



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



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Walbermark Marques dos Santos

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR TAB  
(TRIPLE ACTIVE BRIDGE) APLICADO A SISTEMAS  
RENOVÁVEIS SOLARES FOTOVOLTAICOS**

Florianópolis-SC-Brasil

2011



Walbermark Marques dos Santos

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR TAB  
(TRIPLE ACTIVE BRIDGE) APLICADO A SISTEMAS  
RENOVÁVEIS SOLARES FOTOVOLTAICOS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Denizar Cruz Martins

Florianópolis-SC-Brasil

2011

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária  
da  
Universidade Federal de Santa Catarina

S237e Santos, Walbermark Marques dos  
Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos [dissertação] / Walbermark Marques dos Santos ; orientador, Denizar Cruz Martins. - Florianópolis, SC, 2011.  
316 p.: il., grafs., tabs.

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

Inclui referências e apêndices

1. Engenharia elétrica. 2. Conversores de corrente elétrica. 3. Eletrônica de potencia. 4. Células fotoelétricas. I. Martins, Denizar Cruz. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

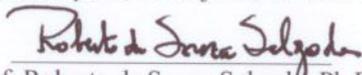
CDU 621.3

Walbermark Marques dos Santos

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR TAB  
(TRIPLE ACTIVE BRIDGE) APLICADO A SISTEMAS  
RENOVÁVEIS SOLARES FOTOVOLTAICOS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica, área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 03 de junho de 2011.



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina-INEP



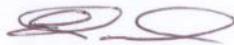
Prof. Walter Pereira Carpes Júnior, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina-GRUCAD



Prof. Ivo Barbi, Dr.Ing.

Universidade Federal de Santa Catarina-INEP



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina-INEP



“Dedico esse trabalho a Deus, à  
minha família e ao povo brasileiro.”



## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida e a oportunidade de estar aqui: obrigado Senhor.

Sou eternamente grato ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFSC pela chance de aprofundamento dos estudos e ao INEP pela oportunidade da realização de um sonho. Sou grato ao CAPES e ao CNPQ pela bolsa de pesquisa, e a “seu João”, aquele brasileiro desconhecido que, com o suor de seu rosto, contribuiu, por meio de seus impostos para que eu pudesse estudar.

Agradeço, ao professor Denizar Cruz Martins pela amizade, companheirismo, orientação e completa disposição para me auxiliar em todos os momentos.

Sou imensamente grato a todos os professores do INEP, de forma nominal ao prof. Ivo Barbi, pelos ensinamentos transmitidos dentro e fora da sala de aula. Novamente evoco o nome do prof. Denizar para exaltar sua amizade, orientação e também pelo momento que ora vivo. Ressalto o nome do prof. Arnaldo Perin, a fim de expor minha gratidão pelo incentivo para que eu me enveredasse por esse “mundo da eletrônica de potência” e por abrir seu laboratório durante o tempo em que tive a honra de cursar sua disciplina como aluno especial. Ao prof. Antônio Fagundes, fico deveras grato pelas dúvidas sanadas na hora da confecção dos magnéticos e pela recomendação expressa de meu nome para seleção do programa de Pós-Graduação. Em especial, também sou grato ao prof. Ênio Valmor Kassick pelos ensinamentos de modelagem, de grande valia, ao prof. Samir Mussa pelos conhecimentos transmitidos do DSP e pela preocupação com o êxito deste trabalho. Ao prof. Marcelo Lobo, fico penhorado pelas dúvidas dirimidas, pelos MOSFETS emprestados e pela preocupação do êxito desse trabalho.

Agradeço a todos os integrantes do INEP, em particular a Eloi Agostinho, André Fuerback, Tiago Jappe, Eduardo Valmir, Ivan Codas, Silvia Pini, Hugo Larico, Guilherme Brunel, Márcio Ortmann, Romero Andersen, Jackson Lago, Gabriel Tibola, Marcos Tadeu, Adriano Ruseler e Alessandro Batschauer por disponibilizarem parte de seus preciosos tempos para sanar dúvidas e por me ajudarem a solucionar vários problemas que surgiram no trajeto dessa longa travessia.

Muitíssimo obrigado aos colegas de sala Romero Andersen, Eduardo Valmir, Daniel Flores e Francieli de Sá, pela saudável

convivência, o que possibilitou a minha concentração efetiva para a redação deste trabalho.

Um agradecimento especial ao prof. Samir Mussa e a Márcio Ortmann pela programação do DSP e pela incansável disposição de ver a coisa funcionar. Ajuda que, enfatizo, se não houvesse tornaria este trabalho mais difícil de ser concluído.

Agradeço, sem dúvidas, a “Equipe Fotovoltaica”; Roberto Francisco Coelho, Ricardo Marcon, Felipe Concer, Rômulo Schweitzer pela ajuda, companheirismo, amizade e preocupação demonstrados durante todo trabalho.

Aos funcionários Pacheco, Coelho, Diogo e Matias, pessoas cuja dedicação e profissionalismo ajudaram-me bastante quanto à logística, confecção do protótipo e a impressão do trabalho, meu reconhecimento.

De forma muito particular, agradeço minha família, pois foi a base de minha formação. Não poderia esquecer de citar os nomes de Ângela Lacerda (minha madrinha, muito obrigado por tudo, não tenho palavras para agradecer) e a seu marido Silvio, tia Neves (agradeço as orações), tia Emília (grato pelo apoio), meus irmãos, primos e cunhados(as): Walbetise, Bartolomeu Júnior (obrigado pela ajuda e torcida, mano), Walberto, Antônio, Walbelice, Walbenice, Walbenise, Edwilson, Kristiany, Joseane, Ann Karine, Eliardo, Ruth Sandra, Klissia, Talita, Silvinho e Sofia (obrigado pela torcida e oração). Amo todos vocês.

Agradeço aos amigos Igor Aguiar, Elton, Rafael Aranha, Telmo e Jorge, pela constante torcida e incentivo.

Aos meus pais, Bartolomeu Ferreira dos Santos e Maria da Conceição Marques dos Santos, de coração sou devedor eterno, pois são exemplos de pessoas especiais. A criação que proporcionaram a seus filhos, com a preocupação em educá-los e capacitá-los para ser cidadãos conscientes, é digna de elogios. Por tudo isso, muito obrigado papai e mamãe. “Amo vocês”.

Finalmente agradeço ao prof. Antonio Carlos Pereira pela cuidadosa revisão deste trabalho, e a minha esposa, Fabiana Pereira da Silva Marques dos Santos, minha ‘Binha’, pelo incondicional apoio, companheirismo, compreensão e pelo incentivo. “Te amo ‘cabecinha””.

*“É isso que você quer? É isso que vai ser”*

*(Ângela Lacerda, minha madrinha)*

*“Lute para ser o melhor, se não puder, ao menos lute para estar entre eles”*

*(Bartolomeu Ferreira, meu pai)*

*“Ainda que eu ande pelo vale da sombra da morte, não temerei mal algum, porque tu estarás comigo”*

*(Salmo 23:4)*



**Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.**

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR TAB  
(TRIPLE ACTIVE BRIDGE) APLICADO A SISTEMAS  
RENOVÁVEIS SOLARES FOTOVOLTAICOS**

Walbermark Marques dos Santos

Junho/2011

Orientador: Denizar Cruz Martins, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras chaves: Conversor DAB, Conversor TAB, MPPT, gyrator, painel fotovoltaico.

Número de páginas: 316

Neste trabalho é apresentado um estudo inicial e uma aplicação do conversor TAB (Triple Active Bridge), com uma de suas portas podendo operar como carga ou fonte. Um painel fotovoltaico, forçado a operar no seu ponto de máxima potência por um conversor SEPIC, que funciona como MPPT (Maximum Power Point Traking), injetando energia em uma das portas do TAB, sempre que há disponibilidade de sol. O sistema de controle é composto por dois compensadores PI, implementados em um DSP (Digital System Processing) e mantém as tensões nas portas reguladas no valor desejado. O acoplamento, naturalmente existente nas malhas de controle do conversor TAB, é superado colocando-se as malhas com velocidades de ação bem diferentes. Resultados experimentais são apresentados, validando a parte teórica. Além disso, é feito um estudo do conversor DAB (Dual Active Bridge), no qual suas principais relações matemáticas são determinadas e apresentadas. São também apresentados os modelos de controle para o conversor DAB e TAB, destacando-se a modelagem por *gyrator*.



## **ABSTRACT**

This work shows an initial study and application of the TAB converter (Triple Active Bridge), where one of the ports can operate as source or load. A PV (photovoltaic panel), forced to operate in the maximum power point using a SEPIC converter operating as MPPT (Maximum Power Point Tracker), inject energy in one of the ports always there is availability of sun. The control system is composed by two PI compensators deployed in DSP (Digital System Processing) and maintains the port voltage regulated on the set values. The naturally coupling between the loop control of the TAB converter is solved setting different speed response loop.

Experimental results are presented, to validate the theoretically analysis. Furthermore, a study of the DAB converter is done, where its main mathematical relations are obtained. The control models of the DAB and TAB converters are presented, emphasizing the gyrator modeling.

**Keywords:** DAB Converter, TAB Converter, MPPT, Gyrator, Photovoltaic Panel.



## LISTA DE FIGURAS

|   |    |
|---|----|
| Figura 1-1: Estrutura convencional [8]. .....   | 60 |
| Figura 1-2: Sugestão de estrutura de conversor multiporta dada por [8]. ...   | 61 |
| Figura 1-3: Células básicas para construção de conversores multiportas....  | 62 |
| Figura 2-1: Conversor DAB com transformador. ....   | 66 |
| Figura 2-2: Conversor DAB com indutância externa e capacitor de acoplamento. ....   | 67 |
| Figura 2-3: Representação do transformador utilizando a relação de transformação e a relação inversa entre as espiras. .... | 69 |
| Figura 2-4: Conversor DAB com indutância em série. ....   | 70 |
| Figura 2-5: Sinais de comando ideais para as chaves do DAB. ....  | 71 |
| Figura 2-6: Primeira etapa de operação do DAB. ....   | 72 |
| Figura 2-7: Segunda etapa de operação do DAB. ....  | 73 |
| Figura 2-8: Terceira etapa de operação do DAB.....  | 74 |
| Figura 2-9: Quarta etapa de operação do DAB. ....   | 75 |
| Figura 2-10: Quinta etapa de operação do DAB. ....  | 76 |
| Figura 2-11: Sexta etapa de operação do DAB. ....   | 77 |
| Figura 2-12: Principais formas de onda para o conversor DAB ( $v_p > v_s$ )... 78   |    |
| Figura 2-13: Potência ativa em p.u versus ângulo de defasagem entre os conversores. ....                                    | 86 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 2-14: Comportamento da corrente eficaz em função do ângulo de defasagem e da razão entre as tensões nas portas.....        | 90  |
| Figura 2-15: Fator de potência da porta 1 em função do ângulo de defasagem e da razão entre as tensões na porta.....              | 92  |
| Figura 2-16: Circuito DAB para determinação da ondulação da tensão de saída. ....   | 99  |
| Figura 2-17: Corrente no indutor e no capacitor e tensões na indutância $(v_p < v'_s)$ .....                                      | 100 |
| Figura 2-18: Variação da ondulação da tensão de saída com $R_2$ e $\phi$ .....  | 102 |
| Figura 2-19: Modelo fundamental de um conversor DAB.....  | 103 |
| Figura 2-20: Comparação entre o modelo normal e o modelo fundamental do conversor DAB.....  | 106 |
| Figura 2-21: Comparação potência Ativa versus potência reativa e fator de potência para o DAB.....                                | 107 |
| Figura 2-22: Conversor DAB para dimensionamento do controle.....  | 109 |
| Figura 2-23: Modelo do DAB por valores médios.....  | 109 |
| Figura 2-24: Circuito para determinação da função de transferência da porta 2.....  | 110 |
| Figura 2-25: Caminho direto do fluxo de sinal do conversor DAB.....   | 111 |
| Figura 2-26: Diagrama para controle da tensão na porta 2.....   | 111 |
| Figura 2-27: Representação de um sistema por <i>gyrator</i> : (a) <i>gyrator</i> condutância; (b) <i>gyrator</i> resistência..... | 112 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 2-28: Representação em forma de circuito do conversor DAB utilizando a teoria de <i>gyrator</i> . .....  | 114 |
| Figura 2-29: Circuito final do DAB como <i>gyrator</i> e controle.....  | 115 |
| Figura 2-30: Conversor Ressonante SLR. ....   | 115 |
| Tabela 2: Dados dos conversores DAB e SLR utilizados nas simulações   | 118 |
| Figura 2-31: Resultados da simulação comparando o conversor DAB e o conversor SLR. ....   | 119 |
| Figura 2-32: Resposta ao degrau de carga do <i>gyrator</i> e do DAB. ....   | 120 |
| Figura 2-33: Tensão nas pontes e corrente na indutância (simulado). ....  | 122 |
| Figura 2-34: Tensão na saída da ponte 1 $v_{ab(1)}$ [ch(1)], tensão na entrada da ponte 2 $v_{ab(2)}$ [ch(2)]; corrente na indutância $i_L$ [ch(3)]. .... | 122 |
| Figura 2-35: Tensão e corrente nas portas 1(simulado). ....   | 123 |
| Figura 2-37: Tensão $V_1$ [ch(1)] e corrente $I_1$ [ch(3)] na porta 1.....  | 123 |
| Figura 2-38: Tensão e corrente nas portas 2(simulado). ....   | 124 |
| Figura 2-39: Tensão $V_2$ [ch (1)] e corrente $I_2$ [ch (3)] na carga. ....   | 124 |
| Figura 3-1: Representação do conversor TAB. ....  | 128 |
| Figura 3-2: Conversor TAB com simplificação. ....   | 128 |
| Figura 3-3. Transformador de 3 enrolamentos. ....   | 129 |
| Figura 3-4: Formas de onda ideal do conversor TAB para $\phi_{31} = 0,5 \cdot \phi_{12}$ .<br>.....   | 133 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 3-5: Rede de energia de alta frequência. ....   | 134 |
| Figura 3-6: Representação do modelo T do transformador de 3 enrolamentos. ....   | 135 |
| Figura 3-7: Transformador de 3 enrolamentos com as indutâncias refletidas para o lado primário. ....                             | 138 |
| Figura 3-8: Circuito para determinação de $L_{12}$ . ....  | 138 |
| Figura 3-9: Circuito de Thévenin para determinação da corrente de curto-circuito do enrolamento 1 devido ao enrolamento 2. ....  | 139 |
| Figura 3-10: Circuito para determinação de $L_{31}$ . ....   | 141 |
| Figura 3-11: Circuito de Thévenin para determinação da corrente de curto-circuito do enrolamento 1 devido ao enrolamento 3. .... | 142 |
| Figura 3-12: Circuito para determinação de $L_{32}$ . ....   | 143 |
| Figura 3-13: Circuito de Thévenin para determinação da corrente de curto-circuito do enrolamento 2 devido ao enrolamento 3. .... | 144 |
| Figura 3-14: Circuito de <i>cantilever</i> do transformador de 3 enrolamentos. ....  | 147 |
| Figura 3-15: Direção do fluxo de potência no conversor. ....   | 151 |
| Figura 3-16: Evolução da tensão na porta 2 em função dos ângulos $\varphi_2$ e $\varphi_3$ . ....                                | 159 |
| Figura 3-17: Planificação da evolução da tensão na porta 2, destacando a região onde a mesma fica negativa. ....                 | 160 |
| Figura 3-18: Variação da potência reativa total com o ângulo da porta 3. ....  | 165 |

|  |            |
|--|------------|
| Figura 3-19: Ilustração do TAB como elo entre sistemas de energia.....   | 166        |
| Figura 3-20: Diagrama de blocos do TAB com controle <i>feedForward</i> . ...   | 168        |
| Figura 3-21: Diagrama de blocos do TAB com duplo controle <i>feedback</i> . ...  | 169        |
| Figura 3-22: Representação do conversor TAB como fonte de corrente por valores médios. ....  | 171        |
| Figura 3-23: Diagrama de blocos da equação matricial do TAB. ....  | 174        |
| Figura 3-24: Diagrama de blocos para controle da tensão na porta 2 e potência na porta 3 do TAB. ....                                | 175        |
| Figura 3-25: Diagrama de blocos com desacoplamento das malhas do TAB. ....   | 178        |
| Figura 3-26: Representação do TAB como 3 <i>gyrators</i> acoplados.....  | 180        |
| Figura 3-27: Circuito elétrico do TAB com base na teoria do .....<br><i>Gyrator</i> .....  | 182<br>182 |
| Figura 3-28: Circuito elétrico do TAB com base na teoria do .....<br><i>gyrator</i> destacando o controle de tensão e corrente. .... | 182<br>182 |
| Figura 3-29: Tensão na porta 2 comprovando a região proibida de operação. ....   | 183        |
| Tabela 3: Dados do TAB para simulação da região proibida de operação   | 184        |
| Tabela 4: Dados do transformador utilizado na simulação com valores referidos ao enrolamento primário .....                          | 184        |
| Figura 3-30: Rede elétrica equivalente de alta frequência. ....  | 186        |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 3-31: Comparação da potência nas portas entre o TAB e a rede equivalente. ....                | 186 |
| Figura 4-1: Transformador de três enrolamentos destacando-se as dispersões. ....                     | 191 |
| Figura 4-2: Pico de corrente versus indutância de transmissão. ....                                  | 192 |
| Figura 4-3: Enrolamento padrão com núcleo EE. ....   | 195 |
| Figura 4-4: Enrolamento seccionado com núcleo EE. ....   | 195 |
| Figura 4-5: Enrolamento setorizado com núcleo EE. ....   | 196 |
| Figura 4-6: Ilustração de um transformador de k enrolamentos. ....                                   | 200 |
| Figura 4-7: Destaque da janela de um núcleo hipotético. ....   | 201 |
| Figura 4-8: Representação das áreas ocupadas por cada enrolamento. ....                              | 201 |
| Figura 5-1: Sistema desenvolvido. ....   | 208 |
| Figura 5-2: Detalhe do sistema completo. ....  | 209 |
| Figura 5-3: Modelo do módulo fotovoltaico simulado. ....   | 212 |
| Figura 5-4: Curva do painel fotovoltaico inserida no emulador. ....                                  | 213 |
| Figura 5-5: Circuito elétrico equivalente do conversor SEPIC. ....                                   | 213 |
| Figura 5-6: Circuito de comando e controle do SEPIC. ....  | 215 |
| Figura 5-7: Circuito de condicionamento de tensão do painel fotovoltaico. ....                       | 215 |
| Figura 5-8: Filtro passa-baixa do circuito de condicionamento da tensão do painel fotovoltaico. .... | 216 |
| Figura 5-9: Ilustração do transformador construído. ....   | 219 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 5-10: Diagrama funcional do TMS320F2808.....  | 225 |
| Figura 5-11: Diagrama de blocos do comando das chaves .....  | 226 |
| Figura 5-12: Circuito de uma placa de buffer dos sinais de comando.....  | 227 |
| Figura 5-13: Conexão do LV25-P com o ponto de medição.....   | 228 |
| Figura 5-14: Circuito de filtragem e condicionamento do sinal da tensão.....   | 229 |
| Figura 5-15: Resposta das placas de medição e condicionamento. ....  | 230 |
| Figura 5-16: Controle e acionamento do conversor TAB. ....   | 232 |
| Figura 5-17: Malhas de controle implementadas no projeto. ....   | 233 |
| Figura 5-18: Resposta em frequência das malhas de tensão da porta 2, com e sem compensação.....  | 234 |
| Figura 5-19: Resposta em frequência das malhas de tensão da porta 3, com e sem compensação.....  | 235 |
| Tabela 7: Parâmetros do TAB montado .....  | 235 |
| Figura 5-20: Tensão nos enrolamentos do transformador (simulação). ....  | 238 |
| Figura 5-21: Tensão nos enrolamentos do transformador (experimental):<br>: $V_{ab(1)}$ [ch(1)], $V_{ab(2)}$ [ch(2)], $V_{ab(3)}$ [ch(3)].....    | 238 |
| Figura 5-22: Corrente nos enrolamentos do transformador (simulação)...   | 239 |
| Figura 5-23: Corrente nos enrolamentos do transformador (experimental):<br>$\dot{i}_1$ [ch (1)], $\dot{i}_2$ [ch (2)], $\dot{i}_3$ [ch (3)]..... | 239 |
| Figura 5-24: Corrente nas portas durante transitório de carga na porta 2 (simulação).....  | 240 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 5-25: Corrente nas portas durante o transitório de carga na porta 2 (experimental): $I_1$ [ch (1)], $I_2$ [ch (2)], $I_3$ [ch (3)]. .....                | 240 |
| Figura 5-26: Tensão nas portas durante transitório (simulação).....   | 241 |
| Figura 5-27: Tensão nas portas durante transitório (experimental): $V_1$ [ch (1)], $V_2$ [ch (2)], $V_3$ [ch (3)]. .....  | 241 |
| Figura 5-28: Destaque do defasamento entre as tensões com carga baixa na porta 2(experimental). .....   | 242 |
| Figura 5-29: Tensão nos enrolamentos do transformador com carga baixa (277 W) na porta 2, destacando o fenômeno do tempo morto(experimental). .....             | 243 |
| Figura 5-30: Destaque do defasamento entre as tensões com carga alta (450 W) na porta 2(experimental). .....  | 244 |
| Figura 5-31: Corrente nos enrolamentos do transformador com painel solar injetando potência na porta 3 (experimental). .....                                    | 245 |
| Figura 5-32: Tensão nos terminais do painel fotovoltaico (experimental). .....  | 245 |
| Figura 5-33: Demonstração do ponto de operação do painel fotovoltaico.  | 246 |
| Figura 5-34: Tensão nos enrolamentos do transformador com injeção de potência fotovoltaica(experimental). .....   | 247 |
| Figura 5-35: Tensão nos enrolamentos do transformador com injeção de potência fotovoltaica destacando o fenômeno do tempo morto na porta 3(experimental). ..... | 247 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 5-36: Transição entre as correntes nas portas no momento da injeção de potência fotovoltaica. .... | 248 |
|---|-----|



## LISTA DE TABELAS

|  |     |
|--|-----|
| Tabela 1: Comparação entre a estrutura convencional e a estrutura multiporta.....                          | 61  |
| Tabela 2: Dados dos conversores DAB e SLR utilizados nas simulações.....                                   | 118 |
| Tabela 3: Dados do TAB para simulação da região proibida de operação.....                                  | 184 |
| Tabela 4: Dados do transformador utilizado na simulação com valores referidos ao enrolamento primário..... | 184 |
| Tabela 5: Especificações do Módulo Fotovoltaico KC200GT.   | 212 |
| Tabela 6: Dados do conversor SEPIC.....  | 214 |
| Tabela 7: Parâmetros do TAB montado.....   | 235 |



## LISTA DE ABREVIÇÕES

|      |                                      |
|------|--------------------------------------|
| AF   | Alta Frequência                      |
| BF   | Baixa Frequncia                      |
| CA   | Corrente Alternada                   |
| CC   | Corrente Contínua                    |
| DAB  | Dual Active Bridge                   |
| DHF  | Dual Half Bridge                     |
| EMI  | Emissão eletromagnética              |
| FM   | Frequency modulation                 |
| FPB  | Filtro Passa Baixo                   |
| MIMO | Multi-Input, Multi-Output            |
| MPPT | Maximum Power Point Traking          |
| PI   | Proporcional-Integral                |
| PID  | Proporcional-Integral-<br>Derivativo |
| POPI | Power Output-Power Input             |
| PWM  | Pulse Width Modulation               |
| SLR  | Serie Loaded Resonant                |
| TAB  | Triple Active Bridge                 |
| THB  | Triple Half Bridge                   |
| UPS  | Uninterruptible Power Supply         |
| ZCS  | Zero Current Switch                  |
| ZVS  | Zero Voltage Switch                  |



## LISTA DE SÍMBOLOS

| <b>Símbolo</b>         | <b>Descrição</b>   | <b>Unidade</b> |
|------------------------|--|----------------|
| $a$                    | Razão entre o número de espiras secundárias e primárias    | -              |
| $a_2$                  | Razão entre o número de espiras do enrolamento 2 e 1       | -              |
| $a_3$                  | Razão entre o número de espiras do enrolamento 3 e 1       | -              |
| $C_a$                  | Capacitor de acoplamento                                   | faraday (F)    |
| $C_{a1}$               | Capacitor de acoplamento do enrolamento 1 do transformador | faraday (F)    |
| $C_{a2}$               | Capacitor de acoplamento do enrolamento 2 do transformador | faraday (F)    |
| $C_{a3}$               | Capacitor de acoplamento do enrolamento 3 do transformador | faraday (F)    |
| $C_2$                  | Capacitor de filtro da porta 2                             | faraday (F)    |
| $C_3$                  | Capacitor de filtro da porta 3                             | faraday (F)    |
| $C_o$                  | Capacitor de saída do conversor SLR                        | faraday (F)    |
| $C_{2v}(s), C_{3v}(s)$ | Compensador de tensão da porta 2 e 3 respectivamente       | -              |
| $C_{3p}(s)$            | Compensador de potência da porta 3                         | -              |
| $C_{12}(s)$            | Compensador hipotético do phase-                           | -              |

|                       |   |              |
|-----------------------|---|--------------|
|                       | shift entre as tensões da porta 1 e 2                                 |              |
| $C_{32}(s)$           | Compensador hipotético do phase-shift entre as tensões da porta 3 e 2 | -            |
| $d$                   | Relação Buck do DAB considerando a relação do transformador           | -            |
| $D_{1,2,3,4,5,6,7,8}$ | Diodos semicondutores 1,2,3,4,5,6,7,8, respectivamente                | -            |
| $f_o$                 | Frequência de ressonância   | hertz (Hz)   |
| $f_r$                 | Frequência relativa   | Adimensional |
| $f_s$                 | Frequência de comutação   | hertz (Hz)   |
| $g$                   | Gyrator condutância   | siemens (S)  |
| $g_{ij}$              | Gyrator condutância entre as portas $i$ e $j$ do conversor            | siemens (S)  |
| $g_m$                 | Ganho do modulador phase-shift do DSP                                 | -            |
| $G$                   | Ganho do DAB devido ao ponto de operação                              | -            |
| $G_{ij}$              | Elementos da matriz de ganho das malhas do conversor TAB              | -            |
| $H_{v2}, H_{v3}$      | Funções de transferência das plan-tas da porta 2 e porta 3            | -            |
| $i_L$                 | Corrente na indutância de trans-missão                                | ampère (A)   |
| $i_L(0)$              | Valor da corrente na indutância no                                    | ampère (A)   |

|                      |  |            |
|----------------------|--|------------|
|                      | instante $\omega t = 0$  |            |
| $i_L(\pi)$           | Valor da corrente na indutância no instante $\omega t = \pi$           | ampère (A) |
| $i_L(\pi + \varphi)$ | Valor da corrente na indutância no instante $\omega t = \pi + \varphi$ | ampère (A) |
| $i_{L(I)}$           | Valor da corrente na indutância no trecho I                            | -          |
| $i_{L(II)}$          | Valor da corrente na indutância no trecho II                           | -          |
| $i_{c2}$             | Corrente no capacitor da porta 2                                       | ampère (A) |
| $i_{1,2,3}$          | Corrente nos enrolamentos 1,2,3 do TAB                                 | ampère (A) |
| $i_{12}$             | Corrente de curto-circuito entre a porta 1 e 2                         | ampère (A) |
| $i_{31}$             | Corrente de curto-circuito entre a porta 3 e 1                         | ampère (A) |
| $i_{32}$             | Corrente de curto-circuito entre a porta 3 e 2                         | ampère (A) |
| $I_{R_2}$            | Valor médio da corrente no resistor da porta 2                         | ampère (A) |
| $I_{1,2,3}$          | Valor médio das correntes nas portas 1,2,3                             | ampère (A) |
| $I_2'$               | Valor médio da corrente da porta 2 refletida para o lado primário      | ampère (A) |
| $\tilde{I}_2$        | Corrente na porta 2 ajustada pelo                                      | ampère (A) |

|                 | compensador   |            |
|-----------------|---|------------|
| $I_{1(ef)}$     | Corrente eficaz na porta 1  | ampère (A) |
| $I_{1(ef)\_pu}$ | Corrente eficaz na porta 1 em p.u   | p.u        |
| $I_{max}$       | Corrente máxima   | ampère (A) |
| $I_o$           | Valor médio da corrente na carga do conversor SLR   | ampère (A) |
| $\bar{I}^*$     | Conjugado da corrente   | ampère (A) |
| $k_T$           | Ganho total da malha de controle do DAB   | -          |
| $k_m$           | Ganho do sistema de medição   | -          |
| $K$             | Matriz dos gyrators de um sistema com N gyrator   | -          |
| $l_1$           | Indutância de dispersão do primário no modelo T do transformador  | henry(H)   |
| $l_m$           | Indutância magnetizante no modelo T do transformador  | henry(H)   |
| $l_{2,3}$       | Indutâncias de dispersão do secundário e terciário respectivamente no modelo T do transformador                             | henry(H)   |
| $l'_{2,3}$      | Indutâncias de dispersão do secundário e terciário, respectivamente, referidas para o primário no modelo T do transformador | henry (H)  |

|              |   |           |
|--------------|---|-----------|
| $l_{s1}$     | Indutância série com o enrolamento 1  | henry (H) |
| $l_{s2}$     | Indutância série com o enrolamento 2  | henry (H) |
| $l_{s3}$     | Indutância série com o enrolamento 3  | henry (H) |
| $l_{1T}$     | Indutância total de transmissão do enrolamento 1 (soma da externa com a de dispersão)                             | henry (H) |
| $l_{2T}$     | Indutância total de transmissão do enrolamento 2 (soma da externa com a de dispersão)                             | henry (H) |
| $l_{3T}$     | Indutância total de transmissão do enrolamento 3 (soma da externa com a de dispersão)                             | henry (H) |
| $l_{eq(12)}$ | Indutância equivalente vista da porta 1 para porta 2 quando a porta 2 é alimentada e a porta 3 é curto-circuitada | henry (H) |
| $l_{eq(31)}$ | Indutância equivalente vista da porta 3 para porta 1 quando a porta 3 é alimentada e a porta 2 é curto-circuitada | henry (H) |
| $l_{eq(32)}$ | Indutância equivalente vista da porta 3 para porta 2 quando a porta 3 é alimentada e a porta 1 é curto-           | henry (H) |

|                          | circuitada  |           |
|--------------------------|---|-----------|
| $L_{th(12)}$             | Indutância de Thévenin vista da porta 1 para porta 2 quando a porta 2 é alimentada e a porta 3 é curto-circuitada | henry (H) |
| $L_{th(31)}$             | Indutância de Thévenin vista da porta 3 para porta 1 quando a porta 3 é alimentada e a porta 2 é curto-circuitada | henry (H) |
| $L_{th(32)}$             | Indutância de Thévenin vista da porta 3 para porta 2 quando a porta 3 é alimentada e a porta 1 é curto-circuitada | henry (H) |
| $L$                      | Indutância de transmissão ou total  | henry (H) |
| $L_{disp\_pri}$          | Indutância de dispersão do primário   | henry (H) |
| $L'_{disp\_sec}$         | Indutância de dispersão do secundário refletida para o primário   | henry (H) |
| $L_{exter\_prim}$        | Indutância externa do primário  | henry (H) |
| $L'_{exter\_sec}$        | Indutância externa do secundário refletida para o primário  | henry (H) |
| $L_{max}$                | Indutância máxima de transmissão  | henry(H)  |
| $L_{12}, L_{32}, L_{31}$ | Indutâncias equivalentes entre as portas 1 e 2, 3 e 2, 3 e 1  | henry(H)  |
| $L_{00}$                 | Indutância própria do transforma-   | henry(H)  |

|                          | dor  |           |
|--------------------------|--|-----------|
| $L_{ij}$                 | Indutância equivalente entre as barras i e j                             | Henry (H) |
| $n_{2,3}$                | Relação de transformação fictícia do modelo equivalente do transformador | -         |
| $N_{1,2,3}$              | Número de espiras dos enrolamentos 1, 2, 3 respectivamente               | -         |
| $P$                      | Potência ativa transmitida   | watts (W) |
| $P_{1,2,3}$              | Potência ativa consumida/gerada nas portas 1, 2, 3 respectivamente       | watts (W) |
| $P_{base}$               | Potência base  | watts (W) |
| $P_{p.u}$                | Potência ativa em p.u  | p.u       |
| $P_{max}$                | Potência ativa máxima transmitida  | watts (W) |
| $P_o$                    | Potência de saída do conversor SLR                                       | watts (W) |
| $P_{12}, P_{32}, P_{31}$ | Fluxo de potência ativa entre as portas 1 e 2, 3 e 2, 3 e 1              | watts (W) |
| $P_{00}$                 | Fluxo de potência ativa na indutância mútua                              | watts (W) |
| $P_{12(mf)}$             | Fluxo de potência ativa no modelo fundamental entre as portas 1 e 2      | watts (W) |
| $P_{32(mf)}$             | Fluxo de potência ativa no modelo fundamental entre as portas 3 e 2      | watts (W) |

|                  |   |                           |
|------------------|---|---------------------------|
| $P_{31(mf)}$     | Fluxo de potência ativa no modelo fundamental entre as portas 3 e 1   | watts (W)                 |
| $P_{12}^*$       | Fluxo de potência ativa entre as barras 1 e 2 definida pelo controle  | watts (W)                 |
| $P_{31}^*$       | Fluxo de potência ativa entre as barras 3 e 1 definida pelo controle  | watts (W)                 |
| $P_1^*$          | Injeção de potência na barra 1 definida pelo controle                 | watts (W)                 |
| Q                | Potência reativa  | volt ampère reativo (Var) |
| $Q_{mf}$         | Potência reativa no modelo fundamental                                | volt ampère reativo (Var) |
| $Q_{(mf)}_{p.u}$ | Potência reativa em p.u no modelo fundamental                         | p.u                       |
| $Q_{12(mf)}$     | Fluxo de potência reativa no modelo fundamental entre as portas 1 e 2 | volt ampère reativo (Var) |
| $Q_{32(mf)}$     | Fluxo de potência reativa no modelo fundamental entre as portas 3 e 2 | volt ampère reativo (Var) |
| $Q_{31(mf)}$     | Fluxo de potência reativa no modelo fundamental entre as portas 3 e 1 | volt ampère reativo (Var) |
| $Q_t$            | Fluxo de potência reativa total no modelo fundamental                 | volt ampère reativo (Var) |
| r                | Gyrator resistência   | ohm ( $\Omega$ )          |

|                       |   |                             |
|-----------------------|---|-----------------------------|
| $R$                   | Resistência                                     | ohm ( $\Omega$ )            |
| $R_{2c}$              | Resistência da carga crítica da porta 2         | ohm ( $\Omega$ )            |
| $R_2$                 | Resistência de carga da porta 2                 | ohm ( $\Omega$ )            |
| $R_3$                 | Resistência de carga da porta 3                 | ohm ( $\Omega$ )            |
| $R_{3c}$              | Resistência da carga crítica da porta 3         | ohm ( $\Omega$ )            |
| $R_o$                 | Resistência de carga do conversor SLR           | ohm ( $\Omega$ )            |
| $S_{1,2,3,4,5,6,7,8}$ | Chaves semicondutoras<br>1,2,3,4,5,6,7,8        | -                           |
| $S_{ap}$              | Potência aparente                               | volt ampère<br>(VA)         |
| $S_{p.u}$             | Potência aparente em p.u                        | p.u                         |
| $S_{ij}$              | Fluxo de potência base entre as portas i e j    | watts (W)                   |
| $T_s$                 | Período de comutação                            | segundo (s)                 |
| $T_{deadband}$        | Tempo morto                                     | segundos (s)                |
| $\omega$              | Frequência ou velocidade angular                | radiano por segundo (rad/s) |
| $\omega_s$            | Frequência ou velocidade angular de comutação   | radiano por segundo (rad/s) |
| $\omega_0$            | Frequência ou velocidade angular de ressonância | radiano por segundo (rad/s) |

|                        |  |           |
|------------------------|--|-----------|
| $\omega_r$             | Frequência ou velocidade angular relativa  | -         |
| $V_{1,2,3}$            | Tensão alternada nos enrolamentos 1,2,3 respectivamente  | volt (V)  |
| $V_p$                  | Tensão alternada na bobina primária  | volt (V)  |
| $V_s$                  | Tensão alternada na bobina secundária  | volt (V)  |
| $V'_s$                 | Tensão alternada na bobina secundária refletida para o lado primário                             | volt (V)  |
| $V_1 \angle 0$         | Tensão fasorial da porta 1 no modelo fundamental   | volt (V)  |
| $V'_2 \angle -\varphi$ | Tensão fasorial da porta 2 refletida para o lado primário do transformador no modelo fundamental | volt (V)  |
| $V_{1,2(ef)}$          | Tensão eficaz da porta 1 e 2 no modelo fundamental   | volt (V)  |
| $V'_{2(ef)}$           | Tensão eficaz da porta 2 no modelo fundamental refletida para o lado primário do transformador   | volt (V)  |
| $V'_3$                 | Tensão no enrolamento terciário refletida para o enrolamento primário                            | volt (V)  |
| $\vec{V}_1$            | Tensão fasorial da porta 1   | volts (V) |
| $V_{th(12)}$           | Tensão de Thévenin vista da porta  | volt (V)  |

|              |   |          |
|--------------|---|----------|
|              | 1 para porta 2 quando a porta 2 é alimentada e a porta 3 é curto-circuitada                                   |          |
| $V_{th(31)}$ | Tensão de Thévenin vista da porta 3 para porta 1 quando a porta 3 é alimentada e a porta 2 é curto-circuitada | volt (V) |
| $V_{th(32)}$ | Tensão de Thévenin vista da porta 3 para porta 2 quando a porta 3 é alimentada e a porta 1 é curto-circuitada | volt (V) |
| $V_{1,2,3}$  | Valor médio da tensão nas portas 1, 2, 3  | volt (V) |
| $V_2'$       | Valor médio da tensão da porta 2 refletida para o lado primário do transformador                              | volt (V) |
| $V_{base}$   | Tensão base   | volt (V) |
| $V_{i,j}$    | Tensões nas portas i, j   | volt (V) |
| $V_{2(ref)}$ | Tensão de referência da porta 2   | volt (V) |
| $V_{3(ref)}$ | Tensão de referência da porta 3   | volt (V) |
| $X$          | Matriz de desacoplamento das malhas do conversor TAB  | -        |
| $X_{ij}$     | Elementos da matriz de desacoplamento das malhas do conversor   | -        |

|                   | TAB   |                  |
|-------------------|---|------------------|
| $Z$               | Impedância característica do conversor SLR                            | ohm ( $\Omega$ ) |
| $\varphi$         | Ângulo de defasagem   | radianos (rad)   |
| $\varphi_0$       | Ângulo de defasagem no ponto de equilíbrio                            | radianos (rad)   |
| $\tilde{\varphi}$ | Ângulo de defasagem ajustado pelo compensador                         | radianos (rad)   |
| $\Delta i_L$      | Varição da corrente na indutância                                     | ampère (A)       |
| $\theta$          | Ângulo de condução arbitrário   | radiano (rad)    |
| $\theta_i$        | Ângulo de condução arbitrário   | radiano (rad)    |
| $d\theta$         | Diferencial em função do ângulo $\theta$                              | -                |
| FP                | Fator de potência   | -                |
| $\gamma$          | Equivalente a $\sin(\varphi)$   | -                |
| $\Delta V_2$      | Varição de tensão na porta 2  | volt(V)          |
| $\Delta R_2$      | Varição da resistência da porta 2                                     | ohm ( $\Omega$ ) |
| $\Delta\gamma$    | Varição de $\gamma$   |                  |
| $\phi_{db}$       | Ângulo do tempo morto   | radiano (rad)    |
| $\varphi^*$       | Ângulo de defasamento ajustado para compensar o ângulo do tempo morto | radiano (rad)    |

|                                 |  |                    |
|---------------------------------|--|--------------------|
| $\Phi_{12}, \Phi_{31}$          | Ângulo de defasamento (diferença angular) entre as portas 1 e 2, e 3 e 1     | radianos (rad)     |
| $\Phi_{1,2,3}$                  | Ângulo absoluto das tensões nas portas 1, 2, 3 respectivamente               | radianos (rad)     |
| $\Phi_{12}^*$                   | Ângulo de defasamento entre as barras 1 e 2 definido pelo controle           | radianos (rad)     |
| $\Phi_{31}^*$                   | Ângulo de defasamento entre as barras 3 e 1 definido pelo controle           | radianos (rad)     |
| $\Psi_{1,2,3}$                  | Fluxo magnético devia as correntes nos enrolamentos 1, 2, 3                  | tesla (T)          |
| $\Psi_r$                        | Fluxo magnético resultante   | tesla (T)          |
| $\mathfrak{R}_{1,2,3}$          | Relutância do caminho magnético vista pelos fluxos $\Psi_{1,2,3}$            | ampère/tesla (A/T) |
| $\mathfrak{R}_c$                | Relutância vista pela indutância magnetizante                                | ampère/tesla (A/T) |
| $\text{sen}(\theta)$            | Senô do argumento genérico $\theta$  | -                  |
| $\text{cos}(\theta)$            | Cosseno do argumento genérico $\theta$                                       | -                  |
| $\frac{\partial x}{\partial y}$ | Derivada parcial da variável genérica $x$ em relação à variável genérica $y$ | -                  |
| $f(x)$                          | Função da variável genérica $x$  | -                  |

|                   |   |   |
|-------------------|---|---|
| $\int_a^b f(x)dx$ | Integral da função genérica $f(x)$ no intervalo finito $[a, b]$                                 | - |
| $\Delta$          | Variável delta definida como a diferença entre fluxos de potência ativa no controle feedforward | - |
| $\alpha_i$        | Multiplicador de Lagrange   |   |

## SUMÁRIO

|   |    |
|---|----|
| <b>LISTA DE FIGURAS</b> .....   | 15 |
| <b>LISTA DE TABELAS</b> .....   | 25 |
| <b>LISTA DE ABREVIACÕES</b> .....   | 27 |
| <b>LISTA DE SÍMBOLOS</b> .....  | 29 |
| <b>SUMÁRIO</b> .....  | 43 |
| <b>PREFÁCIO</b> .....   | 49 |
|   |    |
| CAPITULO 1:  ESTRUTURAS TOPOLOGICAS PARA INTERCONEXÃO<br>DE FONTES DE ENERGIA .....                     | 53 |
| 1.1  Introdução.....  | 53 |
| 1.2  Acoplamento por Link CC (barramento elétrico) versus<br>Acoplamento por barramento magnético ..... | 53 |
| 1.3  Breve Histórico .....  | 54 |
| 1.4  Estrutura Convencional.....  | 59 |
| 1.5  Conversor Multiporta.....  | 60 |
| 1.5.1  Controle do fluxo de potência no conversor multiporta...63                                       |    |
| 1.6  Conclusão.....   | 63 |
| CAPITULO 2:  CONVERSOR DAB (DUAL ACTIVE BRIDGE) .....   | 65 |
| 2.1  Introdução.....  | 65 |
| 2.2  Apresentação do Conversor .....  | 66 |
| 2.3  Etapas de operação considerando a modulação<br>convencional .....                                  | 71 |
| 2.4  Estudo de algumas figuras de mérito no conversor DAB79   |    |
| 2.4.1  Corrente média da porta 1.....   | 79 |
| 2.4.2  Potência média transmitida e corrente média da porta 2   | 84 |

|  |  |     |
|--|--|-----|
| 2.4.3  | Indutância de transferência de potência .....  | 86  |
| 2.4.4  | Corrente eficaz .....  | 88  |
| 2.4.5  | Potência aparente, potência reativa e fator de potência .  | 91  |
| 2.4.6  | Influência da carga na tensão de saída .....   | 92  |
| 2.4.7  | Influência da carga na corrente da indutância .....  | 93  |
| 2.4.8  | Influência da carga na potência de saída .....   | 95  |
| 2.4.9  | Ondulação da tensão de saída .....   | 98  |
| 2.4.10   | Influência do tempo morto no <i>phase-shifting</i> .....   | 102 |
| 2.5  | <i>Análise do DAB na frequência Fundamental</i> .....  | 103 |
| 2.6  | <i>Modelo matemático para controle do Conversor DAB</i>  | 108 |
| 2.6.1  | Modelo por valores médios .....  | 109 |
| 2.6.2  | Modelo por <i>gyrator</i> .....  | 112 |
| 2.7  | <i>Similaridades entre o DAB e o conversor SLR</i> .....   | 115 |
| 2.8  | <i>Simulações e testes experimentais com o conversor DAB</i>                                     | 117 |
| 2.8.1  | Resultados de simulações comparando o conversor DAB e o conversor SLR .....                      | 118 |
| 2.8.2  | Resultados de simulações comparando o conversor DAB completo e o modelo por <i>gyrator</i> ..... | 119 |
| 2.8.3  | Resultados experimentais com o conversor DAB .....   | 121 |
| 2.9  | <i>Conclusão</i> .....   | 125 |
| CAPITULO 3: CONVERSOR TAB (TRIPLE ACTIVE BRIDGE) ..... |  | 127 |
| 3.1  | <i>Introdução</i> .....  | 127 |
| 3.2  | <i>O conversor TAB</i> .....   | 127 |
| 3.2.1  | Princípio de funcionamento .....   | 129 |
| 3.2.2  | Modulação .....  | 131 |
| 3.2.3  | Conversor TAB como uma rede de energia de alta frequência  | 134 |

|  |  |     |
|--|--|-----|
| 3.2.3.1  | Determinação do modelo $\pi$ equivalente do transformador de 3 enrolamentos .....                  | 135 |
| 3.2.4  | Análise do fluxo de potência no TAB.....   | 146 |
| 3.3  | <i>Análise das tensões nas portas</i> .....  | 152 |
| 3.4  | <i>Modelo do TAB na freqüência fundamental</i> .....   | 160 |
| 3.5  | <i>Proposta do TAB funcionando como elo entre sistemas de energia e com perdas reduzidas</i> ..... | 165 |
| 3.6  | <i>Estratégias de controle do conversor TAB</i> .....  | 166 |
| 3.6.1  | Controle com <i>Feedforward</i> .....  | 167 |
| 3.6.2  | Controle com duplo <i>feedback</i> .....   | 169 |
| 3.7  | <i>Modelo matemático para controle do conversor TAB</i> .  | 169 |
| 3.7.1  | Modelo por valores médios .....  | 170 |
| 3.7.2  | Modelo por valores médios com desacoplamento entre as portas                                       | 176 |
| 3.7.3  | Modelo por <i>gyrator</i> .....  | 179 |
| 3.8  | <i>Simulações computacionais com o conversor TAB</i> .....   | 183 |
| 3.8.1  | Verificação da região proibida de operação.....  | 183 |
| 3.8.2  | Validação do modelo $\pi$ do transformador, o modelo fundamental e o modelo real do TAB.....       | 185 |
| 3.9  | <i>Conclusão</i> .....   | 187 |
| CAPITULO 4: DISCUSSÃO SOBRE O BARRAMENTO MAGNÉTICO-TRANSFORMADOR |  |     |
|  |  | 189 |
| 4.1  | <i>Os problemas</i> .....  | 189 |
| 4.1.1  | Minimização das perdas.....  | 193 |
| 4.1.2  | Armazenamento de energia.....  | 197 |
| 4.1.3  | Número de espiras dos enrolamentos .....   | 197 |
| 4.1.4  | Fluxo CC devido à assimetria na tensão sob os enrolamentos do transformador .....                  | 198 |

|   |   |     |
|---|---|-----|
| 4.1.5   | Utilização da janela do núcleo .....  | 200 |
| 4.2   | <i>Comentários</i> .....  | 204 |
| CAPITULO 5: CONVERSOR TAB COMO ACOPLADOR DE FONTES DE |   |     |
| ENERGIA   | 207   |     |
| 5.1   | <i>Introdução</i> .....   | 207 |
| 5.2   | <i>Descrição do protótipo montado</i> .....                                 | 207 |
| 5.2.1   | Porta 1 (porta principal) .....   | 208 |
| 5.2.2   | Porta 2 .....   | 210 |
| 5.2.3   | Porta 3 .....   | 210 |
| 5.2.4   | Painel Fotovoltaico .....   | 211 |
| 5.2.5   | O conversor SEPIC .....   | 213 |
| 5.2.6   | Circuito de potência do TAB .....   | 217 |
| 5.2.6.1   | Dimensionamento do transformador .....                                      | 217 |
| 5.2.6.2   | Dimensionamento das indutâncias série .....                                 | 221 |
| 5.2.6.3   | Dimensionamento dos capacitores de<br>desacoplamento                        | 222 |
| 5.3   | <i>Monitoramento, comando e controle do TAB</i> .....                       | 223 |
| 5.3.1   | O DSP utilizado .....   | 223 |
| 5.3.2   | Sinais de comando das chaves das portas .....                               | 226 |
| 5.3.3   | Sensoriamento dos sinais de tensão .....                                    | 226 |
| 5.3.4   | Condicionamento dos sinais de tensão .....                                  | 228 |
| 5.3.5   | Determinação do ganho $k_m$ (ganho de realimentação do<br>sinal de tensão)  | 230 |
| 5.3.6   | Determinação das malhas de controle e dos<br>compensadores para o TAB ..... | 231 |
| 5.4   | <i>Resultados computacionais e experimentais</i> .....                      | 237 |
| 5.4.1   | Sistema sem injeção de potência na porta 3 .....                            | 237 |
| 5.4.2   | Sistema com injeção de potência na porta 3 .....                            | 244 |

|  |   |     |
|--|---|-----|
| 5.5  | <i>Conclusão</i> .....                      | 249 |
| CAPITULO 6: COMENTÁRIOS FINAIS.....  |   | 251 |
| 6.1  | <i>Conclusões finais</i> .....              | 251 |
| 6.2  | <i>Sugestões de trabalhos futuros</i> ..... | 252 |
| <b>APÊNDICE A: O GYRATOR</b> .....   |   | 255 |
| <b>APÊNDICE B: CÓDIGO C PARA SIMULAÇÃO DO MÓDULO FOTOVOLTAICO</b> .....  |   | 269 |
| <b>APÊNDICE C: METODOLOGIA PARA MODULAÇÃO DO <i>PHASE-SHIFT</i> NA DLL DO PSIM</b> .....   |   | 271 |
| <b>APÊNDICE D: Transformação do Circuito equivalente do Modelo <math>\pi</math> para o modelo T de transformadores de 3 enrolamentos</b> ..... |   | 277 |
| <b>APÊNDICE E: Código dos programas MATLAB utilizados para dimensionamento dos compensadores</b> .....   |   | 281 |
| <b>APÊNDICE F: Circuitos utilizados para simular o conversor DAB e o circuito derivado do gyrator</b> .....                                    |   | 289 |
| <b>ANEXO A: O módulo Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM)</b> ..  |   | 293 |
| <b>Artigos desenvolvidos durante o mestrado</b> .....  |   | 309 |
| <b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....  |   | 311 |



## PREFÁCIO

A interligação de fontes de energia, usando diferentes insumos como matéria-prima, tornou-se atrativa. Tanto que, nas últimas décadas, houve um significativo aumento de seu uso. Isso, devido ao avanço das técnicas da eletrônica de potência.

