componente	Símbolo	Valor	Unidade
Resistor	$R_1$	10	k $\Omega$
Resistor	$R_2$	15	k $\Omega$
Capacitor	$C_1$	1,2	$\mu$ F
Capacitor	$C_2$	1	nF

## 4.7.3 Resultados em Malha Aberta

A Figura 4-29 mostra o circuito utilizado para a simulação em malha aberta da conexão série-série de dois módulos Ponte Completa idênticos.

Como o objetivo das simulações deste capítulo é somente comprovar o funcionamento da conexão série-série foi desconsiderado o uso do capacitor série de acoplamento para bloqueio da componente CC da corrente no lado primário de cada transformador que possui o objetivo de evitar a saturação destes transformadores.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

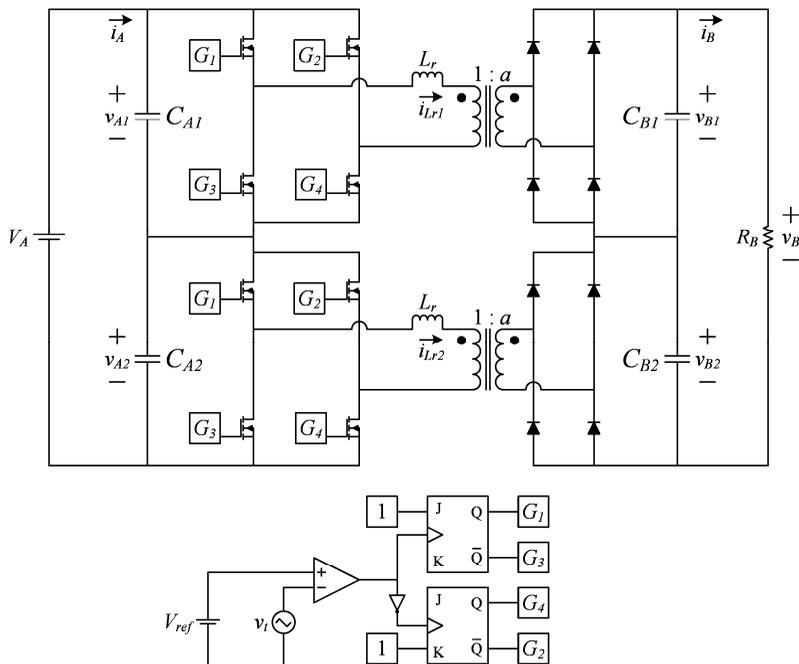


Figura 4-29 – Circuito simulado da conexão série-série de dois módulos Ponte Completa em malha aberta.

Os resultados de simulação que seguem referem-se ao circuito da Figura 4-29 em acordo com os parâmetros das tabelas Tabela 4-5 e Tabela 4-6.

A Figura 4-30 mostra as tensões nas saídas de cada módulo  $v_{B1}$ ,  $v_{B2}$  e também a tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série em regime permanente.

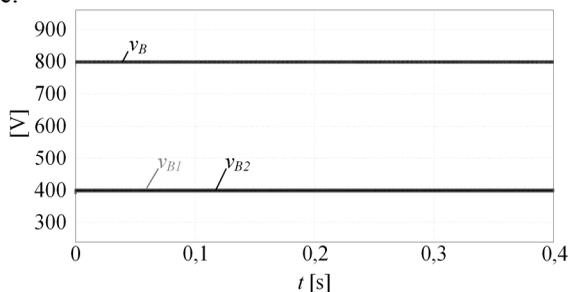


Figura 4-30 – Tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  na saída de cada módulo e tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série em regime permanente.

A Figura 4-31 mostra o detalhe da ondulação na tensão  $v_B$ .

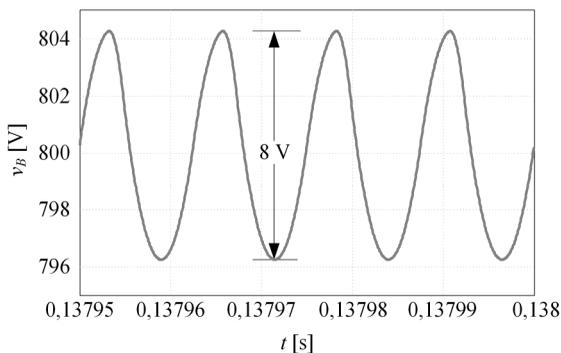


Figura 4-31 – Detalhe da ondulação na tensão  $v_B$ .

A Figura 4-32 mostra o detalhe da ondulação nas tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$ .

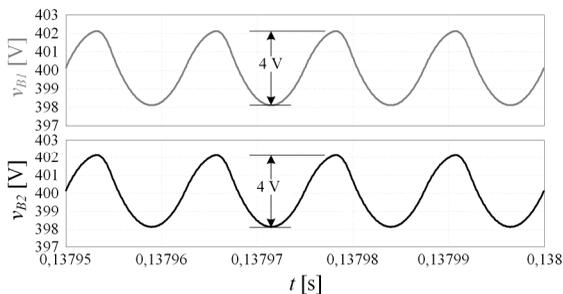


Figura 4-32 – Detalhe da ondulação nas tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$ .

A Figura 4-33 mostra as correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores série no lado primário de cada transformador.

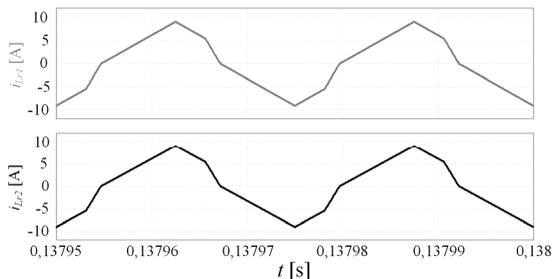


Figura 4-33 – Correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ .

A Figura 4-34 mostra as tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  na entrada de cada módulo.

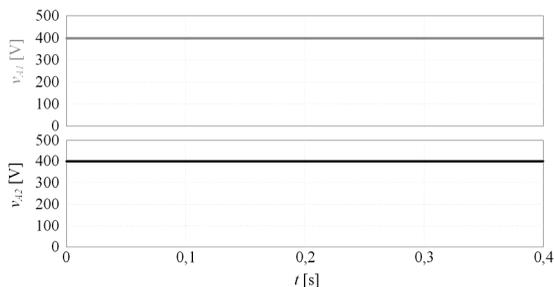


Figura 4-34 – Tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  na entrada de cada módulo.

#### 4.7.4 Resultados em Malha Fechada

A Figura 4-35 mostra o circuito utilizado para a simulação em malha fechada da conexão série-série de dois módulos Ponte Completa idênticos.

Os parâmetros da Figura 4-35 são configurados em acordo com a Tabela 4-5 e a Tabela 4-6 para o estágio de potência e em acordo com a Tabela 4-7 e a Tabela 4-8 para o estágio de controle.

Na Figura 4-35 a simulação inicia com carga nominal  $R_B$ , uma vez que a chave  $S_d$  inicia fechada. No instante  $t_{step} = 0,4$  s a chave  $S_d$  é aberta retirando 50% da carga nominal.

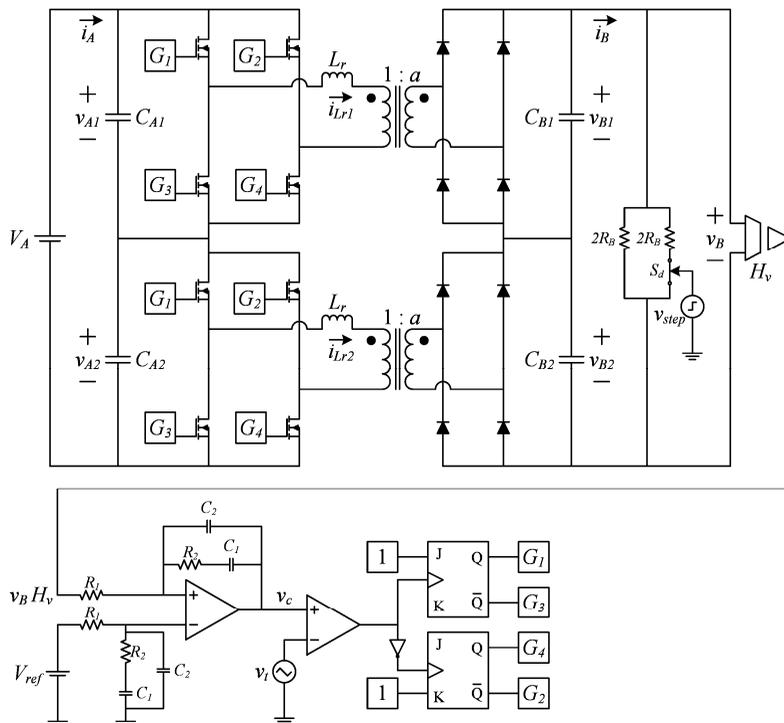


Figura 4-35 – Circuito para simulação da conexão série-série de dois módulos CC-CC Ponte Completa em malha fechada.

A Figura 4-36 mostra a tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série.

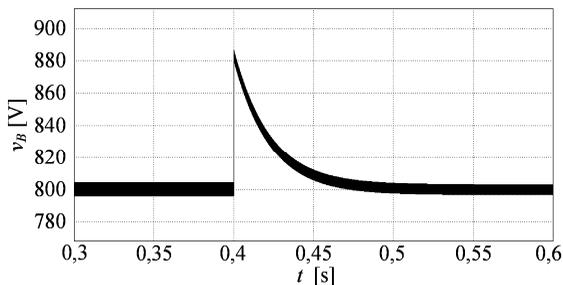


Figura 4-36 – Tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

Na Figura 4-36 verifica-se uma sobretensão de aproximadamente 10% acima do valor nominal e um tempo de acomodação de aproximadamente 0,1 s.

A Figura 4-37 mostra as tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  nas saídas dos conversores.

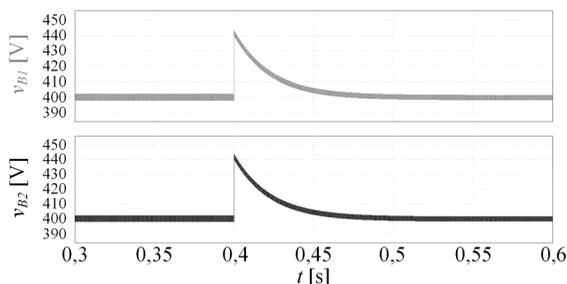


Figura 4-37 – Tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  na saída de cada módulo.

A Figura 4-37 mostra que as tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  nas saídas dos conversores também possuem uma sobretensão de aproximadamente 10% acima do valor nominal e um tempo de acomodação de aproximadamente 0,1 s.

A Figura 4-38 mostra o sinal modulador  $v_c$  na saída do compensador.

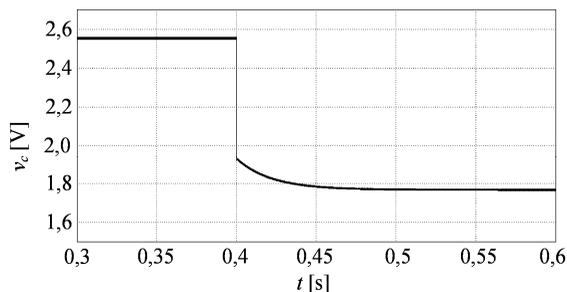


Figura 4-38 – Sinal modulador  $v_c$  na saída do compensador.

### 4.7.5 Estudo da variação dos parâmetros $L_{rn}$ e $a_n$

Os módulos envolvidos na conexão série-série estão sujeitos à variação dos parâmetros de seus componentes.

O objetivo deste capítulo é estudar o que ocorre na conexão série-série quando estes parâmetros são diferentes dos valores nominais.

Para isto considerou-se as mesmas especificações da seção anterior (Tabela 4-5) como valores nominais.

Basicamente os elementos diretamente relacionados com a transferência de energia e sujeitos à divergência de seus parâmetros em relação aos respectivos valores nominais durante o processo de construção, são a indutância série  $L_r$  e o transformador (relação de transformação  $a$ ).

Para este estudo serão mantidas as especificações apresentadas na Tabela 4-5 para a conexão série-série, tomadas como valores nominais.

Será admitido que os dois módulos não são idênticos e que houve um acréscimo de 5% na indutância série  $L_{r1}$  do módulo 1 e um acréscimo de 5% na relação de espiras  $a_1$  do transformador deste mesmo módulo. Para o módulo 2 será considerado que houve um decréscimo de 5% tanto na indutância série  $L_{r2}$  quanto na relação de espiras  $a_2$  do seu transformador.

Com estas considerações chega-se à Tabela 4-9 dos novos parâmetros dos módulos 1 e 2. Os demais parâmetros foram mantidos iguais aos da Tabela 4-6.

Tabela 4-9 – Novos parâmetros dos módulos 1 e 2.

Novo Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Relação de Espiras Sec/Prim 1	$a_1$	2,1	
Relação de Espiras Sec/Prim 2	$a_2$	1,9	
Indutância Série 1	$L_{r1}$	180,469	$\mu\text{H}$
Indutância Série 2	$L_{r2}$	163,281	$\mu\text{H}$

O Apêndice B apresenta os cálculos das tensões e correntes realizados a partir dos parâmetros da Tabela 4-9.

A Tabela 4-10 mostra os valores relevantes de tensões, correntes e potências calculados no Apêndice B.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

Tabela 4-10 – Tensões, correntes e potências relevantes nos módulos 1 e 2.

Grandeza	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão média na entrada do módulo 1	$V_{A1}$	424,932	V
Tensão média na entrada do módulo 2	$V_{A2}$	374,995	V
Tensão média na saída do módulo 1	$V_{B1}$	424,932	V
Tensão média na saída do módulo 2	$V_{B2}$	374,995	V
Corrente $I_2$ na Indutância $L_{r1}$	$I_{21}$	9,452	A
Corrente $I_1$ na Indutância $L_{r1}$	$I_{11}$	5,948	A
Corrente $I_2$ na Indutância $L_{r2}$	$I_{22}$	8,678	A
Corrente $I_1$ na Indutância $L_{r2}$	$I_{12}$	4,901	A
Potência no Módulo 1	$P_1$	1,062	kW
Potência no Módulo 2	$P_2$	0,937	kW

##### 4.7.5.1 Resultados em malha aberta

O circuito simulado é o mesmo da Figura 4-29, agora com os parâmetros da Tabela 4-9.

A Figura 4-39 mostra as tensões nas saídas de cada módulo  $v_{B1}$ ,  $v_{B2}$  e também a tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série. Os valores médios destas tensões obtidos no simulador são  $V_{B1} = 425,311$  V,  $V_{B2} = 373,703$  V e  $V_B = 799,013$  V.

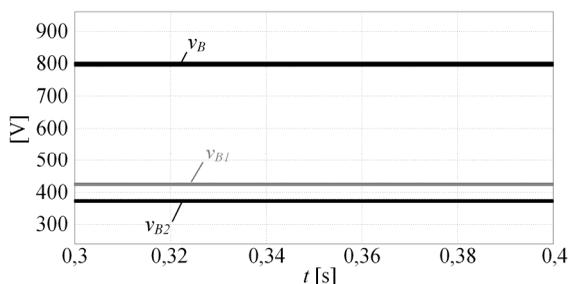


Figura 4-39 – Tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  na saída de cada módulo e tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série.

A Figura 4-40 mostra as correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores série no lado primário de cada transformador.

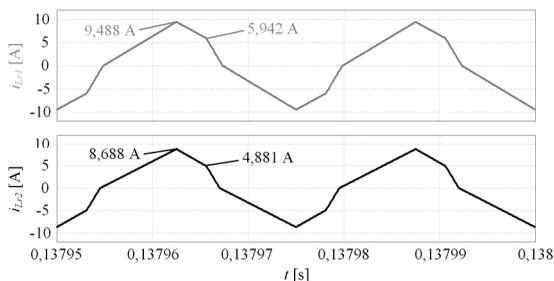


Figura 4-40 – Correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ .

A Figura 4-41 mostra as tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  na entrada de cada módulo. Os valores médios destas tensões obtidos no simulador são  $V_{A1} = 425,851$  V e  $V_{A2} = 374,149$  V.

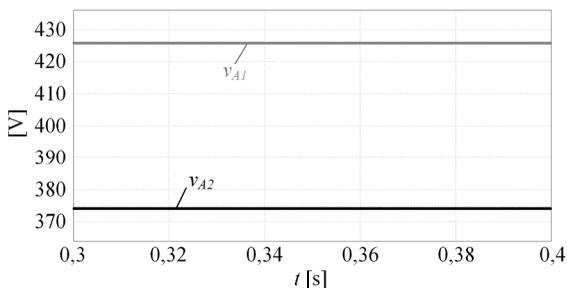


Figura 4-41 – Tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  na entrada de cada módulo.

#### 4.7.5.2 Resultados em malha fechada

O circuito simulado é o mesmo da Figura 4-35, agora com os parâmetros da Tabela 4-9.

A simulação inicia com carga nominal  $R_B$ , uma vez que a chave  $S_d$  da Figura 4-35 inicia fechada. No instante  $t_{step} = 0,4$  s a chave  $S_d$  é aberta retirando 50% da carga nominal.

A Figura 4-42 mostra a tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série.

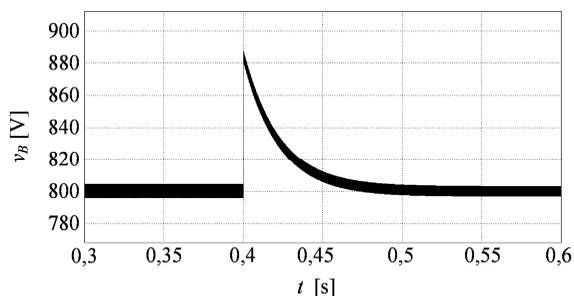


Figura 4-42 – Tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série.

Na Figura 4-42 verifica-se uma sobretensão de aproximadamente 10% acima do valor nominal e um tempo de acomodação de aproximadamente 0,1 s.

A Figura 4-43 mostra as tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  nas saídas dos conversores.

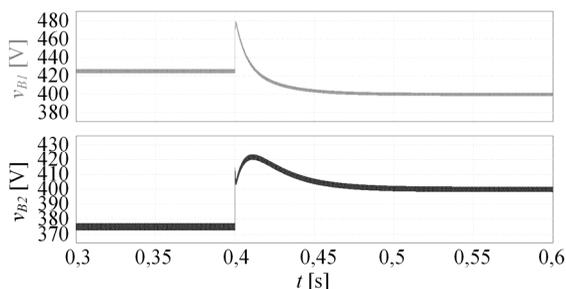


Figura 4-43 – Tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  na saída de cada módulo.

A Figura 4-43 mostra que as tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  nas saídas dos conversores convergem para 400 V, após a retirada de 50% da carga nominal, mesmo com a variação de parâmetros da Tabela 4-9.

A Figura 4-44 mostra o sinal modulador  $v_c$  na saída do compensador.

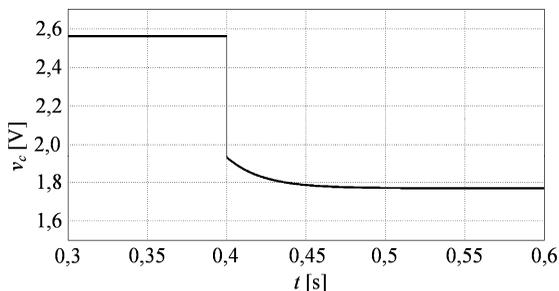


Figura 4-44 – Sinal modulador  $v_c$  na saída do compensador.

## 4.8 PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados o projeto da conexão série-série de quatro módulos ponte completa com único modulador e os respectivos resultados experimentais obtidos de um protótipo em bancada.

No projeto cada módulo é dimensionado para assumir uma parcela da carga total de modo equilibrado, ou seja, a potência total especificada dividida por  $n=4$ .

Assim, todos os quatro módulos possuem parâmetros idênticos conforme a equação (4-108).

O detalhamento dos cálculos do projeto é apresentado no Apêndice C.

A listagem dos componentes dimensionados, empregados no protótipo montado em bancada, é apresentada no Apêndice D juntamente com os diagramas esquemáticos e layouts de circuito impresso.

### 4.8.1 Projeto da conexão série-série de quatro módulos ponte completa

#### 4.8.1.1 Esquemático simplificado

A Figura 4-45 mostra o esquemático simplificado da conexão série-série projetada incluindo os blocos de controle.

Nota-se na Figura 4-45 o aparecimento dos capacitores de bloqueio  $C_{an}$  que possuem a função de evitar a saturação do transformador por uma componente de corrente contínua.

Todos os módulos possuem capacitores de bloqueio idênticos cujos critérios de projeto são apresentados na seção 4.8.1.6.

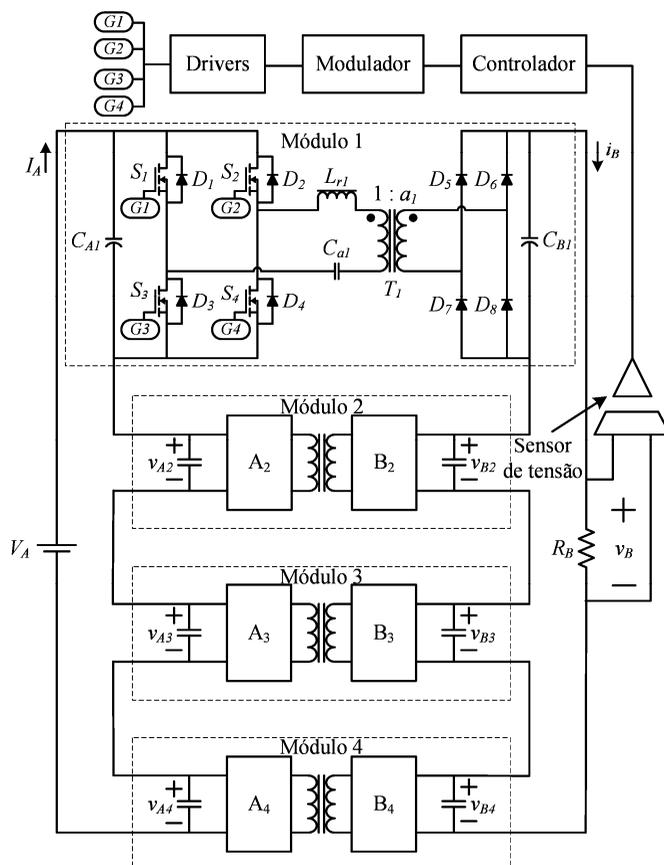


Figura 4-45 - Esquema simplificado da conexão série-série projetada incluindo os blocos de controle.

#### 4.8.1.2 Especificação

A especificação a partir da qual será realizado o projeto da conexão série-série de quatro módulos CC-CC Ponte Completa é mostrada na Tabela 4-11.

Observa-se que as duas últimas linhas da Tabela 4-11 definem operação no MCC dos conversores conectados em série-série e são de escolha do projetista.

## 4.8.1.3 Dimensionamento dos interruptores e dos diodos em antiparalelo

A Tabela 4-12 mostra os esforços relevantes para o dimensionamento dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  de um módulo.

Tabela 4-11 – Especificação da conexão série-série de quatro módulos CC-CC Ponte Completa.

Parâmetro Especificado	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão na Entrada	$V_A$	1600	V
Tensão na Saída	$V_B$	1600	V
Ondulação Máxima Percentual de $V_B$	$\Delta\%V_B$	1%	
Potência	$P$	4	kW
Número de Módulos em Série	$n$	4	
Frequência de Comutação	$f_s$	40	kHz
Ganho $V_B' / V_A$	$q'$	0,5	
Razão Cíclica	$D$	0,75	

Tabela 4-12 – Esforços nos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ .

Esforço	$S_1$ e $S_3$	$S_2$ e $S_4$	Unidade
Corrente de Pico	9,090	9,090	A
Corrente Média	1,420	2,330	A
Corrente Eficaz	2,934	4,174	A
Tensão Máxima	400	400	V

A Tabela 4-13 mostra os esforços relevantes para o dimensionamento dos diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ .

Tabela 4-13 – Esforços nos diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$ .

Esforço	$D_1$ e $D_3$	$D_2$ e $D_4$	Unidade
Corrente de Pico	9,090	5,455	A
Corrente Média	1,080	0,170	A
Corrente Eficaz	2,715	0,787	A
Tensão Máxima	400	400	V

O MOSFET escolhido para suportar os esforços dos interruptores  $S_{1-4}$  e dos diodos  $D_{1-4}$  foi o SPW47N60C3 do fabricante Infineon [28].

A Tabela 4-14 mostra as principais características deste interruptor.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

Tabela 4-14 – Principais características do MOSFET SPW47N60C3.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão máxima suportada	$V_{DS} (@ T_{Jmax})$	650	V
Corrente direta máxima	$I_D (@ T_C = 100\text{ }^\circ\text{C})$	30	A
Resistência em condução	$R_{DS(on)max}$	0,07	$\Omega$
Tempo de atraso para ligar	$td(on)$	18	ns
Tempo de atraso para desligar	$td(off)$	165	ns
Capacitância de entrada	$C_{iss}$	6,8	nF
Corrente direta contínua máxima no diodo inverso	$I_S$	47	A
Corrente direta pulsada máxima no diodo inverso	$I_{SM}$	141	A
Tensão direta no diodo inverso	$V_{SD}$	1,2	V
Tempo de recuperação reversa	$t_{rr}$	580	ns
Carga de recuperação reversa	$Q_{rr}$	23	$\mu\text{C}$
Temperatura da junção	$T_J$	150	$^\circ\text{C}$
Resistência térmica junção-capsula	$R_{thJC}$	0,3	K / W

Utilizando-se um resistor de gatilho  $R_G = 15\ \Omega$  e tensão de gatilho  $V_G = 15\ \text{V}$  é possível calcular os tempos de subida e de descida dos interruptores  $t_{op}$ , bem como a corrente máxima de gatilho que o driver deverá fornecer conforme mostram as equações (4-280) e (4-281) respectivamente.

$$t_{op} = 2,2 R_G C_{iss} = 224,4\ \text{ns} \quad (4-280)$$

$$I_{Gmax} = C_{iss} \frac{V_G}{t_{op}} = 0,455\ \text{A} \quad (4-281)$$

Conhecendo os esforços nos interruptores é possível calcular as perdas em condução que são as perdas nos interruptores uma vez que as perdas em comutação são desprezíveis devido à comutação suave.

As perdas nos interruptores  $S_{1-4}$  são mostradas na Tabela 4-15.

Tabela 4-15 – Perdas nos interruptores.

Interruptores	Valor	Unidade
$S_1$ ou $S_3$	0,188	W
$S_2$ ou $S_4$	0,152	W
$S_1, S_2, S_3$ e $S_4$	0,680	W

As perdas nos diodos  $D_{1-4}$  em antiparalelo com os interruptores são mostradas na Tabela 4-16.

Tabela 4-16 – Perdas nos diodos em antiparalelo com os interruptores.

Diodos	Valor	Unidade
D <sub>1</sub> ou D <sub>3</sub>	1,295	W
D <sub>2</sub> ou D <sub>4</sub>	0,205	W
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub> , D <sub>3</sub> e D <sub>4</sub>	3,000	W

Considera-se para, efeitos de cálculo térmico, que o interruptor  $S_x$  e o seu respectivo diodo  $D_x$  em antiparalelo compõem o MOSFET  $Q_x$ , onde “x” varia de 1 à 4.

Para o cálculo térmico considerou-se a temperatura ambiente  $T_A$  igual a 40 °C e uma resistência térmica entre cápsula e dissipador  $R_{thCD}$  de 0,1 K/W.

A tabela Tabela 4-17 mostra os valores das resistências térmicas máximas calculadas para os MOSFET’s  $Q_{1-4}$ .

Tabela 4-17 – Resistências térmicas máximas para os MOSFET’s  $M_{1-4}$ .

Resistência Térmica	Valor	Unidade
Junção - Ambiente em $Q_1$ ou $Q_3$	74,135	K/W
Dissipador - Ambiente em $Q_1$ ou $Q_3$	73,735	K/W
Junção - Ambiente em $Q_2$ ou $Q_4$	308,117	K/W
Dissipador - Ambiente em $Q_2$ ou $Q_4$	307,717	K/W

Para comandar os MOSFET’s  $Q_{1-4}$  foram utilizados dois drivers DRO100S25A do fabricante Supplier [34].

O modulador utilizado foi o CI UCC3895 do fabricante Texas Instruments [33].

#### 4.8.1.4 Dimensionamento dos diodos retificadores

A Tabela 4-18 mostra os esforços relevantes para o dimensionamento dos diodos retificadores.

Tabela 4-18 – Esforços nos diodos retificadores.

Esforço	Valor	Unidade
Corrente de Pico	4,545	A
Corrente Média	1,250	A
Corrente Eficaz	1,999	A
Tensão Máxima	400	V

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

O diodo escolhido foi o IDH05SG60C do fabricante Infineon [29].  
A Tabela 4-19 mostra as principais características deste diodo.

Tabela 4-19 – Principais características do diodo IDH05SG60C.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão máxima suportada	$V_{DC}$	600	V
Corrente média direta máxima	$I_F @ T_C < 130\text{ °C}$	5	A
Corrente de pico máxima	$I_{F,SM}$	18	A
Tensão direta	$V_F$	2,8	V
Tempo de recuperação reversa	$t_{rr}$	10	ns
Carga de recuperação reversa	$Q_{rr}$	6,67	nC
Temperatura da junção máxima	$T_J$	175	°C
Resistência térmica junção-capsula	$R_{thJC}$	2,7	K / W

As perdas nos diodos retificadores são mostradas na Tabela 4-20.

Tabela 4-20 – Perdas nos diodos retificadores.

Perdas	Valor [W]
Em condução	3,5
Na comutação	0,107
Total em um diodo	3,607
Total na ponte	14,427

Para o cálculo térmico considerou-se a temperatura ambiente  $T_A$  igual a 40 °C e uma resistência térmica entre cápsula e dissipador  $R_{thCD}$  de 0,1 K/W.

A tabela Tabela 4-21 mostra os valores das resistências térmicas máximas calculadas.

Tabela 4-21 – Resistências térmicas.

Resistência Térmica	Valor [K/W]
Junção - Ambiente	37,431
Dissipador - Ambiente	34,631

#### 4.8.1.5 Dimensionamento do dissipador de calor

Considerando que todos os semicondutores serão conectados ao mesmo dissipador de calor, é considerado o circuito térmico apresentado na Figura 4-46.

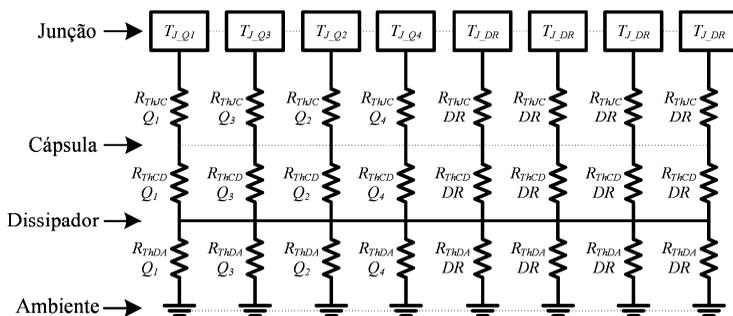


Figura 4-46 – Circuito térmico para dimensionamento do dissipador.

A partir da Figura 4-46 calcula-se uma resistência térmica máxima entre dissipador e ambiente igual a  $R_{DS} = 6,706$  K/W.

Considerando um comprimento de 100 mm do dissipador HS 19334 [30] chega-se à uma resistência térmica efetiva máxima entre dissipador e ambiente igual a  $R_{DSef} = 1,113$  K/W.

#### 4.8.1.6 Dimensionamento do capacitor de bloqueio $C_a$

##### 4.8.1.6.1 Critério da frequência de ressonância

O primeiro critério considerado para o dimensionamento de  $C_a$  é o da frequência de ressonância.

O capacitor  $C_a$  e o indutor  $L_r$  formam um circuito série ressonante, cuja frequência de ressonância é dada pela equação (4-282).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_a}} \quad (4-282)$$

Isolando  $C_a$  na equação (4-282) obtém-se a equação (4-283).

$$C_a = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_r} \quad (4-283)$$

Tomando  $f_r$  quatro vezes menor que a frequência de comutação  $f_s$  na equação (4-283) encontra-se  $C_a = 1,474$   $\mu$ F.

## 4.8.1.6.2 Critério da queda de tensão

O segundo critério considerado para o dimensionamento de  $C_a$  é o da queda de tensão.

A tensão nos terminais de  $C_a$  é dada pela equação (4-284).

$$v_{Ca} = \frac{1}{C_a} \int_0^t i_{Ca} dt \quad (4-284)$$

Considerando que  $C_a$  é carregado com corrente constante chega-se à equação (4-285).

$$v_{Ca} = \frac{I_{Ca} t}{C_a} \quad (4-285)$$

Por simplicidade será considerado que  $I_x = I_B$  e o capacitor  $C_a$  é carregado com corrente constante cujo valor é dado pela equação (4-286).

$$I_{Ca} = a I_B \quad (4-286)$$

Assim, a tensão máxima nos terminais de  $C_a$  será dada pela equação (4-287).

$$v_{Ca\_max} = \frac{I_{Ca} T_s}{C_a 4} = \frac{a I_B}{4 f_s C_a} \quad (4-287)$$

A ondulação de tensão em  $C_a$  é dada pela equação (4-288).

$$\Delta V_{Ca} = 2 V_{Ca\_max} = \frac{a I_B}{2 f_s C_a} \quad (4-288)$$

Isolando  $C_a$  na equação (4-288) encontra-se a equação (4-289) para o cálculo de  $C_a$ .

$$C_a \geq \frac{a I_B}{2 f_s \Delta V_{Ca}} \quad (4-289)$$

Escolhendo  $\Delta V_{Ca} = 0,05 V_{Am}$  encontra-se  $C_a \geq 3,125 \mu\text{F}$ .  
Adotou-se no projeto  $C_a = 5 \mu\text{F}$ .

#### 4.8.1.7 Dimensionamento dos capacitores na entrada e na saída de cada módulo $C_A$ e $C_B$

O cálculo deste capacitor pela ondulação de tensão na saída de um módulo resulta em  $C_B = 1,79 \mu\text{F}$ , porém a ondulação máxima de corrente neste capacitor é de 4,55 A o que resulta na escolha do capacitor B43504A5477M000 – 450V – 470  $\mu\text{F}$  – Epcos.

Assim, fica definido o valor de  $C_B = 470 \mu\text{F}$ .

Por simplicidade de projeto escolheu-se o mesmo capacitor para os capacitores na entrada de cada módulo  $C_A = 470 \mu\text{F}$ .

#### 4.8.1.8 Dimensionamento da indutância $L_r$

A Tabela 4-22 mostra os parâmetros utilizados para o projeto do indutor  $L_r$ .

Tabela 4-22 – Parâmetros utilizados para o projeto do indutor  $L_r$ .

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Indução máxima	$B_{max}$	0,125	T
Fator de ocupação do enrolamento de cobre	$K_w$	0,7	
Densidade máxima de corrente	$J_{max}$	450	A/cm <sup>2</sup>
Indutância nominal	$L_r$	171,875	$\mu\text{H}$
Excursão máxima de corrente	$I_{Lr\ max}$	9,091	A
Corrente eficaz	$I_{Lr\ ef}$	5,653	A
Permeabilidade do ar	$\mu_0$	$4.\pi.10^{-7}$	H/m

A partir dos valores da Tabela 4-22 chega-se a um produto de áreas, entre a área da secção transversal magnética ( $A_e$ ) e a área da janela do enrolamento ( $A_w$ ),  $A_e A_w = 2,243 \text{ cm}^4$ .

Assim, escolhe-se o núcleo E – 42/20 do fabricante Thornton que possui os dados apresentados na Tabela 4-23.

Neste trabalho foi padronizado o fio AWG 27 para a construção dos elementos magnéticos (indutor e transformador).

Os dados relevantes do fio AWG 27 são mostrados na Tabela 4-24.

Os valores resultantes do projeto físico do indutor  $L_r$  são mostrados na Tabela 4-25.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

Tabela 4-23 – Dados do núcleo E – 42/20 do fabricante Thornton.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Área da seção transversal	$A_e$	2,40	cm <sup>2</sup>
Área da janela do enrolamento	$A_w$	1,57	cm <sup>2</sup>
Produto de áreas	$A_e A_w$	3,768	cm <sup>4</sup>
Volume do material magnético	$V_e$	23,3	cm <sup>3</sup>
Comprimento médio magnético	$L_e$	9,7	cm
Comprimento médio de uma espira	$L_t$	10,5	cm
Massa de uma peça E	$m_E$	56	g
Perda proporcional	$P_P$	14,221	mW/g

Tabela 4-24 – Dados relevantes do fio AWG 27.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Área do condutor nú	$A_{fio\ nu}$	0,001021	cm <sup>2</sup>
Área do condutor isolado	$A_{fio\ isol}$	0,001344	cm <sup>2</sup>
Resistividade	$\rho_{fio}$	0,002256	$\Omega/cm$

Tabela 4-25 – Características físicas do indutor  $L_r$ .

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Número de espiras	$N_e$	53	
Comprimento do chicote	$L_{chicote}$	5,6	m
Comprimento do entreferro	$l_{entferro}$	4,929	mm
Número de condutores em paralelo	$N_{cond}$	15	
Resistência de condução do cobre	$R_{cobre}$	0,084	$\Omega$
Perda no cobre	$P_{cobre}$	2,675	W
Perda no núcleo	$P_{nucleo}$	1,593	W
Perda total no indutor	$P_{TL}$	4,267	W
Resistência térmica do núcleo	$R_{Th\ nucleo}$	14,1	K/W
Elevação de temperatura	$\Delta T_L$	60	°C

#### 4.8.1.9 Dimensionamento do transformador

Os valores dos parâmetros utilizados para o projeto do transformador são mostrados na Tabela 4-26.

Tabela 4-26 – Parâmetros para o projeto do transformador.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Indução máxima	$B_{max}$	0,125	T
Fator de ocupação do enrolamento de cobre	$K_w$	0,7	
Densidade máxima de corrente	$J_{max}$	450	A/cm <sup>2</sup>
Fator de ocupação do primário	$K_p$	0,5	

A partir dos valores da Tabela 4-26 chega-se a um produto de áreas, entre a área da secção transversal magnética ( $A_e$ ) e a área da janela do enrolamento ( $A_w$ ),  $A_e A_w = 6,281 \text{ cm}^4$ .

Assim, escolhe-se o núcleo E – 55/21 do fabricante Thornton que possui os dados apresentados na Tabela 4-27.

Tabela 4-27 – Dados do núcleo E – 55/21 do fabricante Thornton.

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Área da secção transversal	$A_e$	3,54	$\text{cm}^2$
Área da janela do enrolamento	$A_w$	2,50	$\text{cm}^2$
Produto de áreas	$A_e A_w$	8,85	$\text{cm}^4$
Volume do material magnético	$V_e$	42,5	$\text{cm}^3$
Comprimento médio magnético	$L_e$	12	cm
Comprimento médio de uma espira	$L_t$	11,6	cm
Massa de uma peça E	$m_E$	109	g
Perda proporcional	$P_P$	14,221	mW/g

Para a construção do transformador também foi utilizado o fio AWG 27 que possui seus dados relevantes mostrados na Tabela 4-24.

Os valores resultantes do projeto físico do transformador são mostrados na Tabela 4-29.

#### 4.8.1.10 Modelo no domínio da frequência

Com a finalidade de obter a função de transferência da tensão na carga para a razão cíclica foi simulado o circuito da Figura 4-17 com os parâmetros da Tabela 4-28.

Para a simulação foi considerado como entrada uma pequena perturbação senoidal na razão cíclica em torno do ponto de operação e como saída foi observada a tensão total no lado “B” para uma variação de frequência de 0,1 Hz à 10 kHz.

A Figura 4-47 mostra o diagrama de Bode obtido por simulação do circuito da Figura 4-17 com os parâmetros da Tabela 4-28.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

Tabela 4-28 - Parâmetros para validação do modelo obtido via simulação.

Grandeza Especificada	Símbolo	Valor	Unidade
Número de módulos	$n$	4	
Tensão na entrada de cada módulo	$V_{Am}$	400	V
Tensão na saída de cada módulo	$V_{Bm}$	400	V
Potência total	$P$	4	kW
Ganho estático parametrizado	$q'$	0,5	
Razão cíclica	$D$	0,75	
Frequência de comutação	$f_s$	40	kHz
Relação de transformação	$a$	2	
Indutância série de cada módulo	$L_r$	171,875	$\mu\text{H}$
Capacitor na entrada de cada módulo	$C_A$	470	$\mu\text{F}$
Capacitor na saída de cada módulo	$C_B$	470	$\mu\text{F}$

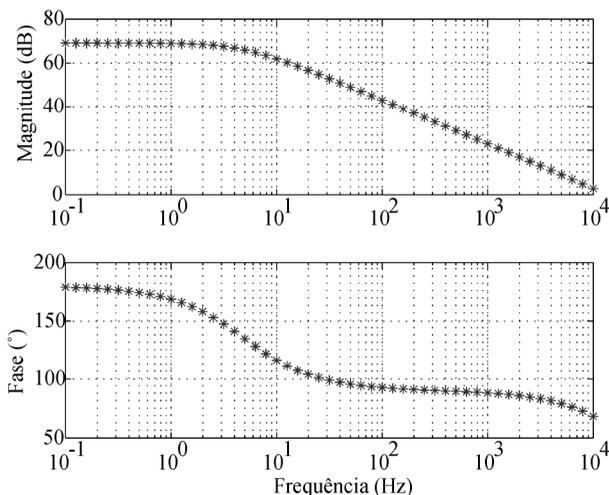


Figura 4-47 – Diagrama de Bode do resultado de simulação.

Considerando uma aproximação de primeira ordem para o diagrama de Bode da Figura 4-47 verifica-se que no gráfico da fase, entre 1 kHz e 10 kHz, há uma divergência que é explicada devido à proximidade da frequência de comutação, ou seja, o sistema possui comportamento de primeira ordem para frequências abaixo de 1kHz.

A partir dos pontos do gráfico da Figura 4-47 a função de transferência da tensão de saída para a razão cíclica, estimada como sendo de primeira ordem, é dada pela equação (4-290).

$$G_s = \frac{\widehat{V}_B(s)}{\widehat{D}(s)} = \frac{2825,2}{0,032s + 1} \quad (4-290)$$

Portanto para o projeto da malha de controle da tensão na carga adotou-se a equação (4-290) como função de transferência da conexão série-série de 4 módulos Ponte Completa.

#### 4.8.1.11 Dimensionamento da malha de controle de $v_B$

Conforme os cálculos apresentados no Apêndice C os dados do sistema em malha aberta não compensado são mostrados na Tabela 4-30.

Os dados do sistema em malha fechada compensado são mostrados na Tabela 4-31.

Tabela 4-29 – Características físicas do transformador.

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Número de espiras do primário	$N_{ep}$	29	
Número de espiras do secundário	$N_{es}$	58	
Comprimento do chicote primário	$L_{chicote_p}$	3,4	m
Comprimento do chicote secundário	$L_{chicote_s}$	6,1	m
Número de condutores em paralelo no primário	$N_{cond_p}$	20	
Número de condutores em paralelo no secundário	$N_{cond_s}$	10	
Resistência de condução do cobre no primário	$R_{cobre_p}$	0,038	$\Omega$
Resistência de condução do cobre no secundário	$R_{cobre_s}$	0,137	$\Omega$
Perda no cobre	$P_{cobre}$	2,31	W
Perda no núcleo	$P_{nucleo}$	3,10	W
Perda total no transformador	$P_{TT}$	5,41	W
Resistência térmica do núcleo	$R_{Th\ nucleo}$	10,3	K/W
Elevação de temperatura	$\Delta T_T$	56	$^{\circ}\text{C}$

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

Tabela 4-30 – Dados do sistema em malha aberta não compensado.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão pico à pico da portadora triangular	$V_{ppt}$	2,35	V
Constante da planta	$K_{planta}$	1202,2	
Constante de tempo da planta	$\tau_{planta}$	32	ms
Tensão de referência	$V_{ref}$	2,2	V
Ganho do sensor de tensão	$H_v$	$1,375 \cdot 10^{-3}$	
Frequência de cruzamento	$f_{cruz}$	6,55	Hz
Margem de fase não compensado	$MF_{nc}$	127,225	°

Tabela 4-31 – Dados do sistema em malha fechada compensado.

Grandeza	Símbolo	Valor	Unidade
Frequência de cruzamento desejada	$f_{cd}$	5	kHz
Frequência do zero do compensador	$f_{zv}$	10	Hz
Frequência do pólo do compensador	$f_p$	10	kHz
Ganho do sensor de tensão	$H_v$	$1,375 \cdot 10^{-3}$	
Margem de fase compensado	$MF$	63,38	°
Resistor $R_1$ do compensador	$R_1$	100	$\Omega$
Resistor $R_2$ do compensador	$R_2$	62	k $\Omega$
Capacitor $C_1$ do compensador	$C_1$	270	nF
Capacitor $C_2$ do compensador	$C_2$	270	pF

### 4.8.2 Resultados experimentais

A seguir são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo montado em bancada mostrado na Figura 4-48.



Figura 4-48 – Foto do protótipo em bancada.

## 4.8.2.1 Malha aberta

A Figura 4-49 mostra as tensões  $v_{An}$  na entrada de cada módulo.

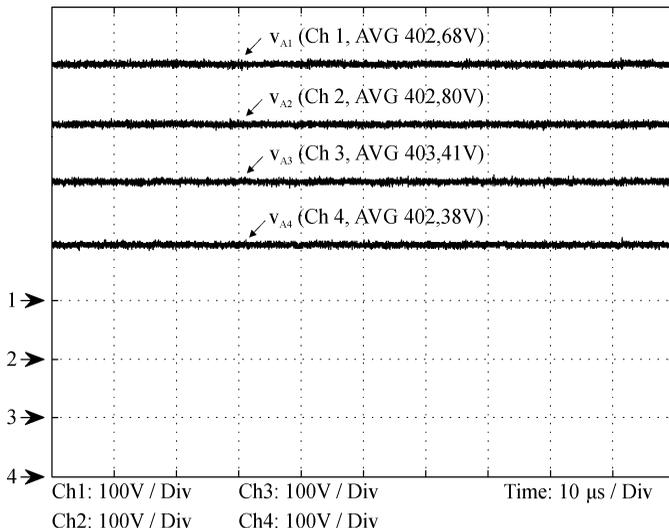


Figura 4-49 – Tensões  $v_{An}$  na entrada de cada módulo.

A Figura 4-50 mostra as tensões  $v_{Bn}$  na saída de cada módulo.

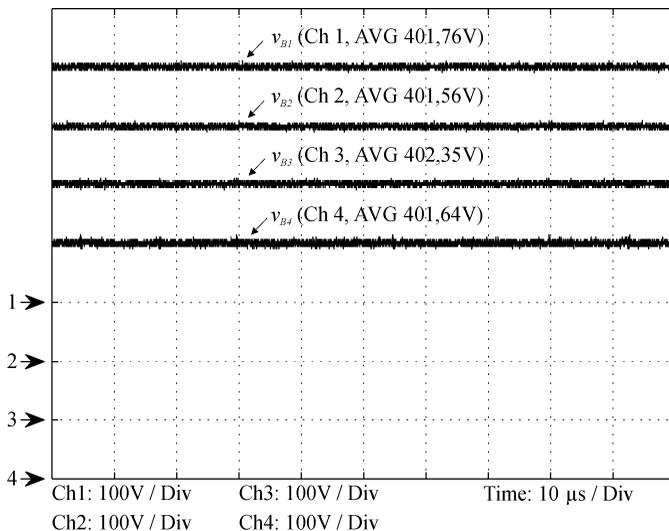


Figura 4-50 – Tensões  $v_{Bn}$  (100V/Div) na saída de cada módulo.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

A Figura 4-51 mostra as correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores série  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  respectivamente dos módulos 1 e 2.

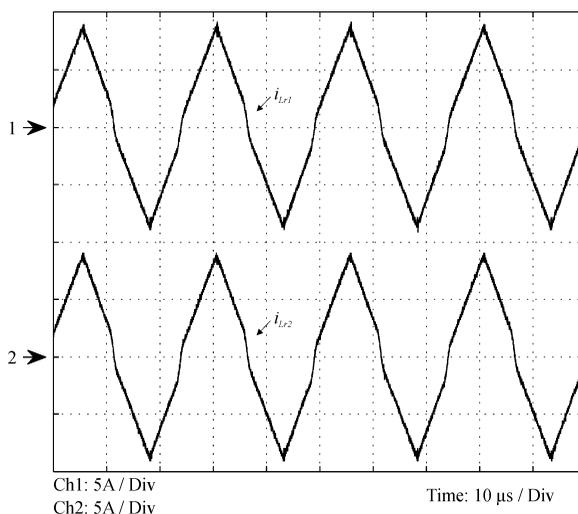


Figura 4-51 – Correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ .

A Figura 4-52 mostra as correntes  $i_{Lr3}$  e  $i_{Lr4}$  nos indutores série  $L_{r3}$  e  $L_{r4}$  respectivamente dos módulos 3 e 4.

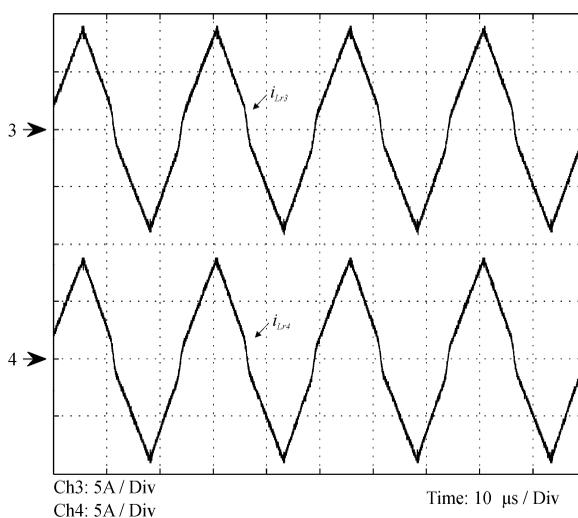


Figura 4-52 – Correntes  $i_{Lr3}$  e  $i_{Lr4}$  nos indutores  $L_{r3}$  e  $L_{r4}$ .

## 4.8.2.2 Malha fechada

A Figura 4-53 mostra as tensões de entrada  $v_{An}$  e as tensões de saída  $v_{Bn}$  para um degrau na tensão total de entrada de 750 V para 800V.

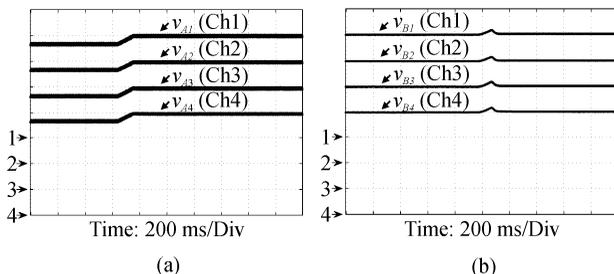


Figura 4-53 – Tensões de entrada  $v_{An}$  e as tensões de saída  $v_{Bn}$  para um degrau na tensão total de entrada: (a) Tensões na entrada  $v_{An}$  (50 V/Div); (b) Tensões na saída  $v_{Bn}$  (50 V/Div).

A Figura 4-54 mostra a tensão total de entrada  $v_A$  e a tensão total de saída  $v_B$  para um degrau na tensão total de entrada de 750 V para 800V.

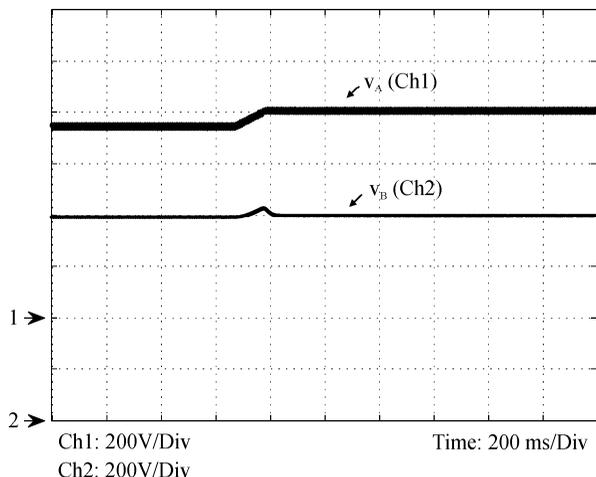


Figura 4-54 – Tensão total de entrada  $v_A$  e a tensão total de saída  $v_B$  para um degrau na tensão total de entrada.

#### 4 – A Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Unidirecionais

A Figura 4-55 mostra as tensões  $v_{An}$  na entrada e as tensões  $v_{Bn}$  na saída para um degrau de carga de 50-100% junto com a corrente  $i_B$  na carga. Observa-se nesta figura, em acordo com a Figura 4-14, que em 50% de carga  $\overline{I_{xn}}' = 0,344$  e os módulos operam no MCD, uma vez que a malha de controle mantém  $q' = 0,5$ ; já em 100% de carga  $\overline{I_{xn}}' = 0,688$  e os módulos operam no MCC.

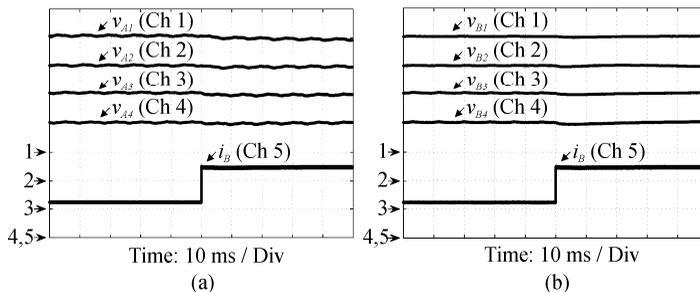


Figura 4-55 – Tensões  $v_{An}$  na entrada e as tensões  $v_{Bn}$  na saída para um degrau de carga de 50-100%: (a) Tensões  $v_{An}$  na entrada (100 V/Div) e corrente  $i_B$  na saída (1 A/Div); (b) Tensões  $v_{Bn}$  na saída (100 V/Div) e corrente  $i_B$  na saída (1 A/Div).

A Figura 4-56 mostra as tensões totais  $v_A$  e  $v_B$  respectivamente na entrada e na saída para um degrau de carga de 50-100%.

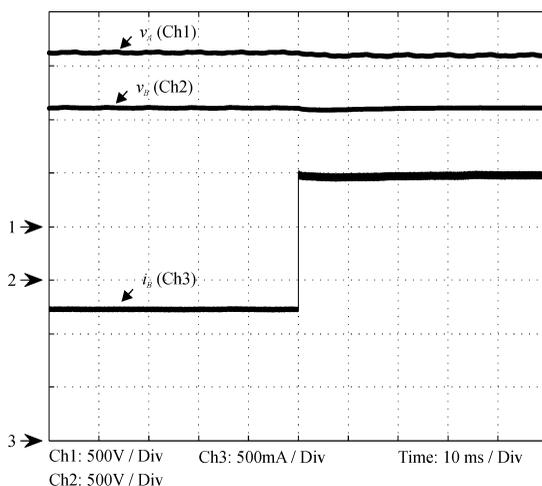


Figura 4-56 – Tensões totais  $v_A$  e  $v_B$  respectivamente na entrada e na saída para um degrau de carga de 50-100%.

## 4.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi demonstrado o teorema fundamental da conexão série-série para módulos CC-CC, bem como realizado o estudo da conexão série-série de módulos CC-CC que possuem característica de saída linear do tipo tensão “tombante”.

Foi realizado um estudo do conversor CC-CC Ponte Completa unidirecional e saída em tensão onde se verificou que o mesmo possui característica de saída em tensão “tombante”, porém não linear. Foi realizada a linearização da característica de saída do referido conversor obtendo-se os parâmetros  $K$  e  $\alpha$  em acordo com a teoria linear desenvolvida da conexão série-série.

Com relação ao estudo da conexão série-série de módulos CC-CC Ponte Completa obteve-se a equação (4-245) para o cálculo dos capacitores  $C_A$ .

O modelo da conexão série-série de módulos CC-CC Ponte Completa no domínio da frequência foi estimado por simulação.

Verificou-se via simulação que a conexão série na entrada e série na saída de módulos Ponte Completa proposta é estável em malha aberta.

Em malha aberta também foi verificado via simulação que a ondulação tanto da tensão total na saída quanto da tensão na saída de cada módulo é coerente com as especificações de projeto.

No estudo da estratégia de controle da tensão total de saída da conexão série-série verificou-se que o emprego de um controlador proporcional-integral (PI) com filtro proporciona rejeição a perturbações do tipo degrau, uma vez que o sistema é do tipo zero.

Em malha fechada verificou-se via simulação uma sobretensão na tensão  $v_B$  no entorno de 10% acima do valor nominal e um tempo de acomodação de 0,1 s.

Com relação à variação dos parâmetros  $L_{rn}$  e  $a_n$ , observou-se via simulação que para variações de 5% nas indutâncias série ( $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ ) e nas relações de espiras dos transformadores ( $a_1$  e  $a_2$ ) as tensões de entrada e de saída variam em torno de 6,5% de seus valores nominais.

Embora o ganho estático de cada módulo continue sendo unitário, cada módulo assume uma parcela diferente da carga, sendo que o módulo 1 fica com 1,062 kW e o módulo 2 com 0,937 kW.

Os resultados experimentais confirmam a teoria desenvolvida da conexão série-série de módulos CC-CC Ponte Completa, tanto em malha aberta quanto em malha fechada.

## CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS CC-CC BIDIRECIONAIS

Equation Chapter (Next) Section 1

### 5.1 INTRODUÇÃO

A conexão série-série de módulos CC-CC bidirecionais não é explorada na literatura atual.

Este tipo de conexão permite a interligação de redes de transmissão de energia elétrica em corrente contínua (HVDC).

### 5.2 O CONVERSOR DUAL ACTIVE BRIDGE – DAB

O estudo que segue sobre o conversor DAB foi baseado em [27].

#### 5.2.1 Topologia

A topologia do conversor Dual Active Bridge – DAB é mostrada na Figura 5-1.

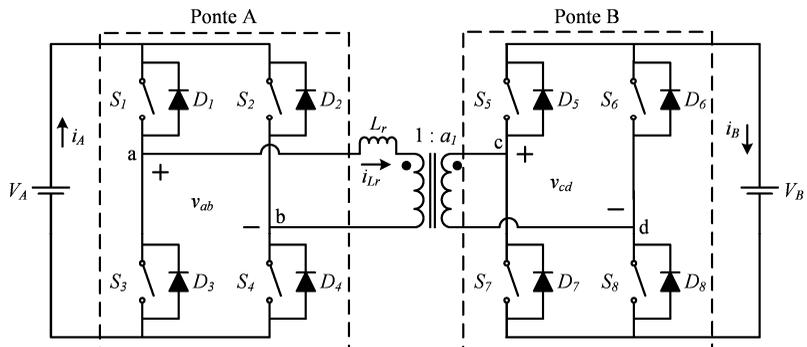


Figura 5-1 - Conversor CC-CC bidirecional Dual Active Bridge.

De acordo com a Figura 5-1, os interruptores  $S_{1-4}$  e os diodos  $D_{1-4}$  compreendem a ponte “A”, de forma análoga, os interruptores  $S_{5-8}$  e os diodos  $D_{5-8}$  compreendem a ponte “B”.

O indutor  $L_r$  mostrado na Figura 5-1 é igual à soma de uma indutância externa mais a indutância de dispersão do transformador.

O conversor mostrado na Figura 5-1 pode ser representado com o lado “B” referido ao lado “A” conforme mostra a Figura 5-2.

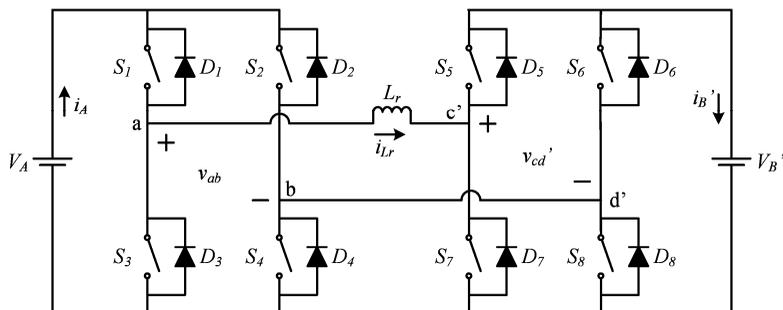


Figura 5-2 - Conversor DAB com o lado “B” referido para o lado “A”.

Da Figura 5-1 para a Figura 5-2 verificam-se as equações (5-1), (5-2) e (5-3).

$$v_{cd}' = \frac{v_{cd}}{a} \quad (5-1)$$

$$V_B' = \frac{V_B}{a} \quad (5-2)$$

$$i_B' = a i_B \quad (5-3)$$

## 5.2.2 Princípio de Funcionamento

Todos os interruptores do conversor DAB operam com razão cíclica igual a 0,5.