Para transferir potência de diferentes fontes de energia são utilizados conversores eletrônicos com múltiplas entradas: os denominados conversores multiportas. Por isso, diferentes topologias de circuitos para conversores com múltiplas entradas e saída regulada têm sido propostas na literatura.

Esquemas de controle para fontes de energia, associadas em paralelo ou em série, foram os primeiros. Todavia, associações de fontes em paralelo para transferência de energia, às vezes, são baseadas no conceito de compartilhamento dos tempos, em que a energia é transferida para a carga por somente uma das fontes de cada vez. Quanto à conexão série, se uma das fontes de energia for danificada, será muito difícil obter uma tensão de saída regulada, uma vez que a variação da tensão de entrada seria muito significativa.

Com o avanço da tecnologia dos carros elétricos e das chamadas microgrids, uma nova concepção de conversor tem despertado o interesse dos pesquisadores. Estes conversores, ao contrário da maioria (que combina forma elétrica à energia de entrada), possuem acoplamento magnético e combinam, de forma magnética, a energia disponível das fontes de entrada. Na literatura, são chamados de conversores multiportas isolados. As vantagens imediatas dessa topologia são: 1) o fluxo de potência pode ser bidirecional em todas as portas, 2) a utilização do barramento magnético possibilita a isolação galvânica entre as fontes, 3) fontes com diferentes níveis de tensão podem ser utilizadas sem a necessidade de um estágio conversor anterior.

Um conversor multiporta, com acoplamento magnético, pode acomodar a fonte primária de energia, um sistema de armazenamento, e combinar essas vantagens utilizando apenas um simples transformador de alta frequência que possui diversos enrolamentos. Quando mais de uma porta possui fontes de energia, o fluxo de potência entre o sistema pode ser gerenciado e redistribuído internamente, o que melhora a dinâmica e a estabilidade. Esses conversores são totalmente aplicáveis à UPS, às estações espaciais, às micro-grids CC, aos carros elétricos etc.

Na literatura existem inúmeros trabalhos com conversores utilizando acoplamento magnético. No entanto, esses conversores, na sua maioria, derivam-se, sobretudo, do conversor DAB (Dual Active Bridge) ou DHB (Dual Half Bridge), estruturas formadas basicamente por dois conversores em ponte completa ou meia ponte, respectivamente, na configuração *back-to-back* interligados através de um transformador de alta frequência.

Dessa forma, a proposta de estudo sobre o assunto e a possibilidade de contribuir para uma promissora aplicação dessa topologia formaram a base da motivação para o desenvolvimento deste trabalho, que tem como objetivo principal apresentar um conversor multiporta CC-CC, para interfacear com múltiplas fontes de energia, por meio de um barramento magnético. Em particular, o conversor utilizado será o TAB (Triple Active Bridge) bidirecional, que servirá de interfaceamento entre duas cargas, uma fonte CC (Corrente Contínua) e um painel fotovoltaico. Um sistema de controle, baseado na técnica *phase-shift*, fará o gerenciamento do fluxo de potência do sistema.

Para melhor entendimento do leitor e apresentação do conteúdo, este trabalho está dividido da seguinte forma:

No Capítulo 1, é apresentado um breve histórico dos trabalhos envolvendo os conversores com acoplamento magnético, destacando a topologia tradicional e a do conversor multiportas, do qual as principais características são ressaltadas.

No Capítulo 2, é feita uma exposição do conversor DAB, destacando suas etapas de operação, seu princípio de funcionamento e características principais. São mostradas ainda algumas relações matemáticas e modelagem para fins de controle, assim como as principais formas de onda.

No Capítulo 3, é feita para o conversor TAB, uma extensão das análises realizadas para o conversor DAB. Neste capítulo, é destacado também o princípio de funcionamento do conversor TAB. Além disso, são apresentadas algumas relações matemáticas, formas de onda e modelagem matemática para fins de controle.

No Capítulo 4, é apresentada a problemática envolvendo o projeto e concepção do barramento magnético (transformador de alta frequência) utilizado nos conversores multiportas.

No Capítulo 5, é desenvolvido um projeto de engenharia utilizando-se o conversor TAB, validado por intermédio de simulações computacionais e resultados experimentais.

Finalmente, no Capítulo 6, são aduzidas as conclusões e comentários gerais, assim como sugestões para trabalhos futuros.

Somados aos capítulos principais, o trabalho ainda é acompanhado de apêndices e anexos que, apesar de não fazerem parte do texto principal, certamente servem de auxílio ao leitor para melhor entendimento.



---

## CAPÍTULO 1: ESTRUTURAS TOPOLOGICAS PARA INTER- CONEXÃO DE FONTES DE ENERGIA

---

### 1.1 Introdução

A interligação de fontes de energia tornou-se uma das alternativas para aumentar a confiabilidade de alguns sistemas, garantindo o fornecimento de energia de forma ininterrupta para a carga que é alimentada. Diversas topologias, técnicas e estruturas têm sido propostas na literatura. Destacam-se, nesse sentido, topologias com acoplamento elétrico (barramento elétrico) [1-4], nas quais os conversores são interligados em paralelo por intermédio dos capacitores de saída e topologias com acoplamento magnético (barramento magnético) [5-7]. Nestes, os conversores são interligados por meio de um transformador, que serve como elemento de transferência de energia entre as fontes. Contudo, as topologias apresentadas por essas literaturas são unidirecionais, o que inviabiliza a troca completa de energia entre as fontes.

Em [8] é apresentado uma topologia de conversor multiporta bidirecional, destacando-se as células básicas para construção desse conversor. São também definidas duas estruturas para interligação de fontes de energia: a convencional e a multiporta.

Neste capítulo também é exposto essas duas estruturas, enfatizando-se, neste íterim, suas principais características e peculiaridades. No próximo item, é apresentada uma sucinta comparação com os dois tipos básicos de interfaceamento (*link*) entre fontes de energia.

### 1.2 Acoplamento por Link CC (barramento elétrico) versus Acoplamento por barramento magnético

A classificação básica do *link* para a transferência de energia entre as portas de uma estrutura conversora é descrita a seguir [9, 10]:

- *Link* CC, realizado por meio de um capacitor de acoplamento;
- *Link* CA de alta frequência (AF) ou acoplamento magnético;

- *Link* CA de baixa frequência (BF), utilizando a frequência da rede de energia convencional, geralmente 60 Hz ou 50 Hz.

A isolamento elétrica entre as portas é totalmente possível com o *link* AF ou BF, porém o *link* CC não provê isolamento elétrica. Com o *link* CA BF nem sempre é necessário um transformador de isolamento quando o nível das tensões é equivalente. O *link* BF está relacionado à operação de conversores PWM em paralelo com um sistema como, por exemplo, para o controle de potência reativa [9].

Ambos os *link*'s (CC ou acoplamento magnético) podem ou não ter capacidade de bidirecionalidade de energia. O acoplamento pelo *link* CC é o método em que diversas fontes são interligadas por intermédio de conversores a um barramento CC comum. Nesse método, a bidirecionalidade do fluxo de potência é simples. Porém, o inconveniente se encontra na impossibilidade da estrutura não poder eficientemente comportar uma grande variedade de fontes. Por outro lado, o acoplamento por barramento magnético possibilita a interconexão de várias fontes através de um transformador de múltiplos enrolamentos. Desse modo, é possível conectar fontes com diferentes níveis de tensão, sendo que o ajuste é realizado pela relação de espiras do transformador. Além disso, a isolamento galvânica é conseguida naturalmente e a transferência de energia é realizada por meio do fluxo magnético [9]. Assim, os dois métodos podem ser combinados, o que forma a estrutura do conversor multiporta, que será mostrado no item 1.5 [9].

### 1.3 Breve Histórico

Em se tratando de topologias para acoplamento de fontes de energia, por intermédio de barramento magnético, destaca-se: em [11], são apresentadas três novas topologias de conversor CC / CC próprias para aplicações de elevada potência e alta densidade de potência. Todas as três topologias podem operar com comutação suave, o que diminui as perdas e possibilita a elevação da frequência de chaveamento do conversor. As topologias propostas utilizam a reatância de dispersão dos transformadores de ligação como elementos ativos de transferência de potência. Com isso, mostra-se que esse modo de transferência de energia facilita a operação paralela de vários módulos, aumentando a capacidade de energia do sistema; em [12], é introduzida uma nova estratégia de controle para os conversores DAB e SLR (Séries-Loaded Resonant). É mostrado que a técnica *phase-shift* tem poucas vantagens quando apli-

cada ao conversor SLR, em relação ao conversor DAB. A topologia DAB é ressaltada como uma boa alternativa para frequências próximas de 100 kHz. É destacada ainda que a topologia DAB é vantajosa devido a sua simetria e capacidade de operar na forma “Buck-Boost”, dependendo da direção do fluxo de potência e sua natural capacidade de regeneração de energia; em [13], é introduzida uma nova estrutura de conversor DAB com duas portas ligadas em série na saída, para obter-se alta tensão. São distinguidas as características de alta potência e alta densidade de potência desse conversor. É frisado que os conversores DAB têm grandes atrativos em termos de poucos componentes, possibilidade de baixas perdas de comutação, fluxo de potência bidirecional, operação Buck-boost, baixa sensibilidade aos elementos parasitas do circuito e simples estabilidade dinâmica; em [14], é apresentada uma estrutura denominada DC-LFAC, utilizando a topologia DAB e operando em 100 kHz. A estrutura proposta exibe um ótimo controle, com o nome de “controle angular dual”. A topologia ainda possui frequência de chaveamento constante, controle por *phase-shifting* e comutação suave em grande parte do plano V-I, o que aumenta a eficiência global. O conversor proposto possui grande controlabilidade nos 4 (quatro) quadrantes de operação; em [15], é apresentado um conversor bidirecional CC-CC para aplicações em baixa potência. A topologia é caracterizada por possuir um transformador de alta frequência, alimentado no primário por um conversor meia-ponte e no secundário por ter saída em corrente com característica push-pull. A topologia demonstrou alta eficiência, ficando em torno de 86% no modo de funcionamento acumulativo (forward mode) e de 90.5% no modo de funcionamento normal (backup mode); em [16], é proposta uma técnica para gerar famílias de conversores CC-CC bidirecionais com comutação suave e controle por *phase-shift*. Um conversor em particular da família é analisado, demonstrando as seguintes características: completa operação ZVS no modo *forward* e *backward*; retificação síncrona; fácil controle à rápida resposta de corrente; em [17] é exposto o resultado do desenvolvimento de um conversor para veículos elétricos, baseado na topologia DAB meia ponte e possuindo um reduzido número de chaves (comparado com o DAB ponte completa) e comutação suave com simples controle, e sem circuitos auxiliares; em [18] é proposta uma estrutura múltiporta para painéis fotovoltaicos, com injeção de potência elétrica na rede de energia convencional, com alto fator de potência e com rastreamento do MPP do painel. A estrutura tem entrada e saída em corrente e é controlada pela

técnica *phase-shift*. Todas as chaves da estrutura são operadas com ZVS ou ZCS. Resultados experimentais demonstraram alto desempenho da estrutura; em [19] é exposta uma nova topologia DAB, possuindo um único estágio com correção de fator de potência. A topologia possui, dentre outras características, alta eficiência, alto fator de potência e capacitores de barramento de menor valor. Resultados experimentais mostraram que a eficiência do circuito ficou em torno de 84%; em [20] é proposta uma nova topologia para ser usada em UPS formada por um retificador trifásico PWM, um inversor trifásico PWM e uma bateria interligados por um transformador de alta frequência de três enrolamentos e um conversor monofásico ponte completa PWM. Simulações computacionais, realizadas no software PSIM, mostram a validade das análises matemáticas e a viabilidade da topologia; em [21] é proposta uma combinação do controle por *phase-shift* com o PWM para reduzir o estresse de corrente nas chaves e expandir a faixa de operação ZVS em um conversor bidirecional CC-CC, com acoplamento magnético. As análises são validadas com resultados experimentais; em [22] é proposta a utilização de uma topologia retificadora trifásica, (ZVS) conversor CC / CC com ciclo de trabalho assimétrico. O uso deste novo retificador melhora a eficiência do conversor, pois apenas três diodos são responsáveis pelas perdas de condução no lado secundário de um transformador. Além disso, possui todas as vantagens do conversor CC/CC trifásico. Ou seja, o aumento da frequência das correntes de entrada e saída, a melhor distribuição das perdas, bem como a comutação suave para uma larga faixa de operação que são preservadas. Sendo assim, conclui-se que a topologia resultante é capaz de atingir alta eficiência e alta densidade de potência em alta potência. A análise teórica, simulações computacionais e resultados experimentais são apresentados; em [23] é proposto um conversor ponte completa CC-CC bidirecional, com aumento da região de operação ZCS pela adição de circuitos de grameamento ativo em ambas as pontes. O conversor é controlado pela técnica *phase-shift* mais PWM. O princípio de operação e as análises matemáticas são validados por simulações computacionais e resultados experimentais; em [24] são relatados os problemas práticos encontrados na construção de um conversor CC-CC bidirecional, para servir de interface entre um supercapacitor e um banco de baterias. A topologia construída foi a DAB, sendo analisadas técnicas de controle, transferência de potência, perdas e rendimento. Os resultados obtidos com o estudo construtivo mostraram a possibilidade de minimizar o link

CA diminuindo a potência aparente. Também foi observada uma boa dinâmica, o que favorece o controle; em [25] é apresentada a proposta de um conversor bidirecional CC-CC para um veículo híbrido. A topologia baseia-se no DAB e integra um conversor buck e um conversor ponte completa alimentado em corrente. A topologia possui características favoráveis para utilização em situações em que o barramento de alta tensão é mantido por banco de capacitores. Um protótipo de 1,5 kW é desenvolvido, obtendo eficiência em torno de 92-94%; em [26] apresenta-se um método start-up para o conversor TAB. O conversor é inicialmente operado como buck, seguido pela operação no modo boost e finalmente é capaz de operar de forma normal com o controle *phase-shift*. O método é validado por simulações computacionais; em [27] é descrito um problema técnico no estado-da-arte em sistemas de conversão de energia de média tensão e apresentou a próxima geração de sistemas de energia de 6.6-kV/3.3-kV. Os sistemas propostos são caracterizados pela utilização de conversores CC-CC bidirecionais, isolados por um transformador de alta frequência, para reduzir significativamente o tamanho e o peso do sistema. É construído um protótipo de um conversor topologia DAB de 350 V, 10 kW, e 20 kHz. Os resultados práticos foram satisfatórios tornando atrativo o uso da topologia; em [28] um conversor TAB de 1,5 kW, 100 kHz é desenvolvido e apresentado os resultados experimentais. Uma rigorosa análise matemática é inserida no sistema de controle que consegue fazer o conversor operar com perdas mínimas. Este conversor mostra-se adequado para vários sistemas elétricos de tensão, em que um elemento de armazenamento é necessário, como em energias renováveis, sistemas de geração de energia alimentado por painéis solares e/ou por células a combustível; em [29] é realizada uma avaliação comparativa de desempenho dos conversores DAB monofásico e trifásico. O trabalho avalia as estruturas a partir da perspectiva de performance de operação, controlabilidade e perdas. O resultado do trabalho destina-se à formação de uma base para a seleção entre as duas topologias em qualquer contexto operacional; em [30] é proposto um conversor TAB série ressonante. Mostra-se que, devido a natureza ressonante do circuito, a operação ZVS é naturalmente possível. Uma metodologia de projeto para o tanque ressonante também vem à tona. Simulações computacionais e resultados experimentais de um protótipo funcionando em malha aberta são apresentados, validando as análises; em [31] é proposta uma estrutura multiporta isolada.

Estrutura que é um tanto complexa em sua construção quanto em seu controle, uma vez que possui um grande número de chaves. Sobre esse assunto, destaca-se, por isso, que ela apresenta algumas vantagens, tais como a fácil interconexão com a rede de energia e operação modular; em [32] um conversor THB (Triple Half-Bridge), utilizando a topologia meia ponte, é desenvolvido. Aqui um método de controle, combinando a técnica *phase shift* com a modulação PWM, é utilizada, aumentando a faixa de operação de comutação suave do conversor, que opera com ZVS. Uma das portas possui entrada na configuração boost, o que torna possível lidar com as variações de tensão na entrada, ajustando somente a razão cíclica de todas as três portas. Com esta abordagem, a operação do conversor é otimizada com redução global das perdas. As considerações teóricas são comprovadas com simulações computacionais e resultados experimentais de um protótipo de 1 kW, 20 kHz; em [33] é apresentado um conversor TAB bidirecional operando com ZVS. Um simples e eficaz método de controle da razão cíclica aumenta a faixa de operação da comutação suave, principalmente quando as tensões de entrada possuem grandes variações de amplitudes. Para validar a proposta, um conversor TAB é implementado, tendo uma das portas alimentada com uma célula a combustível e a outra com um super capacitor, componentes que possuem grande variação de tensão em seus terminais; em [34] é proposta uma estratégia de controle da comutação para verificar o fluxo de energia e minimizar as perdas de potência total do conversor DAB de ponte completa. A estratégia de controle, denominada de “*phase shift plus one side modulation*” (PSPM), consiste em comandar a porta com maior nível de tensão para gerar uma tensão modulada PWM de três níveis. Um protótipo foi implementado para validar a análise teórica e a viabilidade da proposta. Os resultados experimentais revelaram que a eficiência global do conversor foi melhorada em até 10%, utilizando a estratégia de controle aventada, em vez da convencional.

Os trabalhos envolvendo conversores com acoplamento magnético não se resumem somente a estes. Como é perceptível, há grande interesse da comunidade científica pelos conversores com integração de energia utilizando acoplamento magnético. Isso mostra que tais estruturas possuem diversas características atrativas para esse fim.

Encerrada a apresentação do histórico, nos próximos itens serão expostas as duas principais estruturas para interligação de fontes de energia: estrutura convencional e a multiporta.

#### 1.4 Estrutura Convencional

Tratando-se de estruturas para acoplamento de fontes de energia, a referência [8] define, como estrutura convencional, a exibida na Figura 1-1. Essa estrutura pode interconectar várias fontes de energia através de um barramento comum CC de alta ou baixa tensão.

Como são mostrados na Figura 1-1, os diferentes componentes são integrados à estrutura e suas integrações são discutidas sucintamente a seguir. No lado de fornecimento CA, pode-se ter uma conexão com a concessionária ou um conjunto de cargas CA isoladas, ou ambos. Há um conversor CC-CA que interliga um barramento CC à rede de energia CA. No barramento CC pode ou não haver cargas. Todavia, toda a energia gerada às cargas vem de fontes alternativas, com características totalmente diferentes e são interligadas ao barramento CC por meio de conversores CC-CC.

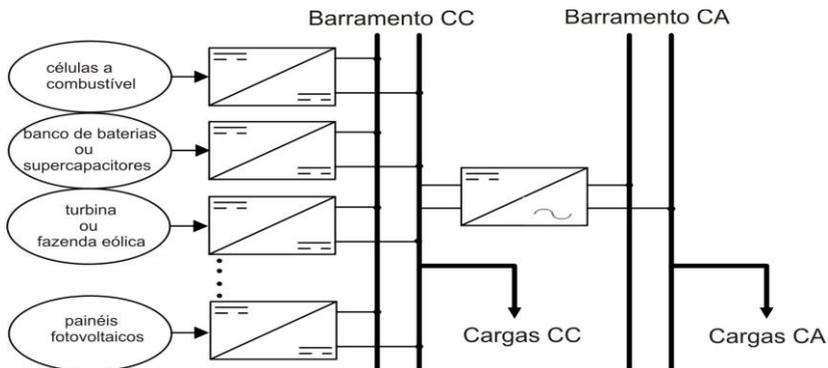
É de conhecimento que as normas para injeção de potência nas redes das concessionárias exigem o atendimento de alguns itens como, por exemplo, alto fator de potência, baixo conteúdo harmônico etc. Em sendo satisfeitas todas essas exigências, a própria rede oferece a estabilidade elétrica necessária para manter a tensão praticamente constante no ponto comum de conexão [35].

Por outro lado, o barramento CC requer um sistema de controle que lhe permita manter a tensão estabilizada diante das variações de injeção de potência das fontes e/ou variação das cargas [35]. Nessa situação, geralmente é o conversor CC-CA que regula a tensão do barramento CC [36].

Além disso, algumas fontes de energia (destacando a solar e a eólica) necessitam que os conversores eletrônicos, interligados às turbinas ou painéis fotovoltaicos, sejam capazes de extrair sempre a máxima potência disponível. Dessa forma, são usados estágios de conversão CC-CC individuais para cada fonte de tensão. Estes servem para adequação de tensão na saída e, no caso da solar e eólica, ainda tem a função de servir como MPPT (*Maximum Power Point Traking*). Os conversores são controlados separadamente. Em algumas situações a comunicação entre os conversores é necessária para a realização do gerenciamento do fluxo de potência.

As grandes desvantagens dessa estrutura residem na complexidade de seu controle (um compensador para cada estágio conversor) e seu considerável custo, devido aos diversos estágios dos conversores e em algumas situações dos equipamentos periféricos colocados para fazer a

comunicação entre os conversores e realizar o gerenciamento do fluxo de potência.



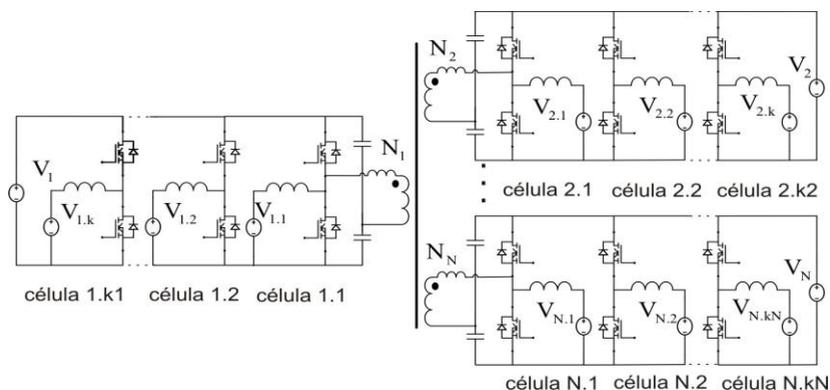
**Figura 1-1: Estrutura convencional [8].**

### 1.5 Conversor Multiporta

Em [8] também é introduzida a sugestão de uma nova estrutura para interligação de fontes de energia. Na Figura 1-2 é mostrada essa estrutura, que tem a capacidade de comportar fontes de potência de natureza e nível de tensões diversas.

A estrutura comporta várias fontes de tensão com células tipo boost que as interliga através de um barramento CC. Apesar de o barramento CC não poder comportar uma grande variedade de fontes de tensão, devido à relação buck-boost que há entre as fontes interligadas ao mesmo barramento. O acoplamento magnético, realizado por intermédio de um transformador de vários enrolamentos, possibilita a conexão de fontes com diferentes níveis de tensão, garantindo, com isso, a isolamento galvânica entre um grupo de fontes e os outros. Conceitualmente ambos, o barramento CC e o acoplamento magnético, permitem bidirecionalidade de fluxo de potência.

A referência [9] define as células básicas para concepção de um conversor multiporta. Destaca-se que essas células basicamente são originadas dos conversores Buck, Boost, Half-Bridge, Full-Bridge ou combinações. Essas células básicas, mostradas na Figura 1-3, quando interligadas através de um transformador, originam os conversores DAB (*Dual Active Bridge*) e/ou o conversor TAB (*Triple Active Bridge*), que serão estudados nos capítulos posteriores.



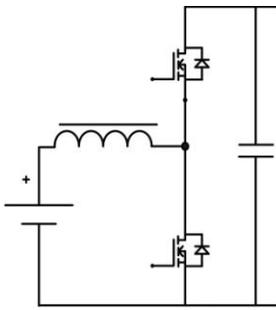
**Figura 1-2: Sugestão de estrutura de conversor multiporta dada por [8].**

Na Tabela 1 mostra-se, de forma sucinta, uma comparação das principais características entre os conversores com estrutura convencional e o multiporta.

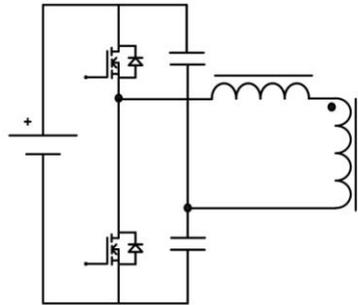
**Tabela 1: Comparação entre a estrutura convencional e a estrutura multiporta.**

| Item                               | Estrutura convencional | Estrutura multiporta                   |
|------------------------------------|------------------------|--|
| Barramento comum CC                | Possui                 | Não possui                             |
| Estágios de conversão              | Vários                 | Poucos                                 |
| Esquema de controle                | Separado               | Centralizado                           |
| Gerenciamento do fluxo de potência | Complicado e lento     | Simple, rápido                         |
| Transformador                      | Vários                 | Somente um, com múltiplos enrolamentos |
| Esforço de implementação           | Alto                   | Baixo                                  |

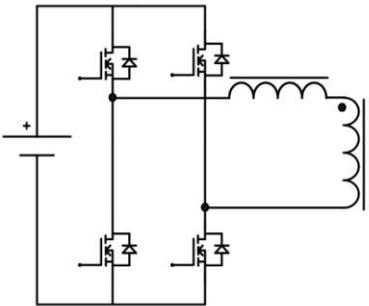
FONTES:[8] TAO, H.; KOTSOPOULOS, A.; DUARTE, J. L. *et al.*, Family of multiport bidirectional DC-DC converters, *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, vol. 153, n°. 3, pp. 451-458, 2006.



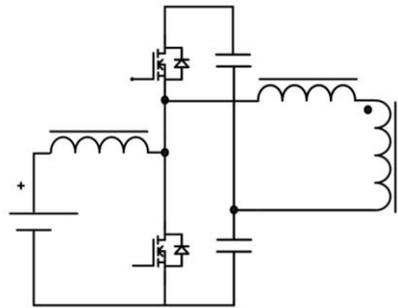
( a ) Buck/Boost



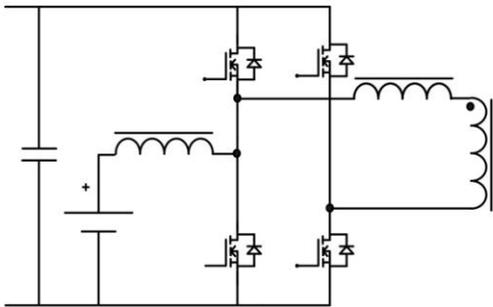
( b ) Half-bridge



( c ) Full-bridge



( d ) Boost Half-bridge



( e ) Boost Full-bridge

**Figura 1-3: Células básicas para construção de conversores multiportas.**

### 1.5.1 Controle do fluxo de potência no conversor multiporta

O controle do sistema multiporta é do tipo MIMO (*Multi-Input, Multi-Output*), cujo objetivo pode ser o de manter a tensão e a corrente, ou potência de saída, de acordo com as especificações.

Cada barramento CC pode ser visto como uma unidade local de troca de potência. Dentro de cada barramento CC, a troca de potência entre as fontes pode ser controlada pela regulação da potência/corrente, usando a razão cíclica como variável de controle.

Entre os barramentos CC, o fluxo de potência pode ser controlado pela técnica de *phase-shift* das tensões aplicadas aos enrolamentos do transformador. A potência é trocada através do transformador com a indutância de dispersão dos enrolamentos, atuando como elementos de transferência de energia. Cada variável de controle (os ângulos de defasagem  $\varphi_{ij}$  ou as razões cíclicas  $D_i$ ) é gerada por um compensador PI/PID.

Nessa estratégia de controle, todas as razões cíclicas são desacopladas do sistema. Porém, o controle pela defasagem angular das tensões é acoplado e possui influência mútua, mas é possível o desacoplamento dessas tensões [20, 28], utilizando uma técnica de controle apropriada ou colocando as malhas de controle com velocidade de resposta diferente.

## 1.6 Conclusão

Neste Capítulo, foram apresentadas as duas principais estruturas para interligação de diversas fontes de energia: a estrutura convencional e a dos conversores multiportas.

Foram salientadas as características e apresentadas às principais vantagens e desvantagens de ambas. Destacou-se que o conversor multiporta é composto de várias células. Dentre elas a que dá origem ao conversor DAB e ao conversor TAB. Foi ainda comentado sobre o controle do fluxo de potência no conversor multiporta, citando-se que pode ser usada a razão cíclica e /ou o controle *phase-shift* para controle do fluxo de potência. Também, vislumbrou-se a importância do transformador que, além de fazer o papel de elemento isolador entre os braços CC, serve como elemento de transferência de energia através da indutância de dispersão de seus enrolamentos.

Ressalta-se que a estrutura multiporta é promissora, porque é de baixo custo, controle centralizado e de tamanho compacto, só que há ainda muitos desafios precisando ser superados.

No próximo Capítulo será feita uma abordagem do conversor DAB. Ali serão mostradas suas etapas de funcionamento e introduzida sua modelagem matemática.

---

## CAPÍTULO 2: CONVERSOR DAB (DUAL ACTIVE BRIDGE)

---

### 2.1 Introdução

Os modernos sistemas de conversão de energia requerem bidirecionalidade na transferência dessa energia. Aplicações como sistemas que incluem armazenamento de energia, acionamento de motores com capacidade de regeneração de energia etc., necessitam de conversores com topologias que garantam a reversibilidade.

Apesar de alguns conversores simples serem capazes de processar o fluxo de energia bidirecional em situações em que é preciso reduzir tamanho, custo e mantendo a alta eficiência do sistema, essas topologias não são atrativas para níveis de potência maiores que 1 kW. Nessa situação é preferível a aplicação de conversores bidirecionais denominados DAB (*Dual Active Bridge*) [29].

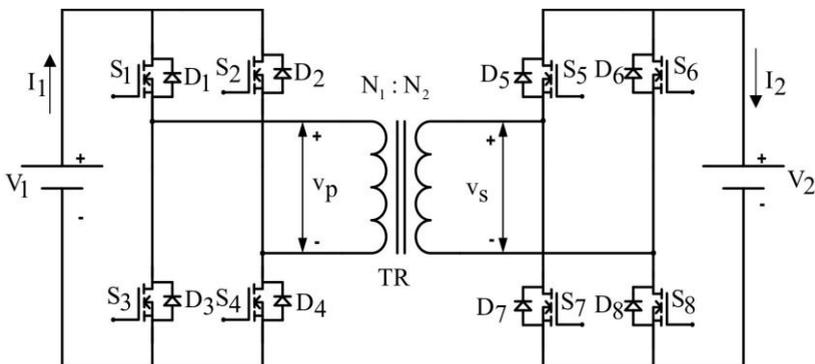
A estrutura dos conversores DAB [11, 37] é, basicamente, composta de dois conversores CC-CA ponte completa, acoplados na configuração *back-to-back*, através de um link CA de alta frequência. Esse link pode ser um simples indutor ou um transformador que, ao utilizá-lo, se consegue a isolamento galvânica. Uma estrutura parecida com o DAB é o DHB (*Dual Half Bridge*), que é composto de dois conversores meia-ponte, também na configuração *back-to-back*.

Embora utilizando duas chaves a mais que o conversor meia-ponte para a mesma potência de saída e a mesma tensão de alimentação, a corrente absorvida pelo conversor ponte completa representa metade da corrente solicitada por seu equivalente meia-ponte. Por essa razão, os semicondutores do meia-ponte são dimensionados para correntes elevadas. Do mesmo modo, principalmente para baixas frequências e potências elevadas, o ponto médio do conversor meia-ponte é conseguido por um divisor capacitivo, sendo normal a utilização de capacitores eletrolíticos de valores expressivos. Nessa situação, os capacitores colocados, principalmente do lado de baixa tensão desse conversor, necessitam de um projeto cauteloso, devido à alta corrente que irá circular [38].

Sendo assim, neste capítulo será abordado o conversor DAB, apresentando sua modelagem matemática e as principais características que servirão de base para um melhor entendimento dessa estrutura.

## 2.2 Apresentação do Conversor

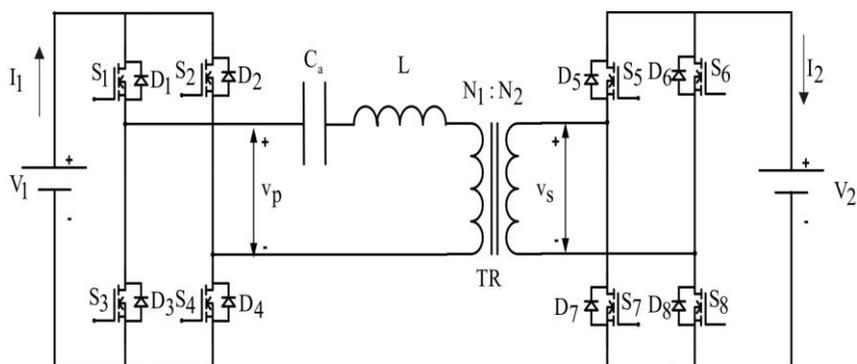
O conversor DAB (*Dual Active Bridge*) é apresentado na Figura 2-1. Percebe-se que se trata de dois conversores ponte completa interligados por um transformador, que, além de garantir o isolamento galvânico, faz a adequação das tensões das fontes através de seus enrolamentos e transfere energia de uma fonte para outra. A entrada de cada conversor é chamada de “porta”, assim o conversor DAB é um conversor de duas portas.



**Figura 2-1: Conversor DAB com transformador.**

A indutância de dispersão do transformador, elemento muitas vezes inconveniente nos conversores isolados por causar sobretensões nas chaves, serve no DAB como meio de transferência de energia entre as fontes. Dependendo do valor das indutâncias de dispersão dos enrolamentos, às vezes, torna-se necessário colocar em série, indutâncias externas para que a indutância resultante (indutância de transmissão) aumente e possibilite a transferência de potência.

Na Figura 2-2, é mostrada a configuração típica de construção do conversor DAB. A indutância  $L$  é aquela que transmite a potência, e representa a soma de todas as indutâncias em série com o fluxo de energia (indutância de dispersão do primário e indutância de dispersão do secundário, refletidas para o primário, indutâncias externas do primário e indutância externa do secundário refletida para o primário), conforme mostrado em (2.1).



**Figura 2-2: Conversor DAB com indutância externa e capacitor de acoplamento.**

$$L = L_{\text{disp\_pri}} + L'_{\text{disp\_sec}} + L_{\text{exter\_pri}} + L'_{\text{exter\_sec}} \quad (2.1)$$

Onde

$L$  -indutância total que servirá como meio de transferência de energia

$L_{\text{disp\_pri}}, L_{\text{exter\_pri}}$  -indutância de dispersão e indutância externa em série do enrolamento primário, respectivamente.

$L'_{\text{disp\_sec}}, L'_{\text{exter\_sec}}$  -indutância de dispersão e indutância em série do enrolamento secundário respectivamente, ambas refletidas para o primário, conforme (2.2) e (2.3).

$$L'_{\text{disp\_sec}} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot L_{\text{disp\_sec}} \quad (2.2)$$

$$L'_{\text{exter\_sec}} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot L_{\text{exter\_sec}} \quad (2.3)$$

Na prática existe um tempo morto entre os disparos das chaves do mesmo braço dos conversores, o que poderá fazer aparecer uma circulação de corrente CC pelos enrolamentos do transformador. Assim, o

capacitor  $C_a$ , é um capacitor de acoplamento, inserido em série com o transformador, para evitar que correntes contínuas circulem pelas suas bobinas, o que iria saturá-lo.

O critério para dimensionamento do capacitor de acoplamento é o mesmo apresentado em [39]: critério da frequência de ressonância.

Pelo critério da frequência de ressonância, o capacitor de acoplamento e as indutâncias são vistos como um circuito *tank*  $L \cdot C_a$  ressonante, cuja frequência de ressonância ( $f_o$ ) é dada pela expressão (2.4).

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_a}} \quad (2.4)$$

Assim, o capacitor  $C_a$  pode ser calculado por (2.5):

$$C_a \geq \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_o^2 \cdot L} \quad (2.5)$$

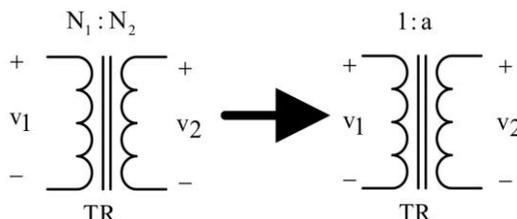
A frequência de ressonância do tanque deve ser escolhida de tal forma que a frequência relativa ( $f_r = f_s/f_o$ ), definida como a razão entre a frequência de comutação das chaves pela frequência de ressonância do *tank*  $LC_a$ , seja muito maior que a unidade, para garantir que o conversor não se comporte como um conversor série ressonante. Esse assunto será abordado novamente no item 2.7 deste capítulo.

Outra maneira de calcular o capacitor de acoplamento é utilizando a Equação (2.6), na qual se escolhe  $f_r \gg 1$ . Na prática,  $f_r = 10$  já é um bom valor.

$$C_a = \left(\frac{f_r}{f_s}\right)^2 \cdot \frac{1}{4\pi^2 \cdot L} \quad (2.6)$$

Para tornar menos complicadas as análises do conversor, algumas simplificações podem ser aplicadas, resultando em um circuito com menor número de variáveis, e mais compacto. A primeira simplificação consta em não se trabalhar com o número de espiras dos enrolamentos do transformador e sim trabalhar com a relação inversa de transformação (definida aqui por “a”) entre as espiras. Isso resulta na representação

do transformador como mostrado na Figura 2-3. Essa simplificação elimina 1 (uma) variável das análises.



**Figura 2-3: Representação do transformador utilizando a relação de transformação e a relação inversa entre as espiras.**

Onde

$$a = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.7)$$

Em relação à Figura 2-3, observa-se que para o transformador da esquerda a relação de transformação entre as tensões é dada por (2.8) e para o transformador da direita, por (2.9).

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.8)$$

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{1}{a} \quad (2.9)$$

Verifica-se que (2.8) e (2.9) são numericamente iguais. Assim, a relação entre a tensão primária e secundária do transformador não é alterada com a simplificação adotada.

A segunda simplificação é considerar que a indutância magnetizante do transformador é de alto valor. Praticamente toda a potência é transferida pela indutância \$L\$. Assim, pode-se representar o transformador somente pela indutância \$L\$ e refletir todas as grandezas do secundário para o lado primário. Dessa forma, chega-se na Figura 2-4. Para a análise, o capacitor de acoplamento (\$C\_a\$) pode ser suprimido do circuito,

visto que ele quando bem dimensionado será um curto circuito na frequência de comutação das chaves, não influenciando nas características estáticas e dinâmicas do conversor, e apenas bloqueando a corrente CC que iria circular nos enrolamentos do transformador.

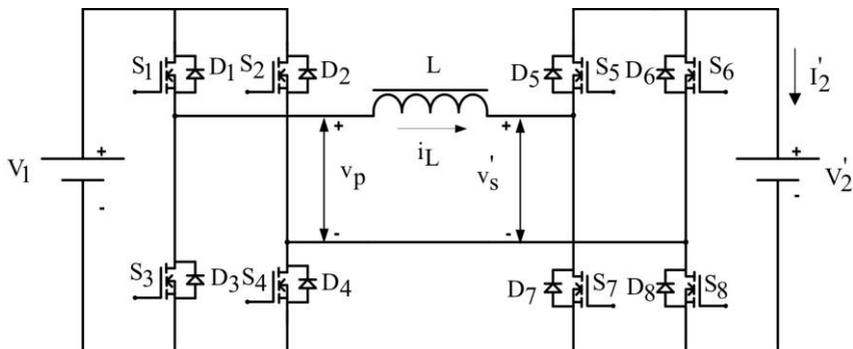
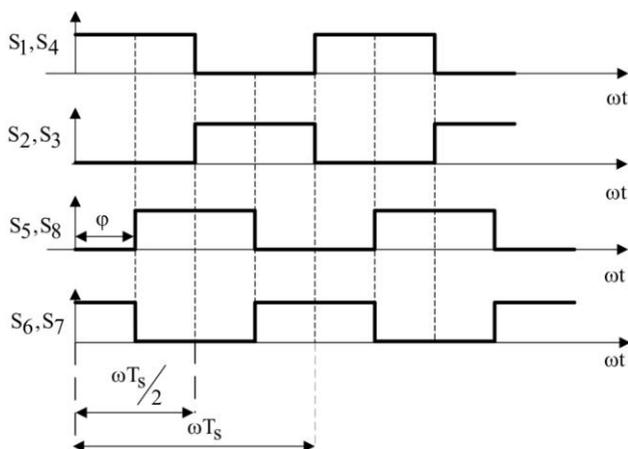


Figura 2-4: Conversor DAB com indutância em série.

Onde

$$\left\{ \begin{array}{l} V_s' = \frac{V_s}{a} \\ V_2' = \frac{V_2}{a} \\ I_2' = I_2 \cdot a \end{array} \right. \quad (2.10)$$

A partir da Figura 2-4, fica fácil o estudo das etapas de operação desse conversor, quando submetido à modulação convencional, mostrada na Figura 2-5, que, sendo a mais aplicada e mais simples para o entendimento do conversor, será a estudada neste trabalho.



**Figura 2-5: Sinais de comando ideais para as chaves do DAB.**

A modulação convencional do conversor DAB consiste em comandar ambas as pontes para gerar uma tensão com forma de onda quadrada simétrica de razão cíclica 50% na entrada do transformador. O fluxo de potência entre as portas nesse caso é controlado pela defasagem angular (*phase-shifting*) entre as tensões nos terminais do transformador. Na Figura 2-5 mostram-se os sinais de comando ideais (sem tempo morto) das chaves das duas pontes, onde é adotado como eixo das abscissas a variável  $\omega t$  (ângulo de operação) têm-se que  $\omega T_s = 2\pi$  é o período angular em radianos de chaveamento do conversor,  $T_s = \frac{1}{f_s}$  é o período em segundos(s) de chaveamento do conversor,  $f_s$  é a frequência de comutação (Hz) das chaves e  $\varphi$  é o ângulo de defasagem (em radianos) entre o comando das pontes.

### 2.3 Etapas de operação considerando a modulação convencional

Basicamente este conversor possui 6 (seis) etapas de operação que serão descritas, com a finalidade de facilitar o entendimento de como ele funciona. Será considerado que, em cada etapa, um determinado conjunto de semicondutores (chaves e/ou diodos) irá conduzir por

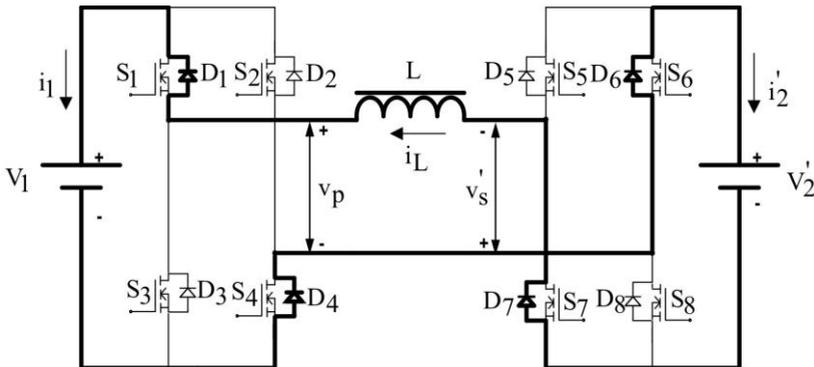
um ângulo  $\theta_1$ , que é o chamado “ângulo de condução”, onde  $i=1,2,3,4,5,6$ .

➤ 1ª Etapa

Nesta primeira etapa, representada aqui na Figura 2-6, é caracterizada pela corrente não circular pelas chaves, e sim pelos diodos  $D_1$ ,  $D_4$ ,  $D_6$  e  $D_7$ . A corrente na indutância ( $i_L$ ) está partindo de um valor inicial definido de  $i_L(0)$ , e decrescendo com uma taxa de variação dada por (2.11).

$$\Delta i_L = \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \theta_1 \quad (2.11)$$

Esta etapa termina quando  $i_L = 0$  e os diodos são bloqueados.

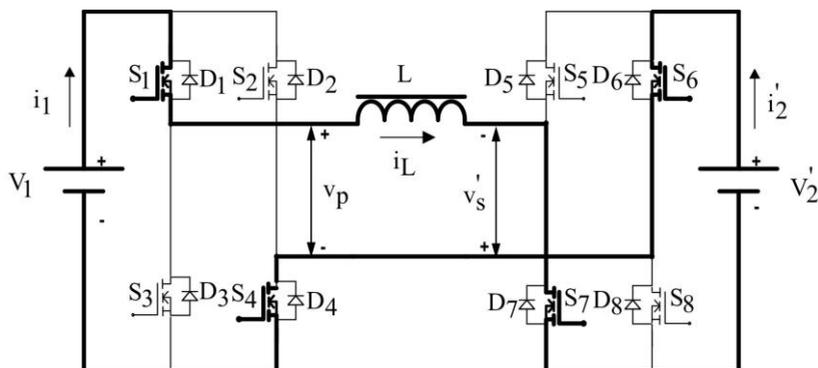


**Figura 2-6: Primeira etapa de operação do DAB.**

➤ 2ª Etapa

Na segunda etapa, apresentada na Figura 2-7, inicia com o bloqueio dos diodos e entrada em condução das chaves  $S_1$ ,  $S_4$ ,  $S_6$  e  $S_7$ , que

já estavam comandadas na etapa anterior. A corrente  $i_L$  agora cresce com taxa de variação dada por (2.12).