Na ponte “A” os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  são comandados juntos. Os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  também são comandados juntos e possuem comando complementar aos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ .

Na ponte “B” os interruptores  $S_5$  e  $S_8$  são comandados juntos, porém defasados de um ângulo  $\phi$  em relação aos interruptores  $S_1$  e  $S_4$ . Os interruptores  $S_6$  e  $S_7$  também são comandados juntos e possuem comando complementar aos interruptores  $S_5$  e  $S_8$ .

A Figura 5-3 ilustra o comando das pontes “A” e “B”.

O resultado do comando da Figura 5-3 no conversor da Figura 5-2 é que a indutância  $L_r$  fica submetida às tensões quadradas  $v_{ab}$  e  $v_{cd}'$  conforme ilustra a Figura 5-4.

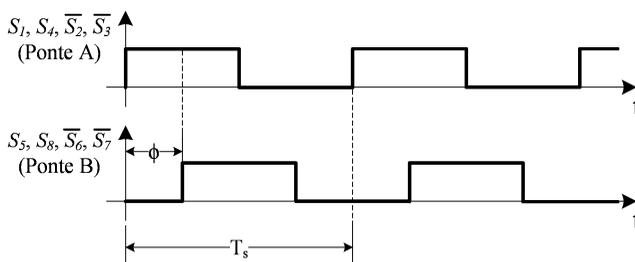


Figura 5-3 - Comando das pontes “A” e “B”.

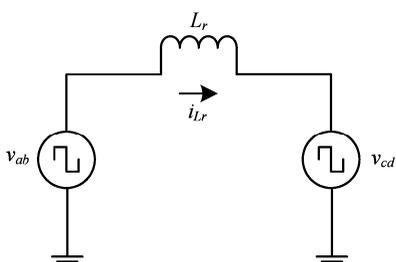


Figura 5-4 - Circuito equivalente do conversor DAB.

O circuito equivalente do conversor DAB mostrado na Figura 5-4 pode ser analisado de forma fasorial considerando somente os valores fundamentais das tensões  $v_{ab}$  e  $v_{cd}'$ . Este modelo do conversor DAB é chamado de modelo fundamental e está ilustrado na Figura 5-5.

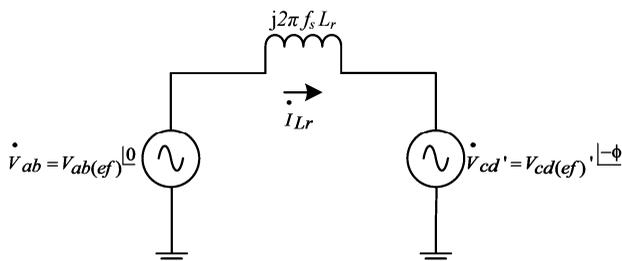


Figura 5-5 - Modelo fundamental do conversor DAB.

É importante ressaltar aqui que um ângulo  $\phi$  positivo no comando, conforme mostra a Figura 5-3, faz com que a tensão  $v_{cd}'$  fique atrasada de um ângulo  $\phi$  em relação à tensão  $v_{ab}$ . Por este motivo o fasor  $\dot{v}_{cd}'$  possui ângulo  $\phi$  negativo na Figura 5-5.

Na Figura 5-5 os valores eficazes das tensões  $v_{ab}$  e  $v_{cd}'$  são dados respectivamente pelas equações (5-4) e (5-5) que representam o valor eficaz de uma forma de onda quadrada.

$$V_{ab(ef)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_A \quad (5-4)$$

$$V_{cd(ef)'} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_B' \quad (5-5)$$

O fasor de corrente  $\dot{i}_{Lr}$  é dado pela equação (5-6).

$$\dot{i}_{Lr} = \frac{\dot{V}_{ab} - \dot{V}_{cd}'}{j2\pi f_s L_r} = \frac{V_{ab(ef)} \angle 0 - V_{cd(ef)'} \angle \phi}{j2\pi f_s L_r} \quad (5-6)$$

A potência aparente fornecida pela fonte de tensão contínua do lado “A” do conversor é dada pela equação (5-7).

$$S_A = \dot{V}_{ab} \dot{i}_{Lr}^* \quad (5-7)$$

Na equação (5-7)  $\dot{i}_{Lr}^*$  é o conjugado do fasor  $\dot{i}_{Lr}$ , dado pela equação (5-8).

$$\dot{i}_{Lr}^* = \frac{V_{cd(ef)'} \angle \phi - j(V_{cd(ef)'} \cos(\phi) - V_{ab(ef)})}{2\pi f_s L_r} \quad (5-8)$$

Substituindo a equação (5-8) na equação (5-7) obtém-se a equação (5-9).

$$S_A = P_A + jQ_A = \frac{V_{ab(ef)} V_{cd(ef)'} \angle \phi}{2\pi f_s L_r} \angle \phi + j \frac{(V_{ab(ef)}^2 - V_{ab(ef)} V_{cd(ef)'} \cos(\phi))}{2\pi f_s L_r} \quad (5-9)$$

Na equação (5-9) verifica-se que as potências ativa e reativa na fonte de tensão contínua do lado “A” do conversor são dadas respectivamente pelas equações (5-10) e (5-11).

$$P_A = \frac{V_{ab(ef)} V_{cd(ef)'} \angle \phi}{2\pi f_s L_r} \angle \phi \quad (5-10)$$

$$Q_A = \frac{V_{ab(ef)}^2 - V_{ab(ef)} V_{cd(ef)} \cos(\phi)}{2\pi f_s L_r} \quad (5-11)$$

Substituindo as equações (5-4) e (5-5) na equação (5-10) encontra-se a equação (5-12) para o cálculo da potência ativa fornecida pela fonte de tensão contínua do lado “A” em função dos parâmetros do conversor.

$$P_A = \frac{4V_A V_B}{\pi^3 f_s L_r} \text{sen}(\phi) \quad (5-12)$$

Sejam as definições da reatância  $X_{Lr}$  e do ganho parametrizado  $q'$  respectivamente dadas pelas equações (5-13) e (5-14).

$$X_{Lr} = \omega_s L_r = 2\pi f_s L_r \quad (5-13)$$

$$q' = \frac{V_B}{aV_A} \quad (5-14)$$

Substituindo as equações (5-13) e (5-14) na equação (5-12) obtém-se a equação (5-15).

$$P_A = \frac{8V_A^2}{\pi^2 X_{Lr}} q' \text{sen}(\phi) \quad (5-15)$$

Define-se a potência ativa parametrizada (em p.u.) na equação (5-16).

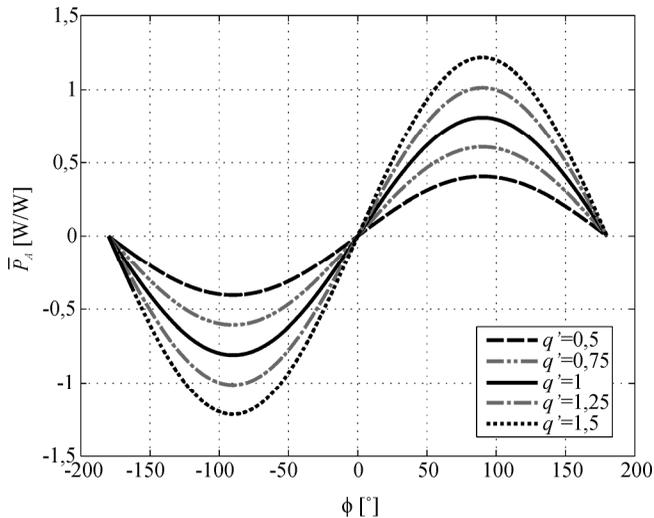
$$\bar{P}_A = \frac{X_{Lr} P_A}{V_A^2} = \frac{8}{\pi^2} q' \text{sen}(\phi) \quad (5-16)$$

A Figura 5-6 mostra a potência ativa parametrizada versus o ângulo  $\phi$  em graus para diversos valores de  $q'$  conforme a equação (5-16) do modelo fundamental.

De acordo com a Figura 5-6 verifica-se que o ângulo  $\phi$  pode ser positivo ou negativo, definindo o sentido do fluxo de energia conforme a Tabela 5-1.

Tabela 5-1: Fluxo de energia conforme o sinal do ângulo  $\phi$ .

Sinal do ângulo $\phi$	Fluxo de energia
Positivo	De A para B
Negativo	De B para A

Figura 5-6 - Potência ativa parametrizada versus ângulo  $\phi$  em graus: modelo fundamental.

A potência reativa também pode ser analisada de forma análoga à potência ativa.

Substituindo as equações (5-4) e (5-5) na equação (5-11) obtém-se a equação (5-17).

$$Q_A = \frac{8V_A^2}{2\pi^3 f_s L_r} \left( 1 - \frac{V_B}{aV_A} \cos(\phi) \right) \quad (5-17)$$

Substituindo as equações (5-13) e (5-14) na equação (5-17) obtém-se a equação (5-18).

$$Q_A = \frac{8V_A^2}{\pi^2 X_{L_r}} (1 - q' \cos(\phi)) \quad (5-18)$$

Define-se a potência reativa parametrizada (em p.u.) na equação (5-19).

$$\overline{Q}_A = \frac{Q_A X_{Lf}}{V_A^2} = \frac{8}{\pi^2} (1 - q' \cos(\phi)) \quad (5-19)$$

A Figura 5-7 mostra a potência reativa parametrizada versus o ângulo  $\phi$  em graus para diversos valores de  $q'$  conforme a equação (5-19) do modelo fundamental.

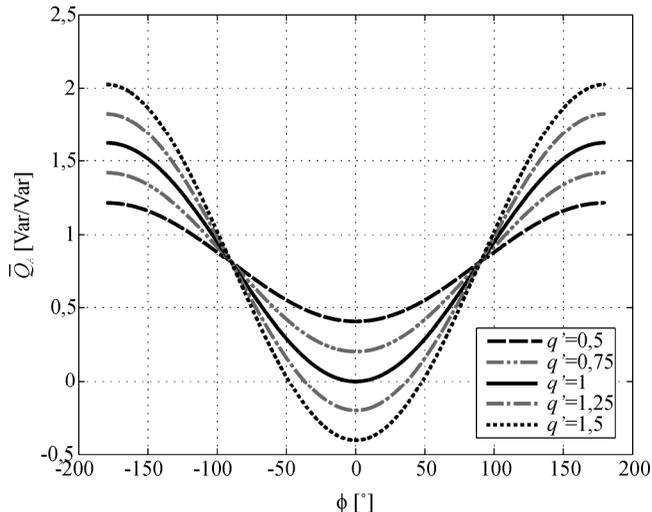


Figura 5-7 - Potência reativa parametrizada versus ângulo  $\phi$  em graus do modelo fundamental.

O fator de potência do conversor DAB é dado pela equação (5-20).

$$FP = \frac{|P_A|}{|S_A|} = \frac{|P_A|}{|P_A^2 + Q_A^2|} \quad (5-20)$$

Substituindo as equações (5-15) e (5-18) na equação (5-20) chega-se à equação (5-21) para o cálculo do fator de potência.

$$FP = \frac{q' |\text{sen}(\phi)|}{\sqrt{1 - 2q' \cos(\phi) + q'^2}} \quad (5-21)$$

A equação (5-21) respeita a Tabela 5-1 em relação ao fluxo de energia para valores do ângulo  $\phi$  positivos e negativos.

Considerando a situação onde  $q' = 1$ , na Figura 5-8, acima são apresentadas a potência ativa  $P_A$  junto com a potência reativa  $Q_A$  em função dos valores positivos do ângulo  $\phi$  e abaixo o fator de potência  $FP$  do conversor DAB também em função dos valores positivos do ângulo  $\phi$ .

Verifica-se na Figura 5-8 que à medida que o ângulo  $\phi$  aumenta partindo de zero, também aumentam as potências ativa e reativa. O fator de potência diminui à medida que o ângulo  $\phi$  aumenta.

Para  $\phi = 45^\circ$  o fator de potência está em torno de 92%.

Para  $\phi = 90^\circ$  o fator de potência é próximo de 71%.

Acima de  $\phi = 90^\circ$  há um considerável aumento da potência reativa. A potência ativa e o fator de potência decrescem, fazendo com que não seja interessante operar o conversor na faixa  $90^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ . Uma análise semelhante pode ser realizada para valores negativos de  $\phi$  onde se conclui que também não é interessante operar o conversor na faixa  $-180^\circ \leq \phi \leq -90^\circ$ .

Conforme a Figura 5-8, uma boa faixa de operação está limitada à  $-45^\circ \leq \phi \leq 45^\circ$ , o que garante um bom aproveitamento do conversor.

### 5.2.3 Etapas de Operação

Por questões didáticas a Figura 5-9 mostra novamente as seis etapas de operação do conversor Dual Active Bridge bidirecional, considerando o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”, já apresentadas no item 2.2.5.

#### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ ) - Figura 5-9a

Nesta etapa a corrente circula pelos diodos  $D_1, D_4, D_6$  e  $D_7$ . A corrente na indutância ( $i_{Lr}$ ) está partindo de um valor inicial definido de  $-I_2$  e decrescendo até zero.

Esta etapa termina quando  $i_{Lr} = 0$  e os diodos são bloqueados.

#### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ ) - Figura 5-9b

No instante  $t_1$  os diodos são bloqueados e os interruptores  $S_1, S_4, S_6$  e  $S_7$  entram em condução porque já estavam comandados na etapa anterior. A corrente  $i_{Lr}$  agora cresce de zero a  $I_1$ .

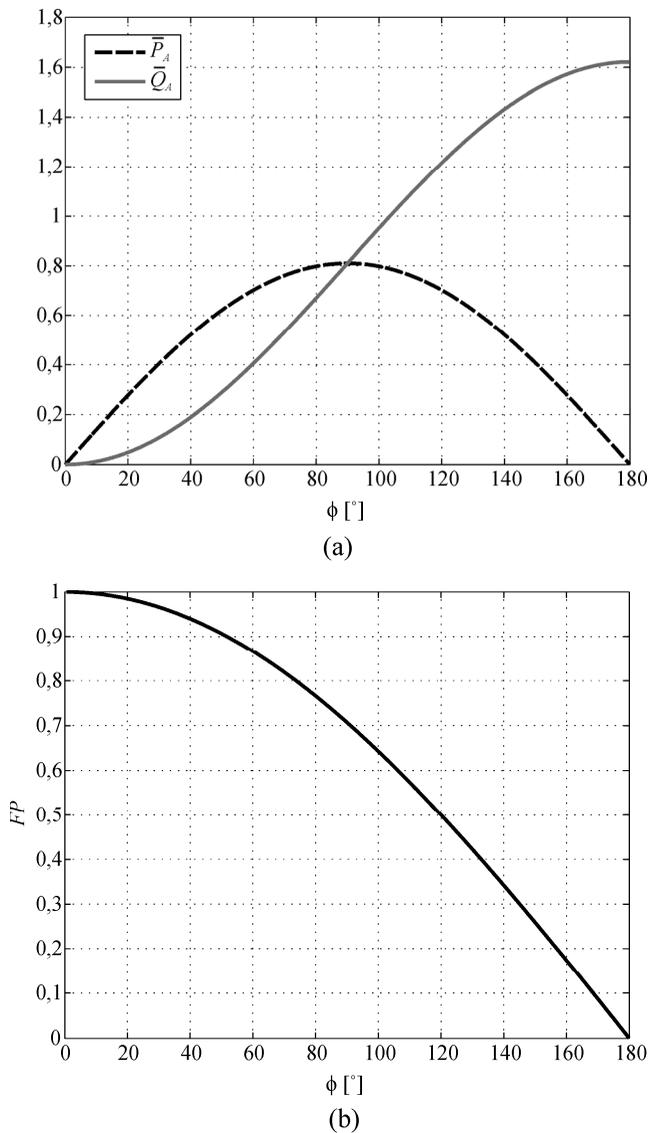


Figura 5-8 – (a) Potência ativa e potência reativa parametrizadas em função do ângulo  $\phi$  para  $q=1$ ; (b) Fator de potência  $FP$  em função do ângulo  $\phi$  para  $q=1$ .

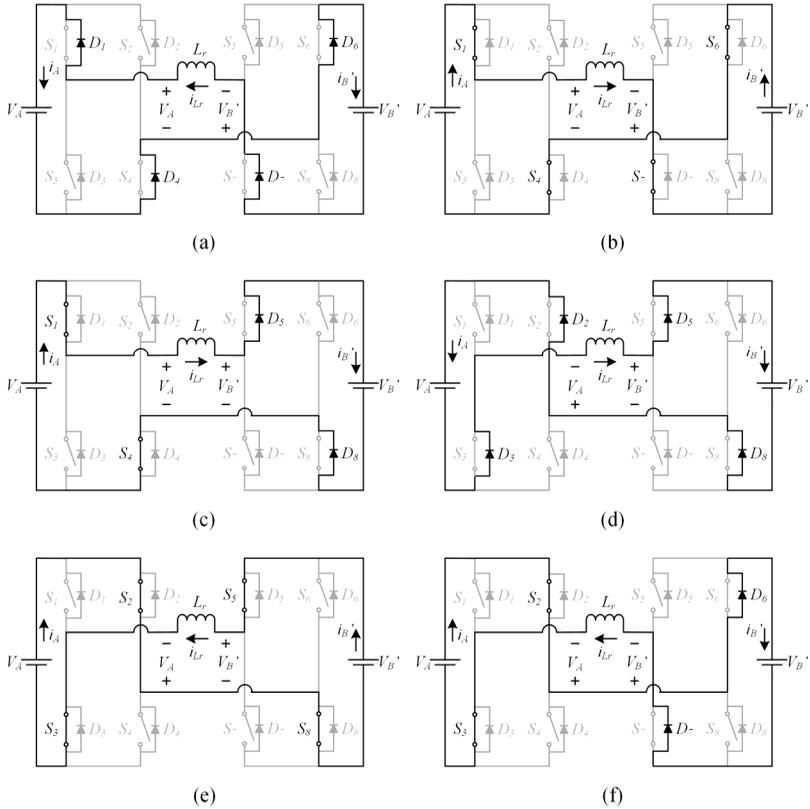


Figura 5-9 - Etapas de operação do conversor Dual Active Bridge bidirecional.

### 3ª Etapa ( $t_2$ , $t_3$ ) - Figura 5-9c

No instante  $t_2$  os interruptores  $S_6$  e  $S_7$  são comandados a bloquear e os interruptores  $S_5$  e  $S_8$  são comandados a conduzir. Contudo, estes últimos, não entram em condução devido ao sentido da corrente  $i_{Lr}$ , que força os diodos  $D_5$  e  $D_8$  a entrarem em condução. No início desta etapa, o ângulo de condução, contando desde a origem dos tempos, é igual ao ângulo de defasagem entre as tensões, ou seja,  $\theta = \phi$ . Assim, a corrente  $i_{Lr}$  assume o valor  $i_{Lr}(\phi)$ .

Durante esta etapa a corrente  $i_{Lr}$  varia de  $I_1$  até  $I_2$  de maneira mais suave.

#### 4ª Etapa ( $t_3, t_4$ ) - Figura 5-9d

No instante  $t_3$  os interruptores  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a conduzir, mas devido ao sentido da corrente  $i_{Lr}$ , os diodos  $D_2$  e  $D_3$  que entram em condução. Inicialmente a corrente  $i_{Lr}$  tem valor  $i_{Lr}(\pi)$  e portanto o ângulo de condução é  $\theta = \pi$ .

Durante esta etapa há somente diodos conduzindo e as duas pontes encontram-se em roda livre.

A corrente  $i_{Lr}$  decresce de  $I_2$  à zero.

#### 5ª Etapa ( $t_4, t_5$ ) - Figura 5-9e

No instante  $t_4$  os diodos são bloqueados e os interruptores  $S_2, S_3, S_5$  e  $S_8$  entram em condução.

A corrente  $i_{Lr}$  cresce negativamente de zero à  $-I_1$ .

#### 6ª Etapa ( $t_5, T_s$ ) - Figura 5-9f

No instante  $t_5$  os diodos  $D_6$  e  $D_7$  entram em condução devido ao sentido da corrente  $i_{Lr}$  que neste instante possui valor  $i_{Lr}(\pi+\phi)=-i_{Lr}(\phi)$ .

A corrente  $i_{Lr}$  varia de  $-I_1$  à  $-I_2$  de maneira mais suave.

### 5.2.4 Formas de onda

A Figura 5-10 mostra as principais formas de onda do conversor “Dual Active Bridge – DAB”, considerando o fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”, ou seja, ângulo  $\phi$  positivo, e  $V_A > V_B'$  com  $V_B'/V_A > 0,5$ .

### 5.2.5 Equacionamento

#### 5.2.5.1 Primeira Etapa

Conforme o circuito elétrico da primeira etapa de operação obtém-se a equação (5-22).

$$V_A + V_B' = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (5-22)$$

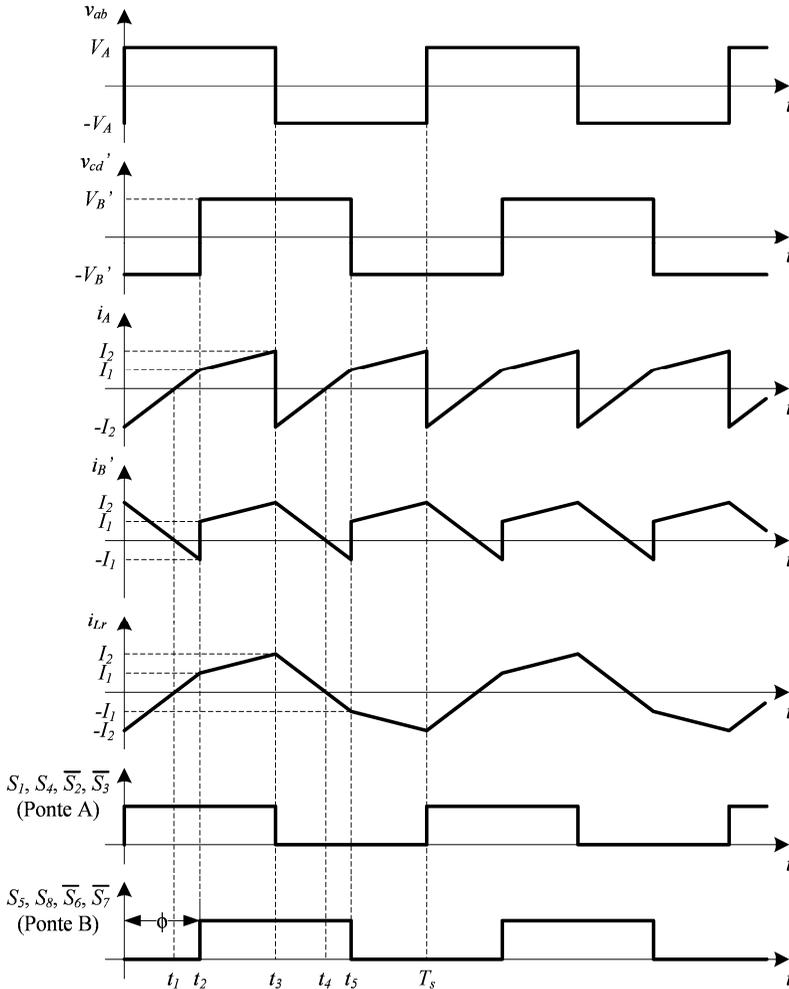


Figura 5-10 - Formas de onda do conversor CC-CC DAB.

Integrando a equação (5-22) de  $t_0$  à  $t_1$  obtém-se a equação (5-23).

$$\frac{V_B' + V_A}{L_r} \int_{t_0}^{t_1} dt = \int_{-I_2}^0 di_{Lr} \quad (5-23)$$

Resolvendo a integral e isolando o respectivo intervalo de tempo chega-se à equação (5-24).

$$\Delta t_{10} = \frac{I_2 L_r}{V_A + V_B}, \quad (5-24)$$

### 5.2.5.2 Segunda Etapa

Observando o circuito elétrico da segunda etapa de operação obtém-se a equação (5-25).

$$V_A + V_B = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (5-25)$$

Integrando a equação (5-25) de  $t_1$  à  $t_2$  obtém-se a equação (5-26).

$$\frac{V_A + V_B}{L_r} \int_{t_1}^{t_2} dt = \int_0^{I_1} di_{Lr} \quad (5-26)$$

Resolvendo a integral e isolando o respectivo intervalo de tempo chega-se à equação (5-27).

$$\Delta t_{21} = \frac{I_1 L_r}{V_A + V_B}, \quad (5-27)$$

### 5.2.5.3 Terceira Etapa

Observando o circuito elétrico da terceira etapa de operação escreve-se a equação (5-28).

$$V_A - V_B = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \quad (5-28)$$

Integrando a equação (5-28) de  $t_2$  à  $t_3$  obtém-se a equação (5-29).

$$\frac{V_A - V_B}{L_r} \int_{t_2}^{t_3} dt = \int_{I_1}^{I_2} di_{Lr} \quad (5-29)$$

Resolvendo a integral e isolando o respectivo intervalo de tempo chega-se à equação (5-30).

$$\Delta t_{32} = \frac{(I_2 - I_1)L_r}{V_A - V_B'} \quad (5-30)$$

#### 5.2.5.4 Condições Iniciais

Da simetria do conversor sabe-se que  $\Delta t_{10} = \Delta t_{43}$ ,  $\Delta t_{21} = \Delta t_{54}$  e  $\Delta t_{32} = \Delta t_{65}$ .

Define-se que  $\phi$ , em radianos, é o ângulo de defasagem entre os comandos das duas pontes.

Levando em consideração as possibilidades da Tabela 5-1, escreve-se a equação (5-31).

$$|\phi| = \frac{\Delta t_{10} + \Delta t_{21}}{T_s} 2\pi = (\Delta t_{10} + \Delta t_{21}) 2\pi f_s \quad (5-31)$$

A equação (5-31) pode ser reescrita conforme a equação (5-32).

$$\Delta t_{10} + \Delta t_{21} = \frac{|\phi|}{2\pi f_s} \quad (5-32)$$

Substituindo as equações (5-24) e (5-27) na equação (5-32) encontra-se a equação (5-33).

$$\frac{(I_1 + I_2)L_r}{V_A + V_B'} = \frac{|\phi|}{2\pi f_s} \quad (5-33)$$

As três primeiras etapas de operação correspondem à metade do período de comutação, conforme mostra a equação (5-34).

$$\Delta t_{10} + \Delta t_{21} + \Delta t_{32} = \frac{1}{2f_s} \quad (5-34)$$

Substituindo a equação (5-32) em (5-34) e isolando  $\Delta t_{32}$  chega-se à (5-35).

$$\Delta t_{32} = \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \frac{1}{2f_s} \quad (5-35)$$

Substituindo a equação (5-30) na equação (5-35) chega-se à equação (5-36).

$$\frac{(I_2 - I_1)L_r}{V_A - V_B'} = \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \frac{1}{2f_s} \quad (5-36)$$

Isolando  $I_2$  na equação (5-33), substituindo na equação (5-36) e isolando  $I_1$  encontra-se a equação (5-37).

$$I_1 = \frac{\phi(V_A + V_B')}{4\pi f_s L_r} - \frac{(\pi - |\phi|)(V_A - V_B')}{4\pi f_s L_r} \quad (5-37)$$

Substituindo a equação (5-37) na equação (5-36) chega-se à equação (5-38).

$$I_2 = \frac{\phi(V_A + V_B')}{4\pi f_s L_r} + \frac{(\pi - |\phi|)(V_A - V_B')}{4\pi f_s L_r} \quad (5-38)$$

#### 5.2.5.5 Corrente média no lado “A”

A corrente média no lado “A” é calculada através da área sob a curva da corrente  $i_A$  (Figura 5-10) dividida pelo seu período que é igual à metade do período de comutação, conforme a equação (5-39).

$$I_A = \frac{2}{T_s} \left[ \frac{\Delta t_{10}(-I_2)}{2} + \frac{\Delta t_{21}I_1}{2} + \frac{(I_2 + I_1)\Delta t_{32}}{2} \right] \quad (5-39)$$

Substituindo as equações (5-24), (5-27) e (5-30) na equação (5-39) resulta na equação (5-40).

$$I_A = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{(I_1^2 - I_2^2)L}{V_A + V_B'} + \frac{(I_2^2 - I_1^2)L_r}{V_A - V_B'} \right] \quad (5-40)$$

As diferenças de quadrados da equação (5-40) podem ser rescritas conforme as equações (5-41) e (5-42).

$$(I_1^2 - I_2^2) = (I_1 + I_2)(I_1 - I_2) \quad (5-41)$$

$$(I_2^2 - I_1^2) = (I_2 + I_1)(I_2 - I_1) \quad (5-42)$$

Substituindo as equações (5-37) e (5-38) nas equações (5-41) e (5-42) chega-se às equações (5-43) e (5-44).

$$(I_1^2 - I_2^2) = \frac{(V_A + V_B')(V_B' - V_A')\phi(\pi - |\phi|)}{(2\pi f_s L_r)^2} \quad (5-43)$$

$$(I_2^2 - I_1^2) = \frac{(V_A + V_B')(V_A' - V_B')\phi(\pi - |\phi|)}{(2\pi f_s L_r)^2} \quad (5-44)$$

Substituindo as equações (5-43) e (5-44) na equação (5-40) encontra-se a equação (5-45) para o cálculo do valor médio da corrente  $i_A$ .

$$I_A = \frac{V_B'}{2\pi f_s L_r} \phi \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (5-45)$$

#### 5.2.5.6 Corrente média no lado “B”

A corrente média no lado “B” é calculada através da área sob a curva da corrente  $i_B'$  (Figura 5-10) dividida pela relação de transformação  $a$  e pelo seu período que é igual à metade do período de comutação, conforme a equação (5-46).

$$I_B = \frac{2}{aT_s} \left[ \frac{\Delta t_{10} I_2}{2} + \frac{\Delta t_{21} (-I_1)}{2} + \frac{(I_2 + I_1) \Delta t_{32}}{2} \right] \quad (5-46)$$

Substituindo as equações (5-24), (5-27) e (5-30) chega-se à equação (5-47).

$$I_B = \frac{1}{aT_s} \left[ \frac{(I_2^2 - I_1^2) L_r}{V_A + V_B'} + \frac{(I_2^2 - I_1^2) L_r}{V_A - V_B'} \right] \quad (5-47)$$

Substituindo a equação (5-44) na equação (5-47) encontra-se a equação (5-48) para o cálculo do valor médio da corrente  $i_B$ .

$$I_B = \frac{V_A}{2\pi f_s a L_r} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (5-48)$$

### 5.2.6 Ganho estático

A tensão no lado “B” do conversor é dada pela equação (5-49).

$$V_B = R_B I_B = \frac{R_B V_A}{2 \pi f_s a L_r} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (5-49)$$

A partir da equação (5-49) é possível determinar o ganho estático do conversor Dual Active Bridge, dado pela equação (5-50).

$$q = \frac{V_B}{V_A} = \frac{R_B}{a 2 \pi f_s L_r} \phi \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (5-50)$$

#### 5.2.6.1 Fluxo de energia

A potência no lado “B” é dada pela equação (5-51).

$$P_B = V_B I_B = \frac{V_A V_B}{2 \pi f_s a L_r} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (5-51)$$

Substituindo as equações (5-13) e (5-14) na equação (5-51) chega-se à equação (5-52).

$$P_B = V_B I_B = \frac{V_A^2}{X_{Lr}} q' \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (5-52)$$

Define-se a potência parametrizada (em p.u.) na equação (5-53).

$$\bar{P}_B = \frac{X_{Lr} P_B}{V_A^2} = q' \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (5-53)$$

A Figura 5-11 mostra a potência parametrizada versus ângulo  $\phi$  para diversos valores de  $q'$ .

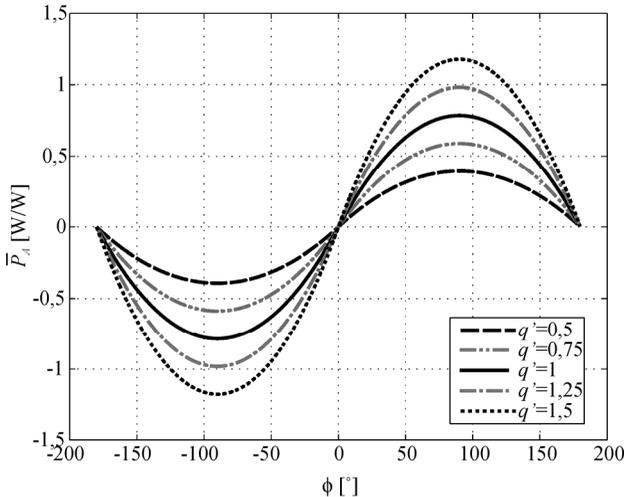


Figura 5-11 - Potência parametrizada versus ângulo  $\phi$  em graus.

Considerando o conversor ideal, ou seja, sem perdas, a potência no lado “A” é igual à potência no lado “B”. Assim, é possível comparar a equação (5-16) do modelo fundamental com a equação (5-53) do modelo analítico, conforme mostra a Figura 5-12.

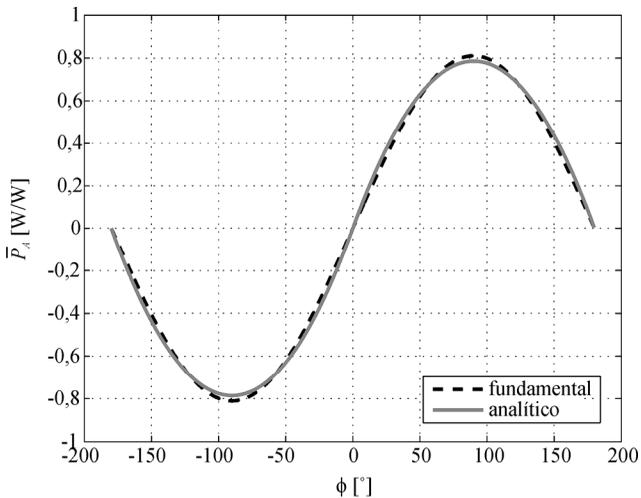


Figura 5-12 - Comparação entre o modelo fundamental e o modelo analítico.

Na Figura 5-12 verifica-se que os modelos fundamental e analítico são muito próximos, comprovando a validade do modelo fundamental.

### 5.2.7 Modelo dinâmico

Na equação (5-45) verifica-se que uma perturbação no ângulo  $\phi$  provoca uma variação na corrente média  $I_A$ . Assim, em um determinado ponto de operação  $\phi_0$  e  $I_{A0}$  verificam-se as equações (5-54) e (5-55).

$$I_A = I_{A0} + \Delta I_A \quad (5-54)$$

$$\phi = \phi_0 + \Delta\phi \quad (5-55)$$

Substituindo as equações (5-54) e (5-55) na equação (5-45) obtém-se a equação (5-56).

$$I_{A0} + \Delta I_A = \frac{V_B'}{2\pi f_s L_r} (\phi_0 + \Delta\phi) \left( 1 - \frac{|\phi_0 + \Delta\phi|}{\pi} \right) \quad (5-56)$$

Na equação (5-56), para  $|\phi_0 + \Delta\phi| \geq 0$ , considerando apenas os termos com perturbações de primeira ordem obtém-se a equação (5-57).

$$\frac{\Delta I_A}{\Delta\phi} = \frac{V_B'}{2\pi f_s L_r} \left( 1 - \frac{2\phi_0}{\pi} \right) \quad (5-57)$$

Na equação (5-56), para  $|\phi_0 + \Delta\phi| < 0$ , considerando apenas os termos com perturbações de primeira ordem obtém-se a equação (5-58).

$$\frac{\Delta I_A}{\Delta\phi} = \frac{V_B'}{2\pi f_s L_r} \left( 1 + \frac{2\phi_0}{\pi} \right) \quad (5-58)$$

Assim, pode-se dizer que a variação da corrente média  $I_A$  pela variação do ângulo  $\phi$  se resume na equação (5-59).

$$\frac{\Delta I_A}{\Delta\phi} = \frac{V_B'}{2\pi f_s L_r} \left( 1 - \frac{2|\phi_0|}{\pi} \right) \quad (5-59)$$

É importante ressaltar que a equação (5-59) é válida para a situação onde as fontes de tensão  $V_A$  e  $V_B$  são constantes e não variam com os parâmetros do circuito.

5.2.7.1 Corrente eficaz no indutor  $L_r$  (Lado “A” do transformador)

O valor eficaz da corrente no indutor  $L_r$ , no lado “A” do transformador, é dado pela equação (5-60).

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{\omega_s T_s} \int_0^{2\pi} i_{L_r}(\theta)^2 d\theta} \quad (5-60)$$

Levando em conta a simetria da corrente  $i_{L_r}$ , a equação (5-60) pode ser reescrita em termos dos parâmetros do circuito no intervalo de 0 a  $\pi$  conforme a equação (5-61).

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{\omega_s T_s} \left[ \int_0^{\phi} \left( \frac{V_A + V_B'}{\omega_s L_r} \theta + i(0) \right)^2 d\theta + \int_{\phi}^{\pi} \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} (\theta - \phi) + i(\phi) \right)^2 d\theta \right]} \quad (5-61)$$

A integral de 0 a  $\phi$  na equação (5-61) é mostrada na equação (5-62).

$$\int_0^{\phi} \left( \frac{V_A + V_B'}{\omega_s L_r} \theta + i(0) \right)^2 d\theta = \int_0^{\phi} \left[ \left( \frac{V_A + V_B'}{\omega_s L_r} \right)^2 \theta^2 + 2 \frac{V_A + V_B'}{\omega_s L_r} \theta i(0) + i(0)^2 \right] d\theta \quad (5-62)$$

O valor de  $i(0)$  na equação (5-62) é constante e igual a  $-I_2$  (Figura 5-10), dado pela equação (5-63).

$$i(0) = -\frac{\phi(V_A + V_B')}{2\omega_s L_r} - \frac{(\pi - \phi)(V_A - V_B')}{2\omega_s L_r} \quad (5-63)$$

Resolvendo a integral da equação (5-62) chega-se à equação (5-64).

$$\int_0^{\phi} \left( \frac{V_A + V_B'}{\omega_s L_r} \theta + i(0) \right)^2 d\theta = \left( \frac{V_A + V_B'}{\omega_s L_r} \right)^2 \frac{\phi^3}{3} + \frac{V_A + V_B'}{\omega_s L_r} i(0) \phi^2 + i(0)^2 \phi \quad (5-64)$$

Substituindo a equação (5-63) na equação (5-64) encontra-se a equação (5-65) como resultado da integral de 0 a  $\phi$  da equação (5-61).

$$\int_0^{\phi} \left( \frac{V_A + V_B'}{\omega_s L_r} \theta + i(0) \right)^2 d\theta = \left( \frac{V_A + V_B'}{\omega_s L_r} \right)^2 \frac{\phi^3}{12} + \phi \left( \frac{(\pi - \phi)(V_A - V_B')}{2\omega_s L_r} \right)^2 \quad (5-65)$$

A integral de  $\phi$  a  $\pi$  na equação (5-61) é mostrada na equação (5-66).

$$\int_{\phi}^{\pi} \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} (\theta - \phi) + i(\phi) \right)^2 d\theta = \int_{\phi}^{\pi} \left[ \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} (\theta - \phi) \right)^2 + 2 \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} (\theta - \phi) i(\phi) + i(\phi)^2 \right] d\theta \quad (5-66)$$

O valor de  $i(\phi)$  na equação (5-66) é constante e igual à  $I_l$  (Figura 5-10), dado pela equação (5-67).

$$i(\phi) = \frac{\phi(V_A + V_B')}{2\omega_s L_r} - \frac{(\pi - |\phi|)(V_A - V_B')}{2\omega_s L_r} \quad (5-67)$$

Resolvendo a integral da equação (5-66) chega-se à equação (5-68).

$$\int_{\phi}^{\pi} \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} (\theta - \phi) + i(\phi) \right)^2 d\theta = \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} \right)^2 \frac{\pi^3 - \phi^3}{3} + \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} i(\phi) - \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} \right)^2 \phi \right) (\pi^2 - \phi^2) + \left( \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} \right)^2 \phi^2 - 2 \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} \phi i(\phi) + i(\phi)^2 \right) (\pi - \phi) \quad (5-68)$$

Substituindo a equação (5-67) na equação (5-68) encontra-se a equação (5-69) como resultado da integral de  $\phi$  à  $\pi$  da equação (5-61).

$$\int_{\phi}^{\pi} \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} (\theta - \phi) + i(\phi) \right)^2 d\theta = \left( \frac{\pi^3}{12} - \frac{\phi^3}{12} + \frac{\phi^2 \pi}{4} - \frac{\phi \pi^2}{4} \right) \left( \frac{V_A - V_B'}{\omega_s L_r} \right)^2 + \left( \phi^2 \pi - \frac{\phi \pi^2}{2} - \frac{\phi^3}{2} \right) \frac{(V_A^2 - V_B'^2)}{(\omega_s L_r)^2} + \left( \frac{\phi^2 \pi}{4} - \frac{\phi^3}{4} \right) \left( \frac{(V_A + V_B')}{\omega_s L_r} \right)^2 \quad (5-69)$$

Somando o segundo membro da equação (5-65) com o segundo membro da equação (5-69) encontra-se a equação (5-70).

$$\frac{1}{12(\omega_s L_r)^2} \left[ \begin{aligned} &(-5\pi^3 + 6\pi\phi^2 + 12)V_A^2 \\ &+ (10\pi^3 - 8\phi^3)V_A V_B' + (-5\pi^3 + 6\pi\phi^2 - 12)V_B'^2 \end{aligned} \right] \quad (5-70)$$

Assim, substituindo a soma das integrais na equação (5-61) pela equação (5-70) obtém-se a equação (5-71) para o cálculo do valor eficaz da corrente no indutor  $L_r$ .

$$I_{L_r(ef)} = \sqrt{\frac{2}{\omega_s T_s} \left( \frac{1}{12} \frac{12V_A^2 \pi^3 - 8V_A V_B' \phi^3 + 12V_A V_B' \pi \phi^2 - 2V_A V_B' \pi^3 + V_B'^2 \pi^3}{(\omega_s L_r)^2} \right)} \quad (5-71)$$

## 5.2.8 Análise das Perdas

Neste item é apresentada uma análise das perdas no conversor DAB com auxílio do modelo fundamental.

A Figura 5-13 mostra o conversor DAB com o lado “B” referido ao lado “A” onde o resistor  $R$  representa as perdas naturais dos elementos do circuito.

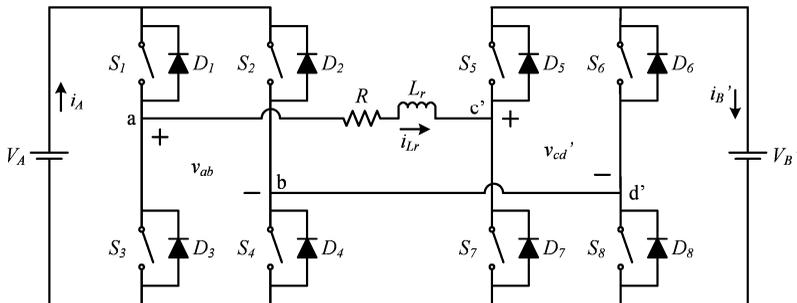


Figura 5-13 - Conversor DAB com o lado “B” referido ao lado “A” para análise das perdas.

O circuito da Figura 5-13 pode ser representado pela Figura 5-14 do circuito do modelo fundamental incluindo o resistor  $R$ .

Na Figura 5-14 o fasor de corrente é dado pela equação (5-72).

$$\dot{i} = \frac{\dot{V}_{ab} - \dot{V}_{cd}'}{R + jX_{L_r}} = \frac{V_{ab(ef)} \angle 0 - V_{cd(ef)}' \angle \phi}{R + jX_{L_r}} = \frac{V_{ab(ef)} - V_{cd(ef)}' \cos(\phi) + jV_{cd(ef)}' \sin(\phi)}{R + jX_{L_r}} \quad (5-72)$$

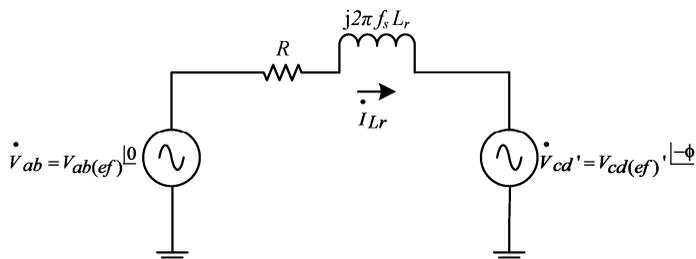


Figura 5-14 - Modelo fundamental do conversor DAB incluído as perdas.

Desenvolvendo a equação (5-72) encontra-se a equação (5-73).

$$\dot{I} = \frac{V_{ab(ef)} R - V_{cd(ef)}' R \cos(\phi) + V_{cd(ef)}' X_{Lr} \operatorname{sen}(\phi)}{R^2 + X_{Lr}^2} + j \frac{V_{cd(ef)}' R \operatorname{sen}(\phi) + V_{cd(ef)}' X_{Lr} \cos(\phi) - V_{ab(ef)} X_{Lr}}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-73)$$

A potência aparente na fonte  $\dot{V}_{ab}$  é dada pela equação (5-74).

$$S_A = \dot{V}_{ab} \dot{I}^* = P_A + jQ_A \quad (5-74)$$

Assim, tomando o conjugado do fasor de corrente da equação (5-73) e multiplicando pelo fasor tensão  $\dot{V}_{ab}$  encontra-se a potência aparente no lado “A”, dada pela equação (5-75).

$$S_A = \frac{V_{ab(ef)}^2 R - V_{ab(ef)} V_{cd(ef)}' R \cos(\phi) + V_{ab(ef)} V_{cd(ef)}' X_{Lr} \operatorname{sen}(\phi)}{R^2 + X_{Lr}^2} + j \frac{V_{ab(ef)}^2 X_{Lr} - V_{ab(ef)} V_{cd(ef)}' R \operatorname{sen}(\phi) - V_{ab(ef)} V_{cd(ef)}' X_{Lr} \cos(\phi)}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-75)$$

Substituindo as equações (5-2), (5-4) e (5-5) na equação (5-75) encontra-se a equação (5-76) da potência aparente no lado “A” em função das tensões nos lados “A” e “B” do conversor.

$$S_A = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_A^2 R - \frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B R \cos(\phi) + \frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B X_{Lr} \text{sen}(\phi)}{R^2 + X_{Lr}^2} + j \frac{\frac{8}{\pi^2} V_A^2 X_{Lr} - \frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B R \text{sen}(\phi) - \frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B X_{Lr} \cos(\phi)}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-76)$$

A partir da equação (5-76) escreve-se as equações (5-77) e (5-78) da potência eficaz e da potência reativa no lado “A” respectivamente.

$$P_A = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_A^2 R - \frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B R \cos(\phi) + \frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B X_{Lr} \text{sen}(\phi)}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-77)$$

$$Q_A = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_A^2 X_{Lr} - \frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B R \text{sen}(\phi) - \frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B X_{Lr} \cos(\phi)}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-78)$$

As equações (5-77) e (5-78) podem ser escritas em suas formas parametrizadas conforme as equações (5-79) e (5-80) respectivamente.

$$\overline{P}_A = \frac{P_A (R^2 + X_{Lr}^2)}{V_A^2 X_{Lr}} = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{R}{X_{Lr}} - \frac{V_B}{a V_A} \frac{R}{X_{Lr}} \cos(\phi) + \frac{V_B}{a V_A} \text{sen}(\phi) \right) \quad (5-79)$$

$$\overline{Q}_A = \frac{Q_A (R^2 + X_{Lr}^2)}{V_A^2 X_{Lr}} = \frac{8}{\pi^2} \left( 1 - \frac{V_B}{a V_A} \frac{R}{X_{Lr}} \text{sen}(\phi) - \frac{V_B}{a V_A} \cos(\phi) \right) \quad (5-80)$$

Seja a divisão da resistência  $R$  pela reatância  $X_{Lr}$  dada pela equação (5-81).

$$h = \frac{R}{X_{Lr}} \quad (5-81)$$

Substituindo as equações (5-14) e (5-81) nas equações (5-79) e (5-80) encontra-se as equações (5-82) e (5-83) respectivamente da potência eficaz e da potência reativa no lado “A”.

$$\overline{P}_A = \frac{P_A (R^2 + X_{Lr}^2)}{V_A^2 X_{Lr}} = \frac{8}{\pi^2} (h - h q' \cos(\phi) + q' \text{sen}(\phi)) \quad (5-82)$$

$$\overline{Q_A} = \frac{Q_A (R^2 + X_{Lr}^2)}{V_A^2 X_{Lr}} = \frac{8}{\pi^2} (1 - hq' \text{sen}(\phi) - q' \text{cos}(\phi)) \quad (5-83)$$

A corrente média no lado “A” é obtida dividindo a equação (5-77) por  $V_A$  resultando na equação (5-84).

$$I_A = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_A R - \frac{8}{\pi^2 a} V_B R \text{cos}(\phi) + \frac{8}{\pi^2 a} V_B X_{Lr} \text{sen}(\phi)}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-84)$$

A potência aparente no lado “B” é dada pela equação (5-85).

$$S_B = \dot{V}_{cd}' I' = P_B + jQ_B \quad (5-85)$$

O fasor  $\dot{V}_{cd}'$  é dado pela equação (5-86).

$$\dot{V}_{cd}' = V_{cd(ef)'} \text{cos}(-\phi) + jV_{cd(ef)'} \text{sen}(-\phi) = V_{cd(ef)'} \text{cos}(\phi) - jV_{cd(ef)'} \text{sen}(\phi) \quad (5-86)$$

De acordo com a equação (5-85), multiplicando a equação (5-86) pelo conjugado da corrente dada pela equação (5-73) obtém-se a equação (5-87) da potência aparente do lado “B”.

$$S_B = \frac{V_{ab(ef)} V_{cd(ef)'} (R \text{cos}(\phi) + X_{Lr} \text{sen}(\phi)) - V_{cd(ef)'}^2 R}{R^2 + X_{Lr}^2} + j \frac{V_{ab(ef)} V_{cd(ef)'} (X_{Lr} \text{cos}(\phi) - R \text{sen}(\phi)) - V_{cd(ef)'}^2 X_{Lr}}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-87)$$

Substituindo as equações (5-2), (5-4) e (5-5) na equação (5-87) encontra-se a equação (5-88) da potência aparente no lado “B” em função das tensões nos lados “A” e “B” do conversor.

$$S_B = \frac{\frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B (R \text{cos}(\phi) + X_{Lr} \text{sen}(\phi)) - \frac{8}{\pi^2 a^2} V_B^2 R}{R^2 + X_{Lr}^2} + j \frac{\frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B (X_{Lr} \text{cos}(\phi) - R \text{sen}(\phi)) - \frac{8}{\pi^2 a^2} V_B^2 X_{Lr}}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-88)$$

A partir da equação (5-88) obtém-se as equações (5-89) e (5-90) respectivamente da potência média e da potência reativa no lado “B”.

$$P_B = \frac{\frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B (R \cos(\phi) + X_{Lr} \text{sen}(\phi)) - \frac{8}{\pi^2 a^2} V_B^2 R}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-89)$$

$$Q_B = \frac{\frac{8}{\pi^2 a} V_A V_B (X_{Lr} \cos(\phi) - R \text{sen}(\phi)) - \frac{8}{\pi^2 a^2} V_B^2 X_{Lr}}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-90)$$

As equações (5-89) e (5-90) podem ser escritas em suas formas parametrizadas conforme as equações (5-91) e (5-92) respectivamente.

$$\overline{P_B} = \frac{P_B (R^2 + X_{Lr}^2)}{V_A^2 X_{Lr}} = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{R}{X_{Lr}} \frac{V_B}{a V_A} \cos(\phi) + \frac{V_B}{a V_A} \text{sen}(\phi) - \left( \frac{V_B}{a V_A} \right)^2 \frac{R}{X_{Lr}} \right) \quad (5-91)$$

$$\overline{Q_B} = \frac{Q_B (R^2 + X_{Lr}^2)}{V_A^2 X_{Lr}} = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{V_B}{a V_A} \cos(\phi) - \frac{R}{X_{Lr}} \frac{V_B}{a V_A} \text{sen}(\phi) - \left( \frac{V_B}{a V_A} \right)^2 \right) \quad (5-92)$$

Substituindo as equações (5-14) e (5-81) nas equações (5-91) e (5-92) encontra-se as equações (5-93) e (5-94) respectivamente da potência eficaz e da potência reativa no lado “A”.

$$\overline{P_B} = \frac{P_B (R^2 + X_{Lr}^2)}{V_A^2 X_{Lr}} = \frac{8}{\pi^2} (hq' \cos(\phi) + q' \text{sen}(\phi) - q'^2 h) \quad (5-93)$$

$$\overline{Q_B} = \frac{Q_B (R^2 + X_{Lr}^2)}{V_A^2 X_{Lr}} = \frac{8}{\pi^2} (q' \cos(\phi) - hq' \text{sen}(\phi) - q'^2) \quad (5-94)$$

A corrente média no lado “B” é obtida dividindo a equação (5-89) por  $V_B$  resultando na equação (5-95).

$$I_B = \frac{\frac{8}{\pi^2 a} V_A (R \cos(\phi) + X_{Lr} \text{sen}(\phi)) - \frac{8}{\pi^2 a^2} V_B R}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-95)$$

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

A Figura 5-15 mostra a potência ativa parametrizada para  $h=0,1$  nos lados “A” e “B”, equações (5-82) e (5-93) respectivamente.

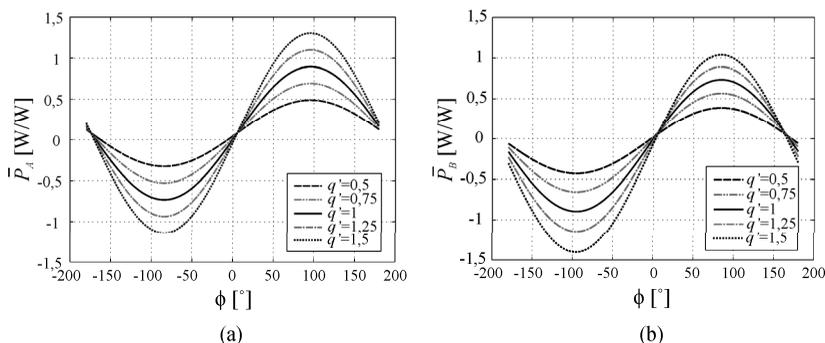


Figura 5-15 - Potência ativa parametrizada para  $h=0,1$ : (a) No lado “A”; (b) No lado “B”.

A Figura 5-16 mostra a potência reativa parametrizada nos lados “A” e “B”, equações (5-83) e (5-94) respectivamente, para  $h=0,1$ .

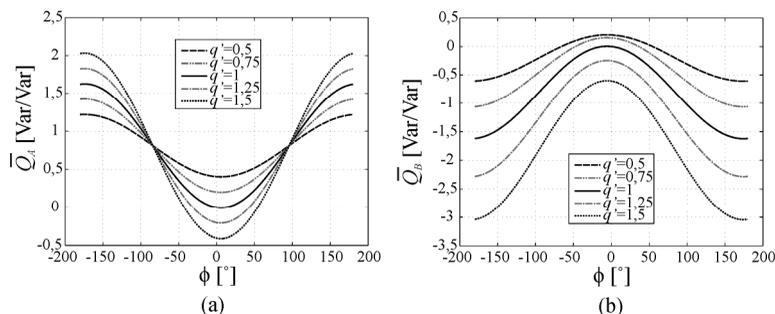


Figura 5-16 - Potência reativa parametrizada para  $h=0,1$ : (a) No lado “A”; (b) No lado “B”.

O fator de potência no lado “A” do conversor DAB é dado pela equação (5-20). De maneira análoga é possível calcular o fator de potência no lado “B”.

A Figura 5-17 mostra o fator de potência tanto no lado “A” quanto no lado “B” para  $h=0,1$ .

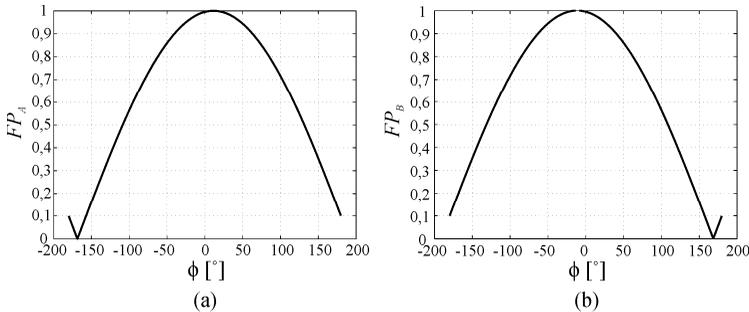


Figura 5-17 - Fator de potência para  $h=0,1$ : (a) No lado “A”; (b) No lado “B”.

O rendimento é obtido dividindo a equação (5-89) pela equação (5-77), resultando na equação (5-96).

$$\eta = \frac{\frac{1}{a}V_A V_B (R \cos(\phi) + X_L \text{sen}(\phi)) - \frac{1}{a^2}V_B^2 R}{V_A^2 R - \frac{1}{a}V_A V_B R \cos(\phi) + \frac{1}{a}V_A V_B X_L \text{sen}(\phi)} \quad (5-96)$$

$$= \frac{\left( \frac{R}{X_L} \cos(\phi) + \text{sen}(\phi) \right) - \frac{V_B}{aV_A} \frac{R}{X_L}}{\frac{aV_A}{V_B} \frac{R}{X_L} - \frac{R}{X_L} \cos(\phi) + \text{sen}(\phi)}$$

Substituindo as equações (5-14) e (5-81) na equação (5-96) encontra-se a equação (5-97) para o cálculo do rendimento.

$$\eta = \frac{(h \cos(\phi) + \text{sen}(\phi)) - q'h}{\frac{h}{q'} - h \cos(\phi) + \text{sen}(\phi)} \quad (5-97)$$

A Figura 5-18 mostra o rendimento em função do parâmetro  $h$  para diversos valores de  $q'$ , considerando um ângulo  $\phi=45^\circ$ .

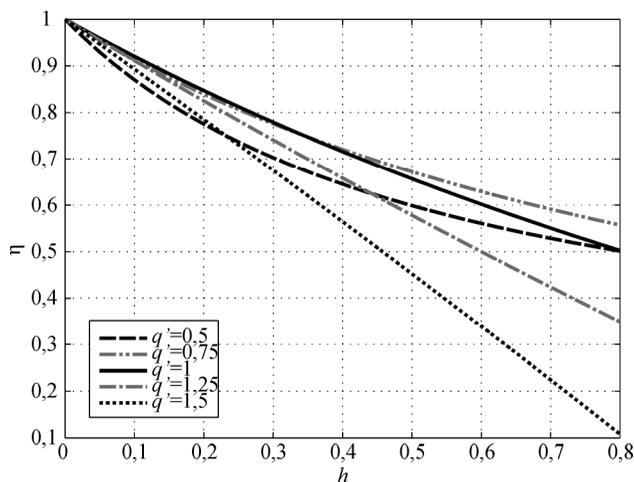


Figura 5-18 - Rendimento versus  $h$  para diversos valores de  $q'$  com  $\phi=45^\circ$ .

## 5.3 A CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE DE MÓDULOS DAB

### 5.3.1 Topologia

A Figura 5-19 mostra a topologia da conexão série-série de  $n$  módulos DAB.

Uma vez que os sinais de comando dos  $n$  módulos da Figura 5-19 são iguais, as etapas de operação de cada módulo também serão iguais às etapas já explicadas anteriormente para um conversor.

Para explicar o mecanismo de balanço das tensões nos capacitores do lado “A” e do lado “B” será considerada a conexão série-série de  $n$  módulos idênticos, ou seja, na Figura 5-19 os valores médios das tensões no lado “A” e no lado “B” de cada módulo são iguais a, respectivamente, tensão total  $V_A$  no lado “A” dividida por  $n$  e tensão total  $V_B$  no lado “B” dividida por  $n$ . Ainda assim será considerado que os módulos possuem indutâncias série iguais, relação de espiras dos  $n$  transformadores iguais, resistências de perdas iguais e capacitores iguais na entrada e na saída de cada módulo. Este fato é expresso através da equação (5-98).

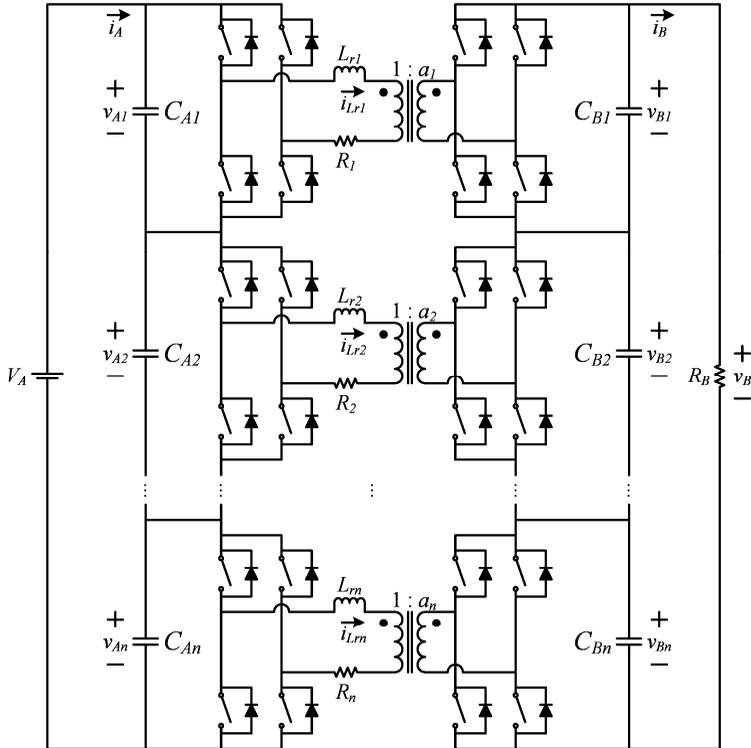


Figura 5-19 – Conexão série-série de  $n$  módulos DAB.

$$\left. \begin{aligned}
 V_{A1} &= V_{A2} = \dots = V_{An} = V_{An} \\
 V_{B1} &= V_{B2} = \dots = V_{Bn} = V_{Bn} \\
 L_{r1} &= L_{r2} = \dots = L_{rn} = L_r \\
 a_1 &= a_1 = \dots = a_n = a \\
 C_{A1} &= C_{A2} = \dots = C_{An} = C_A \\
 C_{B1} &= C_{B2} = \dots = C_{Bn} = C_B \\
 R_1 &= R_2 = \dots = R_n = R
 \end{aligned} \right\} (5-98)$$

### 5.3.2 Estudo com componentes ideais

Considerando que não há perdas nos módulos, os resistores  $R_n$  mostrados na Figura 5-19 são iguais a zero.

## 5.3.2.1 ESTUDO DE DOIS MÓDULOS

A conexão série na entrada e série na saída de dois módulos CC-CC Dual Active Bridge (DAB) da qual se deseja explicar o mecanismo de balanço das tensões nos capacitores dos lados A e B é apresentada na Figura 5-20.

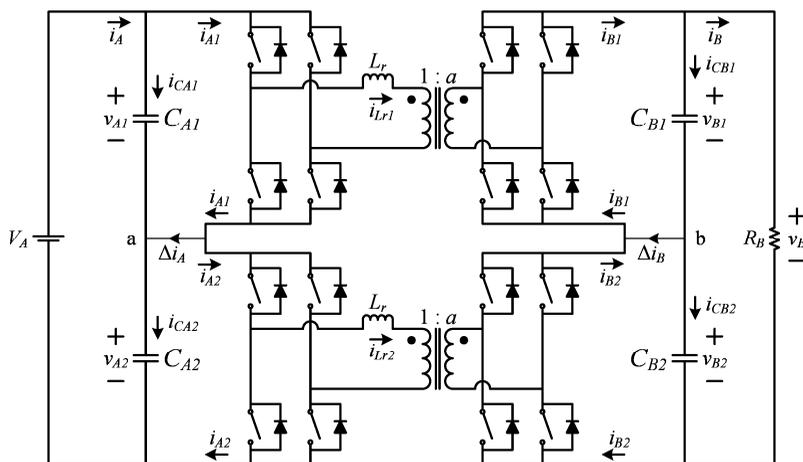


Figura 5-20 – Circuito para estudo do mecanismo de balanço da conexão de dois módulos sem perdas.

Para o estudo do balanço das tensões nos capacitores do lado “A” e do lado “B” serão considerados desequilíbrios nestas tensões conforme mostram as expressões (5-99) e (5-100) em termos dos valores médios instantâneos  $\langle v_{A1} \rangle$  e  $\langle v_{B1} \rangle$ .

$$\langle v_{A1} \rangle = V_{Am} + \hat{v}_{A1} \quad (5-99)$$

$$\langle v_{A2} \rangle = V_{Am} + \hat{v}_{A2}$$

$$\langle v_{B1} \rangle = V_{Bm} + \hat{v}_{B1} \quad (5-100)$$

$$\langle v_{B2} \rangle = V_{Bm} + \hat{v}_{B2}$$

Equacionando a malha de tensão da fonte CC no lado “A” mais os dois capacitores  $C_{A1}$  e  $C_{A2}$  obtém-se a equação (5-101).

$$-2V_A + \langle v_{A1} \rangle + \langle v_{A2} \rangle = 0 \quad (5-101)$$

Substituindo a expressão (5-99) na equação (5-101) encontra-se a equação (5-102) na qual se verifica que, para satisfazer a referida malha de tensão, um desequilíbrio positivo no capacitor  $C_{A1}$  implica em um desequilíbrio negativo de mesma intensidade no capacitor  $C_{A2}$ .

$$\hat{v}_{A2} = -\hat{v}_{A1} \quad (5-102)$$

Assim, para um desequilíbrio positivo  $\hat{v}_A$  no capacitor  $C_{A1}$  é possível reescrever a expressão (5-99) conforme mostra a expressão (5-103).

$$\begin{aligned} \langle v_{A1} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_A \\ \langle v_{A2} \rangle &= V_{Am} - \hat{v}_A \end{aligned} \quad (5-103)$$

Uma análise análoga pode ser feita para as tensões nos capacitores do lado “B”, resultando na expressão (5-104).

$$\begin{aligned} \langle v_{B1} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_B \\ \langle v_{B2} \rangle &= V_{Bm} - \hat{v}_B \end{aligned} \quad (5-104)$$

Na Figura 5-20 o valor médio instantâneo da corrente na ponte do lado “A” do  $n$ ésimo módulo é dada pela equação (5-105).

$$\langle i_{An} \rangle = \frac{\langle v_{Bn} \rangle}{2\pi f_s a L_r} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (5-105)$$

Na equação (5-105) é definida a constante  $N_1$  conforme mostra a equação (5-106).

$$N_1 = \frac{\phi}{2\pi f_s a L_r} \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (5-106)$$

Substituindo a equação (5-106) na equação (5-105) escreve-se a equação (5-107).

$$\langle i_{An} \rangle = \langle v_{Bn} \rangle N_1 \quad (5-107)$$

Na Figura 5-20 verifica-se que  $\Delta i_A$  é dado pela equação (5-108).

$$\Delta i_A = \langle i_{A1} \rangle - \langle i_{A2} \rangle \quad (5-108)$$

Substituindo a equação (5-107) na equação (5-108) encontra-se a equação (5-109).

$$\Delta i_A = (V_{Bm} + \hat{v}_B) N_1 - (V_{Bm} - \hat{v}_B) N_1 = 2\hat{v}_B N_1 \quad (5-109)$$

Equacionando o nó “a” no lado “A” escreve-se a equação (5-110).

$$\langle i_{Ca1} \rangle + \Delta i_A = \langle i_{Ca2} \rangle \quad (5-110)$$

As correntes nos capacitores do lado “A” são dadas pelas equações (5-111) e (5-112).

$$\langle i_{Ca1} \rangle = C_A \frac{d\langle v_{A1} \rangle}{dt} = C_A \frac{d(V_{Am} + \hat{v}_A)}{dt} = C_A \frac{d\hat{v}_A}{dt} \quad (5-111)$$

$$\langle i_{Ca2} \rangle = C_A \frac{d\langle v_{A2} \rangle}{dt} = C_A \frac{d(V_{Am} - \hat{v}_A)}{dt} = -C_A \frac{d\hat{v}_A}{dt} \quad (5-112)$$

Substituindo as equações (5-109), (5-111) e (5-112) na equação (5-110) encontra-se a equação (5-113).

$$C_A \frac{d\hat{v}_A}{dt} + N_1 \hat{v}_B = 0 \quad (5-113)$$

Na Figura 5-20 o valor médio instantâneo da corrente na ponte do lado “B” do  $n$ ésimo módulo ( $n$ ) é dada pela equação (5-114).

$$\langle i_{Bn} \rangle = \frac{\langle v_{An} \rangle}{2\pi f_s a L_r} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad (5-114)$$

Substituindo a equação (5-106) na equação (5-114) escreve-se a equação (5-115).

$$\langle i_{Bn} \rangle = \langle v_{An} \rangle N_1 \quad (5-115)$$

Na Figura 5-20 verifica-se que  $\Delta i_B$  é dado pela equação (5-116).

$$\Delta i_B = \langle i_{B1} \rangle - \langle i_{B2} \rangle \quad (5-116)$$

Substituindo a equação (5-115) na equação (5-116) encontra-se a equação (5-117).

$$\Delta i_B = (V_{Am} + \hat{v}_A) N_1 - (V_{Am} - \hat{v}_A) N_1 = 2\hat{v}_A N_1 \quad (5-117)$$

Equacionando o nó “b” no lado “B” escreve-se a equação (5-118).

$$\langle i_{CB1} \rangle = \Delta i_B + \langle i_{CB2} \rangle \quad (5-118)$$

As correntes nos capacitores do lado “B” são dadas pela expressão (5-119).

$$\begin{aligned} \langle i_{CB1} \rangle &= C_B \frac{d \langle v_{B1} \rangle}{dt} = C_B \frac{d(V_{Bm} + \hat{v}_B)}{dt} = C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt} \\ \langle i_{CB2} \rangle &= C_B \frac{d \langle v_{B2} \rangle}{dt} = C_B \frac{d(V_{Bm} - \hat{v}_B)}{dt} = -C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt} \end{aligned} \quad (5-119)$$

Substituindo a equação (5-117) e a expressão (5-119) na equação (5-118) encontra-se a equação (5-120).

$$2C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt} = 2N_1 \hat{v}_A \quad (5-120)$$

Isolando  $\hat{v}_A$  na equação (5-120) encontra-se a equação (5-121).

$$\hat{v}_A = \frac{C_B}{N_1} \frac{d\hat{v}_B}{dt} \quad (5-121)$$

Substituindo a equação (5-121) na equação (5-113) obtém-se a equação (5-122).

$$\frac{C_A C_B}{N_1^2} \frac{d^2 \hat{v}_B}{dt^2} + \hat{v}_B = 0 \quad (5-122)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (5-122) encontra-se a equação (5-123).

$$\frac{C_A C_B}{N_1^2} [s^2 \hat{v}_B(s) - s\hat{v}_B(0)] + \hat{v}_B(s) = 0 \quad (5-123)$$

Isolando  $\hat{v}_B(s)$  na equação (5-123) obtém-se a equação (5-124).

$$\hat{v}_B(s) = \hat{v}_B(0) \frac{s}{\left[ s^2 + \left( \frac{N_1^2}{C_A C_B} \right) \right]} \quad (5-124)$$

Aplicando a transformada de Laplace inversa na equação (5-124) chega-se à equação (5-125).

$$\hat{v}_B(t) = \hat{v}_B(0) \cos\left( \frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t \right) \quad (5-125)$$

Substituindo a equação (5-125) na equação (5-121) obtém-se a equação (5-126).

$$\hat{v}_A(t) = -\frac{C_B}{\sqrt{C_A C_B}} \hat{v}_B(0) \operatorname{sen}\left( \frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t \right) \quad (5-126)$$

A partir das equações (5-125) e (5-126) verifica-se que dado um desequilíbrio  $\hat{v}_A$ , no lado “A” ou dado um desequilíbrio  $\hat{v}_B$ , no lado “B”, as tensões nos capacitores do lado “A” e as tensões nos capacitores do lado “B” oscilam indefinidamente com frequência dada pela equação (5-127), o que caracteriza um sistema marginalmente estável.

$$f_{osc} = \frac{N_1}{2\pi\sqrt{C_A C_B}} \quad (5-127)$$

Para verificação da teoria desenvolvida foi simulado o circuito da Figura 5-20 com os parâmetros da Tabela 5-2.

Em uma primeira simulação considerou-se um desequilíbrio  $\hat{v}_B$ , nas tensões dos capacitores do lado “B”, igual à 30V. Não foi incluída perturbação no lado “A”. O resultado da simulação é mostrado na Figura 5-21 onde se verificam as tensões nos capacitores, tanto do lado “A” quanto do lado “B”.

Tabela 5-2: Parâmetros para simulação de dois módulos sem perdas.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão total no lado “A”	$V_A$	800	V
Tensão total no lado “B”	$V_B$	800	V
Potência total	$P$	2	kW
Número de módulos	$n$	2	
Frequência de comutação	$f_s$	40	kHz
Ângulo de defasagem entre as pontes	$\phi$	45	°
Indutância série	$L_r$	375	$\mu\text{H}$
Relação de transformação do transformador	$a$	1	
Capacitores do lado “A”	$C_A$	470	$\mu\text{F}$
Capacitores do lado “B”	$C_B$	470	$\mu\text{F}$
Resistência de carga	$R_B$	320	$\Omega$

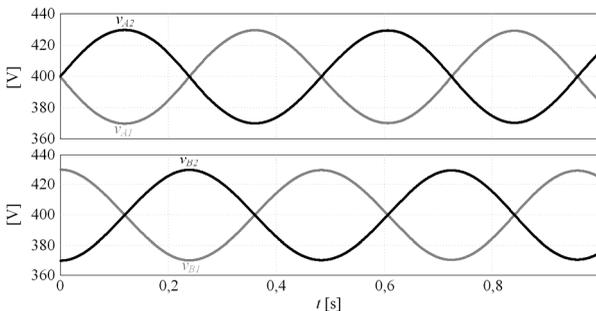


Figura 5-21 - Tensões nos capacitores no lado “A” e no lado “B”.

Em uma segunda simulação considerou-se uma perturbação  $\hat{v}_A$ , nas tensões dos capacitores do lado “A”, igual 20V. Não foi incluída perturbação no lado “B”. O resultado da simulação é mostrado na Figura 5-22 onde se verificam as tensões nos capacitores, tanto do lado “A” quanto do lado “B”.

A frequência de oscilação calculada pela equação (5-127) foi de 2,12 Hz e a frequência verificada na simulação, tanto na Figura 5-21 quanto na Figura 5-22, foi de 2,08 Hz.

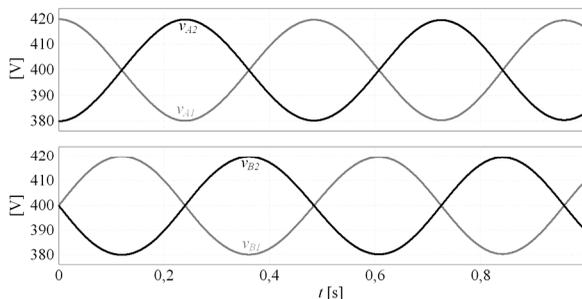


Figura 5-22 - Tensões nos capacitores no lado “A” e no lado “B”.

### 5.3.2.2 ESTUDO DE $n$ MÓDULOS

A Figura 5-23 mostra a conexão série na entrada e série na saída de  $n$  módulos CC-CC Dual Active Bridge (DAB) da qual se deseja explicar o mecanismo de balanço das tensões no lado “A” e no lado “B”.

Para verificar o mecanismo de balanço das tensões nos capacitores tanto do lado “A” quanto do lado “B” de cada módulo da Figura 5-23 serão considerados desequilíbrios nestas tensões de acordo com a expressões (5-128) e (5-129) respectivamente em termos dos valores médios instantâneos  $\langle v_{An} \rangle$  e  $\langle v_{Bn} \rangle$ .

$$\begin{aligned}
 \langle v_{A1} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_{A1} \\
 \langle v_{A2} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_{A2} \\
 &\vdots \\
 \langle v_{An} \rangle &= V_{Am} + \hat{v}_{An}
 \end{aligned}
 \tag{5-128}$$

$$\begin{aligned}
 \langle v_{B1} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_{B1} \\
 \langle v_{B2} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_{B2} \\
 &\vdots \\
 \langle v_{Bn} \rangle &= V_{Bm} + \hat{v}_{Bn}
 \end{aligned}
 \tag{5-129}$$

Para satisfazer a lei de Kirchoff das tensões na malha que envolve a fonte CC total e as tensões nos capacitores do lado “A” de cada módulo é necessário que o somatório dos desequilíbrios da expressão (5-128) seja igual à zero, conforme mostra a equação (5-130).

$$\sum_{j=1}^n \hat{v}_{Aj} = 0 \quad (5-130)$$

De forma análoga, é necessário que o somatório dos desequilíbrios nas tensões dos capacitores do lado “B” também seja igual à zero, conforme a equação (5-131).

$$\sum_{j=1}^n \hat{v}_{Bj} = 0 \quad (5-131)$$

Sendo assim, o somatório dos desequilíbrios positivos e o somatório dos desequilíbrios negativos serão iguais em módulo tanto no lado “A” quanto no lado “B”, conforme as equações (5-132) e (5-133) respectivamente.

$$\left| \sum \hat{v}_A^+ \right| = \left| \sum \hat{v}_A^- \right| = \hat{v}_A \quad (5-132)$$

$$\left| \sum \hat{v}_B^+ \right| = \left| \sum \hat{v}_B^- \right| = \hat{v}_B \quad (5-133)$$

Para  $n$  módulos define-se  $n$  desequilíbrios nas tensões no lado “A” e no lado “B” de cada módulo conforme as equações (5-134) e (5-135) respectivamente.

$$\begin{aligned} \hat{v}_{A1} &= k_1 \hat{v}_A \\ \hat{v}_{A2} &= k_2 \hat{v}_A \\ &\vdots \\ \hat{v}_{An} &= k_n \hat{v}_A \end{aligned} \quad (5-134)$$

$$\begin{aligned} \hat{v}_{B1} &= k_1 \hat{v}_B \\ \hat{v}_{B2} &= k_2 \hat{v}_B \\ &\vdots \\ \hat{v}_{Bn} &= k_n \hat{v}_B \end{aligned} \quad (5-135)$$

Na equação (5-134), de modo a satisfazer as equações (5-130) e (5-132), escreve-se as equações (5-136), (5-137) e (5-138).

$$\sum_{j=1}^n k_j = 0 \quad (5-136)$$



Substituindo a equação (5-107) na equação de  $\Delta i_{A(n-1)}$  na expressão (5-139) obtém-se a equação (5-141).

$$\Delta i_{A(n-1)} = \langle v_{B(n-1)} \rangle N_1 - \langle v_{Bn} \rangle N_1 \quad (5-140)$$

Substituindo a equação (5-129) na equação (5-140) obtém-se a equação (5-141).

$$\Delta i_{A(n-1)} = \left( V_{Bn} + \hat{v}_{B(n-1)} \right) N_1 - \left( V_{Bn} + \hat{v}_{B(n)} \right) N_1 \quad (5-141)$$

Substituindo a equação (5-135) na equação (5-141) obtém-se a equação (5-142).

$$\Delta i_{A(n-1)} = \left( V_{Bn} + k_{(n-1)} \hat{v}_B \right) N_1 - \left( V_{Bn} + k_n \hat{v}_B \right) N_1 = \hat{v}_B N_1 (k_{(n-1)} - k_n) \quad (5-142)$$

As correntes nos capacitores do lado “A” dos dois últimos módulos da Figura 5-23 são dadas pela expressão (5-143).

$$\begin{aligned} \langle i_{CA(n-1)} \rangle &= C_A \frac{d \langle v_{A(n-1)} \rangle}{dt} \\ \langle i_{CA_n} \rangle &= C_A \frac{d \langle v_{A_n} \rangle}{dt} \end{aligned} \quad (5-143)$$

Levando em conta as expressões (5-128) e (5-134) na expressão (5-143) escreve-se a expressão (5-144).

$$\begin{aligned} \langle i_{CA(n-1)} \rangle &= k_{(n-1)} C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt} \\ \langle i_{CA_n} \rangle &= k_n C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt} \end{aligned} \quad (5-144)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes a partir do nó “a<sub>1</sub>” até o nó “a<sub>(n-1)</sub>” da Figura 5-23 obtém-se a expressão (5-145).

$$\begin{aligned} \Delta i_{A1} + \langle i_{CA1} \rangle - \langle i_{CA2} \rangle &= 0 \\ \Delta i_{A2} + \langle i_{CA2} \rangle - \langle i_{CA3} \rangle &= 0 \\ &\vdots \\ \Delta i_{A(n-1)} + \langle i_{CA(n-1)} \rangle - \langle i_{CA_n} \rangle &= 0 \end{aligned} \quad (5-145)$$

Substituindo a equação (5-142) e a expressão (5-144) na equação de  $\Delta i_{A(n-1)}$  na expressão (5-145) obtém-se a equação (5-146).

$$\hat{v}_B N_1 (k_{(n-1)} - k_n) + C_A k_{(n-1)} \frac{d\hat{v}_A}{dt} - C_A k_n \frac{d\hat{v}_A}{dt} = 0 \quad (5-146)$$

Manipulando a equação (5-146) escreve-se a equação (5-147).

$$C_A \frac{d\hat{v}_A}{dt} = -\hat{v}_B N_1 \quad (5-147)$$

No lado “B” também há  $n-1$  diferenças entre as correntes médias instantâneas em de cada módulo da Figura 5-23, conforme mostra a expressão (5-148).

$$\begin{aligned} \Delta i_{B1} &= \langle i_{B1} \rangle - \langle i_{B2} \rangle \\ \Delta i_{B2} &= \langle i_{B2} \rangle - \langle i_{B3} \rangle \\ &\vdots \\ \Delta i_{B(n-1)} &= \langle i_{B(n-1)} \rangle - \langle i_{Bn} \rangle \end{aligned} \quad (5-148)$$

Substituindo a equação (5-115) na equação de  $\Delta i_{B(n-1)}$  na expressão (5-148) obtém-se a equação (5-149).

$$\Delta i_{B(n-1)} = \langle v_{A(n-1)} \rangle N_1 - \langle v_{An} \rangle N_1 \quad (5-149)$$

Substituindo a equação (5-128) na equação (5-149) obtém-se a equação (5-150).

$$\Delta i_{B(n-1)} = (V_{Am} + \hat{v}_{A(n-1)}) N_1 - (V_{Am} + \hat{v}_{An}) N_1 \quad (5-150)$$

Substituindo a equação (5-134) na equação (5-150) obtém-se a equação (5-151).

$$\Delta i_{B(n-1)} = (V_{Am} + k_{(n-1)} \hat{v}_A) N_1 - (V_{Am} + k_n \hat{v}_A) N_1 = \hat{v}_A N_1 (k_{(n-1)} - k_n) \quad (5-151)$$

As correntes nos capacitores do lado “B” dos dois últimos módulos da Figura 5-23 são dadas pela expressão (5-143).

$$\begin{aligned}\langle i_{CB(n-1)} \rangle &= C_B \frac{d \langle v_{B(n-1)} \rangle}{dt} \\ \langle i_{CBn} \rangle &= C_B \frac{d \langle v_{Bn} \rangle}{dt}\end{aligned}\quad (5-152)$$

Levando em conta as expressões (5-129) e (5-135) na expressão (5-152) escreve-se a expressão (5-153).

$$\begin{aligned}\langle i_{CB(n-1)} \rangle &= k_{(n-1)} C_B \frac{d \hat{v}_B}{dt} \\ \langle i_{CBn} \rangle &= k_n C_B \frac{d \hat{v}_B}{dt}\end{aligned}\quad (5-153)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes a partir do nó “b<sub>1</sub>” até o nó “b<sub>(n-1)</sub>” da Figura 5-23 obtém-se a expressão (5-154).

$$\begin{aligned}\Delta i_{B1} + \langle i_{CB2} \rangle - \langle i_{CB1} \rangle &= 0 \\ \Delta i_{B2} + \langle i_{CB3} \rangle - \langle i_{CB2} \rangle &= 0 \\ &\vdots \\ \Delta i_{B(n-1)} + \langle i_{CBn} \rangle - \langle i_{CB(n-1)} \rangle &= 0\end{aligned}\quad (5-154)$$

Substituindo a equação (5-151) e a expressão (5-153) na equação de  $\Delta i_{B(n-1)}$  na expressão (5-145) obtém-se a equação (5-155).

$$\hat{v}_A N_1 (k_{(n-1)} - k_n) + C_B k_n \frac{d \hat{v}_B}{dt} - C_B k_{(n-1)} \frac{d \hat{v}_B}{dt} = 0 \quad (5-155)$$

Manipulando a equação (5-155) escreve-se a equação (5-156).

$$\hat{v}_A = \frac{C_B}{N_1} \frac{d \hat{v}_B}{dt} \quad (5-156)$$

Substituindo a equação (5-156) na equação (5-147) obtém-se a equação (5-157).

$$\frac{C_A C_B}{N_1^2} \frac{d^2 \hat{v}_B}{dt^2} = -\hat{v}_B \quad (5-157)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (5-157) chega-se à equação (5-158).

$$\frac{C_A C_B}{N_1^2} (s^2 \hat{v}_B(s) - s \hat{v}_B(0)) = -\hat{v}_B(s) \quad (5-158)$$

Isolando  $\hat{v}_B(s)$  na equação (5-158) escreve-se a equação (5-159).

$$\hat{v}_B(s) = \hat{v}_B(0) \frac{s}{\left[ s^2 + \frac{N_1^2}{C_A C_B} \right]} \quad (5-159)$$

Aplicando a transformada de Laplace inversa na equação (5-159) chega-se à equação (5-160).

$$\hat{v}_B(t) = \hat{v}_B(0) \cos\left(\frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t\right) \quad (5-160)$$

Substituindo a equação (5-160) na expressão (5-135) escreve-se a expressão (5-161).

$$\begin{aligned} \hat{v}_{B1} &= k_1 \hat{v}_B(0) \cos\left(\frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t\right) \\ \hat{v}_{B2} &= k_2 \hat{v}_B(0) \cos\left(\frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t\right) \\ &\vdots \\ \hat{v}_{Bn} &= k_n \hat{v}_B(0) \cos\left(\frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t\right) \end{aligned} \quad (5-161)$$

O desenvolvimento que segue tem o objetivo de obter os desequilíbrios em função do tempo no lado “A”.

Substituindo a equação (5-160) na equação (5-156) encontra-se a equação (5-162).

$$\hat{v}_A = -\frac{C_B}{\sqrt{C_A C_B}} \hat{v}_B(0) \operatorname{sen}\left(\frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t\right) \quad (5-162)$$

Substituindo a equação (5-162) na expressão (5-134) encontra-se a expressão (5-163) dos desequilíbrios nas tensões do lado “A”.

$$\begin{aligned}
 \hat{v}_{A1} &= -k_1 \frac{C_B}{\sqrt{C_A C_B}} \hat{v}_B(0) \operatorname{sen} \left( \frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t \right) \\
 \hat{v}_{A2} &= -k_2 \frac{C_B}{\sqrt{C_A C_B}} \hat{v}_B(0) \operatorname{sen} \left( \frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t \right) \\
 &\vdots \\
 \hat{v}_{An} &= -k_n \frac{C_B}{\sqrt{C_A C_B}} \hat{v}_B(0) \operatorname{sen} \left( \frac{N_1}{\sqrt{C_A C_B}} t \right)
 \end{aligned} \tag{5-163}$$

Para verificação da teoria desenvolvida foi simulado o circuito da Figura 5-23 com os parâmetros da Tabela 5-3.

Tabela 5-3: Parâmetros para simulação de 4 módulos sem perdas.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão total no lado “A”	$V_A$	1600	V
Tensão total no lado “B”	$V_B$	1600	V
Potência total	$P$	4	kW
Número de módulos	$n$	4	
Frequência de comutação	$f_s$	40	kHz
Ângulo de defasagem entre as pontes	$\phi$	45	°
Indutância série	$L_r$	375	μH
Relação de transformação do transformador	$a$	1	
Capacitores do lado “A”	$C_A$	470	μF
Capacitores do lado “B”	$C_B$	470	μF
Resistência de carga	$R_B$	640	Ω
Desequilíbrio total nas tensões do lado “A”	$\hat{v}_A$	100	V
Coefficiente de desequilíbrio na tensão no lado “A” do módulo 1	$k_1$	0,6	
Coefficiente de desequilíbrio na tensão no lado “A” do módulo 2	$k_2$	-0,8	
Coefficiente de desequilíbrio na tensão no lado “A” do módulo 3	$k_3$	0,4	
Coefficiente de desequilíbrio na tensão no lado “A” do módulo 4	$k_4$	-0,2	

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

O resultado da simulação é mostrado na Figura 5-24 onde se verificam as tensões nos capacitores tanto do lado “A” quanto do lado “B”.

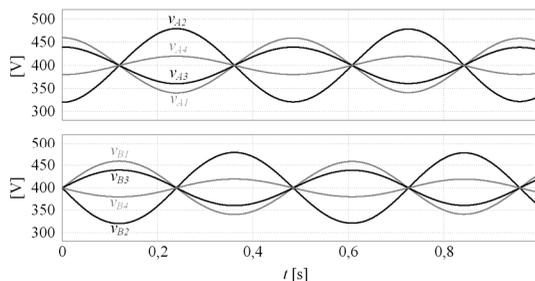


Figura 5-24 - Resultado da simulação de 4 módulos em série-série.

### 5.3.3 Estudo com perdas

#### 5.3.3.1 Estudo de dois módulos

Para incluir as perdas no estudo da conexão série na entrada e série na saída de dois módulos CC-CC Dual Active Bridge (DAB) são consideradas resistências em série com a indutância série de cada módulo, representando as perdas nos semicondutores e nos enrolamentos dos elementos magnéticos, conforme mostra a Figura 5-25.

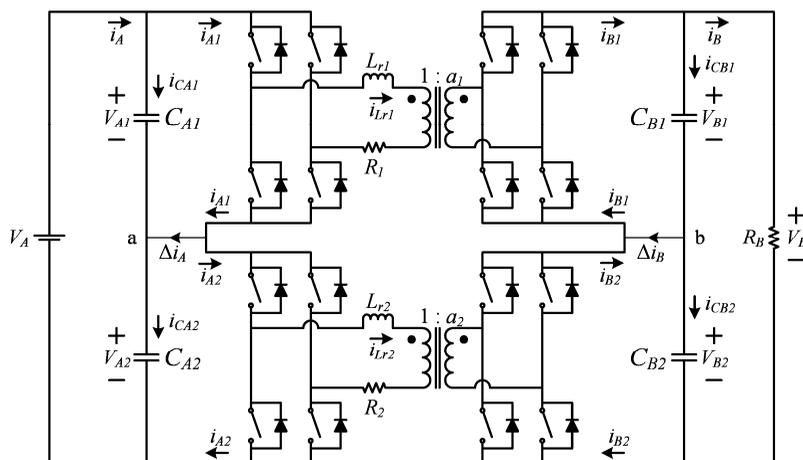


Figura 5-25 - Circuito para estudo da conexão de dois módulos DAB com perdas.

Para o estudo do balanço das tensões nos capacitores do lado “A” e do lado “B” serão considerados desequilíbrios nestas tensões conforme mostram as expressões (5-164) e (5-165) em termos dos valores médios instantâneos  $\langle v_{A1} \rangle$  e  $\langle v_{Bn} \rangle$ .

$$\langle v_{A1} \rangle = V_{Am} + \hat{v}_{A1} \quad (5-164)$$

$$\langle v_{A2} \rangle = V_{Am} + \hat{v}_{A2}$$

$$\langle v_{B1} \rangle = V_{Bm} + \hat{v}_{B1} \quad (5-165)$$

$$\langle v_{B2} \rangle = V_{Bm} + \hat{v}_{B2}$$

Equacionando a malha de tensão da fonte CC no lado “A” mais as tensões  $\langle v_{A1} \rangle$  e  $\langle v_{A2} \rangle$  nos capacitores do lado “A” obtém-se a equação (5-166).

$$-2V_{Am} + \langle v_{A1} \rangle + \langle v_{A2} \rangle = 0 \quad (5-166)$$

Substituindo a expressão (5-164) na equação (5-166) encontra-se a equação (5-167) na qual se verifica que, para satisfazer a referida malha de tensão, um desequilíbrio positivo na tensão  $\langle v_{A1} \rangle$  implica em um desequilíbrio negativo de mesma intensidade na tensão  $\langle v_{A2} \rangle$ .

$$\hat{v}_{A2} = -\hat{v}_{A1} \quad (5-167)$$

Assim, para um desequilíbrio positivo  $\hat{v}_A$  na tensão  $\langle v_{A1} \rangle$  é possível reescrever a expressão (5-164) conforme mostra a expressão (5-168).

$$\langle v_{A1} \rangle = V_{Am} + \hat{v}_A \quad (5-168)$$

$$\langle v_{A2} \rangle = V_{Am} - \hat{v}_A$$

Uma análise semelhante pode ser feita para as tensões nos capacitores do lado “B”, resultando na expressão (5-169).

$$\langle v_{B1} \rangle = V_{Bm} + \hat{v}_B \quad (5-169)$$

$$\langle v_{B2} \rangle = V_{Bm} - \hat{v}_B$$

Na Figura 5-25 o valor médio instantâneo da corrente na ponte do lado “A” do enésimo módulo é dado pela equação (5-170).

$$\langle i_{An} \rangle = \frac{\frac{8}{\pi^2} R \langle v_{An} \rangle + \left( \frac{8}{\pi^2 a} X_{Lr} \text{sen}(\phi) - \frac{8}{\pi^2 a} R \cos(\phi) \right) \langle v_{Bn} \rangle}{R^2 + X_{Lr}^2} \quad (5-170)$$

Na equação (5-170) são definidas as constantes  $N_2$  e  $N_3$  conforme mostram as equações (5-171) e (5-172).

$$N_2 = \frac{8R}{\pi^2 (R^2 + X_{Lr}^2)} \quad (5-171)$$

$$N_3 = \frac{8(X_{Lr} \text{sen}(\phi) - R \cos(\phi))}{\pi^2 a (R^2 + X_{Lr}^2)} \quad (5-172)$$

Substituindo as equações (5-171) e (5-172) na equação (5-170) escreve-se a equação (5-173).

$$\langle i_{An} \rangle = N_2 \langle v_{An} \rangle + N_3 \langle v_{Bn} \rangle \quad (5-173)$$

Na Figura 5-25 verifica-se que  $\Delta i_A$  é dado pela equação (5-174).

$$\Delta i_A = \langle i_{A1} \rangle - \langle i_{A2} \rangle \quad (5-174)$$

Substituindo a equação (5-173) na equação (5-174) encontra-se a equação (5-175).

$$\begin{aligned} \Delta i_A &= N_2 (V_{Am} + \hat{v}_A) + N_3 (V_{Bm} + \hat{v}_B) - N_2 (V_{Am} - \hat{v}_A) - N_3 (V_{Bm} - \hat{v}_B) \\ &= 2N_2 \hat{v}_A + 2N_3 \hat{v}_B \end{aligned} \quad (5-175)$$

Equacionando o nó “a” no lado “A” escreve-se a equação (5-176).

$$\langle i_{CA1} \rangle + \Delta i_A = \langle i_{CA2} \rangle \quad (5-176)$$

As correntes médias instantâneas nos capacitores do lado “A” são dadas pela expressão (5-177).

$$\langle i_{CA1} \rangle = C_A \frac{d \langle v_{A1} \rangle}{dt} = C_A \frac{d (V_{Am} + \hat{v}_A)}{dt} = C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt} \quad (5-177)$$

$$\langle i_{CA2} \rangle = C_A \frac{d \langle v_{A2} \rangle}{dt} = C_A \frac{d (V_{Am} - \hat{v}_A)}{dt} = -C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt}$$

Substituindo as equações (5-175) e a expressão (5-177) na equação (5-176) encontra-se a equação (5-178).

$$C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt} + N_2 \hat{v}_A + N_3 \hat{v}_B = 0 \quad (5-178)$$

Na Figura 5-25 o valor médio instantâneo da corrente na ponte do lado “B” do  $n$ -ésimo módulo é dado pela equação (5-179).

$$\langle i_{Bn} \rangle = \frac{\frac{8}{\pi^2 a} (R \cos(\phi) + X_L \text{sen}(\phi)) \langle v_{An} \rangle - \frac{8}{\pi^2 a^2} R \langle v_{Bn} \rangle}{R^2 + X_L^2} \quad (5-179)$$

Na equação (5-179) são definidas as constantes  $N_4$  e  $N_5$  conforme mostram as equações (5-180) e (5-181) respectivamente.

$$N_4 = \frac{8(R \cos(\phi) + X_L \text{sen}(\phi))}{\pi^2 a (R^2 + X_L^2)} \quad (5-180)$$

$$N_5 = \frac{8R}{\pi^2 a^2 (R^2 + X_L^2)} \quad (5-181)$$

Substituindo as equações (5-180) e (5-181) na equação (5-179) escreve-se a equação (5-182).

$$\langle i_{Bn} \rangle = N_4 \langle v_{An} \rangle - N_5 \langle v_{Bn} \rangle \quad (5-182)$$

Na Figura 5-25 verifica-se que  $\Delta i_B$  é dado pela equação (5-183).

$$\Delta i_B = \langle i_{B1} \rangle - \langle i_{B2} \rangle \quad (5-183)$$

Substituindo a equação (5-182) na equação (5-183) encontra-se a equação (5-184).

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

$$\begin{aligned}\Delta i_B &= N_4(V_{Am} + \hat{v}_A) - N_5(V_{Bm} + \hat{v}_B) - N_4(V_{Am} - \hat{v}_A) + N_5(V_{Bm} - \hat{v}_B) \\ &= 2N_4\hat{v}_A - 2N_5\hat{v}_B\end{aligned}\quad (5-184)$$

Equacionando o nó “b” no lado “B” escreve-se a equação (5-185).

$$\langle i_{CB1} \rangle = \Delta i_B + \langle i_{CB2} \rangle \quad (5-185)$$

As correntes nos capacitores do lado “B”, em termos de valores médios instantâneos, são dadas pela expressão (5-186).

$$\begin{aligned}\langle i_{CB1} \rangle &= C_B \frac{d\langle v_{B1} \rangle}{dt} = C_B \frac{d(V_{Bm} + \hat{v}_B)}{dt} = C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt} \\ \langle i_{CB2} \rangle &= C_B \frac{d\langle v_{B2} \rangle}{dt} = C_B \frac{d(V_{Bm} - \hat{v}_B)}{dt} = -C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt}\end{aligned}\quad (5-186)$$

Substituindo a equação (5-184) e a expressão (5-186) na equação (5-185) encontra-se a equação (5-187).

$$C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt} = N_4\hat{v}_A - N_5\hat{v}_B \quad (5-187)$$

Isolando  $\hat{v}_A$  na equação (5-187) encontra-se a equação (5-188).

$$\hat{v}_A = \frac{C_B}{N_4} \frac{d\hat{v}_B}{dt} + \frac{N_5}{N_4} \hat{v}_B \quad (5-188)$$

Substituindo a equação (5-188) na equação (5-178) obtém-se a equação (5-189).

$$\frac{C_A C_B}{N_4} \frac{d^2 \hat{v}_B}{dt^2} + \left( \frac{C_A N_5}{N_4} + \frac{N_2 C_B}{N_4} \right) \frac{d\hat{v}_B}{dt} + \left( \frac{N_2 N_5}{N_4} + N_3 \right) \hat{v}_B = 0 \quad (5-189)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação (5-189) encontra-se a equação (5-190).

$$\begin{aligned} & \frac{C_A C_B}{N_4} \left[ s^2 \hat{v}_B(s) - s \hat{v}_B(0) \right] \\ & + \left( \frac{C_A N_5}{N_4} + \frac{N_2 C_B}{N_4} \right) \left[ s \hat{v}_B(s) - \hat{v}_B(0) \right] \\ & + \left( \frac{N_2 N_5}{N_4} + N_3 \right) \hat{v}_B(s) = 0 \end{aligned} \quad (5-190)$$

Isolando  $\hat{v}_B(s)$  na equação (5-190) obtém-se a equação (5-191).

$$\hat{v}_B(s) = \frac{\left( \frac{C_A C_B}{N_4} s + \frac{C_A N_5}{N_4} + \frac{N_2 C_B}{N_4} \right) \hat{v}_B(0)}{\left[ \frac{C_A C_B}{N_4} s^2 + \left( \frac{C_A N_5}{N_4} + \frac{N_2 C_B}{N_4} \right) s + \left( \frac{N_2 N_5}{N_4} + N_3 \right) \right]} \quad (5-191)$$

Rearranjando a equação (5-191) obtém-se a equação (5-192).

$$\hat{v}_B(s) = \frac{\left( s + \frac{N_5}{C_B} + \frac{N_2}{C_A} \right) \hat{v}_B(0)}{\left[ s^2 + \left( \frac{N_5}{C_B} + \frac{N_2}{C_A} \right) s + \left( \frac{N_2 N_5}{C_A C_B} + \frac{N_3 N_4}{C_A C_B} \right) \right]} \quad (5-192)$$

Na equação (5-192) define-se  $N_6$  e  $N_7$  dados pelas equações (5-193) e (5-194) respectivamente.

$$N_6 = \frac{N_5}{C_B} + \frac{N_2}{C_A} \quad (5-193)$$

$$N_7 = \frac{N_2 N_5}{C_A C_B} + \frac{N_3 N_4}{C_A C_B} \quad (5-194)$$

Substituindo as equações (5-193) e (5-194) na equação (5-192) encontra-se a equação (5-195).

$$\hat{v}_B(s) = \frac{s + N_6}{s^2 + N_6 s + N_7} \hat{v}_B(0) \quad (5-195)$$

Aplicando a transformada de Laplace inversa na equação (5-195) chega-se à equação (5-196).

$$\hat{v}_B(t) = \hat{v}_B(0) e^{-\frac{t N_6}{2}} \left[ \cosh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right) + \frac{N_6 \sinh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right)}{2 \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}} \right] \quad (5-196)$$

O texto que segue descreve um desenvolvimento análogo para a obtenção de  $\hat{v}_A(t)$ .

Substituindo a equação (5-196) na equação (5-188) obtém-se a equação (5-197).

$$\hat{v}_A(t) = \frac{\hat{v}_B(0) e^{-\frac{t N_6}{2}}}{N_4} \left[ N_5 \cosh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right) + \left( \frac{2 N_5 N_6 - 4 N_7 C_B}{N_6^2 - 4 N_7} \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right) \sinh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right) \right] \quad (5-197)$$

A partir das equações (5-196) e (5-197) verifica-se que dado um desequilíbrio  $\hat{v}_A(0)$ , no lado “A” ou dado um desequilíbrio  $\hat{v}_B(0)$ , no lado “B”, as tensões nos capacitores do lado “A” e as tensões nos capacitores do lado “B” recuperam o equilíbrio após praticamente cinco vezes a constante de tempo da exponencial, ou seja, após este intervalo de tempo o desequilíbrio se anula devido às perdas no circuito.

A frequência de oscilação dos desequilíbrios dados pelas equações (5-196) e (5-197) pode ser calculada através da equação (5-198).

$$f_{osc} = \frac{\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}}{2\pi} \quad (5-198)$$

Para verificação da teoria desenvolvida foi simulado o circuito da Figura 5-25 com os parâmetros da Tabela 5-4.

O resultado da simulação é mostrado na Figura 5-26 onde se verificam as tensões nos capacitores, tanto do lado “A” quanto do lado “B”.

A frequência de oscilação calculada pela equação (5-198) foi de 2,059 Hz e a frequência verificada na simulação, da Figura 5-26, foi de 2,14 Hz.

5.3.3.2 Estudo de  $n$  módulos

A Figura 5-27 mostra a conexão série na entrada e série na saída de  $n$  módulos CC-CC Dual Active Bridge (DAB) da qual se deseja explicar o mecanismo de balanço das tensões.

Tabela 5-4: Parâmetros para simulação da conexão série-série de dois módulos com perdas.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão total no lado “A”	$V_A$	800	V
Tensão total no lado “B”	$V_B$	800	V
Potência total	$P$	2	kW
Número de módulos	$n$	2	
Frequência de comutação	$f_s$	40	kHz
Ângulo de defasagem	$\phi$	45	°
Resistência das perdas	$R$	1	$\Omega$
Indutância série	$L_r$	375	$\mu\text{H}$
Relação de transformação do transformador	$a$	1	
Capacitores do lado “A”	$C_A$	470	$\mu\text{F}$
Capacitores do lado “B”	$C_B$	470	$\mu\text{F}$
Resistência de carga	$R_B$	320	$\Omega$
Desequilíbrio inicial da tensão no lado “B”	$\hat{v}_B(0)$	50	V

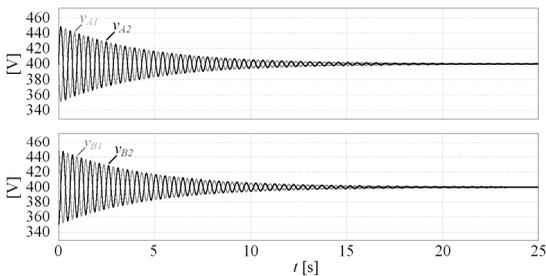


Figura 5-26 - Tensões nos capacitores no lado “A” e no lado “B”.

A corrente  $\langle i_{An} \rangle$  na entrada de cada módulo é dada pela equação (5-173).

Para verificar o mecanismo de balanço das tensões nos capacitores tanto do lado “A” quanto do lado “B” de cada módulo da Figura 5-27 serão considerados desequilíbrios nestas tensões de acordo com a expressões (5-128) e (5-129) respectivamente.

Para satisfazer a lei de Kirchoff das tensões na malha que envolve a fonte CC total e as tensões nos capacitores do lado “A” de cada módulo é necessário que o somatório dos desequilíbrios da expressão (5-128) seja igual à zero, conforme mostra a equação (5-130).

De forma análoga, é necessário que o somatório dos desequilíbrios das tensões dos capacitores do lado “B” também seja igual à zero, conforme a equação (5-131).

Sendo assim, o somatório dos desequilíbrios positivos e o somatório dos desequilíbrios negativos serão iguais em módulo tanto no lado “A” quanto no lado “B”, conforme as equações (5-132) e (5-133) respectivamente.

Para  $n$  módulos define-se  $n$  desequilíbrios nas tensões no lado “A” e no lado “B” de cada módulo conforme as equações (5-134) e (5-135) respectivamente.

Na equação (5-134), de modo a satisfazer as equações (5-130) e (5-132), escreve-se as equações (5-136), (5-137) e (5-138).

$$\sum_{i=1}^n k_i = 0 \quad (5-199)$$

$$-1 \leq k_n \leq 1 \quad (5-200)$$

$$|\sum k^+| = |\sum k^-| = 1 \quad (5-201)$$

Sendo assim, haverá  $n-1$  diferenças entre as correntes médias instantâneas no lado “A” de cada módulo da Figura 5-27, conforme mostra a expressão (5-202).

$$\begin{aligned} \Delta i_{A1} &= \langle i_{A1} \rangle - \langle i_{A2} \rangle \\ \Delta i_{A2} &= \langle i_{A2} \rangle - \langle i_{A3} \rangle \\ &\vdots \\ \Delta i_{A(n-1)} &= \langle i_{A(n-1)} \rangle - \langle i_{An} \rangle \end{aligned} \quad (5-202)$$

Substituindo a equação (5-173) na equação de  $\Delta i_{A(n-1)}$  na expressão (5-202) obtém-se a equação (5-203).

$$\Delta i_{A(n-1)} = N_2 \langle v_{A(n-1)} \rangle + N_3 \langle v_{B(n-1)} \rangle - N_2 \langle v_{An} \rangle - N_3 \langle v_{Bn} \rangle \quad (5-203)$$

Substituindo a equação (5-129) na equação (5-203) obtém-se a equação (5-204).

$$\Delta i_{A(n-1)} = N_2 \hat{v}_{A(n-1)} + N_3 \hat{v}_{B(n-1)} - N_2 \hat{v}_{An} - N_3 \hat{v}_{Bn} \quad (5-204)$$

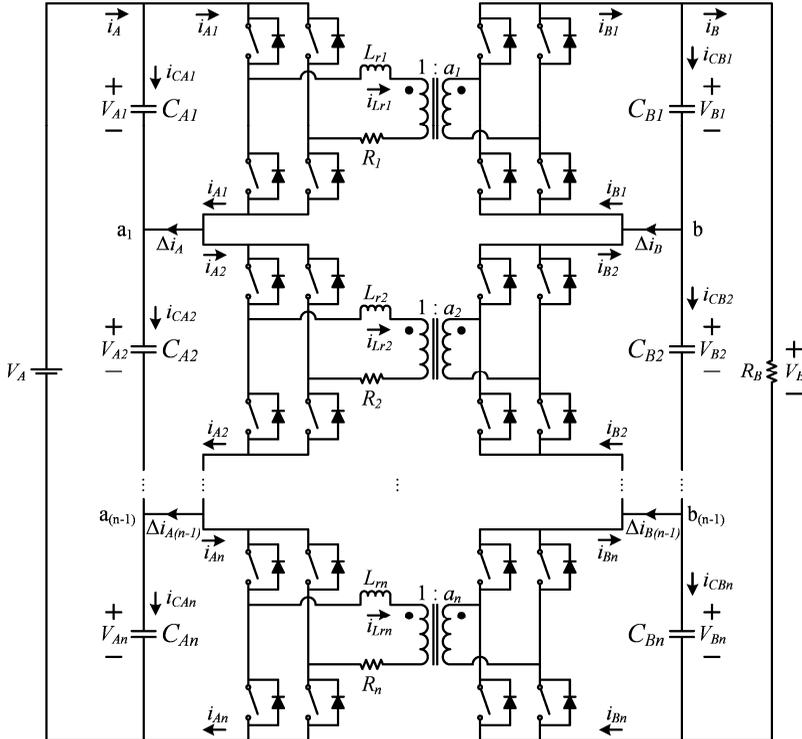


Figura 5-27 - Circuito para estudo da conexão de  $n$  módulos DAB com perdas.

Substituindo as equações (5-134) e (5-135) na equação (5-204) obtém-se a equação (5-205).

$$\Delta i_{A(n-1)} = N_2 k_{(n-1)} \hat{v}_A + N_3 k_{(n-1)} \hat{v}_B - N_2 k_n \hat{v}_A - N_3 k_n \hat{v}_B = (\hat{v}_A N_2 + \hat{v}_B N_3) (k_{(n-1)} - k_n) \quad (5-205)$$

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

As correntes nos capacitores do lado “A” dos dois últimos módulos da Figura 5-27, em termos de valores médios instantâneos, são dadas pela expressão (5-206).

$$\begin{aligned}\langle i_{CA(n-1)} \rangle &= C_A \frac{d \langle v_{A(n-1)} \rangle}{dt} \\ \langle i_{CA_n} \rangle &= C_A \frac{d \langle v_{A_n} \rangle}{dt}\end{aligned}\quad (5-206)$$

Levando em conta as expressões (5-128) e (5-134) na expressão (5-206) escreve-se a expressão (5-207).

$$\begin{aligned}\langle i_{CA(n-1)} \rangle &= k_{(n-1)} C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt} \\ \langle i_{CA_n} \rangle &= k_n C_A \frac{d \hat{v}_A}{dt}\end{aligned}\quad (5-207)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes a partir do nó “a<sub>1</sub>” até o nó “a<sub>(n-1)</sub>” da Figura 5-23 obtém-se a expressão (5-208).

$$\begin{aligned}\Delta i_{A1} + \langle i_{CA1} \rangle - \langle i_{CA2} \rangle &= 0 \\ \Delta i_{A2} + \langle i_{CA2} \rangle - \langle i_{CA3} \rangle &= 0 \\ &\vdots \\ \Delta i_{A(n-1)} + \langle i_{CA(n-1)} \rangle - \langle i_{CA_n} \rangle &= 0\end{aligned}\quad (5-208)$$

Substituindo a equação (5-205) e a expressão (5-207) na equação de  $\Delta i_{A(n-1)}$  na expressão (5-208) obtém-se a equação (5-209).

$$(\hat{v}_A N_2 + \hat{v}_B N_3)(k_{(n-1)} - k_n) + C_A k_{(n-1)} \frac{d \hat{v}_A}{dt} - C_A k_n \frac{d \hat{v}_A}{dt} = 0 \quad (5-209)$$

Manipulando a equação (5-209) escreve-se a equação (5-210).

$$\hat{v}_B = -\frac{N_2}{N_3} \hat{v}_A - \frac{C_A}{N_3} \frac{d \hat{v}_A}{dt} \quad (5-210)$$

No lado “B” também há  $n-1$  diferenças entre as correntes médias instantâneas em de cada módulo da Figura 5-27, conforme mostra a expressão (5-211).

$$\begin{aligned}
\Delta i_{B1} &= \langle i_{B1} \rangle - \langle i_{B2} \rangle \\
\Delta i_{B2} &= \langle i_{B2} \rangle - \langle i_{B3} \rangle \\
&\vdots \\
\Delta i_{B(n-1)} &= \langle i_{B(n-1)} \rangle - \langle i_{Bn} \rangle
\end{aligned} \tag{5-211}$$

Substituindo a equação (5-182) na equação de  $\Delta i_{B(n-1)}$  na expressão (5-211) obtém-se a equação (5-212).

$$\Delta i_{B(n-1)} = N_4 \langle v_{A(n-1)} \rangle - N_5 \langle v_{B(n-1)} \rangle - N_4 \langle v_{An} \rangle + N_5 \langle v_{Bn} \rangle \tag{5-212}$$

Substituindo a equação (5-128) na equação (5-212) obtém-se a equação (5-213).

$$\Delta i_{B(n-1)} = N_4 \hat{v}_{A(n-1)} - N_5 \hat{v}_{B(n-1)} - N_4 \hat{v}_{A(n)} + N_5 \hat{v}_{B(n)} \tag{5-213}$$

Substituindo as equações (5-134) e (5-135) na equação (5-213) obtém-se a equação (5-214).

$$\begin{aligned}
\Delta i_{B(n-1)} &= N_4 k_{(n-1)} \hat{v}_A - N_5 k_{(n-1)} \hat{v}_B - N_4 k_n \hat{v}_A + N_5 k_n \hat{v}_B \\
&= (\hat{v}_A N_4 - \hat{v}_B N_5) (k_{(n-1)} - k_n)
\end{aligned} \tag{5-214}$$

As correntes nos capacitores do lado “B” dos dois últimos módulos da Figura 5-27, em termos de valores médios instantâneos, são dadas pela expressão (5-215).

$$\begin{aligned}
\langle i_{CB(n-1)} \rangle &= C_B \frac{d \langle v_{B(n-1)} \rangle}{dt} \\
\langle i_{CBn} \rangle &= C_B \frac{d \langle v_{Bn} \rangle}{dt}
\end{aligned} \tag{5-215}$$

Levando em conta as expressões (5-129) e (5-135) na expressão (5-215) escreve-se a expressão (5-216).

$$\begin{aligned}
\langle i_{CB(n-1)} \rangle &= k_{(n-1)} C_B \frac{d \hat{v}_B}{dt} \\
\langle i_{CBn} \rangle &= k_n C_B \frac{d \hat{v}_B}{dt}
\end{aligned} \tag{5-216}$$

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes a partir do nó “b<sub>1</sub>” até o nó “b<sub>(n-1)</sub>” da Figura 5-27 obtém-se a expressão (5-217).

$$\begin{aligned} \Delta i_{B1} + \langle i_{CB2} \rangle - \langle i_{CB1} \rangle &= 0 \\ \Delta i_{B2} + \langle i_{CB3} \rangle - \langle i_{CB2} \rangle &= 0 \\ &\vdots \\ \Delta i_{B(n-1)} + \langle i_{CBn} \rangle - \langle i_{CB(n-1)} \rangle &= 0 \end{aligned} \quad (5-217)$$

Substituindo a equação (5-214) e a expressão (5-216) na equação de  $\Delta I_{B(n-1)}$  na expressão (5-217) obtém-se a equação (5-218).

$$(\hat{v}_A N_4 - \hat{v}_B N_5)(k_{(n-1)} - k_n) + C_B k_n \frac{d\hat{v}_B}{dt} - C_B k_{(n-1)} \frac{d\hat{v}_B}{dt} = 0 \quad (5-218)$$

Manipulando a equação (5-218) escreve-se a equação (5-219).

$$\hat{v}_A = \frac{C_B}{N_4} \frac{d\hat{v}_B}{dt} + \frac{N_5}{N_4} \hat{v}_B \quad (5-219)$$

Substituindo a equação (5-219) na equação (5-210) obtém-se a equação (5-220).

$$C_A C_B \frac{d^2 \Delta v_B}{dt^2} + (N_2 C_B + C_A N_5) \frac{d\hat{v}_B}{dt} + (N_3 N_4 + N_2 N_5) \hat{v}_B = 0 \quad (5-220)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (5-220) chega-se à equação (5-221).

$$\begin{aligned} C_A C_B (s^2 \hat{v}_B(s) - s \hat{v}_B(0)) \\ + (N_2 C_B + C_A N_5) (s \hat{v}_B(s) - \hat{v}_B(0)) \\ + (N_3 N_4 + N_2 N_5) \hat{v}_B(s) = 0 \end{aligned} \quad (5-221)$$

Isolando  $\hat{v}_B(s)$  na equação (5-221) escreve-se a equação (5-222).

$$\hat{v}_B(s) = \frac{\left( s + \frac{N_2 C_B}{C_A C_B} + \frac{C_A N_5}{C_A C_B} \right) \hat{v}_B(0)}{s^2 + \left( \frac{N_2 C_B}{C_A C_B} + \frac{C_A N_5}{C_A C_B} \right) s + \frac{(N_3 N_4 + N_2 N_5)}{C_A C_B}} \quad (5-222)$$

Substituindo as equações (5-193) e (5-194) na equação (5-222) encontra-se a equação (5-223).

$$\hat{v}_B(s) = \frac{s + N_6}{s^2 + N_6s + N_7} \hat{v}_B(0) \quad (5-223)$$

Aplicando a transformada de Laplace inversa na equação (5-223) chega-se à equação (5-224).

$$\hat{v}_B(t) = \hat{v}_B(0) e^{-\frac{N_6}{2}t} \left( \cosh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right) + \frac{N_6 \sinh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right)}{2 \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}} \right) \quad (5-224)$$

Substituindo a equação (5-224) na expressão (5-135) escreve-se a expressão (5-225).

$$\begin{aligned} \hat{v}_{B1} &= k_1 \hat{v}_B(0) e^{-\frac{N_6}{2}t} \left( \cosh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right) + \frac{N_6 \sinh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right)}{2 \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}} \right) \\ \hat{v}_{B2} &= k_2 \hat{v}_B(0) e^{-\frac{N_6}{2}t} \left( \cosh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right) + \frac{N_6 \sinh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right)}{2 \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}} \right) \\ &\vdots \\ \hat{v}_{Bn} &= k_n \hat{v}_B(0) e^{-\frac{N_6}{2}t} \left( \cosh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right) + \frac{N_6 \sinh \left( t \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7} \right)}{2 \sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}} \right) \end{aligned} \quad (5-225)$$

O desenvolvimento que segue tem o objetivo de obter os desequilíbrios em função do tempo no lado “A”.

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

Substituindo a equação (5-224) na equação (5-219) encontra-se a equação (5-226).

$$\hat{v}_A(t) = \frac{\hat{v}_B(0)e^{-t\frac{N_6}{2}}}{N_4} \left[ N_5 \cosh\left(t\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) + \left(\frac{2N_5N_6 - 4N_7C_B}{N_6^2 - 4N_7}\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) \sinh\left(t\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) \right] \quad (5-226)$$

Substituindo a equação (5-226) na expressão (5-134) encontra-se a expressão (5-227) dos desequilíbrios nas tensões do lado “A”.

$$\begin{aligned} \hat{v}_{A1} &= k_1 \frac{\hat{v}_B(0)e^{-t\frac{N_6}{2}}}{N_4} \left[ N_5 \cosh\left(t\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) + \left(\frac{2N_5N_6 - 4N_7C_B}{N_6^2 - 4N_7}\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) \sinh\left(t\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) \right] \\ \hat{v}_{A2} &= k_2 \frac{\hat{v}_B(0)e^{-t\frac{N_6}{2}}}{N_4} \left[ N_5 \cosh\left(t\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) + \left(\frac{2N_5N_6 - 4N_7C_B}{N_6^2 - 4N_7}\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) \sinh\left(t\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) \right] \\ &\vdots \\ \hat{v}_{An} &= k_n \frac{\hat{v}_B(0)e^{-t\frac{N_6}{2}}}{N_4} \left[ N_5 \cosh\left(t\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) + \left(\frac{2N_5N_6 - 4N_7C_B}{N_6^2 - 4N_7}\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) \sinh\left(t\sqrt{\frac{N_6^2}{4} - N_7}\right) \right] \end{aligned} \quad (5-227)$$

Para verificação da teoria desenvolvida foi simulado o circuito da Figura 5-27 com os parâmetros da Tabela 5-5.