**Figura 2-7: Segunda etapa de operação do DAB.**

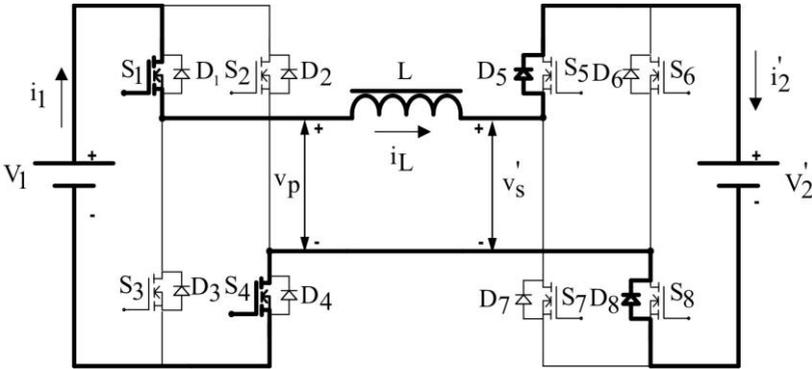
$$\Delta i_L = \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \theta_2 \quad (2.12)$$

O final desta etapa ocorre com o comando de bloqueio de  $S_6, S_7$  e habilitação de condução de  $S_5, S_8$ .

### ➤ 3ª Etapa

Já a terceira etapa, visualizada na Figura 2-8, tem seu início quando  $S_6, S_7$  são bloqueados e  $S_5, S_8$  são comandados a conduzir. Contudo não entram em condução devido ao sentido da corrente na indutância, que força os diodos  $D_5, D_8$  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,  $\theta = \varphi$  (ver Figura 2-12). Assim, a corrente  $i_L$  assume o valor  $i_L(\varphi)$ .



**Figura 2-8: Terceira etapa de operação do DAB.**

Neste instante a taxa de variação da corrente na indutância é mais suave, sendo determinada neste intervalo pela Equação (2.13).

$$\Delta i_L = \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right) \theta_3 \quad (2.13)$$

Esta etapa termina com o bloqueio das chaves  $S_1, S_4$ , dando início a 4ª Etapa.

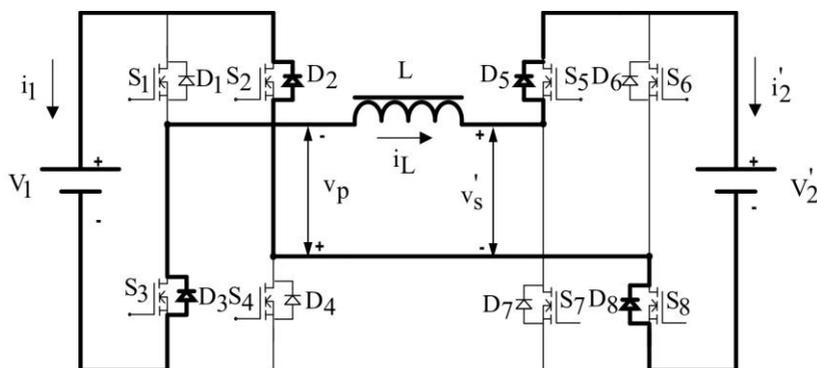
#### ➤4ª Etapa

Nesta quarta etapa, as chaves  $S_2, S_3$  são comandadas a conduzir, mas devido ao sentido da corrente na indutância, os diodos  $D_2, D_3$  entram em condução e as chaves não conduzem. Preliminarmente, a corrente  $i_L$  tem valor  $i_L(\pi)$  e o ângulo de condução, a contar da origem

dos tempos, é  $\theta = \pi$ . Aqui novamente nenhuma chave está conduzindo e as duas pontes estão em roda livre.

Nesta etapa, a derivada da corrente fica negativa. A corrente começa a decrescer a uma taxa dada por (2.14).

$$\Delta i_L = - \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \theta_4 \quad (2.14)$$



**Figura 2-9: Quarta etapa de operação do DAB.**

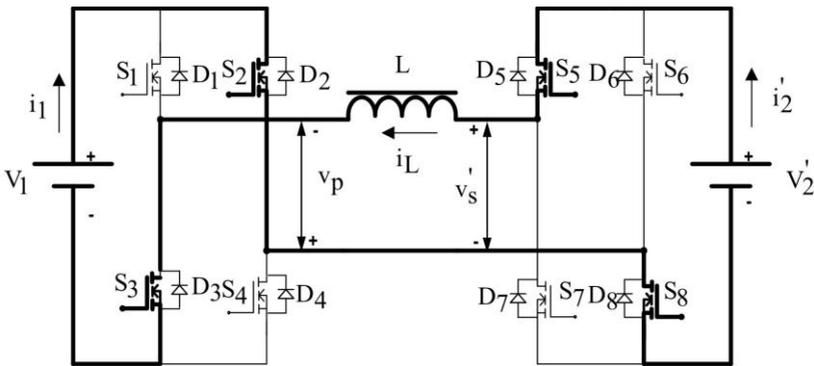
Esta etapa, representada pela Figura 2-9, se encerra quando a corrente  $i_L$  se anula.

#### ➤ 5ª Etapa

A quinta etapa tem seu início com o bloqueio dos quatro diodos e entrada em condução das chaves  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_5$  e  $S_8$ , conforme mostra a Figura 2-10. A corrente  $i_L$  começa a crescer negativamente com uma taxa de variação dada por (2.15).

$$\Delta i_L = - \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \theta_5 \quad (2.15)$$

A presente etapa finaliza quando  $S_5, S_8$  são comandados a bloquear e  $S_6, S_7$  são comandados a conduzir.

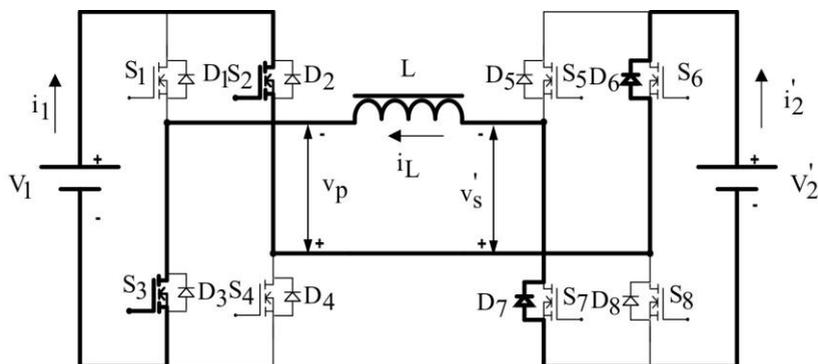


**Figura 2-10: Quinta etapa de operação do DAB.**

### ➤ 6ª Etapa

Na Figura 2-11, visualiza-se a última etapa de operação desse conversor. Ela se inicia com a condução dos diodos  $D_6, D_7$ , devido ao sentido da corrente  $i_L$  que, neste instante, possui valor  $i_L(\pi + \varphi) = -i_L(\varphi)$ . Nesse momento a taxa de variação da corrente fica mais suave, sendo dada por (2.16).

$$\Delta i_L = - \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right) \theta_6 \quad (2.16)$$

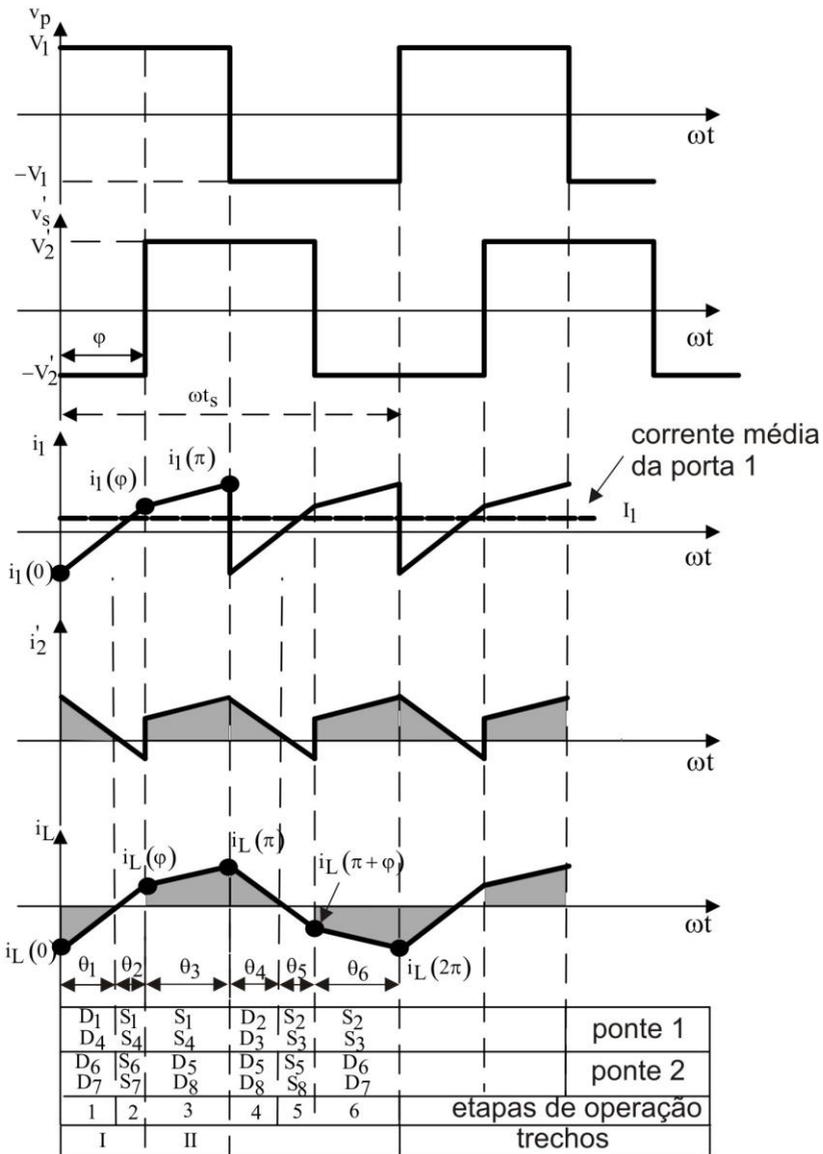


**Figura 2-11: Sexta etapa de operação do DAB.**

O final desta etapa coincide com o período de chaveamento da estrutura quando a corrente na indutância assume valor de  $i_L(2\pi) = -i_L(\pi) = i_L(0)$ , e todo o processo se repete.

Na Figura 2-12, são apresentadas as principais formas de onda para esse conversor, destacando as etapas de operações anteriormente descritas. As áreas hachuradas nos gráficos das correntes  $i_2'$  e  $i_L$  correspondem aos intervalos de tempo, nos quais ocorre transferência de energia para a fonte  $V_2'$ .

Na Figura 2-12, as definições de ponte 1 e 2 se referem ao conversor da esquerda e ao da direita, respectivamente, as figuras anteriores.



**Figura 2-12: Principais formas de onda para o conversor DAB**  
 $(v_p > v_s)$ .

## 2.4 Estudo de algumas figuras de mérito no conversor DAB

Neste item, importantes figuras de méritos que caracterizam o conversor DAB funcionando em regime permanente são analisadas. Sobre o assunto, enfatiza-se que essas figuras são de extrema importância na concepção e conhecimento do comportamento deste conversor.

### 2.4.1 Corrente média da porta 1

O fluxo de potência no conversor DAB pode ser deduzido de forma simplificada a partir das formas de onda mostradas na Figura 2-12. Assim, tomando como base essa figura, e analisando a forma de onda da corrente na indutância, pode-se destacar dois trechos denominados de I e II, respectivamente. As particularidades apresentadas, é que a soma dos dois coincide com metade do período de chaveamento e que, apesar de o trecho I abranger duas etapas de operação (etapa 1 e etapa 2), a derivada da corrente na indutância não se altera.

Em vista de tais argumentos, e se considerando um ângulo de condução genérico  $\theta$ , a corrente na indutância nesses dois trechos pode ser definida como se mostra em (2.17).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L(I)}(\theta) = \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right) \theta + i(0) \\ i_{L(II)}(\theta) = \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right) (\theta - \varphi) + i(\varphi) \end{array} \right. \quad (2.17)$$

Por ser uma corrente CA simétrica, podemos observar que:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(0) = -i_L(\pi) \\ i_L(\varphi) = -i_L(\pi + \varphi) \end{array} \right. \quad (2.18)$$

Observando-se a Figura 2-12, mais especificamente a primeira metade do período de operação do conversor, pode-se salientar que a

corrente na porta 1 ( $i_1$ ) tem os valores extremos de sua forma de onda iguais a corrente na indutância e tem período igual ao dobro da frequência de operação do conversor. Assim, para determinar-se o valor médio da corrente da porta 1, dentro do período de comutação, basta encontrar o seu valor médio na metade do período e multiplicar por 2 (dois) o resultado. Logo, a corrente média  $I_1$  pode ser calculada por (2.19).

$$I_1 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \int_0^{\varphi} i_{L(I)}(\theta) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i_{L(II)}(\theta) d\theta \right] \quad (2.19)$$

Então, verifica-se de (2.19), que para se determinar a corrente média na porta 1, é necessário antes encontrar as equações da corrente nos pontos  $\omega t = 0$ ,  $\omega t = \varphi$  e  $\omega t = \pi$ .

Por simplificação, nas equações seguintes será retirado o subíndice “L” da variável corrente na indutância. Assim, até que seja dito o contrário, fica subentendido que se trata da corrente na indutância.

De (2.17) percebe-se que para  $\theta = \varphi$  (no trecho I) e para  $\theta = \pi$  (no trecho II), respectivamente tem-se:

$$\left\{ \begin{aligned} i(\varphi) &= \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right) \varphi + i(0) \\ i(\pi) &= \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right) (\pi - \varphi) + i(\varphi) \end{aligned} \right. \quad (2.20)$$

Aplicando-se as condições de (2.18) em (2.20) e resolvendo-se para  $i(\varphi)$ , tem-se que:

$$i(\varphi) = \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right) \varphi - \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right) (\pi - \varphi) - i(\varphi) \quad (2.21)$$

$$2i(\varphi) = \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right) \varphi - \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right) (\pi - \varphi) \quad (2.22)$$

$$\boxed{i(\varphi) = \left( \frac{V_1 + V_2'}{2\omega \cdot L} \right) \varphi - \left( \frac{V_1 - V_2'}{2\omega \cdot L} \right) (\pi - \varphi)} \quad (2.23)$$

Aplicando-se as condições de (2.18) em (2.20) e resolvendo-se para  $i(0)$  tem-se que:

$$i(0) = - \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right) (\pi - \varphi) - \left( \frac{V_1 - V_2'}{2\omega \cdot L} \right) \varphi + \left( \frac{V_1 - V_2'}{2\omega \cdot L} \right) (\pi - \varphi) \quad (2.24)$$

$$\boxed{i(0) = - \left( \frac{V_1 - V_2'}{2\omega \cdot L} \right) (\pi - \varphi) - \left( \frac{V_1 + V_2'}{2\omega \cdot L} \right) \varphi} \quad (2.25)$$

Após esse procedimento, a primeira integral da equação (2.19) pode ser determinada conforme se mostra em (2.26).

$$\int_0^{\varphi} i_{L(I)}(\theta) d\theta = \int_0^{\varphi} \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega L} \right) \theta d\theta + \int_0^{\varphi} i(0) d\theta \quad (2.26)$$

Substituindo-se (2.25) em (2.26) e resolvendo-se a integral chega-se a (2.27).

$$\int_0^{\varphi} i_{L(I)}(\theta) d\theta = \frac{1}{2} \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right) \theta^2 - \left( \frac{V_1 - V_2'}{2\omega \cdot L} \right) (\pi - \varphi) \varphi - \left( \frac{V_1 - V_2'}{2\omega \cdot L} \right) \varphi^2 \quad (2.27)$$

Expandindo-se os termos entre parênteses e eliminando-se os termos simétricos obtém-se:

$$\int_0^{\varphi} i_{L(I)}(\theta) d\theta = \frac{1}{2\omega \cdot L} \left( -V_1 \pi \cdot \varphi + V_1 \varphi^2 + V_2' \pi \cdot \varphi - V_2' \cdot \varphi^2 \right) \quad (2.28)$$

A segunda integral da Equação (2.19) é determinada de maneira similar, resolvendo-se a Equação (2.29) que resulta em (2.30).

$$\int_{\varphi}^{\pi} i_{L(II)}(\theta) d\theta = \int_{\varphi}^{\pi} \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right) (\theta - \varphi) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} i(\varphi) d\theta \quad (2.29)$$

$$\int_{\varphi}^{\pi} i_{L(II)}(\theta) d\theta = \left( \frac{V_1 - V_2'}{2\omega L} \right) (\pi^2 - \varphi^2) + \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega L} \right) \varphi (\pi - \varphi) + i(\varphi) (\pi - \varphi) \quad (2.30)$$

Substituindo-se (2.23) em (2.30) obtém-se (2.31).

$$\int_{\varphi}^{\pi} i_{L(II)}(\theta) d\theta = \frac{1}{2\omega L} \left( -V_1 \varphi^2 - V_0 \varphi^2 + V_1 \pi \varphi + V_0 \pi \varphi \right) \quad (2.31)$$

Levando-se (2.28) e (2.31) em (2.19) determina-se que:

$$I_1 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \frac{1}{2\omega L} \left( \cancel{V_1 \pi \phi} + \cancel{V_1 \phi^2} + V_2' \pi \phi - V_2' \phi^2 - \cancel{V_1 \phi^2} - V_2' \phi^2 + \cancel{V_1 \pi \phi} + V_2' \pi \phi \right) \right] \quad (2.32)$$

$$I_1 = \frac{2}{\omega \cdot T_s} \left[ \frac{1}{2\omega \cdot L} \left( 2V_2' \pi \cdot \phi - 2V_2' \cdot \phi^2 \right) \right] \quad (2.33)$$

Sendo o período de chaveamento dado por  $\omega \cdot T_s = 2\pi$ , tem-se que:

$$I_1 = \frac{\cancel{2}}{\cancel{2}\pi} \left[ \frac{1}{\cancel{2}\omega \cdot L} \left( \cancel{2}V_2' \cdot \pi \phi - \cancel{2}V_2' \cdot \phi^2 \right) \right] \quad (2.34)$$

$$I_1 = \frac{V_2'}{\pi \omega \cdot L} \phi (\pi - \phi) \quad (2.35)$$

Substituindo em (2.35) o valor  $V_2'$ , dado em (2.10), e arranjando a Equação encontra-se a corrente média  $I_1$  em ampères (A), que é dada por (2.36).

$$\boxed{I_1 = \frac{V_2}{a \cdot \omega \cdot L} \phi \left( 1 - \frac{\phi}{\pi} \right)} \quad (2.36)$$

Onde

$\omega = 2\pi \cdot f_s$  - frequência de operação do conversor em rad/s

$f_s$  - frequência de operação do conversor em Hz

De (2.36), verifica-se que a corrente média fornecida pela fonte  $V_1$  para fonte  $V_2$ , além de ser variável com o ângulo de defasagem

(técnica de controle *phase-shifting*), também é variável com a tensão  $V_2$  e com a frequência de operação do conversor. Todavia, algumas considerações devem ser levantadas quanto ao controle do fluxo de potência, utilizando essas duas últimas variáveis.

A variação do nível médio da tensão  $V_2$  pode ser realizada utilizando-se uma modulação PWM na porta 2. Entretanto, quando a razão entre a tensão  $V_2$  e a tensão  $V_1$  é muito diferente da unidade, o nível de corrente eficaz aumenta, e uma das portas do conversor pode começar a entrar em uma área de operação onde as perdas se tornarão enorme. Isso ocorre devido à comutação *hard* das chaves e de grandes circulações de potência reativa no sistema. Quanto mais próxima da unidade for a razão entre as tensões nas portas, mais suave é a comutação e menor é o nível de potência reativa que circula pelo conversor em ambas as pontes, e por toda a faixa de excursão angular.

O controle do fluxo de potência pela variação da frequência de comutação também não é propício para o DAB, pois pode levar o conversor a operar como um SLR (*Serie Loaded Resonant*), acarretando a problemas de estabilidade.

#### 2.4.2 Potência média transmitida e corrente média da porta 2

A potência média (em W) transferida da fonte  $V_1$  para fonte  $V_2$  pode facilmente ser determinada multiplicando-se (2.36) por  $V_1$ , o que resulta em.

$$P = V_1 I_1 \Rightarrow \boxed{P = \frac{V_1 V_2}{a\omega L} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)} \quad (2.37)$$

Considerando o conversor sem perdas, toda a potência fornecida pela porta 1 é entregue à porta 2 ( $P = P_1 = P_2$ ), então a corrente média da porta 2 pode ser determinada por (2.38).

$$\frac{P}{V_2} = \boxed{I_2 = \frac{V_1}{a\omega L} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)} \quad (2.38)$$

Para um estudo mais genérico, normalizam-se as grandezas em função de grandezas bases definidas em (2.39)

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\text{base}} = V_1 \\ I_{\text{base}} = \frac{V_1}{\omega \cdot L} \\ P_{\text{base}} = V_{\text{base}} \cdot I_{\text{base}} = \frac{V_1^2}{\omega \cdot L} \end{array} \right. \quad (2.39)$$

Assim, a potência ativa em p.u. transmitida pelo sistema é dada por:

$$P_{\text{p.u.}} = \frac{P}{P_{\text{base}}} = \frac{\cancel{V_1} \cdot V_2}{a \cdot \cancel{\omega \cdot L}} \cdot \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \cdot \frac{\cancel{\omega \cdot L}}{\cancel{V_1}} \quad (2.40)$$

$$P_{\text{p.u.}} = \frac{V_2}{a \cdot V_1} \cdot \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.41)$$

Substituindo-se em (2.41) relação de  $V_2'$  dado em (2.10) tem-se (2.42) que representa a potência ativa dada em p.u.

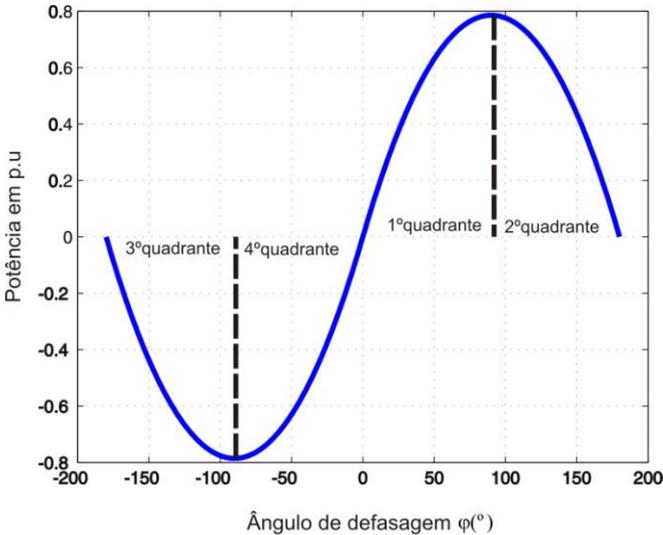
$$P_{\text{p.u.}} = d \cdot \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.42)$$

Onde  $d$  é o ganho de tensão do conversor referido ao primário, dado por (2.43).

$$d = \frac{V_2'}{V_1} = \frac{V_2}{a \cdot V_1} \quad (2.43)$$

O gráfico representativo da Equação (2.42), em função do ângulo de defasagem  $\varphi$  e para  $d=1$ , é apresentado na Figura 2-13. Percebe-se claramente que o máximo de potência transmitida é para um  $\varphi = \pm \pi/2$ . Considerando a fonte  $V_1$  como referência nos quadrantes 1 e 2, a fonte está fornecendo potência, já nos quadrantes 3 e 4, a mesma está consumindo potência.

Apesar de poder operar nos quatros quadrantes, tecnicamente não é aconselhável a operação deste conversor nos quadrantes 2 e 3, devido a consideráveis amplitudes da corrente eficaz e ao aumento do fluxo de potência reativa que as chaves irão conduzir [12].



**Figura 2-13: Potência ativa em p.u versus ângulo de defasagem entre os conversores.**

### 2.4.3 Indutância de transferência de potência

Substituindo  $\left(\varphi = \pm \pi/2\right)$  na Equação (2.37) e reagrupando-a para determinar a indutância necessária para transferência de potência, a máxima indutância teórica  $L$  (em henry), que possibilita a transferência da máxima potência desejada, pode ser calculado por (2.44).

$$\boxed{L_{\max} = \frac{V_1 \cdot V_2}{a \cdot \omega \cdot P_{\max}} \frac{\pi}{4}} \quad (2.44)$$

O valor da indutância obtido por (2.44) forçará o conversor a transferir a máxima potência entre as portas somente no ângulo de defasagem máximo teórico. Todavia, na prática, essa situação não é desejável, pois ocasionaria altos picos de corrente no transformador, nas chaves e elevada circulação de potência reativa no conversor.

Observa-se de (2.23) (equação da máxima corrente em função do ângulo de defasagem  $\varphi$ ) que uma baixa indutância pode levar a elevados picos de corrente e uma alta indutância poderia diminuir o pico de corrente no sistema. Contudo, verificando-se (2.37) (equação da potência de transferência do sistema), chega-se a conclusão que uma alta indutância poderá diminuir a capacidade de transmissão de potência do conversor, enquanto uma baixa indutância favorece a transmissão de altas potências em pequenos ângulos de defasamento.

Dessa forma, a indutância deve estar compreendida entre um valor máximo e um valor mínimo, o que exige do conversor uma operação compreendida em um intervalo angular (mínimo e máximo). Esse intervalo, na prática, tem se mostrado ideal como  $\pm 15^\circ \leq \varphi \leq \pm 45^\circ$  para minimizar o fluxo de potência reativa entre os conversores e garantir a transmissão da máxima potência desejada [32, 40]. Respeitando esse critério, considerando que a máxima potência deve ser transferida em  $\varphi_{\max} = \pm 45^\circ$ , a máxima indutância pode ser determinada substituindo  $\varphi_{\max}$  em (2.37), resultando em (2.45).

$$\boxed{L_{\max} = \frac{V_1 \cdot V_2}{a \cdot \omega \cdot P_{\max}} \frac{3\pi}{16}} \quad (2.45)$$

O valor da indutância  $L$  e da frequência de comutação do conversor é uma peculiaridade à parte, pois ambos influenciam fortemente nos picos de corrente, na potência transmitida, além de poderem definir uma região de operação segura do conversor. Esse detalhe será novamente abordado no Capítulo 4.

#### 2.4.4 Corrente eficaz

A corrente eficaz da fonte  $V_1$  é determinada pela equação (2.46)

$$I_{1(\text{ef})}^2 = \frac{2}{\omega \cdot T_s} \left[ \int_0^\varphi i_I^2(\theta) d\theta + \int_\varphi^\pi i_{II}^2(\theta) d\theta \right] \quad (2.46)$$

Assim, calculando-se o quadrado da primeira integral de (2.46), tem-se que:

$$\int_0^\varphi i_I^2(\theta) d\theta = \int_0^\varphi \left[ \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right) \theta + i(0) \right]^2 d\theta \quad (2.47)$$

$$\int_0^\varphi i_I^2(\theta) d\theta = \int_0^\varphi \left[ \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right)^2 \theta^2 + 2 \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right) \theta \cdot i(0) + i^2(0) \right] d\theta \quad (2.48)$$

$$\int_0^\varphi i_I^2(\theta) d\theta = \frac{1}{3} \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right)^2 \varphi^3 + \left( \frac{V_1 + V_2'}{\omega \cdot L} \right) \cdot i(0) \cdot \varphi^2 + i^2(0) \cdot \varphi \quad (2.49)$$

Substituindo-se (2.25) em (2.49) obtêm-se (2.50):

$$\int_0^\varphi i_I^2(\theta) d\theta = \frac{1}{3} \frac{(V_1 + V_2')^2}{(\omega \cdot L)^2} \varphi^3 + \frac{(V_1 + V_2') \varphi^2 \left( -\frac{1}{2} \frac{(V_1 - V_2')(\pi - \varphi)}{\omega \cdot L} - \frac{1}{2} \frac{(V_1 + V_2') \cdot \varphi}{\omega \cdot L} \right)}{\omega \cdot L} + \left( -\frac{1}{2} \frac{(V_1 - V_2')(\pi - \varphi)}{\omega \cdot L} - \frac{1}{2} \frac{(V_1 - V_2') \cdot \varphi}{\omega \cdot L} \right)^2 \quad (2.50)$$

O mesmo procedimento é feito para a determinação do quadrado da segunda integral de (2.46), resultando em:

$$\int_{\varphi}^{\pi} i_{II}^2(\theta) d\theta = \int_{\varphi}^{\pi} \left[ \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right) (\theta - \varphi) + i(\varphi) \right]^2 d\theta \quad (2.51)$$

$$\int_{\varphi}^{\pi} i_{II}^2(\theta) d\theta = \int_{\varphi}^{\pi} \left[ \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right)^2 (\theta - \varphi)^2 + 2 \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right) (\theta - \varphi) \cdot i(\varphi) + i^2(\varphi) \right] d\theta \quad (2.52)$$

$$\int_{\varphi}^{\pi} i_{II}^2(\theta) d\theta = \int_{\varphi}^{\pi} \left[ \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right)^2 (\theta^2 - 2\theta \cdot \varphi + \varphi^2) + 2 \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right) (\theta - \varphi) i(\varphi) + i^2(\varphi) \right] d\theta \quad (2.53)$$

$$\int_{\varphi}^{\pi} i_{II}^2(\theta) d\theta = \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right)^2 \left[ \frac{1}{3} (\pi^3 - \varphi^3) - \varphi (\pi^2 - \varphi^2) + \varphi^2 (\pi - \varphi) \right] + \left( \frac{V_1 - V_2'}{\omega \cdot L} \right) \left[ (\pi^2 - \varphi^2) - 2\varphi (\pi - \varphi) \right] i(\varphi) + i^2(\varphi) \cdot (\pi - \varphi) \quad (2.54)$$

Substituindo-se (2.50) e (2.54) em (2.46) e resolvendo-se<sup>1</sup> a Equação, obtêm-se (2.55), que define o valor da corrente eficaz na porta 1, em função do ângulo de defasagem entre as tensões das portas.

$$I_{I(ef)} = \sqrt{\frac{2}{\omega T_s} \left( \frac{1}{12} \frac{12V_1 \cdot \pi \cdot V_2' \cdot \varphi^2 - 8\varphi^3 \cdot V_1 \cdot V_2' - 2V_1 \cdot V_2' \cdot \pi^3 + V_1^2 \cdot \pi^3 + V_2'^2 \cdot \pi^3}{(\omega \cdot L)^2} \right)} \quad (2.55)$$

onde  $\omega T_s = 2\pi$  (período de comutação do conversor).

A análise literal da equação (2.55) é muito difícil por envolver fortes não linearidades e muitas variáveis, por isso uma análise gráfica será feita com intuito de observar o comportamento da corrente eficaz na porta 1.

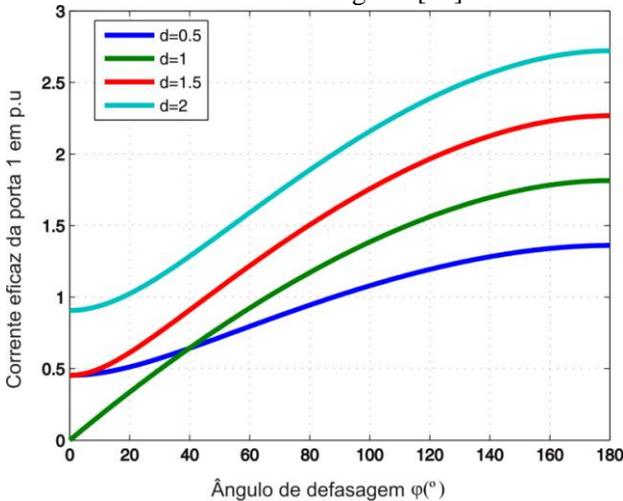
Normalizando-se (2.55) pela corrente base dada em (2.39) tem-se (2.56).

<sup>1</sup> Devido à complexidade, a resolução foi feita com o auxílio do programa matemático MAPLE

$$I_{I(ef)\_p.u} = \sqrt{\frac{1}{12\pi} (12\pi \cdot d \cdot \varphi^2 - 8\varphi^3 \cdot d - 2\pi^3 \cdot d + \pi^3 + d^2 \cdot \pi^3)} \quad (2.56)$$

Em que  $d$  é a relação entre a tensão da porta de saída e a tensão da porta de entrada dada por (2.43).

Na Figura 2-14, mostra-se o gráfico da corrente eficaz em p.u, em função do ângulo de defasagem entre as tensões nas portas, e para alguns valores de  $d$ ; observa-se que para  $d = 2$ , os níveis de corrente eficaz tornam-se altíssimos mesmo em pequenos ângulos, de maneira a ser inviável na prática a operação do DAB nessa condição; para  $d = 0,5$  e  $d = 1,5$  os níveis de correntes eficazes são em torno de 0,5 p.u para ângulo nulo, ou seja, mesmo não transmitindo potência ativa, há uma circulação de potência reativa; para  $d = 1$ . A corrente eficaz é nula com ângulo nulo e aumenta de forma suave com o aumento da potência ativa fornecida. Apesar de não ser discutida nesse trabalho, é com  $d = 1$  que este conversor opera com comutação suave em ambas as portas em toda a faixa de excursão angular [33].



**Figura 2-14: Comportamento da corrente eficaz em função do ângulo de defasagem e da razão entre as tensões nas portas.**

### 2.4.5 Potência aparente, potência reativa e fator de potência

A potência aparente (em volt-ampère) fornecida pela porta 1 é determinada pelo produto da tensão dessa porta pela sua corrente eficaz circulante, conforme mostra a Equação (2.57).

$$\boxed{S_{ap} = V_1 \cdot I_{1(ef)} \text{ (VA)}} \quad (2.57)$$

A potência aparente em p.u é determinada pela mesma Equação da corrente eficaz em p.u. Logo, possui o mesmo comportamento.

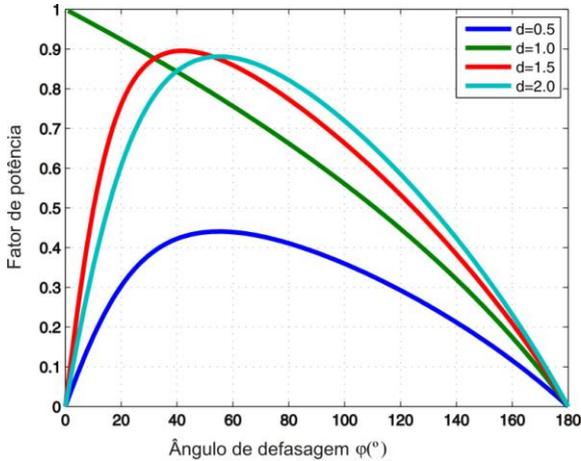
A potência reativa em VAR (volt ampere reativo) pode ser determinada por (2.58).

$$\boxed{Q = \sqrt{S_{ap}^2 - P^2}} \quad (2.58)$$

Uma das figuras de mérito desse conversor é o fator de potência (ou fator de utilização da estrutura). Nesse caso será analisado o fator de potência na porta 1, sendo definido pela razão entre a potência ativa e a potência aparente em p.u, conforme (2.59).

$$FP = \frac{P_{p.u}}{S_{p.u}} \quad (2.59)$$

A Figura 2-15 mostra o comportamento do fator de potência da porta 1 com o ângulo de defasagem e a razão entre as tensões. Percebe-se que para  $d = 1$ , o fator de potência decresce quase que linearmente com o aumento do ângulo  $\varphi$ , atingindo aproximadamente o valor de 0,6 em  $90^\circ$ . Para um fator de potência aceitável, o máximo ângulo de defasagem deve ser em torno de  $45^\circ$ . Para  $d \neq 1$ , verifica-se que o fator de potência aumenta com o aumento do ângulo de defasagem, atingindo um valor máximo em  $50^\circ$ . Particularmente para  $d = 0,5$ , o fator de potência é extremamente baixo e a operação do conversor nessa situação deve ser decidida se somente for extremamente necessária.



**Figura 2-15: Fator de potência da porta 1 em função do ângulo de defasagem e da razão entre as tensões na porta.**

#### 2.4.6 Influência da carga na tensão de saída

Para determinar a equação, que define o comportamento da tensão de saída em função da carga, parte-se da equação da potência transmitida pelo conversor, reescrita aqui como (2.60).

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{a \cdot \omega \cdot L} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.60)$$

Assumindo uma resistência de carga fixa, a potência de saída na porta 2 é dada por (2.61)

$$P_2 = \frac{V_2^2}{R_2} \quad (2.61)$$

Considerando o sistema sem perdas,  $P = P_2$ , tem-se que

$$\frac{V_2^2}{R} = \frac{V_1 \cdot V_2}{a \cdot \omega \cdot L} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.62)$$

Explicitando a tensão de saída da equação (2.62), chega-se a (2.63).

$$V_2 = \frac{V_1}{a \cdot \omega \cdot L} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \cdot R_2 \quad (2.63)$$

A Equação (2.63) determina a tensão de saída do conversor em função da carga. A partir de (2.63), percebe-se que a tensão de saída, considerando as outras grandezas constantes, tem variação linear direta com a resistência de carga, ou seja, se a resistência de carga aumenta, a tensão aumenta. Se a resistência de carga diminui, a tensão diminui. E para um dado valor de resistência de carga, a tensão de saída pode ser igual à tensão de entrada.

O conhecimento dessa propriedade é de extrema importância. Uma vez que em malha aberta não deve ser colocada na saída do conversor uma carga que possa fazer que tensão de saída fique superior a tensão suportada pelas chaves. Ocorrência que as danificaria permanentemente. Pode-se resumir o comportamento da tensão de saída com a carga da forma mostrada em (2.64).

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{se } R_2 = \frac{\omega \cdot L \cdot a}{\varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)} \Rightarrow V_2 = V_1 \\ \text{se } R_2 > \frac{\omega \cdot L \cdot a}{\varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)} \Rightarrow V_2 > V_1 \\ \text{se } R_2 < \frac{\omega \cdot L \cdot a}{\varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right)} \Rightarrow V_2 < V_1 \end{array} \right. \quad (2.64)$$

### 2.4.7 Influência da carga na corrente da indutância

O valor da resistência de carga também tem grande influência sobre o comportamento da corrente na indutância de transmissão de ener-

gia. Essa influência pode ser observada na equação que define o valor inicial da corrente na indutância que, depois de simplificada, é repetida aqui como equação (2.65).

$$i(0) = \frac{1}{4f \cdot L} \left[ -V_1 + \frac{V_2}{a} \left( 1 - 2 \frac{\varphi}{\pi} \right) \right] \quad (2.65)$$

Observa-se em (2.65) que ela assume valor negativo ( $i(0) < 0$ ) sempre que a relação (2.66) é atendida.

$$V_1 > \frac{V_2}{a} \left( 1 - 2 \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (2.66)$$

Essa situação, chamada de situação de carga pesada, faz com que o valor inicial da corrente na indutância fique confinado no lado negativo do eixo dos ângulos.

Para que a corrente inicial na indutância assuma valores positivos, a relação (2.67) deve ser atendida. Nessa situação, diz-se que o conversor opera com carga leve.

$$V_1 < \frac{V_2}{a} \left( 1 - 2 \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (2.67)$$

Observa-se então que o sinal da corrente inicial da indutância serve como um indicativo de carregamento do conversor.

Uma situação denominada de situação de fronteira ocorre quando a corrente inicial da indutância é nula ( $i(0) = 0$ ) e nessa situação a condição (2.68) é atendida.

$$V_1 = \frac{V_2}{a} \left( 1 - 2 \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (2.68)$$

Uma situação, interessante de ser analisada, ocorre quando  $\varphi = \pi/2$ . Trabalhando-se a equação (2.68) para explicitar  $V_2$ , chega-se a (2.69).

$$V_2 = \frac{V_1 \cdot a}{\left(1 - 2 \frac{\varphi}{\pi}\right)} \quad (2.69)$$

Nota-se em (2.69) que, quando  $\varphi = \pi/2$ , a tensão de saída tenderia para o infinito. Porém é visto na equação (2.65) que nesse contexto a corrente inicial nunca assumiria valores positivos. Seria definida somente pela tensão de entrada, conforme se mostra em (2.70).

$$i(0)_{|\varphi=\pi/2} = -\frac{V_1}{4f \cdot L} \quad (2.70)$$

Logo a condição de fronteira, independente do valor da carga, só acontecerá se  $\varphi \neq \pi/2$ .

#### 2.4.8 Influência da carga na potência de saída

Substituindo-se (2.63) em (2.60) e considerando o sistema sem perdas, determina-se que a potência de saída, em função da carga, é dada por (2.71).

$$P_2 = \left(\frac{V_1}{a \cdot \omega \cdot L}\right)^2 \cdot \varphi^2 \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi}\right)^2 \cdot R_2 \quad (2.71)$$

A equação (2.71) mostra que se mantendo as outras variáveis constantes, a potência de saída é linearmente proporcional à carga  $R_2$ . Mantendo-se fixa a carga, tensão de entrada e frequência de comutação,

a potência de saída na equação (2.71) deve atingir seu valor máximo para  $\varphi = \pi/2$ .

Quando a tensão de saída  $V_2$  é mantida constante, através de um controlador, o aumento da resistência de carga pode ocasionar uma diminuição da potência de saída e vice-versa, uma vez que se mantendo  $V_2$  constante, observa-se de (2.61) que a potência de saída irá diminuir com a elevação de  $R_2$ .

Um sistema de controle encarregado de manter a tensão de saída constante frente às variações de carga deve ter uma ação inversamente proporcional à variação da carga. Isso pode ser analisado repetindo-se aqui a equação da tensão de saída como equação (2.72).

$$V_2 = \frac{V_1}{a\omega L} \gamma \cdot R_2 \quad (2.72)$$

Onde

$$\gamma = \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.73)$$

Considerando constante a tensão de entrada e as outras variáveis e assumindo que a regulação da tensão de saída frente a uma variação  $\Delta R_2$  da carga será realizada somente por variação do ângulo de defasagem, pode-se chamar  $\Delta\gamma$  de variação da parcela angular e escrever que a variação da tensão de saída é dada por (2.74).

$$V_2 + \Delta V_2 = \frac{V_1}{a\omega L} (\gamma + \Delta\gamma)(R_2 + \Delta R_2) \quad (2.74)$$

Elaborando os devidos cálculos e desprezando os termos de segunda ordem, chega-se a (2.75).

$$V_2 + \Delta V_2 = \frac{V_1}{a\omega L} \cdot R_2 \cdot \gamma + \frac{V_1}{a\omega L} (R_2 \cdot \Delta\gamma + \Delta R_2 \cdot \gamma) \quad (2.75)$$

Considerando somente as variações em torno do ponto de operação, tem-se (2.76)

$$\Delta V_2 = \frac{V_1}{a\omega L} (R_2 \cdot \Delta\gamma + \Delta R_2 \cdot \gamma) \quad (2.76)$$

Como a intenção é manter constante a tensão  $V_2$ , admite-se que a variação de  $V_2$ , em torno do ponto de operação, deve ser nula ( $\Delta V_2$ ). De (2.76) verifica-se que a condição que satisfaz essa situação é a mostrada em (2.77).

$$\frac{\Delta\gamma}{\gamma} = - \frac{\Delta R_2}{R_2} \quad (2.77)$$

A interpretação de (2.77) é que para manter a tensão constante, a parcela da equação da tensão referente ao ângulo deve variar de forma proporcional e inversa à variação da carga, ou seja: se  $R_2$  diminui (aumento da carga),  $\varphi$  deve aumentar e vice-versa. Em outras palavras, pode-se dizer que a parcela de variação angular deve mudar diretamente com o inverso da carga  $\left( \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \propto \frac{1}{R_2} \right)$ .

Para uma tensão  $V_1$  e  $V_2$  fixa, sabe-se que a potência encontra o máximo teórico em  $\left( \varphi = \frac{\pi}{2} \right)$ . Substituindo essa condição em (2.72), determina-se o valor da resistência de carga para qual um sistema de controle ainda é capaz de regular a tensão de saída, chamada resistência de carga crítica, que é dada por (2.78).

$$R_{2c} = 8 \cdot f \cdot L \left( \frac{a \cdot V_2}{V_1} \right) \quad (2.78)$$

Enquanto  $R_2 > R_{2c}$ , o sistema de controle tem capacidade de ajustar a tensão de saída e mantê-la constante. Para  $R_2 < R_{2c}$ , a tensão de saída pode não ser mais mantida constante. O Sistema pode entrar em

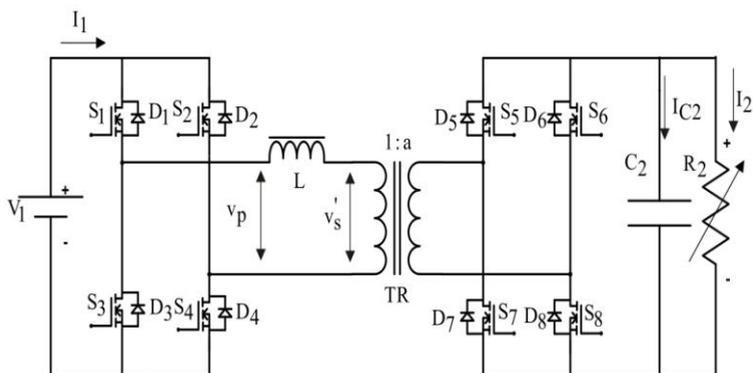
colapso de tensão e ambos, tensão e potência, podem diminuir se a resistência de carga continuar a diminuir.

Observando a Equação (2.65), que determina o valor da corrente inicial do indutor, vê-se que mantendo a tensão de entrada e a tensão de saída constantes, através de um sistema de controle, o aumento de carga requer o aumento do ângulo de defasagem  $\varphi$ , que, por sua vez, fará com que o valor da corrente inicial na indutância tenha valores maiores negativamente. Assim, como já foi dito, o valor da corrente inicial do indutor serve como um indicativo do carregamento do conversor e aumenta negativamente com o aumento da potência.

Em malha aberta, para um dado ângulo de defasagem fixo, o aumento da resistência da carga ocasiona um aumento da tensão de saída e da potência de saída, conforme (2.63) e (2.71), respectivamente. Ao mesmo tempo, há um crescimento positivo do valor da corrente inicial do indutor devido ao aumento da tensão de saída. Assim, verifica-se que o conversor tem comportamento diferente quando operando em malha aberta em comparação à operação em malha fechada.

#### 2.4.9 Ondulação da tensão de saída

Uma importante figura de mérito desse conversor é a ondulação da tensão de saída. O conhecimento desta característica é de grande utilidade para determinação do capacitor de filtro da carga. Na Figura 2-16, mostra-se o circuito do DAB, destacando-se as principais variáveis utilizadas para determinar a ondulação da tensão de saída. Na Figura 2-17, visualiza-se um retrato temporal do comportamento da corrente na indutância ( $I_L(\omega t)$ ), corrente no capacitor de filtro de saída ( $I_{C2}$ ), a corrente da carga refletida para o lado primário do transformador ( $aI_2$ ), a tensão no capacitor de saída ( $v_{C2}$ ) e as tensões sobre a indutância  $L$ ,  $v_p$  e  $v_s$ .



**Figura 2-16: Circuito DAB para determinação da ondulação da tensão de saída.**

Da Figura 2-17, pode-se extrair as relações matemáticas (2.79) e (2.80).

$$I_{\max} + \frac{V_1 - V_2/a}{L} \cdot \theta = a \cdot I_2 \quad (2.79)$$

$$i(0) + \frac{V_1 + V_2/a}{L} \frac{\varphi}{\omega} = I_{\max} \quad (2.80)$$

Explicitando o valor de  $I_{\max}$  da Equação (2.79) e igualando a (2.80), determina-se (2.81).

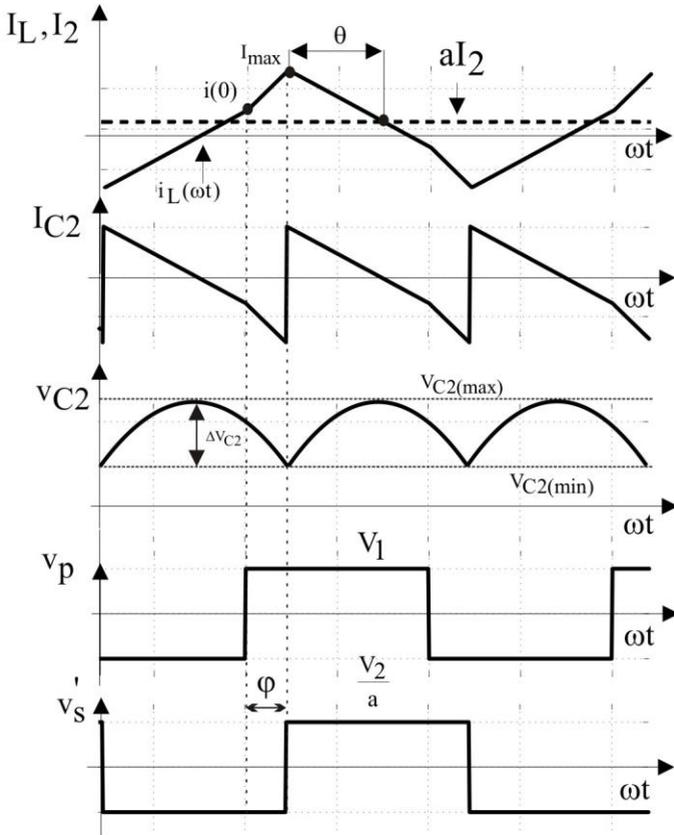


Figura 2-17: Corrente no indutor e no capacitor e tensões na indutância ( $v_p < v_s'$ ).

$$\theta = \frac{L}{\frac{V_2}{a} - V_1} \left( i(0) + \frac{V_1 + \frac{V_2}{a}}{L} \frac{\phi}{\omega} - a I_2 \right) \quad (2.81)$$

A ondulação da tensão de saída pode ser determinada por (2.82).

$$\Delta V_2 = \frac{1}{C_2} \int_{\varphi}^{\varphi+\theta} (i_L(\omega t) - a \cdot I_2) \frac{d\theta}{\omega} \quad (2.82)$$

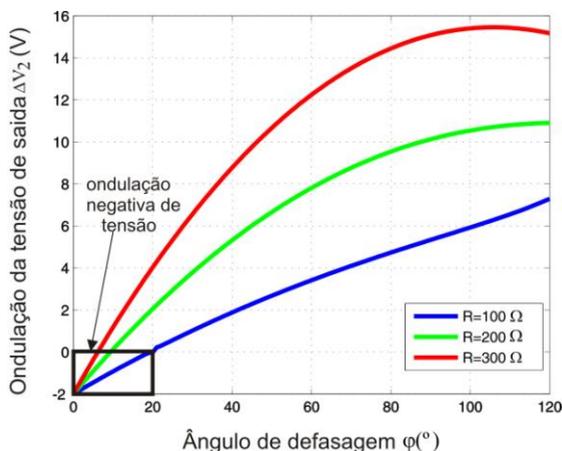
Substituindo-se (2.81), (2.80) e (2.38) em (2.82) encontra-se a ondulação da tensão de saída é determinada pela Equação (2.83).

$$\Delta V_2(V) = -\frac{1}{64} \frac{V_1 \cdot \left[ f \cdot L \cdot a^2 (2\pi^2 - 4 \cdot \varphi^2) + \varphi \cdot R_2 (\varphi - \pi) \right]^2}{C_2 \cdot (L \cdot \pi)^2 (a \cdot f)^3 \left[ 2\pi^2 f \cdot L \cdot a^2 + \varphi \cdot R_2 (\varphi - \pi) \right]} \quad (2.83)$$

A Equação (2.83) é aplicável tanto em malha aberta, quanto em malha fechada, e mostra que a ondulação da tensão de saída é encargo de praticamente todos os parâmetros do conversor.

Uma importante característica desse conversor em relação à ondulação da tensão de saída é que ela aumenta com o aumento da resistência de carga, quando o conversor opera em malha aberta. Na Figura 2-18, mostra-se o comportamento da ondulação da tensão de saída para um conversor DAB com frequência de operação de  $f_s = 50 \text{ kHz}$ , indutância de transmissão de  $L = 400 \mu\text{H}$ , capacitância de saída  $C_2 = 12,5 \mu\text{F}$ , relação do transformador  $a = 0,5$  e tensão da fonte primária  $V_1 = 400 \text{ V}$ . Verifica-se que o aumento da resistência de carga eleva a ondulação de tensão, devido a redução do consumo de potência ativa e a não diminuição do consumo de potência reativa.

A região destacada na Figura 2-18, onde aparecem valores negativos para a ondulação de tensão, refere-se às condições de operação nas quais os picos da tensão de saída (ver Figura 2-17) são invertidos.



**Figura 2-18:** Variação da ondulação da tensão de saída com  $R_2$  e  $\phi$ .

#### 2.4.10 Influência do tempo morto no *phase-shifting*

Em aplicações práticas, para evitar curto-circuito de braço nos conversores ponte-completa ou meia-ponte, deve haver um tempo entre o completo desligamento da chave superior e o comando para entrada em condução da chave inferior do mesmo braço. Esse tempo, denominado de tempo morto (*deadtime* ou *deadband*), é tanto maior quanto maiores forem as correntes e tensões envolvidas, assim como o *fall time*<sup>2</sup> da chave escolhida.

A existência do tempo morto é essencial para garantia de segurança contra curto-circuito, porém causa alguns transtornos nos conversores DAB e TAB. Durante o tempo morto, todos os semicondutores da ponte primária estão desligados. Nesse intervalo, a corrente no indutor oscila em torno de zero e troca de sentido, o que pode causar uma variação abrupta da polaridade de saída. Essa variação causa um estado espúrio que, apesar de não deteriorar a operação do sistema, pode causar interferência eletromagnética no circuito de controle do conversor ou em equipamentos eletrônicos colocados nas imediações.

A tensão de saída durante o tempo morto é determinada pela direção da corrente na indutância. Quando  $i(0) < 0$ , a tensão de saída da

<sup>2</sup>Tempo de decrescimento da corrente de coletor em uma chave, após ter sido comandada a bloquear.

ponte primária é praticamente idêntica à situação sem tempo morto, ou operação ideal. Quando  $i(0) > 0$ , um ângulo  $\phi_{db}$  (ângulo devido ao *dead-band* ou tempo morto) é subtraído da tensão de saída. Esse ângulo é proporcional ao tempo morto ( $T_{deadband}$ ) e é dado por (2.84).

$$\phi_{db} = \omega \cdot T_{deadband} \quad (2.84)$$

Assim, quando  $i(0) > 0$ , para manter a mesma potência de saída da operação ideal, deve ser adicionado ao ângulo de defasagem ( $\varphi$ ) o ângulo ( $\phi_{db}$ ), sendo então o ângulo de defasagem final ( $\varphi^*$ ) imposto pelo sistema de controle dado por (2.85).

$$\varphi^* = \varphi + \phi_{db} \quad (2.85)$$

## 2.5 Análise do DAB na frequência Fundamental

Conceitualmente, o conversor DAB pode ser visto como duas fontes de tensão interligadas por uma reatância indutiva, em que as tensões das fontes estão defasadas entre si de um ângulo  $\varphi$  e o fluxo de potência é controlado por esse ângulo. Para simplificar a análise, as fontes de tensões quadradas podem ser substituídas por fontes de tensões senoidais com frequência igual à frequência fundamental da frequência de operação do conversor [11, 29]. Essa simplificação pode ser vista na Figura 2-19. Esse modelo é denominado de modelo fundamental do conversor DAB.

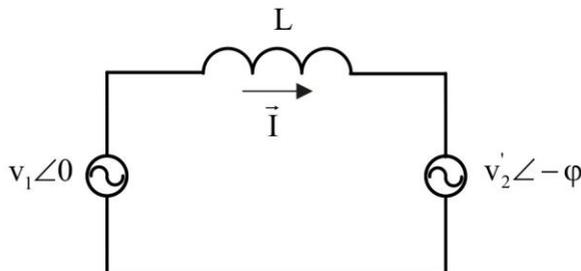


Figura 2-19: Modelo fundamental de um conversor DAB.

O modelo é familiar ao circuito equivalente de uma máquina síncrona e é esperado que tenha propriedades similares a esta. A indutância  $L$  é análoga à indutância série da máquina. As tensões  $v_1$  e  $v_2$  podem ser vistas como a tensão interna e a tensão externa da máquina, respectivamente, e o ângulo  $\varphi$  pode ser visto como o ângulo de torque da máquina. Desde que todas as grandezas do circuito são consideradas senoidais na frequência fundamental da onda quadrada de operação do conversor, é factível a realização da análise fasorial do sistema. Sendo assim, considerando a Figura 2-19, temos que a corrente circulante entre as fontes pode ser determinada por (2.86):

$$\bar{I} = \frac{v_{1(\text{ef})} \angle 0 - v_{2(\text{ef})}' \angle -\varphi}{j\omega L} \quad (2.86)$$

A potência aparente fornecida ao sistema pela fonte  $v_1$  é definida por  $S$  é dada por (2.87)

$$S = \bar{v}_1 \cdot \bar{I}^* \quad (2.87)$$

onde  $\bar{I}^*$  representa o conjugado da corrente, dado por (2.88).

$$\bar{I}^* = \frac{v_{2(\text{ef})}' \text{sen}(\varphi) - j(v_{2(\text{ef})}' \cos \varphi - v_{1(\text{ef})})}{\omega L} \quad (2.88)$$

Substituindo-se a Equação (2.88) em (2.87), e, resolvendo-se, chega-se a (2.89), que determina a potência aparente na frequência fundamental que a fonte da porta 1 fornece ao sistema.

$$S = P + jQ = \frac{v_{1(\text{ef})} \cdot v_{2(\text{ef})}' \text{sen}(\varphi) + j(v_{1(\text{ef})}^2 - v_{1(\text{ef})} v_{2(\text{ef})}' \cos(\varphi))}{\omega L} \quad (2.89)$$

Nota-se que (2.89) é composta por duas parcelas: a potência ativa dada por (2.90) e a potência reativa dada por (2.91).

$$P = \frac{V_{1(\text{ef})} \cdot V'_{2(\text{ef})}}{\omega L} \text{sen}(\varphi) \quad (2.90)$$

$$Q = \frac{V_{1(\text{ef})}^2 - V_{1(\text{ef})} V'_{2(\text{ef})} \cos(\varphi)}{\omega L} \quad (2.91)$$

Sabe-se que para uma onda quadrada de pico  $V_i$ , o valor eficaz ( $V_{i(\text{ef})}$ ) da componente fundamental é dado por (2.92), logo os valores eficazes das tensões das fontes  $v_1$  e  $v_2$  serão dadas respectivamente por (2.93) e (2.94)

$$V_{i(\text{ef})} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_i \quad (2.92)$$

$$V_{1(\text{ef})} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_1 \quad (2.93)$$

$$V'_{2(\text{ef})} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V'_2 \quad (2.94)$$

Assim, substituindo (2.93), (2.94) e a relação dada em (2.10) para  $V'_2$  em (2.90), chega-se a (2.95), que determina a potência ativa da porta 1 do DAB, considerando o modelo fundamental (mf).

$$P_{\text{mf}} = \frac{V_1 \cdot V_2}{a \cdot \omega L} \frac{8}{\pi^2} \text{sen}(\varphi) \quad (2.95)$$

A potência ativa em p.u no modelo fundamental também pode ser determinada dividindo-se (2.95) pela potência base definida em (2.39), resultando em

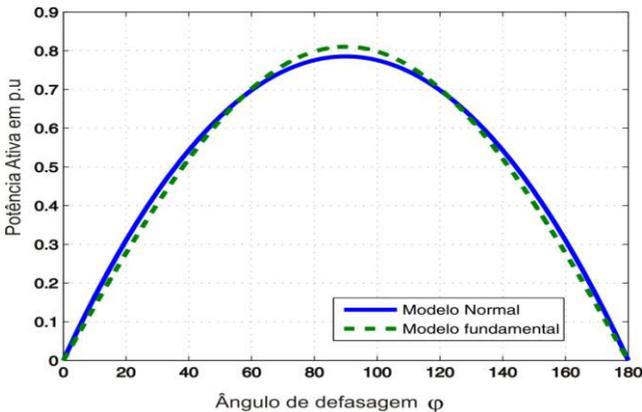
$$P_{\text{mf(p.u)}} = \frac{\cancel{V_1} \cdot V_2}{a \cdot \cancel{\omega L}} \frac{8}{\pi^2} \text{sen}(\varphi) \cdot \frac{\cancel{\omega L}}{\cancel{V_1}} \quad (2.96)$$

$$P_{mf(p.u)} = \frac{V_2}{a \cdot V_1} \frac{8}{\pi^2} \text{sen}(\varphi) \quad (2.97)$$

Substituindo-se (2.43) em (2.97), tem-se (2.98) que representa a potência ativa dada em p.u no modelo fundamental (mf).

$$P_{mf(p.u)} = d \cdot \frac{8}{\pi^2} \text{sen}(\varphi) \quad (2.98)$$

Para comprovar se a aproximação é aceitável, uma comparação gráfica é realizada na Figura 2-20, na qual é mostrada a potência em p.u do modelo normal (Equação (2.42)) e a potência em p.u do modelo fundamental (mf) (Equação (2.98)), ambas com  $d=1$ .



**Figura 2-20: Comparação entre o modelo normal e o modelo fundamental do conversor DAB.**

Apesar de haver uma pequena diferença em alguns trechos da trajetória, é visível o comportamento praticamente idêntico das duas curvas. Isso induz a afirmar que a potência ativa no conversor DAB pode, sem muito erro, ser determinada em um estudo inicial pela Equação (2.98) e que o mesmo realmente se comporta como uma pequena linha de transmissão em alta frequência, ou uma máquina síncrona.

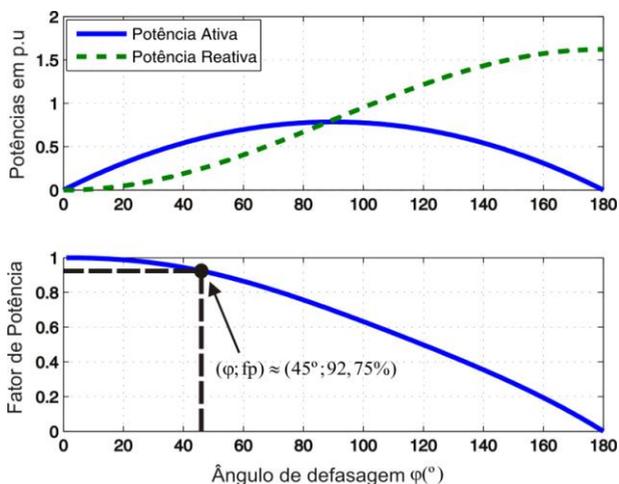
O fluxo de potência reativa em p.u também pode ser analisado de maneira similar. Substituindo as relações (2.93), (2.94) e (2.10) em (2.91) encontra-se (2.99).

$$Q_{(mf)} = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{V_1^2 a - V_1 V_2 \cos(\varphi)}{a\omega L} \right) \quad (2.99)$$

Dividindo-se a Equação (2.99) pela potência base definida em (2.39) e fazendo as devidas substituições, determina-se a potência reativa em p.u, dada por (2.100).

$$Q_{mf(p.u)} = \frac{8}{\pi^2} (1 - d \cos \varphi) \quad (2.100)$$

Uma interessante comparação é mostrada no gráfico da Figura 2-21 em que é visto (para  $d=1$ ) o comportamento da potência ativa (considerando o modelo normal dado por (2.42)) e a potência reativa do modelo fundamental (dado por (2.100)), em relação do ângulo de defasagem entre as tensões nas portas. No mesmo gráfico é apresentado o fator de potência.



**Figura 2-21: Comparação potência Ativa versus potência reativa e fator de potência para o DAB.**

Verifica-se que, a partir de  $\varphi = 0^\circ$ , e à medida que cresce o ângulo de defasagem, crescem também a potência ativa transmitida e a potência reativa. Observando-se o fator de potência, que retrata um fator

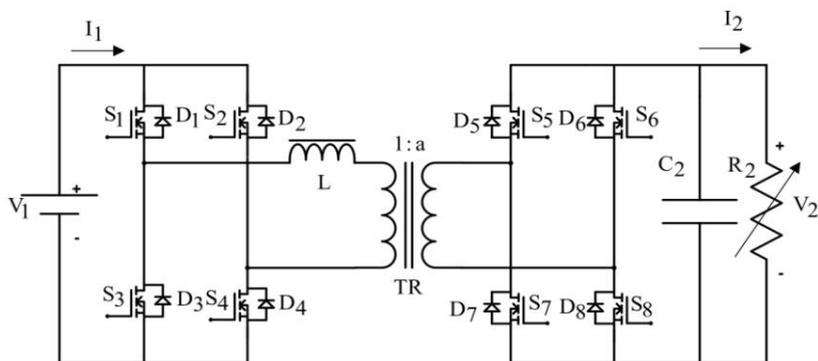
de utilização da estrutura, constata-se que em torno de  $\varphi = 45^\circ$ , o fator de potência é de aproximadamente 93% e diminui gradativamente à proporção que o ângulo de defasagem aumenta. Em  $\varphi = 90^\circ$ , a potência reativa atinge um valor numericamente igual ao da potência ativa e o fator de potência é em torno de 70%. Além de  $\varphi = 90^\circ$ , há um decréscimo de potência ativa e do fator de potência, e um substancial aumento de potência reativa, que atinge o valor de aproximadamente 1,6 p.u (duas vezes a potência ativa de pico) em  $\varphi = 180^\circ$ .

O nível de potência reativa está intimamente ligado à amplitude dos picos de corrente transmitida de um conversor para outro e, conseqüentemente, passando pelas chaves. Analisando o gráfico da Figura 2-21, é totalmente compreensível, porque é proibitivo ao DAB operar no segundo quadrante ( $90^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ ).

Observando-se a Figura 2-21, nota-se que uma boa faixa de operação está limitada a  $\varphi_{\max} \approx 45^\circ$ , o que garante um aproveitamento teórico bom da estrutura. Como a dedução do ângulo máximo ideal de operação do DAB, utilizando a Figura 2-21, é coerente com a afirmativa da referência [12, 32, 40], (citada em 2.4.3), conclui-se que a Equação (2.100) é válida para a análise da potência reativa no DAB.

## 2.6 Modelo matemático para controle do Conversor DAB

Veja-se o conversor DAB, da Figura 2-22, no qual a fonte da porta 2 foi substituída por um capacitor de filtro em paralelo com uma carga resistiva que se deseja controlar a tensão.

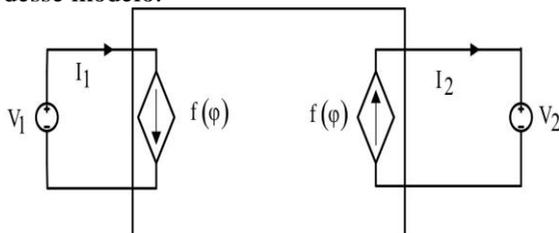


**Figura 2-22: Conversor DAB para dimensionamento do controle.**

Para que este controle seja feito é necessário o desenvolvimento de um modelo matemático, no caso desse trabalho, linearizado, que represente o comportamento do conversor em um determinado ponto de operação. Basicamente, dois modelos são utilizados e sugeridos pela literatura: o modelo por valores médios e o modelo por *gyrator*.

### 2.6.1 Modelo por valores médios

A modelagem por valores médios sugerida por [33] é simples e eficiente. Consiste em modelar cada porta como uma fonte de corrente em função do ângulo de defasagem, cuja amplitude é o valor médio dentro de um período de operação. A Figura 2-23 retrata a representação resultante desse modelo.



**Figura 2-23: Modelo do DAB por valores médios.**

O valor médio da corrente na porta 2 já foi determinado em (2.38) e é repetido aqui como (2.101).

$$I_2 = \frac{V_1}{a\omega L} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.101)$$

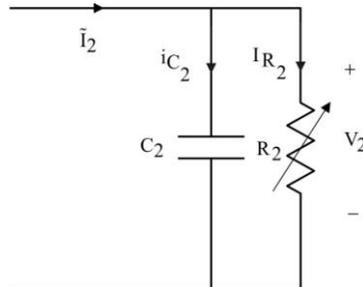
Desde que o conversor esteja operando em um ponto de equilíbrio angular ( $\varphi_0$ ), a Equação (2.101) será linearizada nesse ponto. Assim, derivando-a em relação ao ponto de equilíbrio, resulta em (2.102).

$$\frac{\partial I_2}{\partial \varphi_0} = G = \frac{V_1}{a\omega L} \left( 1 - \frac{2|\varphi_0|}{\pi} \right) \quad (2.102)$$

A equação (2.102) retrata a variação proporcional que a corrente  $I_2$  terá, de forma linear, em torno do ponto de equilíbrio. Logo, depois de linearizado o sistema, para fins de controle, pode-se escrever que  $I_2$  tem variação com o ângulo  $\tilde{\varphi}$  (ângulo de defasagem imposto pelo controlador) de acordo com (2.103).

$$\tilde{I}_2 = G \cdot \tilde{\varphi} \quad (2.103)$$

O circuito da porta 2 para determinação da função de transferência da tensão pela corrente é apresentado na Figura 2-24.



**Figura 2-24: Circuito para determinação da função de transferência da porta 2.**

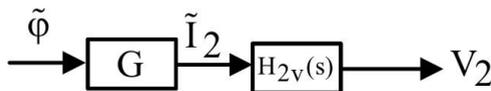
Da Figura 2-24 tem-se que

$$\tilde{I}_2 = C_2 \frac{dV_2}{dt} + \frac{V_2}{R_2} \quad (2.104)$$

Aplicando Laplace em (2.104) e trabalhando o resultado, encontra-se (2.105), que é a função de transferência procurada.

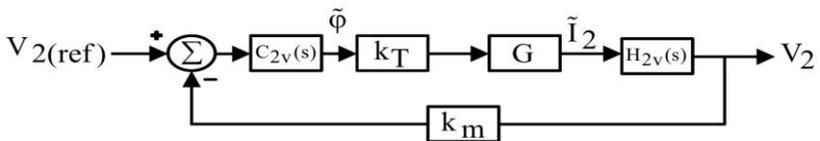
$$\frac{V_2(S)}{\tilde{I}_2(S)} = H_{2v}(S) = \frac{R_2}{R_2 \cdot C_2 S + 1} \quad (2.105)$$

Colocando-se (2.103) e (2.105) em forma de diagrama de blocos, encontra-se a Figura 2-25 que é o caminho direto do fluxo de sinal para controle da tensão na porta 2.



**Figura 2-25: Caminho direto do fluxo de sinal do conversor DAB.**

A partir da Figura 2-25, determina-se o diagrama final para controle da tensão na porta 2 que é mostrado na Figura 2-26.



**Figura 2-26: Diagrama para controle da tensão na porta 2.**

Onde

$C_{2v}(s)$  - compensador de tensão

$H_{2v}(s)$  - função de transferência da planta

$k_T$  - ganho total do laço direto (por exemplo: produto do ganho do modulador, gerador de ângulo etc.)

$k_m$  - ganho do medidor de tensão

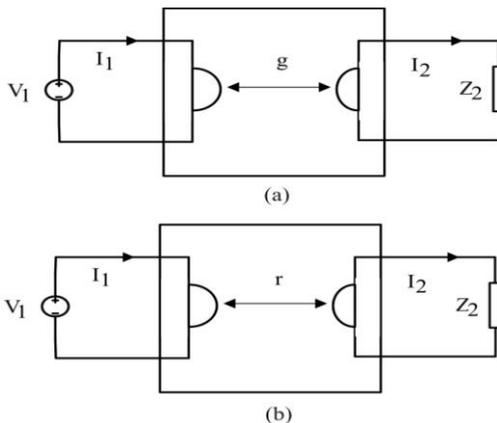
G -ganho definido em (2.102).

### 2.6.2 Modelo por *gyrator*

Um dos requisitos básicos para um sistema ser representado por *gyrator* é satisfazer a condição de conservação de potência ou condição POPI (*Power Output equals Power Input*). Qualquer conversor chaveado pode satisfazer a condição POPI através de um controle em malha fechada de tensão ou corrente. Assim, diversos conversores como Buck, Boost, Buck-Boost (e família), flyback etc., são possíveis candidatos a serem modelados como *gyrator*. Todavia, nesses conversores um circuito de controle externo deve ser utilizado para forçá-los a ter comportamento de *gyrator*, o que não acontece com os conversores DAB e TAB, que são considerados *gyrators* naturais [41, 42].

A modelagem por *gyrator* [41, 42] consiste em representar o conversor por um circuito elétrico simples, refletindo todos os elementos para um dos lados do conversor (lado da fonte ou da carga) e obedecendo a teoria que define um *gyrator* (apresentada no Apêndice A).

Utilizando a representação de *gyrator*, um conversor ou um sistema aparece como mostrado na Figura 2-27, onde  $g$  - é denominado *gyrator* condutância e  $r$ -*gyrator* resistência.



**Figura 2-27: Representação de um sistema por *gyrator*: (a) *gyrator* condutância; (b) *gyrator* resistência.**

Um *gyrator* transforma um elemento em seu dual (fonte de tensão em fonte de corrente ou fonte de corrente em fonte de tensão, resistência em condutância ou condutância em resistência, capacitância em indutância ou indutância em capacitância). Logo, por facilidades práticas no trabalho com resistência ao invés de condutância, representar-se-á o conversor DAB utilizando o *gyrator* condutância que irá refletir para a porta 2 todos os elementos da porta 1.

O procedimento para representação do conversor DAB por *gyrator* é fácil e quase que imediato. A partir da inspeção da Equação (2.101) repetida aqui como Equação (2.106), verifica-se que a corrente  $I_2$  também pode ser determinada por (2.107), que representa o produto do *gyrator* condutância pela tensão da porta de entrada.

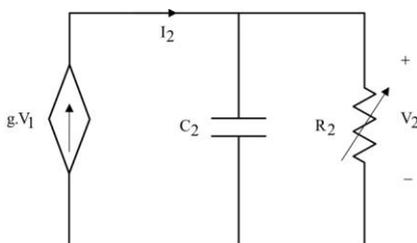
$$I_2 = \frac{V_1}{a \cdot \omega \cdot L} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.106)$$

$$I_2 = g \cdot V_1 \quad (2.107)$$

Onde  $g$  tem unidade de  $\Omega^{-1}$  e é definido como *gyrator* condutância entre as portas, dado por (2.108).

$$g = \frac{1}{a \cdot \omega \cdot L} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.108)$$

É totalmente perceptível que a Equação (2.107) transforma a fonte de tensão da porta 1 ( $V_1$ ) em uma fonte de corrente refletida para a porta 2, que origina a corrente ( $I_2$ ). Dessa forma, a partir da Equação (2.107) e do circuito representativo da porta 2, mostrado na Figura 2-24, chega-se à representação por *gyrator* da porta 2, mostrado na Figura 2-28.



**Figura 2-28: Representação em forma de circuito do conversor DAB utilizando a teoria de *gyrator*.**

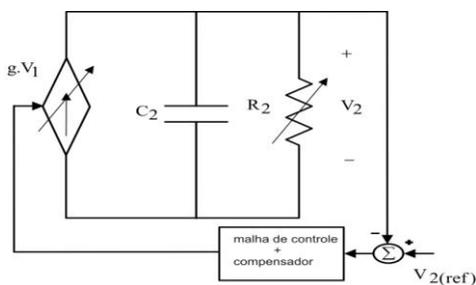
A potência no circuito, mostrada na Figura 2-28, pode ser determinada pelo produto entre a corrente injetada no circuito e a sua tensão, resultando em (2.109), praticamente é a equação (2.37) escrita de outra forma.

$$P = g \cdot V_1 \cdot V_2 \quad (2.109)$$

Estudos [41, 43] mostram que o circuito da Figura 2-28 tem comportamento similar, tanto em regime transitório como em regime permanente, com o circuito completo do conversor DAB. Portanto é perceptível que a representação por *gyrator* simplifica bastante o circuito do conversor, o que facilita o entendimento e estudo de alguns fenômenos.

O dimensionamento do controle não muda, pois a função de transferência da planta continua sendo dada pela equação (2.105). Linearizando-se a equação (2.107) em um ponto de operação ( $\varphi_0$ ) chega-se ao mesmo resultado encontrado pela equação (2.102).

A grande vantagem em representar por *gyrator* um sistema físico é na apresentação final do circuito, no qual se pode observar claramente quais e como as outras variáveis interferem em sua variável de controle. Por exemplo, vendo a Figura 2-29, verifica-se claramente que o controle da tensão na porta 2 é realizado controlando a fonte de corrente formada pelo produto do *gyrator* e tensão da porta 1, através do ajuste do ângulo de defasagem.

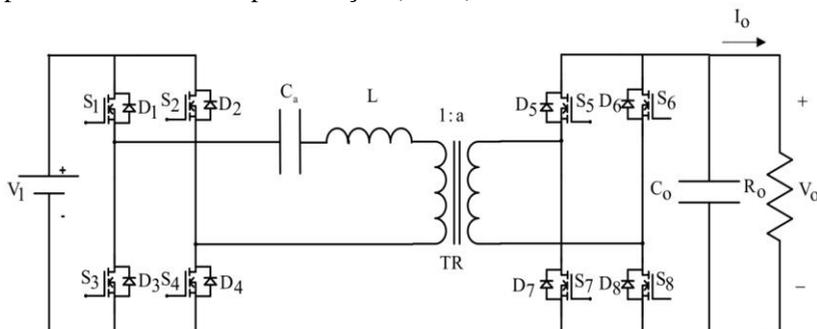


**Figura 2-29: Circuito final do DAB como *gyrator* e controle.**

### 2.7 Similaridades entre o DAB e o conversor SLR

O conversor DAB e o SLR (*Serie-Loaded Resonant*) são topologicamente idênticos (conforme se vê na Figura 2-30), ressaltando-se que, enquanto o conversor DAB tem uma relação proporcional entre a corrente de saída e a frequência de comutação das chaves, o conversor SLR é mais sensível à variação de frequência, principalmente em torno da frequência de ressonância. Por isso, é mais comumente controlado por modulação em frequência (*FM-Frequency Modulation*). Embora possa ser também controlado pela técnica *phase-shifting*, o que requer um controle bem mais robusto, pois poderá apresentar problemas de estabilidade [12].

Sem adentrar em deduções matemáticas e teorias profundas sobre o funcionamento do conversor SLR, sabe-se que a sua corrente de saída pode ser determinada pela relação (2.110).



**Figura 2-30: Conversor Ressonante SLR.**

$$I_o = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_1}{a \cdot Z \cdot \left( \omega_r - \left( \frac{1}{\omega_r} \right) \right)} \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (2.110)$$

Onde  $Z$  é a impedância característica dada por (2.111),  $\omega_r$  (frequência relativa) é a razão entre as frequências de comutação e de ressonância dada por (2.112), e  $\varphi$ , como no DAB, é o ângulo de defasagem entre as tensões nas portas.

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C_a}} = \omega_0 \cdot L \quad (2.111)$$

$$\omega_r = \frac{\omega_s}{\omega_0} \quad (2.112)$$

onde

$\omega_s = 2\pi \cdot f_s$  -frequência de comutação em (rad/s)

$\omega_0$  -frequência de ressonância do circuito *tank*  $LC_a$  dado por (2.113)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_a}} \quad (2.113)$$

Se na equação (2.110) a frequência relativa tender para o infinito ( $\omega_r \rightarrow \infty$ ), a equação da corrente de saída pode ser reescrita como se mostra em (2.114).

$$I_o = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_1}{a \cdot Z \cdot \omega_r} \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (2.114)$$

Substituindo-se (2.111) e (2.112) em (2.114) chega-se a (2.115) que determina a corrente de saída do conversor.

$$I_o = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_1}{a \cdot \omega_s \cdot L} \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (2.115)$$

Considerando-se o sistema sem perdas e multiplicando-se a equação (2.115) por  $V_o$  (tensão de saída do conversor SLR) chega-se à potência de saída dada por (2.116).

$$P_o = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_1 \cdot V_o}{a \cdot \omega_s \cdot L} \cdot \text{sen}(\varphi) \quad (2.116)$$

Comparando-se (2.116) e (2.95) (equação da potência ativa do conversor DAB na frequência fundamental) observa-se que são exatamente iguais. Dessa forma, pode-se afirmar que o conversor DAB é fundamentalmente um conversor SLR com frequência relativa infinita [12].

O conhecimento dessa característica é importante, pois justifica e alerta para o dimensionamento do capacitor de acoplamento, que deve ter um valor tal que a frequência relativa seja a maior possível e o conversor opere como um DAB e não como um SLR.

Os ganhos da inserção do capacitor de desacoplamento são marginais. Uma comparação absoluta de vantagens e desvantagens é relativa. Destaca-se, por exemplo, que a vantagem de inserir o capacitor de desacoplamento garante, para o conversor DAB, que não sejam injetadas correntes CC no transformador. E como geralmente o capacitor é de alto valor, comparativamente ao capacitor no SLR, a queda de tensão ou acúmulo de energia reativa nele é pequena. Todavia tem como desvantagem um elemento a mais no circuito.

## 2.8 Simulações e testes experimentais com o conversor DAB

Neste item são apresentados alguns resultados de simulações computacionais e experimentais realizados com o conversor DAB e o conversor SLR. Os dados dos conversores utilizados nos ensaios encontram-se na Tabela 2. Os circuitos utilizados encontram-se no Apêndice F.

**Tabela 2: Dados dos conversores DAB e SLR utilizados nas simulações**

|                                  |                  |                      |
|----------------------------------|------------------|----------------------|
| $C_a$ (capacitor de acoplamento) | DAB              | 30,70 $\mu\text{F}$  |
|                                  | SLR              | 0,3070 $\mu\text{F}$ |
| L (indutância)                   | 33 $\mu\text{H}$ |                      |
| $C_{2,o}$                        | 47 $\mu\text{F}$ |                      |
| a (relação do transformador)     | 1                |                      |
| $R_{2,o}$ (resistência de carga) | DAB              | 15,14 $\Omega$       |
|                                  | SLR              | 8,2353 $\Omega$      |
| $\varphi$ (ângulo de operação)   | 51°              |                      |

O valor do ângulo de operação foi colocado maior que 45° para poder compensar as perdas existentes no conversor e alcançar a tensão e potência de saída desejada.

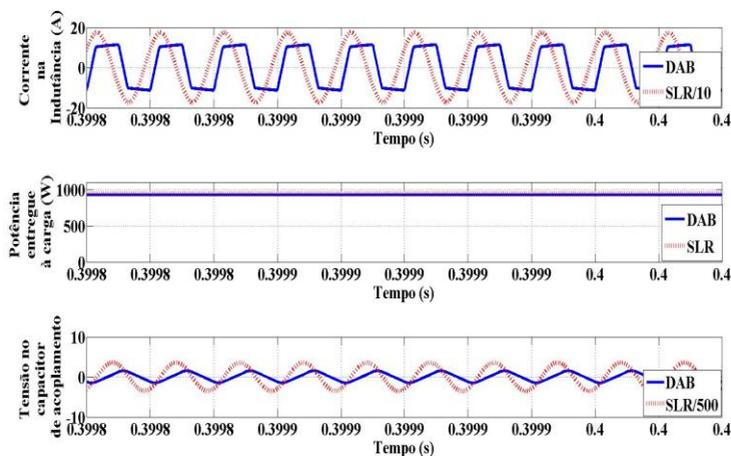
### 2.8.1 Resultados de simulações comparando o conversor DAB e o conversor SLR.

Na Figura 2-31, mostram-se os resultados da simulação comparando os conversores SLR e DAB. A frequência relativa adotada para o dimensionamento do capacitor do conversor DAB foi  $f_r = 10$ . Também, foi mantido constante o ângulo de defasamento, alterando-se somente o valor da resistência de carga para que os conversores suprissem a mesma potência.

Foram monitoradas as variáveis: corrente na indutância, potência e tensão no capacitor de acoplamento. Verifica-se que nessa simulação, a corrente na indutância do conversor SLR tem um pico aproximadamente 10 vezes maior quando comparada à corrente na indutância do conversor DAB. A tensão no capacitor do SLR também é bastante severa, alcançando um pico quase 500 vezes maior que a tensão do capacitor do DAB.

O critério de escolha da aplicação entre um e outro conversor vai depender da situação e das circunstâncias. No entanto, como a corrente

na indutância é a mesma circulante pelas chaves, quando se refere ao estresse de corrente nas chaves e considerando ainda a mesma potência suprida, conclui-se que o conversor DAB é a melhor opção, comparado ao conversor SLR.

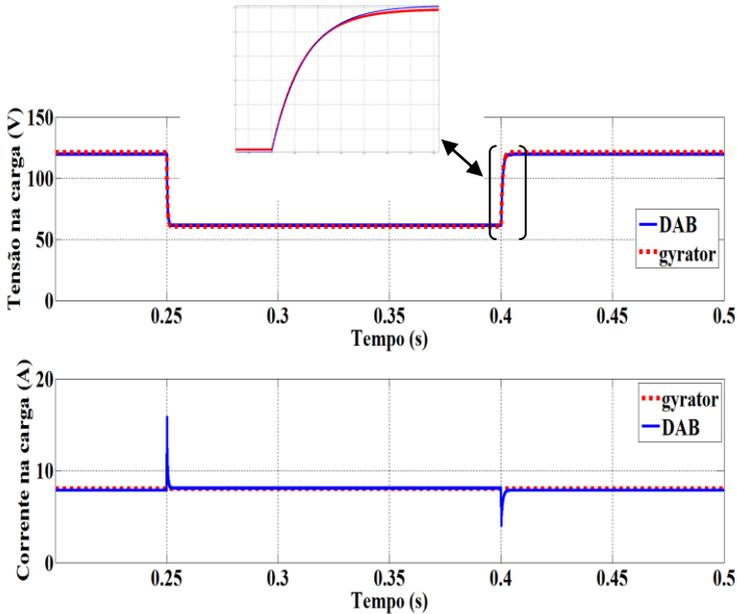


**Figura 2-31: Resultados da simulação comparando o conversor DAB e o conversor SLR.**

### 2.8.2 Resultados de simulações comparando o conversor DAB completo e o modelo por gyrator.

Na Figura 2-32, mostra-se a resposta aos degraus de carga ( $t=250$  ms a carga dobra de valor,  $t=400$  ms a carga assume o valor inicial) do gyrator e do conversor DAB. Compara-se a tensão e a corrente na carga para os dois circuitos. Observa-se que, “vendo” da porta 2, o conversor DAB realmente comporta-se como uma fonte de corrente, pois, mesmo não possuindo nenhuma malha de controle, a corrente na carga tende a retornar ao valor inicial após os transitórios. A tensão de saída na carga diminui, subtraindo a potência suprida pela fonte da porta 1. Distingue-se o comportamento dinâmico das tensões (em destaque a dinâmica na

saída da carga), do qual se verifica que a resposta de ambos os circuitos é praticamente idêntica.



**Figura 2-32: Resposta ao degrau de carga do gyrator e do DAB.**

Como é observado na Figura 2-32, o circuito resultante do modelo por gyrator não reproduz o transitório da corrente, fato que já era esperado. Logo este circuito não serve para o estudo desse fenômeno. Porém, como relatado na literatura, o circuito do DAB oriundo da representação como gyrator, reproduz com bastante fidelidade alguns aspectos do comportamento desse conversor, tendo uma grande utilidade para, por exemplo, dimensionamento da malha de controle da tensão de saída.

### 2.8.3 Resultados experimentais com o conversor DAB

Para fazer-se a comparação entre resultados teóricos e experimentais, o circuito simulado do DAB sofreu algumas alterações, tudo com o intuito de tentar reproduzir ao máximo os parâmetros e não idealidades encontradas na prática. Por conta disso, foram inseridas as características medidas dos cabos entre a fonte 1 e a porta 1, entre a porta 2 e a carga. O capacitor de acoplamento teve seu valor alterado, de acordo com o disponível no laboratório. Foram inseridos nas simulações os capacitores de grampeamento que estão soldados acima das chaves, (com o intento de mitigar as sobretensões existentes nas chaves devido às indutâncias parasitas), bem como as quedas de tensões das chaves e do diodo das mesmas. O circuito completo utilizado na simulação encontra-se na Figura F-3 do Apêndice F.

Da Figura 2-33 até a Figura 2-38, mostram-se os resultados obtidos em simulações e testes experimentais do conversor DAB. Comparando-se esses resultados, na prática e na teoria, observa-se que as formas de onda são coerentes, tanto em formato como em valores.

Observando-se as formas de onda experimentais, verifica-se que foi extraída uma potência de 837,60W da porta 1 e entregue outra de 763,22 W à carga. Nesse ponto, o conversor então estaria operando com um rendimento em torno de 91,11%.

Na simulação computacional, com esses valores de tensão e carga, chegou-se a uma potência teórica de transmissão em torno de 872 W. Essas e outras discrepâncias de valores, certamente, devem-se a alguns fatores que não foram inseridos no circuito simulado, por exemplo: ruído, elementos parasitas do sistema (capacitâncias, indutâncias, variação da resistência com a frequência) etc.

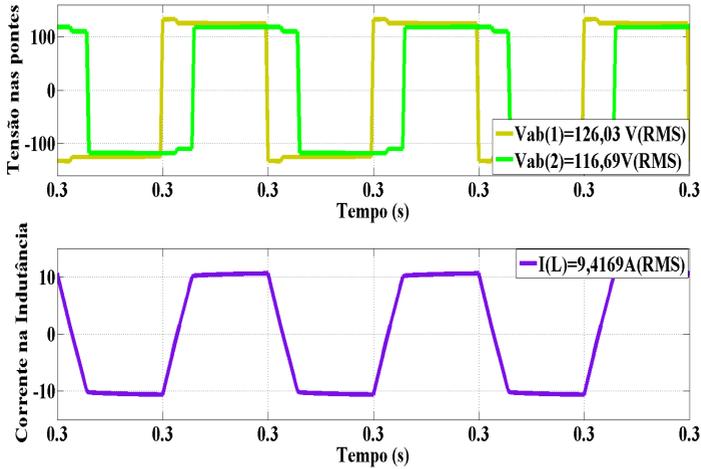


Figura 2-33: Tensão nas pontes e corrente na indutância (simulado).

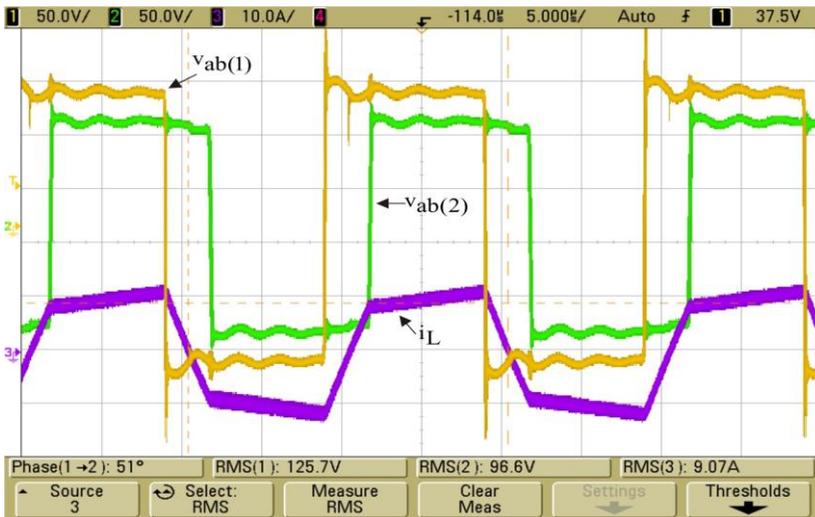


Figura 2-34: Tensão na saída da ponte 1  $V_{ab(1)}$  [ch(1)], tensão na entrada da ponte 2  $V_{ab(2)}$  [ch(2)]; corrente na indutância  $i_L$  [ch(3)].

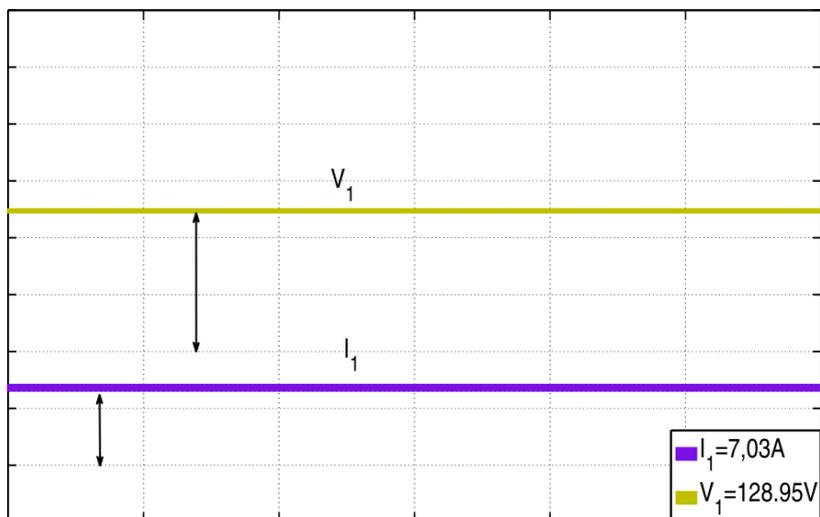


Figura 2-35: Tensão e corrente nas portas 1(simulado).

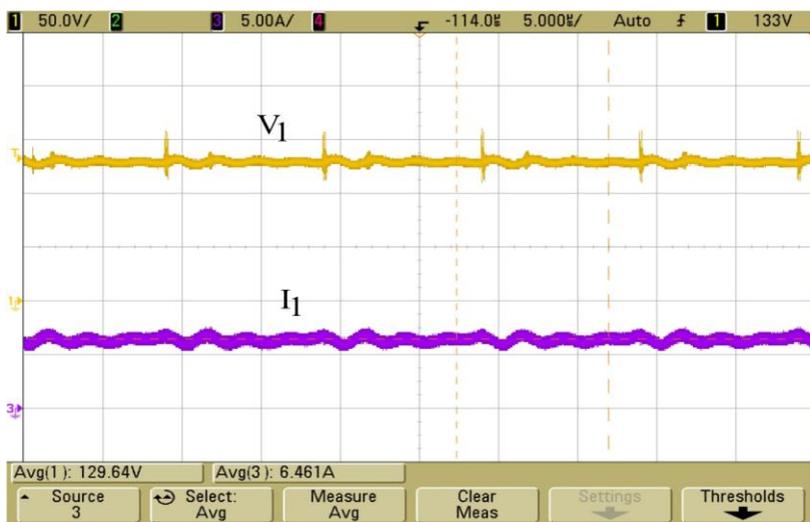


Figura 2-36: Tensão  $V_1$  [ch(1)] e corrente  $I_1$  [ch(3)] na porta 1.