O resultado da simulação é mostrado na Figura 5-28 onde se verificam as tensões nos capacitores tanto do lado “A” quanto do lado “B”.

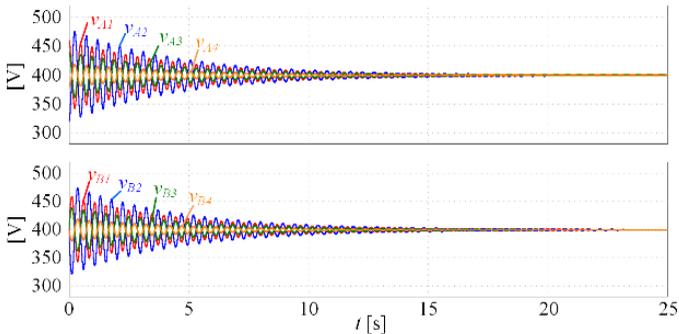


Figura 5-28 - Resultado da simulação de 4 módulos em série-série.

Tabela 5-5: Parâmetros para simulação da conexão série-série de 4 módulos com perdas.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão total no lado “A”	$V_A$	1600	V
Tensão total no lado “B”	$V_B$	1600	V
Potência total	$P$	4	kW
Número de módulos	$n$	4	
Frequência de comutação	$f_s$	40	kHz
Ângulo de defasagem	$\phi$	45	°
Indutância série	$L_r$	375	$\mu\text{H}$
Resistência série	$R$	1	$\Omega$
Relação de transformação do transformador	$a$	1	
Capacitores do lado “A”	$C_A$	470	$\mu\text{F}$
Capacitores do lado “B”	$C_B$	470	$\mu\text{F}$
Resistência de carga	$R_B$	640	$\Omega$
Desequilíbrio positivo total nas tensões do lado “A”	$\hat{v}_A$	100	V
Coefficiente de desequilíbrio na tensão no lado “A” do módulo 1	$k_1$	0,6	
Coefficiente de desequilíbrio na tensão no lado “A” do módulo 2	$k_2$	-0,8	
Coefficiente de desequilíbrio na tensão no lado “A” do módulo 3	$k_3$	0,4	
Coefficiente de desequilíbrio na tensão no lado “A” do módulo 4	$k_4$	-0,2	

## 5.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de verificar o equilíbrio das tensões com fluxo direto (do lado “A” para o lado “B”) e a capacidade bidirecional da conexão série-série de módulos DAB foi especificado e simulado o circuito da Figura 5-19.

### 5.4.1 Especificação

A especificação a partir da qual é realizado o dimensionamento para simulação da conexão série-série de dois módulos DAB é mostrada na Tabela 5-6.

A penúltima linha da Tabela 5-6 ( $\phi$ ) define o ângulo de defasagem entre as pontes. Este valor deve ser determinado pelo projetista.

Tabela 5-6 – Especificação da conexão série-série de dois módulos DAB.

<b>Grandeza Especificada</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Tensão no lado “A”	$V_A$	800	V
Tensão no lado “B”	$V_B$	800	V
Potência	$P$	2	kW
Número de módulos em série	$n$	2	
Frequência de comutação	$f_s$	40	kHz
Ângulo de defasagem entre as pontes	$\phi$	45	°
Resistência de perdas	$R_n$	1	$\Omega$

### 5.4.2 Dimensionamento

Será feito o dimensionamento do estágio de potência, que é suficiente para simulação em malha aberta.

O detalhamento dos cálculos é apresentado no Apêndice E.

#### 5.4.2.1 Estágio de Potência

Considerando os dois módulos idênticos, a partir da Tabela 5-6 obtém-se os valores mostrados na Tabela 5-7.

### 5.4.3 Resultados em Malha Aberta

A Figura 5-29 mostra o circuito utilizado para a simulação em malha aberta da conexão série-série de dois módulos DAB idênticos com perdas.

Tabela 5-7 – Parâmetros calculados decorrentes da Tabela 5-6.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Ganho total	$G$	1	
Corrente na carga	$I_B$	2,5	A
Relação de espiras lado “B” / lado “A”	$a$	1	
Tensão no lado “A” de um módulo	$V_{Am}$	400	V
Tensão no lado “B” de um módulo	$V_{Bm}$	400	V
Resistência de carga	$R_B$	320	$\Omega$
Potência em um módulo	$P_m$	1	kW
Período de comutação	$T_s$	25	$\mu\text{s}$
Indutância série	$L_r$	375	$\mu\text{H}$
Capacitor no lado “A”	$C_A$	470	$\mu\text{F}$
Capacitor no lado “B”	$C_B$	470	$\mu\text{F}$

Como o objetivo das simulações deste capítulo é somente comprovar o funcionamento da conexão série-série foi desconsiderado o uso do capacitor série de acoplamento para bloqueio da componente CC da corrente no lado “A” de cada transformador que por sua vez possui o objetivo de evitar a saturação destes transformadores.

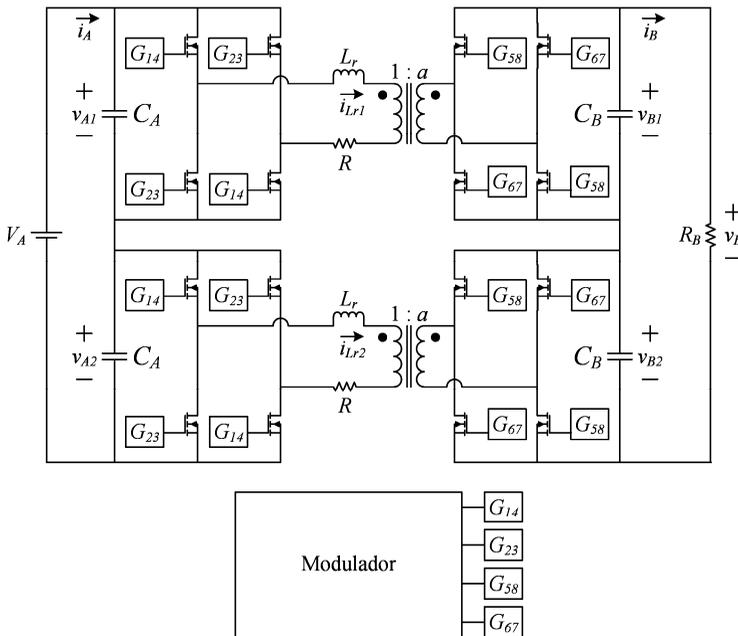


Figura 5-29 – Circuito simulado da conexão série-série de dois módulos DAB.

Os resultados de simulação que seguem referem-se ao circuito da Figura 5-29 em acordo com os parâmetros das tabelas Tabela 5-6 e Tabela 5-7.

#### 5.4.3.1 Resultados com fluxo direto (do lado “A” para o lado “B”)

A Figura 5-30 mostra as tensões no lado “B” de cada módulo  $v_{B1}$ ,  $v_{B2}$  e também a tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série em regime permanente com fluxo de energia do lado “A” para o lado “B”.

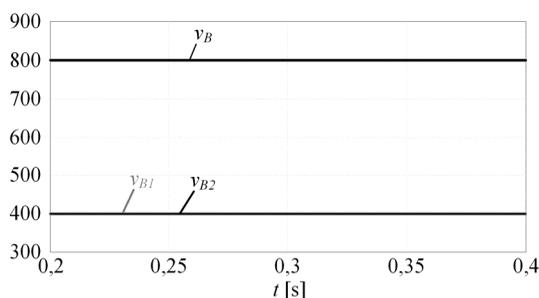


Figura 5-30 – Tensões no lado “B”: tensões individuais  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  de cada módulo e tensão total  $v_B$  com fluxo direto.

A Figura 5-31 mostra as correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores série no lado “A” de cada transformador.

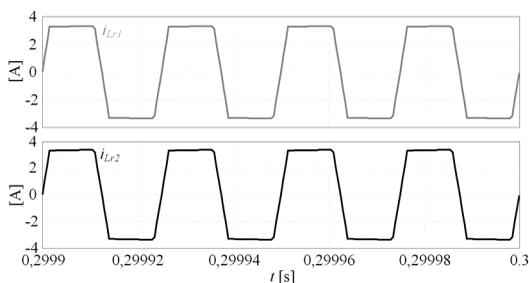


Figura 5-31 – Correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ .

A Figura 5-32 mostra as tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  no lado “A” de cada módulo.

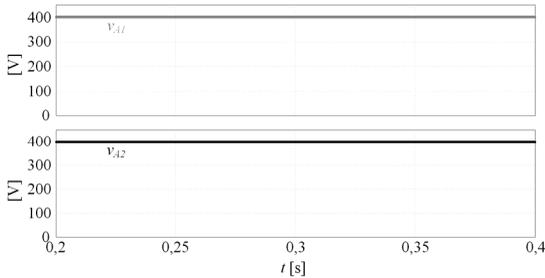


Figura 5-32 – Tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  no lado “A” de cada módulo.

#### 5.4.3.2 Resultados com fluxo bidirecional

Para obtenção dos resultados com fluxo bidirecional o circuito de comando impõe ângulo  $\phi=45^\circ$  durante 0,5 s e  $\phi=-45^\circ$  durante 1 ms.

A corrente  $i_{Ax}$  que aparece nos resultados é obtida calculando o valor médio a cada período de comutação da corrente  $i_A$  na fonte  $V_A$ .

A Figura 5-33 mostra as tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  no lado “B” de cada módulo junto com a corrente  $i_{Ax}$  na fonte  $V_A$ .

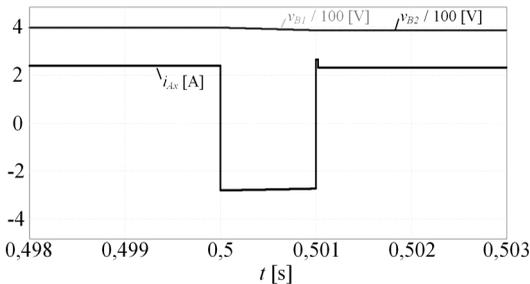


Figura 5-33 – Tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  no lado “B” de cada módulo junto com a corrente  $i_{Ax}$  na fonte  $V_A$ .

A Figura 5-34 mostra as tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  no lado “A” de cada módulo junto com a corrente  $i_{Ax}$  na fonte  $V_A$ .

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

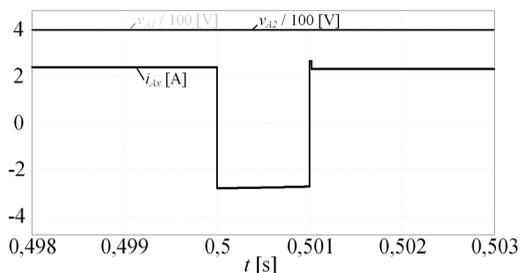


Figura 5-34 – Tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  no lado “A” de cada módulo junto com a corrente  $i_{Ax}$  na fonte  $V_A$ .

### 5.4.4 Estudo da variação dos parâmetros $L_{rn}$ e $a_n$

Para o estudo da variação dos parâmetros  $L_{rn}$  e  $a_n$  considerou-se as mesmas especificações da seção anterior (Tabela 5-6) como valores nominais.

Basicamente os elementos diretamente relacionados com a transferência de energia e sujeitos à divergência de seus parâmetros em relação aos respectivos valores nominais durante o processo de construção, são a indutância série  $L_r$  e a relação de transformação  $a$  do transformador.

Será admitido que os dois módulos não são mais idênticos e que houve um acréscimo de 5% na indutância série  $L_{r1}$  do módulo 1 e um acréscimo de 5% na relação de espiras  $a_1$  do transformador deste mesmo módulo. Para o módulo 2 será considerado que houve um decréscimo de 5% tanto na indutância série  $L_{r2}$  quanto na relação de espiras  $a_2$  do seu transformador.

Com estas considerações chega-se à Tabela 5-8 dos novos parâmetros dos módulos 1 e 2. Os demais parâmetros foram mantidos iguais aos da Tabela 5-7.

Tabela 5-8 – Novos parâmetros dos módulos 1 e 2.

Novo Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Relação de Espiras Sec/Prim 1	$a_1$	1,05	
Relação de Espiras Sec/Prim 2	$a_2$	0,95	
Indutância Série 1	$L_{r1}$	393,75	$\mu\text{H}$
Indutância Série 2	$L_{r2}$	356,25	$\mu\text{F}$

O Apêndice F apresenta os cálculos das tensões e correntes realizados a partir dos parâmetros da Tabela 5-8.

A Tabela 5-9 mostra os valores relevantes de tensões, correntes e potências calculados no Apêndice F.

#### 5.4.4.1 Resultados de simulação

O circuito simulado é o mesmo da Figura 5-29, agora com os parâmetros da Tabela 5-8.

Tabela 5-9 – Tensões, correntes e potências relevantes nos módulos 1 e 2.

Grandeza	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão média no lado “A” do módulo 1	$V_{A1}$	424,932	V
Tensão média no lado “A” do módulo 2	$V_{A2}$	374,995	V
Tensão média no lado “B” do módulo 1	$V_{B1}$	424,932	V
Tensão média no lado “B” do módulo 2	$V_{B2}$	374,995	V
Corrente $I_2$ na Indutância $L_{r1}$	$I_{21}$	3,654	A
Corrente $I_1$ na Indutância $L_{r1}$	$I_{11}$	3,156	A
Corrente $I_2$ na Indutância $L_{r2}$	$I_{22}$	2,996	A
Corrente $I_1$ na Indutância $L_{r2}$	$I_{12}$	3,495	A
Potência no Módulo 1	$P_{m1}$	1,099	kW
Potência no Módulo 2	$P_{m2}$	0,901	kW

A Figura 5-35 mostra as tensões nas saídas de cada módulo  $v_{B1}$ ,  $v_{B2}$  e também a tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série.

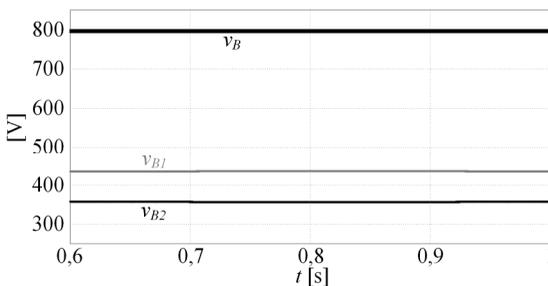


Figura 5-35 – Tensões  $v_{B1}$  e  $v_{B2}$  no lado “B” de cada módulo e tensão total  $v_B$  na saída da conexão série-série.

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

A Figura 5-36 mostra as correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores série no lado primário de cada transformador.

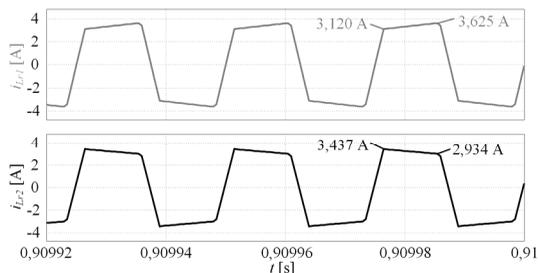


Figura 5-36 – Correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$ .

A Figura 5-37 mostra as tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  no lado “A” de cada módulo.

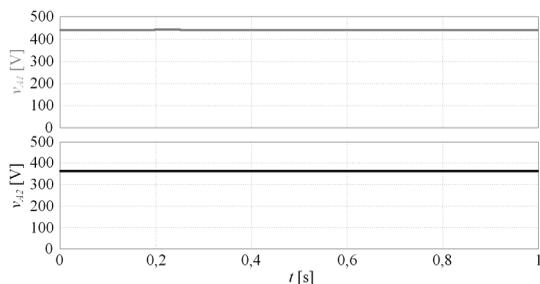


Figura 5-37 – Tensões  $v_{A1}$  e  $v_{A2}$  no lado “A” de cada módulo.

### 5.5 PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são apresentados o projeto da conexão série-série de quatro módulos DAB com único modulador e os respectivos resultados experimentais obtidos de um protótipo em bancada.

No projeto cada módulo é dimensionado para assumir uma parcela da carga total de modo equilibrado, ou seja, a potência total especificada dividida por  $n=4$ .

Para a escolha do MOSFET a ser utilizado, tanto na ponte “A” quanto na ponte “B”, considerou-se fluxo direto, do lado “A” para o lado “B”, no projeto. Assim, no decorrer do projeto, observou-se que o pior caso em relação aos esforços ocorre para os interruptores da ponte “A” ( $S_{1-4}$ ) e para os diodos da ponte “B” ( $D_{5-8}$ ).

O detalhamento dos cálculos do projeto é apresentado no Apêndice G.

A listagem dos componentes dimensionados, empregados no protótipo montado em bancada, é apresentada no Apêndice H juntamente com os diagramas esquemáticos e layouts de circuito impresso.

### 5.5.1 Projeto da conexão série-série com quatro módulos DAB

#### 5.5.1.1 Esquemático simplificado

A Figura 5-38 mostra o esquemático simplificado da conexão série-série incluindo os blocos de controle.

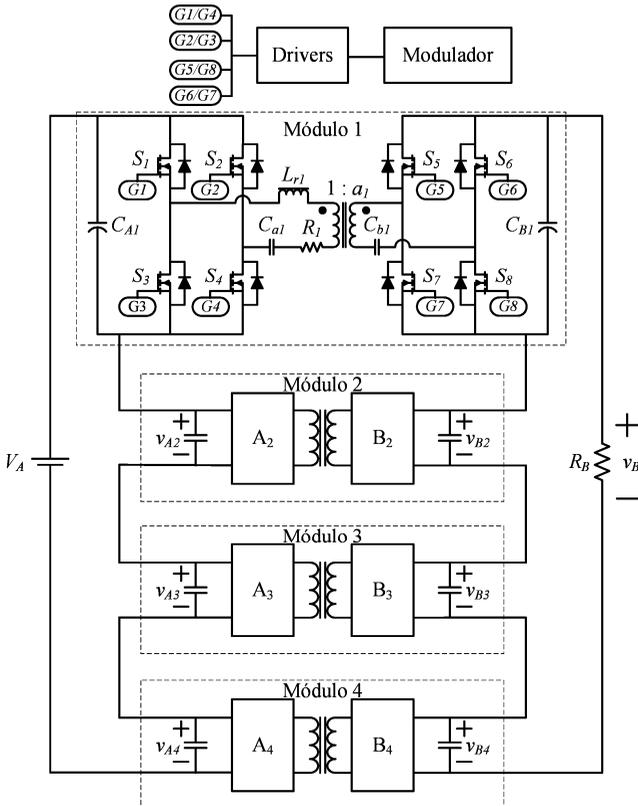


Figura 5-38 – Esquemático simplificado da conexão série-série de quatro módulos DAB.

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

Nota-se na Figura 5-38 o aparecimento dos capacitores de bloqueio  $C_{an}$  e  $C_{bn}$  que possuem a função de evitar a saturação do transformador por uma componente de corrente contínua.

Todos os módulos possuem capacitores de bloqueio idênticos cujo procedimento de projeto é descrito na seção 5.5.1.5.

### 5.5.1.2 Especificação

A especificação a partir da qual será realizado o projeto da conexão série-série de quatro módulos DAB é mostrada na Tabela 5-10.

Tabela 5-10 – Especificação da conexão série-série de quatro módulos CC-CC DAB.

Parâmetro Especificado	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão na Entrada	$V_A$	1600	V
Tensão na Saída	$V_B$	1600	V
Potência	$P$	4	kW
Número de Módulos em Série	$n$	4	
Frequência de Comutação	$f_s$	40	kHz
Ângulo de defasagem	$\phi$	45	°

Observa-se que a última linha da Tabela 5-10 define o ângulo de defasagem entre as pontes de cada módulo e é de escolha do projetista.

### 5.5.1.3 Dimensionamento dos interruptores e dos diodos em antiparalelo

A Tabela 5-11 mostra os esforços relevantes para o dimensionamento dos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  da ponte “A” de um módulo.

Tabela 5-11 – Esforços nos interruptores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ .

Esforço	$S_1$ à $S_4$	Unidade
Corrente de Pico	3,333	A
Corrente Média	1,354	A
Corrente Eficaz	2,097	A
Tensão Máxima	400	V

A Tabela 5-12 mostra os esforços relevantes para o dimensionamento dos diodos  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_7$  e  $D_8$  da ponte “B” de um módulo.

Tabela 5-12 – Esforços nos diodos  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_7$  e  $D_8$ .

<b>Esforço</b>	<b><math>D_5</math> à <math>D_8</math></b>	<b>Unidade</b>
Corrente de Pico	3,333	A
Corrente Média	1,354	A
Corrente Eficaz	2,097	A
Tensão Máxima	400	V

O MOSFET escolhido para suportar os esforços dos interruptores  $S_{1-4}$  e dos diodos  $D_{5-8}$  foi o SPW47N60C3 do fabricante Infineon [28].

A Tabela 4-14 mostra as principais características deste interruptor e é repetida na tabela Tabela 5-13 por questões didáticas.

Utilizando-se um resistor de gatilho  $R_G = 15 \Omega$  e tensão de gatilho  $V_G = 15 \text{ V}$  é possível calcular os tempos de subida e de descida dos interruptores  $t_{op}$ , bem como a corrente máxima de gatilho que o driver deverá fornecer conforme mostram as equações (4-280) e (4-281) respectivamente.

$$t_{op} = 2,2 R_G C_{iss} = 224,4 \text{ ns} \quad (5-228)$$

$$I_{Gmax} = C_{iss} \frac{V_G}{t_{op}} = 0,455 \text{ A} \quad (5-229)$$

Tabela 5-13 – Principais características do MOSFET SPW47N60C3.

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Tensão máxima suportada	$V_{DS} (@ T_{Jmax})$	650	V
Corrente direta máxima	$I_D (@ T_C = 100 \text{ }^\circ\text{C})$	30	A
Resistência em condução	$R_{DS(on)max}$	0,07	$\Omega$
Tempo de atraso para ligar	$t_d(on)$	18	ns
Tempo de atraso para desligar	$t_d(off)$	165	ns
Capacitância de entrada	$C_{iss}$	6,8	nF
Corrente direta contínua máxima no diodo inverso	$I_S$	47	A
Corrente direta pulsada máxima no diodo inverso	$I_{SM}$	141	A
Tensão direta no diodo inverso	$V_{SD}$	1,2	V
Tempo de recuperação reversa	$t_{rr}$	580	ns
Carga de recuperação reversa	$Q_{rr}$	23	$\mu\text{C}$
Temperatura da junção	$T_J$	150	$^\circ\text{C}$
Resistência térmica junção-capsula	$R_{thJC}$	0,3	K / W

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

Conhecendo o tempo  $t_{op}$  e os esforços nos interruptores é possível calcular as perdas, em condução  $P_{cd}$  e na comutação  $P_{cm}$ , conforme mostra a Tabela 5-14.

Tabela 5-14 – Perdas nos interruptores.

<b>Perdas</b>	$S_{1-4}$	$S_{5-8}$
Em condução (unitário)	0,135 W	0,0071 W
Na comutação (unitário)	5,984 W	5,984 W
Total	24,475 W	23,964

As perdas nos diodos em antiparalelo com os interruptores são mostradas na Tabela 5-15.

Tabela 5-15 – Perdas nos diodos em antiparalelo com os interruptores.

<b>Perdas</b>	<b>Valor [W]</b>
Em $D_1, D_2, D_3$ ou $D_4$	0,292
Em $D_5, D_6, D_7$ ou $D_8$	3,792
Total	16,334

Para o cálculo térmico considerou-se a temperatura ambiente  $T_A$  igual a 40 °C e uma resistência térmica entre cápsula e dissipador  $R_{thCD}$  de 0,1 K/W.

A tabela Tabela 5-16 mostra os valores das resistências térmicas calculadas.

Tabela 5-16 – Resistências térmicas.

<b>Resistência Térmica</b>	<b>Valor [K/W]</b>
Junção - Ambiente em $Q_1$ à $Q_4$	17,16
Dissipador - Ambiente em $Q_1$ à $Q_4$	14,36
Junção - Ambiente em $Q_5$ à $Q_8$	11,244
Dissipador - Ambiente em $Q_5$ à $Q_8$	8,444

Para comandar os MOSFET's  $Q_{1-8}$  foram utilizados quatro drivers DRO100S25A do fabricante Supplier [34].

O modulador utilizado foi o CI UCC3895 do fabricante Texas Instruments [33] para os ensaios com fluxo direto.

Para os ensaios com fluxo direto e reverso foi utilizado como modulador o DSPIC33EP64MC502 do fabricante Microchip [35]. O programa utilizado consta no Apêndice H.

## 5.5.1.4 Dimensionamento do dissipador de calor

Considerando que todos os semicondutores serão fixados no mesmo dissipador de calor, é considerado o circuito térmico apresentado na Figura 5-39.

A partir do circuito térmico da Figura 5-39 calcula-se uma resistência térmica máxima entre dissipador e ambiente igual a  $R_{DS} = 1,329 \text{ K/W}$ .

Considerando um pedaço de 100 mm do dissipador HS 19334 [30] chega-se à uma resistência efetiva máxima entre dissipador e ambiente igual a  $R_{DSeff} = 1,113 \text{ K/W}$ .

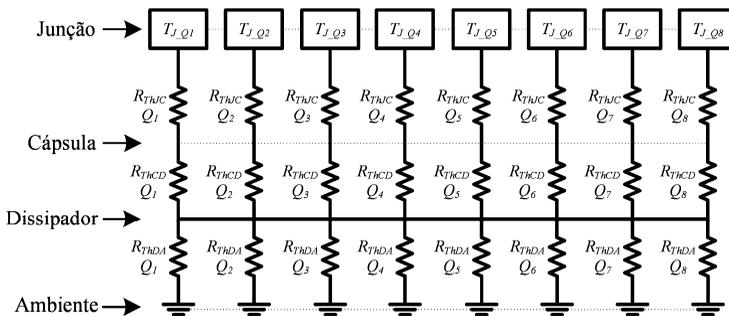


Figura 5-39 – Circuito térmico para dimensionamento do dissipador.

5.5.1.5 Dimensionamento dos capacitores de bloqueio  $C_{an}$  e  $C_{bn}$ 

Os critérios para o dimensionamento dos capacitores de bloqueio  $C_{an}$  e  $C_{bn}$  são o da frequência de ressonância e o da queda de tensão já apresentados nas seções 4.8.1.6.1 e 4.8.1.6.2 respectivamente.

Adotou-se no projeto  $C_{an} = C_{bn} = 5 \mu\text{F}$ .

5.5.1.6 Dimensionamento dos capacitores  $C_A$  e  $C_B$ 

O cálculo destes capacitores pela ondulação de tensão no lado “B” de um módulo resulta em  $C_B = 1,79 \mu\text{F}$ , porém a ondulação máxima de corrente neste capacitor é de 6,4 A o que resulta na escolha do capacitor B43504A5477M000 – 450V – 470  $\mu\text{F}$  – Epcos.

Assim, fica definido o valor de  $C_B = 470 \mu\text{F}$ .

Por simetria, devido ao fato de o conversor ser bidirecional, escolheu-se o mesmo capacitor para os capacitores no lado “A” de cada módulo  $C_A = 470 \mu\text{F}$ .

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

### 5.5.1.7 Dimensionamento da indutância $L_r$

A Tabela 5-17 mostra os parâmetros utilizados para o projeto do indutor  $L_r$ .

Tabela 5-17 – Parâmetros utilizados para o projeto do indutor  $L_r$ .

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Indução máxima	$B_{max}$	0,15	T
Fator de ocupação do enrolamento de cobre	$K_w$	0,7	
Densidade máxima de corrente	$J_{max}$	450	A/cm <sup>2</sup>
Indutância nominal	$L_r$	375	μH
Excursão máxima de corrente	$I_{Lr\ max}$	3,333	A
Corrente eficaz	$I_{Lr\ ef}$	3,043	A
Permeabilidade do ar	$\mu_0$	$4\pi 10^{-7}$	H/m

A partir dos valores da Tabela 5-17 chega-se a um produto de áreas, entre a área da seção transversal magnética ( $A_e$ ) e a área da janela do enrolamento ( $A_w$ ),  $A_e A_w = 0,805\text{ cm}^4$ .

Assim, escolhe-se o núcleo E – 42/21/20 do fabricante Thornton [31] que possui os dados apresentados na Tabela 5-18.

Neste trabalho foi padronizado o fio AWG 27 para a construção dos elementos magnéticos (indutor e transformador).

Os dados relevantes do fio AWG 27 já foram apresentados na Tabela 4-24 e são repetidos na Tabela 5-19 por questões didáticas.

Os valores resultantes do projeto físico do indutor  $L_r$  são mostrados na Tabela 5-20.

Tabela 5-18 – Dados do núcleo E – 42/21/20 do fabricante Thornton.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Área da seção transversal	$A_e$	1,81	cm <sup>2</sup>
Área da janela do enrolamento	$A_w$	1,57	cm <sup>2</sup>
Produto de áreas	$A_e A_w$	2,842	cm <sup>4</sup>
Volume do material magnético	$V_e$	17,1	cm <sup>3</sup>
Comprimento médio magnético	$L_e$	9,7	cm
Comprimento médio de uma espira	$L_t$	9,7	cm
Massa de uma peça E	$m_E$	44	g
Perda proporcional	$P_P$	28,5	mW/g

Tabela 5-19 – Dados relevantes do fio AWG 27.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Área do condutor nú	$A_{\text{fio nu}}$	0,001021	cm <sup>2</sup>
Área do condutor isolado	$A_{\text{fio isol}}$	0,001344	cm <sup>2</sup>
Resistividade	$\rho_{\text{fio}}$	0,002256	$\Omega/\text{cm}$

Tabela 5-20 – Características físicas do indutor  $L_r$ .

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Número de espiras	$N_e$	47	
Comprimento do chicote	$L_{\text{chicote}}$	4,089	m
Comprimento do entreferro	$l_{\text{entreferro}}$	1,34	mm
Número de condutores em paralelo	$N_{\text{cond}}$	7	
Resistência de condução do cobre	$R_{\text{cobre}}$	0,132	$\Omega$
Perda no cobre	$P_{\text{cobre}}$	1,22	W
Perda no núcleo	$P_{\text{nucleo}}$	2,508	W
Perda total no indutor	$P_{TL}$	3,728	W
Resistência térmica do núcleo	$R_{Th \text{ nucleo}}$	15,628	K/W
Elevação de temperatura	$\Delta T_L$	58,265	$^{\circ}\text{C}$

### 5.5.1.8 Dimensionamento do transformador

Os valores dos parâmetros utilizados para o projeto do transformador são os mesmos já mostrados na Tabela 4-26 e repetidos na Tabela 5-21 por questões didáticas.

Tabela 5-21 – Parâmetros para o projeto do transformador.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Indução máxima	$B_{\text{max}}$	0,125	T
Fator de ocupação do enrolamento de cobre	$K_w$	0,7	
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}}$	450	A/cm <sup>2</sup>
Fator de ocupação do primário	$K_p$	0,5	

A partir dos valores da Tabela 5-21 chega-se a um produto de áreas mínimo, entre a área da seção transversal magnética ( $A_e$ ) e a área da janela do enrolamento ( $A_w$ ),  $A_e A_w = 3,864 \text{ cm}^4$ .

Assim, escolhe-se o núcleo E – 55/28/21 do fabricante Thornton [32] que possui os dados já apresentados na Tabela 4-27 e repetidos na Tabela 5-22 por questões didáticas.

Para a construção do transformador também foi utilizado o fio AWG 27 que possui seus dados relevantes mostrados na Tabela 5-19.

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

Os principais valores resultantes do projeto físico do transformador são mostrados na Tabela 5-23.

Tabela 5-22 – Dados do núcleo E – 55/28/21 do fabricante Thornton.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Área da secção transversal	$A_e$	3,54	cm <sup>2</sup>
Área da janela do enrolamento	$A_w$	2,50	cm <sup>2</sup>
Produto de áreas	$A_e A_w$	8,85	cm <sup>4</sup>
Volume do material magnético	$V_e$	42,5	cm <sup>3</sup>
Comprimento médio magnético	$L_e$	12	cm
Comprimento médio de uma espira	$L_t$	11,6	cm
Massa de uma peça E	$m_E$	109	g
Perda proporcional	$P_p$	14,221	mW/g

### 5.5.2 Resultados experimentais

A seguir são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo montado em bancada mostrado na Figura 5-40.

Tabela 5-23 – Características físicas do transformador.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Número de espiras do lado “A”	$N_{eA}$	57	
Número de espiras do lado “B”	$N_{eB}$	57	
Comprimento do chicote lado “A”	$L_{chicote\_A}$	6,612	m
Comprimento do chicote lado “B”	$L_{chicote\_B}$	6,612	m
Número de condutores em paralelo no lado “A”	$N_{cond\_A}$	7	
Número de condutores em paralelo no lado “B”	$N_{cond\_B}$	7	
Resistência de condução do cobre no lado “A”	$R_{cobre\_A}$	0,213	$\Omega$
Resistência de condução do cobre no lado “B”	$R_{cobre\_B}$	0,213	$\Omega$
Perda no cobre	$P_{cobre}$	3,946	W
Perda no núcleo	$P_{nucleo}$	3,107	W
Perda total no transformador	$P_{TT}$	7,053	W
Resistência térmica do núcleo	$R_{Th\_nucleo}$	10,265	K/W
Elevação de temperatura	$\Delta T_T$	72,396	$^{\circ}C$

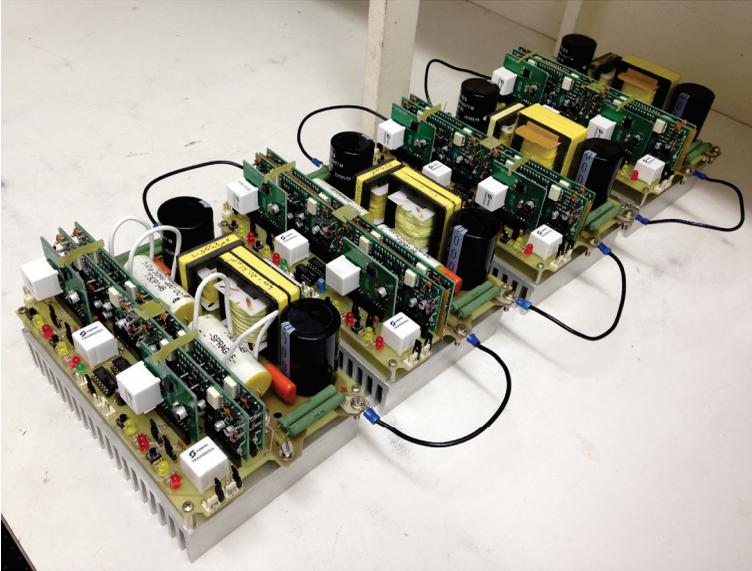


Figura 5-40 – Foto do protótipo em bancada.

### 5.5.2.1 Fluxo de energia direto (do lado “A” para o lado “B”)

A Figura 5-41 mostra as tensões  $v_{An}$  no lado “A” de cada módulo.

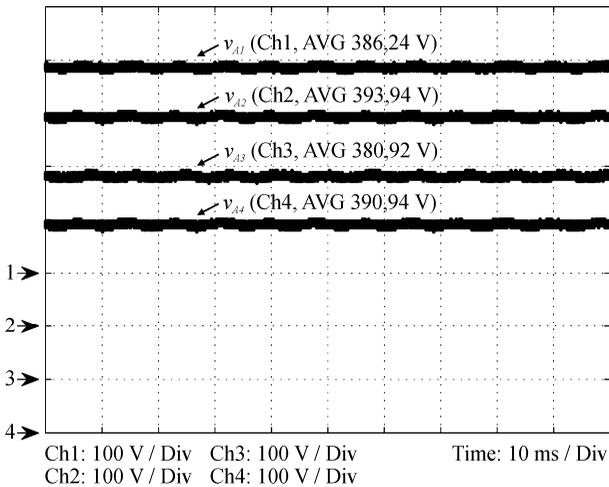


Figura 5-41 – Tensões  $v_{An}$  no lado “A” de cada módulo.

A Figura 5-42 mostra as tensões  $v_{Bn}$  no lado “B” de cada módulo.

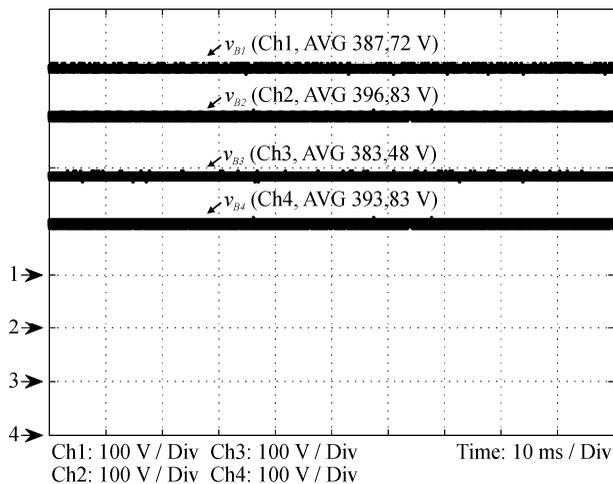


Figura 5-42 – Tensões  $v_{Bn}$  (100V/Div) no lado “B” de cada módulo.

A Figura 5-43 mostra as correntes  $i_{Lr1}$  e  $i_{Lr2}$  nos indutores série  $L_{r1}$  e  $L_{r2}$  respectivamente dos módulos 1 e 2.

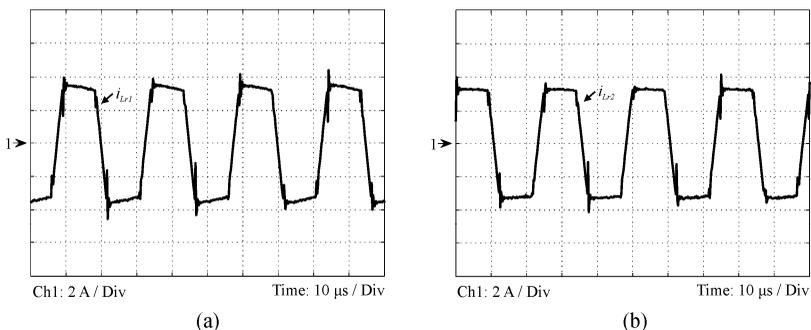


Figura 5-43 – Correntes nos indutores série dos módulos 1 e 2: (a)  $i_{Lr1}$ ; (b)  $i_{Lr2}$ .

A Figura 5-44 mostra as correntes  $i_{Lr3}$  e  $i_{Lr4}$  nos indutores série  $L_{r3}$  e  $L_{r4}$  respectivamente dos módulos 3 e 4.

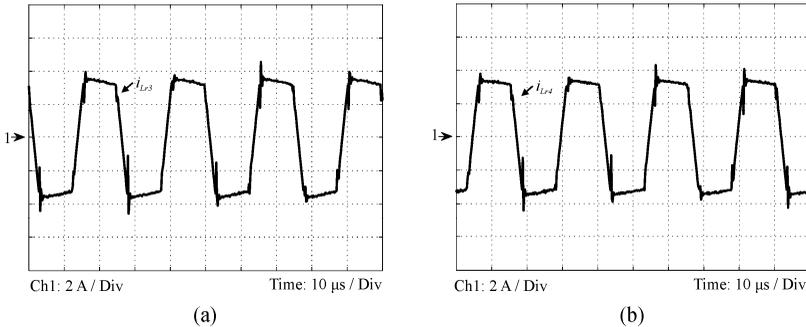


Figura 5-44 – Correntes nos indutores série dos módulos 3 e 4: (a)  $i_{Lr3}$ ; (b)  $i_{Lr4}$ .

### 5.5.2.2 Fluxo bidirecional

A Figura 5-45 mostra as tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 1 junto com a corrente  $i_{B4x}$  sendo esta última o resultado da média periódica, com período da média igual ao período de comutação, da corrente  $i_{B4}$  no lado “B” do módulo 4.

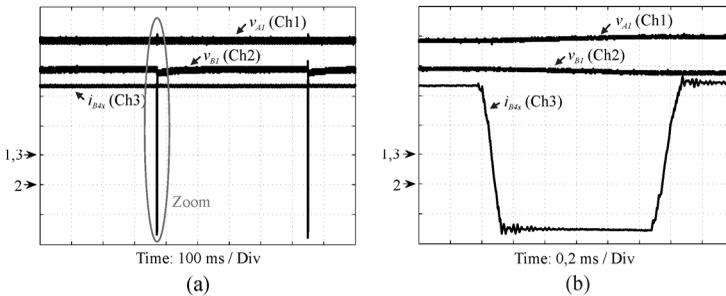


Figura 5-45 – Tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 1 junto com a corrente  $i_{B4x}$ : (a) Tensões no módulo 1  $v_{A1}$  (100 V/Div) e  $v_{B1}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{B4x}$  (1 A/Div); (b) Zoom horizontal das tensões no módulo 1  $v_{A1}$  (100 V/Div) e  $v_{B1}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{B4x}$  (1 A/Div).

A Figura 5-46 mostra as tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 2 junto com a corrente  $i_{A4x}$  sendo esta última o resultado da média móvel, com período da média igual ao período de comutação, da corrente  $i_{A4}$  no lado “A” do módulo 4.

## 5 – Conexão Série-Série de Módulos CC-CC Bidirecionais

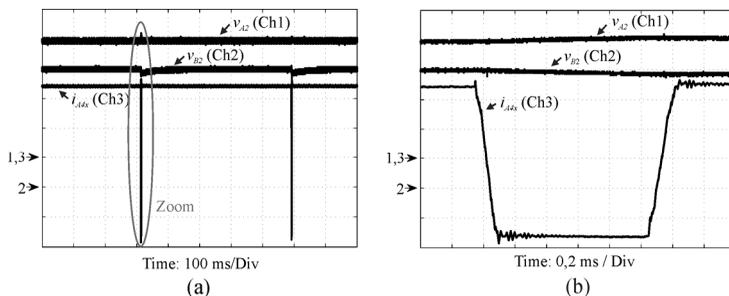


Figura 5-46 – Tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 2 junto com a corrente  $i_{A4x}$ : (a) Tensões no módulo 2  $v_{A2}$  (100 V/Div) e  $v_{B2}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{A4x}$  (1 A/Div); (b) Zoom horizontal das tensões no módulo 1  $v_{A2}$  (100 V/Div) e  $v_{B2}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{A4x}$  (1 A/Div).

A Figura 5-47 mostra as tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 3 junto com a corrente  $i_{A4x}$  sendo esta última o resultado da média móvel, com período da média igual ao período de comutação, da corrente  $i_{A4}$  no lado “A” do módulo 4.

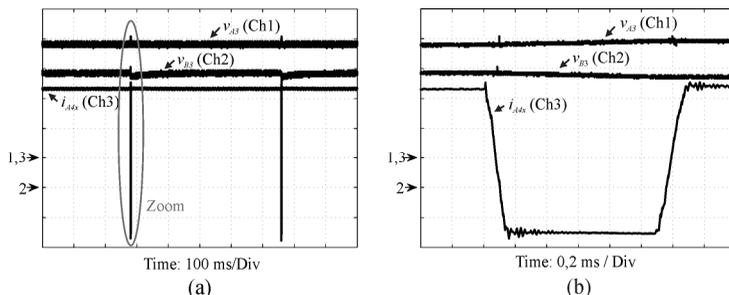


Figura 5-47 – Tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 3 junto com a corrente  $i_{A4x}$ : (a) Tensões no módulo 3  $v_{A3}$  (100 V/Div) e  $v_{B3}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{A4x}$  (1 A/Div); (b) Zoom horizontal das tensões no módulo 1  $v_{A3}$  (100 V/Div) e  $v_{B3}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{A4x}$  (1 A/Div).

A Figura 5-48 mostra as tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 4 junto com a corrente  $i_{A4x}$  sendo esta última o resultado da média móvel, com período da média igual ao período de comutação, da corrente  $i_{A4}$  no lado “A” do módulo 4.

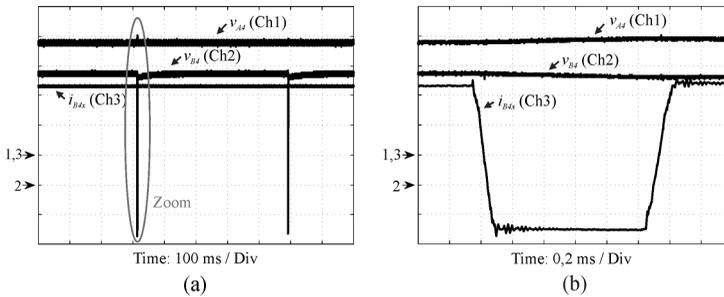


Figura 5-48 – Tensões no lado “A” e no lado “B” do módulo 4 junto com a corrente  $i_{A4x}$ : (a) Tensões no módulo 4  $v_{A4}$  (100 V/Div) e  $v_{B4}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{A4x}$  (1 A/Div); (b) Zoom horizontal das tensões no módulo 1  $v_{A4}$  (100 V/Div) e  $v_{B4}$  (100 V/Div) junto com a corrente  $i_{A4x}$  (1 A/Div).

## 5.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizado um estudo do conversor DAB inicialmente sem perdas e posteriormente as perdas foram consideradas.

A conexão série-série de módulos DAB ideais (sem perdas) se mostrou marginalmente estável, ou seja, na presença de um desequilíbrio de tensão nos capacitores tanto do lado “A” quanto do lado “B” a tensão nestes capacitores oscila indefinidamente sem amortecimento em torno do valor nominal.

Ao incluir as perdas no estudo da conexão série-série de módulos DAB verificou-se que na presença de um desequilíbrio de tensão nos capacitores tanto do lado “A” quanto do lado “B” a tensão nestes capacitores converge para um valor CC devido ao amortecimento incluído pelas perdas em cada módulo.

Os resultados experimentais confirmam os resultados obtidos por meio de simulação e ilustram a capacidade bidirecional da conexão série-série de módulos DAB.

---

## CONCLUSÃO GERAL

---

O presente trabalho traz sua contribuição inicial, propondo no capítulo 2, uma classificação para os conversores CC-CC isolados bidirecionais.

No capítulo 3 verificou-se que não havia sido proposta uma topologia CC-CC com mecanismo de balanço intrínseco para a conexão série-série de modo que não haja a necessidade do uso de malha de controle para o equilíbrio das tensões tanto do lado “A” quanto do lado “B” de cada módulo, conforme é proposto no capítulo 4 do presente trabalho.

A demonstração analítica e sua respectiva comprovação, via simulação e experimental, do mecanismo de balanço intrínseco da conexão série-série de módulos CC-CC Ponte Completa é de fato a mais importante contribuição deste trabalho.

Este tipo de topologia com característica externa do tipo tensão “tombante”, quando utilizada em associação série-série simplifica em muito a forma de controle, chegando-se a obter o equilíbrio das tensões tanto do lado “A” quanto do lado “B” em malha aberta.

Outras contribuições realizadas no capítulo 4 são: o estudo sobre a conexão série-série de conversores CC-CC onde foi demonstrado o teorema fundamental da conexão série-série para módulos CC-CC e o estudo da conexão série-série de módulos CC-CC que possuem característica de saída linear do tipo tensão “tombante”.

Também no capítulo 4 foi estudado o conversor CC-CC Ponte Completa unidirecional e saída em tensão onde se verificou que sua característica de saída do tipo tensão “tombante” é não linear. Foi realizada a linearização da característica de saída do referido conversor obtendo-se os parâmetros  $K_n$  e  $\alpha_n$  em acordo com a teoria linear desenvolvida da conexão série-série.

Ainda no capítulo 4 obteve-se o modelo do conversor CC-CC Ponte Completa no domínio da frequência e o modelo da conexão série-série de módulos CC-CC Ponte Completa no domínio da frequência.

No capítulo 5 uma contribuição inicial aparece com a análise do efeito das perdas no conversor DAB.

O estudo da associação série-série de módulos DAB, sem perdas e com perdas, é outra importante contribuição deste trabalho, pois mostra

que é possível obter conexão série-série de módulos CC-CC na versão bidirecional.

Verificou-se tanto no capítulo 4 quanto no capítulo 5 que se os módulos possuírem diferença na relação de espiras dos transformadores e nas indutâncias série obtém-se tensão diferente na entrada e na saída dos módulos envolvidos e haverá conseqüente processamento de potência distinto em cada módulo.

Por fim conclui-se que os resultados experimentais obtidos no capítulo 4 e no capítulo 5 confirmam o respectivo estudo teórico.

## REFERÊNCIAS

---

- [1] JAIN, Manu; JAIN, Praveen K.; DANIELE, Matteo. **Analysis of a Bi-Directional DC-DC Converter Topology for Low Power Application**. In: Electrical and Computer Engineering, 1997, Canadian, [1997]. v. 2. p. 548-551.
- [2] CZARKOWSKI, D.; KAZIMIERCZUK, Marian K. **Integral Control of PWM DC-DC Buck-Derived Converters**. In: First IEEE Conference on Control Applications, 1992, Dayton, [1992]. v. 2. p. 776-781.
- [3] KAZIMIERCZUK, Marian K.; VUONG, Dung. Q.; NGUYEN, Bick T.; WEIMER, Joseph A. **Topologies of Bidirectional PWM DC-DC Power Converters**. In: Aerospace and Electronics Conference, 1993, Dayton, [1993]. v. 1 p. 435-441.
- [4] SU, Gui-Jia; PENG, Fang Z. **A Low Cost, Triple-Voltage Bus DC-DC Converter for Automotive Applications**. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 20., 2005, Austin, [2005]. v. 2. p. 1015-1021.
- [5] DE DONCKER, Rik W. A. A.; DIVAN, Deepakraj M.; KHERALUWALA, Mustansir H. **A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC-DC Converter for High-Power Applications**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 27, n. 1, p. 63-73, 1991.
- [6] KHERALUWALA, Mustansir H.; GASCOIGNE, Randal W.; DIVAN, Deepakraj M.; BAUMANN, Eric D. **Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge DC-to-DC Converter**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 28, n. 6, p. 1294-1301, 1992.
- [7] WANG, K.; LIN, C. Y.; ZHU, L.; QU, D.; LEE, F. C., LAI, J. S. **Bidirectional DC-to-DC Converters for Fuel Cell Systems**. Power Electronics in Transportation, p. 47-51, 1998

- [8] INOUE, Shigenori; AKAGI, Hirofumi. **A Bidirectional Isolated DC-DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System**. In: Power Electronics Specialists Conference, 37., 2006, Jeju, [2006]. p. 1-7.
- [9] VENKATESAN, K. **Current Mode Controlled Bidirectional Flyback Converter**. In: Power Electronics Specialists Conference, 20., 1989, Milwaukee, [1989]. v. 2 p. 835-842.
- [10] RUSELER, Adriano. **Conversor CC-CC Zeta-Sepic Bidirecional Isolado com Grampeamento Ativo e Interleaving**. Dissertação de mestrado, PGEEL-UFSC, Orientador: Ivo Barbi, Florianópolis, 2011, 233 p.
- [11] RUSELER, Adriano; BARBI, Ivo **Isolated Zeta-Sepic Bidirectional DC-DC Converter with Active-Clamping**. In: Power Electronics Conference (COBEP), 2013, Gramado, [2013]. p. 123-128.
- [12] GIRI, Ramesh; AYYANAR, Raja; LEDEZMA, Enrique. **Input-Series and Output-Series Connected Modular DC-DC Converters with Active Input Voltage and Output Voltage Sharing**. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 19., 2004, Anaheim, [2004]. v. 3 p. 1751-1756.
- [13] GIRI, Ramesh; AYYANAR, Raja; MOHAN, Ned **Common-Duty-Ratio Control of Input-Series Connected Modular DC-DC Converters with Active Input Voltage and Load-Current Sharing**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 42, n. 4, p. 1101-1111, 2006.
- [14] CHEN, Wu; RUAN, Xinbo; YAN, Hong; TSE, Chi K. **DC-DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control and Experimental Verifications**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 24, n. 6, p. 1463-1474, 2009.

- [15]MERWE, J. W. van der; MOUNTON, H. du T. **An Investigation of the Natural Balancing Mechanisms of Modular Input-Series-Output-Series DC-DC Converters**. In: Energy Conversion Congress and Exposition, 2010, Atlanta, [2010]. p. 817-822.
- [16]LU, Q.; YANG, Z.; LIN, S.; WANG, S.; WANG, C. **Research on Voltage Sharing for Input-Series-Output-Series Phase-Shift Full-Bridge Converters with Common-Duty-Ratio**. In: IECON 2011 – 37<sup>th</sup> Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2011, p. 1548-1553.
- [17]SHA, Deshang; DENG, Kai; LIAO, XiaoZhong. **Duty Cycle Exchanging Control for Input-Series-Output-Series Connected Two PS-FB DC-DC Converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 27, n. 3, p. 1490-1501, 2012.
- [18]FERNANDEZ, C.; ZUMEL, P.; LAZARO, A.; SANZ, M.; BARRADO, A. **Simple Design Strategy for Modular Input-Series-Output-Series Converters**. In: 2013 IEEE 14<sup>th</sup> Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013, p. 1-9.
- [19]SHA, Deshang; GUO, Z.; LUO, T.; LIAO, X. **A General Control Strategy for Input-Series-Output-Series Modular DC-DC Converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 29, n. 7, p. 3766-3775, 2014.
- [20]WANG, Guangjiang; CHEN, Wu; KE, Yong; JIANG, Wei. **Decentralized Voltage Sharing Control Strategy for Fully Modular Input-Series Output-Series High-Voltage System with Improved Voltage Regulation**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. PP, n. 99, 2014.
- [21]FAUST, Rafael G. **Conversor Flyback Modular Conectado em Série na Entrada e Série na Saída Operando no Modo Descontínuo com Pulso Único de Comando**. Dissertação de mestrado, PGEEL-UFSC, Orientador: Telles Brunelli Lazzarin, Florianópolis, 2014, 173 p.

- [22] BARBI, Ivo; SOUZA, Fabiana Pöttker De. **Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave**. Florianópolis: Edição Dos Autores, 1999. 376 p.
- [23] JITARU, Ionel Dan **A 3kW Soft Switching DC-DC Converter**. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 15., 2000, New Orleans, [2000]. v. 1 p. 86-92.
- [24] ZHAO, Chen; WU, Xinke; YAO, Wei; QIAN, Zhaoming **Synchronous Rectified Soft-Switched Phase-Shift Full-Bridge Converter with Primary Energy Storage Inductor**. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 23., 2008, Austin, [2008]. p. 581-586.
- [25] ZHAO, Chen; WU, Xinke; YAO, Wei; QIAN, Zhaoming **Optimum Design Considerations for Soft-Switched Phase-Shift Full-bridge Converter with Primary-Side Energy Storage Inductor**. In: Power Electronics Specialists Conference and Exposition, 2008, Rhodes, [2008]. p. 366-371.
- [26] PAHLEVANINEZHAD, Majid; DAS, Pritam; DROBNICK, Josef; JAIN, Praveen K.; BAKHSHAI, Alireza **A Novel ZVZCS Full-Bridge DC-DC Converter Used for Electric Vehicles**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 27, n. 6, 2012.
- [27] SANTOS, Walbermark Marques dos. **Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos**. Dissertação de mestrado, PGEEL-UFSC, Orientador: Denizar Cruz Martins, Florianópolis, 2011, 316 p.
- [28] Datasheet SPW47N60C3. Disponível em <<http://www.infineon.com>>, acessado em 01 de Fevereiro de 2013.
- [29] Datasheet IDH05SG60C. Disponível em <<http://www.infineon.com>>, acessado em 01 de Fevereiro de 2013.

## Referências

---

- [30] Datasheet HS 19334. Disponível em <<http://www.hsdissipadores.com.br>>, acessado em 03 de Fevereiro de 2013.
- [31] Datasheet NEE 42/21/20. Disponível em <<http://www.thornton.com.br>>, acessado em 03 de Fevereiro de 2013.
- [32] Datasheet NEE 55/28/21. Disponível em <<http://www.thornton.com.br>>, acessado em 03 de Fevereiro de 2013.
- [33] Datasheet UCC3895. Disponível em <<http://www.ti.com>>, acessado em 03 de Fevereiro de 2013.
- [34] Datasheet DRO100S25A. Disponível em <<http://www.supplier.ind.br>>, acessado em 05 de Fevereiro de 2013.
- [35] Datasheet DSPIC33EP64MC502. Disponível em <<http://www.microchip.com>>, acessado em 05 de Fevereiro de 2014.