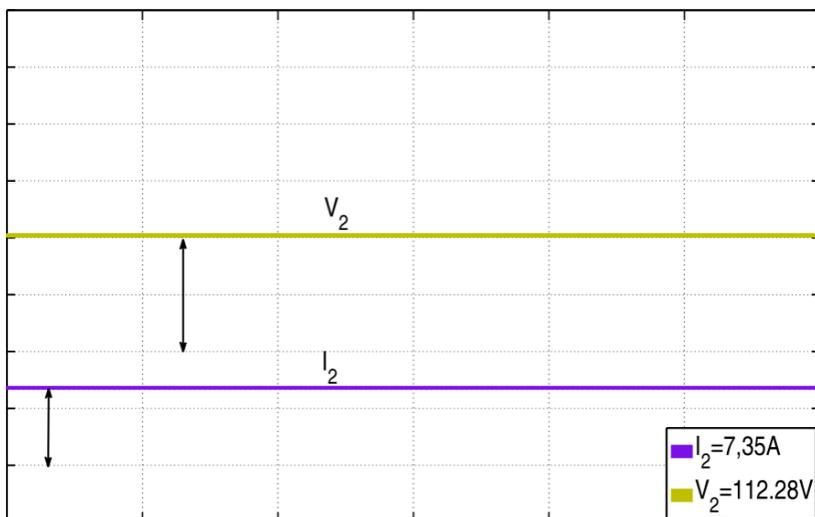


Figura 2-37: Tensão e corrente nas portas 2(simulado).

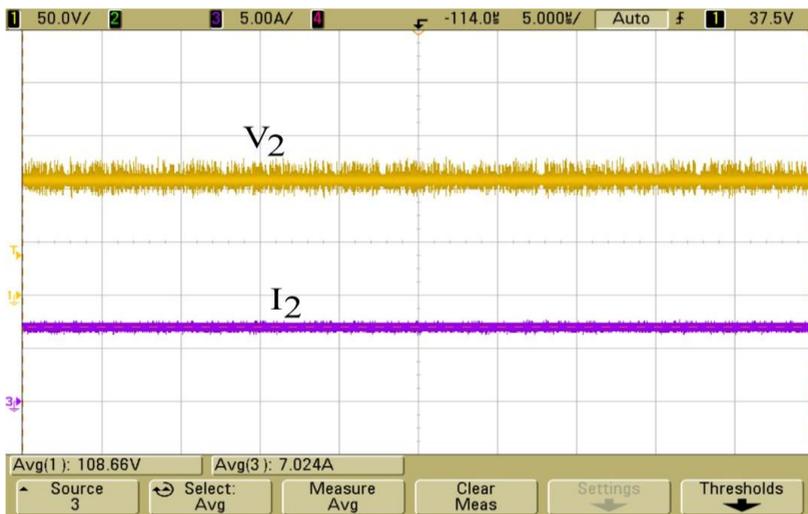


Figura 2-38: Tensão  $V_2$  [ch (1)] e corrente  $I_2$  [ch (3)] na carga.

## 2.9 Conclusão

Neste capítulo foi exposto o conversor DAB e apresentadas suas etapas de operação quando submetido à modulação convencional. Mostrou-se seu princípio de funcionamento e as equações básicas que determinam algumas figuras de mérito do mesmo. Foram apresentadas as duas principais técnicas de modelamento para controle do DAB: valores médios e *gyrator*, destacando-se que este último resume o circuito, mas mantém algumas características de resposta em regime permanente e transitório.

Apresentou-se uma modelagem alternativa do DAB na frequência fundamental, quando se mostrou que a equação de potência ativa tem praticamente a mesma resposta da equação convencional. Destacou-se que nesse tipo de modelagem a simplificação fica por conta da potência reativa, a qual pode ter seu comportamento avaliado com certa precisão, determinando as melhores regiões de operação do conversor.

Foi elaborada também uma comparação entre os conversores DAB e o SLR, ressaltando que, apesar de ambos possuírem a mesma configuração topológica, possuem características diversas, principalmente no tocante à acumulação de energia reativa, que é bem menor no DAB.

Por fim, foram apresentados resultados de simulações computacionais comparando-se os conversores DAB e o SLR, nos quais pode se observar algumas vantagens do primeiro sobre o segundo. Uma comparação da resposta em regime permanente e transitório entre o conversor DAB e o modelo de circuito derivado do *gyrator* também foi apresentada em simulações computacionais, comprovando-se que os circuitos têm basicamente a mesma dinâmica no que se refere à tensão de saída. Finalmente, os resultados experimentais de um conversor DAB, montado em laboratório foram comparados com resultados teóricos, mostrando uma total coerência entre a teoria e a prática.

No capítulo a seguir será apresentado o conversor TAB (Triple-Active-Bridge), que, topologicamente falando, é uma extensão do DAB.



---

## CAPÍTULO 3: CONVERSOR TAB (TRIPLE ACTIVE BRIDGE)

---

### 3.1 Introdução

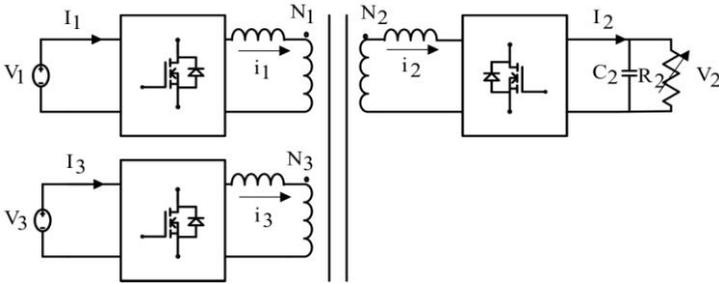
Partindo-se do conversor DAB (Capítulo 2), quando é colocado mais um enrolamento no transformador e, conseqüentemente, mais um conversor ponte completa, a literatura especializada denomina a topologia resultante de conversor TAB (*Triple Active Bridge*) [9, 33]. É importante ressaltar que a topologia TAB é uma extensão da topologia DAB [8, 33], ou seja, todos os conversores ligados às portas são ponte completa. Esse detalhe deve ser observado para poder diferenciar o conversor TAB (topologia de 3 portas com conversores ponte completa) da topologia THB (*Triple-Half-Bridge*), que, apesar de ter funcionamento idêntico ao TAB e também possuir acoplamento magnético, diferencia-se por ser constituído de conversores meia-ponte. Nesse ponto a opção pelo conversor TAB, ao invés do conversor THB, é justificada pelos mesmos critérios utilizados para utilizar o DAB ao invés do DHB.

As portas do conversor TAB podem ser alimentadas em corrente (unidirecional) ou alimentadas em tensão (bidirecional). Independente do tipo de alimentação (em corrente ou tensão), o controle do fluxo de potência pode ser realizado pela técnica de defasagem angular (*phase shifting*).

Neste Capítulo, será apresentado o conversor TAB monofásico bidirecional, sendo explorados e apresentados os conceitos básicos que norteiam seu funcionamento, bem como sua modelagem matemática.

### 3.2 O conversor TAB

A representação ilustrativa do conversor TAB é mostrada na Figura 3-1, na qual se percebe que as portas 1 e 2 foram mantidas do conversor DAB e inserido um terceiro enrolamento, que é ligado a um conversor e a uma fonte de tensão (poderia ser carga), formando a porta 3. O transformador serve de interface acoplando magneticamente os conversores. Como no conversor DAB, essa topologia, além da vantagem da isolamento galvânica, facilmente comporta níveis de tensões diferentes nas portas. Isso pode ser feito pelo correto ajuste e escolha apropriada da relação de espiras dos enrolamentos do transformador [8, 9].

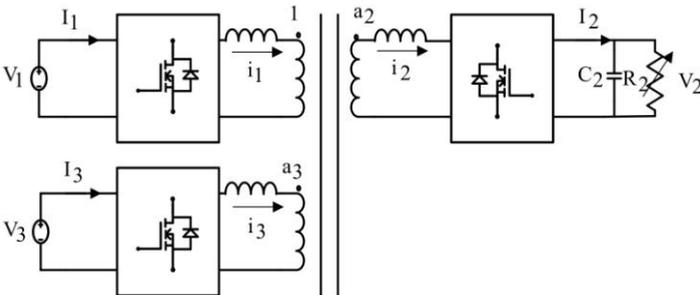


**Figura 3-1: Representação do conversor TAB.**

Para facilitar as análises posteriores, será aplicada ao transformador a mesma simplificação adotada para o conversor DAB, vista no Capítulo 2 (Figura 2-3), onde se trabalha com a relação de transformação inversa entre as espiras.

Aplicando-se a mesma metodologia para o TAB, este aparece conforme se mostra na Figura 3-2, na qual as relações inversas de transformações entre as espiras  $a_2$  e  $a_3$  são dadas por (3.1).

$$\begin{cases} a_2 = \frac{N_2}{N_1} \\ a_3 = \frac{N_3}{N_1} \end{cases} \quad (3.1)$$

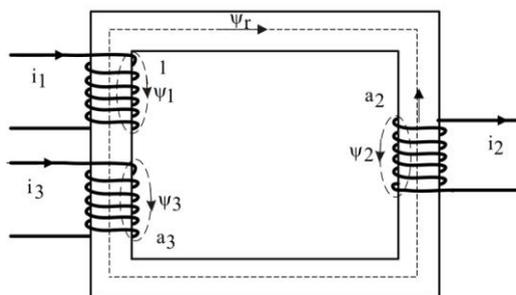


**Figura 3-2: Conversor TAB com simplificação.**

### 3.2.1 Princípio de funcionamento

O princípio de funcionamento do conversor baseia-se na interação entre os fluxos magnéticos no transformador [18, 44]. Ao invés de combinar as fontes na forma elétrica, o conversor combina as fontes na forma magnética, adicionando os fluxos produzidos conjuntamente no núcleo do transformador acoplador.

Para tornar mais claro como funciona a interação entre os fluxos magnéticos, na Figura 3-3, destaca-se um transformador de 3 enrolamentos, que forma o acoplamento magnético do TAB,



**Figura 3-3. Transformador de 3 enrolamentos.**

onde

$\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3$  - são os fluxos magnéticos formados pelas correntes dos enrolamentos 1, 2 e 3, respectivamente;

$\Psi_r$  - fluxo resultante (ou mútuo) no circuito magnético.

Os fluxos magnéticos gerados pelas correntes dos enrolamentos 1, 2, e 3 são determinados, respectivamente, por (3.2), (3.3) e (3.4).

$$\Psi_1 = \frac{i_1}{\mathcal{R}_1} \quad (3.2)$$

$$\Psi_2 = \frac{a_2 \cdot i_2}{\mathcal{R}_2} \quad (3.3)$$

$$\Psi_3 = \frac{a_3 \cdot i_3}{\mathcal{R}_3} \quad (3.4)$$

onde  $\mathfrak{R}_1$ ,  $\mathfrak{R}_2$  e  $\mathfrak{R}_3$  são as relutâncias dos caminhos magnéticos encontrados pelos fluxos  $\psi_1$ ,  $\psi_2$  e  $\psi_3$  respectivamente.

O fluxo magnético mútuo, ou resultante, circulante pelo núcleo do transformador, é determinado pela soma dos fluxos dispersos dos 3 enrolamentos, como se mostra em (3.5).

$$\Psi_r = \psi_1 + \psi_3 - \psi_2 \quad (3.5)$$

Substituindo-se (3.2), (3.3) e (3.4) em (3.5) e considerando que todo o fluxo disperso dos enrolamentos está confinado no núcleo magnético que tem uma relutância  $\mathfrak{R}_c$ , a equação (3.5) pode ser reescrita como (3.6).

$$\Psi_r = \frac{i_1 + a_3 \cdot i_3 - a_2 \cdot i_2}{\mathfrak{R}_c} \quad (3.6)$$

Examinado a indutância magnetizante do transformador referida para o lado do enrolamento primário (enrolamento 1), o fluxo magnético resultante também pode ser definido como a razão entre a força magnetomotriz do enrolamento primário pela relutância magnética do núcleo, conforme se mostra em (3.7), onde  $i_m$  é a corrente de magnetização do transformador.

$$\Psi_r = \frac{i_m}{\mathfrak{R}_c} \quad (3.7)$$

Assim, igualando-se (3.6) com (3.7) e resolvendo-se para  $i_2$  encontra-se (3.8), que determina a amplitude da corrente no enrolamento 2.

$$i_2 = \frac{i_1 + a_3 \cdot i_3 - i_m}{a_2} \quad (3.8)$$

Do exposto acima, comenta-se que as correntes  $i_1$  e  $i_3$  geram os fluxos  $\psi_1$  e  $\psi_3$ , respectivamente, somando-se (fluxo aditivo) para compor parte do fluxo resultante. Pela Lei de Lenz, a corrente  $i_2$ , corrente induzida na porta 2, produz um fluxo magnético ( $\psi_2$ ) em oposição a  $\psi_1 + \psi_3$ , e tende a cancelá-lo.

De (3.8), considerando que a indutância de magnetização é relativamente alta e a corrente magnetizante poderá ser desprezada, conclui-se que a amplitude da corrente  $i_2$  é determinada principalmente pelas somas dos fluxos  $\psi_1 + \psi_3$ , que resulta da combinação de  $i_1$  e  $i_3$  na força magneto motriz.

Verifica-se, dessa forma, que o transformador do conversor TAB serve claramente como um barramento magnético, acopla diferentes fontes, adequa níveis de tensão diferente, fazendo o isolamento galvânico e realizando a transferência de energia entre as portas do conversor, através do fluxo magnético.

O acoplamento das fontes por meio do fluxo magnético propicia a transferência de energia concomitantemente entre as portas e a Equação (3.8) pode ser vista como uma associação de fontes de corrente em paralelo.

### 3.2.2 Modulação

Assim como o DAB, o conversor TAB possui uma modulação convencional e outras derivadas desta. Neste trabalho, será abordada a modulação convencional do conversor TAB, por ser a base para o entendimento das outras.

Na modulação convencional, o conversor TAB funciona com uma frequência de comutação fixa e, similar ao DAB, utiliza a indutância de dispersão do transformador como elemento de transferência de energia. A estratégia de modulação convencional consiste em comandar as chaves dos conversores para gerar tensões quadradas simétricas com razão cíclica 50% nos enrolamentos do transformador. A tensão na porta 1 geralmente é considerada como tensão de referência e o fluxo de potência entre as portas do TAB é controlado pela defasagem angular (*phase-shift*) das tensões nas portas 2 e 3 com relação à porta 1.

Na Figura 3-4, mostram-se as formas de onda idealizadas do conversor TAB para a modulação convencional, citada anteriormente, e controle do fluxo de potência por *phase-shifting*, onde:

$v_1, v_2, v_3$  - tensões nas portas 1, 2 e 3, respectivamente, ambas refletidas para o primário;

$i_1, i_2, i_3$  - correntes nas portas 1, 2 e 3, respectivamente, ambas refletidas para primário;

$\varphi_{12}, \varphi_{31}$  - ângulo de defasagem entre a tensão da porta 2 e porta 1, e entre a tensão da porta 3 e porta 1, respectivamente.

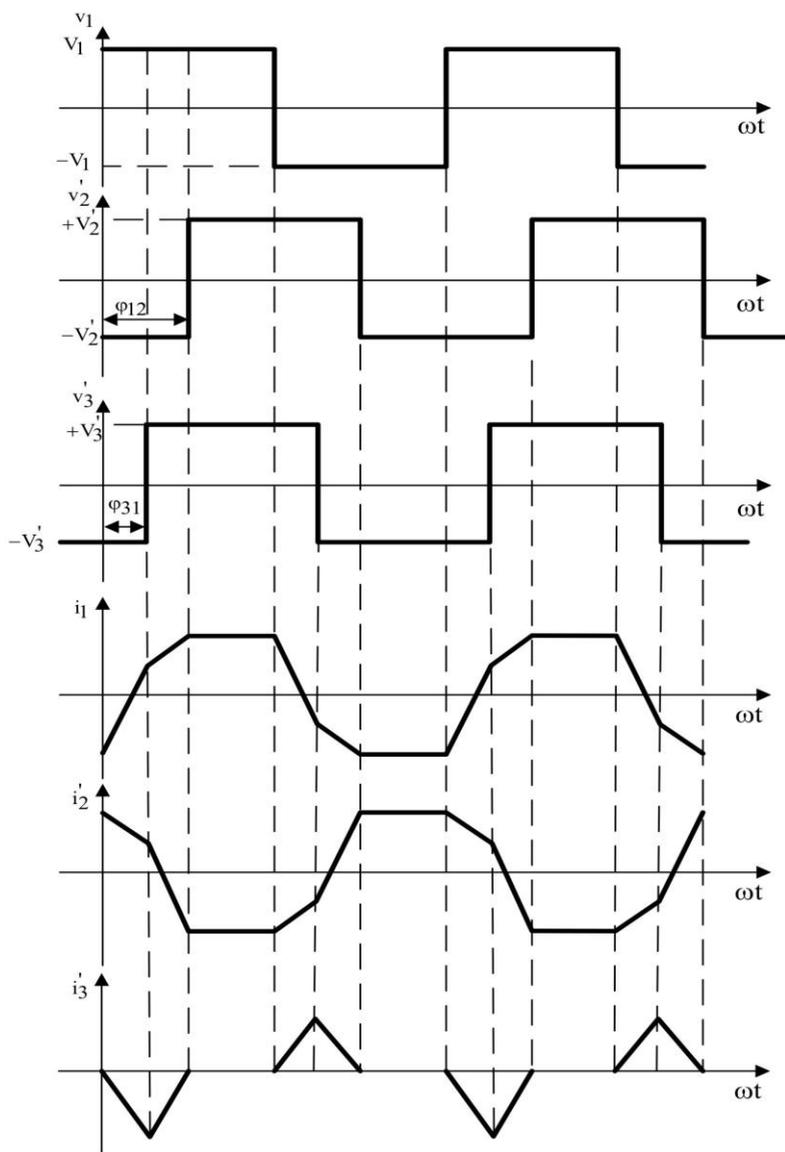
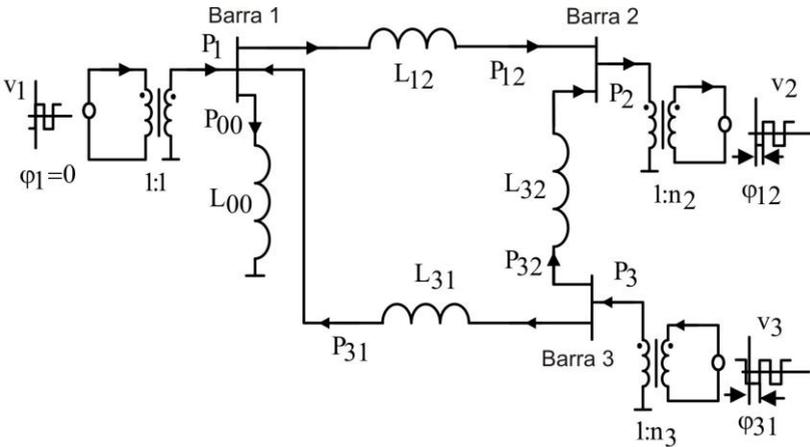


Figura 3-4: Formas de onda ideal do conversor TAB para  $\varphi_{31} = 0,5 \cdot \varphi_{12}$ .

### 3.2.3 Conversor TAB como uma rede de energia de alta frequência

O conversor TAB pode ser visto como uma pequena rede de energia em alta frequência, no qual as portas são as “barras” do sistema e o fluxo de potência circula entre as 3 (três) barras por intermédio de indutâncias ou ramos que as interligam, conforme é mostrado na Figura 3-5.



**Figura 3-5: Rede de energia de alta frequência.**

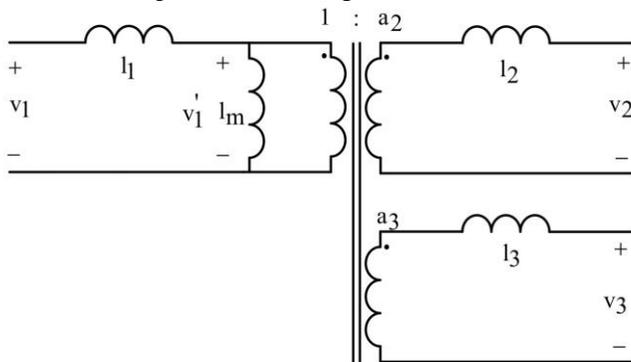
O sentido do fluxo de potência adotado na Figura 3-5 é justificado posteriormente. No entanto, é interessante ressaltar, agora foi considerado que a porta 3 (barra 3) seja somente de geração e a 2 (barra 2) seja apenas de carga. Qualquer outro sentido do fluxo de potência que respeite a lei das potências médias poderia ser adotado.

A determinação desta “pequena rede de energia” facilita o estudo do conversor e consta simplesmente na determinação do modelo  $\pi$  equivalente do transformador, ou modelo de *cantilever*. Quando feito isto, o transformador de 3 (três) enrolamentos apresenta-se como uma interligação de 3 (três) indutâncias (ramos), nas quais emanam os fluxos de potência entre as portas.

A determinação do modelo  $\pi$  do transformador de três enrolamentos baseia-se nos testes convencionais de curto-circuito e circuito aberto, como se mostra a seguir.

### 3.2.3.1 Determinação do modelo $\pi$ equivalente do transformador de 3 enrolamentos

Para determinação do modelo  $\pi$  equivalente, parte-se do modelo T do transformador, apresentado na Figura 3-6.



**Figura 3-6: Representação do modelo T do transformador de 3 enrolamentos.**

onde

$l_1, l_2, l_3$  - indutâncias de dispersão mais indutâncias em série dos enrolamentos primários, secundários e terciários, respectivamente;

$l_m$  - indutância de magnetização referida ao primário;

$v_1, v_2, v_3$  - tensões dos enrolamentos primários, secundários e terciários respectivamente;

$v_1'$  - tensão sobre a indutância magnetizante;

$a_2, a_3$  - relações inversas das espiras dos enrolamentos secundários e terciários, respectivamente, dadas por (3.1).

- Determinações das relações  $n_2$  e  $n_3$

Da Figura 3-6 se o enrolamento primário for alimentado por uma fonte de tensão  $v_1$ , a tensão  $v_1'$ , sob a indutância magnetizante, é dada por (3.9).

$$v_1' = \frac{l_m}{l_1 + l_m} \cdot v_1 \quad (3.9)$$

Esta mesma tensão é a dos enrolamentos secundários e terciários refletidas para o primário pelas relações (3.10) e (3.11) respectivamente.

$$v_1' = \frac{v_2}{a_2} \quad (3.10)$$

$$v_1' = \frac{v_3}{a_3} \quad (3.11)$$

Assim, igualando-se (3.9) e (3.10), encontra-se (3.12), que simplificando origina (3.13) e (3.14).

$$\frac{v_2}{a_2} = \frac{l_m}{l_m + l_1} \cdot v_1 \quad (3.12)$$

$$v_2 = \frac{l_m}{l_m + l_1} \cdot a_2 \cdot v_1 \quad (3.13)$$

$$v_2 = n_2 \cdot v_1 \quad (3.14)$$

Onde  $n_2$ , relação entre a tensão na porta 1 e a tensão na porta 2, é dada por (3.15).

$$n_2 = \frac{l_m}{l_m + l_1} \cdot a_2 \quad (3.15)$$

O mesmo procedimento é feito para o enrolamento terciário. Igualando-se (3.9) com (3.11) e, seguindo-se os mesmos passos, determina-se (3.16), que após simplificações origina (3.18).

$$\frac{v_3}{a_3} = \frac{l_m}{l_m + l_1} \cdot v_1 \quad (3.16)$$

$$v_3 = \frac{l_m}{l_m + l_1} \cdot a_3 \cdot v_1 \quad (3.17)$$

$$v_3 = n_3 \cdot v_1 \quad (3.18)$$

onde  $n_3$  é a relação entre a tensão na porta 1 e a tensão na porta 3 dada por (3.19).

$$n_3 = \frac{l_m}{l_m + l_1} \cdot a_3 \quad (3.19)$$

Como se verifica,  $n_2$  e  $n_3$  são relações de transformações entre os enrolamentos 2 e 3 com relação ao enrolamento 1 (primário), só que levando em consideração uma queda de tensão na indutância  $l_1$ .

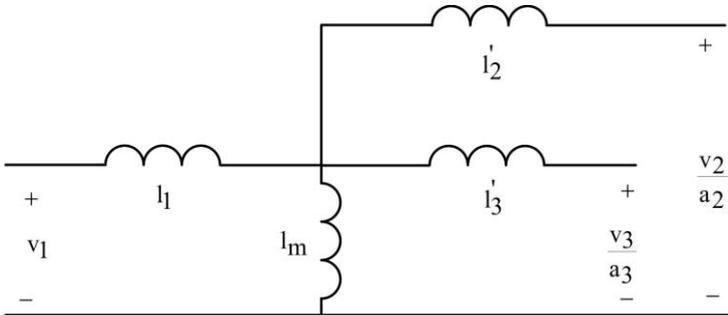
#### • Determinação das indutâncias (ramos) entre as portas

Para a determinação das indutâncias ( $L_{12}$ ,  $L_{32}$  e  $L_{31}$ ), que interligam as portas da “pequena rede de energia”, o modelo do transformador, apresentado na Figura 3-6, tem seus parâmetros refletidos para o primário, ficando da forma como mostra a Figura 3-7.

Onde

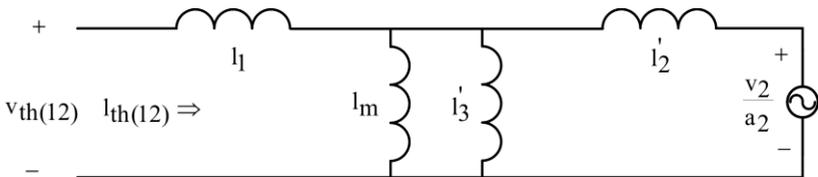
$$l'_2 = \frac{l_2}{a_2^2} \text{ -indutância total do secundário refletida para o primário}$$

$$l'_3 = \frac{l_3}{a_3^2} \text{ -indutância total do terciário refletida para o primário}$$



**Figura 3-7: Transformador de 3 enrolamentos com as indutâncias refletidas para o lado primário.**

Para determinação da indutância equivalente entre as portas 1 e 2 ( $L_{12}$ ), a porta 3 é curto-circuitada, a porta 2 alimentada por uma fonte de tensão e a porta 1 é deixada aberta, conforme se mostra na Figura 3-8.



**Figura 3-8: Circuito para determinação de  $L_{12}$ .**

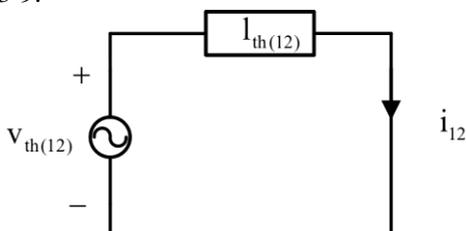
Do circuito da Figura 3-8 tira-se as relações apresentadas em (3.20), (3.21) e (3.22).

$$I_{\text{eq}(12)} = \left( \frac{1}{I_m} + \frac{1}{I_3} \right)^{-1} \quad (3.20)$$

$$I_{\text{th}(12)} = \left( I_1 + \left( \frac{1}{I_2} + \frac{1}{I_3} + \frac{1}{I_m} \right)^{-1} \right) \quad (3.21)$$

$$V_{\text{th}(12)} = \frac{I_{\text{eq}(12)}}{I_{\text{eq}(12)} + I_2'} \cdot \frac{V_2}{a_2} \quad (3.22)$$

Se o enrolamento primário for curto-circuitado, a corrente  $i_{12}$  que circulará no ponto de curto pode ser calculada pela Equação (3.23), extraída da Figura 3-9.



**Figura 3-9: Circuito de Thévenin para determinação da corrente de curto-circuito do enrolamento 1 devido ao enrolamento 2.**

$$i_{12} = \frac{V_{\text{th}(12)}}{I_{\text{th}(12)}} \quad (3.23)$$

Substituindo-se (3.21) e (3.22) em (3.23) e extraindo-se a relação  $\frac{V_2}{i_{12}}$  chega-se a (3.24).

$$\frac{v_2}{i_{12}} = \frac{(I_{\text{eq}(12)} + I_2') \cdot a_2 \cdot I_{\text{th}(12)}}{I_{\text{eq}(12)}} \quad (3.24)$$

Define-se a indutância equivalente entre a porta 1 e 2 como a razão entre a tensão e a corrente circulante entre as portas, conforme a Equação (3.25).

$$L_{12} = \frac{v_2}{i_{12}} \cdot \frac{1}{n_2} \quad (3.25)$$

Substituindo-se então (3.20), (3.21), (3.24) em (3.25), e fazendo as devidas simplificações, chega-se a (3.28), que é a equação utilizada para calcular o valor da indutância equivalente entre as portas 1 e 2.

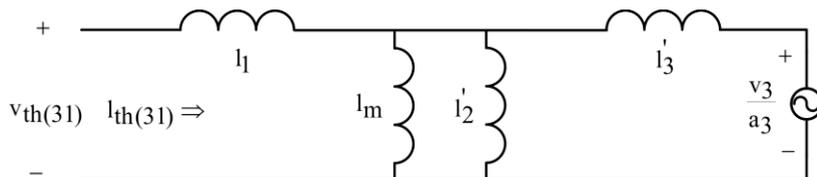
$$L_{12} = \frac{(I_{\text{eq}(12)} + I_2') \cdot a_2 \cdot I_{\text{th}(12)}}{I_{\text{eq}(12)}} \cdot \frac{1}{\frac{I_m}{I_1 + I_m} \cdot a_2} \quad (3.26)$$

$$L_{12} = \frac{\left( \left( \frac{1}{I_m} + \frac{1}{I_3} \right)^{-1} \right) \left( I_1 + \left( \frac{1}{I_2} + \frac{1}{I_3} + \frac{1}{I_m} \right)^{-1} \right)}{\left( \frac{1}{I_m} + \frac{1}{I_3} \right)^{-1}} \cdot \frac{I_1 + I_m}{I_m} \cdot \frac{\left( \frac{1}{I_m} + \frac{1}{I_3} \right)}{\left( \frac{1}{I_m} + \frac{1}{I_3} \right)} \quad (3.27)$$

$$L_{12} = \left[ I_1 + \left( \frac{1}{I_2} + \frac{1}{I_3} + \frac{1}{I_m} \right)^{-1} \right] \cdot \left[ I_2 + \left( \frac{1}{I_3} + \frac{1}{I_m} \right)^{-1} \right] \cdot \left( \frac{1}{I_3} + \frac{1}{I_m} \right) \cdot \left( \frac{I_1 + I_m}{I_m} \right) \quad (3.28)$$

Para determinação da indutância equivalente entre as portas 1 e 3 ( $L_{31}$ ), a porta 2 é curto-circuitada, a porta 3 é alimentada com uma

fonte de tensão e a porta 1 é deixada em circuito aberto, conforme se mostra na Figura 3-10.



**Figura 3-10: Circuito para determinação de  $L_{31}$ .**

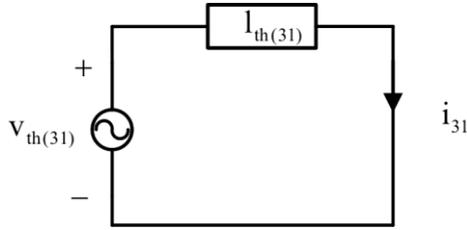
Do circuito da Figura 3-10 obtêm-se as relações apresentadas em (3.29), (3.30) e (3.31).

$$I_{eq(31)} = \left( \frac{1}{I_m} + \frac{1}{I_2'} \right)^{-1} \quad (3.29)$$

$$I_{th(31)} = \left( I_1 + \left( \frac{1}{I_2'} + \frac{1}{I_3'} + \frac{1}{I_m} \right)^{-1} \right) \quad (3.30)$$

$$V_{th(31)} = \frac{I_{eq(31)}}{I_{eq(31)} + I_3'} \cdot \frac{v_3}{a_3} \quad (3.31)$$

Se o enrolamento primário for curto-circuitado, a corrente  $i_{31}$ , que passará no ponto de curto, pode ser calculado pela Equação (3.32), extraída da Figura 3-11.



**Figura 3-11: Circuito de Thévenin para determinação da corrente de curto-circuito do enrolamento 1 devido ao enrolamento 3.**

$$i_{31} = \frac{V_{th(31)}}{I_{th(31)}} \quad (3.32)$$

Substituindo-se (3.30) e (3.31) em (3.32) e extraindo-se a relação  $\frac{v_3}{i_{31}}$  chega-se a (3.33).

$$\frac{v_3}{i_{31}} = \frac{(I_{eq(31)} + I_3') \cdot a_3 \cdot I_{th(31)}}{I_{eq(31)}} \quad (3.33)$$

Define-se a indutância equivalente entre a porta 1 e 3 como a razão entre a tensão e a corrente circulante entre as portas, conforme a equação (3.34).

$$L_{31} = \frac{v_3}{i_{31}} \cdot \frac{1}{n_3} \quad (3.34)$$

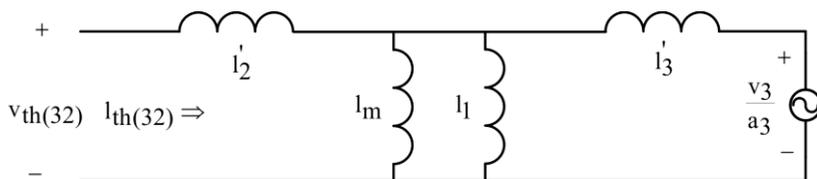
Substituindo-se então (3.29), (3.30) e (3.33) em (3.34) e fazendo as devidas simplificações, chega-se a (3.37), que é a equação utilizada para calcular o valor da indutância equivalente entre as portas 1 e 3.

$$L_{31} = \frac{(l_{eq(31)} + l_3') \cdot a_3 \cdot l_{th(31)}}{l_{eq(31)}} \cdot \frac{1}{\frac{l_m}{l_1 + l_m} \cdot a_3} \quad (3.35)$$

$$L_{31} = \frac{\left( l_3' + \left( \frac{1}{l_2'} + \frac{1}{l_m} \right)^{-1} \right) \left( l_1 + \left( \frac{1}{l_2'} + \frac{1}{l_3'} + \frac{1}{l_m} \right)^{-1} \right)}{\left( \frac{1}{l_m} + \frac{1}{l_2'} \right)^{-1}} \cdot \frac{l_1 + l_m}{l_m} \cdot \frac{\left( \frac{1}{l_m} + \frac{1}{l_2'} \right)}{\left( \frac{1}{l_m} + \frac{1}{l_2'} \right)} \quad (3.36)$$

$$L_{31} = \left( l_1 + \left( \frac{1}{l_2'} + \frac{1}{l_3'} + \frac{1}{l_m} \right)^{-1} \right) \cdot \left( l_3' + \left( \frac{1}{l_2'} + \frac{1}{l_m} \right)^{-1} \right) \cdot \left( \frac{1}{l_2'} + \frac{1}{l_m} \right) \cdot \left( \frac{l_1 + l_m}{l_m} \right) \quad (3.37)$$

Para determinação da indutância equivalente entre as portas 2 e 3 ( $L_{32}$ ), considera-se a porta 1 curto-circuitada, a porta 3 alimentada por uma fonte de tensão e a porta 2 em circuito aberto, como se mostra na Figura 3-12.



**Figura 3-12: Circuito para determinação de  $L_{32}$ .**

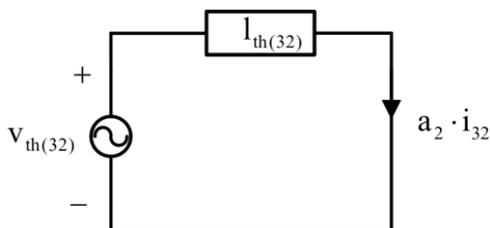
Do circuito da Figura 3-12 tiram-se as relações apresentadas em (3.38), (3.39) e (3.40).

$$I_{\text{eq}(32)} = \left( \frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_m} \right)^{-1} \quad (3.38)$$

$$I_{\text{th}(32)} = \left( I_2' + \left( \frac{1}{I_1} + \frac{1}{I_3'} + \frac{1}{I_m} \right)^{-1} \right) \quad (3.39)$$

$$V_{\text{th}(32)} = \frac{I_{\text{eq}(32)}}{I_{\text{eq}(32)} + I_3'} \cdot \frac{V_3}{a_3} \quad (3.40)$$

Se o enrolamento secundário for curto-circuitado, a corrente  $i_{32}$ , que circulará no ponto de curto, pode ser calculada pela Equação (3.41), extraída da Figura 3-13.



**Figura 3-13: Circuito de Thévenin para determinação da corrente de curto-circuito do enrolamento 2 devido ao enrolamento 3.**

$$i_{32} = \frac{V_{\text{th}(32)}}{a_2 \cdot I_{\text{th}(32)}} \quad (3.41)$$

Substituindo-se (3.39) e (3.40) em (3.41) e extraindo-se a relação  $\frac{V_3}{i_{32}}$  chega-se a (3.42).

$$\frac{v_3}{i_{32}} = \frac{(l_{\text{eq}(32)} + l'_3) \cdot a_3 \cdot l_{\text{th}(32)} \cdot a_2}{l_{\text{eq}(32)}} \quad (3.42)$$

Define-se a indutância equivalente entre a porta 2 e 3 como a razão entre a tensão e a corrente circulante entre as portas, conforme a equação (3.43).

$$L_{32} = \frac{v_3}{i_{32}} \cdot \frac{1}{n_3 \cdot n_2} \quad (3.43)$$

Substituindo-se então (3.38), (3.39), (3.40) e (3.42) em (3.43) e fazendo as devidas simplificações, chega-se a (3.47), que é a equação utilizada para calcular o valor da indutância equivalente entre as portas 1 e 3.

$$L_{32} = \frac{(l_{\text{eq}(32)} + l'_3) \cdot a_3 \cdot l_{\text{th}(32)} \cdot a_2}{l_{\text{eq}(32)}} \cdot \frac{1}{n_3 \cdot n_2} \quad (3.44)$$

$$L_{32} = \frac{\left( l'_3 + \left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} \right)^{-1} \right) \cdot a_3 \cdot \left( l'_2 + \left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} + \frac{1}{l'_3} \right)^{-1} \right) \cdot a_2}{\left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} \right)^{-1}} \cdot \frac{1}{\frac{l_m}{l_1 + l_m} \cdot a_3 \cdot \frac{l_m}{l_1 + l_m} \cdot a_2} \quad (3.45)$$

$$L_{32} = \frac{\left( l_3 + \left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} \right)^{-1} \right) \cdot \left( l_2 + \left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} + \frac{1}{l_3} \right)^{-1} \right)}{\left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} \right)^{-1}} \cdot \left( \frac{l_1 + l_m}{l_m} \right)^2 \cdot \frac{\left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} \right)}{\left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} \right)} \quad (3.46)$$

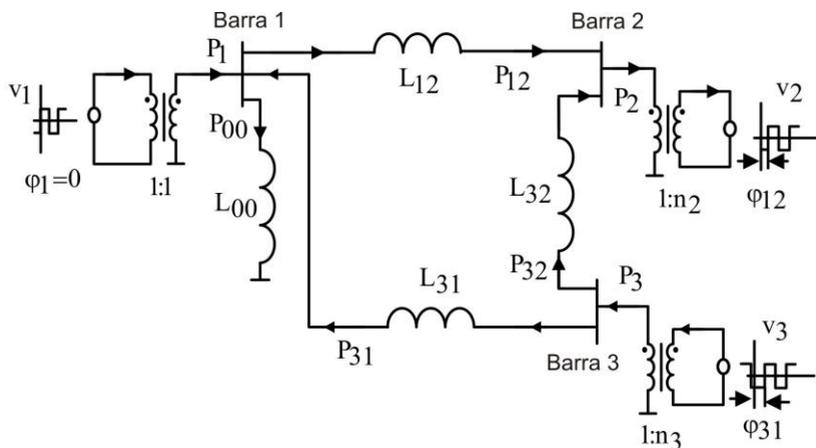
$$L_{32} = \left[ l_2 + \left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} + \frac{1}{l_3} \right)^{-1} \right] \cdot \left[ l_3 + \left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} \right)^{-1} \right] \cdot \left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_m} \right) \cdot \left( \frac{l_1 + l_m}{l_m} \right)^2 \quad (3.47)$$

A indutância *shunt* ( $L_{00}$ ) em paralelo com a barra 1 é calculada considerando que as portas 2 e 3 estão em circuito aberto e a porta 1 é alimentada por uma fonte de tensão. Isso faz com que o percurso da corrente seja limitado pela indutância dada em (3.48).

$$L_{00} = l_m + l_1 \quad (3.48)$$

### 3.2.4 Análise do fluxo de potência no TAB

A análise do fluxo de potência no conversor TAB pode ser realizada por meio do estudo das formas de onda das correntes nas indutâncias equivalentes entre as portas, ou fazendo-se a seguinte consideração: a “mini rede”, formada pelo circuito equivalente do transformador, repetida aqui como Figura 3-14, possui entre duas “barras” indutâncias submetidas a tensões quadradas simétricas em seus terminais, cujo fluxo de potência é controlado pela defasagem angular entre essas referidas tensões.



**Figura 3-14: Circuito de *cantilever* do transformador de 3 enrolamentos.**

Pela consideração observada, verifica-se que, cada indutância de ramo do circuito equivalente do transformador, funciona como se fosse um conversor DAB. Logo, o fluxo de potência entre duas barras quaisquer deve obedecer às mesmas equações de fluxo de potência do DAB.

Dessa forma, têm-se que os fluxos de potências nas indutâncias de ramos do TAB são dados pelas mesmas relações do DAB, apresentadas em (3.49) e (3.50).

$$P_{ij} = S_{ij} \cdot \varphi_{ij} \cdot \left( 1 - \frac{\varphi_{ij}}{\pi} \right) \quad (3.49)$$

Onde

$$S_{ij} = \frac{V_i \cdot V_j}{\omega \cdot L_{ij}} \quad (3.50)$$

Então, a partir da Figura 3-14, adotando-se que o fluxo de potência é positivo quando entra na barra e negativo quando sai, e considerando que a porta 2 é uma consumidora e as portas 1 e 3 são geradoras, as relações entre as potências nas portas (barras) e as potências circulantes nos ramos são dadas por (3.51).

$$\begin{cases} P_1 = P_{12} - P_{31} \\ -P_2 = P_{12} + P_{32} \\ P_3 = P_{31} + P_{32} \end{cases} \quad (3.51)$$

Percebe-se que a convenção adotada em (3.51) mantém a conservação de energia nas portas como mostrado em (3.52).

$$P_1 + P_2 + P_3 = \cancel{P_{12}} - \cancel{P_{31}} - \cancel{P_{12}} - \cancel{P_{32}} + \cancel{P_{31}} + \cancel{P_{32}} = 0 \quad (3.52)$$

A diferença angular é adotado como  $\varphi_{ij} = \varphi_j - \varphi_i$ , onde o fluxo de potência é da porta  $i$  para  $j$ . Assim, para as portas do TAB têm-se as relações de defasagem dadas em (3.53).

$$\begin{cases} \varphi_{12} = \varphi_2 - \varphi_1 \\ \varphi_{31} = \varphi_1 - \varphi_3 \\ \varphi_{32} = \varphi_2 - \varphi_3 \end{cases} \quad (3.53)$$

Da mesma maneira que no conversor DAB, a porta de referência é a 1 e seu ângulo é adotado como sendo zero ( $\varphi_1 = 0$ ), fazendo com que as relações dadas em (3.53) sejam simplificadas para (3.54).

$$\begin{cases} \varphi_{12} = \varphi_2 \\ \varphi_{31} = -\varphi_3 \\ \varphi_{32} = \varphi_{12} + \varphi_{31} = \varphi_2 - \varphi_3 \end{cases} \quad (3.54)$$

Com base em (3.49), (3.50), (3.51) e (3.54), os fluxos de potência nas indutâncias de ramos da Figura 3-14 são dadas pelas relações (3.55), (3.56) e (3.57).

$$P_{31} = \frac{V_3 \cdot V_1}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) \quad (3.55)$$

$$P_{12} = \frac{V_1 \cdot V_2}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) \quad (3.56)$$

$$P_{32} = \frac{V_3 \cdot V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_3 \cdot n_2} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \quad (3.57)$$

Para determinação das potências nas portas, basta substituir as relações (3.55), (3.56) e (3.57) em (3.51), o que resulta em (3.58), (3.59) e (3.60) que são as potências totais injetadas/drenadas das portas 1, 2 e 3, respectivamente.

$$P_1 = \frac{V_1 \cdot V_2}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3 \cdot V_1}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) \quad (3.58)$$

$$P_2 = -\frac{V_1 \cdot V_2}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3 \cdot V_2}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \quad (3.59)$$

$$P_3 = \frac{V_3 \cdot V_1}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) + \frac{V_3 \cdot V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_3 \cdot n_2} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \quad (3.60)$$

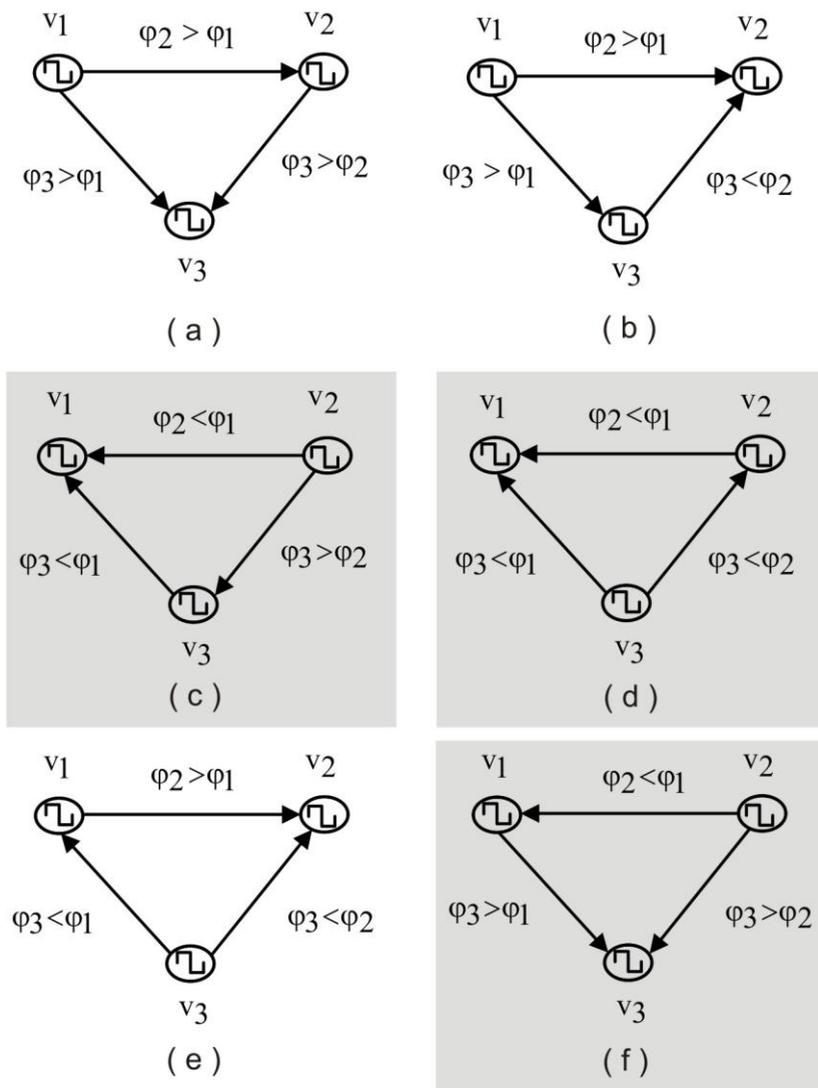
Das Equações de potências nas portas, é totalmente perceptível que qualquer variação angular ou de tensão em uma das barras provoca uma variação de fluxo de potência para as outras barras (portas). Isso se deve ao acoplamento entre as portas, fato visto na própria derivação do modelo equivalente do transformador.