## APÊNDICE A – Dimensionamento da conexão série-série de dois módulos Ponte Completa

---

Especificações:

$V_A := 800V$  Tensão de entrada

$V_B := 800V$  Tensão de saída

$\Delta\%V_B := 0.01$  Ondulação percentual de VB

$\Delta V_B := \Delta\%V_B \cdot V_B$   $\Delta V_B = 8V$  Ondulação de VB

$P_B := 2000W$  Potência processada

$n := 2$  Número de conversores em série

$f_s := 40kHz$  Frequência de comutação

$T_s := \frac{1}{f_s}$   $T_s = 25 \cdot \mu s$  Período de comutação

$q := 0.5$  Ganho do secundário refletido ao primário p/ entrada VB / VA

$G_B := \frac{V_B}{V_A}$   $G_B = 1$  Ganho entrada e saída VB / VA

$I_B := \frac{P_B}{V_B}$   $I_B = 2.5A$  Corrente na saída

$$a := \frac{V_B}{q \cdot V_A} \quad a = 2 \quad \text{Relações de espira sec / prim}$$

$$R_B := \frac{V_B}{I_B} \quad R_B = 320 \cdot \Omega \quad \text{Resistência na saída}$$

Parâmetros em cada módulo (módulos iguais)

$$V_{Am} := \frac{V_A}{n} \quad V_{Am} = 400 \text{ V} \quad \text{Tensão na entrada de cada módulo}$$

$$V_{Bm} := a \cdot q \cdot V_{Am} \quad V_{Bm} = 400 \text{ V} \quad \text{Tensão na saída de cada módulo}$$

$$\Delta V_{Bm} := \Delta \% V_B \cdot V_{Bm} \quad \Delta V_{Bm} = 4 \text{ V} \quad \text{Ondulação de Voc}$$

$$R_{Bm} := \frac{R_B}{n} \quad R_{Bm} = 160 \Omega$$

$$P_{Bm} := V_{Bm} \cdot I_B \quad P_{Bm} = 1 \cdot kW \quad \text{Potência em cada módulo}$$

Para operação no modo de condução contínuo (CCM) com  $q = 0,5$  escolhe-se  $D = 0,75$

$$D := 0.75 \quad \text{Razão cíclica de operação}$$

$$I_{Bp} := D \cdot (2 - D) - q^2 \quad I_{Bp} = 0.688 \quad \text{Corrente média parametrizada}$$

$$L_r := \frac{I_{BP} \cdot V_{Am}}{a \cdot I_B \cdot 8 \cdot f_s} \quad L_r = 171.875 \cdot \mu H \quad \text{Indutância } L_r$$

$$\Delta T := \frac{D \cdot T_s}{2} \quad \Delta T = 9.375 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{10} := \frac{T_s}{2} - \Delta T \quad \Delta t_{10} = 3.125 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{10deg} := \frac{360 \cdot \Delta t_{10}}{T_s} \quad \Delta t_{10deg} = 45$$

$$\Delta t_{32} := \frac{D - q}{4} \cdot T_s \quad \Delta t_{32} = 1.563 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{43} := \frac{\Delta T}{2} + \frac{V_{Bm} \cdot T_s}{V_A \cdot 4} \quad \Delta t_{43} = 7.813 \cdot \mu s$$

$$I_1 := T_s \cdot \frac{V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a}}{L_r} \cdot \frac{D - q}{4} \quad I_1 = 5.455 A$$

$$I_2 := \frac{V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a}}{L_r} \cdot \frac{D + q}{4} \cdot T_s \quad I_2 = 9.091 A$$

$$I_{Blimite} := \frac{D \cdot (2 - D) \cdot V_{Bm}}{a \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_r} \quad \text{Corrente máxima na saída cada módulo}$$

$$I_{Blimite} = 3.409 \text{ A}$$

$$V_{Breal}(I_{Bx}) := n \cdot V_{Am} \cdot \sqrt{D \cdot (2 - D) - \frac{a \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_r \cdot I_{Bx}}{V_{Am}}}$$

Tensão de saída em função da corrente de saída

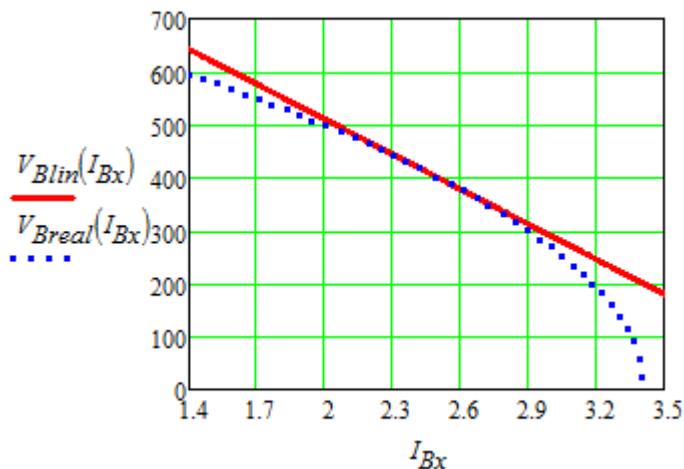
$$\beta := \sqrt{D \cdot (2 - D) - \frac{a \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_r \cdot I_B}{V_{Am}}} \quad \beta = 0.5$$

$$K_{lin} := \left( n \cdot \beta + \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot n^2 \cdot I_B}{\beta \cdot V_{Am}} \right) \quad K_{lin} = 2.375$$

$$\alpha_{lin} := \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot n^2}{\beta} \quad \alpha_{lin} = 220 \cdot \Omega$$

Tensão de saída linearizada em função da corrente de saída em cada módulo:

$$V_{Blin}(I_{Bx}) := K_{lin} \cdot V_{Am} - \alpha_{lin} \cdot I_{Bx}$$



Cálculo dos capacitores de saída CB

$$\Delta t_{ta} := \frac{n \cdot L_r}{V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a}} \cdot \left( \frac{I_2}{a} - \frac{V_{Bm}}{R_{Bm}} \right) \quad \Delta t_{ta} = 3.516 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{tb} := \frac{I_2 - I_1}{V_{Bm}} \cdot a \cdot L_r \quad \Delta t_{tb} = 3.125 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{tc} := \frac{a \cdot L_r}{(a \cdot V_{Am} + V_{Bm})} \cdot \left( I_1 - \frac{V_{Bm} \cdot a}{R_{Bm}} \right) \quad \Delta t_{tc} = 0.13 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{ac} := \Delta t_{ta} + \Delta t_{tb} + \Delta t_{tc} \quad \Delta t_{ac} = 6.771 \cdot \mu s$$

$$A_1 := \frac{(a \cdot V_{Am} - V_{Bm})}{a^2 \cdot L_r} \cdot \frac{\Delta_{ta}^2}{2} + \left( \frac{I_2}{a} - \frac{V_{Bm}}{R_{Bm}} \right) \cdot \Delta_{ti}$$

$$A_2 := -\frac{V_{Bm}}{a^2 \cdot L_r} \cdot \frac{\Delta_{tb}^2}{2} + \left( \frac{I_1}{a} - \frac{V_{Bm}}{R_{Bm}} \right) \cdot \Delta_{tc}$$

$$A_3 := -\frac{(a \cdot V_{Am} + V_{Bm})}{a^2 \cdot L_r} \cdot \frac{\Delta_{tc}^2}{2}$$

$$C_B := \frac{1}{\Delta V_{Bm}} \cdot (A_1 + A_2 + A_3)$$

$$C_B = 1.79 \cdot \mu F$$

$$\Delta I_{CB} := \frac{I_2}{a} \qquad \Delta I_{CB} = 4.545 A$$

Cálculo dos capacitores de entrada CA

$$f_r := \frac{f_s}{10} \qquad f_r = 4 \cdot kHz$$

$$C_A := \left( \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_r} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_r} \qquad C_A = 9.211 \cdot \mu F$$

Dimensionamento da malha de tensão

Função de transferência da planta:

```

f :=
  y ← 4
  di ← 0.001Hz
  in ← 0
  cd ← 1
  while cd ≤ 10
    cd ← cd + 1
    passo ←  $\frac{di}{y}$ 
    ne ←  $\frac{9di}{passo}$ 
    Vin ← di
    for i ∈ (in + 1) .. (ne - 1 + in)
      Vi ← Vi-1 + passo
    di ← 10 · di
    in ← in + ne
  Vin ← Vin-1 + passo
  V

```

$$sI(f) := i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$\frac{V_B(f)}{V_C(f)} = G_P(f)$$

$$V_{ppt} := 2.35V \quad \text{Tensão pico a pico da portadora do modulator}$$

$$G_s(f) := \frac{1417.5421V}{0.000126566s \cdot sI(f) + 1}$$

$$\tau_{planta} := 0.000126566s \quad \tau_{planta} = 0.127ms$$

$$5 \cdot \tau_{planta} = 0.633ms$$

$$G_p(f) := \frac{G_s(f)}{V_{ppt}}$$

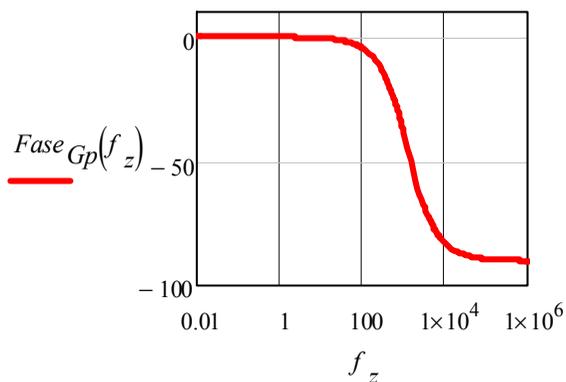
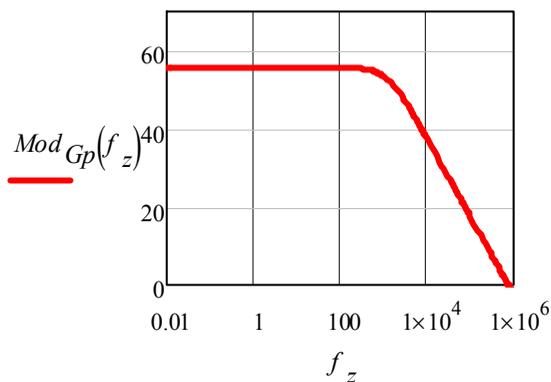
$$K_{planta} := \frac{1417.5421V}{V_{ppt}} \quad K_{planta} = 603.209$$

Diagrama de Bode:

$$z := 0.. \text{length}(f) - 1$$

$$\text{Mod}_{G_p}(f) := 20 \cdot \log(|G_p(f)|)$$

$$\text{Fase}_{G_p}(f) := \arg(G_p(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



Função Transferência de Laço Aberto:

Tensão de referência:

$$V_{ref} := 4V$$

Ganho do sensor de tensão:

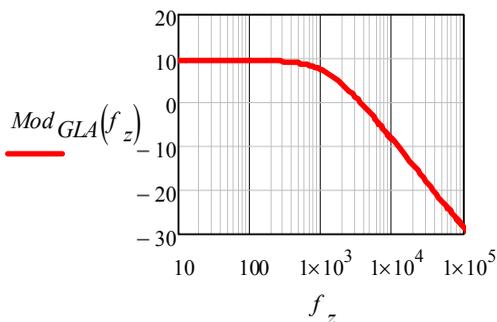
$$H_v := \frac{V_{ref}}{V_B} \quad \boxed{H_v = 5 \times 10^{-3}} \quad \text{Ganho do sensor de tensão}$$

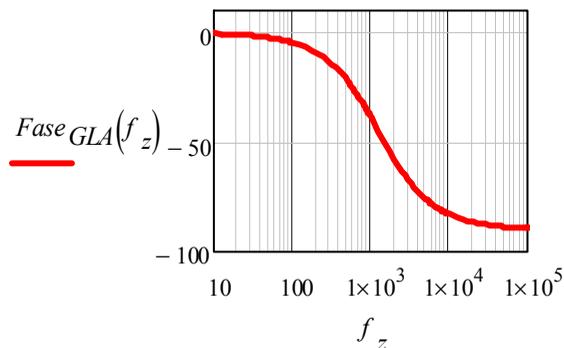
$$G_{LA}(f) := G_p(f) \cdot H_v \quad \text{Função de transferência de malha aberta de tensão}$$

Diagrama de Bode:

$$Mod_{GLA}(f) := 20 \cdot \log(|G_{LA}(f)|)$$

$$Fase_{GLA}(f) := \begin{cases} \arg(G_{LA}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} & \text{if } \arg(G_{LA}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} < 180 \\ \arg(G_{LA}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} - 360 & \text{otherwise} \end{cases}$$





$$f_{cruz} := \frac{\sqrt{(H_v \cdot K_{planta})^2 - 1}}{2 \cdot \pi \cdot \tau_{planta}} \quad \text{Frequência de cruzamento do sistema não compensado}$$

$$f_{cruz} = 3.578 \text{ kHz}$$

$$Fase_{GLA}(f_{cruz}) = -70.637 \quad \text{Fase na frequência de cruzamento do sistema não compensado}$$

Especificações do compensador PI com filtro:

$$f_p := \frac{f_s}{4} \quad f_p = 10 \text{ kHz} \quad \text{Frequência do pólo}$$

$$f_{cd} := \frac{f_p}{2} \quad f_{cd} = 5 \times 10^3 \text{ Hz} \quad \text{Frequência de cruzamento desejada}$$

$$f_z := \frac{f_p}{1000} \quad f_z = 10 \cdot \text{Hz} \quad \text{Frequência do zero do sistema compensado}$$

$$G_{fcd} := |G_{LA}(f_{cd})| \quad \text{Ganho do sistema não compensado na frequência de cruzamento desejada}$$

$$G_{fcd} = 0.736$$

$$K_c := \frac{1}{G_{fcd} \cdot \left| \frac{sI(f_{cd}) + 2 \cdot \pi \cdot f_z}{sI(f_{cd}) \cdot (sI(f_{cd}) + 2 \cdot \pi \cdot f_p)} \right|}$$

$$K_c = 95.495 \text{ kHz}$$

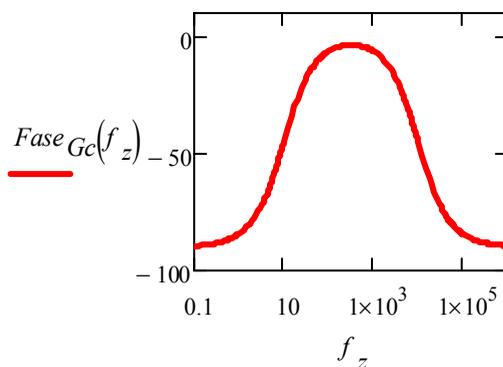
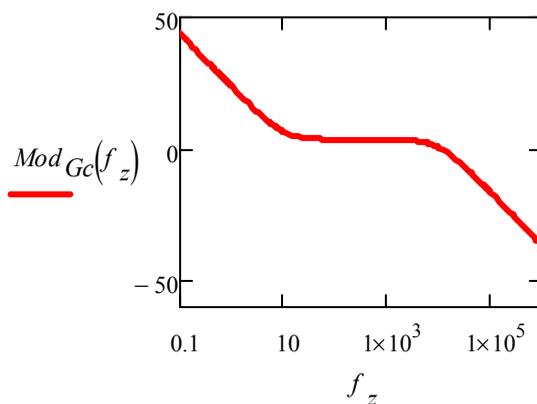
$$G_c(f) := K_c \frac{sI(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_z}{sI(f)(sI(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_p)} \quad \text{Função de transferência do compensador PI}$$

Módulo do compensador PI com filtro:

$$\text{Mod}_{G_c}(f) := 20 \cdot \log(|G_c(f)|)$$

Fase do compensador PI:

$$\text{Fase}_{G_c}(f) := \begin{cases} \arg(G_c(f)) \cdot \frac{180}{\pi} & \text{if } \arg(G_c(f)) \cdot \frac{180}{\pi} < 180 \\ \arg(G_c(f)) \cdot \frac{180}{\pi} - 360 & \text{otherwise} \end{cases}$$



$Mod_{G_c}(f_{cd}) = 2.667$       Ganho do compensador PI na  
 frequência de cruzamento desejada

$Fase_{G_c}(f_{cd}) = -26.68$       Fase do compensador PI na  
 frequência de cruzamento desejada

$$Fase_{GLA}(f_{cd}) = -75.883 \quad \text{Fase do sistema não compensado na frequência de cruzamento desejada}$$

$$\theta_{MA} := Fase_{GLA}(f_{cd}) + Fase_{Gc}(f_{cd})$$

$$\boxed{\theta_{MA} = -102.563} \quad \text{Fase do sistema em malha aberta compensado}$$

$$MF := 180 + (\theta_{MA}) = 77.437 \quad \text{Margem de fase do sistema compensado}$$

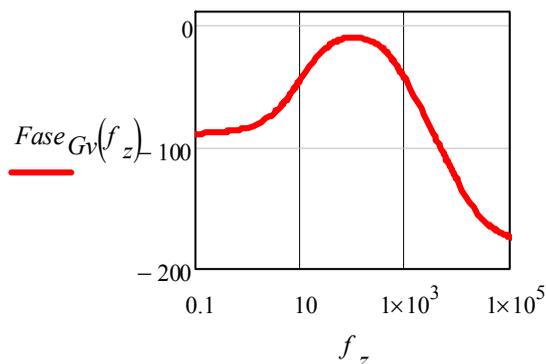
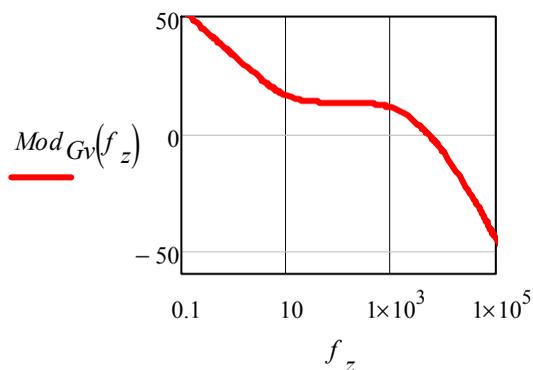
Função Transferência de Laço Aberto do Sistema Compensado:

$$G_v(f) := G_{LA}(f) \cdot G_c(f)$$

Diagrama de Bode:

$$Mod_{G_v}(f) := 20 \cdot \log(|G_v(f)|) \quad \text{Módulo do sistema em malha aberta compensado}$$

$$Fase_{G_v}(f) := \arg(G_v(f)) \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{Fase do sistema em malha aberta compensado}$$



Verificação dos parâmetros especificados:

$$Mod_{Gv}(f_{cd}) = 0$$

Fase da FTLA compensada na frequência de cruzamento desejada:

$$\theta_{fcd} := Fase_{Gv}(f_{cd}) \quad \boxed{\theta_{fcd} = -102.563}$$

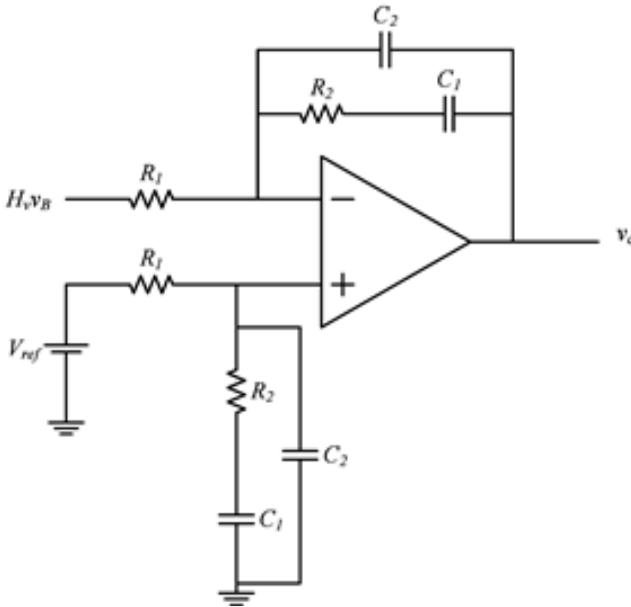
Margem de fase do sistema, maior que zero, sistema estável:

$$MF_{fcd} := 180 + \theta_{fcd} \quad \boxed{MF_{fcd} = 77.437}$$

Circuito do Compensador de Tensão PI:

A função de transferência do circuito abaixo é dada por:

$$\frac{V_c(s)}{V_{ref} - HV_o(s)} = \left( K_c \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)} \right)$$



$$R_1 := 10k\Omega$$

$$R_2 := R_1 \cdot |G_c(f_{cd})| \qquad R_2 = 13.594k\Omega$$

$$C_2 := \frac{1}{R_1 \cdot K_c} \qquad C_2 = 1.047 \cdot nF$$

$$C_1 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot R_2} \qquad C_1 = 1.171 \cdot \mu F$$

$$R_{2d} := 15k\Omega$$

$$C_{2d} := 1nF$$

$$C_{1d} := 1.2\mu F$$

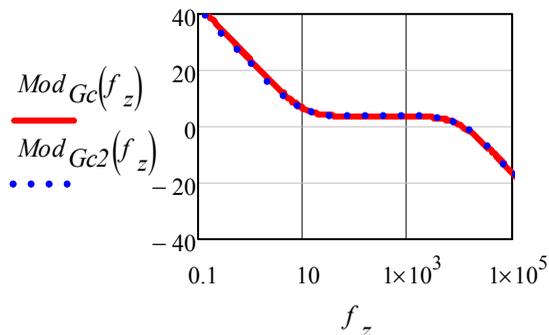
Função Transferência do Compensador de Tensão:

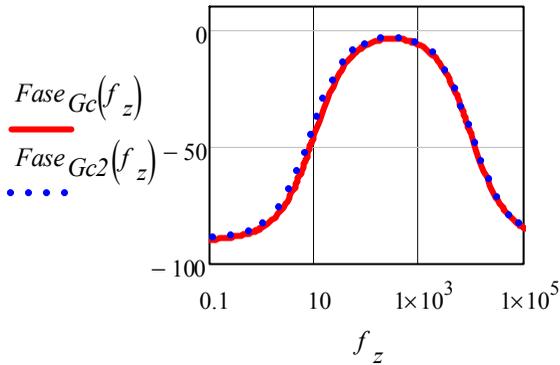
$$G_{c2}(f) := \frac{1}{R_1 \cdot C_{2d}} \frac{\left( sI(f) + \frac{1}{R_{2d} \cdot C_{1d}} \right)}{sI(f) \cdot \left[ sI(f) + \frac{(C_{1d} + C_{2d})}{R_{2d} \cdot C_{1d} \cdot C_{2d}} \right]}$$

Diagrama de Bode:

$$Mod_{G_{c2}}(f) := 20 \cdot \log\left(\left|G_{c2}(f)\right|\right)$$

$$Fase_{G_{c2}}(f) := \arg(G_{c2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$





Verifica-se que os parâmetros calculados para o circuito de controle de corrente estão coerentes com a função de transferência desejada.

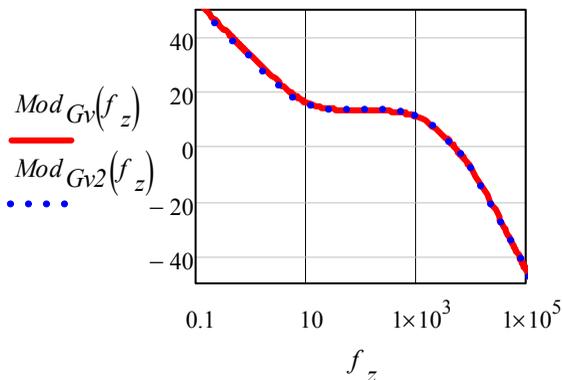
Função Transferência de Laço Aberto:

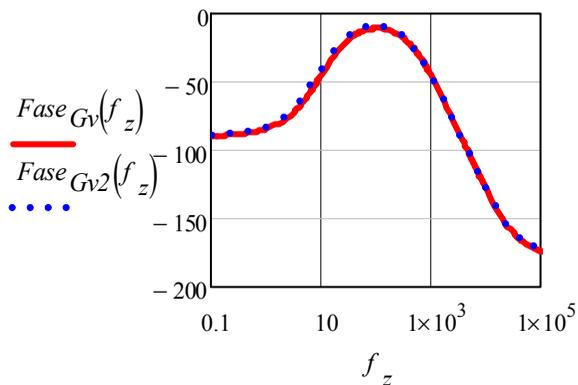
$$G_{v2}(f) := [G_{c2}(f) \cdot G_p(f) \cdot (H_v)]$$

Diagrama de Bode:

$$Mod_{G_{v2}}(f) := 20 \cdot \log(|G_{v2}(f)|)$$

$$Fase_{G_{v2}}(f) := \arg(G_{v2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$





$$Mod_{Gv2}(f_{cd}) = -0.022$$

$$Fase_{Gv2}(f_{cd}) = -101.198$$

Função de Transferência de Malha Fechada:

$$MF = 77.437$$

$$\xi := \sin\left(\frac{MF^\circ}{2}\right) \quad \xi = 0.625$$

$$\xi = 0.625 \Rightarrow \pi \cdot \xi$$

$$M_p := e^{\frac{-\pi \cdot \xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \quad M_p = 0.081$$

$$\omega_{cg} := 2 \cdot \pi \cdot f_{cd} \quad \omega_{cg} = 3.142 \times 10^4 \cdot Hz$$

$$T_a := \frac{4}{\omega_{cg} \cdot \xi} \quad T_a = 0.204 \cdot ms$$



## APÊNDICE B – Estudo da variação dos parâmetros de dois módulos Ponte Completa

---

$V_A := 800V$  Tensão de entrada

$V_B := 800V$  Tensão de saída

$G_t := \frac{V_B}{V_A}$   $G_t = 1$  Ganho entrada e saída  $V_B / V_A$

$P_B := 2kW$  Potência processada

$I_B := \frac{P_B}{V_B}$   $I_B = 2.5A$  Corrente na saída

$R_B := \frac{V_B}{I_B}$   $R_B = 320\Omega$  Resistência na saída

$n := 2$  Número de módulos em série

$f_s := 40kHz$  Frequência de comutação

$T_s := \frac{1}{f_s}$   $T_s = 25 \cdot \mu s$  Período de comutação

$q := 0.5$  Ganho do secundário refletido ao primário  
p/ entrada  $V_B / V_A$

$$a := \frac{V_B}{q \cdot V_A} \quad a = 2 \quad \text{Relações de espira sec / prim (Valor nominal)}$$

$$D := 0.75 \quad \text{Razão cíclica}$$

$$V_{Am} := \frac{V_A}{n} \quad V_{Am} = 400 V \quad \text{Tensão nas entradas dos mós (Valor nominal)}$$

$$V_{Bm} := \frac{V_B}{n} \quad V_{Bm} = 400 V \quad \text{Tensão nas saídas dos mós (Valor nominal)}$$

$$I_{Bp} := D \cdot (2 - D) - q^2 \quad I_{Bp} = 0.688 \quad \text{Corrente média parametrizada}$$

$$L_r := \frac{I_{Bp} \cdot V_{Am}}{a \cdot I_B \cdot 8 \cdot f_s} \quad L_r = 171.875 \cdot \mu H \quad \text{Indutância Lr (Valor nominal)}$$

Variação de parâmetros nos conversores

$$a_1 := 1.05 \cdot a \quad a_1 = 2.1 \quad \text{Relações de espira sec / prim mód 1}$$

$$a_2 := 0.95 \cdot a \quad a_2 = 1.9 \quad \text{Relações de espira sec / prim mód 2}$$

$$L_{r1} := 1.05 \cdot L_r \quad L_{r1} = 180.469 \cdot \mu H \quad \text{Indutância Lr do módulo 1}$$

$$L_{r2} := 0.95 \cdot L_r \quad L_{r2} = 163.281 \cdot \mu H \quad \text{Indutância Lr do módulo 2}$$

$$\beta_1 := \sqrt{D \cdot (2 - D) - \frac{a_1 \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_{r1} \cdot I_B}{V_{Am}}} \quad \beta_1 = 0.424$$

$$\beta_2 := \sqrt{D \cdot (2 - D) - \frac{a_2 \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_{r2} \cdot I_B}{V_{Am}}} \quad \beta_2 = 0.563$$

$$K_1 := \left( a_1 \cdot \beta_1 + \frac{4 \cdot f_s \cdot L_{r1} \cdot a_1^2 \cdot I_B}{\beta_1 \cdot V_{Am}} \right) \quad K_1 = 2.768$$

$$K_2 := \left( a_2 \cdot \beta_2 + \frac{4 \cdot f_s \cdot L_{r2} \cdot a_2^2 \cdot I_B}{\beta_2 \cdot V_{Am}} \right) \quad K_2 = 2.117$$

$$\alpha_1 := \frac{4 \cdot f_s \cdot L_{r1} \cdot a_1^2}{\beta_1} \quad \alpha_1 = 300.532 \Omega$$

$$\alpha_2 := \frac{4 \cdot f_s \cdot L_{r2} \cdot a_2^2}{\beta_2} \quad \alpha_2 = 167.499 \Omega$$

$$R_{B1} := \frac{G_t \cdot \alpha_1}{K_1 - G_t} \quad R_{B1} = 169.973 \Omega$$

$$R_{B2} := \frac{G_t \cdot \alpha_2}{K_2 - G_t} \quad R_{B2} = 149.998 \Omega$$

$$V_{B1} := R_{B1} \cdot I_B \quad V_{B1} = 424.932 \text{ V}$$

$$V_{B2} := R_{B2} \cdot I_B \quad V_{B2} = 374.995 \text{ V}$$

$$V_{A1} := \frac{V_{B1}}{G_t} \quad V_{A1} = 424.932 \text{ V}$$

$$V_{A2} := \frac{V_{B2}}{G_t} \quad V_{A2} = 374.995 \text{ V}$$

$$V_{B\_total} := V_{B1} + V_{B2} \quad V_{B\_total} = 799.927 \text{ V}$$

$$q_1 := \frac{V_{B1}}{a_1 \cdot V_{A1}} \quad q_1 = 0.476$$

$$q_2 := \frac{V_{B2}}{a_2 \cdot V_{A2}} \quad q_2 = 0.526$$

$$P_{B1} := V_{B1} \cdot I_B \quad P_{B1} = 1.062 \cdot kW \text{ Potência no módulo 1}$$

$$P_{B2} := V_{B2} \cdot I_B \quad P_{B2} = 0.937 \cdot kW \text{ Potência no módulo 2}$$

$$P_{total} := P_{B1} + P_{B2} \quad P_{total} = 2 \cdot kW$$

$$I_{11} := T_s \cdot \frac{V_{A1} + \frac{V_{B1}}{a_1}}{L_{r1}} \cdot \frac{D - q_1}{4} \quad I_{11} = 5.948 A$$

$$I_{12} := T_s \cdot \frac{V_{A2} + \frac{V_{B2}}{a_2}}{L_{r2}} \cdot \frac{D - q_2}{4} \quad I_{12} = 4.901 A$$

$$I_{21} := \frac{V_{A1} - \frac{V_{B1}}{a_1}}{L_{r1}} \cdot \frac{D + q_1}{4} \cdot T_s \quad I_{21} = 9.452 A$$

$$I_{22} := \frac{V_{A2} - \frac{V_{B2}}{a_2}}{L_{r2}} \cdot \frac{D + q_2}{4} \cdot T_s \quad I_{22} = 8.678 A$$

Corrente máxima na saída mód. 1:

$$I_{B1\text{limite}} := \frac{D \cdot (2 - D) \cdot V_{A1}}{a_1 \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_{r1}} \quad I_{B1\text{limite}} = 3.285 A$$

Corrente máxima na saída mód. 2:

$$I_{B2\text{limite}} := \frac{D \cdot (2 - D) \cdot V_{A2}}{a_2 \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_{r2}} \quad I_{B2\text{limite}} = 3.541 A$$

$$I_{Bx} := 0A, 0.01A \dots 3.5A$$

Intervalo da corrente de saída

Tensão de saída linearizada em função da corrente de saída  
mód. 1:

$$V_{Blin1}(I_{Bx}) := K_1 \cdot V_{A1} - \alpha_1 \cdot I_{Bx}$$

Tensão de saída linearizada em função da corrente de saída mód.  
2:

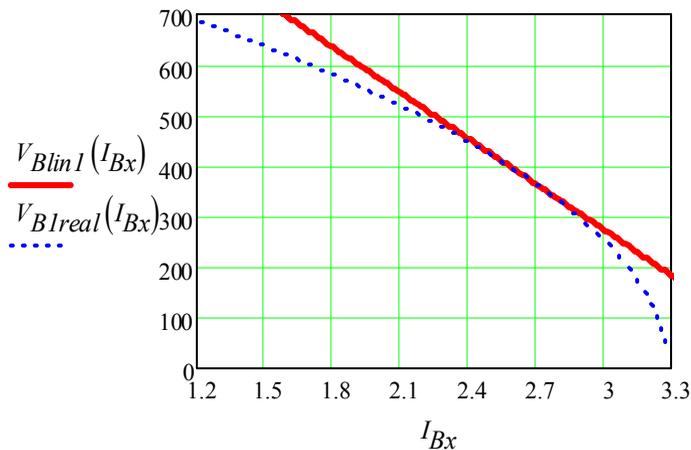
$$V_{Blin2}(I_{Bx}) := K_2 \cdot V_{A2} - \alpha_2 \cdot I_{Bx}$$

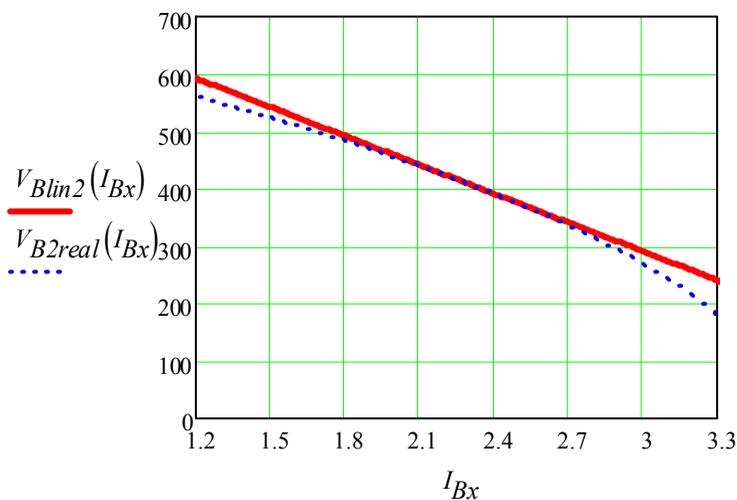
Tensão de saída em função da corrente de saída mód. 1:

$$V_{Blreal}(I_{Bx}) := a_1 \cdot V_{A1} \cdot \sqrt{D \cdot (2 - D) - \frac{a_1 \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_{r1} \cdot I_{Bx}}{V_{A1}}}$$

Tensão de saída em função da corrente de saída mód. 2:

$$V_{B2real}(I_{Bx}) := a_2 \cdot V_{A2} \cdot \sqrt{D \cdot (2 - D) - \frac{a_2 \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_{r2} \cdot I_{Bx}}{V_{A2}}}$$





$$A_1 := R_B \cdot (K_1 + K_2) + \alpha_1 \cdot K_2 + \alpha_2 \cdot K_1$$

$$A_2 := (K_1 - K_2)^2 R_B^2$$

$$A_3 := [\alpha_1 \cdot K_2 \cdot (K_2 - K_1) + \alpha_2 \cdot K_1 \cdot (K_1 - K_2)] \cdot 2 \cdot R_B$$

$$A_4 := (\alpha_1 \cdot K_2 + \alpha_2 \cdot K_1)^2$$

$$A_5 := -\sqrt{A_2 + A_3 + A_4}$$

$$G_T := \frac{A_1 + A_5}{2 \cdot (R_B + \alpha_1 + \alpha_2)}$$

$$G_T = 1$$



## APÊNDICE C – Dimensionamento da conexão série-série de 4 módulos Ponte Completa

---

### 1- Especificações e Cálculos Iniciais

Especificações:

$$V_A := 1600V$$

Tensão de entrada

$$V_B := 1600V$$

Tensão de saída

$$\Delta V_B := 0.01 \cdot V_B$$

$$\Delta V_B = 16V$$

Ondulação de Tensão na Saída

$$P_B := 4kW$$

Potência processada

$$f_s := 40kHz$$

Frequência de comutação

$$n := 4$$

Número de conversores em série

Para operação no modo de condução contínua (MCC) escolhe-se:

$$q := 0.5$$

Ganho do secundário refletido ao primário p/ entrada

$$D := 0.75$$

Razão cíclica de operação

Parametros decorrentes:

$$a := \frac{V_B}{q \cdot V_A}$$

$$a = 2$$

Relação de espiras do transformador

$$G_t := \frac{V_B}{V_A}$$

$$G_t = 1$$

Ganho total do conversor

$$I_B := \frac{P_B}{V_B}$$

$$I_B = 2.5 \text{ A} \quad \text{Corrente na carga}$$

$$R_B := \frac{V_B}{I_B}$$

$$R_B = 640 \cdot \Omega \quad \text{Resistência de carga}$$

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

$$T_s = 25 \cdot \mu s \quad \text{Período de comutação}$$

$$V_{Am} := \frac{V_A}{n}$$

$$V_{Am} = 400 \text{ V} \quad \text{Tensão na entrada de cada módulo}$$

$$V_{Bm} := a \cdot q \cdot V_{Am}$$

$$V_{Bm} = 400 \text{ V} \quad \text{Tensão na saída de cada módulo}$$

$$\Delta V_{Bm} := \frac{\Delta V_B}{n}$$

$$\Delta V_{Bm} = 4 \text{ V}$$

$$P_m := V_{Bm} \cdot I_B$$

$$P_m = 1 \cdot kW \quad \text{Potência em cada conversor}$$

$$R_{Bm} := \frac{V_{Bm}}{I_B}$$

$$R_{Bm} = 160 \Omega$$

$$I_{xp} := D \cdot (2 - D) - q^2$$

$$I_{xp} = 0.688$$

Corrente média parametrizada

$$L_r := \frac{I_{xp} \cdot V_{Am}}{a \cdot I_B \cdot 8 \cdot f_s}$$

$$L_r = 171.875 \cdot \mu H \quad \text{Indutância } L_r$$

$$\Delta T := \frac{D \cdot T_s}{2} \quad \Delta T = 9.375 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{10} := \frac{T_s}{2} - \Delta T \quad \Delta t_{10} = 3.125 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{10deg} := \frac{360 \cdot \Delta t_{10}}{T_s} \quad \Delta t_{10deg} = 45$$

$$\Delta t_{32} := \frac{D - q}{4} \cdot T_s \quad \Delta t_{32} = 1.563 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{43} := \frac{(D + q)}{4} \cdot T_s \quad \Delta t_{43} = 7.813 \cdot \mu s$$

$$I_1 := T_s \cdot \frac{V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a}}{L_r} \cdot \frac{D - q}{4} \quad I_1 = 5.455 A$$

$$I_3 := \frac{V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a}}{L_r} \cdot \frac{D + q}{4} \cdot T_s \quad I_3 = 9.091 A$$

$$R_{eqp} := \frac{1}{8f_s \cdot L_r} \cdot \frac{V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a}}{a \cdot I_B} \quad R_{eqp} = 0.727$$

$$I_{B\text{limite}} := \frac{D \cdot (2 - D) \cdot V_{Am}}{a \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_r} \quad I_{B\text{limite}} = 3.409 \text{ A}$$

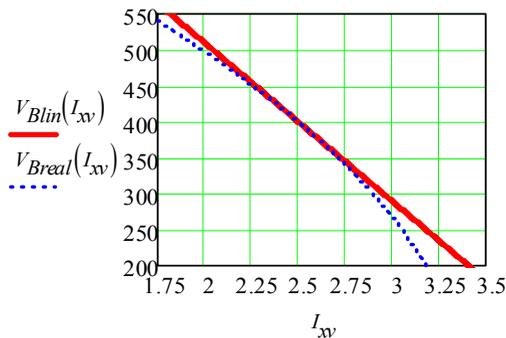
$$V_{B\text{real}}(I_{xv}) := a \cdot V_{Am} \cdot \sqrt{D \cdot (2 - D) - \frac{a \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_r \cdot I_{xv}}{V_{Am}}}$$

$$\beta := \sqrt{D \cdot (2 - D) - \frac{a \cdot 8 \cdot f_s \cdot L_r \cdot I_B}{V_{Am}}} \quad \beta = 0.5$$

$$K_{lin} := \left( a \cdot \beta + \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot a^2 \cdot I_B}{\beta \cdot V_{Am}} \right) \quad K_{lin} = 2.375$$

$$\alpha_{lin} := \frac{4 \cdot f_s \cdot L_r \cdot a^2}{\beta} \quad \alpha_{lin} = 220 \cdot \Omega$$

$$V_{Blin}(I_{xv}) := K_{lin} \cdot V_{Am} - \alpha_{lin} \cdot I_{xv}$$



## 2 - Dimensionamento dos Interruptores $S1$ , $S2$ , $S3$ e $S4$ :

Corrente de pico:

$$I_{Sp} := \frac{V_{Am} \cdot (1 - q) \cdot (D + q)}{4 \cdot f_s \cdot L_r} \quad I_{Sp} = 9.091 A$$

Corrente média em  $S1$  e  $S3$ :

$$I_{S13med} := \frac{V_{Am} \cdot (1 - q) \cdot (D + q)^2}{32 f_s \cdot L_r} \quad I_{S13med} = 1.42 A$$

Corrente média em  $S2$  e  $S4$ :

$$I_{S24med} := \frac{V_{Am}}{4 f_s \cdot L_r} \cdot \left[ \frac{(1 - q) \cdot (D + q)^2}{8} + \frac{(D - q^2) \cdot (1 - D)}{2} \right]$$

$$I_{S24med} = 2.33 A$$

Corrente eficaz em  $S1$  e  $S3$ :

$$I_{S13ef} := \frac{V_{Am} \cdot (1 - q) \cdot (D + q)}{8 \cdot f_s \cdot L_r} \cdot \sqrt{\frac{D + q}{3}} \quad I_{S13ef} = 2.934 A$$

Corrente eficaz em S2 e S4:

$$I_{S24ef} := \frac{V_{Am}}{4 \cdot f_s \cdot L_r} \cdot \sqrt{\frac{(1-q)^2 \cdot (D+q)^3}{12} + \frac{2}{3} \cdot (1-D) \cdot (D-q)^2}$$

$$I_{S24ef} = 4.174 A$$

Interruptor escolhido (Infineon): SPW47N60C3

$$R_{DSon} := 0.07 \Omega \quad T_A := 40 \quad R_{JCQ} := 0.3 \cdot \frac{1}{W}$$

$$t_{rS} := 27 ns \quad C_{iss} := 6.8 nF \quad R_{JAQ} := 62 \cdot \frac{1}{W}$$

$$t_{fS} := 8 ns \quad V_G := 15 V \quad R_{CD} := 0.1 \cdot \frac{1}{W}$$

$$T_{JQ} := 150$$

Corrente máxima no gatilho:

$$R_G := 15 \Omega$$

$$t_{op} := 2.2 \cdot R_G \cdot C_{iss} \quad t_{op} = 224.4 ns$$

$$I_G := C_{iss} \cdot \frac{V_G}{t_{op}} \quad I_G = 0.455 A$$

Perdas em S1 e S3:

$$P_{SI3} := \frac{\Delta t_{43}}{T_s} \cdot R_{DSon} \cdot I_{SI3ef}^2 \quad P_{SI3} = 0.188 W$$

Perdas em S2 e S4:

$$P_{S24} := \frac{\Delta t_{10}}{T_S} \cdot R_{DSon} \cdot I_{S24ef}^2 \quad P_{S24} = 0.152 \text{ W}$$

Perda total nos interruptores:

$$P_{TS} := 2 \cdot P_{S13} + 2 \cdot P_{S24} \quad P_{TS} = 0.682 \text{ W}$$

### 3 - Dimensionamento dos Diodos *D1*, *D2*, *D3* e *D4* em Anti-Paralelo com os Interruptores:

Corrente de pico em D1 e D3:

$$I_{D13p} := \frac{V_{Am} \cdot (1 - q) \cdot (D + q)}{4 \cdot f_S \cdot L_r} \quad I_{D13p} = 9.091 \text{ A}$$

Corrente de pico em D2 e D4:

$$I_{D24p} := \frac{V_{Am} \cdot (1 + q) \cdot (D - q)}{4 \cdot f_S \cdot L_r} \quad I_{D24p} = 5.455 \text{ A}$$

Corrente média em D1 e D3:

$$I_{D13med} := \frac{V_{Am}}{4 \cdot f_S \cdot L_r} \left[ \frac{(1 - D) \cdot (D - q^2)}{2} + \frac{(1 + q) \cdot (D - q)^2}{8} \right]$$

$$I_{D13med} = 1.08 A$$

Corrente média em D2 e D4:

$$I_{D24med} := \frac{V_{Am} \cdot (1 + q) \cdot (D - q)^2}{32 \cdot f_s \cdot L_r} \quad I_{D24med} = 0.17 A$$

Corrente eficaz em D1 e D3:

$$X_1 := \frac{(1 - q^2) \cdot (D^2 - q^2) \cdot (1 - D)}{2} + \frac{2}{3} \cdot q^2 \cdot (1 - D)^3$$

$$X_2 := \frac{(1 + q)^2 \cdot (D - q)^3}{12}$$

$$I_{D13ef} := \frac{V_{Am}}{4 \cdot f_s \cdot L_r} \cdot \sqrt{X_1 + X_2}$$

$$I_{D13ef} = 2.715 A$$

Corrente eficaz em D2 e D4:

$$I_{D24ef} := \frac{V_{Am} \cdot (1 + q) \cdot (D - q)}{8 \cdot f_s \cdot L_r} \cdot \sqrt{\frac{D - q}{3}} \quad I_{D24ef} = 0.787 A$$

Diodo do SPW47N60C3

$$V_{FD1} := 1.2V \quad Q_{rr1} := 23\mu C$$

$$t_{rrD1} := 580ns$$

$$d_{iF\_dt1} := 900 \frac{A}{\mu s}$$

Perdas em D1 e D3:

$$P_{D13} := V_{FD1} \cdot I_{D13med} \quad P_{D13} = 1.295 W$$

Perdas em D2 e D4:

$$P_{D24} := V_{FD1} \cdot I_{D24med} \quad P_{D24} = 0.205 W$$

Perda total nos diodos em anti-paralelo com os interruptores:

$$P_{TDA} := 2 \cdot P_{D13} + 2 \cdot P_{D24} \quad P_{TDA} = 3 W$$

Cálculo Térmico em Q1 e Q3:

$$R_{JAQ13\_max} := \frac{T_{JQ} - T_A}{P_{D13} + P_{S13}} \quad R_{JAQ13\_max} = 74.135 \frac{I}{W}$$

$$R_{DAQ13} := R_{JAQ13\_max} - R_{JCQ} - R_{CD} \quad R_{DAQ13} = 73.735 \frac{I}{W}$$

Cálculo Térmico em Q2 e Q4:

$$R_{JAQ24\_max} := \frac{T_{JQ} - T_A}{P_{D24} + P_{S24}} \quad R_{JAQ24\_max} = 308.117 \frac{I}{W}$$

$$R_{DAQ24} := R_{JAQ24\_max} - R_{JCQ} - R_{CD} \quad R_{DAQ24} = 307.717 \frac{I}{W}$$

#### 4 - Dimensionamento dos diodos retificadores:

Corrente de pico:

$$I_{DRp} := \frac{V_{Am} \cdot (1 - q) \cdot (D + q)}{4 \cdot a \cdot f_s \cdot L_r} \quad I_{DRp} = 4.545 A$$

Corrente média:

$$I_{DRmed} := \frac{V_{Am}}{4 \cdot a \cdot f_s \cdot L_r} \cdot \frac{D \cdot (2 - D) - q^2}{4} \quad I_{DRmed} = 1.25 A$$

Corrente eficaz:

$$X_3 := \frac{(1 - q)^2 \cdot (D + q)^3}{12} + \frac{(1 + q)^2 \cdot (D - q)^3}{12}$$

$$X_4 := \frac{(1 - D)}{2} \cdot \left[ (1 - q^2) \cdot (D^2 - q^2) + \frac{4 \cdot q^2 \cdot (D - 1)^2}{3} \right]$$

$$I_{DRef} := \frac{V_{Am}}{4 \cdot a \cdot f_s \cdot L_r} \cdot \sqrt{X_3 + X_4}$$

$$I_{DRef} = 1.999 A$$

Diodo escolhido: IDH05SG60C

$$V_{FD2} := 2.8 V$$

$$T_{JD2} := 175$$

$$t_{rrD2} := 10 ns$$

$$R_{JCD2} := 2.7 \cdot \frac{1}{W}$$

$$d_{iF\_dt} := 200 \frac{A}{\mu s}$$

$$Q_{rr2} := \frac{t_{rrD2}^2 \cdot d_{iF\_dt}}{3}$$

$$Q_{rr2} = 6.667 \cdot nC$$

Perdas:

$$P_{cd\_DR} := V_{FD2} \cdot I_{DRmed}$$

$$P_{cd\_DR} = 3.5 W$$

$$P_{cm\_DR} := Q_{rr2} \cdot V_{Bm} \cdot f_s$$

$$P_{cm\_DR} = 0.107 W$$

$$P_{DR} := P_{cd\_DR} + P_{cm\_DR}$$

$$P_{DR} = 3.607 W$$

Perda total nos diodos retificadores:

$$P_{TDR} := 4 \cdot P_{DR}$$

$$P_{TDR} = 14.427 W$$

Cálculo Térmico nos diodos retificadores:

$$R_{JADR\_max} := \frac{T_{JD2} - T_A}{P_{DR}} \quad R_{JADR\_max} = 37.431 \frac{I}{W}$$

$$R_{DADR} := R_{JADR\_max} - R_{JCD2} - R_{CD} \quad R_{DADR} = 34.631 \frac{I}{W}$$

## 5 - Potência Dissipada nos Semicondutores

Perda total nos semicondutores:

$$P_{TSEmic} := P_{TS} + P_{TDA} + P_{TDR} \quad P_{TSEmic} = 18.108 W$$

## 6 - Dimensionamento do Dissipador de Calor

Considerando as resistências térmicas dissipador-ambiente dos semicondutores de um módulo, temos:

$$X_5 := \frac{R_{DAM24}}{2} \cdot \frac{R_{DAM13}}{2}$$

$$X_6 := \frac{R_{DAM13}}{2} \cdot \frac{R_{DADR}}{4}$$

$$X_7 := \frac{R_{DAM24}}{2} \cdot \frac{R_{DADR}}{4}$$

$$R_{DS} := \frac{\frac{R_{DAM13}}{2} \cdot \frac{R_{DAM24}}{2} \cdot \frac{R_{DADR}}{4}}{X_5 + X_6 + X_7}$$

$$R_{DS} = 6.706 \frac{I}{W}$$

Considerando um pedaço de 100mm do dissipador HS 19334 para acomodar todos os semicondutores, temos:

$$R_{DSnom} := 1.07 \cdot \frac{1}{W}$$

$$R_{DSdef} := R_{DSnom} \cdot 1.04 \quad R_{DSdef} = 1.113 \frac{I}{W}$$

## 7 - Dimensionamento do Capacitor de Acoplamento $C_a$ :

1o Critério: Frequência de ressonância:

$$C_{al} := \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot \left(\frac{f_s}{4}\right)^2 \cdot L_r} \quad C_{al} = 1.474 \cdot \mu F$$

2o Critério: Queda de Tensão:

$$\Delta V_{Ca} := 0.05 \cdot V_{Am} \qquad \Delta V_{Ca} = 20 \text{ V}$$

$$C_{a2} := \frac{I_B}{f_s \cdot \Delta V_{Ca}} \qquad C_{a2} = 3.125 \cdot \mu F$$

$$C_a := 5 \mu F$$

## 8 - Dimensionamento do Capacitor $C_o$ :

$$\Delta t_{ta} := \frac{a \cdot L_r}{V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a}} \cdot \left( \frac{I_3}{a} - \frac{V_{Bm}}{R_{Bm}} \right) \qquad \Delta t_{ta} = 3.516 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{tb} := \frac{I_3 - I_1}{V_{Bm}} \cdot a \cdot L_r \qquad \Delta t_{tb} = 3.125 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{tc} := \frac{a \cdot L_r}{(a \cdot V_{Am} + V_{Bm})} \cdot \left( I_1 - \frac{V_{Bm} \cdot a}{R_{Bm}} \right) \qquad \Delta t_{tc} = 0.13 \cdot \mu s$$

$$\Delta t_{ac} := \Delta t_{ta} + \Delta t_{tb} + \Delta t_{tc} \qquad \Delta t_{ac} = 6.771 \cdot \mu s$$

$$X_{I0} := \frac{(a \cdot V_{Am} - V_{Bm})}{a^2 \cdot L_r} \cdot \frac{\Delta t_{ta}^2}{2} + \left( \frac{I_3}{a} - \frac{V_{Bm}}{R_{Bm}} \right) \cdot \Delta t_{tb}$$

$$X_{I1} := -\frac{V_{Bm}}{a^2 \cdot L_r} \cdot \frac{\Delta_{tb}^2}{2} + \left( \frac{I_1}{a} - \frac{V_{Bm}}{R_{Bm}} \right) \cdot \Delta_{tc} - \frac{(a \cdot V_{Am} + V_{Bm})}{a^2 \cdot L_r} \cdot \frac{\Delta_{tc}^2}{2}$$

$$C_{Bc} := \frac{1}{\Delta V_{Bm}} \cdot (X_{I0} + X_{I1})$$

$$C_{Bc} = 1.79 \cdot \mu F$$

$$\Delta V_{Bm} = 4 V$$

$$\Delta I_{CB} := \frac{I_3}{a} \qquad \Delta I_{CB} = 4.545 A$$

$$C_B := 470 \mu F$$

## 9 - Dimensionamento do Indutor $L_r$

Indução máxima:  $B_{max} := 0.125 T$

Fator de ocupação:  $K_w := 0.7$

Densidade de corrente:  $J_{max} := 450 \frac{A}{cm^2}$

Indutância:  $L_r = 171.875 \cdot \mu H$

Excursão máxima de corrente:  $I_3 = 9.091 \text{ A}$

Permeabilidade do ar:  $\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$

Corrente eficaz no indutor:

$$X_{I2} := \frac{2I_3^3 \cdot L_r}{3 \cdot \left( V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a} \right)} + \frac{2 \cdot I_3^3 \cdot L_r}{\frac{V_{Bm}}{a}} - \frac{2 \cdot I_1 \cdot I_3^2 \cdot L_r}{\frac{V_{Bm}}{a}}$$

$$X_{I3} := -\frac{2 \cdot I_3 \cdot (I_3 - I_1)^2 \cdot L_r}{\frac{V_{Bm}}{a}} + \frac{2 \cdot (I_3 - I_1)^3 \cdot L_r}{3 \cdot \frac{V_{Bm}}{a}} + \frac{2 \cdot I_1^3 \cdot L_r}{3 \cdot \left( V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}$$

$$I_{Lref} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot (X_{I2} + X_{I3})}$$

$I_{Lref} = 5.653 \text{ A}$

$$AeAw := \frac{L_r \cdot I_3 \cdot I_{Lref}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} \quad AeAw = 2.243 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo escolhido:  $E - 42/20$

Dados do núcleo:

Área da secção transversal do núcleo:  $A_{e42} := 2.4 \text{ cm}^2$

Área da janela:  $A_{w42} := 1.57 \text{ cm}^2$

Volume do núcleo:  $V_{e42} := 23.3 \text{ cm}^3$

Comprimento magnético:  $L_{e42} := 9.7 \text{ cm}$

Comprimento médio de uma espira:  $L_{t42} := 10.5 \text{ cm}$

Número de espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left( \frac{L_r \cdot I_3}{B_{max} \cdot A_{e42}} \right) \quad N_e = 53$$

Densidade de fluxo máxima:

$$B_{max\_c} := \frac{L_r \cdot I_3}{N_e \cdot A_{e42}} \quad B_{max\_c} = 0.123 \text{ T}$$

Comprimento do chicote:

$$L_{chicote} := L_{t42} \cdot N_e \quad L_{chicote} = 5.565 \text{ m}$$

Entreferro:

$$l_{entreferro} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_o \cdot A_{e42}}{L_r} \quad l_{entreferro} = 4.929 \cdot \text{mm}$$

Profundidade máxima da corrente:

$$\Delta_{max} := \frac{7.5 \cdot s^{-0.5} \cdot \text{cm}}{\sqrt{f_s}} \quad \Delta_{max} = 0.038 \cdot \text{cm}$$

Valores máximos dos parâmetros dos condutores:

$$D_{fio\_max} := 2 \cdot \Delta_{max} \quad D_{fio\_max} = 0.075 \cdot \text{cm}$$

$$A_{fio\_max} := \pi \cdot \Delta_{max}^2 \quad A_{fio\_max} = 4.418 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Área mínima de cobre:

$$A_{c\_min} := \frac{I_{Lref}}{J_{max}} \quad A_{c\_min} = 0.013 \cdot \text{cm}^2$$

Número mínimo de condutores:

$$N_{cond\_min} := \text{ceil} \left( \frac{A_{c\_min}}{A_{fio\_max}} \right) \quad N_{cond\_min} = 3$$

Número de condutores escolhido:

$$N_{cond} := 15$$

## Apêndice C

---

Área mínima de cada condutor:

$$A_{fio\_min} := \frac{A_{c\_min}}{N_{cond}}$$

$$A_{fio\_min} = 8.375 \times 10^{-4} \cdot cm^2$$

Fio escolhido:

AWG 27

Área do condutor nu:

$$A_{fio\_nu} := 0.001021 \cdot cm^2$$

Área do condutor isolado:

$$A_{fio\_isol} := 0.001344 \cdot cm^2$$

Resistividade do condutor:

$$\rho_{fio} := 0.002256 \frac{\Omega}{cm}$$

Possibilidade de execução:

$$A_{w\_min} := \frac{N_e \cdot N_{cond} \cdot A_{fio\_isol}}{K_w}$$

$$A_{w\_min} = 1.526 \cdot cm^2$$

$$\frac{A_{w\_min}}{A_{w42}} = 0.972$$

OK! Pode ser executado.

Cálculo térmico:

Resistência do cobre:

$$R_{cobre} := \frac{\rho_{fio} \cdot L_{chicote}}{N_{cond}}$$

$$R_{cobre} = 0.084 \Omega$$

Potência dissipada no cobre:

$$P_{cobre} := R_{cobre} I_{Lref}^2 \quad P_{cobre} = 2.675 W$$

Potência dissipada no núcleo:

$$\text{Massa núcleo:} \quad m_{nucleo} := 2 \cdot 56 gm$$

Perda proporcional para  $B_{max} = 0,2T$

$$K_{PP} := \frac{50 - 20}{40 - 20} \quad K_{PP} = 1.5$$

$$A_{PP} := 50 - 40 \cdot K_{PP} \quad A_{PP} = -10$$

$$a_{PP} := 10^{A_{PP}} \quad a_{PP} = 1 \times 10^{-10}$$

$$P_{PP}(f_{PP}) := A_{PP} + K_{PP} f_{PP}$$

$$P_{PP}(40) = 50$$

Perda proporcional para  $B_{max} = 0,1T$

$$K_{PP2} := \frac{20 - 4}{90 - 29} \quad K_{PP2} = 0.262$$

$$A_{PP2} := 4 - 29 \cdot K_{PP2} \quad A_{PP2} = -3.607$$

$$a_{PP2} := 10^{A_{PP2}} \quad a_{PP2} = 1 \times 10^{-10}$$

$$P_{PP2}(f_{PP}) := A_{PP2} + K_{PP2} f_{PP} \quad P_{PP2}(40) = 6.885$$

Perda proporcional para  $B_{\max} = 0,125T$

$$P_{PP125} := \frac{P_{PP}(40) + P_{PP2}(40)}{4} \quad P_{PP125} = 14.221$$

Perda proporcional:

$$P_p := 14.221 \frac{mW}{gm}$$

$$P_{nucleo} := P_p \cdot m_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 1.593 \text{ W}$$

$$P_{TL} := P_{cobre} + P_{nucleo}$$

$$P_{TL} = 4.267 \text{ W}$$

Resistência térmica do núcleo:

$$AeAw_L := \frac{A_{e42} \cdot A_{w42}}{cm^4}$$

$$AeAw_L = 3.768$$

$$R_{nucleo} := 23 \cdot AeAw_L^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^\circ C}{W}$$

$$R_{nucleo} = 14.079 \cdot \frac{\Delta^\circ C}{W}$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_L := (P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot R_{nucleo}$$

$$\Delta T_L = 60.08 \cdot \Delta^\circ C$$

## 10 - Dimensionamento do Transformador

$$K_p := 0.5$$

$$K_{wT} := 0.7$$

$$J_{max} = 450 \cdot \frac{A}{cm^2}$$

$$B_{max\_T} := 0.125 T$$

$$V_{P\_ef} := 200 V$$

Dimensionamento do núcleo:

$$AeAw_{T\_min} := \frac{1.5 \cdot P_m}{K_p \cdot K_{wT} \cdot J_{max} \cdot f_s \cdot B_{max\_T}}$$

$$AeAw_{T\_min} = 19.048 \cdot cm^4$$

$$AeAw_{T2\_min} := \frac{D \cdot V_{Am} \cdot I_{Lref}}{2 \cdot B_{max\_T} \cdot K_p \cdot K_{wT} \cdot J_{max} \cdot f_s} - \frac{L_r \cdot I_3 \cdot I_{Lref}}{K_p \cdot K_{wT} \cdot J_{max} \cdot B_{max\_T}}$$

$$AeAw_{T2\_min} = 6.281 \cdot cm^4$$

Núcleo escolhido: E 55/21

Dados do núcleo escolhido:

$$A_{eT} := 3.54 \text{ cm}^2$$

$$A_{wT} := 2.5 \text{ cm}^2$$

$$L_{tT} := 11.6 \text{ cm}$$

Profundidade máxima da corrente:

$$\Delta_{max} = 0.375 \cdot \text{mm}$$

Valores máximos dos parâmetros dos condutores:

$$D_{fio\_max} = 0.075 \cdot \text{cm}$$

$$A_{fio\_max} = 4.418 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Primário:

Número de espiras:

$$N_{IT} := \text{ceil} \left( \frac{V_{Bm}}{a \cdot B_{max\_T} \cdot A_{eT} \cdot 4 \cdot f_s} \right)$$

$$N_{IT} = 29$$

$$B_{real} := \frac{V_{Bm}}{4a \cdot f_s \cdot N_{IT} \cdot A_{eT}}$$

$$B_{real} = 0.122 \text{ T}$$

Comprimento do chicote:

$$Lch_{IT} := N_{IT} \cdot L_{IT}$$

$$Lch_{IT} = 3.364 \text{ m}$$

Área mínima de cobre:

$$Ac_{min_{IT}} := \frac{I_{Lref}}{J_{max}}$$

$$Ac_{min_{IT}} = 0.013 \cdot cm^2$$

Número mínimo de condutores em paralelo:

$$nc_{min_{IT}} := \text{ceil} \left( \frac{Ac_{min_{IT}}}{A_{fio_{max}}} \right)$$

$$nc_{min_{IT}} = 3$$

Número de condutores em paralelo escolhido:

$$nc_{IT} := 20$$

$$Acd_{min_{IT}} := \frac{Ac_{min_{IT}}}{nc_{IT}}$$

$$Acd_{min_{IT}} = 6.281 \times 10^{-4} \cdot cm^2$$

Fio escolhido:

AWG 27

Área do condutor nu:

$$Ac_{IT} := 0.001021 \text{ cm}^2$$

Área do condutor isolado:

$$Ai_{IT} := 0.001344 \text{ cm}^2$$

Resistividade do condutor:

$$\rho_{1T} := 0.002256 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Resistência ôhmica do enrolamento primário:

$$R_{c1T} := \frac{\rho_{1T} \cdot L_{ch1T}}{nc_{1T}} \quad R_{c1T} = 0.038 \Omega$$

Potência dissipada no enrolamento primário:

$$P_{c1T} := R_{c1T} \cdot I_{Lref}^2 \quad P_{c1T} = 1.213 \text{ W}$$

Secundário:

Número de espiras:

$$N_{2T} := \text{ceil}(N_{1T} \cdot a) \quad N_{2T} = 58$$

Comprimento do chicote:

$$L_{ch2T} := N_{2T} \cdot L_{t42} \quad L_{ch2T} = 6.09 \text{ m}$$

Área mínima de cobre:

$$Ac_{min2T} := \frac{I_{Lref}}{J_{max}} \quad Ac_{min2T} = 6.281 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Número mínimo de condutores em paralelo:

$$nc_{2T} := \text{ceil}\left(\frac{Ac_{min2T}}{A_{fio_{max}}}\right) \quad nc_{min2T} = 2$$

Número de condutores em paralelo escolhido:

$$nc_{2T} := 10$$

$$Acd_{min2T} := \frac{Ac_{min2T}}{nc_{2T}} \quad Acd_{min2T} = 6.281 \times 10^{-4} \cdot cm^2$$

Fio escolhido:

Fio escolhido AWG 27

Área do condutor nu:

$$Ac_{2T} := 0.001021 \text{ cm}^2$$

Área do condutor isolado:

$$Ai_{2T} := 0.001344 \text{ cm}^2$$

Resistividade do condutor:

$$\rho_{2T} := 0.002256 \frac{\Omega}{cm}$$

$$Rc_{2T} := \frac{\rho_{2T} \cdot L_{ch2T}}{nc_{2T}} \quad Rc_{2T} = 0.137 \Omega$$

$$P_{c2T} := Rc_{2T} \left(\frac{I_{Lref}}{a}\right)^2 \quad P_{c2T} = 1.098 \text{ W}$$

$$P_{cT} := P_{c1T} + P_{c2T} \quad P_{cT} = 2.31 \text{ W}$$

Possibilidade de execução:

$$A_{wmin} := \frac{(N_{1T} \cdot nc_{1T} \cdot Ai_{1T} + N_{2T} \cdot nc_{2T} \cdot Ai_{2T})}{K_{wT}}$$

$$A_{wmin} = 2.227 \cdot cm^2$$

$$Exec_T := \frac{A_{wmin}}{A_{wT}} \quad Exec_T = 0.891$$

Massa do núcleo:

$$m_T := 2 \cdot 109 gm$$

$$P_{pT} := 14.221 \frac{mW}{gm}$$

$$P_T := P_{pT} \cdot m_T \quad P_T = 3.1 W$$

$$P_{TcoreT} := P_{cT} + P_T \quad P_{TcoreT} = 5.41 W$$

Cálculo térmico:

Resistência térmica do núcleo:

$$AeAw_T := \frac{A_{eT} \cdot A_{wT}}{cm^4} \quad AeAw_T = 8.85$$

$$R_{nuc} := 23 \cdot AeAw_T^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^\circ C}{W} \quad R_{nuc} = 10.265 \cdot \frac{\Delta^\circ C}{W}$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_T := (P_{cT} + P_T) \cdot R_{nuc} \quad \Delta T_T = 55.538 \cdot \Delta^\circ C$$

**11 - Rendimento máximo esperado:**

Rendimento máximo:

$$P_{TC} := P_{T\text{Semic}} + P_{TL} + P_{T\text{coreT}} \quad P_{TC} = 27.786W$$

$$\eta := \frac{P_m}{P_m + P_{TC}} \quad \eta = 0.973$$

**12 - Dimensionamento da Fonte de Entrada:**

Alimentação trifásica em Y (Rede):

$$V_{ef\_fn} := 220V$$

$$f_r := 60Hz$$

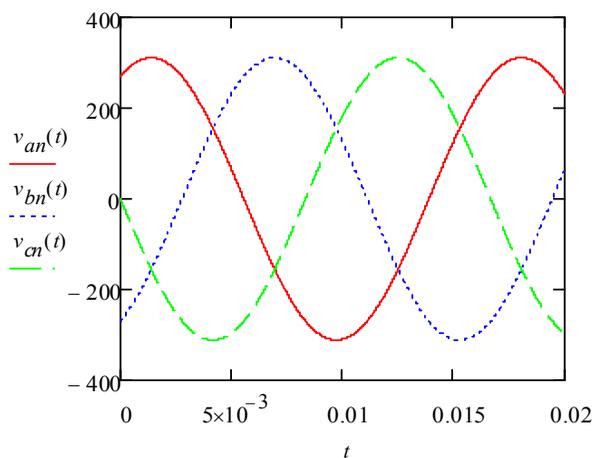
$$T_r := \frac{1}{f_r} \quad T_r = 16.667ms$$

$$t := 0ms, 0.01ms.. 20ms$$

$$v_{an}(t) := V_{ef\_fn} \sqrt{2} \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{bn}(t) := V_{ef\_fn} \sqrt{2} \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t - \frac{5 \cdot \pi}{6}\right)$$

$$v_{cn}(t) := V_{ef\_fn} \sqrt{2} \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t + \frac{\pi}{2}\right)$$



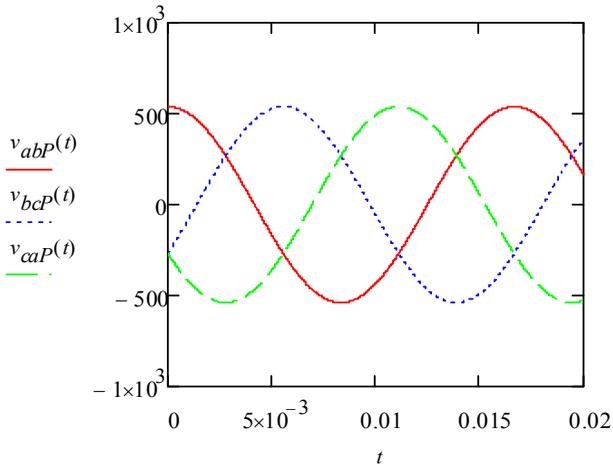
Transformador de 12 pulsos:

Tensões no Primário em ?:

$$v_{abP}(t) := v_{an}(t) - v_{bn}(t)$$

$$v_{bcP}(t) := v_{bn}(t) - v_{cn}(t)$$

$$v_{caP}(t) := v_{cn}(t) - v_{an}(t)$$



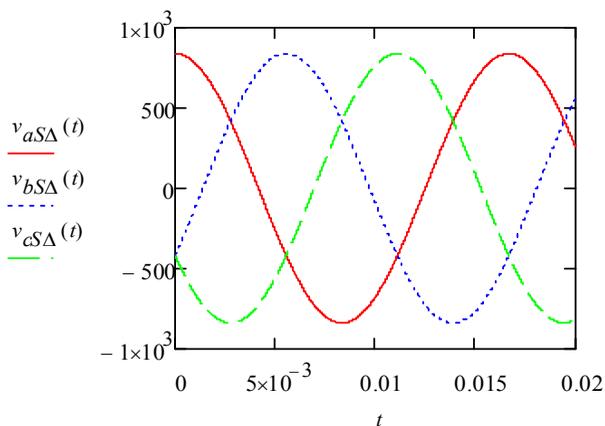
Secundário 1 em?:

$$n_{S\Delta} := \frac{V_A \cdot \pi}{6 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} V_{ef\_fn}} \quad n_{S\Delta} = 1.555$$

$$v_{aS\Delta}(t) := n_{S\Delta} \cdot V_{ef\_fn} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t)$$

$$v_{bS\Delta}(t) := n_{S\Delta} \cdot V_{ef\_fn} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$

$$v_{cS\Delta}(t) := n_{S\Delta} \cdot V_{ef\_fn} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)$$



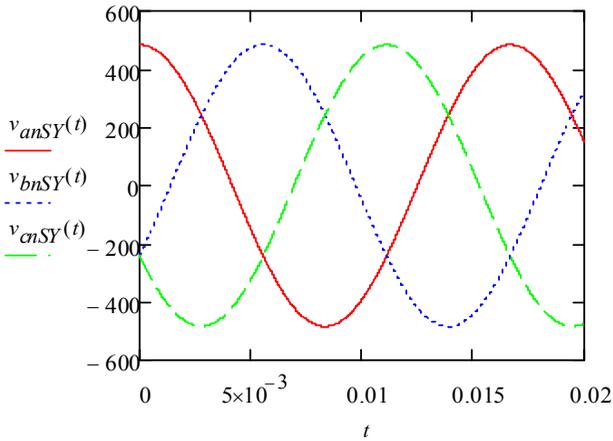
Secundário 2 em Y:

$$n_{SY} := \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot n_{S\Delta} \qquad n_{SY} = 0.898$$

$$v_{anSY}(t) := n_{SY} \cdot V_{ef\_fn} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t)$$

$$v_{bnSY}(t) := n_{SY} \cdot V_{ef\_fn} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

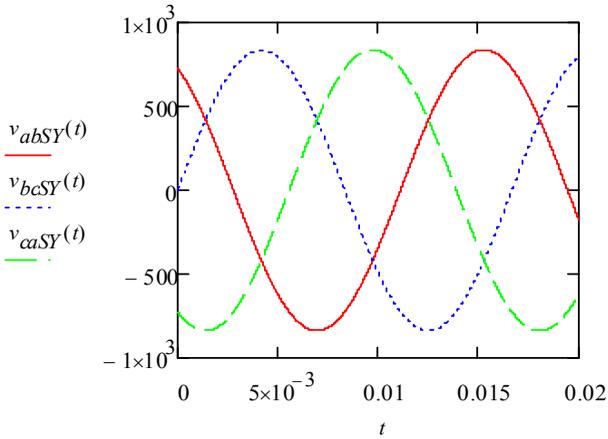
$$v_{cnSY}(t) := n_{SY} \cdot V_{ef\_fn} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left[2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right]$$



$$v_{abSY}(t) := v_{anSY}(t) - v_{bnSY}(t)$$

$$v_{bcSY}(t) := v_{bnSY}(t) - v_{cnSY}(t)$$

$$v_{caSY}(t) := v_{cnSY}(t) - v_{anSY}(t)$$

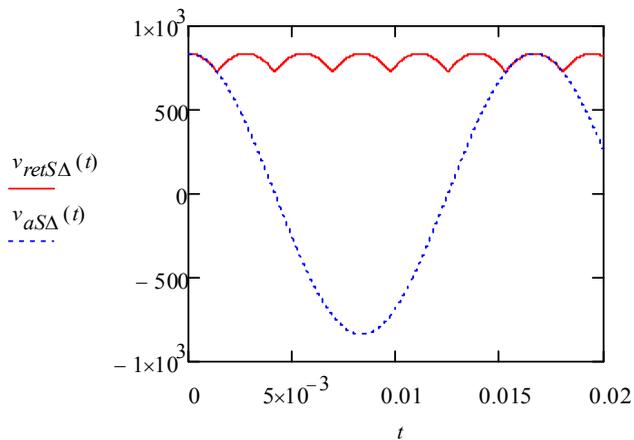


$$X_{14}(t) := (|v_{bS\Delta}(t)| < |v_{aS\Delta}(t)|) \wedge (|v_{cS\Delta}(t)| < |v_{aS\Delta}(t)|)$$

$$X_{15}(t) := (|v_{aS\Delta}(t)| < |v_{bS\Delta}(t)|) \wedge (|v_{cS\Delta}(t)| < |v_{bS\Delta}(t)|)$$

$$X_{16}(t) := (|v_{aS\Delta}(t)| < |v_{cS\Delta}(t)|) \wedge (|v_{bS\Delta}(t)| < |v_{cS\Delta}(t)|)$$

$$v_{retS\Delta}(t) := \begin{cases} |v_{aS\Delta}(t)| & \text{if } X_{14}(t) \\ |v_{bS\Delta}(t)| & \text{if } X_{15}(t) \\ |v_{cS\Delta}(t)| & \text{if } X_{16}(t) \end{cases}$$

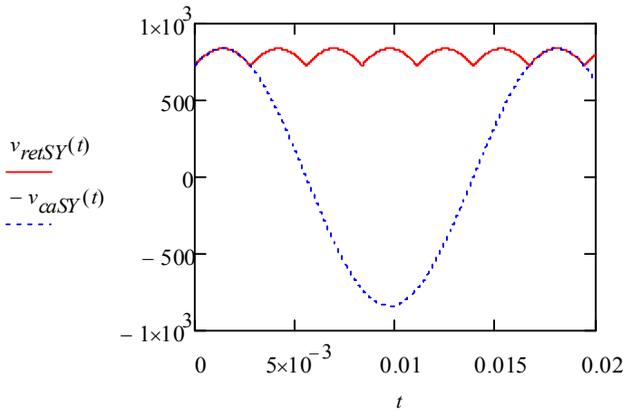


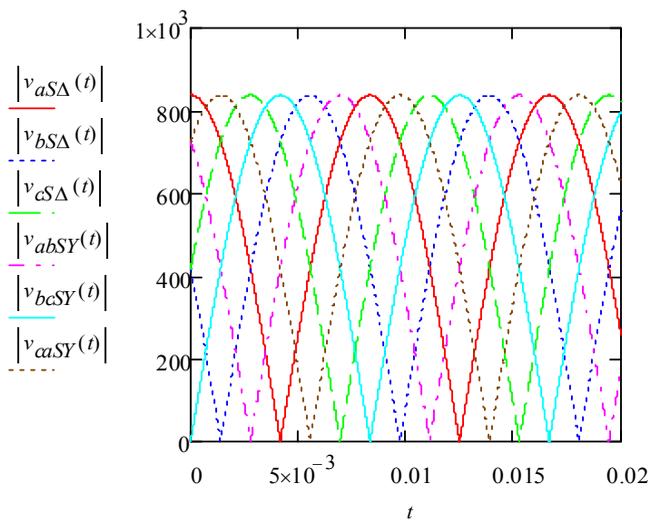
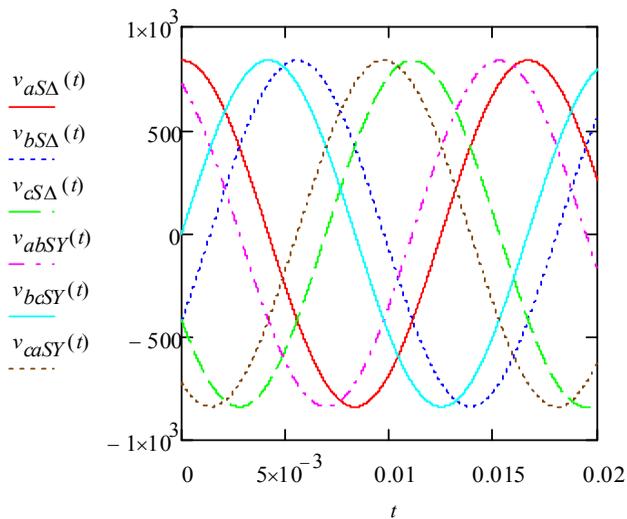
$$X_{I7}(t) := \left( |v_{bcSY}(t)| < |v_{abSY}(t)| \right) \wedge \left( |v_{caSY}(t)| < |v_{abSY}(t)| \right)$$

$$X_{I8}(t) := \left( |v_{bcSY}(t)| > |v_{abSY}(t)| \wedge |v_{bcSY}(t)| > |v_{caSY}(t)| \right)$$

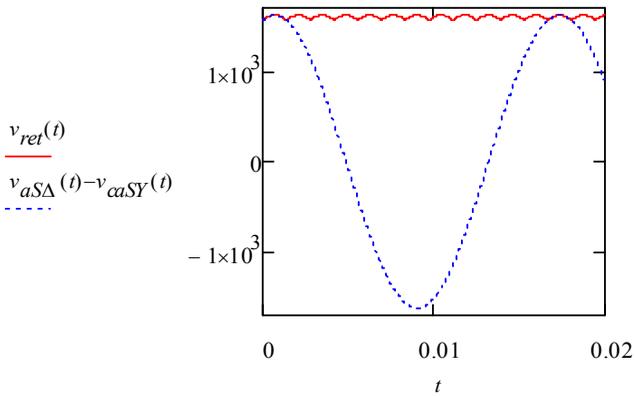
$$X_{I9}(t) := \left( |v_{caSY}(t)| > |v_{bcSY}(t)| \wedge |v_{caSY}(t)| > |v_{abSY}(t)| \right)$$

$$v_{retSY}(t) := \begin{cases} |v_{abSY}(t)| & \text{if } X_{I7}(t) \\ |v_{bcSY}(t)| & \text{if } X_{I8}(t) \\ |v_{caSY}(t)| & \text{if } X_{I9}(t) \end{cases}$$



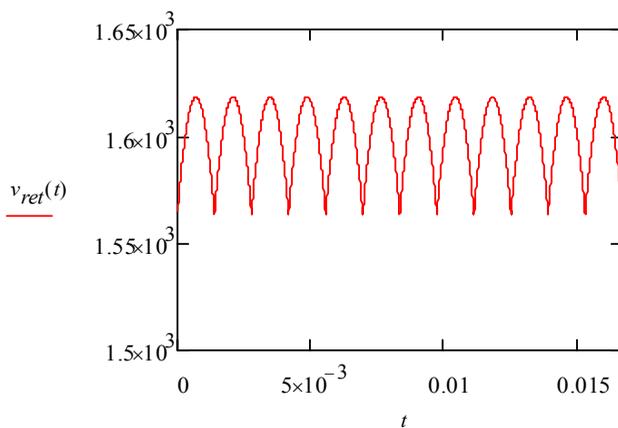


$$v_{ret}(t) := v_{retS\Delta}(t) + v_{retSY}(t)$$



$$T_r = 16.667 \cdot ms$$

$$V_{ret} := \frac{12}{T_r} \int_0^{\frac{T_r}{12}} v_{ret}(t) dt \quad V_{ret} = 1.6 \cdot kV$$



### 13 - Dimensionamento da Carga:

Especificações da carga:

$$P_B = 4 \text{ kW}$$

$$I_B = 2.5 \text{ A}$$

$$V_B = 1.6 \times 10^3 \text{ V}$$

$$R_B = 640 \text{ } \Omega$$

Para degraus de 10% de carga:

$$I_{B\_min} := I_B \cdot 0.1$$

$$I_{B\_min} = 0.25 \text{ A}$$

$$R_{B\_max} := \frac{V_B}{I_{B\_min}} \qquad R_{B\_max} = 6.4 \times 10^3 \Omega$$

$$P_{B\_min} := I_{B\_min} \cdot V_B \qquad P_{B\_min} = 400 \text{ W}$$

São necessários 10 braços de 6400 Ohms e 400 W a serem conectados em paralelo para degraus de 10% em 10%

Potência nominal de cada elemento resistivo 1:

$$P_{RI\_nom} := 50 \text{ W}$$

Número mínimo de elementos resistivos em série em cada braço:

$$N_{R\_min} := \frac{P_{B\_min}}{P_{RI\_nom}} \qquad N_{R\_min} = 8$$

$$R_R := \frac{R_{B\_max}}{N_{R\_min}} \qquad R_R = 800 \Omega$$

Valor nominal de um elemento resistivo 1:

$$R_{RI} := 680 \Omega$$

$$P_{RI} := R_{RI} \cdot I_{B\_min}^2 \qquad P_{RI} = 42.5 \text{ W}$$

$$N_{R1} := \text{floor} \left( \frac{R_{B\_max}}{R_{R1}} \right) \quad N_{R1} = 9$$

$$R_{N\_R1} := N_{R1} \cdot R_{R1} \quad R_{N\_R1} = 6.12 \times 10^3 \Omega$$

$$R_F := R_{B\_max} - R_{N\_R1} \quad R_F = 280 \Omega$$

Valores nominais dos elementos resistivos 2 e 3:

$$R_{R2} := 100 \Omega$$

$$R_{R3} := 180 \Omega$$

$$P_{R2} := R_{R2} \cdot I_{B\_min}^2 \quad P_{R2} = 6.25 \cdot W$$

$$P_{R2\_nom} := 20W$$

$$P_{R3} := R_{R3} \cdot I_{B\_min}^2 \quad P_{R3} = 11.25 \cdot W$$

$$P_{R3\_nom} := 20W$$

**14 - Dimensionamento da malha de tensão:**

---

$$start := 0.01$$

$$end := 10^5$$

$$npts := 10^3$$

$$f := \text{logspace}(start, end, npts) \text{ Hz}$$

$$z := 0.. \text{length}(f) - 1$$

$$j := \sqrt{-1}$$

$$sI(f) := j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$$

$$\theta := 0, 0.05 .. 2\pi$$

**Função de transferência da planta:**

$$\frac{V_B(f)}{V_c(f)} = G_p(f)$$

$$V_{ppt} := 2.35 \text{ V} \quad \text{Tensão pico a pico da portadora do modulador}$$

$$G_s(f) := \frac{2825.2 \text{ V}}{0.032 \text{ s} \cdot sI(f) + 1}$$

$$G_p(f) := \frac{G_s(f)}{V_{ppt}}$$

$$K_{planta} := G_p(0)$$

$$K_{planta} = 1.202 \times 10^3$$

$$\tau_{planta} := 0.032 \text{ s}$$

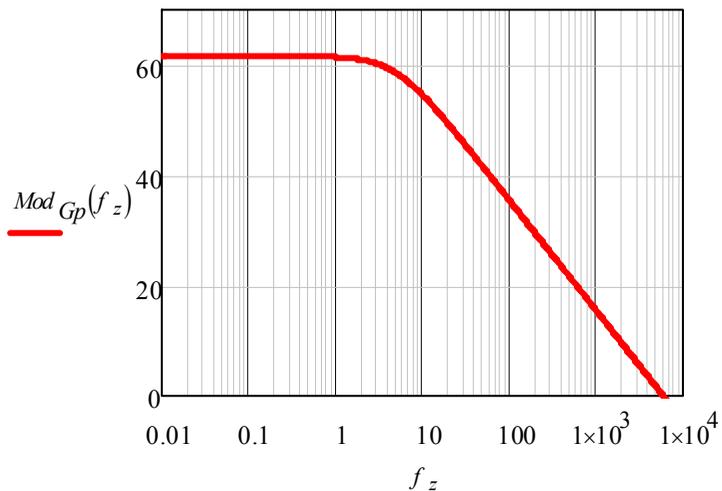
$$\tau_{planta} = 32 \cdot \text{ms}$$

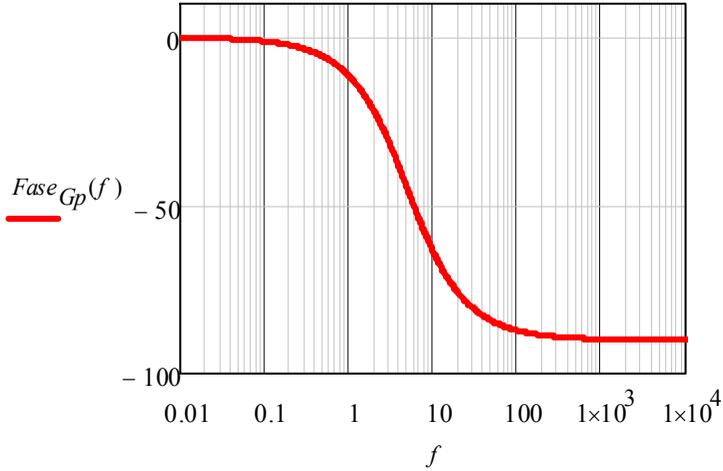
$$5 \cdot \tau_{planta} = 160 \cdot \text{ms}$$

Diagrama de Bode:

$$\text{Mod}_{G_p}(f) := 20 \cdot \log(|G_p(f)|)$$

$$\text{Fase}_{G_p}(f) := \arg(G_p(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$





### Função Transferência de Laço Aberto:

Tensão de referência:

$$V_{ref} := 2.2 V$$

Ganho do sensor de tensão:

$$H_v := \frac{V_{ref}}{V_B}$$

$$H_v = 1.375 \times 10^{-3}$$

$$G_{Lanc}(f) := G_p(f) \cdot H_v$$

Diagrama de Bode:

$$Mod_{GLanc}(f) := 20 \cdot \log(|G_{Lanc}(f)|)$$

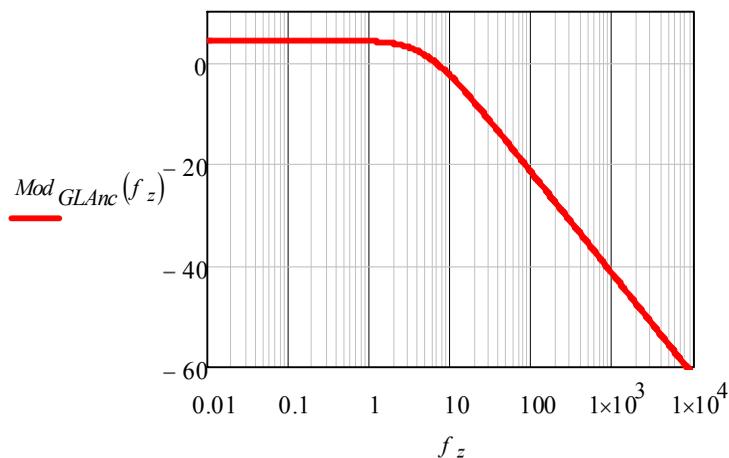
$$Fase_{GLAnc}(f) := \begin{cases} \arg(G_{Lanc}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} & \text{if } \arg(G_{Lanc}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} < 180 \\ \arg(G_{Lanc}(f)) \cdot \frac{180}{\pi} - 360 & \text{otherwise} \end{cases}$$

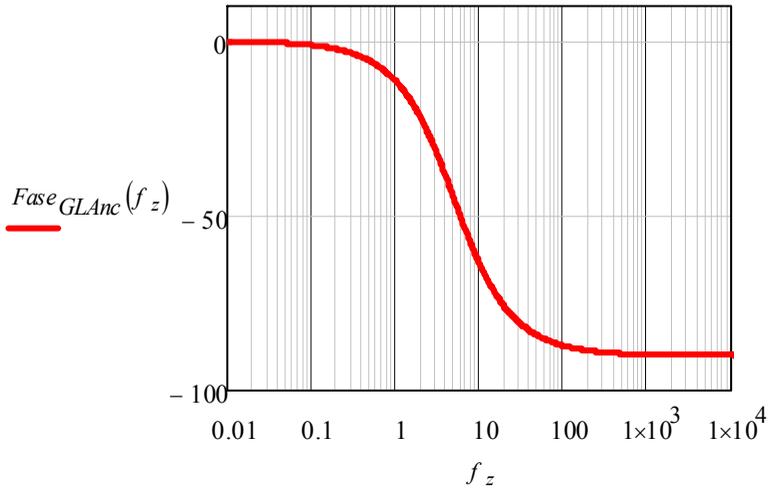
Frequência de cruzamento do sistema não compensado:

$$f_{cruz} := \frac{\sqrt{(H_v \cdot K_{planta})^2 - 1}}{2 \cdot \pi \cdot \tau_{planta}} \quad f_{cruz} = 6.547 \cdot \text{Hz}$$

Fase na frequência de cruzamento do sistema não compensado:

$$Fase_{GLAnc}(f_{cruz}) = -52.775$$





### Especificações do Sistema Compensado e compensador PI com filtro:

Frequência do segundo pólo do compensador:

$$f_p := \frac{f_s}{4} \qquad f_p = 10 \cdot \text{kHz}$$

Frequência de cruzamento desejada do sistema compensado:

$$f_{cd} := \frac{f_p}{2} \qquad f_{cd} = 5 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Frequência do zero do compensador:

$$f_z := \frac{f_{cd}}{500} \qquad f_z = 10 \cdot \text{Hz}$$

$$Mod_c := 20 \cdot \log \left[ \left| \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_{cd} \cdot j + 2 \cdot \pi \cdot f_z)}{2 \cdot \pi \cdot f_{cd} \cdot j \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{cd} \cdot j + 2 \cdot \pi \cdot f_p)} \right| \cdot \frac{1}{s} \right]$$

$$Mod_c = -96.933$$

$$\left| G_c(f_{cd}) \cdot G_{Lanc}(f_{cd}) \right| = 1 \quad \left| G_c(f_{cd}) \cdot G_{Lanc}(f_{cd}) \right|_{dB} = 0dB$$

$$K_{cdB} := -Mod_c - 20 \log \left( \left| G_{Lanc}(f_{cd}) \right| \right)$$

$$K_{cdB} = 152.613$$

$$K_c := 10^{\frac{K_{cdB}}{20}} \cdot Hz \quad K_c = 4.272 \times 10^4 \cdot kHz$$

Função de transferência do compensador PI com filtro:

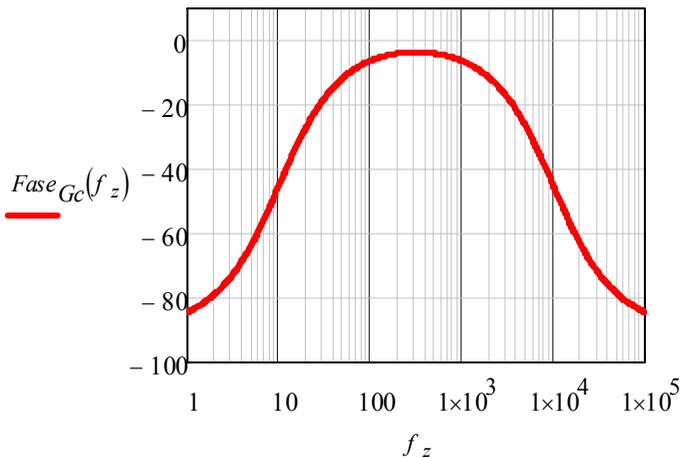
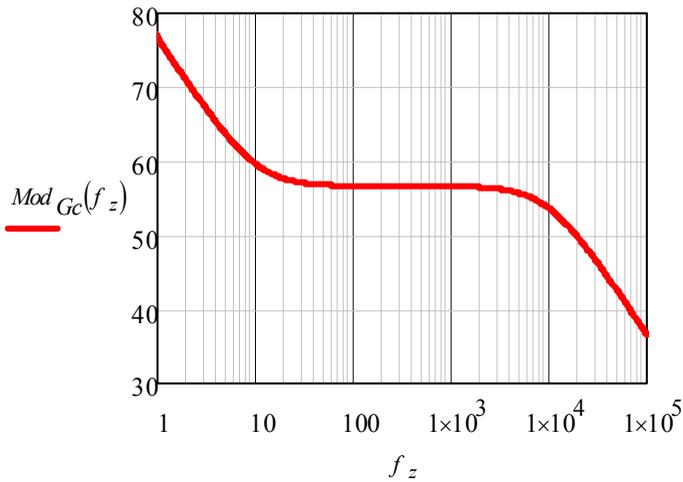
$$G_c(f) := \frac{K_c \cdot (sI(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_z)}{sI(f) \cdot (sI(f) + 2 \cdot \pi \cdot f_p)}$$

Módulo do compensador PI com filtro:

$$Mod_{G_c}(f) := 20 \cdot \log \left( \left| G_c(f) \right| \right)$$

Fase do compensador PI com filtro:

$$Fase_{G_c}(f) := \begin{cases} \arg(G_c(f)) \cdot \frac{180}{\pi} & \text{if } \arg(G_c(f)) \cdot \frac{180}{\pi} < 180 \\ \arg(G_c(f)) \cdot \frac{180}{\pi} - 360 & \text{otherwise} \end{cases}$$



Ganho do compensador PI com filtro na frequência de cruzamento desejada:

$$\text{Mod } G_c(f_{cd}) = 55.68$$

Fase do compensador PI na frequência de cruzamento desejada:

$$\text{Fase } G_c(f_{cd}) = -26.68$$

Fase do sistema não compensado na frequência de cruzamento desejada:

$$\text{Fase } G_{Lanc}(f_{cd}) = -89.943$$

Fase do sistema em malha aberta compensado:

$$\theta_{MA} := \text{Fase } G_{Lanc}(f_{cd}) + \text{Fase } G_c(f_{cd})$$

$\theta_{MA} = -116.623$
--------------------------

Margem de fase do sistema compensado:

$$MF := 180 + (\theta_{MA}) = 63.377$$

**Função Transferência de Laço Aberto do Sistema Compensado:**

$$G_{LA}(f) := G_{Lanc}(f) \cdot G_c(f)$$

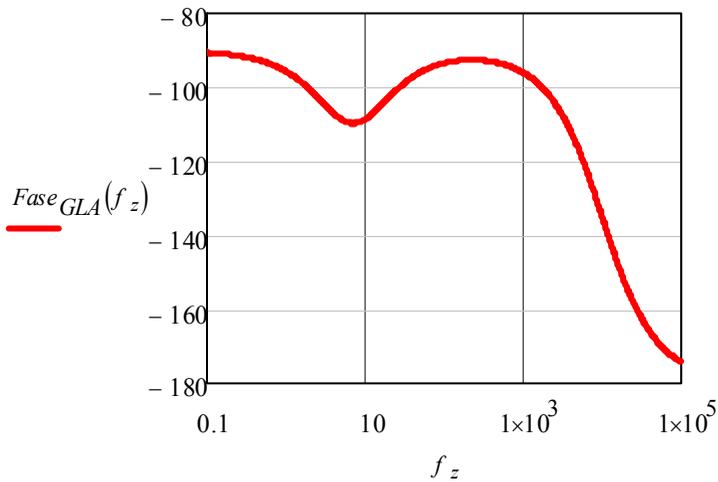
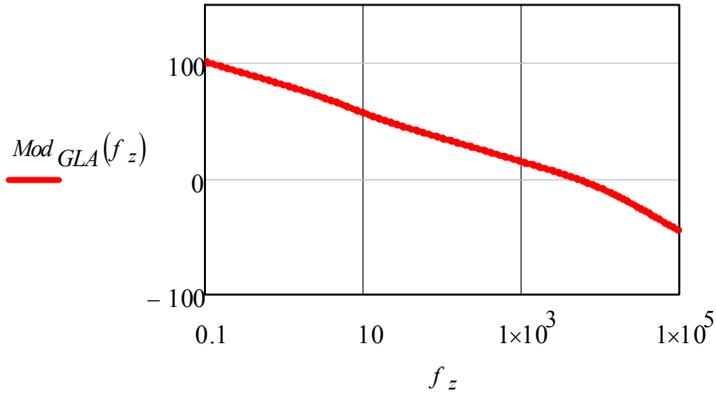
Diagrama de Bode:

Módulo do sistema em malha aberta compensado:

$$\text{Mod } G_{LA}(f) := 20 \cdot \log(|G_{LA}(f)|)$$

Fase do do sistema em malha aberta compensado:

$$Fase_{GLA}(f) := \arg(G_{LA}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



**Verificação dos parâmetros especificados:**

Módulo da FTLA compensada na frequência de cruzamento desejada:

$$Mod_{GLA\_fcd} := 20 \cdot \log\left(\left|G_{LA}(f_{cd})\right|\right)$$

$$Mod_{GLA\_fcd} = 9.643 \times 10^{-15}$$

Fase da FTLA compensada na frequência de cruzamento desejada:

$$\theta_{fcd} := Fase_{GLA}(f_{cd}) \quad \boxed{\theta_{fcd} = -116.623}$$

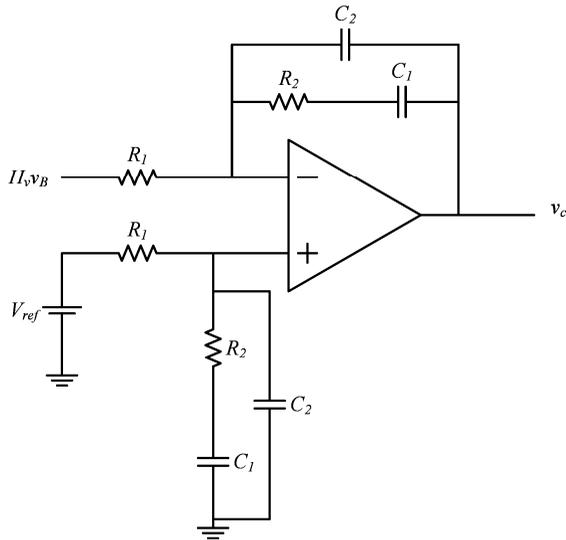
Margem de fase do sistema, maior que zero, sistema estável

$$MF_{fcd} := 180 + \theta_{fcd} \quad \boxed{MF_{fcd} = 63.377}$$

**Circuito do Compensador de Tensão PI com filtro:**

$$\left|G_c(f_{cd}) \cdot G_{Lanc}(f_{cd})\right| = 1$$

$$G_{fp} := 20 \cdot \log\left(\left|\frac{1}{G_{Lanc}(f_{cd})}\right|\right) \quad G_{fp} = 55.68$$



$$R_1 := 100\Omega$$

$$R_{2c} := R_1 \cdot 10^{\frac{G_{fp}}{20}} \quad R_{2c} = 60.816 \cdot k\Omega$$

$$R_2 := 62k\Omega$$

$$C_{1c} := \frac{1}{R_{2c} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_z} \quad C_{1c} = 261.7 \cdot nF$$

$$C_1 := 270nF$$

$$C_{2c} := \frac{C_{1c}}{R_{2c} \cdot C_{1c} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_p - 1} \quad C_{2c} = 261.962 \cdot pF$$

$$C_2 := 270 pF$$

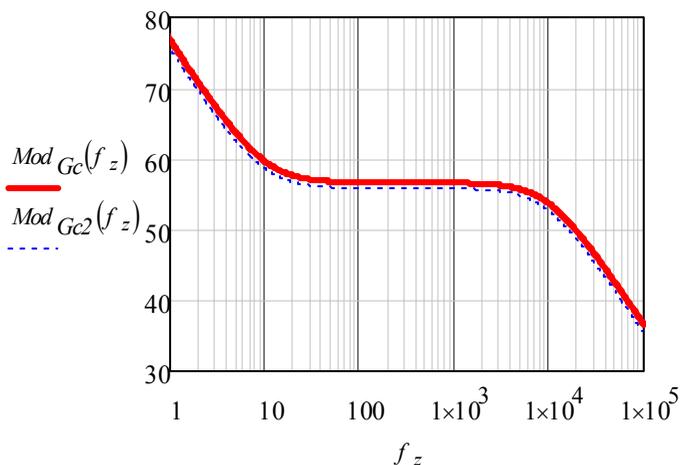
### Função Transferência do Compensador de Tensão:

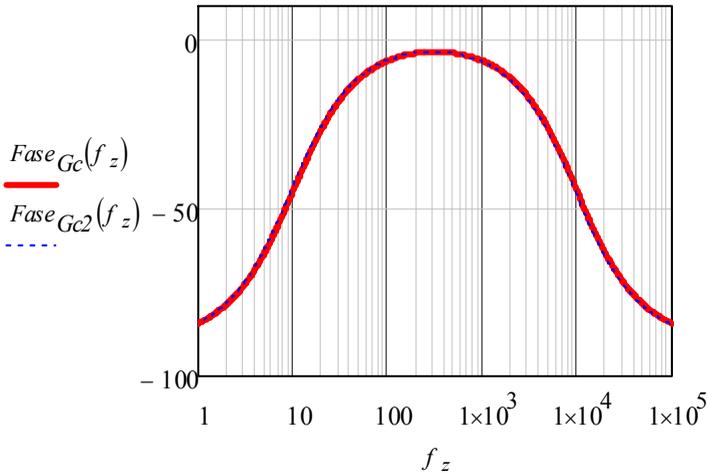
$$G_{c2}(f) := \left( \frac{1}{R_1 \cdot C_2} \right) \cdot \frac{\left[ sI(f) + \left( \frac{1}{R_2 \cdot C_1} \right) \right]}{sI(f) \cdot \left[ sI(f) + \left( \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \right) \right]}$$

Diagrama de Bode:

$$Mod_{G_{c2}}(f) := 20 \cdot \log(|G_{c2}(f)|)$$

$$Fase_{G_{c2}}(f) := \arg(G_{c2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$





Verifica-se que os parâmetros calculados para o circuito de controle de corrente estão coerentes com a função de transferência desejada.

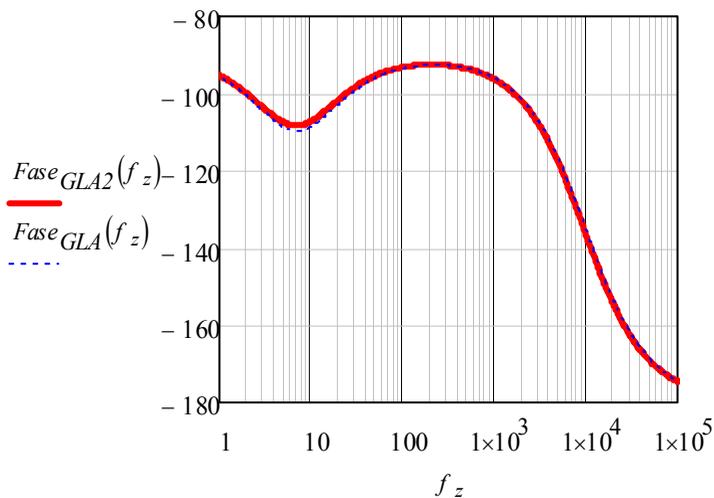
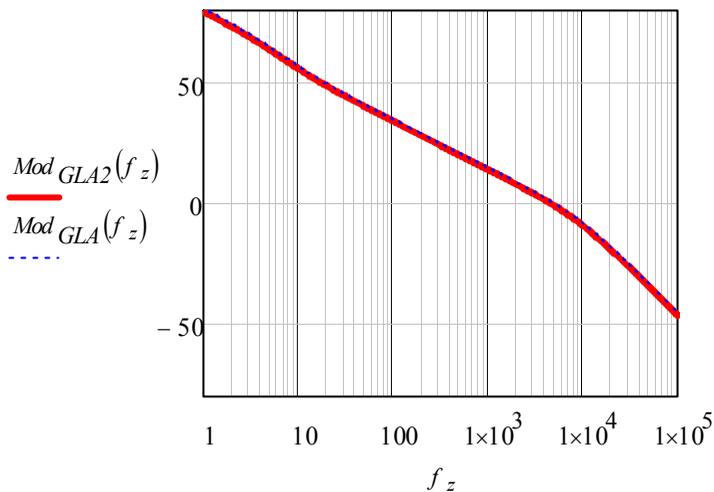
### Função Transferência de Laço Aberto:

$$G_{LA2}(f) := [G_{c2}(f) \cdot G_p(f) \cdot (H_v)]$$

Diagrama de Bode:

$$Mod_{GLA2}(f) := 20 \cdot \log(|G_{LA2}(f)|)$$

$$Fase_{GLA2}(f) := \arg(G_{LA2}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



$$Mod_{GLA2}(f_{cd}) = -0.9$$

$$Fase_{GLA2}(f_{cd}) = -117.768$$



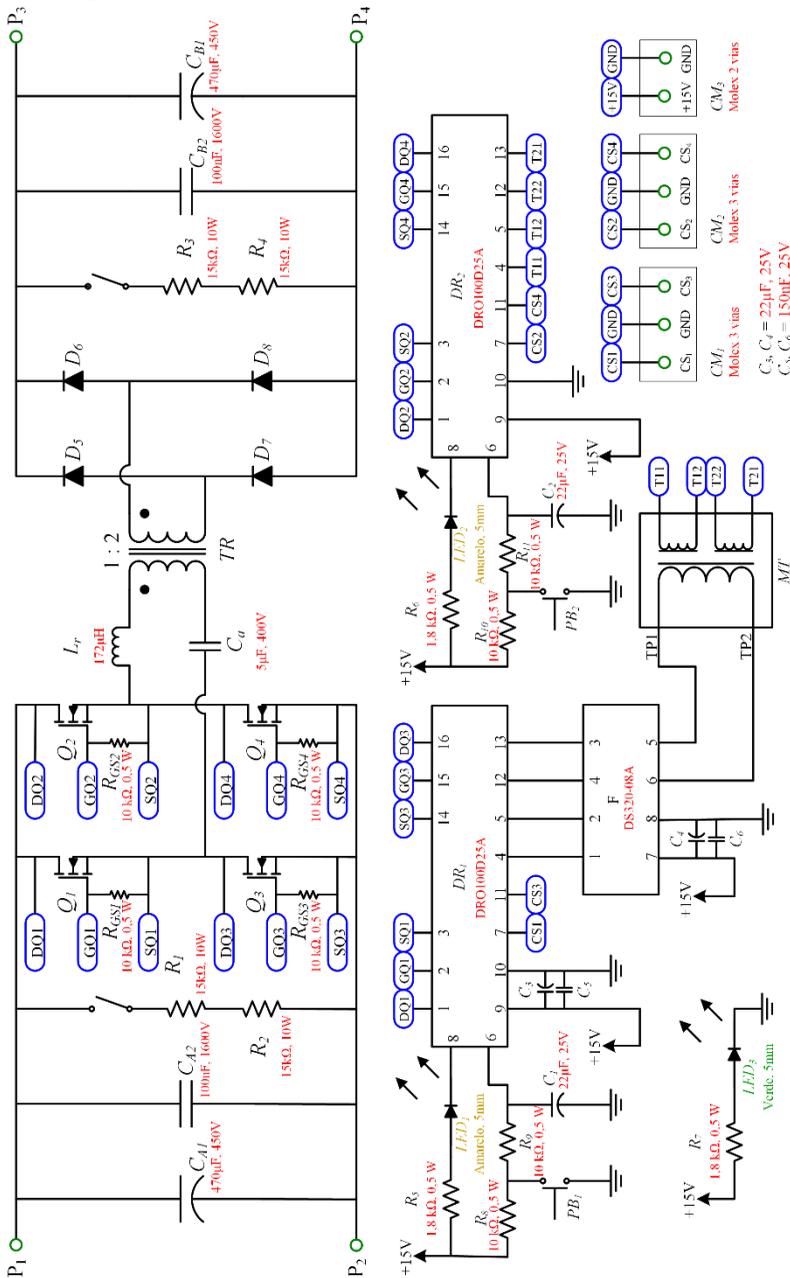
## APÊNDICE D – Documentação do protótipo com 4 módulos Ponte Completa

### 1 – Estágio de potência

#### 1.1 – Lista de componentes

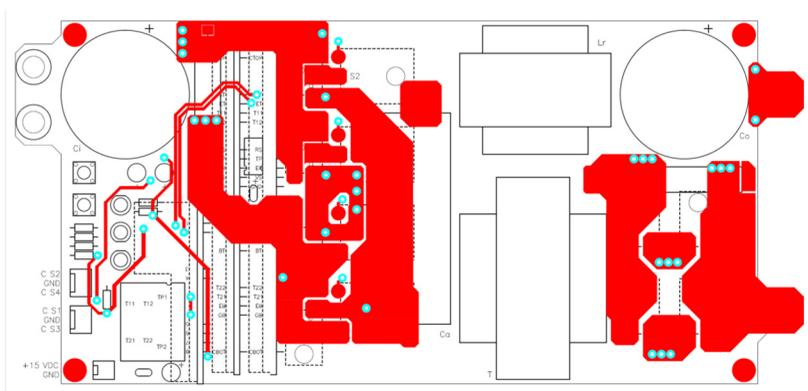
Componente	Símbolo	Quant.
Capacitor eletrolítico 470 $\mu$ F, 450 V, B43504A5477M000, Epcos	$C_{A1}, C_{B1}$	8
Capacitor poliéster	$C_{A2}, C_{B2}$	8
Capacitor polipropileno 5 $\mu$ F	$C_a$	4
Transistor MOSFET SPW47N60C3, Infineon	$Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$	16
Diodo	$D_5, D_6, D_7, D_8$	32
Resistor 10 k $\Omega$ , 0,5 W	$R_{GS1}, R_{GS2}, R_{GS3}, R_{GS4}, R_8, R_9, R_{10}, R_{11}$	32
Resistor 15 k $\Omega$ , 10 W	$R_1, R_2, R_3, R_4$	16
Indutor série	$L_r$	4
Transformador	$TR$	4
Drive DRO100D25A	$DR_1, DR_2$	8
Fonte DS320-08A	$F$	4
Resistor 1,8 k $\Omega$ , 0,5 W	$R_5, R_6, R_7$	12
Mini-trafo	$MT$	4
LED 5 mm Amarelo	$LED_1, LED_2$	8
LED 5 mm Verde	$LED_3$	4
Capacitor eletrolítico 22 $\mu$ F, 25 V	$C_1, C_2, C_3, C_4$	12
Capacitor cerâmico 150 nF, 25 V	$C_5, C_6$	8
Conector molex 3 vias	$CM_1, CM_2$	8
Conector molex 2 vias	$CM_3$	4
Chave Push-Button	$PB_1, PB_2$	8
Conector rebite-parafuso	$P_1, P_2, P_3, P_4$	16
Dissipador HS 19334 100 mm		4
Placa de circuito impresso		4

1.2 – Esquemático de um módulo

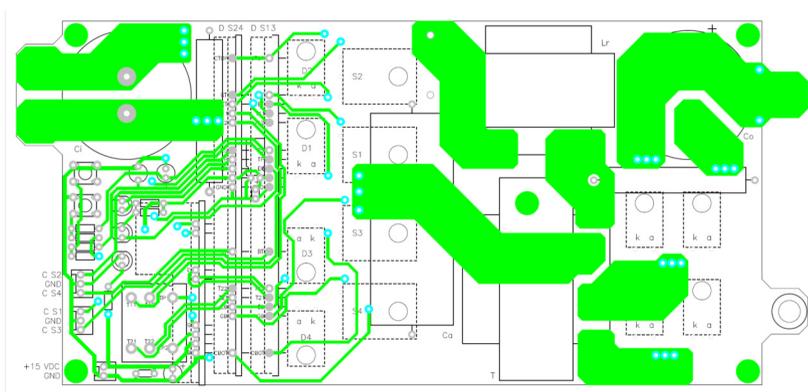


**Apêndice D****1.3 – Layout de circuito impresso de um módulo**

TOP:



BOTTOM:



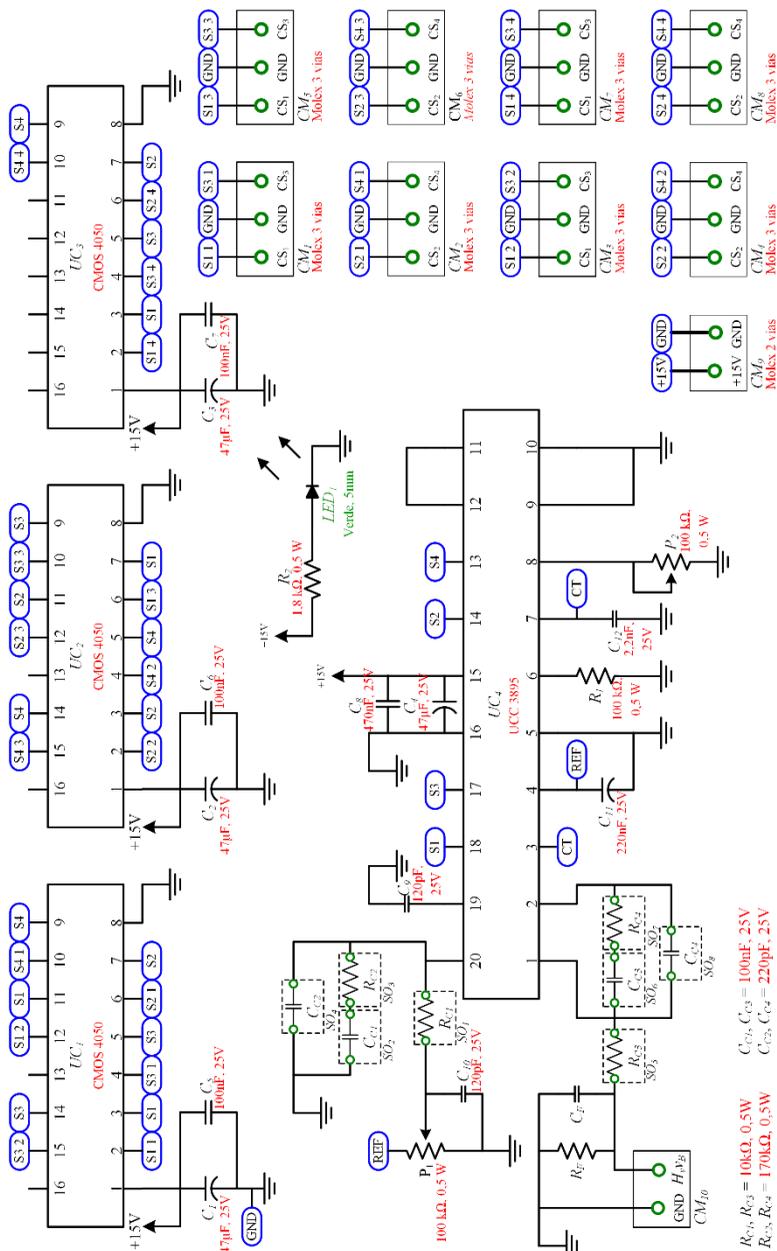
## 2 – Estágio de comando

## 2.1 – Lista de componentes

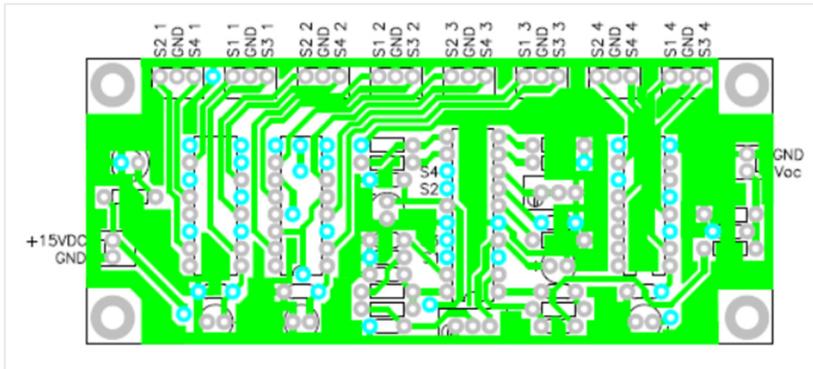
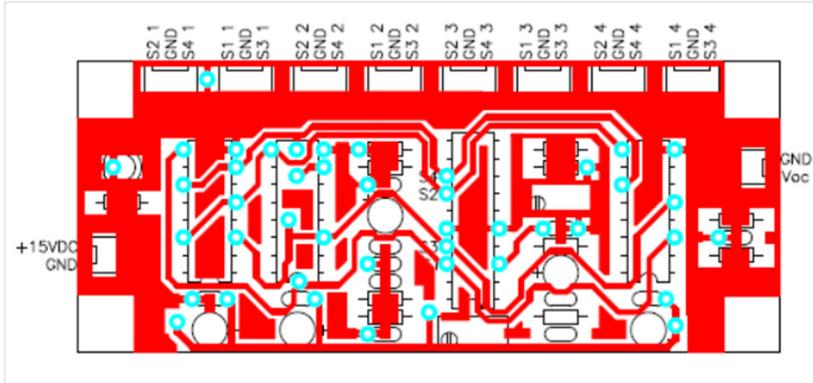
<b>Componente</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Quantidade</b>
Circuito integrado CMOS 4050	UC <sub>1</sub> , UC <sub>2</sub> , UC <sub>3</sub>	3
Circuito integrado UCC 3895	UC <sub>4</sub>	1
Capacitor eletrolítico 47 µF, 25 V	C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub>	4
Capacitor eletrolítico 220 nF, 25 V	C <sub>11</sub>	1
Capacitor cerâmico 100 nF, 25 V	C <sub>5</sub> , C <sub>6</sub> , C <sub>7</sub>	3
Capacitor cerâmico 470 nF, 25 V	C <sub>8</sub>	1
Capacitor cerâmico 120 pF, 25 V	C <sub>9</sub> , C <sub>10</sub>	2
Capacitor cerâmico 2,2 nF, 25 V	C <sub>12</sub>	1
Capacitor cerâmico	C <sub>F</sub>	
Potenciômetro multivolta 100 kΩ,	P <sub>1</sub> , P <sub>2</sub>	2
Resistor 100 kΩ, 0,5 W	R <sub>1</sub>	1
Resistor 1,8 kΩ, 0,5 W	R <sub>2</sub>	1
Resistor	R <sub>F</sub>	
LED 5 mm Verde	LED <sub>1</sub>	1
Conector molex 3 vias	CM <sub>1</sub> , CM <sub>2</sub> , CM <sub>3</sub> , CM <sub>4</sub> , CM <sub>5</sub> , CM <sub>6</sub> , CM <sub>7</sub> , CM <sub>8</sub>	8
Conector molex 2 vias	CM <sub>9</sub> , CM <sub>10</sub>	2
Placa de circuito impresso		1

## Apêndice D

### 2.2 – Esquemático



2.3 Layout de circuito impresso



## Apêndice D

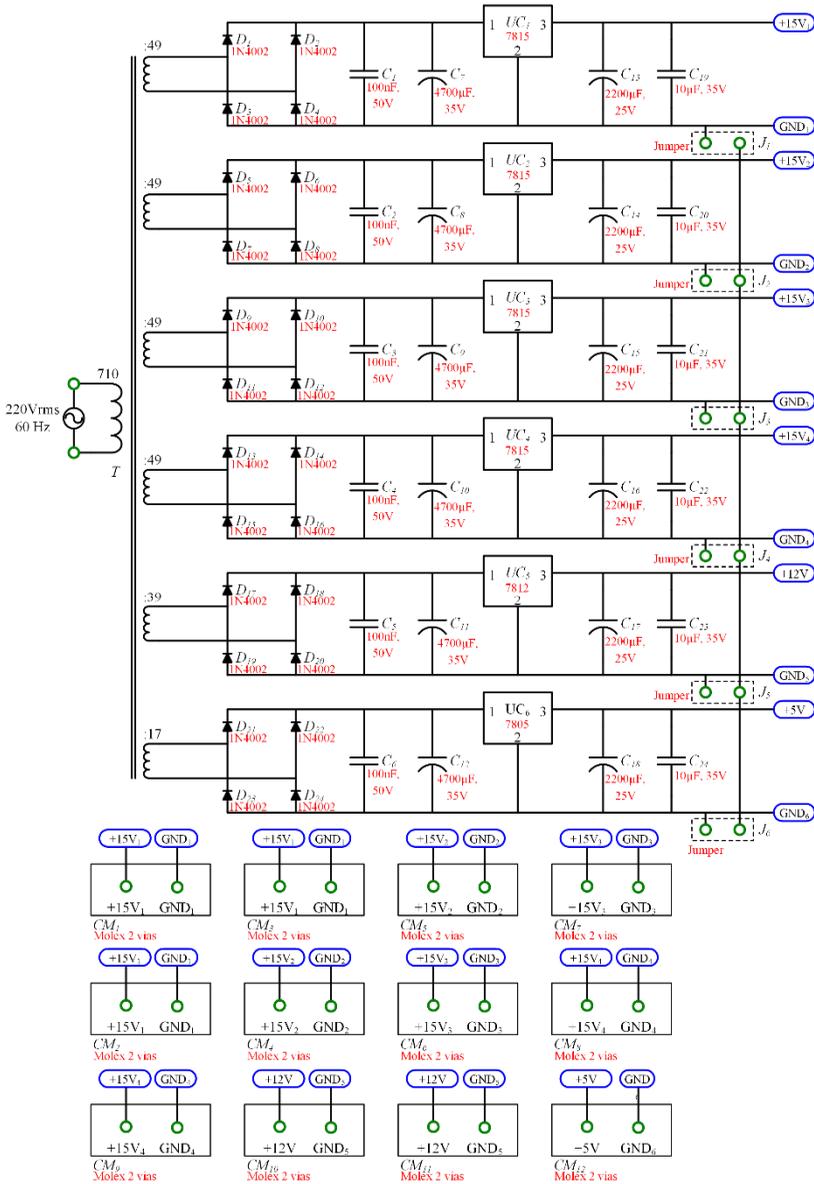
---

### 3 – Fonte auxiliar

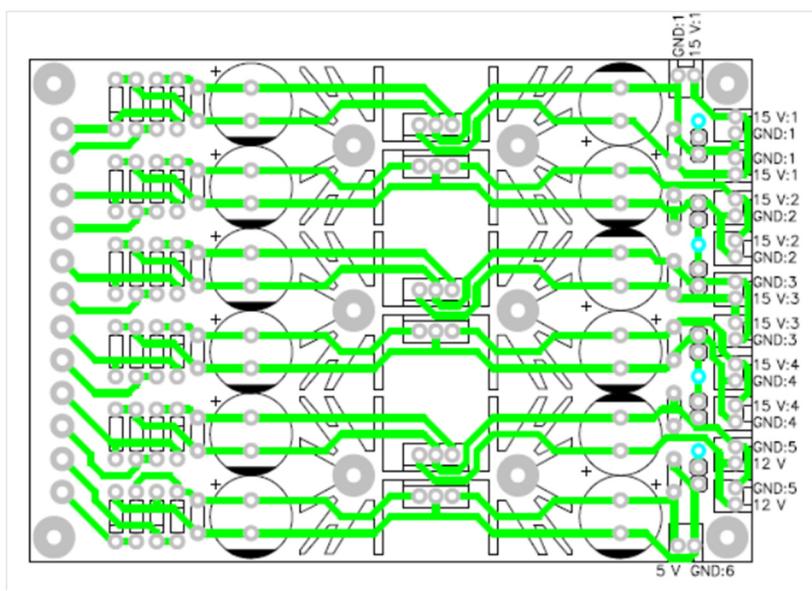
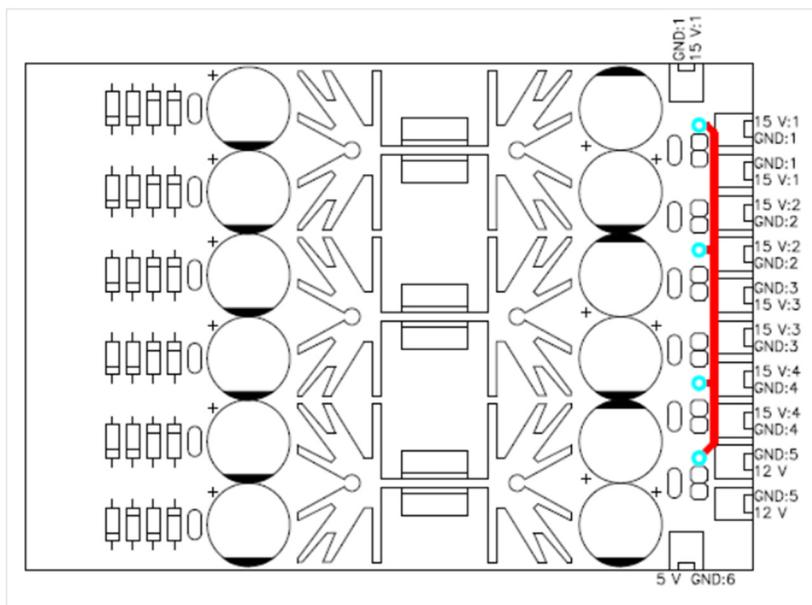
#### 3.1 - Lista de componentes