A direção dos fluxos de potência, mostrados na Figura 3-14, é apenas um “retrato” em uma situação específica de funcionamento. Todas as direções podem variar dependendo da combinação angular

entre as tensões das portas. Para determinar a direção do fluxo de potência dentro do conversor, pode-se representar a tensão de saída das portas por uma onda quadrada de amplitude  $V$  e razão cíclica 50%. As indutâncias de dispersão podem ser retiradas do circuito e somente setas são colocadas apontando na direção do fluxo de potência. O resultado dessa simplificação é mostrado na Figura 3-15. A direção do fluxo de potência depende somente da diferença entre os ângulos.

Os gráficos da Figura 3-15 podem ser interpretados da seguinte maneira. Tomando-se como exemplo qualquer situação onde a porta 1 está consumindo potência da porta 2 (Figura 3-15 (c), Figura 3-15(d) e Figura 3-15(f)): se  $\varphi_1 > \varphi_2$  existe um fluxo de potência da porta 2 para a 1. Dessa forma, a porta 2 está gerando potência para a porta 1. Dependendo da relação entre  $\varphi_2$  e  $\varphi_3$ ,  $\varphi_1$  e  $\varphi_3$ , a porta 3 pode estar fornecendo ou consumindo potência das outras portas ou não consumindo potência alguma.

Em resumo, o fluxo de potência transferida de uma porta para outra só depende da diferença angular entre as tensões dessas portas. Da mesma forma que no conversor DAB, no conversor TAB a magnitude das tensões nas portas não influencia a direção do fluxo de potência, porém contribui fortemente para sua intensidade. A diferença de amplitude das tensões nas portas contribuirá para o aparecimento de fluxo de potência reativa entre elas.



**Figura 3-15: Direção do fluxo de potência no conversor.**

### 3.3 Análise das tensões nas portas

A análise do comportamento das tensões nas portas do TAB pode ser feita de maneira similar à que foi aplicada ao conversor DAB.

Considerando o sistema sem perdas e somente cargas resistivas conectadas nas portas 2 e 3, tem-se que a potência nessas portas pode ser dada respectivamente por (3.61) e (3.62), onde  $R_2$  e  $R_3$  são os valores das resistências de cargas conectadas à porta 2 e 3 respectivamente.

$$P_2 = \frac{V_2^2}{R_2} \quad (3.61)$$

$$P_3 = \frac{V_3^2}{R_3} \quad (3.62)$$

Sendo o sistema conservativo, estas potências devem ser as mesmas injetadas nas portas considerando a defasagem angular entre estas e a porta 1. Desse modo, igualando-se as Equações (3.59) e (3.61), que determinam a potência na porta 2, e as Equações (3.60) e (3.62), que determinam a potência na porta 3, obtém-se, respectivamente, as Equações (3.63) e (3.64).

$$\frac{V_2^2}{R_2} = -\frac{V_1 V_2}{\omega L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3 V_2}{\omega L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \quad (3.63)$$

$$\frac{V_3^2}{R_3} = \frac{V_1 V_3}{\omega L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) + \frac{V_2 V_3}{\omega L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \quad (3.64)$$

Simplificando-se as Equações (3.63) e (3.64) pode-se extrair as Equações (3.65) e (3.66), que determinam o comportamento das tensões nas portas 2 e 3 do TAB, respectivamente. Destaca-se que, devido ao sentido da potência adotada, a equação (3.65) referente à tensão na porta 2 aparece negativa; para que a tensão seja positiva multiplica-se por (-1) a referida equação.

$$V_2 = \left[ -\frac{V_1}{\omega L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3}{\omega L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \right] \cdot (-R_2) \quad (3.65)$$

$$V_3 = \left[ \frac{V_1}{\omega L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) + \frac{V_2}{\omega L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \right] \cdot R_3 \quad (3.66)$$

Ambas as equações apresentam características muito interessantes referentes ao conversor TAB. Por exemplo, se a defasagem angular entre a porta 2 e a 3 for nula ( $\varphi_{32} = 0$ ), ou igual a metade do período ( $\varphi_{32} = \pi$ ), ambas a tensões  $V_2$  e  $V_3$  ficam independentes uma da outra e só dependem da defasagem angular entre sua respectiva porta e a porta de referência (no caso porta 1), e do valor de suas resistências de carga. Nessas duas situações, o fluxo de potência entre as portas 2 e 3 é nulo, teoricamente seria como se a indutância  $L_{32}$  fosse de um valor infinito, ou não estivesse no circuito.

Repetindo-se em (3.67) a convenção adotada para a defasagem angular apresentada em (3.54), conclui-se que as relações apresentadas em (3.68), onde fica óbvio ver que, em ambas as situações, as portas estão com distâncias angulares equidistantes da porta de referência. Entretanto, na segunda situação apresentada na relação (3.68), os ângulos das portas 2 e 3 são simétricos e estão localizados no extremo do 1º e 4º quadrante, respectivamente.

$$\begin{cases} \varphi_{12} = \varphi_2 \\ \varphi_{31} = -\varphi_3 \\ \varphi_{32} = \varphi_{12} + \varphi_{31} = \varphi_2 - \varphi_3 \end{cases} \quad (3.67)$$

$$\begin{cases} \varphi_{32} = 0 \Rightarrow \varphi_2 = \varphi_3 \\ \varphi_{32} = \pi \Rightarrow \varphi_2 = -\varphi_3 = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.68)$$

Quando ambas as portas têm a tensão regulada por um sistema de controle, ou em uma das portas é conectada uma fonte de tensão firme e na outra uma carga resistiva, na qual se deseja manter a tensão fixada em um determinado valor, existe um valor de resistência de carga denominada de resistência crítica ( $R_c$ ) para a qual valores de resistência abaixo desse (sobrecarga), o sistema de controle não possui mais condições de manter a tensão constante.

Para determinação da resistência de carga crítica, parte-se das equações das tensões nas portas. Considerando que a porta 3 possui uma fonte de tensão firme, ajudando a regular a tensão na porta 2, que possui uma carga variável. Na situação de máxima carga na porta 2, tem-se ( $\varphi_2 = \pi/2$ ). Supondo que a fonte de tensão da porta 3 estará entregando nesse momento sua potência máxima, tem-se ( $\varphi_3 = -\pi/2$ ). Assim, substituindo os valores dados em (3.67) consegue-se ( $\varphi_{12} = \pi/2, \varphi_{31} = \pi/2$ ). Substituindo-se os valores de defasagem encontrados na equação da tensão da porta 2, chega-se a (3.69), que resolvendo e explicitando-se a resistência, chega-se na resistência crítica da porta 2 dada pela Equação (3.70).

$$V_2 = \left[ -\frac{V_1}{\omega L_{12} \cdot n_2} \cdot \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{|\pi/2|}{\pi} \right) - \frac{V_3}{\omega L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \left( \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \right) \left( 1 - \frac{|\pi/2 + \pi/2|}{\pi} \right) \right] \cdot (-R_2) \quad (3.69)$$

$$R_{2c} = 8f \cdot L_{12} \cdot \frac{n_2 \cdot V_2}{V_1} \quad (3.70)$$

Como já comentado anteriormente, o valor da resistência dada por (3.70) é o menor valor que deve ser colocado na porta 2, para garan-

tir que o compensador ainda consiga manter a tensão regulada na referência desejada.

Para determinação da resistência crítica da porta 3, adota-se um procedimento similar. Utilizando-se a equação da tensão da porta 3 e considerando uma fonte de tensão firme conectada na porta 2, resultará em (3.71), equação que determina a menor resistência que deve ser conectada na porta 3 (resistência crítica).

$$R_{3c} = 8f \cdot L_{31} \cdot \frac{n_3 \cdot V_3}{V_1} \quad (3.71)$$

Dividindo-se a equação (3.70) por (3.71), chega-se a (3.72), que determina a relação entre as resistências críticas no caso ideal.

$$\frac{R_{2c}}{R_{3c}} = \frac{n_2 \cdot L_{12} \cdot V_2}{n_3 \cdot L_{13} \cdot V_3} \quad (3.72)$$

Observa-se de (3.72) que a resistência crítica de uma porta é diretamente proporcional à tensão nessa porta, porém inversamente proporcional à tensão na outra. Isso quer dizer que se mantendo, por exemplo, a tensão na porta 2 constante, quanto maior for o nível de tensão desejado na porta 3, menor será o valor da resistência crítica que deve ser conectada na porta 2.

A relação entre as resistências críticas nas portas pode ser estendida para as potências máximas críticas. Por exemplo, na equação (3.72), trocando-se de posição a resistência crítica da porta 2 e a tensão na porta 3, e multiplicando-se ambos os lados da equação por  $V_3$ , chega-se a (3.73), que determina a potência da resistência crítica, ou a potência máxima fornecida pela porta.

$$P_{c3} = \frac{V_3^2}{R_{3c}} = \frac{n_2 \cdot L_{12} \cdot V_2 \cdot V_3}{n_3 \cdot L_{13} \cdot R_{2c}} \quad (3.73)$$

Verifica-se de (3.73) que se em ambas as portas estiverem conectadas a resistência crítica, e o ponto de operação for o ângulo máximo teórico de defasagem, o aumento do valor da resistência da porta 2 faz

com que a potência da porta 3 diminua. Isso ocorre devido a diminuição da tensão na porta 3, que acontece em virtude de o compensador não ter mais condições de regulação. Pode-se de maneira similar fazer a comparação para a porta 2, na qual será encontrada uma equação similar à desenvolvida para porta 3.

Outra característica interessante desse conversor pode ser observada ao se analisar as equações das tensões em suas portas. No caso será escolhida a tensão na porta 2 (mas poderia ser feita para a porta 3 sem problemas). Repetindo-se a equação da tensão na porta 2, como equação (3.74), observa-se que se mantendo constante as tensões nas portas 1 e 3, a tensão na porta 2 fica dependente somente das defasagens angulares entre as portas 1 e 2 e entre as portas 3 e 2.

$$V_2 = \left[ -\frac{V_1}{\omega L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3}{\omega L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \right] \cdot (-R_2) \quad (3.74)$$

Nessa situação, matematicamente a tensão na porta 2 pode atingir valores nulos, ou negativos, desde que uma das condições de (3.75) ocorra.

$$\begin{cases} \frac{V_1}{\omega L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) \geq -\frac{V_3}{\omega L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \\ \frac{V_3}{\omega L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \geq -\frac{V_1}{\omega L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) \end{cases} \quad (3.75)$$

As situações ocorrem quando o fluxo de potência entre a porta 1 e a 2 é menor que o fluxo de potência entre a porta 2 e a 3. Desse modo a porta 2 estaria enviando mais potência à porta 3, que, recebendo da porta 1. Esta situação faz sua tensão cair até tornar-se negativa. No circuito, tanto nas simulações quanto na prática, devido aos diodos da ponte, a tensão na porta 2 cairia somente até valores nulos, não adquirindo valores negativos.

Embora a demonstração matemática dessa situação seja um tanto quanto complicada, pois se trata de uma equação de 3 dimensões, pode-

se realizar uma simulação numérica atribuindo valores a algumas variáveis, o que é totalmente factível de ser concretizada. Na Figura 3-16 e Figura 3-17, mostra-se o resultado de uma simulação numérica, feito com o MATLAB, cujo código do programa encontra-se no quadro a seguir.

**Programa em MATLAB para verificação do comportamento da tensão na porta 2 do TAB**

```
clear all
clc
%definição de constantes
u=1e-6;%1 micro
k=1e3;%1 kilo
R2=100;
%R3=60;
%dados das fontes de tensão
V1=400;%
%V2=200;
V3=150;
%dados do conversor

f=50*k;%frequência de chaveamento
w=2*pi*f;%Frequência angular

%dados dos ângulo de defasagem(em graus)
fi1=0; %barra de referência
fi2=0:1:90;
fi3=0:1:90;
for i=1:length(fi2)
    for j=1:length(fi3)

%(conversão dos ângulos de graus para radianos)
fi1_rad=fi1*pi/180;
fi2_rad=fi2(i)*pi/180;
fi3_rad=fi3(j)*pi/180;
%)

%calcula da diferença angular entre as barras
fi21=fi2_rad-fi1_rad;
fi31=fi1_rad-fi3_rad;
fi32=fi21+fi31;

%numero de espiras dos enrolamentos
```

```

N11=32;
N22=16;
N33=12;
%N2=N22/N11;
%N3=N33/N11;
%relação de transformação inversa dos enrolamentos

a12=N22/N11;
a13=N33/N11;
%indutâncias em série com os conversores
Ls1=92.10*u;
Ls2=24.52*u;
Ls3=12.72*u;

lt1=5.85*u;%indutância de dispersão do primário
lt2=1.45*u;%indutância de dispersão do secundário referida ao primário
lt3=9.15*u;%indutância de dispersão do terciário referida ao primário
lm=4.79e-3;%indutância de magnetização referida ao primário;
Ls2_1=Ls2/a12^2;%indutância em serie do secundário refletida para
    %o primário

Ls3_1=Ls3/a13^2;%indutância em serie do terciário refletida para
    %o primário
%calculo das indutâncias totais de cada enrolamento refletidas do lado
%primario

l1=Ls1+lt1;
l2=lt2+Ls2_1;
l3=lt3+Ls3_1;

%modelo de cantilever do transformador

L21=(l1+(1/l2+1/l3+1/lm)^-1)*(l2+(1/l3+1/lm)^-1)*(1/l3+1/lm)*(l1+lm)/lm;

L31=(l1+(1/l2+1/l3+1/lm)^-1)*(l3+(1/l2+1/lm)^-1)*(1/l2+1/lm)*(l1+lm)/lm;

L32=(l2+(1/l1+1/lm+1/l3)^-1)*(l3+(1/l1+1/lm)^-1)*(1/l1+1/lm)*((l1+lm)/lm)^2;

%calculo das relações fictícias

n2=lm/(l1+lm)*a12;

n3=lm/(l1+lm)*a13;

V2(i,j)=(-1/n2*V3/n3*fi32/(w*L32)*(1-abs(fi32)/pi)-V1/n2*fi21/(w*L21)*(1-
abs(fi21)/pi))*(-R2);

```

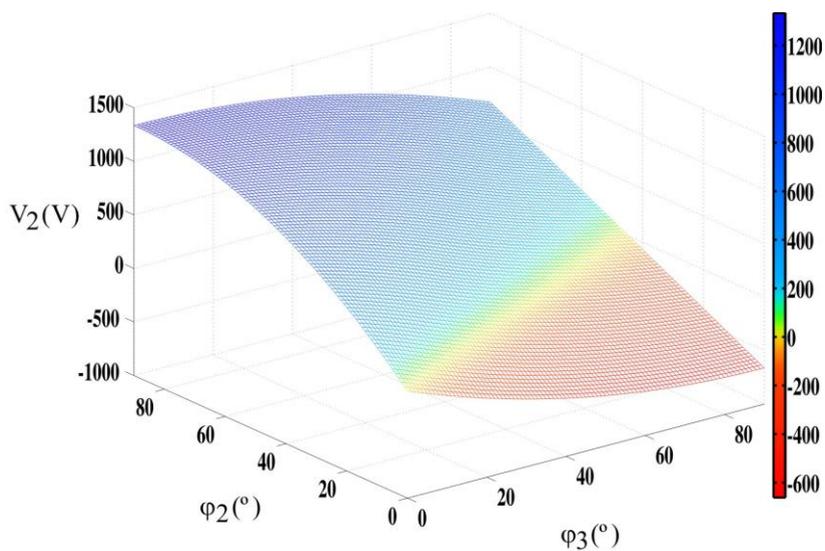
```

end
end

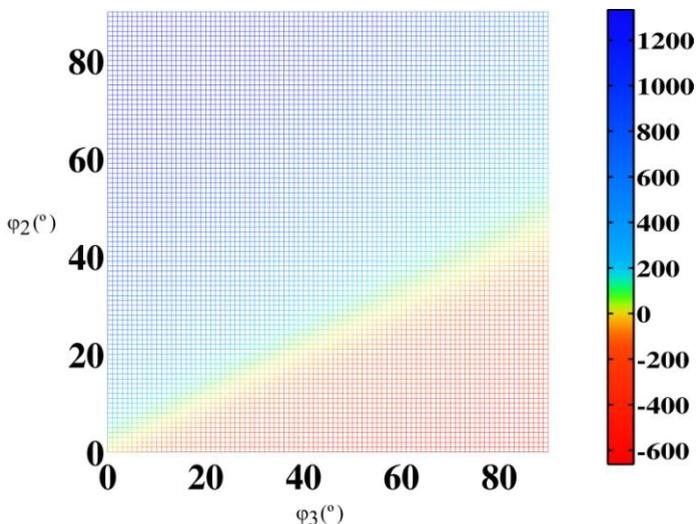
for z=1:length(fi2)
    fi21(z)=fi2(z)-fi1;
    fi31(z)=fi1-fi3(z);
end

mesh(fi3,fi2,V2);
xlabel('x- f3');ylabel('y- f2');zlabel('V2')

```



**Figura 3-16:** Evolução da tensão na porta 2 em função dos ângulos  $\varphi_2$  e  $\varphi_3$ .



**Figura 3-17: Planificação da evolução da tensão na porta 2, destacando a região onde a mesma fica negativa.**

Verifica-se claramente, através das Figura 3-16 e Figura 3-17, que se a tensão da porta 2 não for controlada, para certo conjunto de valores do par  $(\varphi_2; \varphi_3)$ , ela atinge matematicamente valores negativos, o que, no circuito, é limitado pelos diodos a valores nulos. Esta região então deve ser cuidadosamente antes conhecida, caso ache necessidade de operar o conversor sem controle da tensão em uma das portas.

### 3.4 Modelo do TAB na frequência fundamental

Assim como o DAB, o conversor TAB também pode ser analisado na frequência fundamental da frequência de chaveamento. As Equações no modelo fundamental para os fluxos de potência ativa nos ramos do modelo equivalente do transformador podem ser encontradas observando-se a equação (2.95) e a Figura 3-14, o que resulta no conjunto de equações (3.76). Estas representam o fluxo de potência ativa nos ramos do modelo equivalente do transformador. Da mesma maneira, observando-se a equação (2.99) e a Figura 3-14, chega-se ao conjunto de equações (3.77), que determina o fluxo de potência reativa nos ramos do modelo equivalente do transformador.

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{12(\text{mf})} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_1 \cdot V_2}{n_2 \cdot \omega \cdot L_{12}} \cdot \text{sen}(\varphi_{12}) \\ P_{32(\text{mf})} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_3 \cdot V_2}{n_2 \cdot n_3 \cdot \omega \cdot L_{32}} \cdot \text{sen}(\varphi_{32}) \\ P_{31(\text{mf})} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_3 \cdot V_1}{n_3 \cdot \omega \cdot L_{31}} \cdot \text{sen}(\varphi_{31}) \end{array} \right. \quad (3.76)$$

Assim como no DAB, as equações matemáticas no modelo fundamental do TAB servem para estimar os fluxos de potência ativa e reativa e não para determinar os picos de corrente.

Enquanto no conversor DAB é relativamente fácil a determinação de uma equação em p.u (por unidade), a fim de analisar as várias características do conversor, para o conversor TAB o conjunto de equações em p.u não é tão simples de determinar, devido às seguintes peculiaridades:

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_{12(\text{mf})} = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{V_1^2 - V_1 \cdot \left( \frac{V_2}{n_2} \right) \cdot \cos(\varphi_{12})}{\omega L_{12}} \right) \\ Q_{32(\text{mf})} = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{\left( \frac{V_3}{n_3} \right)^2 - \left( \frac{V_3}{n_3} \right) \cdot \left( \frac{V_2}{n_2} \right) \cdot \cos(\varphi_{32})}{\omega L_{32}} \right) \\ Q_{31(\text{mf})} = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{\left( \frac{V_3}{n_3} \right)^2 - \left( \frac{V_3}{n_3} \right) \cdot V_1 \cos(\varphi_{31})}{\omega L_{31}} \right) \end{array} \right. \quad (3.77)$$

- A potência total em uma porta é a soma dos fluxos de potências nos ramos; logo, se for escolhido como valor base o fluxo de um dos ramos, a potência nas portas poderá ficar com valor acima de 1. pu, o que erroneamente pareceria estar com sobrecarga;
- O ideal seria escolher como potência base a potência do transformador, que seria a soma das máximas potências de todas as portas. Porém, a equação resultante seria demasiadamente complexa e ao invés de facilitar as análises poderia dificultá-la.

Assim, uma alternativa é optar pela análise do TAB com suas equações do modelo fundamental na forma dimensional.

Visualizando-se as relações (3.77), que é conjunto de equações das potências reativas nos ramos do modelo equivalente do transformador, verifica-se que sob algumas circunstâncias é possível operar o conversor com uma pequena circulação de reativo nos “ramos” do transformador, o que diminuiria as perdas e os picos de corrente.

Com base nessa observação e considerando que nos ramos do modelo equivalente do transformador o sentido dos fluxos de potência reativa são os mesmos dos fluxos de potência ativa, pode-se definir como fluxo de potência reativa total a soma dos fluxos nos ramos, como mostra a equação (3.78).

$$Q_t = Q_{12(mf)} + Q_{31(mf)} + Q_{32(mf)} \quad (3.78)$$

Substituindo-se as relações dadas de (3.77) na equação (3.78), considerando-se fixas todas as variáveis, exceto o ângulo  $\varphi_{31}$ , e derivando-se a equação resultante em relação à  $\varphi_{31}$ , encontra-se a equação (3.79).

$$\frac{\partial Q_t}{\partial \varphi_{31}} = \frac{8V_3 \cdot V_2 \cdot \text{sen}(\varphi_{12} + \varphi_{31})}{n_3 \cdot n_2 \cdot \pi^2 \cdot \omega \cdot L_{32}} + \frac{8V_3 \cdot V_1 \cdot \text{sen}(\varphi_{31})}{n_3 \cdot \pi^2 \cdot \omega \cdot L_{31}} \quad (3.79)$$

No ponto onde a derivada da equação (3.79) for nula, este será o ponto em que a equação (3.78) atinge seu valor mínimo. Assim, igua-

lando-se a zero a equação (3.79) e trabalhando-se a mesma para explicitar o ângulo  $\varphi_{31}$ , como se mostra em (3.80), (3.81), (3.82) e (3.83), chega-se à equação (3.84). Esta determina o ângulo de defasagem entre a porta 1 e a 3, que garante uma circulação de potência reativa relativamente pequena, minimizando as perdas no conversor.

$$\frac{V_2 \cdot \text{sen}(\varphi_{12} + \varphi_{31})}{n_2 \cdot L_{32}} = - \frac{V_1 \cdot \text{sen}(\varphi_{31})}{L_{31}} \quad (3.80)$$

$$\frac{\text{sen}(\varphi_{12} + \varphi_{31})}{\text{sen}(\varphi_{31})} = - \frac{V_1 \cdot n_2 \cdot L_{32}}{V_2 \cdot L_{31}} \quad (3.81)$$

$$\frac{\text{sen}(\varphi_{12}) \cdot \cos(\varphi_{31}) + \text{sen}(\varphi_{31}) \cdot \cos(\varphi_{12})}{\text{sen}(\varphi_{31})} = - \frac{V_1 \cdot n_2 \cdot L_{32}}{V_2 \cdot L_{31}} \quad (3.82)$$

$$\frac{\text{sen}(\varphi_{12})}{\tan g(\varphi_{31})} + \cos(\varphi_{12}) = - \frac{V_1 \cdot n_2 \cdot L_{32}}{V_2 \cdot L_{31}} \quad (3.83)$$

$$\varphi_{31} = a \tan \left[ \left( \frac{-V_2 \cdot L_{31}}{V_1 \cdot n_2 \cdot L_{32} + V_2 \cdot L_{31} \cdot \cos(\varphi_{12})} \right) \cdot \text{sen}(\varphi_{12}) \right] \quad (3.84)$$

A equação (3.84) determina o ângulo de defasagem angular entre a porta 1 e a 3, que minimiza a circulação de reativos no conversor. Pela convenção adotada em (3.67), o ângulo a ser colocado no conversor para fins de simulação ou experimentação é  $(\varphi_3 = -\varphi_{31})$ , que é dado por (3.85).

$$\varphi_3 = -a \tan \left[ \left( \frac{-V_2 \cdot L_{31}}{V_1 \cdot n_2 \cdot L_{32} + V_2 \cdot L_{31} \cdot \cos(\varphi_{12})} \right) \cdot \text{sen}(\varphi_{12}) \right] \quad (3.85)$$

A Figura 3-18 mostra algumas simulações numéricas realizadas, utilizando-se a equação (3.78). O código do programa feito em MATLAB é apresentado a seguir com os valores das variáveis utilizados.

**Programa em MATLAB para avaliar o comportamento do fluxo de potência reativa no TAB**

```
clear all
clc
V1=400;
V2=200;
V3=150;
f=50e3;
W=2*pi*f;
L31=6.0534e-004;
L32=9.7019e-004;
L12=4.3103e-004;
n2=0.5262;
n3=0.3946;
fi1=0;
fi2=60;
fi12=fi2;
fi3=-90:1:90;
fi31=-fi3;

for i=1:length(fi31)

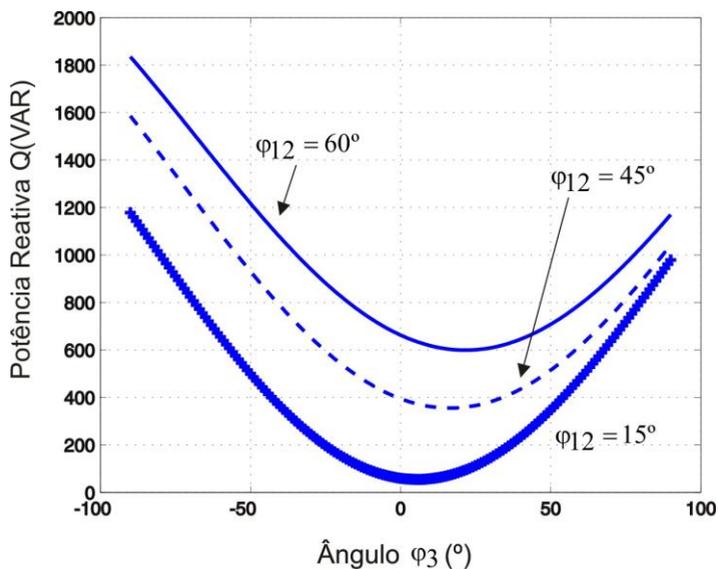
    q12(i)=8/pi^2*(V1^2-V1*V2/n2*cos(fi12*pi/180))*1/(W*L12);

    q31(i)=8/pi^2*((V3/n3)^2-V3*V1/n3*cos(fi31(i)*pi/180))*1/(W*L31);

    q32(i)=8/pi^2*((V3/n3)^2-
    V3*V2/(n2*n3))*cos(fi12*pi/180+fi31(i)*pi/180))*1/(W*L32);

    qtotal(i)=q12(i)+q31(i)+q32(i);

end
plot(fi3,qtotal,'-','Linewidth',2)
legend('fi2=15°','fi2=45°','fi2=60°')
grid on
hold on
```

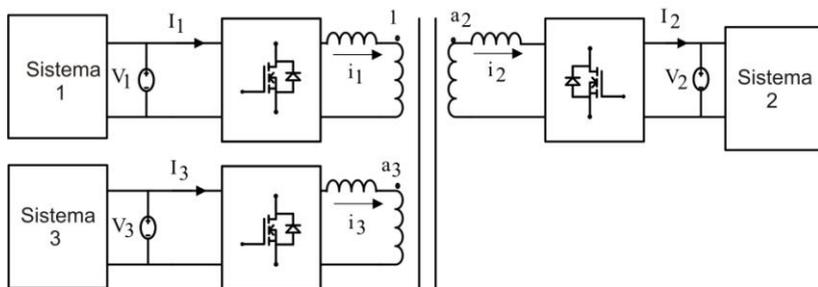


**Figura 3-18: Variação da potência reativa total com o ângulo da porta 3.**

Observa-se na Figura 3-18 que existe um ângulo  $\varphi_3$  para um determinado  $\varphi_{12}$ , que pode ser calculado pela equação (3.85), e que faz com que a circulação de reativos seja a mínima. Essa característica de operação do conversor poderia ser utilizada na proposta apresentada a seguir.

### **3.5 Proposta do TAB funcionando como elo entre sistemas de energia e com perdas reduzidas**

Uma proposta de utilização do conversor TAB poderia ser como elo entre sistemas de energia em uma micro-rede, por exemplo, conforme se mostra na Figura 3-19.



**Figura 3-19: Ilustração do TAB como elo entre sistemas de energia.**

Nessa situação, as tensões nas portas seriam controladas pelos compensadores externos de seus respectivos sistemas. O TAB serviria apenas como um acoplador entre as fontes. O controle *phase-shift* seria utilizado para controlar o fluxo de potência de um sistema para outro.

Porém, como o ângulo de defasagem entre as portas não é mais utilizado para controle das tensões, ele pode servir para fazer o TAB operar com o mínimo de circulação de reativos, minimizando as perdas. Com esse objetivo, a Equação (3.85) serviria para calcular o ângulo a ser posto na porta 3 que, em conjunto com o ângulo da porta 2, reduziria as perdas no conversor.

### 3.6 Estratégias de controle do conversor TAB

Independente da modulação utilizada e do modelo de controle adotado, o fluxo de potência nas portas do conversor TAB deve obedecer a conservação de energia, ou seja, o somatório das potências ativas nas portas do conversor deve ser nulo, conforme mostra a Equação (3.86).

$$\sum_{i=1}^j P_i = 0 \quad (3.86)$$

Mesmo só com a modulação convencional, baseado nas equações (3.58), (3.59) e (3.60), diversas técnicas podem ser utilizadas para o controle e gerenciamento do fluxo de potência do conversor TAB. Neste trabalho serão apresentadas algumas, mas, deixa-se claro, que não são encerradas nestas.

### 3.6.1 Controle com *Feedforward*

Nesta configuração, mostrada na Figura 3-20, um compensador PI ou PID irá regular a tensão ( $V_2$ ) frente a alguma variação de carga na porta 2 e um compensador *feedforward* irá ajustar o ângulo da porta 3.

Se, por exemplo, houver alguma variação de carga na porta 2, o compensador irá ajustar o ângulo de defasagem entre a porta 2 e a 1 para um novo ponto de operação, definido como ( $\varphi_{12}^*$ ). Nesse instante, o fluxo de potência na indutância  $L_{12}$  é ajustado conforme (3.87).

$$P_{12}^* = S_{12} \cdot \varphi_{12}^* \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}^*|}{\pi} \right) \quad (3.87)$$

Para que seja mantida a potência injetada pela porta 1, deve haver um ajuste no ângulo entre a porta 1 e a 3. De (3.51), considerando-se a equação referente à  $P_{12}$ , tem-se (3.88), que define a potência entre a porta 3, em função do fluxo  $P_{12}$  e da potência na porta 1.

$$P_{31}^* = P_{12}^* - P_1^* \quad (3.88)$$

Substituindo-se (3.87) e (3.55) em (3.88) e trabalhando-se o resultado, chega-se em (3.89), que determina o valor do novo ângulo entre a porta 1 e a porta 3.

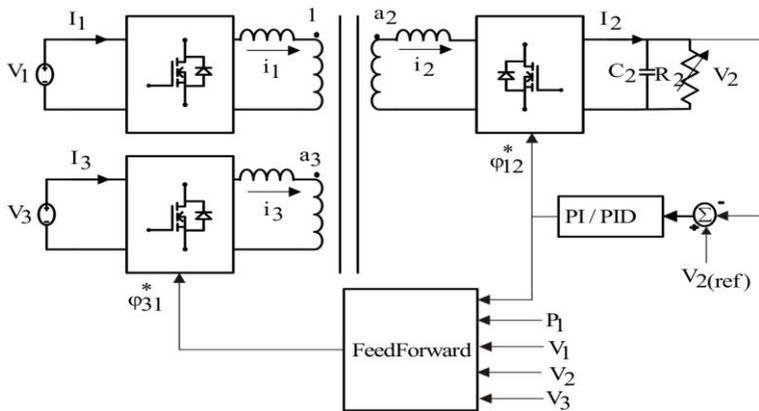
$$\varphi_{31}^* \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}^*|}{\pi} \right) = \Delta \quad (3.89)$$

Onde

$$\Delta = \frac{\omega \cdot L_{31}}{V_3 \cdot V_1} (P_{12}^* - P_1^*) \quad (3.90)$$

Trabalhando-se (3.89) chega-se a equação (3.91), que deve ser inserida em um microcontrolador ou DSP que servirá de *feedforward* atualizando o ângulo da porta 3.

$$\varphi_{31}^* = \frac{\pi}{2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{\Delta}{\pi/4}} \right) \quad (3.91)$$



**Figura 3-20:** Diagrama de blocos do TAB com controle *feedForward*.

Essa metodologia de controle faz uso da característica do controle *feedforward* ser bem mais rápido do que o controle *feedback*. Assim, por ter naturalmente malhas acopladas, a mudança do ponto de operação em uma das portas do TAB tende a interferir no ponto de operação da outra. Entretanto, nessa situação, o microcontrolador fará rapidamente a determinação do novo ângulo da porta 3 e quando o compensador PI/PID

iniciar sua dinâmica para atualizar o ângulo da porta 2, a porta 3 já estará com seu novo ângulo ajustado.

### 3.6.2 Controle com duplo *feedback*

O controle com duplo *feedback* utiliza dois compensadores PI, ou PID, para cada porta controlada. No entanto, uma restrição deve ser observada. Se não houver desacoplamento entre as malhas do TAB, não se pode controlar a variável de mesma natureza nas duas portas. Assim, como é considerado que a porta 2 tem a tensão controlada, não havendo desacoplamento, a porta 3 deverá ter sua corrente ou sua potência controlada. Caso haja desacoplamento entre as malhas, a porta 3 nessa situação poderá ter sua tensão controlada. Lembra-se que para se evitar a interferência entre as malhas de controle, deve-se deixar uma mais lenta que a outra, aproximadamente 1 década.

Na Figura 3-21, mostra-se o diagrama de blocos do TAB com controle com duplo *feedback*.

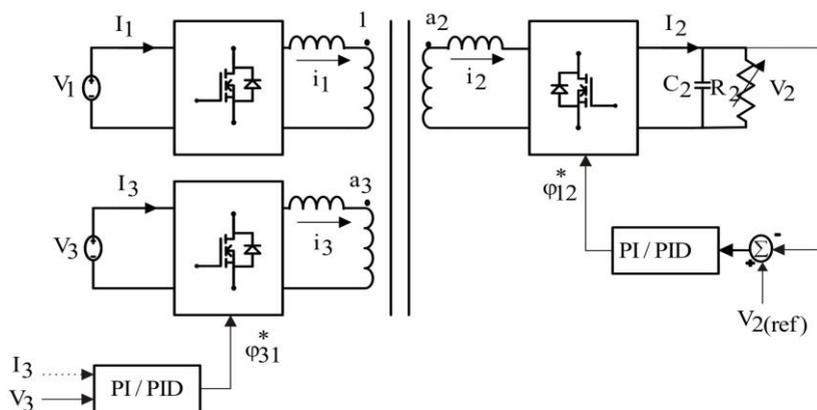


Figura 3-21: Diagrama de blocos do TAB com duplo controle *feedback*.

### 3.7 Modelo matemático para controle do conversor TAB

Similar ao conversor DAB, basicamente há dois modelos sugeridos na literatura para o desenvolvimento do controle do conversor TAB,

considerando as técnicas tradicionais de controles lineares: o modelo por valores médios e o modelo por *gyrator*.

### 3.7.1 Modelo por valores médios

Para o projeto dos compensadores, uma função de transferência de pequenos sinais deve ser encontrada. Entretanto, a convencional abordagem em espaço de estados não é aplicável para a técnica *phase-shift*, isto porque a corrente na indutância é nula ao final de cada período de chaveamento [33].

Todavia, como o conversor TAB pode ser visto como uma extensão do conversor DAB, as correntes de suas portas podem ser vistas como uma média sobre um período e cuja amplitude depende da diferença angular entre as tensões de saída das portas.

Dividindo-se pelas tensões de suas respectivas portas as equações (3.58), (3.59) e (3.60), que determinam as potências injetadas nas portas 1, 2 e 3, respectivamente, obtêm-se equações (3.92), (3.93) e (3.94), que determinam as injeções de correntes nas portas do conversor.

$$\frac{P_1}{V_1} = I_1 = \frac{V_2}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) \quad (3.92)$$

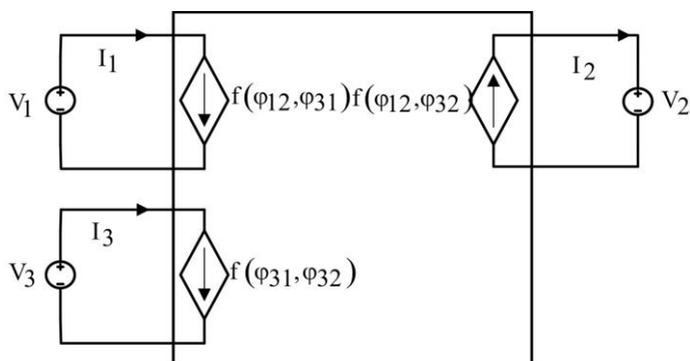
$$\frac{P_2}{V_2} = I_2 = -\frac{V_1}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \quad (3.93)$$

$$\frac{P_3}{V_3} = I_3 = \frac{V_1}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) + \frac{V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \quad (3.94)$$

Como encontrado para o conversor DAB, as equações (3.92), (3.93) e (3.94), mostram que as portas do conversor TAB podem ser vistas como fonte de corrente com valor médio sobre o período de co-

mutação dado por  $I_1$ . Considerando constantes as tensões nas portas, a amplitude do valor médio das correntes nas portas depende basicamente apenas da diferença angular entre as tensões, ou seja, pode-se dizer que as correntes nas portas são função unicamente dos ângulos de defasagem entre as tensões das mesmas, ou seja,  $I_i = f(\varphi_{ij}, \varphi_{ki})$ .

Sendo assim, pode-se representar o conversor TAB como mostrado na Figura 3-22. Essa aproximação facilita a determinação dos parâmetros do controle e, apesar de ser uma aproximação feita dentro de um período da forma de onda da corrente, representa de forma bem fiel o comportamento do conversor.



**Figura 3-22: Representação do conversor TAB como fonte de corrente por valores médios.**

Considerando que a porta 1 é a principal ou de referência, seu nível de tensão é mantido constante por algum sistema de controle externo e/ou é uma fonte CC firme. Então um modelo de pequenos sinais para fins de controle pode ser desenvolvido, no qual somente haverá controle nas variáveis das portas 2 e 3.

Trabalhando-se a equação (3.93) e fazendo as devidas manipulações matemáticas, chega-se a equação (3.95), que determina o valor da corrente  $I_2$ , em função dos ângulos de defasagem das portas 2 e 3 com a porta 1.

$$\begin{aligned}
 I_2 = & -\frac{V_1}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} + \frac{V_1}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2 \cdot \pi} \cdot \varphi_{12}^2 - \frac{V_3}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{12} - \frac{V_3}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \\
 & + \frac{V_3}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{12}^2 + \frac{V_3}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3 \cdot \pi} \cdot 2 \cdot \varphi_{12} \cdot \varphi_{31} + \frac{V_3}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3 \cdot \pi} \cdot \varphi_{31}^2
 \end{aligned} \tag{3.95}$$

Contudo, há a necessidade de um ponto de operação em torno do qual o sistema deverá ser controlado. Assim definindo-se  $\varphi_{12(0)}$  e  $\varphi_{31(0)}$  como pontos no qual o sistema irá funcionar, determinam-se as derivadas parciais da corrente  $I_2$  para cada um dos pontos de operação. As equações (3.96) e (3.97) mostram o resultado das derivadas parciais da corrente da porta 2 em relação ao ponto de operação angular.

$$\frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{12}} = \frac{V_1}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \left( 1 - 2 \cdot \frac{|\varphi_{12(0)}|}{\pi} \right) + \frac{V_3}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \left( -1 + 2 \cdot \frac{|\varphi_{12(0)} + \varphi_{31(0)}|}{\pi} \right) \tag{3.96}$$

$$\frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{31}} = \frac{V_3}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \left( -1 + 2 \cdot \frac{|\varphi_{12(0)} + \varphi_{31(0)}|}{\pi} \right) \tag{3.97}$$

Trabalhando-se agora a equação (3.94), que se refere à corrente  $I_3$ , e fazendo-se as devidas manipulações matemáticas, chega-se à (3.98), que define a corrente na porta 3, em função dos ângulos de defasagem entre as portas 2 e 3 em relação a porta 1.

$$\begin{aligned}
 I_3 = & \frac{V_1}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} - \frac{V_1}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3 \cdot \pi} \cdot \varphi_{31}^2 + \frac{V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{12} + \frac{V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \\
 & - \frac{V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3 \cdot \pi} \cdot \varphi_{12}^2 - \frac{V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3 \cdot \pi} \cdot 2 \cdot \varphi_{12} \cdot \varphi_{31} - \frac{V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3 \cdot \pi} \cdot \varphi_{31}^2
 \end{aligned} \tag{3.98}$$

Da mesma forma que foi feito para a equação da corrente na porta 2, é determinado as derivadas parciais da equação (3.98) em relação aos pontos de operação angular  $\varphi_{12(0)}$  e  $\varphi_{31(0)}$ . As equações (3.99) e (3.100) são os resultados dessa operação.

$$\frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{12}} = \frac{V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \left( 1 - 2 \cdot \frac{|\varphi_{12(0)} + \varphi_{31(0)}|}{\pi} \right) \quad (3.99)$$

$$\frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{31}} = \frac{V_1}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \left( 1 - 2 \cdot \frac{|\varphi_{31(0)}|}{\pi} \right) + \frac{V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \left( 1 - 2 \cdot \frac{|\varphi_{12(0)} + \varphi_{31(0)}|}{\pi} \right) \quad (3.100)$$

Considerando o sistema linear em torno do ponto de operação, as equações (3.96), (3.97), (3.99) e (3.100) podem ser consideradas como um ganho que, quando multiplicadas pelos respectivos ângulos de defasagem gerados pelos compensadores, resultarão nas novas correntes das portas. Essa consideração pode ser escrita em forma matemática como se mostra em (3.101)

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_2 \\ \tilde{I}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\varphi}_{12} \\ \tilde{\varphi}_{31} \end{bmatrix} = G \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\varphi}_{12} \\ \tilde{\varphi}_{31} \end{bmatrix} \quad (3.101)$$

Onde

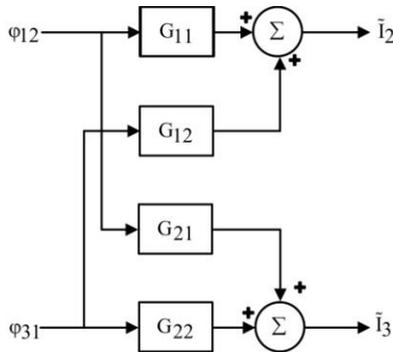
$\tilde{I}_2, \tilde{I}_3$  -novas correntes geradas nas portas

$\tilde{\varphi}_{12}, \tilde{\varphi}_{31}$  -ângulos gerados pelo compensador

G - matriz de ganho que relaciona os ângulos e a corrente nas portas cujos elementos são dados por (3.102).

$$\begin{cases} G_{11} = \frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{12}} \\ G_{12} = \frac{\partial I_2}{\partial \varphi_{31}} \\ G_{21} = \frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{12}} \\ G_{22} = \frac{\partial I_3}{\partial \varphi_{31}} \end{cases} \quad (3.102)$$

A equação matricial (3.101) pode ser colocada na forma de diagrama de blocos, conforme se mostra na Figura 3-23. Percebe-se claramente que há um acoplamento entre as duas portas que faz com que o ajuste do ângulo de uma das portas interfira no ponto de operação da outra.



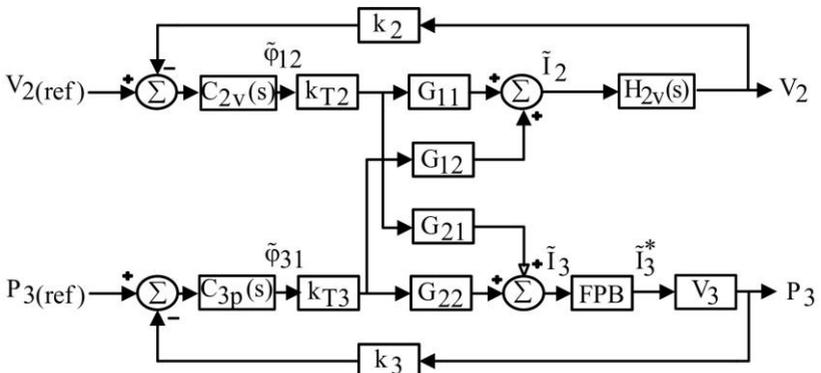
**Figura 3-23: Diagrama de blocos da equação matricial do TAB.**

Nessa situação, se não houver desacoplamento, o controle de variáveis de mesma grandeza nas duas portas é praticamente impossível. Deve-se controlar tensão em uma porta e corrente ou potência na outra. As duas técnicas de controle anteriormente mostradas (*feedforward* e duplo *feedback*) podem ser utilizadas.

Se, por exemplo, a tensão na porta 2 for controlada e desejar-se controlar a potência na porta 3, o diagrama de blocos do sistema de controle fica conforme mostra a Figura 3-24.

Na Figura 3-24  $C_{2v}(s)$  e  $C_{3p}(s)$  são os compensadores de tensão e de potência das malhas da porta 2 e da 3, respectivamente. Ambos podem ser compensadores do tipo PI ou PID. Os ganhos das malhas referentes à moduladora angular são representados por  $k_{T2}$  e  $k_{T3}$ . Os ganhos dos sensores de medição da tensão das variáveis são  $k_2$  e  $k_3$ . A corrente na malha da porta 3 deve ser filtrada por um filtro passa baixa (FPB), por conta das altas frequências que a mesma contém. A função de transferência que relaciona a tensão com a corrente na porta 2 é dada por (3.103).

$$\frac{V_2(S)}{\tilde{I}_2(S)} = H_{2v}(S) = \frac{R_2}{R_2 \cdot C_2 S + 1} \quad (3.103)$$



**Figura 3-24: Diagrama de blocos para controle da tensão na porta 2 e potência na porta 3 do TAB.**

Esse tipo de controle pode ser utilizado em uma situação que a fonte de energia conectada à porta 3 tem sua tensão regulada ou firme. Porém é limitada em potência e não pode fornecer uma potência maior que a especificada. No entanto, pode acontecer uma situação na qual as duas portas do TAB são conectadas a cargas, ou uma das portas é conec-

tada a uma fonte que não possui tensão controlada. Ou, de forma mais genérica, pode acontecer uma situação em que, por quaisquer motivos, é necessário o controle de variáveis de mesma grandeza nas portas do TAB. Quando isso ocorre, deve-se desacoplar, por alguma técnica, as malhas de controle. No próximo item é apresentada uma técnica que realiza esse desacoplamento.

### 3.7.2 Modelo por valores médios com desacoplamento entre as portas

Em situações em que é preciso controlar as mesmas grandezas nas duas portas (tensões, correntes ou potências), em virtude de suas fontes primárias fornecerem nível de tensão variável (por exemplo, uma das portas possui como fonte primária uma célula a combustível, um painel fotovoltaico, uma turbina eólica etc.), uma maneira de fazer esse controle é realizando um desacoplamento entre as portas. Em [26, 28] é sugerido uma metodologia que realiza um desacoplamento matemático entre as portas do conversor, possibilitando o controle separadamente das correntes, tensões ou potências dessas portas.

Este método, denominado de *destilation*, pode eliminar com uma rede de compensação especial este acoplamento. A regra da rede de desacoplamento é decompor um sistema de controle multivariável em uma série de independentes subsistemas, os quais podem ser controlados independentemente. Dessa forma, aplicando o desacoplamento, as tensões, correntes ou potências de uma das portas podem ser controladas sem interferir no ponto de operação da outra porta.

A técnica, aparentemente complexa, resume-se somente na multiplicação de uma matriz por sua inversa. Por exemplo, dado a matriz  $A_{2 \times 2}$ , sendo a matriz que relaciona a saídas ( $Y_{2 \times 2}$ ) com as entradas ( $Z_{2 \times 2}$ ) de um sistema qualquer. Pode-se escrever essa relação conforme se mostra em (3.104).