<b>Componente</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Quantidade</b>
Diodo retificador 1N4002	D <sub>1</sub> à D <sub>24</sub>	24
Regulador de tensão 7815	UC <sub>1</sub> à UC <sub>4</sub>	4
Regulador de tensão 7812	UC <sub>5</sub>	1
Regulador de tensão 7805	UC <sub>6</sub>	1
Capacitor cerâmico 100 nF, 50 V	C <sub>1</sub> à C <sub>6</sub>	6
Capacitor eletrolítico 560 µF, 50 V	C <sub>7</sub> à C <sub>12</sub>	6
Capacitor eletrolítico 1000 µF, 50 V	C <sub>13</sub> à C <sub>18</sub>	6
Capacitor tântalo 10 µF, 35 V	C <sub>19</sub> à C <sub>24</sub>	6
Conector jumper	J <sub>1</sub> à J <sub>6</sub>	6
Conector molex 2 vias	CM <sub>1</sub> à CM <sub>12</sub>	12
Dissipador 183012/40		3
Placa de circuito impresso		1

3.2 – Esquemático



## 3.3 – Layout de circuito impresso

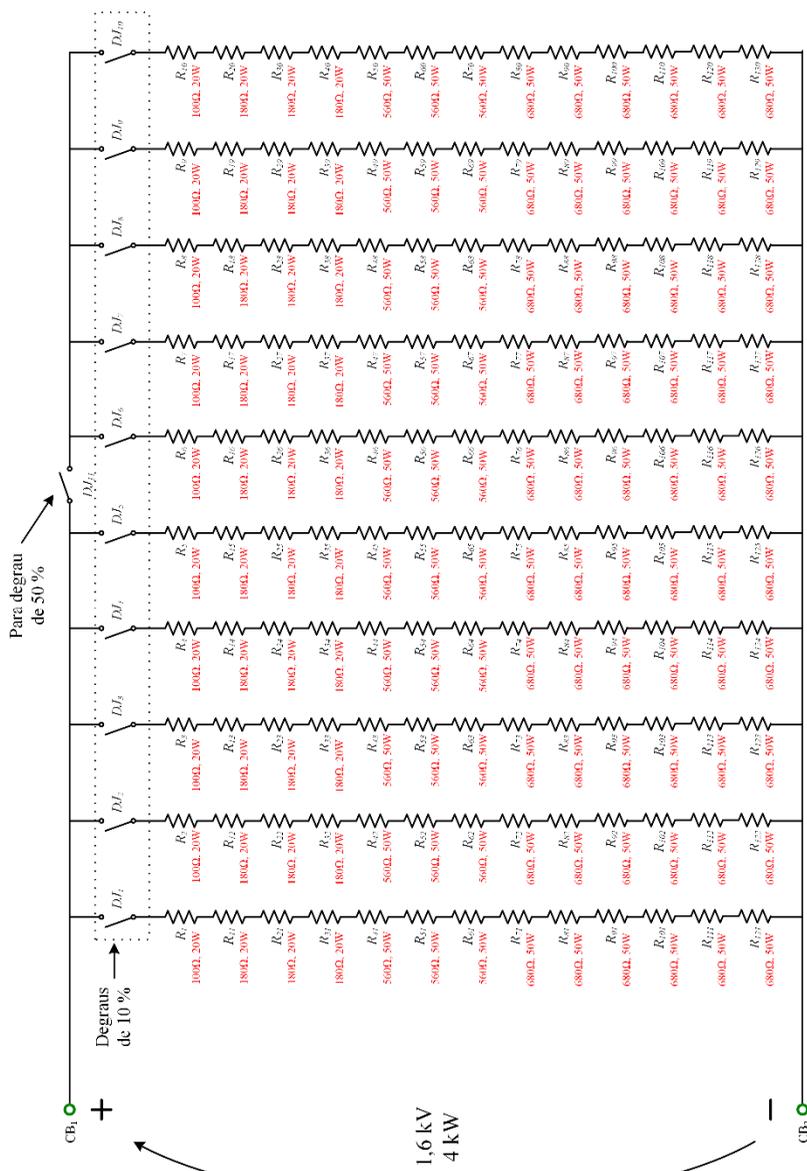


## 4 – Carga

## 4.1 – Lista de componentes

<b>Componente</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Quantidade</b>
Resistor 100 $\Omega$ , 20 W	R <sub>1</sub> à R <sub>10</sub>	10
Resistor 180 $\Omega$ , 20 W	R <sub>11</sub> à R <sub>40</sub>	30
Resistor 560 $\Omega$ , 50 W	R <sub>41</sub> à R <sub>70</sub>	30
Resistor 680 $\Omega$ , 50 W	R <sub>71</sub> à R <sub>130</sub>	60
Disjuntor unipolar 10 A	DJ <sub>1</sub> à DJ <sub>11</sub>	11
Conector pino banana fêmea	CB <sub>1</sub> , CB <sub>2</sub>	2
Placa circuito impresso / braço		10
Caixa para montagem		1
Ventilador de refrigeração		3

## 4.2 – Esquemático



## 4.3 – Aspecto externo



## APÊNDICE E - Dimensionamento da conexão série-série de dois módulos DAB

---

### 1- Especificações e Cálculos Iniciais

Especificações:

$$V_A := 800V \quad \text{Tensão no lado "A"}$$

$$V_B := 800V \quad \text{Tensão no lado "B"}$$

$$P_B := 2kW \quad \text{Potência processada}$$

$$f_s := 40kHz \quad \text{Frequência de comutação}$$

$$n := 2 \quad \text{Número de módulos}$$

$$\Delta\%V_B := 0.01 \quad \text{Ondulação percentual de VB}$$

$$\Delta V_B := \Delta\%V_B \cdot V_B \quad \Delta V_B = 8V \quad \text{Ondulação de VB}$$

Escolhe-se o ângulo de defasagem  $\phi$ :

$$\phi := \frac{\pi}{4} \quad \text{Ângulo de defasagem}$$

Parametros decorrentes:

$$a := \frac{V_B}{V_A} \quad a = 1 \quad \text{Relação de espiras do transformador}$$

$$G_t := \frac{V_B}{V_A} \quad G_t = 1 \quad \text{Ganho total do conversor}$$

$$I_B := \frac{P_B}{V_B} \quad I_B = 2.5 A \quad \text{Corrente na carga}$$

$$R_B := \frac{V_B}{I_B} \quad R_B = 320 \cdot \Omega \quad \text{Resistência de carga}$$

$$T_S := \frac{1}{f_S} \quad T_S = 25 \cdot \mu s \quad \text{Período de comutação}$$

$$V_{Am} := \frac{V_A}{n} \quad V_{Am} = 400 V \quad \text{Tensão na entrada de cada módulo}$$

$$V_{Bm} := \frac{V_B}{n} \quad V_{Bm} = 400 V \quad \text{Tensão na saída de cada módulo}$$

$$\Delta V_{Bm} := \Delta \% V_B \cdot V_{Bm} \quad \Delta V_{Bm} = 4 V \quad \text{Ondulação de VBm}$$

$$P_m := V_{Bm} \cdot I_B \quad P_m = 1 \cdot kW \quad \text{Potência em cada conversor}$$

$$R_{Bm} := \frac{V_{Bm}}{I_B} \quad R_{Bm} = 160 \Omega$$

$$L_r := \frac{R_{Bm} \cdot V_{Am}}{2 \cdot \pi \cdot f_S \cdot a \cdot V_{Bm}} \cdot \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad L_r = 375 \cdot \mu H \quad \text{Indutância } L_r$$

$$I_I := \frac{\phi \cdot \left( V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_S \cdot L_r} - \frac{(\pi - \phi) \cdot \left( V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_S \cdot L_r} \quad I_I = 3.333 A$$

$$I_2 := \frac{\phi \cdot \left( V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_r} + \frac{(\pi - \phi) \cdot \left( V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_r} \quad I_2 = 3.333 \text{ A}$$

## 2 - Dimensionamento dos Capacitores CA:

Cálculo dos capacitores no lado "A"

$$f_r := \frac{f_s}{10} \qquad f_r = 4 \text{ kHz}$$

$$C_{Ac} := \left( \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_r} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_r} \qquad C_{Ac} = 4.222 \cdot \mu F$$

$$C_A := 470 \mu F$$

## 3 - Dimensionamento dos Capacitores CB:

Cálculo aprox. para o caso de ganho unitário e relação de transformação unitária:

$$C_{Bc} := (I_2 - I_B) \cdot \frac{T_s}{2 \cdot \Delta V_{Bm}} \cdot \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right)$$

$$C_{Bc} = 1.953 \cdot \mu F$$

$$C_B := 470 \mu F$$



## APÊNDICE F - Estudo da variação dos parâmetros de dois módulos DAB

---

### 1- Especificações e Cálculos Iniciais

Especificações:

$$V_A := 800V \quad \text{Tensão no lado "A"}$$

$$V_B := 800V \quad \text{Tensão no lado "B"}$$

$$P_B := 2kW \quad \text{Potência processada}$$

$$f_s := 40kHz \quad \text{Frequência de comutação}$$

$$n := 2 \quad \text{Número de módulos}$$

$$R_p := 1\Omega \quad \text{Resistência série de perdas}$$

$$\Delta\%V_B := 0.01 \quad \text{Ondulação percentual de VB}$$

$$\Delta V_B := \Delta\%V_B \cdot V_B \quad \Delta V_B = 8V \quad \text{Ondulação de VB}$$

Escolhe-se o ângulo de defasagem  $\phi$ :

$$\phi := \frac{\pi}{4} \quad \text{Ângulo de defasagem}$$

Parametros decorrentes:

$$a := \frac{V_B}{V_A} \quad a = 1 \quad \text{Relação de espiras do transformador}$$

$$G_t := \frac{V_B}{V_A} \quad G_t = 1 \quad \text{Ganho total do conversor}$$

$$I_B := \frac{P_B}{V_B} \quad I_B = 2.5 \text{ A} \quad \text{Corrente na carga}$$

$$R_B := \frac{V_B}{I_B} \quad R_B = 320 \cdot \Omega \quad \text{Resistência de carga}$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} \quad T_s = 25 \cdot \mu\text{s} \quad \text{Período de comutação}$$

$$V_{Am} := \frac{V_A}{n} \quad V_{Am} = 400 \text{ V} \quad \text{Tensão na entrada de cada módulo}$$

$$V_{Bm} := \frac{V_B}{n} \quad V_{Bm} = 400 \text{ V} \quad \text{Tensão na saída de cada módulo}$$

$$\Delta V_{Bm} := \Delta\% V_B \cdot V_{Bm} \quad \Delta V_{Bm} = 4 \text{ V} \quad \text{Ondulação de } V_{Bm}$$

$$P_m := V_{Bm} \cdot I_B \quad P_m = 1 \cdot \text{kW} \quad \text{Potência em cada conversor}$$

$$R_{Bm} := \frac{V_{Bm}}{I_B} \quad R_{Bm} = 160 \Omega$$

$$L_r := \frac{R_{Bm} \cdot V_{Am}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot a \cdot V_{Bm}} \cdot \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad L_r = 375 \cdot \mu\text{H} \quad \text{Indutância } L_r$$

## Variação de parâmetros nos conversores

$$a_1 := 1.05 \cdot a \quad a_1 = 1.05 \quad \text{Relações de espira sec / prim mód 1}$$

$$a_2 := 0.95 \cdot a \quad a_2 = 0.95 \quad \text{Relações de espira sec / prim mód 2}$$

$$L_{r1} := 1.05 \cdot L_r \quad L_{r1} = 393.75 \cdot \mu H \quad \text{Indutância } L_r \text{ do módulo 1}$$

$$L_{r2} := 0.95 \cdot L_r \quad L_{r2} = 356.25 \cdot \mu H \quad \text{Indutância } L_r \text{ do módulo 2}$$

$$X_{Lr1} := 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r1}$$

$$X_{Lr2} := 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r2}$$

$$K_1 := \frac{a_1}{R_p} \cdot (R_p \cdot \cos(\phi) + X_{Lr1} \cdot \sin(\phi)) \quad K_1 = 74.217$$

$$K_2 := \frac{a_2}{R_p} \cdot (R_p \cdot \cos(\phi) + X_{Lr2} \cdot \sin(\phi)) \quad K_2 = 60.817$$

$$\alpha_1 := \frac{\pi^2 \cdot a_1^2}{8 \cdot R_p} \cdot (R_p^2 + X_{Lr1}^2) \quad \alpha_1 = 1.332 \times 10^4 \Omega$$

$$\alpha_2 := \frac{\pi^2 \cdot a_2^2}{8 \cdot R_p} \cdot (R_p^2 + X_{Lr2}^2) \quad \alpha_2 = 8.927 \times 10^3 \Omega$$

$$R_{B1} := \frac{G_t \cdot \alpha_1}{K_1 - G_t} \quad R_{B1} = 181.947 \Omega$$

$$R_{B2} := \frac{G_t \cdot \alpha_2}{K_2 - G_t} \quad R_{B2} = 149.236 \Omega$$

$$I_{Bc} := \frac{V_B}{R_{B1} + R_{B2}} \quad I_{Bc} = 2.416 A$$

$$V_{B1} := R_{B1} \cdot I_{Bc} \quad V_{B1} = 439.507 V$$

$$V_{B2} := R_{B2} \cdot I_{Bc} \quad V_{B2} = 360.493 V$$

$$V_{A1} := \frac{V_{B1}}{G_t} \quad V_{A1} = 439.507 V$$

$$V_{A2} := \frac{V_{B2}}{G_t} \quad V_{A2} = 360.493 V$$

$$V_{B\_total} := V_{B1} + V_{B2} \quad V_{B\_total} = 800 V$$

$$q_1 := \frac{V_{B1}}{a_1 \cdot V_{A1}} \quad q_1 = 0.952$$

$$q_2 := \frac{V_{B2}}{a_2 \cdot V_{A2}} \quad q_2 = 1.053$$

$$P_{B1} := V_{B1} \cdot I_B \quad P_{B1} = 1.099 \cdot kW \quad \text{Potência no módulo 1}$$

$$P_{B2} := V_{B2} \cdot I_B \quad P_{B2} = 0.901 \cdot kW \quad \text{Potência no módulo 2}$$

$$P_{total} := P_{B1} + P_{B2} \quad P_{total} = 2 \cdot kW$$

$$I_{11} := \frac{\phi \cdot \left( V_{A1} + \frac{V_{B1}}{a_1} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r1}} - \frac{(\pi - \phi) \cdot \left( V_{A1} - \frac{V_{B1}}{a_1} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r1}} \quad I_{11} = 3.156 A$$

$$I_{21} := \frac{\phi \cdot \left( V_{A1} + \frac{V_{B1}}{a_1} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r1}} + \frac{(\pi - \phi) \cdot \left( V_{A1} - \frac{V_{B1}}{a_1} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r1}} \quad I_{21} = 3.654 A$$

$$I_{12} := \frac{\phi \cdot \left( V_{A2} + \frac{V_{B2}}{a_2} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r2}} - \frac{(\pi - \phi) \cdot \left( V_{A2} - \frac{V_{B2}}{a_2} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r2}} \quad I_{12} = 3.495 A$$

$$I_{22} := \frac{\phi \cdot \left( V_{A2} + \frac{V_{B2}}{a_2} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r2}} + \frac{(\pi - \phi) \cdot \left( V_{A2} - \frac{V_{B2}}{a_2} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{r2}} \quad I_{22} = 2.996 A$$



## APÊNDICE G - Dimensionamento da conexão série-série de 4 módulos DAB

---

### 1- Especificações e Cálculos Iniciais

Especificações:

$$V_A := 1600V \quad \text{Tensão no lado "A"}$$

$$V_B := 1600V \quad \text{Tensão no lado "B"}$$

$$P_B := 4kW \quad \text{Potência processada}$$

$$f_s := 40kHz \quad \text{Frequência de comutação}$$

$$n := 4 \quad \text{Número de módulos}$$

Escolhe-se o ângulo de defasagem  $\phi$ :

$$\phi := \frac{\pi}{4} \quad \text{Ângulo de defasagem}$$

Parametros decorrentes:

$$a := \frac{V_B}{V_A} \quad a = 1 \quad \text{Relação de espiras do transformador}$$

$$G_t := \frac{V_B}{V_A} \quad G_t = 1 \quad \text{Ganho total do conversor}$$

$$I_B := \frac{P_B}{V_B} \quad I_B = 2.5A \quad \text{Corrente na carga}$$

$$R_B := \frac{V_B}{I_B} \quad R_B = 640 \cdot \Omega \quad \text{Resistência de carga}$$

$$T_S := \frac{1}{f_S} \quad T_S = 25 \cdot \mu s \quad \text{Período de comutação}$$

$$V_{Am} := \frac{V_A}{n} \quad V_{Am} = 400 V \quad \text{Tensão na entrada de cada módulo}$$

$$V_{Bm} := \frac{V_B}{n} \quad V_{Bm} = 400 V \quad \text{Tensão na saída de cada módulo}$$

$$P_m := V_{Bm} \cdot I_B \quad P_m = 1 \cdot kW \quad \text{Potência em cada conversor}$$

$$R_{Bm} := \frac{V_{Bm}}{I_B} \quad R_{Bm} = 160 \Omega$$

$$L_r := \frac{R_{Bm} \cdot V_{Am}}{2 \cdot \pi \cdot f_S \cdot a \cdot V_{Bm}} \cdot \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right) \quad L_r = 375 \cdot \mu H \quad \text{Indutância } L_r$$

$$I_1 := \frac{\phi \cdot \left( V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_S \cdot L_r} - \frac{(\pi - \phi) \cdot \left( V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_S \cdot L_r} \quad I_1 = 3.333 A$$

$$I_2 := \frac{\phi \cdot \left( V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_S \cdot L_r} + \frac{(\pi - \phi) \cdot \left( V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{4 \cdot \pi \cdot f_S \cdot L_r} \quad I_2 = 3.333 A$$

$$\Delta t_{10} := \frac{I_2 \cdot L_r}{V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a}} \quad \Delta t_{10} = 1.563 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{21} := \frac{I_1 \cdot L_r}{V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a}} \quad \Delta t_{21} = 1.563 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{32} := \frac{T_S}{2} - \Delta t_{10} - \Delta t_{21} \quad \Delta t_{32} = 9.375 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_0 := 0 \text{ s}$$

$$t_1 := \Delta t_{10} \quad t_1 = 1.563 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_2 := \Delta t_{10} + \Delta t_{21} \quad t_2 = 3.125 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_3 := t_2 + \Delta t_{32} \quad t_3 = 1.25 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$t_4 := t_3 + \Delta t_{10} \quad t_4 = 1.406 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$t_5 := t_4 + \Delta t_{21} \quad t_5 = 1.563 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$t_6 := t_5 + \Delta t_{32} \quad t_6 = 2.5 \times 10^{-5} \text{ s}$$

## 2 - Dimensionamento dos Interruptores $S1$ , $S2$ , $S3$ e $S4$ :

Corrente de pico:

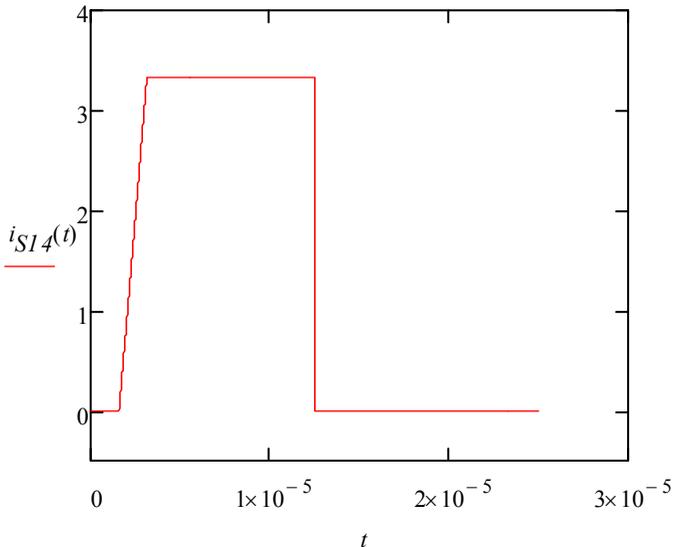
$$I_{Sp} := I_2$$

$$I_{Sp} = 3.333 \text{ A}$$

$$t := 0, 0.01 \mu\text{s} \dots 25 \mu\text{s}$$

Corrente nos interruptores  $S1$  e  $S4$ :

$$i_{S14}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < t_1 \\ \left[ \frac{\left( V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{L_r} \cdot (t - t_1) \right] & \text{if } t_1 \leq t < t_2 \\ \left[ \frac{\left( V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{L_r} \cdot (t - t_2) \right] + I_1 & \text{if } t_2 \leq t < t_3 \\ 0 & \text{if } t \geq t_3 \end{cases}$$



Corrente média em S1 e S4:

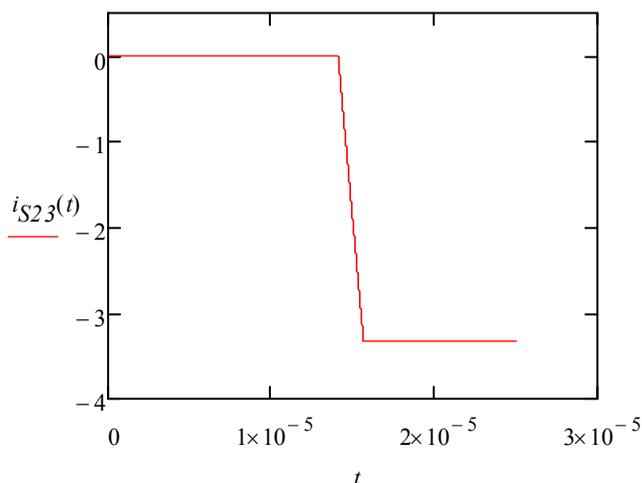
$$I_{SI4\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{SI4}(t) dt \quad I_{SI4\_med} = 1.354 A$$

Corrente eficaz em S1 e S4:

$$I_{SI4\_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{SI4}(t)^2 dt} \quad I_{SI4\_ef} = 2.097 A$$

Corrente nos interruptores S2 e S3:

$$i_{S23}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < t_4 \\ \left[ \frac{-\left(V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a}\right)}{L_r} \cdot (t - t_4) \right] & \text{if } t_4 \leq t < t_5 \\ \left[ \frac{-\left(V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a}\right)}{L_r} \cdot (t - t_5) \right] - I_1 & \text{if } t_5 \leq t < t_6 \end{cases}$$



Corrente média em S2 e S3:

$$I_{S23\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{S23}(t) dt$$

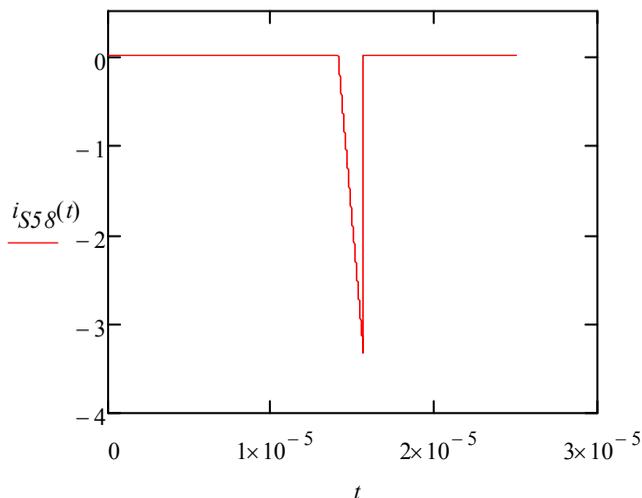
$$I_{S23\_med} = -1.354 A$$

Corrente eficaz em S2 e S3:

$$I_{S23\_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{S23}(t)^2 dt} \quad I_{S23\_ef} = 2.097 A$$

Corrente nos interruptores S5 e S8:

$$i_{S58}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < t_4 \\ \left[ \frac{-\left(V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a}\right)}{L_r} \cdot (t - t_4) \right] & \text{if } t_4 \leq t < t_5 \\ 0 & \text{if } t \geq t_5 \end{cases}$$



Corrente média em S5 e S8:

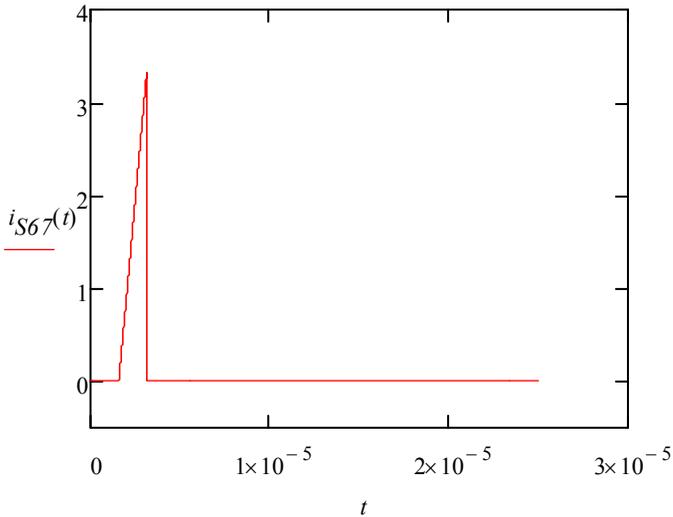
$$I_{S58\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{S58}(t) dt \quad I_{S58\_med} = -0.104 A$$

Corrente eficaz em S5 e S8:

$$I_{S58\_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{S58}(t)^2 dt} \quad I_{S58\_ef} = 0.481 A$$

Corrente nos interruptores S6 e S7:

$$i_{S67}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < t_1 \\ \left[ \frac{\left( V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{L_r} \cdot (t - t_1) \right] & \text{if } t_1 \leq t < t_2 \\ 0 & \text{if } t \geq t_2 \end{cases}$$



Corrente média em S6 e S7:

$$I_{S67\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{S67}(t) dt \quad I_{S67\_med} = 0.104 A$$

Corrente eficaz em S6 e S7:

$$I_{S67\_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{S67}(t)^2 dt} \quad I_{S67\_ef} = 0.481 A$$

Interruptor escolhido (Infineon): SPW47N60C3

$$\begin{aligned} R_{DSon} &:= 0.07\Omega & T_A &:= 40 & R_{JCS} &:= 0.3 \cdot \frac{1}{W} \\ t_{rS} &:= 27ns & C_{iss} &:= 6.8nF & R_{JAS} &:= 62 \cdot \frac{1}{W} \\ t_{fS} &:= 8ns & & & & \\ T_{JS} &:= 150 & V_G &:= 15V & R_{CD} &:= 0.1 \cdot \frac{1}{W} \end{aligned}$$

Corrente máxima no gatilho:

$$\begin{aligned} R_G &:= 15\Omega \\ t_{op} &:= 2.2 \cdot R_G \cdot C_{iss} & t_{op} &= 224.4 \cdot ns \\ I_G &:= C_{iss} \cdot \frac{V_G}{t_{op}} & I_G &= 0.455 A \end{aligned}$$

Perdas em S1 ou S4:

$$P_{cd\_S14} := \frac{\Delta t_{21} + \Delta t_{32}}{T_s} \cdot R_{DSon} \cdot I_{S14\_ef}^2 \quad P_{cd\_S14} = 0.135 \text{ W}$$

$$P_{cm\_S14} := \frac{f_s}{2} \cdot (t_{op}) \cdot I_2 \cdot V_{Am} \quad P_{cm\_S14} = 5.984 \text{ W}$$

$$P_{S14} := P_{cd\_S14} + P_{cm\_S14} \quad P_{S14} = 6.119 \text{ W}$$

Perdas em S2 ou S3:

$$P_{cd\_S23} := \frac{\Delta t_{21} + \Delta t_{32}}{T_s} \cdot R_{DSon} \cdot I_{S23\_ef}^2 \quad P_{cd\_S23} = 0.135 \text{ W}$$

$$P_{cm\_S23} := \frac{f_s}{2} \cdot (t_{op}) \cdot I_2 \cdot V_{Am} \quad P_{cm\_S23} = 5.984 \text{ W}$$

$$P_{S23} := P_{cd\_S23} + P_{cm\_S23} \quad P_{S23} = 6.119 \text{ W}$$

Perda total nos interruptores da ponte A:

$$P_{TSA} := 2 \cdot P_{S14} + 2 \cdot P_{S23} \quad P_{TSA} = 24.475 \text{ W}$$

Perdas em S5 ou S8:

$$P_{cd\_S58} := \frac{\Delta t_{21} + \Delta t_{32}}{T_s} \cdot R_{DSon} \cdot I_{S58\_ef}^2 \quad P_{cd\_S58} = 7.089 \cdot mW$$

$$P_{cm\_S58} := \frac{f_s}{2} \cdot (t_{op}) \cdot I_1 \cdot V_{Am} \quad P_{cm\_S58} = 5.984 \text{ W}$$

$$P_{S58} := P_{cd\_S58} + P_{cm\_S58} \quad P_{S58} = 5.991 \text{ W}$$

Perdas em S6 ou S7:

$$P_{cd\_S67} := \frac{\Delta t_{21} + \Delta t_{32}}{T_s} \cdot R_{DSon} \cdot I_{S67\_ef}^2 \quad P_{cd\_S67} = 7.089 \cdot mW$$

$$P_{cm\_S67} := \frac{f_s}{2} \cdot (t_{op}) \cdot I_2 \cdot V_{Am} \quad P_{cm\_S67} = 5.984 \text{ W}$$

$$P_{S67} := P_{cd\_S67} + P_{cm\_S67} \quad P_{S67} = 5.991 \text{ W}$$

Perda total nos interruptores da ponte B:

$$P_{TSB} := 2 \cdot P_{S58} + 2 \cdot P_{S67} \quad P_{TSB} = 23.964 \text{ W}$$

### 3 - Dimensionamento dos Diodos em Anti-Paralelo com os Interruptores:

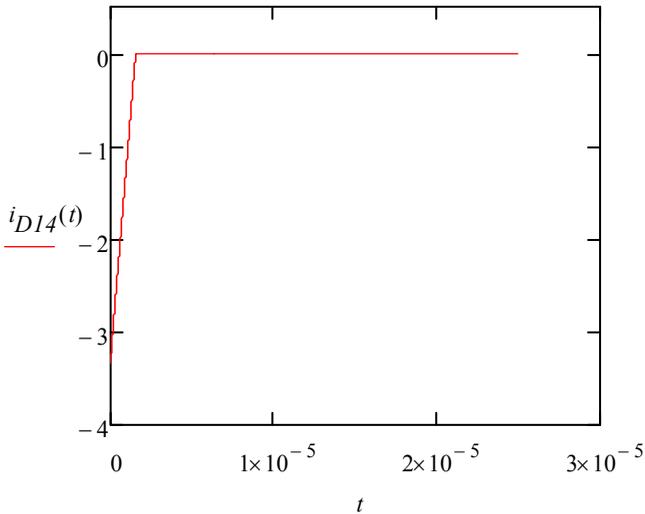
Corrente de pico:

$$I_{Dp} := I_1$$

$$I_{Dp} = 3.333 \text{ A}$$

Corrente nos diodos D1 e D4:

$$i_{D14}(t) := \begin{cases} \left( V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right) \cdot \frac{t}{L_r} - I_2 & \text{if } t < t_1 \\ 0 & \text{if } t \geq t_1 \end{cases}$$



Corrente média em D1 e D4:

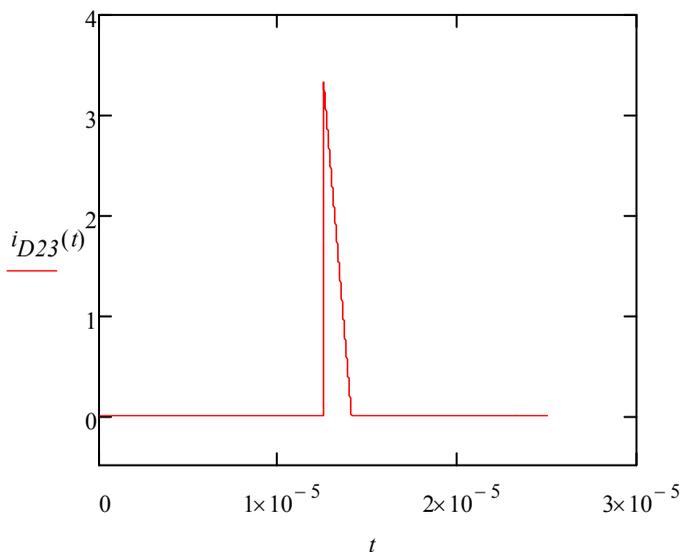
$$I_{D14\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{D14}(t) dt \quad I_{D14\_med} = -0.104 A$$

Corrente eficaz em D1 e D4:

$$I_{D14\_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{D14}(t)^2 dt} \quad I_{D14\_ef} = 0.481 A$$

Corrente nos diodos D2 e D3:

$$i_{D23}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < t_3 \\ -\left(V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a}\right) \cdot \frac{t - t_3}{L_r} + I_2 & \text{if } t_3 \leq t < t_4 \\ 0 & \text{if } t \geq t_4 \end{cases}$$



Corrente média em D2 e D3:

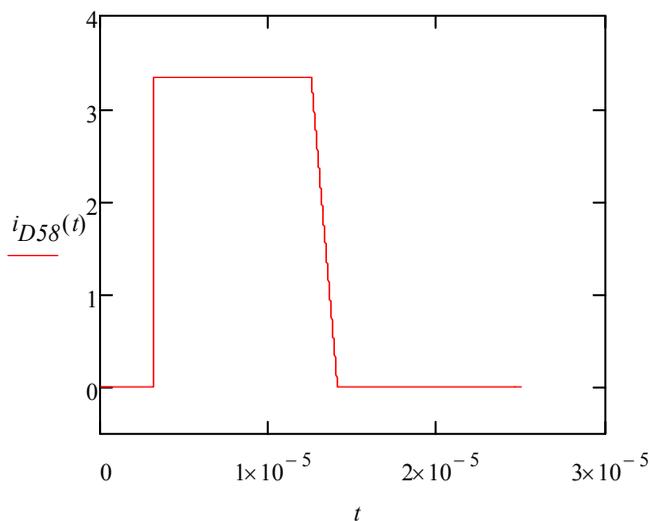
$$I_{D23\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{D14}(t) dt \quad I_{D23\_med} = -0.104 A$$

Corrente eficaz em D2 e D3:

$$I_{D23\_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{D23}(t)^2 dt} \quad I_{D23\_ef} = 0.481 A$$

Corrente nos diodos D5 e D8:

$$i_{D58}(t) := \begin{cases} 0 & \text{if } t < t_2 \\ \left[ \frac{\left( V_{Am} - \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{L_r} \cdot (t - t_2) \right] + I_1 & \text{if } t_2 \leq t < t_3 \\ \left[ \frac{\left( -V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{L_r} \cdot (t - t_3) \right] + I_2 & \text{if } t_3 \leq t < t_4 \\ 0 & \text{if } t \geq t_4 \end{cases}$$



Corrente média em D5 e D8:

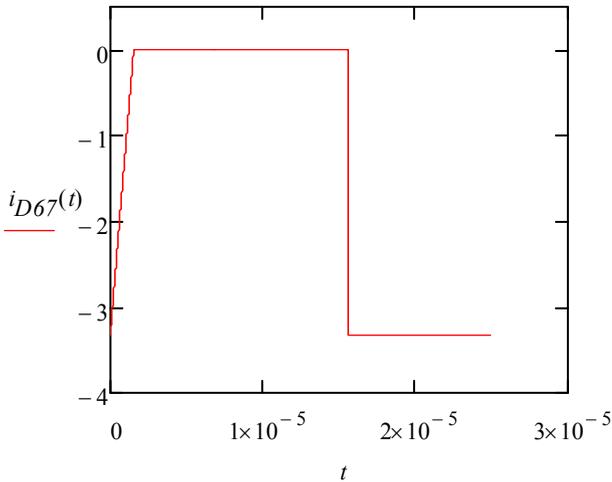
$$I_{D58\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{D58}(t) dt \quad I_{D58\_med} = 1.354 A$$

Corrente eficaz em D5 e D8:

$$I_{D58\_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{D58}(t)^2 dt} \quad I_{D58\_ef} = 2.097 A$$

Corrente nos diodos D6 e D7:

$$i_{D67}(t) := \begin{cases} \left[ \frac{\left( V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{L_r} \cdot (t) \right] - I_2 & \text{if } t_0 \leq t < t_1 \\ 0 & \text{if } t_1 \leq t < t_5 \\ \left[ \frac{\left( -V_{Am} + \frac{V_{Bm}}{a} \right)}{L_r} \cdot (t - t_2) \right] - I_1 & \text{if } t \geq t_5 \end{cases}$$



Corrente média em D6 e D7:

$$I_{D67\_med} := \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{D67}(t) dt \quad I_{D67\_med} = -1.354 A$$

Corrente eficaz em D6 e D7:

$$I_{D67\_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_0}^{t_6} i_{D67}(t)^2 dt} \quad I_{D67\_ef} = 2.097 A$$

Diodo do interruptor (Infineon): SPW47N60C3

$$V_{FD} := 2.8V$$

$$t_{rrD} := 580ns$$

$$d_{iF\_dt} := \frac{900A}{\mu s}$$

$$Q_{rr} := 23 \cdot \mu C$$

$$Q_{rr} = 2.3 \times 10^{-5} C$$

$$t_{rF} := \frac{I_l}{d_{iF\_dt}}$$

$$t_{rF} = 3.704 \times 10^{-9} s$$

$$T_{JD} := 150$$

$$R_{JCD} := 2.7 \cdot \frac{1}{W}$$

Perdas em D1 e D4:

$$P_{D14} := V_{FD} \cdot |I_{D14\_med}| \quad P_{D14} = 0.292 W$$

Perdas em D2 e D3:

$$P_{D23} := V_{FD} \cdot |I_{D23\_med}| \quad P_{D23} = 0.292 \text{ W}$$

Perdas em D5 e D8:

$$P_{D58} := V_{FD} \cdot |I_{D58\_med}| \quad P_{D58} = 3.792 \text{ W}$$

Perdas em D6 e D7:

$$P_{D67} := V_{FD} \cdot |I_{D67\_med}| \quad P_{D67} = 3.792 \text{ W}$$

Cálculo Térmico em Q1 à Q4:

$$R_{JAQ14\_max} := \frac{T_{JD} - T_A}{P_{S14} + P_{D14}} \quad R_{JAQ14\_max} = 17.16 \frac{\text{I}}{\text{W}}$$

$$R_{DAQ14} := R_{JAQ14\_max} - R_{JCD} - R_{CD} \quad R_{DAQ14} = 14.36 \frac{\text{I}}{\text{W}}$$

Cálculo Térmico em M5 à M8:

$$R_{JAQ58\_max} := \frac{T_{JD} - T_A}{P_{S58} + P_{D58}} \quad R_{JAQ58\_max} = 11.244 \frac{\text{I}}{\text{W}}$$

$$R_{DAQ58} := R_{JAQ58\_max} - R_{JCD} - R_{CD} \quad R_{DAQ58} = 8.444 \frac{\text{I}}{\text{W}}$$

**4 - Potência Dissipada nos Semicondutores**

Perda total nos interruptores S1 à S4:

$$P_{TS14} := 2 \cdot P_{S14} + 2 \cdot P_{S23} \quad P_{TS14} = 24.475 \text{ W}$$

Perda total nos diodos em anti-paralelo com os interruptores S1 à S4:

$$P_{TDA14} := 2 \cdot P_{D14} + 2 \cdot P_{D23} \quad P_{TDA14} = 1.167 \text{ W}$$

Perda total nos interruptores S5 à S8:

$$P_{TS58} := 2 \cdot P_{S58} + 2 \cdot P_{S67} \quad P_{TS58} = 23.964 \text{ W}$$

Perda total nos diodos em anti-paralelo com os interruptores S5 à S8:

$$P_{TDA58} := 2 \cdot P_{D58} + 2 \cdot P_{D67} \quad P_{TDA58} = 15.167 \text{ W}$$

Perda total nos semicondutores:

$$P_{TSemic} := P_{TS14} + P_{TS58} + P_{TDA14} + P_{TDA58}$$

$$P_{TSemic} = 64.772 \text{ W}$$

### 5 - Dimensionamento do Dissipador de Calor

Considerando as resistências térmicas dissipador-ambiente e dos semicondutores de um conversor, temos:

$$R_{DS} := \frac{\frac{R_{DAQ14}}{4} \cdot \frac{R_{DAQ58}}{4}}{\frac{R_{DAQ14}}{4} + \frac{R_{DAQ58}}{4}}$$

$$R_{DS} = 1.329 \frac{1}{W}$$

Considerando um pedaço de 100mm do dissipador HS 19334 para acomodar todos os semicondutores, temos:

$$R_{DSnom} := 1.07 \frac{1}{W}$$

$$R_{DSdef} := R_{DSnom} \cdot 1.04 \quad R_{DSdef} = 1.113 \frac{1}{W}$$

### 6 - Dimensionamento do Capacitor de Acoplamento $C_a$ :

1o Critério: Frequência de ressonância:

$$C_{a1} := \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot \left(\frac{f_s}{4}\right)^2 \cdot L_r} \quad C_{a1} = 0.675 \mu F$$

2o Critério: Queda de Tensão:

$$\Delta V_{Ca} := 0.05 V_{Am}$$

$$\Delta V_{Ca} = 20V$$

$$C_{a2} := \frac{I_B}{f_s \cdot \Delta V_{Ca}}$$

$$C_{a2} = 3.125 \mu F$$

$$C_a := 5 \mu F$$

### 7 - Dimensionamento do Capacitor $C_B$ :

Cálculo aprox. para o caso de ganho unitário e relação de transformação unitária:

$$C_{Bc} := (I_2 - I_B) \cdot \frac{T_s}{2 \cdot 0.01 V_{Bm}} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right)$$

$$C_{Bc} = 1.953 \mu F$$

$$C_B := 470 \mu F$$

**8 - Dimensionamento do Indutor  $L_r$** 

Indução máxima:  $B_{max} := 0.15T$

Fator de ocupação:  $K_w := 0.7$

Densidade de corrente:  $J_{max} := 450 \frac{A}{cm^2}$

Indutância:  $L_r = 375 \mu H$

Excursão máxima de corrente:  $I_2 = 3.333A$

Permeabilidade do ar:  $\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$

Corrente eficaz no indutor:

$$Y_I := \left( \frac{V_A}{n} \right) \cdot \frac{V_B}{n \cdot a} \left( \frac{-\pi^2}{6} + \phi^2 - \frac{2\phi^3}{3 \cdot \pi} \right)$$

$$I_{Lref} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_r} \cdot \sqrt{\left( \frac{V_A}{n} \right)^2 \cdot \left( \frac{\pi^2}{12} \right) + Y_I + \left( \frac{V_B}{n \cdot a} \right)^2 \cdot \left( \frac{\pi^2}{12} \right)}$$

$$I_{Lref} = 3.043A$$

$$AeAw := \frac{L_r \cdot I_2 \cdot I_{Lref}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} \quad AeAw = 0.805 \text{ cm}^4$$

Núcleo escolhido: E - 42/20

Dados do núcleo:

Área da seção transversal do núcleo:  $A_{e42} := 1.8 \text{ cm}^2$

Área da janela:  $A_{w42} := 1.57 \text{ cm}^2$

Volume do núcleo:  $V_{e42} := 17. \text{ cm}^3$

Comprimento magnético:  $L_{e42} := 9.7 \text{ cm}$

Comprimento médio de uma espira:  $L_{t42} := 8.7 \text{ cm}$

Número de espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left( \frac{L_r \cdot I_2}{B_{max} \cdot A_{e42}} \right) \quad N_e = 47$$

Densidade de fluxo máxima:

$$B_{max\_c} := \frac{L_r \cdot I_2}{N_e \cdot A_{e42}} \quad B_{max\_c} = 0.147 \text{ T}$$

Comprimento do chicote:

$$L_{chicote} := L_{t42} \cdot N_e$$

$$L_{chicote} = 4.089m$$

Entreferro:

$$l_{entreferro} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_o \cdot A_{e42}}{L_r}$$

$$l_{entreferro} = 1.34mm$$

Profundidade máxima da corrente:

$$\Delta_{max} := \frac{7.5 \cdot s^{-0.5} \cdot cm}{\sqrt{f_s}}$$

$$\Delta_{max} = 0.038cm$$

Valores máximos dos parâmetros dos condutores:

$$D_{fio\_max} := 2 \cdot \Delta_{max}$$

$$D_{fio\_max} = 0.075cm$$

$$A_{fio\_max} := \pi \cdot \Delta_{max}^2$$

$$A_{fio\_max} = 4.418 \times 10^{-3} \cdot cm^2$$

Área mínima de cobre:

$$A_{c\_min} := \frac{I_{Lref}}{J_{max}}$$

$$A_{c\_min} = 6.762 \times 10^{-3} \cdot cm^2$$

Número mínimo de condutores:

$$N_{cond\_min} := \text{ceil} \left( \frac{A_{c\_min}}{A_{fio\_max}} \right)$$

$$N_{cond\_min} = 2$$

Número de condutores escolhido:

$$N_{cond} := 7$$

Área mínima de cada condutor:

$$A_{fio\_min} := \frac{A_{c\_min}}{N_{cond}} \quad A_{fio\_min} = 9.66 \times 10^{-4} \cdot cm^2$$

Fio escolhido:

AWG 27

Área do condutor nu:

$$A_{fio\_nu} := 0.00102 \text{ cm}^2$$

Área do condutor isolado:

$$A_{fio\_isol} := 0.001344 \text{ cm}^2$$

Resistividade do condutor:

$$\rho_{fio} := 0.002256 \frac{\Omega}{cm}$$

Possibilidade de execução:

$$A_{w\_min} := \frac{N_e \cdot N_{cond} \cdot A_{fio\_isol}}{K_w} \quad A_{w\_min} = 0.632 \text{ cm}^2$$

$$\frac{A_{w\_min}}{A_{w42}} = 0.402$$

OK! Pode ser executado.

Cálculo térmico:

Resistência do cobre:

$$R_{cobre} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote}}}{N_{\text{cond}}} \quad R_{cobre} = 0.132\Omega$$

Potência dissipada no cobre:

$$P_{cobre} := R_{cobre} \cdot I_{Lref}^2 \quad P_{cobre} = 1.22W$$

Potência dissipada no núcleo:

$$\text{Massa núcleo:} \quad m_{\text{nucleo}} := 2.44gm$$

Perda proporcional para  $B_{\text{max}} = 0,2T$

$$K_{PP} := \frac{50 - 20}{40 - 20} \quad K_{PP} = 1.5$$

$$A_{PP} := 50 - 40 \cdot K_{PP} \quad A_{PP} = -10$$

$$a_{PP} := 10^{A_{PP}} \quad a_{PP} = 1 \times 10^{-10}$$

$$P_{PP}(f_{PP}) := A_{PP} + K_{PP} \cdot f_{PP}$$

$$P_{PP}(40) = 50$$

Perda proporcional para  $B_{\text{max}} = 0,1T$

$$K_{PP2} := \frac{9 - 1}{50 - 10} \quad K_{PP2} = 0.2$$

$$A_{PP2} := 9 - 50 \cdot K_{PP2} \quad A_{PP2} = -1$$

$$a_{PP2} := 10^{A_{PP}} \qquad a_{PP2} = 1 \times 10^{-10}$$

$$P_{PP2}(f_{PP}) := A_{PP2} + K_{PP2} \cdot f_{PP} \qquad P_{PP2}(40) = 7$$

Perda proporcional para  $B_{\max} = 0,125T$

$$P_{PP15} := \frac{P_{PP}(40) + P_{PP2}(40)}{2} \qquad P_{PP15} = 28.5$$

Perda proporcional:

$$P_p := 28.5 \frac{mW}{gm}$$

$$P_{nucleo} := P_p \cdot m_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 2.508W$$

$$P_{TL} := P_{cobre} + P_{nucleo}$$

$$P_{TL} = 3.728W$$

Resistência térmica do núcleo:

$$AeAw_L := \frac{A_{e42} \cdot A_{w42}}{cm^4}$$

$$AeAw_L = 2.842$$

$$R_{nucleo} := 23 \cdot AeAw_L^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^\circ C}{W}$$

$$R_{nucleo} = 15.628 \frac{\Delta^\circ C}{W}$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_L := (P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot R_{nucleo}$$

$$\Delta T_L = 58.265 \Delta^\circ C$$

**9 - Dimensionamento do Transformador**

$$K_p := 0.5$$

$$K_{wT} := 0.7$$

$$J_{max} = 450 \frac{A}{cm^2}$$

$$B_{max\_T} := 0.125T$$

$$V_{P\_ef} := 400V$$

Dimensionamento do núcleo:

$$AeAw_{T\_min} := \frac{1.5P_m}{K_p \cdot K_{wT} \cdot J_{max} \cdot f_s \cdot B_{max\_T}}$$

$$AeAw_{T\_min} = 19.048 cm^4$$

$$AeAw_{T2\_min} := \frac{0.5 \cdot V_{Am} \cdot I_{Lref}}{2 \cdot B_{max\_T} \cdot K_p \cdot K_{wT} \cdot J_{max} \cdot f_s}$$

$$AeAw_{T2\_min} = 3.864 cm^4$$

Núcleo escolhido: E 55/21

Dados do núcleo escolhido:

$$A_{eT} := 3.54 \text{ cm}^2$$

$$A_{wT} := 2.5 \text{ cm}^2$$

$$L_{tT} := 11.6 \text{ cm}$$

Profundidade máxima da corrente:

$$\Delta_{max} = 0.375 \text{ mm}$$

Valores máximos dos parâmetros dos condutores:

$$D_{fio\_max} = 0.075 \text{ cm}$$

$$A_{fio\_max} = 4.418 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

**Lado "A":**

Número de espiras:

$$N_{AT} := \text{ceil} \left( \frac{V_{Bm}}{a \cdot B_{max\_T} \cdot A_{eT} \cdot 4 \cdot f_s} \right) \quad N_{AT} = 57$$

$$B_{real} := \frac{V_{Bm}}{4a \cdot f_s \cdot N_{AT} \cdot A_{eT}} \quad B_{real} = 0.124 \text{ T}$$

Comprimento do chicote:

$$Lch_{AT} := N_{AT} \cdot L_{IT}$$

$$Lch_{AT} = 6.612m$$

Área mínima de cobre:

$$Ac_{min_{AT}} := \frac{I_{Lref}}{J_{max}}$$

$$Ac_{min_{AT}} = 6.762 \times 10^{-3} \cdot cm^2$$

Número mínimo de condutores em paralelo:

$$nc_{min_{AT}} := \text{ceil} \left( \frac{Ac_{min_{AT}}}{A_{fio_{max}}} \right)$$

$$nc_{min_{AT}} = 2$$

Número de condutores em paralelo escolhido:

$$nc_{AT} := 7$$

$$Acd_{min_{AT}} := \frac{Ac_{min_{AT}}}{nc_{AT}}$$

$$Acd_{min_{AT}} = 9.66 \times 10^{-4} \cdot cm^2$$

Fio  
escolhido:

AWG 27

Área do condutor nu:

$$Ac_{IT} := 0.00102 \text{ cm}^2$$

Área do condutor isolado:

$$Ai_{AT} := 0.001344 \text{ cm}^2$$

Resistividade do condutor:

$$\rho_{AT} := 0.002256 \frac{\Omega}{cm}$$

Resistência ôhmica do enrolamento primário:

$$R_{cAT} := \frac{\rho_{AT} \cdot L_{chAT}}{nc_{AT}} \quad R_{cAT} = 0.213\Omega$$

Potência dissipada no enrolamento do lado "A":

$$P_{cAT} := R_{cAT} \cdot I_{Lref}^2 \quad P_{cAT} = 1.973W$$

**Lado "B":**

Número de espiras:

$$N_{BT} := \text{ceil}(N_{AT} \cdot a) \quad N_{BT} = 57$$

Comprimento do chicote:

$$L_{chBT} := N_{BT} \cdot L_{tT} \quad L_{chBT} = 6.612m$$

Área mínima de cobre:

$$Ac_{minBT} := \frac{I_{Lref}}{J_{max}} \quad Ac_{minBT} = 6.762 \times 10^{-3} \cdot cm^2$$

Número mínimo de condutores em paralelo:

$$nc_{min BT} := \text{ceil} \left( \frac{Ac_{min BT}}{A_{fio_{max}}} \right) \quad nc_{min BT} = 2$$

Número de condutores em paralelo escolhido:

$$nc_{BT} := 7$$

$$Acd_{min BT} := \frac{Ac_{min BT}}{nc_{BT}} \quad Acd_{min BT} = 9.66 \times 10^{-4} \cdot \text{cm}^2$$

Fio escolhido:

Fio escolhido AWG 27

Área do condutor nu:

$$Ac_{2T} := 0.00102 \text{ cm}^2$$

Área do condutor isolado:

$$Ai_{BT} := 0.001344 \text{ cm}^2$$

Resistividade do condutor:

$$\rho_{BT} := 0.002256 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$Rc_{BT} := \frac{\rho_{BT} \cdot L_{chBT}}{nc_{BT}} \quad Rc_{BT} = 0.213 \Omega$$

$$P_{cBT} := Rc_{BT} \left( \frac{I_{Lref}}{a} \right)^2 \quad P_{cBT} = 1.973 \text{ W}$$

$$P_{cT} := P_{cAT} + P_{cBT} \quad P_{cT} = 3.946 \text{ W}$$

Possibilidade de execução:

$$A_{wmin} := \frac{(N_{AT} \cdot n_{cAT} \cdot A_{iAT} + N_{BT} \cdot n_{cBT} \cdot A_{iBT})}{K_{wT}}$$

$$A_{wmin} = 1.532 \text{ cm}^2$$

$$Exec_T := \frac{A_{wmin}}{A_{wT}} \quad Exec_T = 0.613$$

Massa núcleo:

$$m_T := 2 \cdot 10^9 \text{ gm}$$

$$P_{pT} := 14.25 \frac{\text{mW}}{\text{gm}}$$

$$P_T := P_{pT} \cdot m_T \quad P_T = 3.107 \text{ W}$$

$$P_{TcoreT} := P_{cT} + P_T \quad P_{TcoreT} = 7.053 \text{ W}$$

Cálculo térmico:

Resistência térmica do núcleo:

$$AeAw_T := \frac{A_{eT} \cdot A_{wT}}{\text{cm}^4} \quad AeAw_T = 8.85$$

$$R_{nuc} := 23 \cdot AeAw_T^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad R_{nuc} = 10.265 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Elevação de temperatura:

$$\Delta T_T := (P_{cT} + P_T) \cdot R_{nuc}$$

$$\Delta T_T = 72.396 \Delta^\circ\text{C}$$

### 10 - Rendimento máximo esperado:

Rendimento máximo:

$$P_{TC} := P_{TSemic} + P_{TL} + P_{TcoreT}$$

$$P_{TC} = 75.553W$$

$$\eta := \frac{P_m}{P_m + P_{TC}}$$

$$\eta = 0.93$$

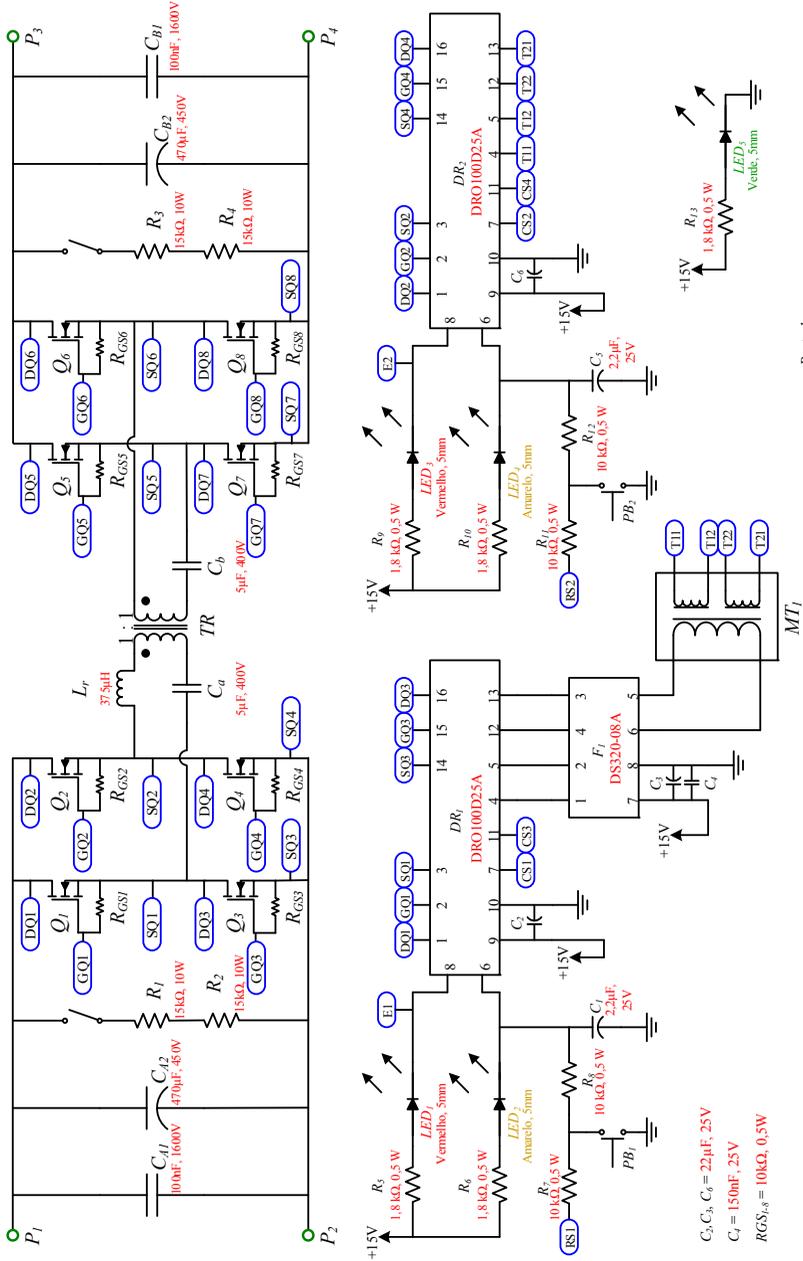
## APÊNDICE H - Documentação do protótipo com 4 módulos DAB