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \quad (3.104)$$

Verifica-se que as saídas não dependem somente de suas respectivas entradas. No entanto, se for possível multiplicar a matriz  $A_{2 \times 2}$  por sua inversa, tem-se o sistema mostrado em (3.105)

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \cdot A^{-1} \cdot \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \quad (3.105)$$

Observa-se que quando feito o produto de  $A_{2 \times 2}$  por sua inversa, o resultado é a matriz identidade que, por possuir a diagonal secundária nula, faz com que as saídas do sistema fiquem dependentes somente de suas respectivas entradas, ou seja, ficam desacopladas.

Essa mesma idéia é utilizada para controle do TAB por desacoplamento das malhas. Definindo  $X$  como a matriz inversa da matriz  $G$  (ver item 3.7.1 pg.170), então  $X$  é dado por (3.106) e conseqüentemente por (3.107).

$$X = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} = G^{-1} \quad (3.106)$$

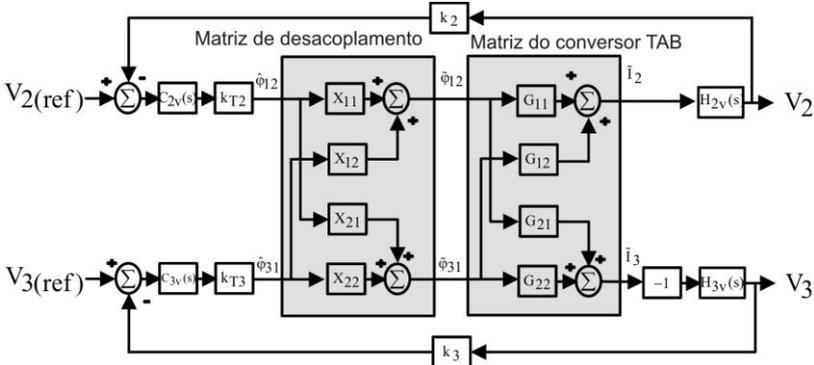
$$X = \frac{1}{G_{11} \cdot G_{22} - G_{12} \cdot G_{21}} \cdot \begin{bmatrix} G_{22} & -G_{12} \\ -G_{21} & G_{11} \end{bmatrix} \quad (3.107)$$

Inserindo a matriz  $X$  (que agora é a matriz de desacoplamento) na equação (3.101), resulta em (3.108), equação que determina as correntes nas portas do TAB dependentes apenas de seus respectivos ângulos.

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_2 \\ \tilde{I}_3 \end{bmatrix} = G \cdot X \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\Phi}_{12} \\ \tilde{\Phi}_{31} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{I}_2 \\ \tilde{I}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\Phi}_{12} \\ \tilde{\Phi}_{31} \end{bmatrix} \quad (3.108)$$

Na Figura 3-25 é mostrado um diagrama completo para controle do conversor TAB com a rede de desacoplamento. Na situação mostrada, as tensões das portas 2 e 3 são controladas. O compensador utilizado pode ser um PI ou PID, o qual, com base nas referências de tensão, gera

um ângulo de defasagem  $\hat{\phi}_{ij}$ , que, após passar pela matriz de desacoplamento, tem seu valor recalculado para  $\tilde{\phi}_{ij}$ , ângulo este que garante o desacoplamento e será inserido no sistema.



**Figura 3-25: Diagrama de blocos com desacoplamento das malhas do TAB.**

Além da matriz de desacoplamento, percebe-se na Figura 3-25 que a corrente da porta 3 é multiplicada por -1. Isso é necessário por conta da convenção adotada, que a porta 3 é geradora e nessa situação está servindo como uma porta consumidora.

A rede de desacoplamento pode facilmente ser calculada por um processador de sinais ou microcontrolador. Todavia, para que seja garantido o desacoplamento entre as malhas, algumas restrições devem ser atendidas [26]:

- O limite de variação teórico dos ângulos  $\phi_{12}$  e  $\phi_{31}$  é

$$\left[ 0, \pm \frac{\pi}{2} \right].$$

Porém para evitar não singularidade da ma-

triz, os limites devem ser estabelecidos em  $\left[ 0, \left| \frac{\pi}{2} \right| - \varepsilon \right]$ .

Assim é assegurada a existência da matriz de desacoplamento e a ela será sempre a inversa da matriz do sistema;

- A razão entre os ângulos  $\varphi_{12}$  e  $\varphi_{31}$  deve ser mantida para garantir sempre que os laços estejam desacoplados.

### 3.7.3 Modelo por *gyrator*

Similar ao conversor DAB, o conversor TAB também pode ser modelado utilizando a técnica do *gyrator* [42]. A determinação do modelo de *gyrator* para o conversor TAB é simples e direta. Parte das equações de corrente nas portas, repetidas aqui como (3.109), (3.110) e (3.111).

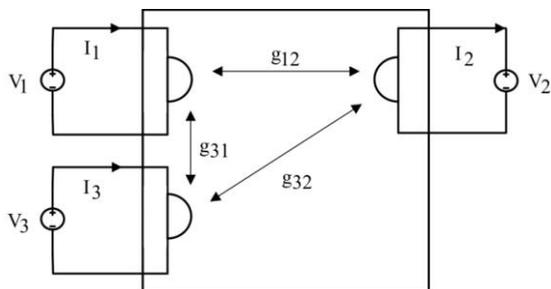
$$I_1 = \frac{V_2}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) \quad (3.109)$$

$$I_2 = -\frac{V_1}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \varphi_{12} \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) - \frac{V_3}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \quad (3.110)$$

$$I_3 = \frac{V_1}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \varphi_{31} \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) + \frac{V_2}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \varphi_{32} \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \quad (3.111)$$

O conversor TAB é interpretado como 3 *gyrators* acoplados através do *gyrator* condutância; logo, pode ser representado como se vê na Figura 3-26.

Sendo o TAB uma rede de  $N=3$  *gyrators* (ver Apêndice A), as correntes em suas portas podem ser determinadas pelo produto da matriz de *gyrators* condutância e a matriz tensão nas portas, como é mostrada em (3.112).



**Figura 3-26: Representação do TAB como 3 gyrators acoplados.**

$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{g}] \cdot [\mathbf{V}] \quad (3.112)$$

Expandindo a equação (3.112), tem-se (3.113).

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (3.113)$$

Como o sistema é anti-recíproco (ver Apêndice A) e a corrente na porta do gyrator não pode depender dela mesma, definem-se as restrições (3.114) que devem ser respeitadas.

$$\begin{cases} g_{21} = -g_{12} \\ g_{13} = -g_{31} \\ g_{23} = -g_{32} \\ g_{11} = g_{22} = g_{33} = 0 \end{cases} \quad (3.114)$$

Assim, respeitando as restrições dadas em (3.114), a equação (3.113) pode ser reescrita como se mostra em (3.115).

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & g_{12} & -g_{31} \\ -g_{12} & 0 & -g_{32} \\ g_{31} & g_{32} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (3.115)$$

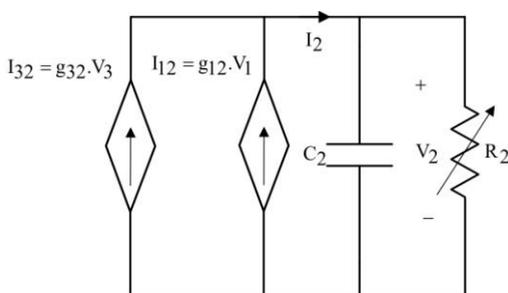
Comparando-se a equação (3.115) com (3.109), (3.110) e (3.111) verifica-se que os *gyrators* condutância são dados por (3.116).

$$\left\{ \begin{array}{l} g_{12} = \frac{\varphi_{12}}{\omega \cdot L_{12} \cdot n_2} \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi_{12}|}{\pi} \right) \\ g_{31} = \frac{\varphi_{31}}{\omega \cdot L_{31} \cdot n_3} \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi_{31}|}{\pi} \right) \\ g_{32} = \frac{\varphi_{32}}{\omega \cdot L_{32} \cdot n_2 \cdot n_3} \cdot \left( 1 - \frac{|\varphi_{32}|}{\pi} \right) \end{array} \right. \quad (3.116)$$

Como no DAB, a representação em forma de circuito elétrico pode ser feita refletindo para uma porta arbitrária todos os elementos existentes nas outras duas portas. Por conveniência, aqui será refletido todos os elementos para a porta 2 (porta de carga). Dessa forma, a equação (3.110), equação da corrente na porta 2, pode ser reescrita como mostrado em (3.117).

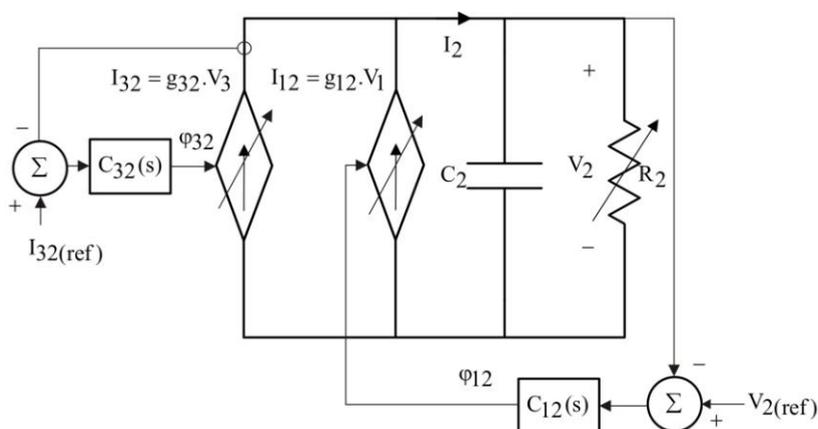
$$I_2 = -g_{12} \cdot V_1 - g_{32} \cdot V_3 \quad (3.117)$$

Observa-se que a equação (3.117) representa uma soma de correntes. Assim, a porta 2 “enxerga” as outras duas portas como fontes de correntes, que contribuem para compor a corrente  $I_2$ . Sendo assim, o circuito elétrico da porta 2 é composto por duas fontes de correntes em paralelo com o filtro  $R_2C_2$  da porta 2, como é mostrado na Figura 3-27.



**Figura 3-27: Circuito elétrico do TAB com base na teoria do *Gyrator*.**

O circuito elétrico do TAB, mostrado na Figura 3-27, além de reproduzir de forma bem próxima o comportamento do conversor em regime transitório e permanente, traz outras informações importantes. Visualizando o circuito, percebe-se que a tensão  $V_2$  é resultante do produto da resistência  $R_2$  pela corrente  $I_2$ , que, por sua vez, é a resultante da soma de duas fontes de corrente. Assim, o controle da tensão se feito pelas duas fontes de corrente pode levar a problemas de estabilidade. Isso justifica a escolha de controlar a tensão por uma fonte, e a outra ser controlada por potência ou corrente, como se mostra na Figura 3-28.



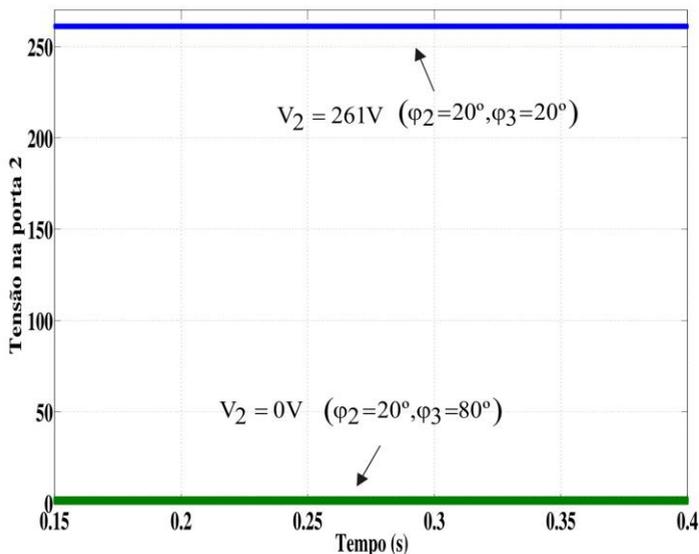
**Figura 3-28: Circuito elétrico do TAB com base na teoria do *gyrator* destacando o controle de tensão e corrente.**

### 3.8 Simulações computacionais com o conversor TAB

Neste item, são apresentadas algumas simulações computacionais realizadas no PSIM utilizando-se a estrutura do conversor TAB.

#### 3.8.1 Verificação da região proibida de operação

Para verificação da análise matemática quanto à região proibida de operação do conversor TAB, foi realizado uma simulação computacional na qual as portas 1 e 3 são alimentadas por uma fonte de tensão e a porta 2 alimenta uma carga resistiva. Os dados utilizados na simulação encontram-se na Tabela 3 e na Tabela 4. O resultado é apresentado na Figura 3-29.



**Figura 3-29: Tensão na porta 2 comprovando a região proibida de operação.**

**Tabela 3: Dados do TAB para simulação da região proibida de operação**

|         |                   |
|---------|-------------------|
| Porta 1 | $V_1 = 400V$      |
| Porta 2 | $V_3 = 150V$      |
| Porta 3 | $R_2 = 100\Omega$ |
|         | $C_2 = 20\mu F$   |

**Tabela 4: Dados do transformador utilizado na simulação com valores referidos ao enrolamento primário**

|                                |                   |                |
|--------------------------------|-------------------|----------------|
| <b>Primário</b>                | Resistência       | 190 m $\Omega$ |
|                                | Indutância        | 5,85 $\mu H$   |
|                                | Indutância série  | 92,10 $\mu H$  |
|                                | Número de espiras | 32             |
| <b>Secundário</b>              | Resistência       | 143 m $\Omega$ |
|                                | Indutância        | 1,45 $\mu H$   |
|                                | Indutância série  | 24,52 $\mu H$  |
|                                | Número de espiras | 16             |
| <b>Terciário</b>               | Resistência       | 143 m $\Omega$ |
|                                | Indutância        | 9,15 $\mu H$   |
|                                | Indutância série  | 12,72 $\mu H$  |
|                                | Número de espiras | 12             |
| <b>Indutância magnetizante</b> |                   | 4,79 mH        |

Observa-se realmente que a região de operação proibida existe, pois, para um par ordenado angular de  $(\varphi_2 = 20^\circ, \varphi_3 = 80^\circ)$ , a fonte colocada na porta 3 demanda muita potência e a potência injetada na porta 2 é pequena, não sendo suficiente para manter sua tensão. Já na situação,  $(\varphi_2 = 20^\circ, \varphi_3 = 20^\circ)$  a potência demandada pela fonte alocada na porta 3 não é suficientemente grande para provocar a queda a zero da tensão na porta 2.

A informação da faixa proibida de operação do TAB nessa configuração é de extrema importância para que ele não seja forçado a entrar nessa região. A combinação angular entre as portas, que provoca essa região, depende praticamente de todos os fatores do conversor. Todavia, em uma análise inicial, pode-se afirmar que ela está inserida na região onde, nessa situação, o ângulo da porta 3 é maior que o ângulo de defasamento da porta 2.

### **3.8.2 Validação do modelo $\pi$ do transformador, o modelo fundamental e o modelo real do TAB**

Para validar a aproximação dos modelos extraídos (modelo  $\pi$  equivalente do transformador e modelo na frequência fundamental do conversor TAB) foi realizada uma simulação computacional, na qual se comparou a potência trocada entre as fontes para um determinado ângulo fixo de  $(|\varphi_2| = 20^\circ, |\varphi_3| = 30^\circ)$  em um conversor TAB e uma rede elétrica equivalente de alta frequência: rede de indutores derivada da determinação do modelo  $\pi$  do transformador e alimentada com fontes de tensões senoidais com frequência igual a frequência fundamental da frequência de comutação do conversor TAB.

A rede elétrica equivalente de alta frequência é mostrada na Figura 3-30. Os níveis de tensão das fontes senoidais foram calculados de acordo com (2.92) e são baseados nos valores do TAB dados na Tabela 3. Nessa simulação, a porta 2 possui uma fonte de tensão fixa de valor  $V_2 = 200 \text{ V}$ . Os valores das indutâncias entre as barras são calculados de acordo com as Equações (3.28), (3.37) e (3.47) levam em consideração as indutâncias em série com os enrolamentos do transformador.

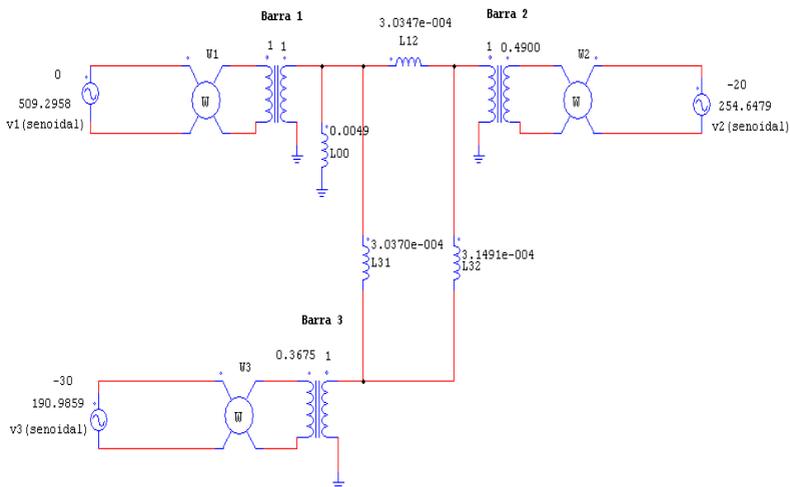


Figura 3-30: Rede elétrica equivalente de alta frequência.

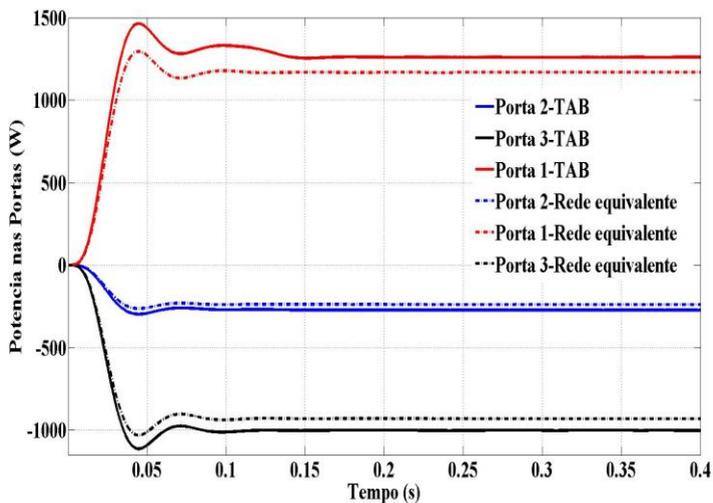


Figura 3-31: Comparação da potência nas portas entre o TAB e a rede equivalente.

Na Figura 3-31, mostra-se as potências injetadas/drenadas nas portas para a simulação realizada. Verifica-se que a porta 3, por possuir um ângulo de defasamento angular relativamente grande, tem uma maior diferença entre as potências nos dois circuitos, em comparação com a porta 2, que possui um ângulo de defasamento menor.

Essa diferença de potência já era esperada (conforme mostrado na Figura 2-20), no entanto não invalida a representação do TAB no modelo fundamental nem tampouco a representação do transformador no modelo  $\pi$  equivalente, pois estes modelos podem ser utilizados em estudos iniciais para dar uma ideia relativamente boa sobre alguns fenômenos do conversor em determinadas situações.

### 3.9 Conclusão

Neste Capítulo foi apresentado o conversor TAB, seu princípio de funcionamento e suas principais formas de onda quando submetido à modulação convencional. Foi visto o modelo  $\pi$  equivalente do transformador de 3 enrolamentos e mostrado que o circuito do TAB comporta-se como uma pequena rede elétrica de alta frequência. Foram determinadas e analisadas algumas equações básicas que demarcam as principais figuras de mérito do conversor. Foram apresentadas as duas principais técnicas de modelamento para controle linear do conversor TAB: valores médios de corrente e *gyrator*, destacando-se que o *gyrator* resume o circuito, mas mantém todas as suas características de resposta em regime permanente e transitório.

Paralelos aos tipos de modelo para controle, foram expostas as principais formas de controle do TAB: com *feedforward*, com duplo *feedback* e com desacoplamento entre as malhas, técnica esta que possibilita controlar as variáveis de mesma grandeza das duas malhas.

Apresentou-se uma modelagem alternativa do TAB na frequência fundamental. Destacou-se que apesar de haver um erro entre a modelagem completa e a modelagem na frequência fundamental, nesse tipo de modelagem a simplificação fica por conta das equações de potências reativas, as quais dão uma idéia de uma região de operação do conversor na qual as perdas podem ser minimizadas.

No próximo capítulo será apresentada uma sucinta problemática que cerca a concepção do transformador como barramento magnético.



---

## CAPÍTULO 4: DISCUSSÃO SOBRE O BARRAMENTO MAGNÉTICO-TRANSFORMADOR

---

### 4.1 Os problemas

O propósito de um transformador, independente da frequência de operação, é transferir de forma eficiente e instantânea a potência de um enrolamento para o(s) outro(s). Capacidades como isolamento galvânica, adequação dos níveis de tensão também são fatores relevantes que incentivam a utilização do transformador em alguns circuitos elétricos.

Os transformadores são bastante utilizados em conversores (alta ou baixa frequência), servindo como elemento transmissor de energia entre a fonte de entrada e a carga, geralmente conectada no enrolamento denominado secundário.

Todavia em algumas situações, o transformador é utilizado fazendo outra função, além das supracitadas. Em conversores multiportas isolados, o transformador de alta frequência serve como um barramento magnético, interligando diversas fontes e cargas. O conceito de barramento, nessa situação, é o mesmo utilizado pelos engenheiros nos sistemas elétricos, em que Barra ou Barramento é o ponto de interconexão entre os nós da rede. Ela possui resistência e impedância desprezíveis, quando comparada com o restante do circuito. Tem, ainda, capacidade de bidirecionalidade do fluxo de potência, além de ser ponto de medição e controle de variáveis.

Assim, o acurado projeto de transformadores de alta frequência é muito importante do ponto de vista de desempenho do circuito no qual o transformador está inserido.

Todo circuito isolado (no qual há um transformador em série com o fluxo de energia) por si só já possui uma eficiência global diminuída quando comparado aos circuitos não isolados (nos quais não há transformadores entre a entrada e a saída do fluxo de energia). Isto porque o transformador real, não tendo uma eficiência de 100%, tende a diminuir a eficiência global do sistema.

Dessa maneira, o projeto e a construção do transformador devem ser pensados da forma mais cuidadosa possível. Um projeto infeliz pode

levar a consideráveis perdas tanto elétricas quanto magnéticas e diminuir consideravelmente a eficiência global do sistema. Os efeitos em alta frequência (efeito skin, efeito de proximidade), fazem com que as perdas no cobre e as indutâncias de dispersão sejam as maiores preocupações quando se trata de transformadores em alta frequência [45].

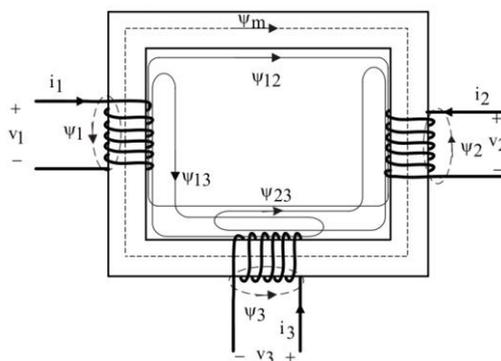
Nos conversores com acoplamento magnético (ou barramento magnético), o transformador é o elo principal, o elemento de interligação entre as diversas fontes e cargas do sistema e, por isso, deve ter a capacidade de processar de forma eficiente a energia, que é trocada entre as fontes e cargas.

É através das indutâncias de dispersão dos enrolamentos que emerge o fluxo de potência. Se as indutâncias de dispersão dos enrolamentos forem de baixo valor, pequenas variações de ângulo podem impor grandes fluxos de potência, o que pode dificultar a estabilização do sistema de controle. Porém se as indutâncias de dispersão forem de valores expressivos, limita-se a capacidade de transmissão de potência entre as portas.

Dependendo do nível de tensão e corrente desejadas, pode-se projetar o transformador com um determinado valor de indutância de dispersão nos enrolamentos que seja capaz de transmitir o fluxo de potência mantendo controlabilidade do sistema. Entretanto, se o valor da dispersão necessária para a transmissão da potência for relativamente alto outros problemas podem surgir.

Transformadores convencionais, com grandes valores de indutância de dispersão, podem ser construídos. Porém, estes se tornam volumosos e o fato de terem grandes valores de indutância de dispersão em seus enrolamentos pode ocasionar o aparecimento de pontos quentes no núcleo e, conseqüentemente, o aumento das perdas [46].

Quando o transformador possui múltiplos enrolamentos, o fluxo magnético pode ser decomposto no fluxo principal confinado dentro do núcleo que acopla todos os enrolamentos e em fluxos dispersos que se concatenam somente a 1 (um) enrolamento ou com combinações dos enrolamentos. Particularmente, no caso do TAB, cujo transformador possui 3 (três) enrolamentos, o fluxo magnético pode ser decomposto em: fluxo principal  $\Psi_m$  (fluxo confinado no núcleo e que concatena todos os enrolamentos); fluxo concatenado somente a 1(um) enrolamento  $\Psi_i$  (onde  $i=1, 2,3$ ); e fluxo que concatena somente dois enrolamentos  $\Psi_{ij}$  (sendo  $i \neq j$ ) [47], conforme se mostra na Figura 4-1.



**Figura 4-1: Transformador de três enrolamentos destacando-se as dispersões.**

Todos esses fluxos, fora do fluxo principal, contribuem para o surgimento de indutâncias de dispersão nos enrolamentos, que, por sua vez, contribuem para aumentar o processamento de energia reativa no transformador, maior aquecimento do transformador, diminuição do fluxo principal e perda de rendimento.

Dessa forma, é desejável que as indutâncias de dispersão sejam pequenas e, caso seja necessário um valor maior, adiciona-se indutâncias em série com os enrolamentos do transformador para aumentar-se a indutância de transmissão.

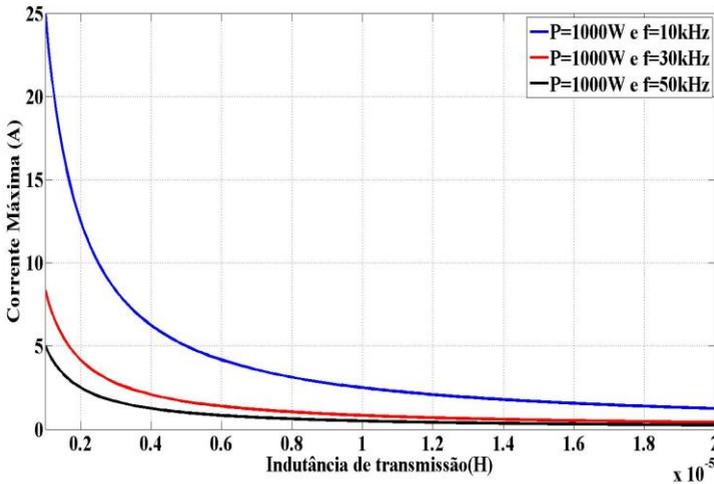
O valor da indutância no caminho do fluxo de energia não depende somente da potência que se deseja transmitir; o pico de corrente nos enrolamentos do transformador também é um fator determinante nessa situação.

Baixas indutâncias provocam altos picos de corrente que podem aumentar o valor eficaz da corrente, proporcionando maior fluxo de reativo pelo transformador. Já altas indutâncias provocam baixos picos de corrente, diminuindo o valor eficaz das mesmas. Além disso, as chaves das pontes podem queimar devido a picos de correntes com valores acima de sua capacidade.

O valor da frequência de comutação também influencia na potência de transmissão e no pico de corrente, pois se aumentando a frequência de comutação, aumenta-se a reatância indutiva equivalente entre duas portas. Assim, o produto indutância de transmissão (soma da indutância de dispersão do enrolamento com a indutância série) versus fre-

quência de comutação, é um compromisso de projeto dos conversores de barramento magnético.

Deve-se escolher uma frequência de comutação e um valor de indutância de dispersão tal que seja possível transmitir a potência desejada, o sistema tenha condições de ser controlado e os valores eficazes de corrente estejam limitados a um valor seguro como, por exemplo, dentro da área de operação segura das chaves, SOA (Safe Operation Área) [48].



**Figura 4-2: Pico de corrente versus indutância de transmissão.**

Para exemplificar o que foi dito, na Figura 4-2 mostra-se a variação da corrente máxima em função da indutância de transmissão de um conversor DAB, mantendo-se fixa a frequência de chaveamento. Para o gráfico em particular adotou-se o ângulo de transmissão máximo teórico ( $\varphi = 90^\circ$ ) e uma tensão primária de ( $V_1 = 400 \text{ V}$ ).

Verifica-se que o pico da corrente é tanto maior quanto menor for a indutância e que praticamente é independente da potência transmitida. Dependendo do produto ( $f_s \cdot L$ ) adotado em projeto, pode-se transmitir a mesma potência com picos de correntes menores, o que melhora a eficiência do conversor.

Dessa forma, o projeto do transformador dos conversores multiportas com barramento magnético deve levar em consideração alguns

fatores de otimização tais como: minimização das perdas através da escolha da densidade de fluxo máximo, otimização da janela, boa distribuição de fluxo entre os enrolamentos, minimização da dispersão etc.

Por ser uma tarefa um tanto complexa, há alguns softwares de otimização, destacando-se o Magtool Conv (Philips Corporation) e a DEMAG (INEP), que são utilizados para projeto do transformador quando ele possui mais de dois enrolamentos.

Entretanto, quando do dimensionamento de transformadores em alta frequência, as premissas colocadas abaixo devem ser sempre consideradas.

#### **4.1.1 Minimização das perdas**

Perdas no núcleo e no cobre são fortemente relacionadas com a frequência. Perdas no núcleo, para uma dada frequência e densidade de fluxo, são dependentes do material. Conseqüentemente, um primeiro passo para o dimensionamento do transformador é a investigação e escolha de um bom material que apresente baixas perdas para a frequência e densidade de fluxo desejada no projeto.

Perdas no cobre, ou perdas joule, são sensivelmente ligadas ao fluxo disperso na região da janela do núcleo, que, por sua vez, é dependente do número de espiras, da geometria do núcleo e da forma de enrolamento.

Perdas no cobre devido a alta frequência são predominantemente devidas ao efeito skin e ao efeito de proximidade, os quais são coletivamente chamados de efeitos eddy ou correntes parasitas [46].

O efeito skin está associado com a redistribuição da corrente pela superfície do material condutor, devido ao campo magnético criado pela corrente. Esse efeito é tanto maior quanto maior for a frequência da corrente circulante. Esse fato aumenta a densidade de corrente. Ou analisando sobre outra ótica, há um aumento da resistência efetiva do condutor. Por conseguinte, para um dado valor de corrente, as perdas joule podem aumentar.

Efeito de proximidade é o fenômeno no qual circulações de correntes parasitas são induzidas em um condutor pela variação de campos magnéticos próximos a este. As correntes parasitas geram perdas extras. São estritamente relacionadas com a frequência e a magnitude dos campos magnéticos externos.

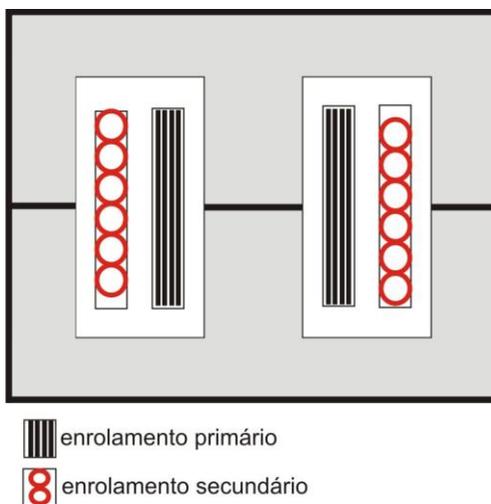
A minimização das perdas, devido aos efeitos das correntes parasitas em alta frequência, são alguns dos desafios envolvidos no projeto

de elementos magnéticos, principalmente em alta frequência. Isso envolve o tipo de condutor (cilíndrico circular, fita, ou fio litz), as dimensões e o estudo da influência da geometria dos enrolamentos sobre a distribuição do fluxo disperso na janela do núcleo [46].

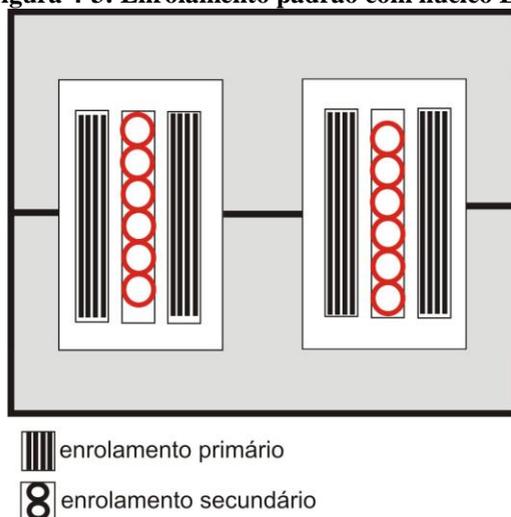
Em [46] foi analisado a influência nas perdas joule pelo efeito skin em condutores de geometria diferente. Foi observado que os condutores em fita e o fio litz possuem pouca mudança em sua resistência efetiva, em relação ao valor CC quando a frequência da corrente circulante aumenta. Portanto, são indicados para altas frequências. O condutor de seção cilíndrica circular mostra o maior aumento na resistência efetiva quando a frequência da corrente é aumentada. Assim, se for usado o dito condutor, deve-se usar condutores em paralelo para diminuir a resistência à passagem da corrente. Logo, para os mesmos parâmetros de projeto, o tamanho da janela do núcleo deverá ser maior se o condutor utilizado for cilíndrico. Porém, a escolha entre qual condutor utilizar depende dos tipos de aplicações e das características do núcleo, como dimensões da janela, fator de preenchimento, número de voltas do enrolamento etc.

Quanto à indutância de dispersão, ela é originada a partir do fluxo disperso, em que a escolha da geometria do núcleo e a forma de fazer os enrolamentos são fatores determinantes. Para avaliar a influência do enrolamento, em [46] é apresentado um estudo feito com o núcleo EE, comumente utilizado por seu baixo custo e relativa facilidade de montagem. Nessa referência, foram utilizados como condutores a fita (condutor primário) e o fio litz (condutor secundário).

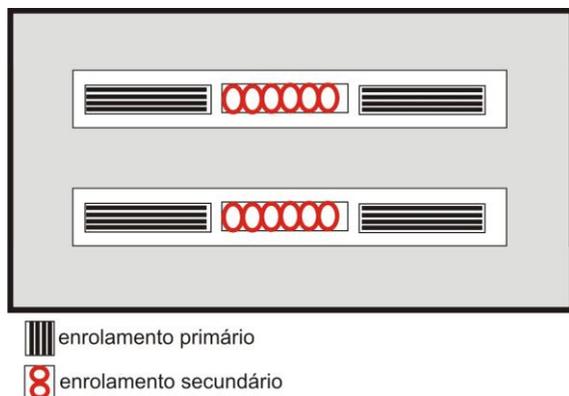
Nas Figura 4-3, Figura 4-4 e Figura 4-5, pode-se ver os três tipos de enrolamentos básicos feitos com o núcleo EE, considerando um transformador de 2 enrolamentos. O primeiro arranjo, denominado aqui de **enrolamento padrão**, consiste de dois enrolamentos bobinados concêntricos sob a perna central do núcleo. O segundo arranjo, denominado de **enrolamento seccionado**, consiste de 2 enrolamentos montados da forma conhecida como “sandwich”, concentrados na perna central, onde o primário é seccionado em dois enrolamentos que abraçam o secundário. O terceiro arranjo, denominado de **enrolamento setorizado**, é bem parecido com o segundo, exceto que os enrolamentos são montados verticalmente concêntricos em relação à perna central e dividindo a janela em setores.



**Figura 4-3: Enrolamento padrão com núcleo EE.**



**Figura 4-4: Enrolamento seccionado com núcleo EE.**



**Figura 4-5: Enrolamento setorizado com núcleo EE.**

Em [46] mostra-se que o segundo arranjo (enrolamento seccionado) é melhor em termos de redução nas perdas no cobre. Possui menores perdas pelo efeito de proximidade em relação ao primeiro. O terceiro arranjo (enrolamento setorizado) apresenta perdas elevadas devido a uma maior área de circulação das correntes parasitas. Para uma mesma especificação de projeto, as perdas joule totais são menores no segundo arranjo e maiores no terceiro.

Em resumo, para minimizar as perdas no cobre, as dimensões do condutor devem ser adequadas para compensar o efeito skin. Os fluxos dispersos devem ter seus valores reduzidos ao máximo, quer seja pela escolha da geometria quer seja pela forma de bobinamento.

Considerando os enrolamentos convencionais, uma quantidade de fluxo disperso sempre fica acoplada ao núcleo. Nos projetos onde a indutância de dispersão, originada pelo fluxo disperso, é pequena, esse fato não vem a ser um problema. No entanto, em conversores onde a indutância de dispersão é o principal meio de transmissão de energia (conversores com barramento magnético) isso poderia contribuir substancialmente para saturação localizada do núcleo, originando pontos quentes e adicionais perdas no núcleo. Uma alternativa para solucionar essa situação é a utilização de núcleos coaxiais [46].

#### 4.1.2 Armazenamento de energia

Diferente do indutor, geralmente um transformador não armazena energia. Ao contrário, toda a energia é transferida instantaneamente da entrada à saída ou do enrolamento primário para o(s) secundário(s). Porém, na prática, todos os transformadores armazenam uma certa quantidade de energia na indutância de dispersão e na indutância mútua.

A indutância de dispersão representa a energia armazenada nas regiões não-magnéticas entre os enrolamentos ou entre estes e o núcleo. Tal fato acontece em virtude do acoplamento imperfeito do fluxo magnético principal com os enrolamentos. A energia armazenada na indutância de dispersão é proporcional ao quadrado do pico de corrente que passa por ela [49].

A indutância mútua representa a energia armazenada na permeabilidade finita do núcleo magnético e no pequeno entreferro que fica no ponto de junção das duas partes do núcleo. No circuito equivalente, a indutância mútua aparece em paralelo com os enrolamentos. A energia armazenada é função do produto volt-segundo por espira aplicado aos enrolamentos e independe da corrente da carga [49].

A energia acumulada na indutância mútua e na de dispersão, provoca picos de tensão durante as comutações em sistemas com chaveamento, resultando em emissão de radiação eletromagnética (EMI) e/ou destruição das chaves do conversor. Em algumas situações é necessário a colocação de circuitos grampeadores ou snubbers. A energia armazenada nas indutâncias são dissipadas nos resistores desses circuitos, diminuindo a eficiência global do sistema. Se a perda é excessiva, os snubbers não dissipativos podem ser utilizados, acrescentando-se, todavia, que eles possuem circuitos mais complexos.

A energia acumulada nas indutâncias mútuas e de dispersão pode também ser utilizada para favorecer a comutação suave nas chaves.

#### 4.1.3 Número de espiras dos enrolamentos

A escolha do número de espiras das bobinas também é um fator preocupante. A relação entre as espiras pode até ser fracionária, todavia o número delas em cada enrolamento deve, “preferencialmente”, ter valores inteiros [49].

Seja, por exemplo, um transformador de 2 (dois) enrolamentos, no qual a densidade de fluxo é fixa e pré-determinada; o número de espiras do primário é inteiro; o secundário tem a tensão mais baixa, tem valor fracionário de número de espiras e alimenta a maior carga.

- Caso o número de espiras do secundário seja arredondado para baixo, as perdas no núcleo poderão ser aumentadas;
- Se o número de espiras do secundário for arredondado para cima, as perdas no cobre serão aumentadas;
- Nessa situação é melhor que o arredondamento seja para baixo, pois a regulação de tensão de saída será feita pelo sistema de controle;
- Se o aumento das perdas é inaceitável, deve-se usar um outro núcleo e escolhe-se uma menor densidade de fluxo, de tal forma a encontrar um número inteiro de espiras;
- Caso a tensão no secundário seja maior que a do primário, o número de espiras pode ser arredondado para cima, desde que a regulação da tensão seja aceitável. Isso gera menos erros, porque, naturalmente, o enrolamento já possui mais espiras.

#### **4.1.4 Fluxo CC devido à assimetria na tensão sob os enrolamentos do transformador**

Devido ao tempo morto existente entre as chaves do mesmo braço das pontes, a tensão imposta sob os enrolamentos do transformador pode apresentar uma assimetria, fato que irá fazer com que a tensão aplicada ao enrolamento do transformador tenha um valor médio diferente de zero. Isso implica dizer que a forma de onda da corrente possui um valor CC que, por menor que seja, ao circular no transformador irá saturá-lo em alguns ciclos.

Se o transformador é de baixa frequência, a resistência do enrolamento primário é suficiente para gerar uma queda de tensão e controlar esse problema.

Todavia, um transformador de alta frequência geralmente possui poucas espiras no enrolamento primário, logo, o enrolamento tem baixíssima resistência CC. Dessa forma, a queda de tensão na componente CC da corrente da indutância magnetizante, geralmente,

não é suficiente para cancelar a assimetria da tensão aplicada, levando, por certo, o transformador para a saturação.

Uma solução para o problema é colocar um pequeno entreferro no braço que circula o fluxo magnético principal. Isto vai diminuir a indutância magnetizante e, conseqüentemente, aumentar a corrente de magnetização o suficiente para que a queda de tensão na resistência do circuito seja capaz de compensar a componente CC, originada devido à assimetria da tensão aplicada no enrolamento. Mas o aumento da corrente de magnetização representa um aumento da energia na indutância mútua que pode aumentar os picos de tensão nas chaves quando ocorrer o processo de comutação [49].

Uma outra solução, é a colocação de capacitores de corrente alternada (capacitores de polipropileno) em série com os enrolamentos. Esses capacitores bloqueiam a componente CC da corrente e só permitem passar a parcela alternada. Um relativo cuidado deve-se ter no dimensionamento desse capacitor (como exposto no Capítulo 2), pois para que o mesmo não influencie no comportamento estático do circuito, a queda de tensão no capacitor deve ser a mínima possível.

Outro cuidado, é que o capacitor de bloqueio em série com as indutâncias de transmissão formam um tanque LC, que possui uma frequência de ressonância. Para que o sistema não se torne um circuito ressonante, a frequência relativa do tanque LC (razão entre a frequência de comutação do conversor e a frequência do tanque LC) deve ser muito maior que a unidade. Na prática, adota-se como sendo maior que 10 para garantir que o sistema não oscilará.

Deve-se ter o cuidado também quando da escolha da frequência de corte das malhas de controle, para que elas tenham uma frequência de corte bem abaixo da frequência de ressonância do tanque e estejam desacopladas deste. Caso contrário, a malha de controle tentará compensar oscilações, na frequência de ressonância do tanque, o que pode tornar difícil o processo de estabilização.

Apesar disso, a colocação do capacitor de bloqueio CC é uma solução simples e eficaz. Todavia, apresentando como grande inconveniente a necessidade de utilizar um capacitor por enrolamento.

Uma solução considerada elegante para o problema de assimetria da tensão imposta ao enrolamento do transformador é a utilização de uma malha de controle que force o valor CC da corrente ser nulo. Essa solução é eficaz, porém um tanto mais complexa, necessitando de sensores de corrente, circuitos de filtros e de condicionamento.

#### 4.1.5 Utilização da janela do núcleo

Em [50], é apresentada uma metodologia simplificada para um melhor aproveitamento da janela do núcleo quando o transformador possui vários enrolamentos.

Desprezando-se vários fatores tais como; elevação de temperatura, capacitâncias que aparecem em altas frequências nos enrolamentos, forma de bobinar os enrolamentos etc., a metodologia baseia-se na melhor utilização da janela do núcleo através da diminuição das perdas joule dos enrolamentos.

Veja um transformador de  $k$  enrolamentos, mostrado na Figura 4-6, observar-se que a seleção do número de espiras dos enrolamentos do transformador deve obedecer a relação padrão de transformação entre tensões e número de espiras das bobinas dadas por (4.1).

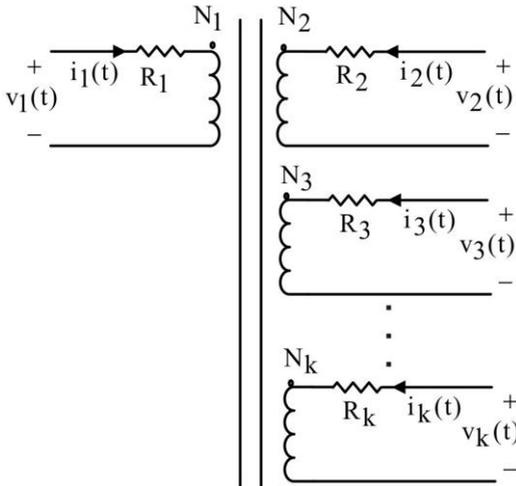
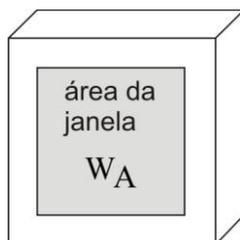


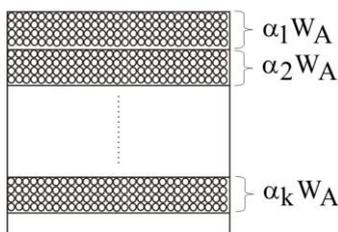
Figura 4-6: Ilustração de um transformador de  $k$  enrolamentos.

$$\frac{v_1(t)}{N_1} = \frac{v_2(t)}{N_2} = \dots = \frac{v_k(t)}{N_k} \quad (4.1)$$

Porém, como os  $k$  enrolamentos devem ser alojados na janela do núcleo (ver Figura 4-7) percebe-se a necessidade de determinar uma percentagem de área ocupada por cada enrolamento. Assim, o bobinamento dos enrolamentos pode ser representado conforme se mostra na Figura 4-8, onde  $\alpha_i \cdot W_A$  representa a área ocupada pelo enrolamento “ $i$ ”, e  $\alpha_i$  é a percentagem da área total da janela que este enrolamento irá ocupar.



**Figura 4-7: Destaque da janela de um núcleo hipotético.**



**Figura 4-8: Representação das áreas ocupadas por cada enrolamento.**

Sabe-se que  $\alpha_i$  deve atender as restrições (4.2) e que uma boa escolha de  $\alpha_i$  pode otimizar a utilização da área da janela e minimizar as perdas no transformador.

$$\begin{cases} 0 < \alpha_i < 1 \\ \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k = 1 \end{cases} \quad (4.2)$$

Lembrando que a resistência do enrolamento  $j$  é dada por (4.3),

$$R_j = \rho \frac{l_j}{A_{w,j}} \quad (4.3)$$

Onde

$\rho$  -resistividade do fio utilizado;

$l_j$  - é o comprimento do fio que forma o enrolamento  $j$ , dado por

(4.4)

$$l_j = n_j \cdot (\text{MLT}) \quad (4.4)$$

$A_{w,j}$  -seção transversal do fio utilizado para o enrolamento  $j$ , dado por (4.5)

$$A_{w,j} = \frac{W_A \cdot k_u \cdot \alpha_j}{n_j} \quad (4.5)$$

Sendo  $\text{MLT}$  (*Mean Length Turn*) o comprimento médio por espira,  $k_u$  o fator de ocupação do enrolamento e  $n_j$  o número de espiras do enrolamento  $j$ .