### 1 – Estágio de potência

#### 1.1 – Lista de componentes

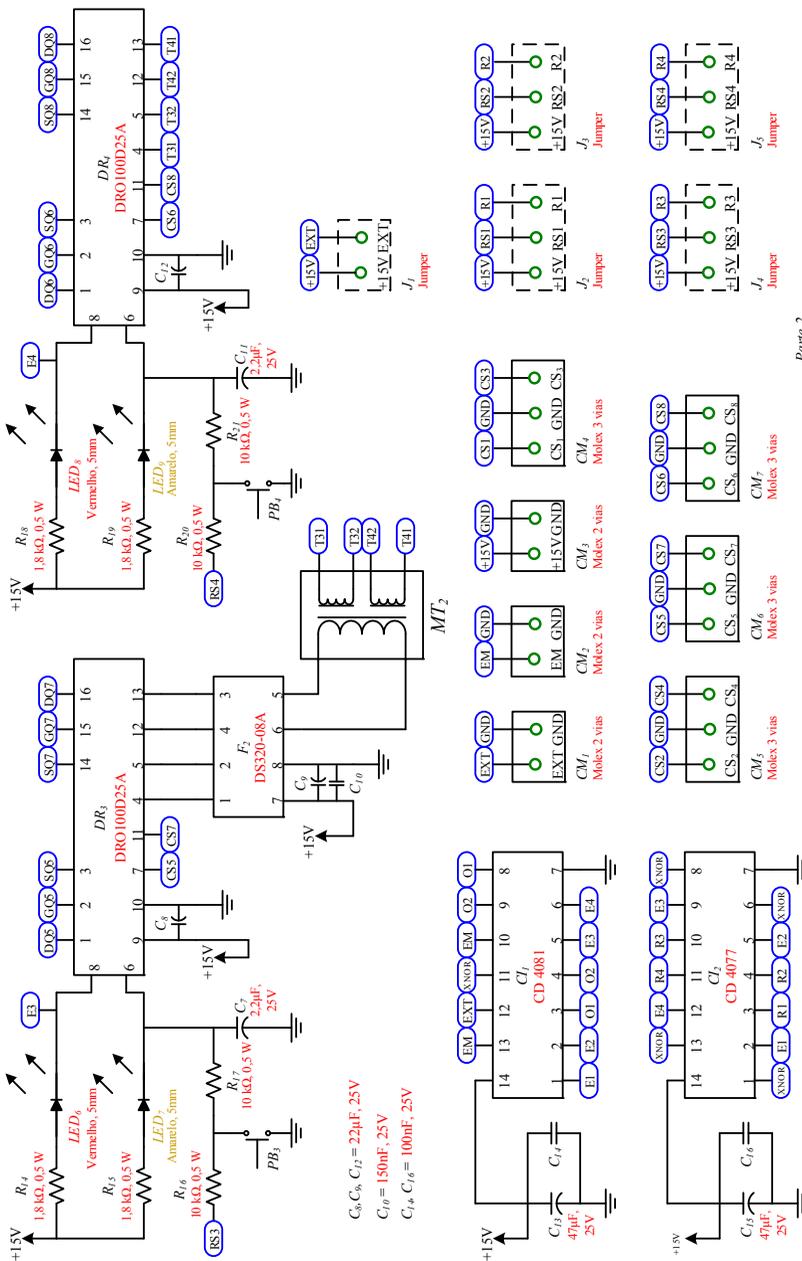
<b>Componente</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Quant.</b>
Capacitor eletrolítico 470 $\mu$ F, 450 V, B43504A5477M000, Epcos	$C_{A1}, C_{B1}$	8
Capacitor poliéster	$C_{A2}, C_{B2}$	8
Capacitor polipropileno 5 $\mu$ F	$C_a, C_b$	8
Transistor MOSFET SPW47N60C3, Infineon	$Q_{1-8}$	32
Resistor 10 k $\Omega$ , 0,5 W	$R_{GS1-8}, R_7, R_8, R_{11}, R_{12}, R_{16}, R_{17}, R_{20}, R_{21}$	64
Resistor 15 k $\Omega$ , 10 W	$R_1, R_2, R_3, R_4$	16
Indutor série	$L_r$	4
Transformador	$TR$	4
Drive DRO100D25A	$DR_1, DR_2, DR_3, DR_4$	16
Circuito integrado 4081	$CI_1$	4
Circuito integrado 4077	$CI_2$	4
Soquete torneado 14 pinos		8
Fonte DS320-08A	$F_1, F_2$	8
Resistor 1,8 k $\Omega$ , 0,5 W	$R_5, R_6, R_9, R_{10}, R_{13-15}, R_{18}, R_{19}$	32
Mini-trafo	$MT_1, MT_2$	8
LED 5 mm Vermelho	$LED_1, LED_3, LED_6, LED_8$	16
LED 5 mm Amarelo	$LED_2, LED_4, LED_7, LED_9$	16
LED 5 mm Verde	$LED_5$	4
Capacitor eletrolítico 22 $\mu$ F, 25 V	$C_2, C_3, C_6, C_8, C_9, C_{12}$	24
Capacitor eletrolítico 47 $\mu$ F, 25 V	$C_{13}, C_{15}$	8
Capacitor cerâmico 100 nF, 25 V	$C_{14}, C_{16}$	8
Capacitor cerâmico 150 nF, 25 V	$C_4, C_{10}$	8
Conector moxex 3 vias	$CM_4, CM_5, CM_6, CM_7$	16
Conector moxex 2 vias	$CM_1, CM_2, CM_3$	12
Chave Push-Button	$PB_{1-4}$	16
Conector rebite-parafuso	$P_1, P_2, P_3, P_4$	16
Dissipador HS 19334 100 mm		4
Placa de circuito impresso		4

1.2 – Esquemático de um módulo



Parte I

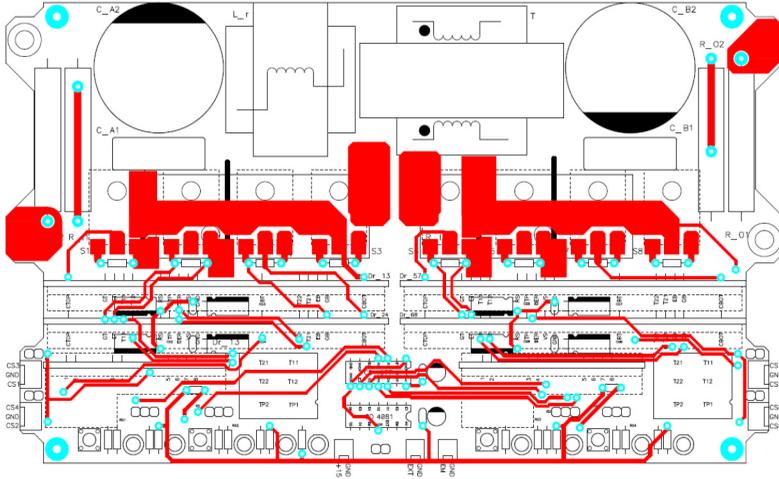
## Apêndice H



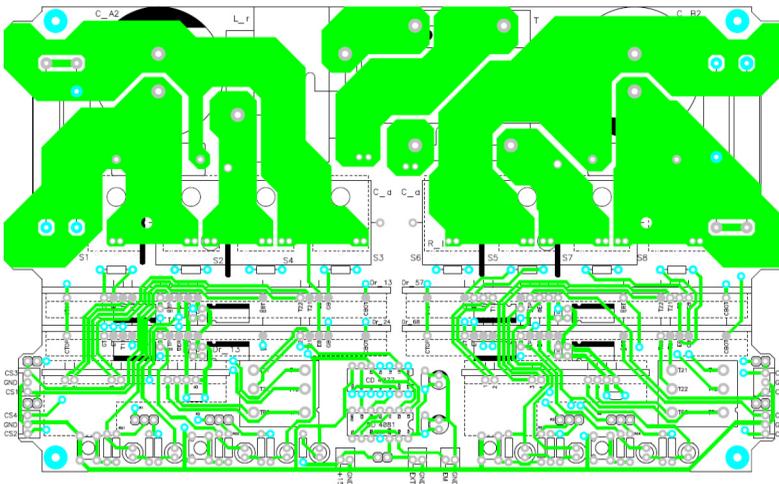
Parte 2

1.3 – Layout de circuito impresso de um módulo

TOP:



BOTTOM:



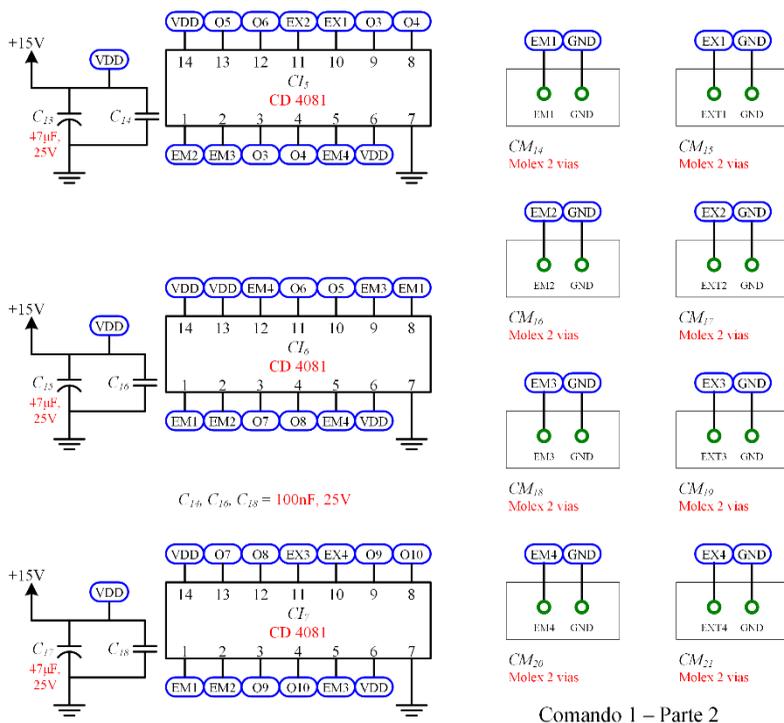
## Apêndice H

### 2 – Estágio de comando 1

#### 2.1 – Lista de componentes

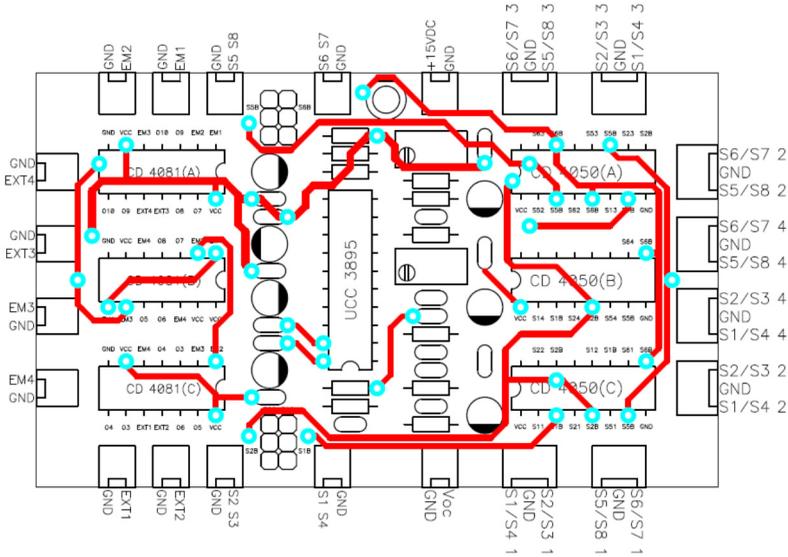
<b>Componente</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Quantidade</b>
Circuito integrado CMOS 4050	$CI_{2-4}$	3
Circuito integrado UCC 3895	$CI_1$	1
Circuito integrado CD 4081	$CI_{5-7}$	3
Capacitor eletrolítico 47 $\mu$ F, 25 V	$C_4, C_7, C_9,$ $C_{11}, C_{13}, C_{15},$ $C_{17}$	7
Capacitor eletrolítico 220 nF, 25 V	$C_5$	1
Capacitor cerâmico 100 nF, 25 V	$C_1, C_8, C_{10},$ $C_{12}, C_{14}, C_{16},$ $C_{18}$	7
Capacitor cerâmico 470 nF, 25 V	$C_3$	1
Capacitor cerâmico 22 pF, 25 V	$C_2$	2
Capacitor cerâmico 2,2 nF, 25 V	$C_6$	1
Potenciômetro multivolta 100 k $\Omega$	$P_1, P_2$	2
Resistor 100 k $\Omega$ , 0,5 W	$R_2$	1
Resistor 1,8 k $\Omega$ , 0,5 W	$R_1$	1
LED 5 mm Verde	$LED_1$	1
Conector molex 3 vias	$CM_{5-12}$	8
Conector molex 2 vias	$CM_{1-4}, CM_{13},$ $CM_{14-21}$	13
Placa de circuito impresso		1



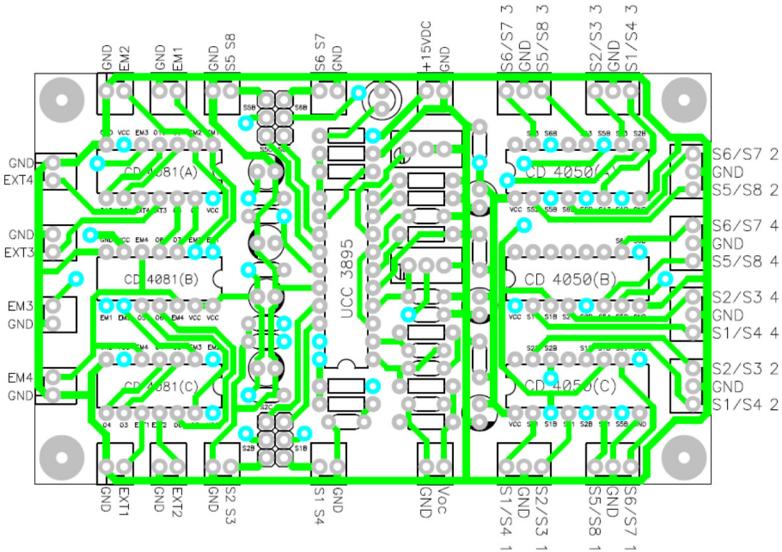


### 2.3 Layout de circuito impresso

TOP:



BOTTOM:



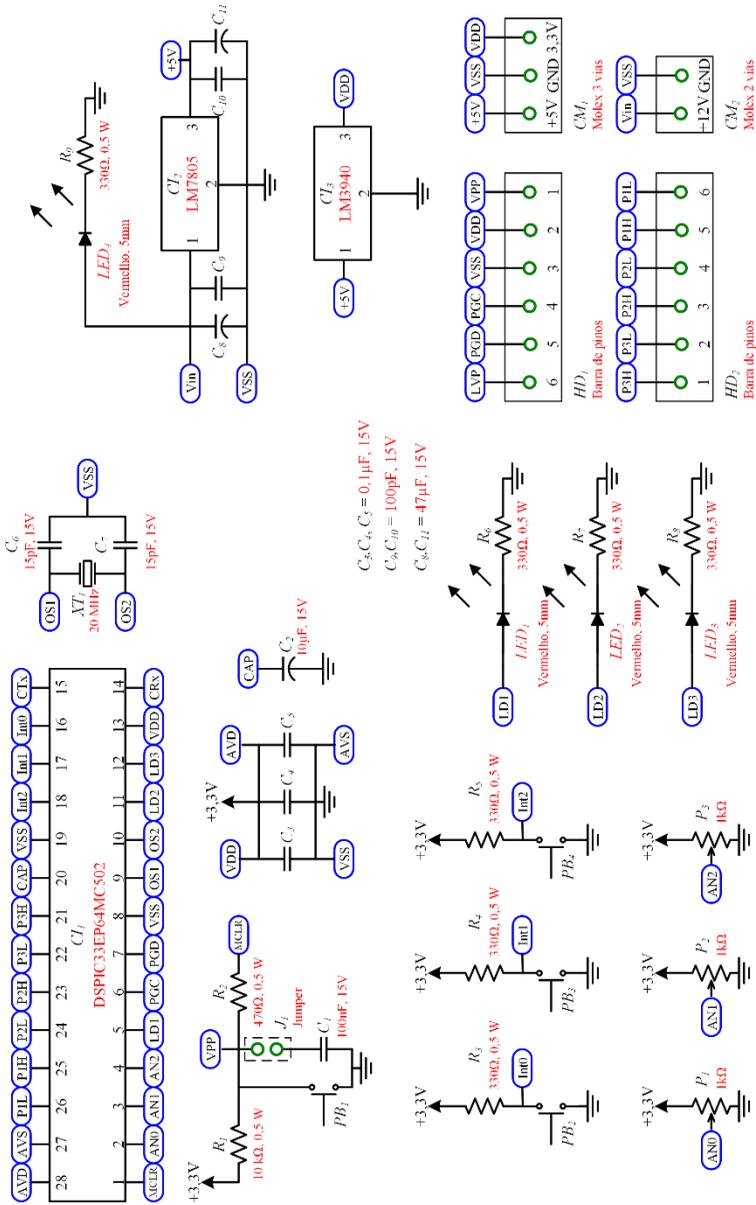
## Apêndice H

### 3 – Estágio de comando 2

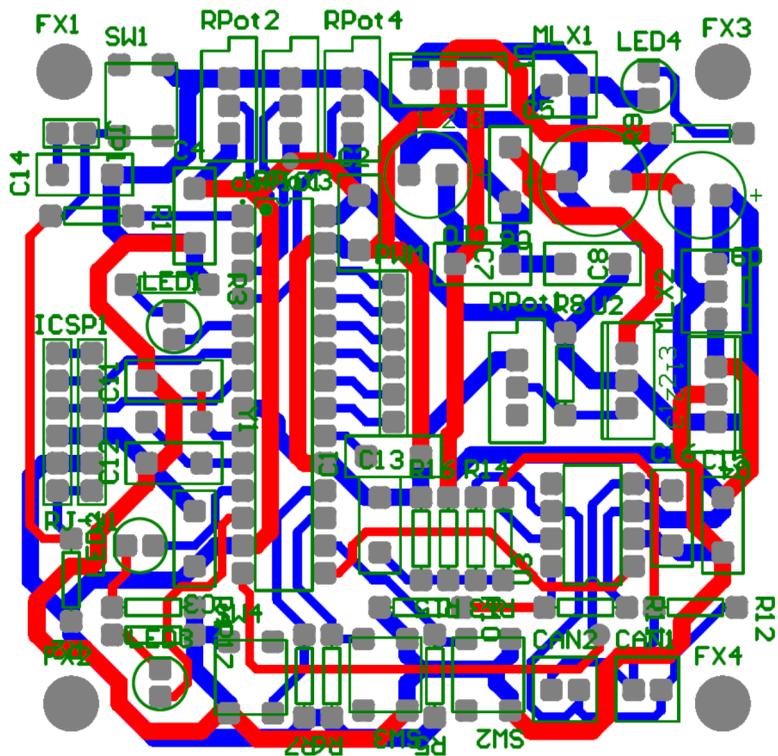
#### 3.1 – Lista de componentes da placa de comando

<b>Componente</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Quantidade</b>
Circuito integrado DSPIC33EP64MC502	$CI_1$	1
Circuito integrado LM 7805	$CI_2$	1
Circuito integrado LM 3940	$CI_3$	1
Oscilador Cristal 20 MHz	$XT_1$	1
Resistor 10 k $\Omega$ , 0,5 W	$R_1$	1
Resistor 470 $\Omega$ , 0,5 W	$R_2$	1
Resistor 330 $\Omega$ , 0,5 W	$R_{3-9}$	7
Capacitor cerâmico 100 nF, 15 V	$C_1, C_{3-5}$	4
Capacitor eletrolítico 10 $\mu$ F, 15 V	$C_2$	1
Capacitor eletrolítico 15 pF, 15 V	$C_{6-7}$	2
Potenciômetro multivolta 1 k $\Omega$	$P_{1-3}$	3
LED 5 mm Vermelho	$LED_{1-4}$	4
Chave mecânica push bottom	$PB_{1-4}$	4
Capacitor eletrolítico 47 $\mu$ F, 15 V	$C_8, C_{11}$	2
Capacitor cerâmico 100 pF, 15 V	$C_9, C_{10}$	2
Barra de 6 pinos	$HD_{1-2}$	2
Conector molex 3 vias	$CM_1$	1
Conector molex 2 vias	$CM_2$	1
Placa de circuito impresso		1

3.2 – Esquemático da placa de comando



## 3.3 – Layout de circuito impresso



## 3.4 – Código do programa utilizado no dsPIC

## 3.4.1 – Programa principal

```

/*****
/* Files to Include */
/*****

/* Device header file */

    #if defined(__dsPIC33E__)
        #include <p33Exxxx.h>
    #elif defined(__dsPIC33F__)
        #include <p33Fxxxx.h>
    #endif

#include <stdint.h>    /* Includes uint16_t definition */
#include <stdbool.h>   /* Includes true/false definition */

#include "system.h"    /* System funct/params, like osc/peripheral config */
#include "user.h"      /* User funct/params, such as InitApp */

/*****
/* Global Variable Declaration */
/*****

unsigned int Mode = 0;
unsigned int OP = 0;
unsigned int PH1 = 459;
extern unsigned int Stage;
unsigned int i;
unsigned int z;

// unsigned int PH2 = 2*PH1;
/* i.e. uint16_t <variable_name>; */

/*****
/* Main Program */
/*****

int main(void)
{
    /* Configure the oscillator for the device */
    ConfigureOscillator();

```

```

/* Initialize Pins Interrupts */
INTx_IO_Init();

/* Initialize Timer 23 */
initTMR3();

/* Initialize IO ports and peripherals */
InitIO();

/* Initialize PWM module */
InitPWM();

/* TODO <INSERT USER APPLICATION CODE HERE> */

while(1)
{
    if(PORTBbits.RB9==0) // Mode Select Button
    {
        Delay();
        switch(Mode)
        {
            case 0: // Op -> Freq
                if(OP==0 && Stage==0)
                {
                    Mode = 1;
                    PORTBbits.RB1=0;
                    PORTBbits.RB4=1;
                }
                break;
            case 1: // Freq -> Phase
                Mode = 2;
                PORTBbits.RB4=0;
                PORTAbits.RA4=1;
                break;
            case 2: // Phase -> Op
                Mode = 0;
                PORTAbits.RA4=0;
                PORTBbits.RB1=1;
                break;
        }
    }
}

```

```

if(PORTBbits.RB8==0) // Decrement Button
{
    Delay();
    switch(Mode)
    {
        case 0: // Op: 0 <-> 1
            if(Stage==0)
            {
                OP = !OP;
                PORTBbits.RB1=1;
            }
            break;
        case 1: // Freq: dec Freq
            DFreq();
            break;
        case 2: // Phase: dec Phase
            DPhase();
            break;
    }
}
if(PORTBbits.RB7==0) // Increment Button
{
    Delay();
    switch(Mode)
    {
        case 0: // Op: 1 <-> 2
            if(Stage==0)
            {
                OP = !OP;
                PORTBbits.RB1=1;
            }
            break;
        case 1: // Freq: inc Freq
            IFreq();
            break;
        case 2: // Phase: inc Phase
            IPhase();
            break;
    }
}
}
}

void Delay(void)
{

```

## Apêndice H

---

```

for(z=1; z<=300; z++) // Aprox. 100 ms
{
    for(i=1; i<=2000; i++)
    {
        __asm__ volatile ("nop");
    }
}

```

```

void DFreq(void)
{
    if(PTPER<3800)
    {
        PTPER=PTPER+2;
        MDC=PTPER/2;
    }
}

```

```

void DPhase(void)
{
    if(PH1>0)
    {
        PH1--;
        if(OP==0)
        {
            PHASE1=PH1;
            PHASE2=2*PH1;
        }
    }
}

```

```

void IFreq(void)
{
    if(PTPER>3500)
    {
        PTPER=PTPER-2;
        MDC=PTPER/2;
    }
}

```

```

void IPhase(void)
{
    if(PH1<500)
    {
        PH1++;
    }
}

```

```

if(OP==0)
{
    PHASE1=PH1;
    PHASE2=2*PH1;
}
}
}

```

### 3.4.2 – Configuração dos bits de controle

```

/*****
/* Files to Include */
/*****

/* Device header file */

#ifdef __dsPIC33E__
#include <p33Exxxx.h>
#elif defined(__dsPIC33F__)
#include <p33Fxxx.h>
#endif

/*****
/* Configuration Bits */
/*
/* This is not all available configuration bits for all dsPIC devices.*/
/* Refer to the dsPIC device specific .h file in the compiler */
/* support\dsPIC33F\h directory for complete options specific to */
/* the device selected. */
/* For additional information about what hardware */
/* configurations mean in terms of device operation, refer to the */
/* device datasheet 'Special Features' chapter. */
/*
/* A feature of MPLAB X is the 'Generate Source Code to */
/* Output' utility in the Configuration Bits window. */
/* Under Window > PIC Memory Views > Configuration Bits, */
/* a user controllable configuration bits window is available to */
/* Generate Configuration Bits source code which the user can */
/* paste into this project. */
/*****

```

```

/* TODO Fill in your configuration bits from the config      */
/* bits generator here.                                     */

/* Selects internal oscillator with no switching            */

_FOSCSEL( FNOSC_PRIPLL & IESO_ON & PWMLOCK_OFF);

/*!\fn _FOSCSEL( OPT1_ON & OPT2_OFF & OPT3_PLL );
\brief Selects internal oscillator with no switching
Only one invocation of FOSCSEL should appear in a project,
at the top of a C source file (outside of any function).
The following constants can be used to set FOSCSEL.
Multiple options may be combined, as shown:
Oscillator Source Selection:
\param[in] FNOSC_FRC          Internal Fast RC (FRC)
\param[in] FNOSC_FRCPLL      Fast RC Oscillator with
divide-by-N with PLL module (FRCPLL)
\param[in] FNOSC_PRI         Primary Oscillator (XT, HS, EC)
\param[in] FNOSC_PRIPLL     Primary Oscillator with PLL
module (XT + PLL, HS + PLL, EC + PLL)
\param[in] FNOSC_LPRC        Low-Power RC Oscillator
(LPRC)
\param[in] FNOSC_FRCDIVN     Internal Fast RC (FRC)
Oscillator with postscaler

PWM Lock Enable bit:
\param[in] PWMLOCK_OFF      PWM registers may be
written without key sequence
\param[in] PWMLOCK_ON      Certain PWM registers may
only be written after key sequence
Two-speed Oscillator Start-up Enable bit:
\param[in] IESO_OFF         Start up with user-selected
oscillator source
\param[in] IESO_ON          Start up device with FRC, then
switch to user-selected oscillator source
*/

/* Disables clock switching and selects pri osc of HS with OSCIO
clock output */

```

```
_FOSC(POSCMD_HS & OSCIOFNC_OFF & IOL1WAY_ON &
FCKSM_CSECME );
```

```
/*!
```

```
** Only one invocation of FOSC should appear in a project,
** at the top of a C source file (outside of any function).
```

```
**
```

```
** The following constants can be used to set FOSC.
```

```
** Multiple options may be combined, as shown:
```

```
**
```

```
** _FOSC( OPT1_ON & OPT2_OFF & OPT3_PLL );
```

```
**
```

```
** Primary Oscillator Mode Select bits:
```

```
** POSCMD_EC      EC (External Clock) Mode
```

```
** POSCMD_XT      XT Crystal Oscillator Mode
```

```
** POSCMD_HS      HS Crystal Oscillator Mode
```

```
** POSCMD_NONE    Primary Oscillator disabled
```

```
**
```

```
** OSC2 Pin Function bit:
```

```
** OSCIOFNC_ON    OSC2 is general purpose digital I/O pin
```

```
** OSCIOFNC_OFF   OSC2 is clock output
```

```
**
```

```
** Peripheral pin select configuration:
```

```
** IOL1WAY_OFF    Allow multiple reconfigurations
```

```
** IOL1WAY_ON     Allow only one reconfiguration
```

```
**
```

```
** Clock Switching Mode bits:
```

```
** FCKSM_CSECME   Both Clock switching and Fail-safe
```

```
Clock Monitor are enabled
```

```
** FCKSM_CSECMD   Clock switching is enabled,Fail-safe
```

```
Clock Monitor is disabled
```

```
** FCKSM_CSDCMD   Both Clock switching and Fail-safe
```

```
Clock Monitor are disabled
```

```
**
```

```
*/
```

```
/* Turns off JTAG and selects debug channel */
```

```
_FICD(JTAGEN_OFF & ICS_PGD1); // JTAG is disabled &
Communicate on PGEC1 and PGED1
```

## Apêndice H

---

```

/*!
** Only one invocation of FICD should appear in a project,
** at the top of a C source file (outside of any function).
**
** The following constants can be used to set FICD.
** Multiple options may be combined, as shown:
**
** _FICD( OPT1_ON & OPT2_OFF & OPT3_PLL );
**
** ICD Communication Channel Select bits:
** ICS_NONE          Reserved, do not use
** ICS_PGD3          Communicate on PGEC3 and PGED3
** ICS_PGD2          Communicate on PGEC2 and PGED2
** ICS_PGD1          Communicate on PGEC1 and PGED1
**
** JTAG Enable bit:
** JTAGEN_OFF        JTAG is disabled
** JTAGEN_ON         JTAG is enabled
**

*/
// ALTI2C1_OFF &
// Alternate I2C1 pins (I2C1 mapped to SDA1/SCL1 pins)
// ALTI2C2_OFF &
// Alternate I2C2 pins (I2C2 mapped to SDA2/SCL2 pins)
// WDTWIN_WIN25
// Watchdog Window Select bits (WDT Window is 25% of
// WDT period)

_FPOR(      ALTI2C1_OFF    &          ALTI2C2_OFF    &
WDTWIN_WIN25);

/*!
** Only one invocation of FPOR should appear in a project,
** at the top of a C source file (outside of any function).
**
** The following constants can be used to set FPOR.
** Multiple options may be combined, as shown:
**
** _FPOR( OPT1_ON & OPT2_OFF & OPT3_PLL );
**

```

```

** Alternate I2C1 pins:
** ALTI2C1_ON      I2C1 mapped to ASDA1/ASCL1 pins
** ALTI2C1_OFF     I2C1 mapped to SDA1/SCL1 pins
**
** Alternate I2C2 pins:
** ALTI2C2_ON      I2C2 mapped to ASDA2/ASCL2 pins
** ALTI2C2_OFF     I2C2 mapped to SDA2/SCL2 pins
**
** Watchdog Window Select bits:
** WDTWIN_WIN75    WDT Window is 75% of WDT period
** WDTWIN_WIN50    WDT Window is 50% of WDT period
** WDTWIN_WIN37    WDT Window is 37.5% of WDT period
** WDTWIN_WIN25    WDT Window is 25% of WDT period
**
*/

```

```

// WDTPOST_PS32768 &
// Watchdog Timer Postscaler bits (1:32,768)
// WDTPRE_PR128 &
// Watchdog Timer Prescaler bit (1:128)
// PLLKEN_ON &
// PLL Lock Enable bit (Clock switch to PLL source will wait until
// the PLL lock signal is valid.)
// WINDIS_OFF &
// Watchdog Timer Window Enable bit
// FWDTEN_OFF
// Watchdog Timer Enable bit

```

```

_FWDT( WDTPOST_PS32768 & WDTPRE_PR128 &
PLLKEN_ON & WINDIS_OFF & FWDTEN_OFF );

```

```

/*!

```

```

** Only one invocation of FWDT should appear in a project,
** at the top of a C source file (outside of any function).
**

```

```

** The following constants can be used to set FWDT.

```

```

** Multiple options may be combined, as shown:

```

```

**

```

```

** _FWDT( OPT1_ON & OPT2_OFF & OPT3_PLL )

```

```

**

```

```

** Watchdog Timer Postscaler bits:

```

## Apêndice H

---

```

** WDTPOST_PS1      1:1
** WDTPOST_PS2      1:2
** WDTPOST_PS4      1:4
** WDTPOST_PS8      1:8
** WDTPOST_PS16     1:16
** WDTPOST_PS32     1:32
** WDTPOST_PS64     1:64
** WDTPOST_PS128    1:128
** WDTPOST_PS256    1:256
** WDTPOST_PS512    1:512
** WDTPOST_PS1024   1:1,024
** WDTPOST_PS2048   1:2,048
** WDTPOST_PS4096   1:4,096
** WDTPOST_PS8192   1:8,192
** WDTPOST_PS16384  1:16,384
** WDTPOST_PS32768  1:32,768
**
** Watchdog Timer Prescaler bit:
** WDTPRE_PR32      1:32
** WDTPRE_PR128     1:128
**
** PLL Lock Enable bit:
** PLLKEN_OFF
** Clock switch will not wait for the PLL lock signal.
** PLLKEN_ON
** Clock switch to PLL source will wait until the PLL lock signal
** is valid.
**
** Watchdog Timer Window Enable bit:
** WINDIS_ON         Watchdog Timer in Window mode
** WINDIS_OFF        Watchdog Timer in Non-Window mode
**
** Watchdog Timer Enable bit:
** FWDTEN_OFF        Watchdog timer enabled/disabled by
** user software
** FWDTEN_ON         Watchdog timer always enabled
**
*/

```

`_FGS( GWRP_OFF & GCP_OFF ); // General Segment may be  
 written & General Segment Code protect is Disabled`

```

/*!
** Only one invocation of FGS should appear in a project,
** at the top of a C source file (outside of any function).
**
** The following constants can be used to set FGS.
** Multiple options may be combined, as shown:
**
** _FGS( OPT1_ON & OPT2_OFF & OPT3_PLL )
**
** General Segment Write-Protect bit:
**   GWRP_ON           General Segment is write protected
**   GWRP_OFF          General Segment may be written
**
** General Segment Code-Protect bit:
**   GCP_ON            General Segment Code protection Enabled
**   GCP_OFF           General Segment Code protect is Disabled
**
*/

```

### 3.4.3 – Configuração das interrupções

```

/***** */
/* Files to Include */
/***** */

/* Device header file */

#if defined(__dsPIC33E__)
#include <p33Exxxx.h>
#elif defined(__dsPIC33F__)
#include <p33Fxxx.h>
#endif

#include <stdint.h> /* Includes uint16_t definition */
#include <stdbool.h> /* Includes true/false definition */

extern unsigned int OP;
extern unsigned int PH1;

```

## Apêndice H

---

```

/*****
/* Interrupt Vector Options */
/*****
/*
/* Refer to the C30 (MPLAB C Compiler for PIC24F
/* MCUs and dsPIC33F DSCs) User
/* Guide for an up to date list of the available
/* interrupt options.
/* Alternately these names can be pulled from the
/* device linker scripts.
/*
/* dsPIC33F Primary Interrupt Vector Names:
/*
/* _INT0Interrupt _C1Interrupt
/* _IC1Interrupt _DMA3Interrupt
/* _OC1Interrupt _IC3Interrupt
/* _T1Interrupt _IC4Interrupt
/* _DMA0Interrupt _IC5Interrupt
/* _IC2Interrupt _IC6Interrupt
/* _OC2Interrupt _OC5Interrupt
/* _T2Interrupt _OC6Interrupt
/* _T3Interrupt _OC7Interrupt
/* _SPI1ErrInterrupt _OC8Interrupt
/* _SPI1Interrupt _DMA4Interrupt
/* _U1RXInterrupt _T6Interrupt
/* _U1TXInterrupt _T7Interrupt
/* _ADC1Interrupt _SI2C2Interrupt
/* _DMA1Interrupt _MI2C2Interrupt
/* _SI2C1Interrupt _T8Interrupt
/* _MI2C1Interrupt _T9Interrupt
/* _CNInterrupt _INT3Interrupt
/* _INT1Interrupt _INT4Interrupt
/* _ADC2Interrupt _C2RxRdyInterrupt
/* _DMA2Interrupt _C2Interrupt
/* _OC3Interrupt _DCIErrInterrupt
/* _OC4Interrupt _DCIInterrupt
/* _T4Interrupt _DMA5Interrupt
/* _T5Interrupt _U1ErrInterrupt
/* _INT2Interrupt _U2ErrInterrupt
/* _U2RXInterrupt _DMA6Interrupt
/* _U2TXInterrupt _DMA7Interrupt

```

```

/* _SPI2ErrInterrupt _C1TxReqInterrupt */
/* _SPI2Interrupt _C2TxReqInterrupt */
/* _C1RxRdyInterrupt */
/* */
/* dsPIC33E Primary Interrupt Vector Names: */
/* */
/* _INT0Interrupt _IC4Interrupt _U4TXInterrupt */
/* _IC1Interrupt _IC5Interrupt _SPI3ErrInterrupt */
/* _OC1Interrupt _IC6Interrupt _SPI3Interrupt */
/* _T1Interrupt _OC5Interrupt _OC9Interrupt */
/* _DMA0Interrupt _OC6Interrupt _IC9Interrupt */
/* _IC2Interrupt _OC7Interrupt _PWM1Interrupt */
/* _OC2Interrupt _OC8Interrupt _PWM2Interrupt */
/* _T2Interrupt _PMPInterrupt _PWM3Interrupt */
/* _T3Interrupt _DMA4Interrupt _PWM4Interrupt */
/* _SPI1ErrInterrupt _T6Interrupt _PWM5Interrupt */
/* _SPI1Interrupt _T7Interrupt _PWM6Interrupt */
/* _U1RXInterrupt _SI2C2Interrupt _PWM7Interrupt */
/* _U1TXInterrupt _MI2C2Interrupt _DMA8Interrupt */
/* _AD1Interrupt _T8Interrupt _DMA9Interrupt */
/* _DMA1Interrupt _T9Interrupt _DMA10Interrupt */
/* _NVMInterrupt _INT3Interrupt _DMA11Interrupt */
/* _SI2C1Interrupt _INT4Interrupt _SPI4ErrInterrupt */
/* _MI2C1Interrupt _C2RxRdyInterrupt _SPI4Interrupt */
/* _CM1Interrupt _C2Interrupt _OC10Interrupt */
/* _CNInterrupt _QE11Interrupt _IC10Interrupt */
/* _INT1Interrupt _DCIEInterrupt _OC11Interrupt */
/* _AD2Interrupt _DCIInterrupt _IC11Interrupt */
/* _IC7Interrupt _DMA5Interrupt _OC12Interrupt */
/* _IC8Interrupt _RTCCInterrupt _IC12Interrupt */
/* _DMA2Interrupt _U1ErrInterrupt _DMA12Interrupt */
/* _OC3Interrupt _U2ErrInterrupt _DMA13Interrupt */
/* _OC4Interrupt _CRCInterrupt _DMA14Interrupt */
/* _T4Interrupt _DMA6Interrupt _OC13Interrupt */
/* _T5Interrupt _DMA7Interrupt _IC13Interrupt */
/* _INT2Interrupt _C1TxReqInterrupt _OC14Interrupt */
/* _U2RXInterrupt _C2TxReqInterrupt _IC14Interrupt */
/* _U2TXInterrupt _QE12Interrupt _OC15Interrupt */
/* _SPI2ErrInterrupt _U3ErrInterrupt _IC15Interrupt */
/* _SPI2Interrupt _U3RXInterrupt _OC16Interrupt */
/* _C1RxRdyInterrupt _U3TXInterrupt _IC16Interrupt */

```

```

/* _C1Interrupt _USB1Interrupt _ICDInterrupt */
/* _DMA3Interrupt _U4ErrInterrupt WMSpEventMatchInterrupt */
/* _IC3Interrupt _U4RXInterrupt */
/* _PWMSecSpEventMatchInterrupt */
/*
*/
/* For alternate interrupt vector naming, simply add 'Alt' */
/*between the prim. */
/* interrupt vector name '_' and the first character of the */
/* primary interrupt vector name. There is no Alternate Vector or */
/* 'AIVT' for the 33E family. */
/*
*/
/* For example, the vector name _ADC2Interrupt becomes */
/* _AltADC2Interrupt in the alternate vector table. */
/*
*/
/* Example Syntax: */
/*
*/
/* void __attribute__((interrupt,auto_psv)) <Vector Name>(void) */
/* { */
/* <Clear Interrupt Flag> */
/* } */
/*
*/
/* For more comprehensive interrupt examples refer to the */
/* C30 (MPLAB C Compiler for PIC24 MCUs and dsPIC */
/* DSCs) User Guide in the <C30 compiler instal directory>/doc */
/* directory for the latest compiler release. For XC16, refer to */
/* the MPLAB XC16 C Compiler User's Guide in the <XC16 */
/* compiler instal directory>/doc folder. */
/*
*/

/*****
*/
/* Interrupt Routines */
/*****

/* TODO Add interrupt routine code here. */

unsigned int Count = 0;
unsigned int Stage = 0; // 0 -> 0.5 seg
// 1 -> 1m seg

void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv))
_T3Interrupt(void)

```

```

{
    if(OP==1)
    {
        switch (Stage) // Stage switch logic
        {
            case 0: /* 0.5 seg */
                stage0(); /* Go for stage 0 proceedings*/
                break;
            case 1: /* 1m seg */
                stage1(); /* Go for stage 1 proceedings*/
                break;
        }
        // if(OP=1; Stage=1)
        // stage1();
    }

    IFS0bits.T3IF = 0; //Clear Timer3 interrupt flag

}

void stage0(void)
{
    Count++;
    if(Count==500)
    {
        Stage = 1; /* For now just go to stage 1*/
        Count = 0;
        while(PHASE2>0)
        {
            PHASE2--;
            //Delay();
            //__asm__ volatile ("repeat #3");
            //__asm__ volatile ("nop");
        }
        T2CONbits.TON = 0; // Stop Timer 3
        TMR2 = 0x0000; // reset timer
        TMR3 = 0x0000; //
        T2CONbits.TON = 1; // Start Timer 3
        __asm__ volatile ("nop");
    }
}

```

```

    }

void stage1(void)
{
    Stage = 0;
    PORTBbits.RB1 = !PORTBbits.RB1;
    while(PHASE2<2*PH1)
    {
        PHASE2++;
        //Delay();
        //__asm__ volatile ("repeat #3");
        //__asm__ volatile ("nop");
    }
    T2CONbits.TON = 0; // Stop Timer 3
    TMR2 = 0x0000; // reset timer
    TMR3 = 0x0000; //
    T2CONbits.TON = 1; // Start Timer 3
    __asm__ volatile ("nop");
}

```

#### 3.4.4 – Configuração do sistema

```

/*****
/* Files to Include */
*****/

/* Device header file */

#if defined(__dsPIC33E__)
#include <p33Exxxx.h>
#elif defined(__dsPIC33F__)
#include <p33Fxxx.h>
#endif

#include <stdint.h> /* For uint16_t definition */
#include <stdbool.h> /* For true/false definition */
#include "system.h" /* variables/params used by system.c */
*/

```

```

/*****
/* System Level Functions */
/*
/* Custom oscillator configuration funtions, reset source */
/* evaluation functions, and other non-peripheral */
/* microcontroller initialization functions get placed in system.c */
/*
*****/

```

/\* Refer to the device Family Reference Manual Oscillator section for information about available oscillator configurations.

Typically this would involve configuring the oscillator tuning register or clock switching using the compiler's

`__builtin_write_OSCCON` functions.

Refer to the C Compiler for PIC24 MCUs and dsPIC DSCs User Guide in the compiler installation directory `/doc` folder for documentation on the `__builtin` functions.

```
*/
```

/\* TODO Add clock switching code if appropriate. An example stub is below. \*/

```
void ConfigureOscillator(void)
{
```

```
    /* Disable Watch Dog Timer */
    RCONbits.SWDTEN = 0;
```

```
//The settings below set up the oscillator and PLL for 70 MIPS as
//follows:
```

```
//      Crystal Frequency * (DIVISOR+2)
```

```
// Fcy = -----
```

```
//      PLLPOST * (PRESCLR+2) * 4
```

```
// Crystal = 20 MHz
```

```
// Fosc   = 140 MHz
```

```
// Fcy    = 70 MIPS
```

```
PLLFBFBD = 42;      // M=42
```

```
CLKDIVbits.PLLPOST = 0; // N1=2
```

```
CLKDIVbits.PLLPRE = 1; // N2=3
```

```
CLKDIVbits.DOZEN = 0; // 000 = FCY divided by 1
```

```
CLKDIVbits.ROI = 1;
```

## Apêndice H

---

```

// Interrupts will clear the DOZEN bit and the
// processor clock and peripheral clock ratio is set to 1:1

//  OSCTUN=0;      // Tune FRC oscillator, if FRC is used

/* When clock switch occurs switch to Prim. Osc (HS, XT, EC) */
__builtin_write_OSCCONH(0x03);
/* Set OSCCONH for clock switch */
__builtin_write_OSCCONL(0x01); /* Start clock switching */
while(OSCCONbits.COSC != 0b011);

/* Wait for Clock switch to occur */
/* Wait for PLL to lock, only if PLL is needed */
while(OSCCONbits.LOCK != 1);

// REFOCON: REF. OSCILLATOR CONTROL REGISTER

// ROON: Reference Oscillator Output Enable bit
REFOCONbits.ROON = 0; // Reference oscillator output disabled
REFOCONbits.ROSSLP = 1; // 1 = Ref. osc. out. still run in Sleep

// ROSEL: Reference Oscillator Source Select bit
//1 = Oscillator crystal used as the reference clock
//0 = System clock used as the reference clock
//
REFOCONbits.ROSEL = 0;
//RODIV<3:0>: Reference Oscillator Divider bits(1)
//1111 = Reference clock divided by 32,768
//1110 = Reference clock divided by 16,384
//1101 = Reference clock divided by 8,192
//1100 = Reference clock divided by 4,096
//1011 = Reference clock divided by 2,048
//1010 = Reference clock divided by 1,024
//1001 = Reference clock divided by 512
//1000 = Reference clock divided by 256
//0111 = Reference clock divided by 128
//0110 = Reference clock divided by 64
//0101 = Reference clock divided by 32
//0100 = Reference clock divided by 16

```

```
//0011 = Reference clock divided by 8
//0010 = Reference clock divided by 4
//0001 = Reference clock divided by 2
//0000 = Reference clock
REFOCONbits.RODIV=0b0000;

REFOCONbits.ROON =1; // Reference oscillator output enabled

}
```

### 3.4.5 – Configuração do usuário

```
/******
/* Files to Include */
/******

/* Device header file */

#ifdef __dsPIC33E__
#include <p33Exxxx.h>
#elif defined(__dsPIC33F__)
#include <p33Fxxx.h>
#endif

#include <stdint.h> /* For uint16_t definition */
#include <stdbool.h> /* For true/false definition */
#include "user.h" /* variables/params used by user.c */

/******
/* User Functions */
/******

/* <Initialize variables in user.h and insert code for user
algorithms.> */

void InitIO(void)
{
/* Setup analog functionality and port direction */

// Unlock Registers
```

## Apêndice H

---

```

//*****
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON & ~(1<<6));
/* bit 6 IOLOCK: I/O Lock Enable bit
   1 = I/O Lock is active
   0 = I/O Lock is not active */

// ANSELx set pins to Analog -> 1 or Digital -> 0;

// ANSELA

ANSELAbits.ANSA0 = 1; // AN0
ANSELAbits.ANSA1 = 1; // AN1
ANSELAbits.ANSA4 = 0; // LED3

// ANSELB

ANSELBbits.ANSB0 = 1; // AN2
ANSELBbits.ANSB1 = 0; // LED1
ANSELBbits.ANSB2 = 1; // PGC
ANSELBbits.ANSB3 = 1; // PGD
ANSELBbits.ANSB8 = 0; // PB2

/* Config de pinos para o prototipo */
/* RA4 -> LED3 */
/* RB1 -> LED1 */
/* RB4 -> LED2 */
/* RB7 -> PB3 */
/* RB8 -> PB2 */
/* RB9 -> PB1 */

TRISAbits.TRISA4 = 0; // Set pin as Output -> LED1
TRISBbits.TRISB1 = 0; // Set pin as Output -> LED3
TRISBbits.TRISB4 = 0; // Set pin as Output -> LED2

TRISBbits.TRISB7 = 1; // Set pin as Input -> PB3
TRISBbits.TRISB8 = 1; // Set pin as Input -> PB2
TRISBbits.TRISB9 = 1; // Set pin as Input -> PB1

TRISBbits.TRISB15 = 0; // Set pin as Output -> PWM1L
TRISBbits.TRISB14 = 0; // Set pin as Output -> PWM1H

```

```

TRISBbits.TRISB13 = 0; // Set pin as Output -> PWM2L
TRISBbits.TRISB12 = 0; // Set pin as Output -> PWM2H

```

```

// Lock Registers
//*****
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON | (1<<6));

/* Initialize peripherals */

/* Config de pinos para o prototipo */
/* RA4 -> LED3 */
/* RB1 -> LED1 */
/* RB4 -> LED2 */

/*Initialize the Ports */

PORTAbits.RA4 = 0; // LED3
PORTBbits.RB1 = 1; // LED1
PORTBbits.RB4 = 0; // LED2

LATBbits.LATB1 = 1; // LED1
LATBbits.LATB4 = 0; // LED2
LATAbits.LATA4 = 0; // LED3

}

void InitPWM(void)
{
    /* Set PWM Period on Primary Time Base*/
    PTPER = 3670;
    /* Set Phase Shift */
    PHASE1 = 459;
    PHASE2 = 918;
    PHASE3 = 0;
    /* Set Duty Cycles */
    MDC = 1835;
    /* Set Dead Time Values */
    DTR1 = DTR2 = DTR3 = 0;
    ALTDTR1 = ALTDTR2 = ALTDTR3 = 0;

```

```

/* Set PWM Mode to Complementary */
IOCON1 = IOCON2 = IOCON3 = 0xC000;
/* Set Primary Time Base, Edge-Aligned Mode and Master Duty
Cycles */
PWMCON1 = PWMCON2 = PWMCON3 = 0x0100;
/* Configure Faults */
FCLCON1 = FCLCON2 = FCLCON3 = 0x0003;
/* 1:1 Prescaler */
PTCON2 = 0x0000;
/* Enable PWM Module */
PTCON = 0x8000;
}

void INTx_IO_Init(void)
{
    INTCON1bits.NSTDIS = 1; // Interrupt nesting is disabled
    // INTCON2 = 0x800F; /*Setup INT1, INT2, INT3 & INT4
pins to interrupt */
    /*on falling edge and set up INT0 pin to interrupt*/
    /*on rising edge */

    INTCON2bits.GIE = 0; // Global Interrupt Enable bit
    INTCON2bits.DISI = 0; // DISI Instruction Status bit
    INTCON2bits.SWTRAP = 0; // Software Trap Status bit

    INTCON2bits.INT0EP = 1; // Ext. Int. 0 Edge Det. Pol. Sel. bit
    INTCON2bits.INT1EP = 1; // Ext. Int. 1 Edge Det. Pol. Sel. bit
    INTCON2bits.INT2EP = 0; // Ext. Int. 2 Edge Det. Pol. Sel. bit

    IFS0bits.INT0IF = 0; /*Reset INT0 interrupt flag */
    IEC0bits.INT0IE = 0; /*Enable INT0 Int. Service Routine */
    IPC0bits.INT0IP = 0; // Interrupt is priority 1

    IFS1bits.INT1IF = 0; /*Reset INT1 interrupt flag */
    IEC1bits.INT1IE = 0; /*Enable INT1 Int. Service Routine */
    IPC5bits.INT1IP = 0; // Interrupt is priority 1

    IFS1bits.INT2IF = 0; /*Reset INT2 interrupt flag */
    IEC1bits.INT2IE = 0; /*Enable INT2 Int. Service Rout. */
    IPC7bits.INT2IP = 0; // Interrupt is priority 1

```

```

// INTCON2bits.GIE = 0; // Global Interrupt Enable bit
INTCON2bits.GIE = 0; // Global Interrupt Enable bit

}

/*=====
Timer 3 is setup to time-out every 0.25 us (40Khz Rate). As a
result, the module will stop sampling and trigger a conversion on
every Timer3 time-out, i.e., Ts=0.25us.
At that time, the conversion process starts and completes
Tc=14*Tad periods later.

When the conversion completes, the module starts sampling again.
However, since Timer3 is already on and counting, about (Ts-Tc)us
later, Timer3 will expire again and trigger next conversion.
=====*/
/*! \fn void initTMR3(void)
    \brief Sets Timer 3 at 40 kHz
    \param[in] Void Void input.
    \return Void return value.
*/
void initTMR3(void)
{
    T2CON = 0x0000; // put in known state
    T3CON = 0x0000; // put in known state
    //Stop Timer 3
    T2CONbits.TON = 0;
    T2CONbits.TCKPS1 = 0; // T3 In. Clk Presc. Sel. bits(1) 1:1
    T2CONbits.TCKPS0 = 0;
    T2CONbits.T32 = 1; // Tx and Ty act a single 32-bit timer
    T2CONbits.TCS = 0; // Internal clock (FP) -> 70 MHz

    TMR2 = 0x0000; // Initialize timer counter
    TMR3 = 0x0000;

    PR2 = 0x1170; // 1ms between interrupts
    PR3 = 0x0001;

    INTCON2bits.GIE = 0; // Global Interrupt Enable bit

```

```

IPC2bits.T3IP = 0x01; // Set Timer3 Interrupt Priority Level

IFS0bits.T3IF = 0; // Clear Timer3 Interrupt Flag
IEC0bits.T3IE = 1; // 1 = Interrupt request is enabled

INTCON2bits.GIE = 1; // Global Interrupt Enable bit

T2CONbits.TON = 1; // Start Timer 3
}

```

### 3.4.6 – Configuração das falhas

```

/*****
/* Files to Include
/*****

/* Device header file */

#ifdef __dsPIC33E__
#include <p33Exxxx.h>
#elif defined(__dsPIC33F__)
#include <p33Fxxxx.h>
#endif

#include <stdint.h> /* Includes uint16_t definition */
#include <stdbool.h> /* Includes true/false definition */

/*****
/* Trap Function Prototypes
/*****

/* <Other function prototypes for debugging trap code may be
inserted here> */

/* Use if INTCON2 ALTIPT=1 */
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _OscillatorFail(void);
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _AddressError(void);
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _StackError(void);
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _MathError(void);

```

```

#if defined(__HAS_DMA__)

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _DMACError(void);

#endif

#if defined(__dsPIC33F__)

/* Use if INTCON2 ALTIVT=0 */
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv))
  _AltOscillatorFail(void);
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv))
  _AltAddressError(void);
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _AltStackError(void);
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _AltMathError(void);

  #if defined(__HAS_DMA__)

    void __attribute__((interrupt,no_auto_psv))
      _AltDMACError(void);

  #endif

#endif

/* Default interrupt handler */
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv))
  _DefaultInterrupt(void);

#if defined(__dsPIC33E__)

/* These are additional traps in the 33E family. Refer to the
PIC33E migration guide. There are no Alternate Vectors in the 33E
family. */

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _HardTrapError(void);
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _SoftTrapError(void);

#endif

/*****

```

```

/* Trap Handling */
/*
/* These trap routines simply ensure that the device */
/* continuously loops within each routine. Users who actually */
/* experience one of these traps can add code to handle the */
/* error. Some basic examples for trap code, including assembly */
/* routines that process trap sources, are available at */
/* www.microchip.com/codeexamples */
/*****/

/* Primary (non-alternate) address error trap func. declarations */
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _OscillatorFail(void)
{
    INTCON1bits.OSCFAIL = 0;    /* Clear the trap flag */
    while(1);
}

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _AddressError(void)
{
    INTCON1bits.ADDRERR = 0;    /* Clear the trap flag */
    while (1);
}

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _StackError(void)
{
    INTCON1bits.STKERR = 0;    /* Clear the trap flag */
    while (1);
}

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _MathError(void)
{
    INTCON1bits.MATHERR = 0;    /* Clear the trap flag */
    while (1);
}

#if defined(__HAS_DMA__)

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _DMACError(void)
{
    INTCON1bits.DMACERR = 0;    /* Clear the trap flag */
    while (1);
}

```

```

#endif

#if defined(__dsPIC33F__)

/* Alternate address error trap function declarations */
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv))
_AltoOscillatorFail(void)
{
    INTCON1bits.OSCFAIL = 0;    /* Clear the trap flag */
    while (1);
}

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _AltAddressError(void)
{
    INTCON1bits.ADDRERR = 0;    /* Clear the trap flag */
    while (1);
}

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _AltStackError(void)
{
    INTCON1bits.STKERR = 0;    /* Clear the trap flag */
    while (1);
}

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _AltMathError(void)
{
    INTCON1bits.MATHERR = 0;    /* Clear the trap flag */
    while (1);
}

#if defined(__HAS_DMA__)

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv))
_AltoDMACError(void)
{
    INTCON1bits.DMACERR = 0;    /* Clear the trap flag */
    while (1);
}

#endif
#endif

```

```

#endif

/*****
/* Default Interrupt Handler                               */
/*                                                         */
/* This executes when an interrupt occurs for an interrupt */
/* source with an improperly defined or undefined interrupt */
/* handling routine.                                     */
*****/

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _DefaultInterrupt(void)
{
    while(1);
}

#if defined(__dsPIC33E__)

/* These traps are new to the dsPIC33E family. Refer to the device
Interrupt chapter of the FRM to understand trap priority. */

void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _HardTrapError(void)
{
    while(1);
}
void __attribute__((interrupt,no_auto_psv)) _SoftTrapError(void)
{
    while(1);
}

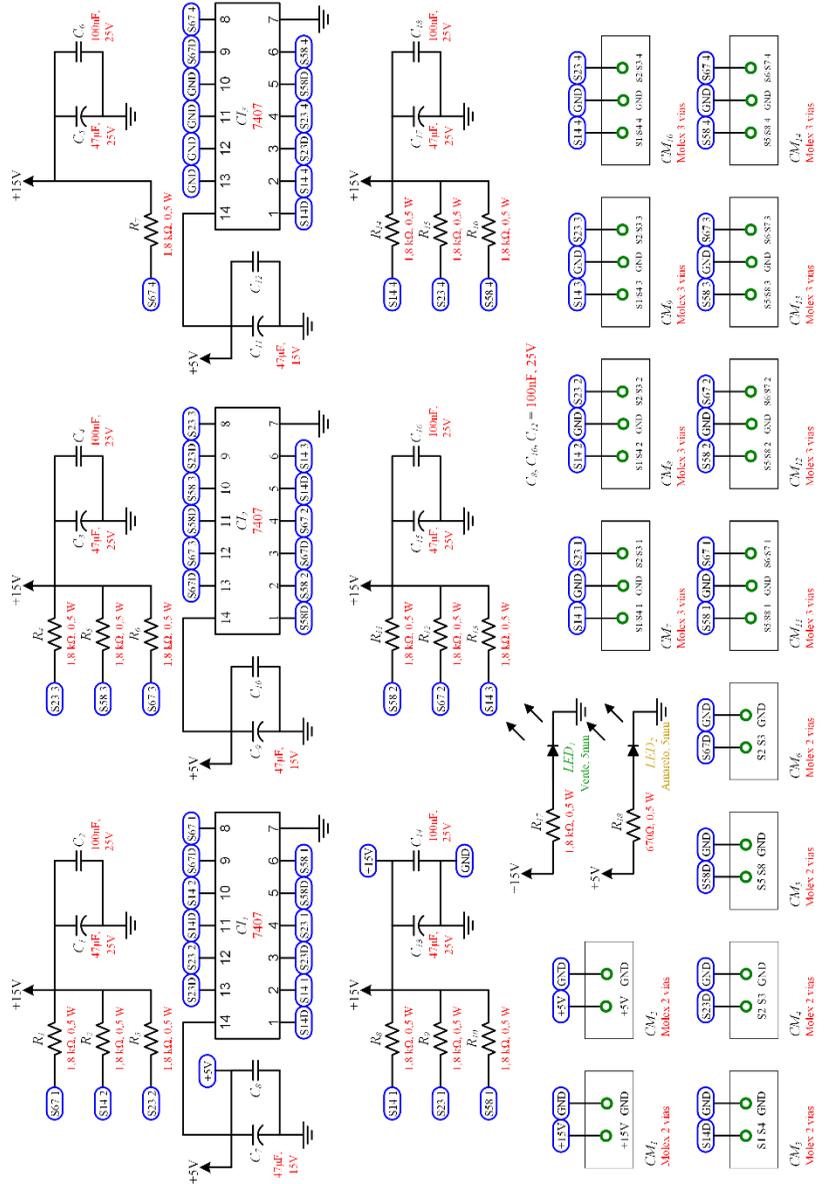
#endif

```

## 3.5 – Lista de componentes da placa de buffer

<b>Componente</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Quantidade</b>
Resistor 1,8 k $\Omega$ , 0,5 W	$R_{1-17}$	17
Capacitor eletrolítico 47 $\mu$ F, 25 V	$C_1, C_3, C_5,$ $C_7, C_9, C_{11},$ $C_{13}, C_{15}, C_{17}$	9
Capacitor cerâmico 100 nF, 15 V	$C_2, C_4, C_6,$ $C_8, C_{10}, C_{12},$ $C_{14}, C_{16}, C_{18}$	
Circuito integrado TTL 7407	$CI_{1-3}$	3
Resistor 670 $\Omega$ , 0,5 W	$R_{18}$	1
LED 5 mm Verde	$LED_1$	1
LED 5 mm Amarelo	$LED_2$	1
Conector molex 2 vias	$CM_{1-6}$	6
Conector molex 3 vias	$CM_{7-14}$	8
Placa de circuito impresso		1

3.6 – Esquemático da placa de buffer





## APÊNDICE I – Publicação de artigos

---

### 1. Artigo publicado no INDUSCON 2014

BOTTION, Antonio J. B.; BARBI, Ivo **Input-Series and Output-Series Connected Modular Full-Bridge PWM DC-DC Converter with Capacitive Output Filter and Common Duty Cycle**. In: INDUSCON 2014 – 11<sup>th</sup> International Conference on Industry Applications, 2014.

### 2. Artigo publicado no ICIT 2015

BOTTION, Antonio J. B.; BARBI, Ivo **Series-Series Association of Two Dual Active Bridge (DAB) Converters**. In: ICIT 2015 – International Conference on Industrial Technology, 2015.

### 3. Artigo publicado na revista IEEE Transactions on Industrial Electronics

BOTTION, Antonio J. B.; BARBI, Ivo **Input-Series and Output-Series Connected Modular Output Capacitor Full-Bridge PWM DC-DC Converter**. IEEE Transactions on Industrial Electronics.