Substituindo-se (4.4) e (4.5) em (4.3), a resistência do enrolamento  $j$  pode ser dada em função da percentagem de ocupação da janela do núcleo que esse enrolamento tem, conforme se mostra em (4.6).

$$R_j = \rho \frac{n_j^2 \cdot (\text{MLT})}{W_A \cdot k_u \cdot \alpha_j} \quad (4.6)$$

A perda total no cobre é representada pelo somatório das perdas joule em cada enrolamento, conforme (4.7).

$$P_{\text{cu,to}} = R_1 \cdot i_1^2 + R_2 \cdot i_2^2 + \dots + R_k \cdot i_k^2 \quad (4.7)$$

Substituindo-se (4.6) em (4.7) chega-se à Equação

$$P_{\text{cu,to}} = \rho \frac{n_1^2 \cdot (\text{MLT})}{W_A \cdot k_u \cdot \alpha_1} \cdot i_1^2 + \rho \frac{n_2^2 \cdot (\text{MLT})}{W_A \cdot k_u \cdot \alpha_2} \cdot i_2^2 + \dots + \rho \frac{n_k^2 \cdot (\text{MLT})}{W_A \cdot k_u \cdot \alpha_k} \cdot i_k^2 \quad (4.8)$$

$$P_{\text{cu,to}} = \frac{\rho \cdot (\text{MLT})}{W_A \cdot k_u} \cdot \sum_{j=1}^k \left( \frac{n_j^2 \cdot i_j^2}{\alpha_j} \right) \quad (4.9)$$

Observando-se a equação (4.9), vê-se que a perda joule total no transformador provavelmente deve ter um valor mínimo para um determinado conjunto de valores  $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k)$ . Assim, pode-se aplicar uma técnica de otimização para encontrar esse conjunto de valores.

Escolhendo-se como método de otimização os Multiplicadores de Lagrange, define-se uma função objetiva dada por (4.10), que deve ser minimizada, condicionada à restrição (4.11), que deve ser nula.

$$f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi) = P_{\text{cu,to}}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k) + \xi \cdot g(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k) \quad (4.10)$$

$$g(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k) = 1 - \sum_{j=1}^k \alpha_j \quad (4.11)$$

Onde  $\xi$  é o multiplicador de Lagrange e o ponto ótimo do sistema é a solução do sistema de equações (4.12).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi)}{\partial \alpha_1} = 0 \\ \frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi)}{\partial \alpha_2} = 0 \\ \vdots \\ \frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi)}{\partial \alpha_\xi} = 0 \end{array} \right. \quad (4.12)$$

Resolvendo-se o problema, a solução encontrada para  $\alpha_i$  é dada por (4.13).

$$\alpha_m = \frac{n_m \cdot i_m}{\sum_{n=1}^{\infty} n_j \cdot i_j} = \frac{V_m \cdot i_m}{\sum_{n=1}^{\infty} V_j \cdot i_j} \quad (4.13)$$

A equação (4.13) dá um valor ótimo para a porção ocupada pela área do enrolamento “m”. Ela determina que a percentagem de ocupação da área da janela para o enrolamento “m” deve ser a razão entre a potência aparente desse enrolamento e a soma das potências aparentes de todos os outros enrolamentos, para que as perdas joule sejam minimizadas.

## 4.2 Comentários

Neste Capítulo foi apresentada, de forma sucinta, a problemática envolvida no projeto de transformadores dos conversores com barramento magnético. Mostrou-se que o material e a forma do núcleo, a forma de bobinamento, os condutores utilizados, o número de espiras das bobinas, a assimetria da forma de onda da tensão nos enrolamentos, a utilização da janela do núcleo, dentre outros fatores, determinam o projeto do transformador.

Evidenciou-se ainda que o produto indutância de transmissão versus frequência dos conversores é um compromisso de projeto dos con-

versores com barramento magnético, pois enquanto o produto limita o valor de pico da corrente nos enrolamentos, o que é bom, pode limitar também a capacidade de transferência de potência, o que não é desejável.

Assim, finaliza-se esta etapa mostrando que o projeto de um transformador para barramento magnético não é simples e, certamente, será motivo de diversos estudos na literatura.

No próximo Capítulo é apresentado o sistema desenvolvido e os resultados experimentais alcançados.



---

## CAPÍTULO 5: CONVERSOR TAB COMO ACOPLADOR DE FONTES DE ENERGIA

---

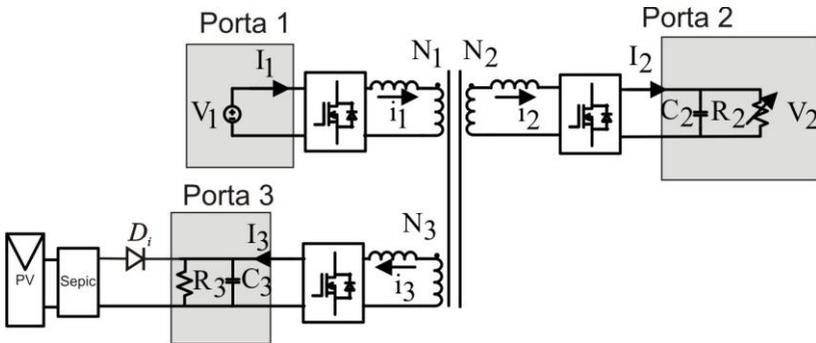
### 5.1 Introdução

Neste Capítulo é apresentada a aplicação desenvolvida nesse trabalho utilizando um conversor TAB. São mostradas também as simulações computacionais e os resultados experimentais do protótipo montado.

### 5.2 Descrição do protótipo montado

O esquema do protótipo proposto nesse trabalho é apresentado na Figura 5-1. O sistema consta de um conversor TAB alimentado em tensão em que a porta 1 (porta principal) é alimentada por uma fonte CC. Na porta 2 é conectada uma carga resistiva (carga crítica) em paralelo com um filtro capacitivo e na porta 3 é conectada uma carga resistiva em paralelo com um filtro capacitivo. Esta é alimentada por um painel fotovoltaico, através de um conversor SEPIC.

As fontes conectadas às portas 1 e 3 contribuem concomitantemente para o fornecimento de energia às cargas. O painel fotovoltaico opera no ponto de máxima potência e sua energia é injetada no sistema pela porta 3. A energia do painel fotovoltaico é injetada no sistema e contribui para o fornecimento de energia às cargas. Se, por acaso, o painel estiver gerando potência menor que a demanda das cargas, o *déficit* de energia é suprido pela fonte da porta 1. Se a situação for inversa, ou seja, se as cargas estiverem demandando menos energia que a gerada pelo painel fotovoltaico, o excedente de energia é encaminhado à fonte da porta 1. Apesar de ter sido simulada, essa situação não pode ser demonstrada na prática, visto que não se dispunha de uma fonte CC que aceitasse injeção de corrente. Na Figura 5-2, mostra-se com mais detalhes o sistema completo.



**Figura 5-1: Sistema desenvolvido.**

O conversor SEPIC é controlado por um microcontrolador PIC e é independente do restante do sistema, uma vez que é o responsável apenas por manter o painel no ponto de operação de máxima potência. O acionamento e controle do conversor TAB é feito por um DSP (*Digital Signal Processor*).

Nos itens seguintes se fará uma descrição dos elementos de cada porta e o modelo matemático utilizados para simulações e projeto.

### 5.2.1 Porta 1 (porta principal)

A porta 1, ou porta principal, é alimentada por uma fonte CC 400 V/2 A, disponível no laboratório do INEP. Essa fonte serve como fonte de balanço, ou fonte *swing*, que é a responsável por garantir o balanço de potência no sistema. A ponte inversora da porta 1 possui um capacitor de barramento de 20 $\mu$ F, para poder ajudar na estabilização da tensão em cima das chaves e reduzir o efeito da indutância dos cabos que interligam a entrada do inversor e a fonte principal.

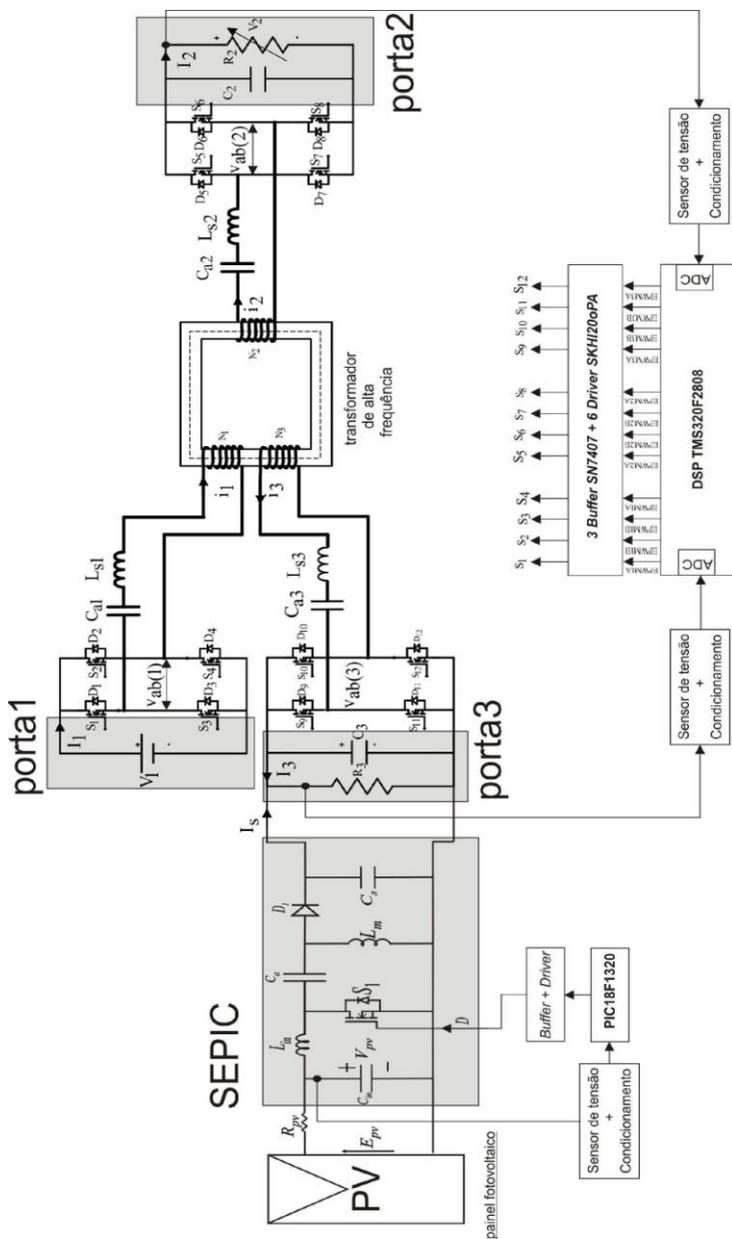


Figura 5-2: Detalhe do sistema completo.

### 5.2.2 Porta 2

A porta 2 é composta por uma carga resistiva (carga crítica) e por um capacitor de filtro. Como a tensão sobre a carga deverá ser regulada, a porta é modelada como uma fonte de corrente alimentando uma carga RC (de acordo com a Figura 2-24). Os valores de tensão, potência e resistência de carga, utilizada para fins de controle, são dados em (5.1).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_2 = 150 \text{ V} \\ P_2 = 409 \text{ W} \\ R_2 = \frac{V_2^2}{P_2} = \frac{(150)^2}{409} = 55 \Omega \end{array} \right. \quad (5.1)$$

Para a carga da porta 2, utilizou-se um banco composto por 6 resistores em série de valor nominal de 15  $\Omega$ . Todavia, na prática, os resistores possuíam seus valores alterados. O conjunto total somava 100  $\Omega$ . O controle então foi calculado para esse valor de resistência, o que configura quase que meia carga na porta 2. A função de transferência para fins de controle da tensão é mostrada em (5.2).

$$H_{2v}(s) = \frac{V_2(s)}{\tilde{I}_2(s)} = \frac{R_2}{R_2 \cdot C_2 s + 1} = \frac{100}{100 \cdot 20 \cdot 10^{-6} s + 1} \quad (5.2)$$

### 5.2.3 Porta 3

A porta 3 também alimenta uma carga resistiva em paralelo com um filtro capacitivo e, ao mesmo tempo, pode ser alimentada por um painel fotovoltaico conectado a ela, através de um conversor SEPIC.

Da mesma forma que a porta 2, a 3 é modelada como uma fonte de corrente alimentando uma carga RC. Os valores de tensão, potência e resistência de carga, utilizada para fins de controle são dados em (5.3).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_3 = 112,5 \text{ V} \\ P_3 = 126,56 \text{ W} \\ R_3 = \frac{V_2^2}{P_2} = \frac{(112,5)^2}{126,56} = 100 \Omega \end{array} \right. \quad (5.3)$$

Para a carga da porta 3, utilizou-se um banco composto por resistores, cuja soma total resultava em  $100 \Omega$ . Como a carga dessa porta não iria variar, o controle foi calculado para esse valor de resistência, conforme é mostrado na função de transferência (5.4).

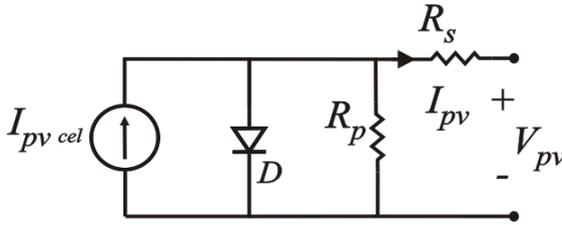
$$H_{3v}(s) = \frac{V_3(s)}{\tilde{I}_3(s)} = \frac{R_3}{R_3 \cdot C_3 s + 1} = \frac{100}{100 \cdot 20 \cdot 10^{-6} s + 1} \quad (5.4)$$

É por meio da porta 3 que a energia proveniente do painel fotovoltaico é injetada no conversor TAB. Quando isso acontece, parte da potência do painel fotovoltaico é consumida pelo resistor da porta 3. A outra parcela é injetada no conversor TAB, sendo consumida pela carga da porta 2 e/ou injetada na fonte da porta 1.

#### 5.2.4 Painel Fotovoltaico

Um painel fotovoltaico, elemento responsável pela conversão da energia solar em energia elétrica, é conectado na porta 3 do TAB, através de um conversor CC-CC SEPIC. O painel é colocado para operar na máxima potência pelo conversor SEPIC, que serve como MPPT (Maximum Power Point Tracking). O algoritmo utilizado para MPPT foi o método da tensão constante, pelo qual o conversor SEPIC ficará grampeando a tensão de entrada do painel fotovoltaico na tensão de máxima potência.

Para simulação do painel fotovoltaico no software PSIM, foi adotado o modelo desenvolvido por [51], cujo circuito elétrico equivalente é apresentado na Figura 5-3, na qual as equações do módulo fotovoltaico são programadas na linguagem C (ver código no Apêndice B) e inseridas em uma DLL (*Dynamic Link Library*).



**Figura 5-3: Modelo do módulo fotovoltaico simulado.**

Onde

$V_{pv}$ ,  $I_{pv}$  - tensão e corrente nos terminais de saída do módulo solar fotovoltaico;

$I_{pv\,cel}$  - corrente gerada pela incidência da radiação na junção;

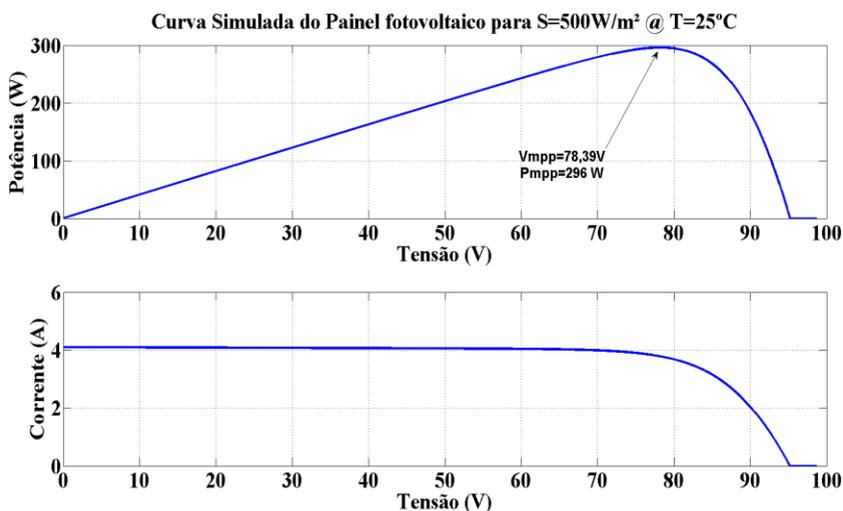
$R_s$ ,  $R_p$  - resistência série e paralela do módulo;

Nos testes práticos, para emular o painel fotovoltaico, foi utilizado o E4360A, Modular Mainframe 1200 W, que é um emulador de painéis fotovoltaicos da Agilent Technologies. O mesmo foi configurado no modo TABLE para emular 3 (três) módulos fotovoltaicos KC200GT em série com  $S=500\text{ W/m}^2$  e  $T=25\text{ }^\circ\text{C}$ . As características dos módulos emulados encontram-se na Tabela 5.

Tabela 5: Especificações do Módulo Fotovoltaico KC200GT

| Specifications @ $S=1000\text{ W/m}^2$ and $T=25\text{ }^\circ\text{C}$       |                          |
|---|--------------------------|
| Máxima Potência de pico $P_{MPP}$   | 200 W                    |
| Tensão Máxima Potência $V_{mpp}$  | 26.3V                    |
| Corrente de Máxima Potência $I_{mpp}$   | 7.61 A                   |
| Tensão de Circuito Aberto $V_{oc}$  | 32.9 V                   |
| Corrente de Curto-Circuito $I_{sc}$   | 8.21 A                   |
| Coefficiente de variação da tensão de máxima potência com a temperatura $u_V$ | -0.14 $^\circ\text{C/V}$ |

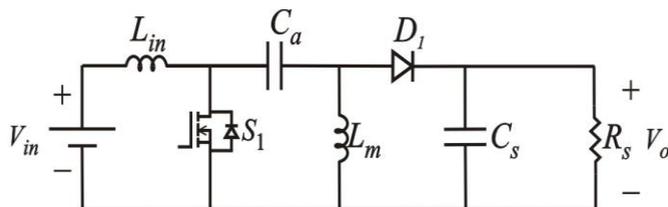
Na Figura 5-4, mostram-se as curvas  $I_xV$  e  $P_xV$  do painel fotovoltaico simulado e inserido no emulador utilizado.



**Figura 5-4:** Curva do pannel fotovoltaico inserida no emulador.

### 5.2.5 O conversor SEPIC

A interligação entre a porta 3 e o pannel fotovoltaico é feita por um conversor CC-CC SEPIC (*Single-Ended Primary Inductance Converter*), que tem seu circuito elétrico equivalente mostrado na Figura 5-5.



**Figura 5-5:** Circuito elétrico equivalente do conversor SEPIC.

A priori qualquer outro conversor poderia fazer essa função, porém o SEPIC foi escolhido para este projeto por apresentar algumas características, tais como:

- Tensão de saída com a polaridade não invertida;
- Possibilidade de isolamento entre a saída e entrada através de um transformador;
- Diodo na saída que não permite fluxo contrário de potência;
- Possibilidade de utilizar os indutores acoplados para reduzir *ripples* na corrente de entrada;
- Quando utilizado como MPPT de painéis fotovoltaicos pode varrer toda a curva I-V de geração do painel;
- Pode operar como um transformador CC-CC elevador-abaixador;
- Tem saída em tensão, o que é compatível com a entrada da porta 3.

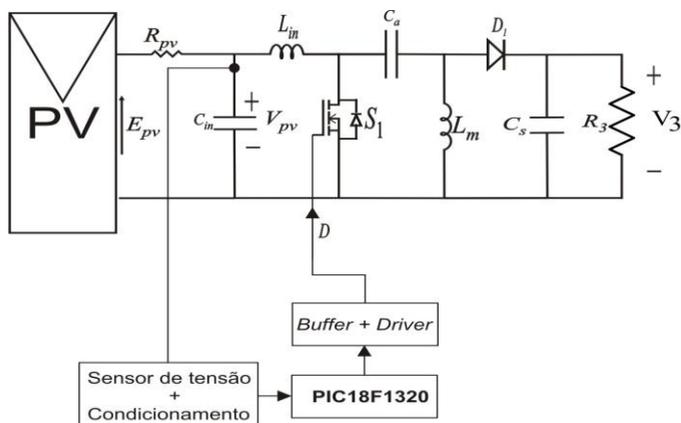
Na Tabela 6 são apresentados os principais parâmetros do conversor SEPIC, utilizado no projeto [52].

Tabela 6: Dados do conversor SEPIC

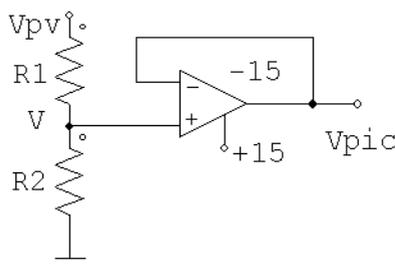
| <b>Dados do conversor SEPIC</b> |            |
|---------------------------------|------------|
| Potência nominal                | 1 kW       |
| $C_s$                           | 2 uF       |
| $C_a$                           | 47 uF      |
| $L_m=L_{in}$                    | 1,8 mH     |
| $f_s$ - frequência de operação  | 50 kHz     |
| $S_I$ -MOSFET de potência       | SPW24N60C3 |
| $D_I$ -diodo de potência        | RURG30120  |

O conversor SEPIC é acionado, separadamente do restante do sistema, por um microcontrolador PIC 18F1320 (ver Figura 5-6). Este aciona a chave  $S_1$  por intermédio de um circuito de buffer e acionamento, que possui como elemento principal o driver da Semikron 10Op.

Para adequar o nível de tensão do painel fotovoltaico com o nível de tensão tolerado na porta de entrada do microcontrolador (PIC), foi utilizado um divisor resistivo e um amplificador operacional, configurado como buffer. O circuito é mostrado na Figura 5-7 e seu equacionamento em (5.5).



**Figura 5-6: Circuito de comando e controle do SEPIC.**



**Figura 5-7: Circuito de condicionamento de tensão do painel fotovoltaico.**

$$k_{\text{vpic}} = \frac{V}{V_{\text{pv}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.5)$$

onde  $k_{\text{vpic}}$  é o ganho de tensão entre o módulo e a tensão de entrada do A/D do PIC. Sabendo-se que a tensão de circuito aberto de cada mó-

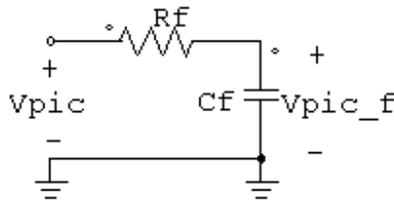
dulo é de  $V_{pv} = 32,9 V$ , e considerando a máxima tensão de entrada do A/D de 4,9 V, os resistores são calculados:

Define-se  $R_2 = 100 k\Omega$

$$k_{vpic} = \frac{4,9}{3 \cdot 32,9} = 0,0496 \quad (5.6)$$

$$R_1 = R_2 \left( \frac{1 - k_{vpic}}{k_{vpic}} \right) = 1,9161 M\Omega \quad (5.7)$$

No circuito de condicionamento também consta um filtro passa-baixa, que tem a função de suprimir as harmônicas de alta frequência provocada pelo chaveamento. Considerando que a leitura e atualização da razão cíclica serão feitas com uma frequência de  $f_{atualização} = 10 Hz$ , o filtro projetado terá frequência de corte bem maior, estipulada em  $f_c = 200 Hz$ . A Figura 5-8 mostra o filtro, e a Equação (5.8) mostra o cálculo do capacitor de filtro.



**Figura 5-8: Filtro passa-baixa do circuito de condicionamento da tensão do painel fotovoltaico.**

$$C_f = \frac{1}{2\pi R_f \cdot f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 100k \cdot 200} = 7,95 nF \quad (5.8)$$

O capacitor de valor mais próximo disponível no laboratório era de  $C_f = 6,8 \text{ nF}$ ; deste modo a frequência de corte ficou definida em  $f_c = 234 \text{ Hz}$ .

### 5.2.6 Circuito de potência do TAB

O circuito de potência das portas do TAB é formado por semicondutores do tipo IGBT. Particularmente, foi utilizada a chave IRG50B60PD da International Rectifier. A opção por esse IGBT deu-se pelos seguintes motivos:

- Baixas perdas de condução e de comutação;
- Diodos rápidos;
- Possibilidade de operar em frequências de até 150kHz;
- Facilidade de encontrar no mercado nacional;
- Tensão nominal de 600 V;
- Corrente eficaz de 33 A.

#### 5.2.6.1 Dimensionamento do transformador

O transformador do TAB foi projetado para suportar 1 kW nos enrolamentos 2 e 3 (cada um) e 2 kW para o enrolamento 1. As tensões nominais dos enrolamentos 1, 2 e 3 foram  $V_1 = 400 \text{ V}$ ,  $V_2 = 200 \text{ V}$  e  $V_3 = 150 \text{ V}$  respectivamente. O núcleo escolhido é de ferrite, material IP12R e o fabricante Thorton. A densidade de fluxo adotada foi  $\Delta B = 0,12 \text{ T}$ . As correntes eficazes nos enrolamentos são calculadas como se mostra em (5.9).

$$\begin{cases} i_{1(\text{rms})} = \frac{P}{V_1} = \frac{2 \text{ kW}}{400 \text{ V}} = 5,0 \text{ A} \\ i_{2(\text{rms})} = \frac{P}{V_2} = \frac{1 \text{ kW}}{200 \text{ V}} = 5 \text{ A} \\ i_{3(\text{rms})} = \frac{P}{V_3} = \frac{1 \text{ kW}}{150 \text{ V}} = 6,66 \text{ A} \end{cases} \quad (5.9)$$

A potência total do transformador é determinada conforme (5.10).

$$S_T = V_1 \cdot i_{1(\text{rms})} + V_2 \cdot i_{2(\text{rms})} + V_3 \cdot i_{3(\text{rms})} = 4 \text{ VA} \quad (5.10)$$

Para a determinação do produto das áreas, adotou-se como critérios de projeto para densidade de corrente nos enrolamentos ( $J_i$ ) e fator de utilização da janela do núcleo ( $k_u$ ), os valores dados em (5.11).

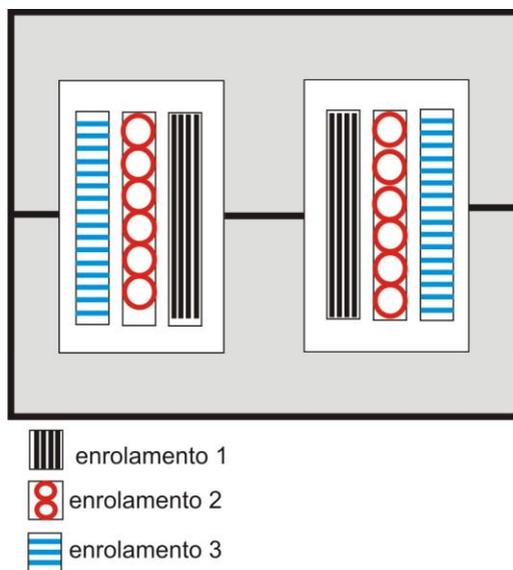
$$\begin{cases} J_i = 400 \text{ A/cm}^2 \\ k_u = 0,4 \end{cases} \quad (5.11)$$

Assim, o produto das áreas foi calculado como mostrado em (5.12) e (5.13).

$$A_e \cdot A_w = \frac{S_T}{f_s \cdot J_i \cdot \Delta B \cdot k_u \cdot k_v} \quad (5.12)$$

$$A_e \cdot A_w = \frac{2,99 \text{ kW}}{50\text{k} \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot 0,2 \cdot 0,4 \cdot 4} = 1,04164 \cdot 10^{-7} \text{ m}^4 \quad (5.13)$$

Com base no produto das áreas, o núcleo escolhido foi o **EE 65/26**. Os enrolamentos foram dispostos coaxialmente em torno da perna central do núcleo, como se mostra na Figura 5-9. O enrolamento 1, por ser o de maior tensão, foi escolhido como sendo o enrolamento principal para impor o fluxo magnético. Os demais enrolamentos foram dispostos sobre o mesmo na ordem decrescente de suas tensões nominais.



**Figura 5-9: Ilustração do transformador construído.**

Os números de espiras de cada enrolamento foram calculados como se mostra em (5.14).

$$\left\{ \begin{array}{l} n_{\text{esp1}} = \frac{V_1}{4 \cdot \Delta B \cdot A_e \cdot f_s} \approx 32 \\ n_{\text{esp2}} = \frac{V_2}{V_1} \cdot n_{\text{esp1}} = 16 \\ n_{\text{esp3}} = \frac{V_3}{V_1} \cdot n_{\text{esp1}} = 12 \end{array} \right. \quad (5.14)$$

Adotando-se 7,5 como o coeficiente de profundidade de penetração da corrente elétrica devido ao efeito *skin*, o condutor escolhido foi o fio 22 AWG. Dessa forma, o número de condutores em paralelo para cada enrolamento foi calculado como se observa em (5.15), na qual  $A_{\text{co\_nu}} = 3,243 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$  é a área do cobre nu para este condutor.

$$\left\{ \begin{array}{l} n_{\text{cond1}} = \frac{i_{1(\text{rms})}}{J_i \cdot A_{\text{co\_nu}}} \approx 4 \\ n_{\text{esp2}} = \frac{i_{2(\text{rms})}}{J_i \cdot A_{\text{co\_nu}}} \approx 4 \\ n_{\text{esp3}} = \frac{i_{3(\text{rms})}}{J_i \cdot A_{\text{co\_nu}}} \approx 6 \end{array} \right. \quad (5.15)$$

Depois de construído o transformador, fez-se o levantamento das indutâncias de dispersão dele, referido ao primário, segundo [53], resultando nos dados mostrados em (5.16).

$$\left\{ \begin{array}{l} l_1 = 5,85 \mu\text{H} \\ l'_2 = 1,45 \mu\text{H} \\ l'_3 = 9,15 \mu\text{H} \end{array} \right. \quad (5.16)$$

Refletindo cada indutância para o lado de seu enrolamento, de forma a obter-se o modelo T equivalente (Figura 3-6), chega-se a (5.17)

$$\left\{ \begin{array}{l} l_1 = 5,85 \mu\text{H} \\ l_2 = \left( \frac{n_{\text{esp2}}}{n_{\text{esp1}}} \right)^2 \cdot l'_2 = 0,3625 \mu\text{H} \\ l_3 = \left( \frac{n_{\text{esp3}}}{n_{\text{esp1}}} \right)^2 \cdot l'_3 = 1,2867 \mu\text{H} \end{array} \right. \quad (5.17)$$

### 5.2.6.2 Dimensionamento das indutâncias série

A partir da representação do conversor TAB como uma pequena rede de energia (Figura 3-14) e considerando que a potência máxima transmitida entre duas portas 1-2 e 3-1 deve ser em um ângulo de  $45^\circ$ , determina-se as indutâncias  $L_{12}$  e  $L_{31}$  como se mostra em (5.18).

$$\begin{cases} L_{12} = \frac{V_1 \cdot V_2}{n_2 \cdot \omega \cdot P_{\max}} \cdot \frac{3\pi}{16} = \frac{400 \cdot 200}{0,49 \cdot 2\pi \cdot 50k \cdot 1k} = 300,12 \mu\text{H} \\ L_{31} = \frac{V_3 \cdot V_1}{n_3 \cdot \omega \cdot P_{\max}} \cdot \frac{3\pi}{16} = \frac{150 \cdot 400}{0,3675 \cdot 2\pi \cdot 50k \cdot 1k} = 306,12 \mu\text{H} \end{cases} \quad (5.18)$$

Para que o sistema fique equilibrado, deve-se ter  $L_{12} \approx L_{31} \approx L_{32}$ . Utilizando-se os resultados encontrados em (5.18) e fazendo-se a transformação do circuito equivalente  $\pi$  para o circuito equivalente T (ver Apêndice D, determina-se que as indutâncias necessárias para transmissão das potências referidas para seus respectivos enrolamentos, que são dadas por (5.19).

$$\begin{cases} l_{1T} = 97,955 \mu\text{H} \\ l_{2T} = 25 \mu\text{H} \\ l_{3T} = 14,063 \mu\text{H} \end{cases} \quad (5.19)$$

Assim, subtraindo-se as indutâncias totais das de dispersão de cada enrolamento, chega-se ao valor das indutâncias que devem ser colocadas em série com cada enrolamento do transformador, como se mostra em (5.20).

$$\begin{cases} l_{s1} = l_{1T} - l_1 = 92,10 \mu\text{H} \\ l_{s2} = l_{2T} - l_2 = 24,52 \mu\text{H} \\ l_{s3} = l_{3T} - l_3 = 12,72 \mu\text{H} \end{cases} \quad (5.20)$$

As indutâncias construídas e utilizadas no protótipo são as especificadas em (5.21).

$$\begin{cases} l_{s1} = 91,6 \mu\text{H} \\ l_{s2} = 22 \mu\text{H} \\ l_{s3} = 12 \mu\text{H} \end{cases} \quad (5.21)$$

### 5.2.6.3 Dimensionamento dos capacitores de desacoplamento

Para evitar a saturação do transformador, capacitores de desacoplamento foram inseridos no sistema e calculados pela equação (2.6) conforme visto no Capítulo 2, repetida aqui como (5.22).

$$C_a = \left( \frac{f_r}{f_s} \right)^2 \cdot \frac{1}{4\pi^2 \cdot L} \quad (5.22)$$

Na equação (5.22), é considerada a indutância total do enrolamento, ou seja, a soma da indutância série com a indutância de dispersão. Assim, adotando-se uma frequência relativa  $f_r = 10$ , tem-se que os capacitores de acoplamento dos enrolamentos 1, 2 e 3 são dados por (5.23), (5.24) e (5.25) respectivamente.

$$C_{a1} = \left(\frac{10}{50k}\right)^2 \cdot \frac{1}{4\pi^2 \cdot 97,45u} = 10 \mu\text{F} \quad (5.23)$$

$$C_{a2} = \left(\frac{10}{50k}\right)^2 \cdot \frac{1}{4\pi^2 \cdot 22,362u} = 45,309 \mu\text{F} \quad (5.24)$$

$$C_{a3} = \left(\frac{10}{50k}\right)^2 \cdot \frac{1}{4\pi^2 \cdot 13,287u} = 76,258 \mu\text{F} \quad (5.25)$$

Devido aos valores de corrente eficaz, os capacitores de polipropileno disponíveis no laboratório e utilizados, são dados em (5.26).

$$\begin{cases} C_{a1} = 61 \mu\text{F} \\ C_{a2} = 46 \mu\text{F} \\ C_{a3} = 62 \mu\text{F} \end{cases} \quad (5.26)$$

### 5.3 Monitoramento, comando e controle do TAB

Para controle e monitoramento do TAB, foram utilizados alguns circuitos auxiliares e um DSP (*Digital Signal Processor*), que controla e comanda o sistema. Neste item, são apresentados alguns detalhes do monitoramento das tensões, acionamento e controle do conversor TAB.

#### 5.3.1 O DSP utilizado

O gerenciamento do sistema foi realizado pelo DSP (*Digital Signal Processors*) TMS320F2808. Além de ser caracterizado por alta velocidade de processamento (100MHz), trabalha com baixos níveis de energia (1.8 V no núcleo e 3.3 V entradas/saídas), 18Kx16 de memória RAM, 64Kx16 de memória Flash, o mesmo apresenta periféricos de alto desempenho, capacidade e grande aplicabilidade, dos quais se destacam:

- Três Timers de 32 bits;

- Seis módulos PWM realçados (ePWM1, ePWM2, ePWM3, ePWM4, ePWM5, ePWM6);
- Quatro módulos de captura (eCAP1, eCAP2, eCAP3, eCAP4);
- Dois módulos QEP (Enhanced Quadrature Encoder) (eQEP1, eQEP2);
- Um módulo de conversão ADC (Conversor Analógico/Digital) com 12 bits de resolução;
- Dois módulos de comunicação CAN (eCAN-A, eCAN-B);
- Dois módulos de comunicação SCI (SCI-A, SCI-B);
- Quatro módulos de interface serial SPI (SPI-A, SPI-B, SPI-C, SPID);
- Dois módulos I2C;
- Trinta e cinco entradas digitais com funções compartilhadas.

Na Figura 5-10, mostra-se um diagrama funcional do TMS320F2808.

Os módulos ePWM são configuráveis e independentes (duas saídas PWM por módulo). Cada módulo ePWM pode operar com modulação *phase-shift* diretamente por hardware, não sendo necessária utilização de rotinas de interrupção, fato que economiza tempo para execução de rotinas críticas. A relativa possibilidade de configuração do controle por *phase-shift*, utilizando os módulos ePWM dos 2808, foi decisiva para a escolha desse microprocessador. No anexo A, é feita uma breve apresentação das principais configurações do ePMW.

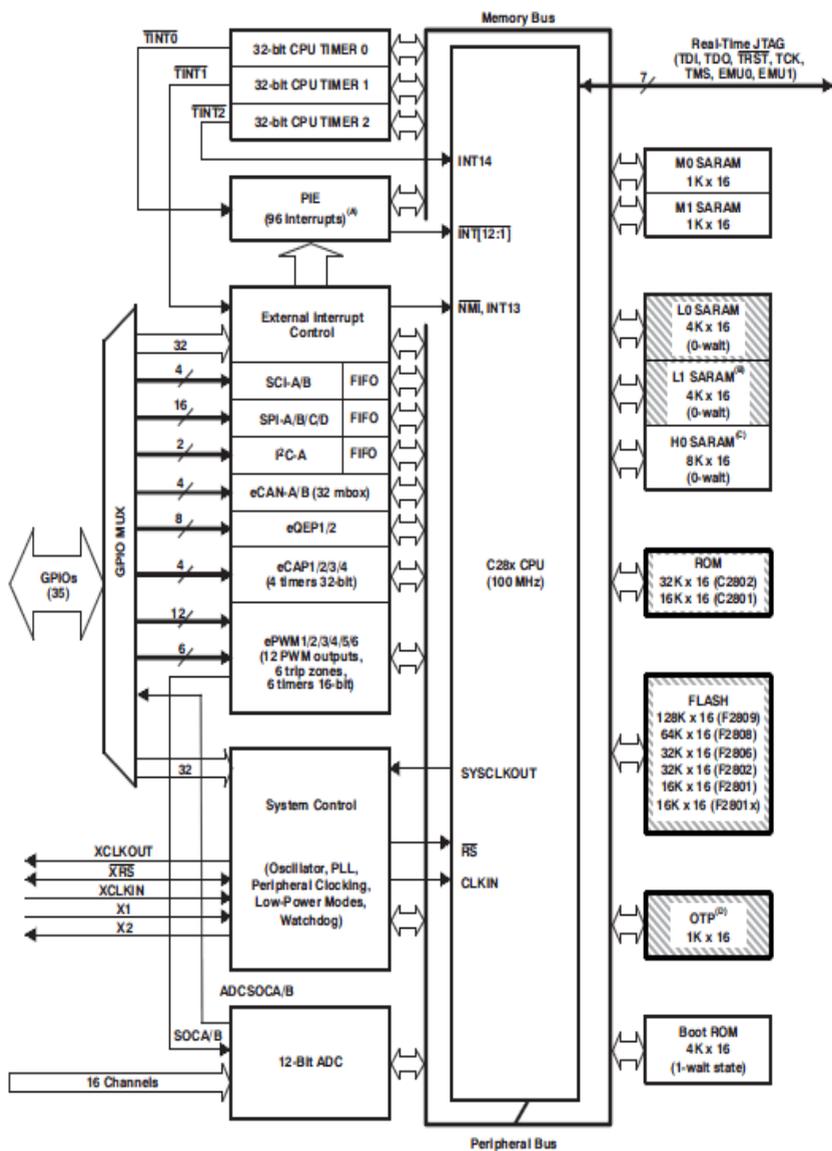
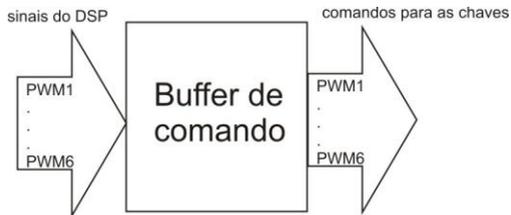


Figura 5-10: Diagrama funcional do TMS320F2808.

### 5.3.2 Sinais de comando das chaves das portas

Como os sinais de comando oriundos do DSP são de pequena potência e não possuem capacidade para acionar os IGBT's (utilizados como chaves das portas), a solução encontrada foi fazer com esses sinais, que vêm do DSP, passem por um circuito de buffer e, após, sejam enviados às chaves. Foram utilizadas 3 placas de buffer, cada uma com capacidade para comandar 6 chaves. Nas Figura 5-11 e na Figura 5-12, mostra-se, respectivamente, o diagrama de blocos e o circuito da placa de condicionamento.



**Figura 5-11: Diagrama de blocos do comando das chaves**

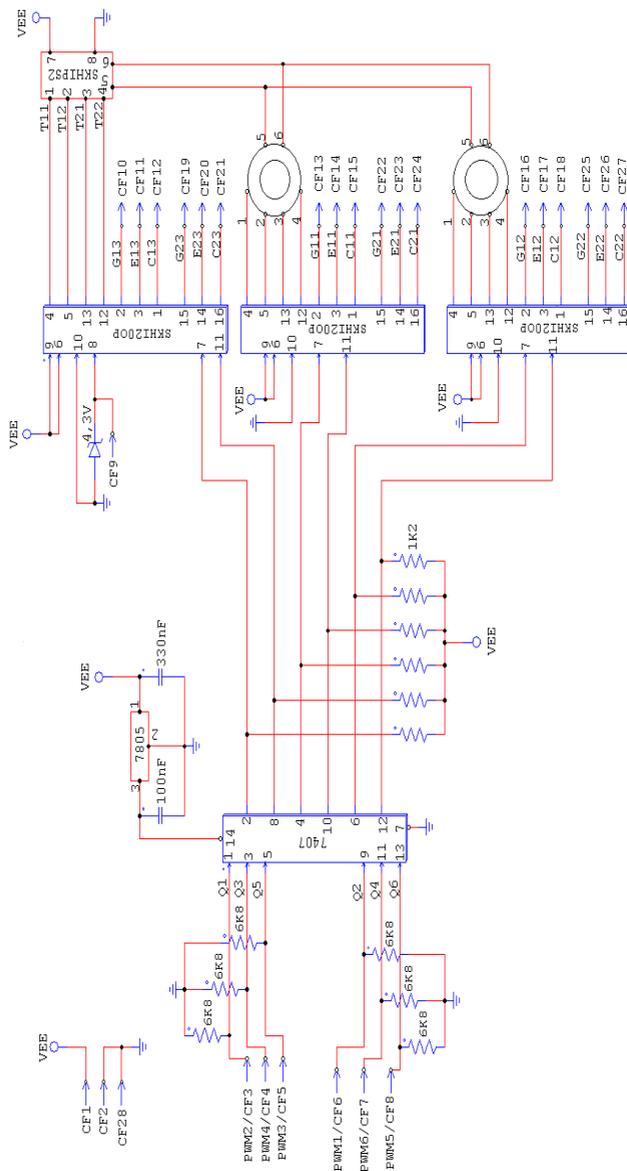
### 5.3.3 Sensoriamento dos sinais de tensão

Para monitoramento das tensões nas portas do TAB, foram utilizados os sensores de tensão de efeito *hall* LV25-NP [54], fabricados pela LEM. As vantagens da sua utilização, com efeito, *hall* são as seguintes:

- Medição sem contato físico direto;
- Os sensores de efeito hall medem tensões CC ou CA.

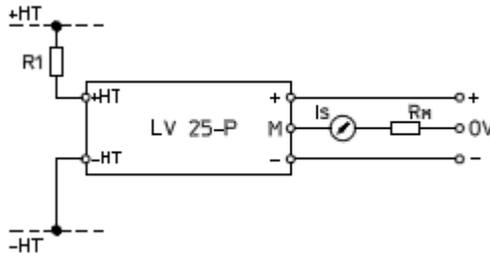
As principais características do LV25-NP são:

- Compensado em malha fechada;
- Tensão nominal de entrada de 500 V;
- Corrente nominal de entrada de 10 mA;
- Excelente acurácia;
- Boa linearidade;
- Alta imunidade à interferência externa
- Alimentação de  $\pm 12$  V ou  $\pm 15$  V.



**Figura 5-12: Circuito de uma placa de buffer dos sinais de comando.**

Na Figura 5-13, mostra-se como o sensor é ligado ao ponto de medição. Para as medições de tensão, uma corrente, proporcional à tensão medida, deve passar por um resistor externo  $R_1$ , que é selecionado pelo usuário e instalado em série com o circuito primário do transdutor.



**Figura 5-13: Conexão do LV25-P com o ponto de medição.**

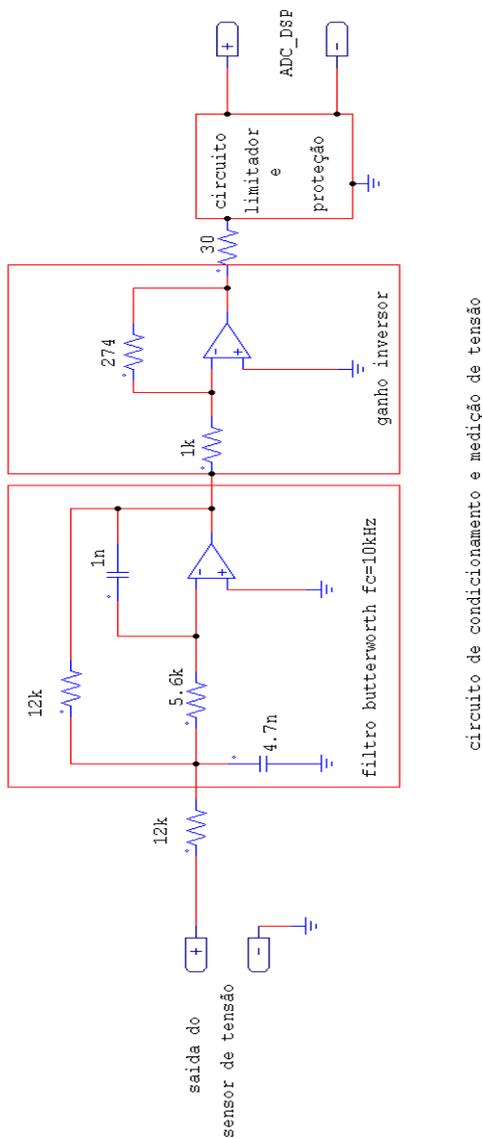
Como a saída do sensor é em corrente, um resistor  $R_M$ , também selecionado pelo usuário, irá provocar uma queda de tensão proporcional à tensão na entrada. O ganho de corrente do sensor é 1:2,5.

### 5.3.4 Condicionamento dos sinais de tensão

Para que os sinais vindos dos sensores de tensão possam ser lidos pelo DSP, um circuito deve antes condicioná-los e filtrá-los. Também, deve-se proteger a entrada do DSP contra tensões acima do limite suportado, que é 3 V.

Para esse fim, foi projetado um circuito de condicionamento apresentado na Figura 5-14. Ainda, foi utilizado um filtro passa-baixa, tipo Butterworth<sup>3</sup>, sintonizado em 10 kHz, para filtrar os ruídos de alta frequência. Um circuito limitador de tensão e de proteção, projetado com o LM317, foi colocado antes da entrada ADC do DSP.

<sup>3</sup> Projetado com auxílio do software FILTERPRO, disponível em <http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/filterpro.html> (2011)



**Figura 5-14: Circuito de filtragem e condicionamento do sinal da tensão.**

### 5.3.5 Determinação do ganho $k_m$ (ganho de realimentação do sinal de tensão)

Para fins de controle, deve-se determinar o ganho do sistema de realimentação, composto por sensor de tensão e placa de condicionamento de sinais. Por esta razão, alimentaram-se gradualmente os sensores de tensão e mediu-se a tensão na saída da placa de condicionamento. Os pontos de medição foram plotados em um gráfico, resultando nas curvas mostradas na Figura 5-15. Para tentar corrigir o erro das curvas, optou-se por tirar o ganho de uma curva média, que resultou em um ganho de realimentação dado por (5.27).

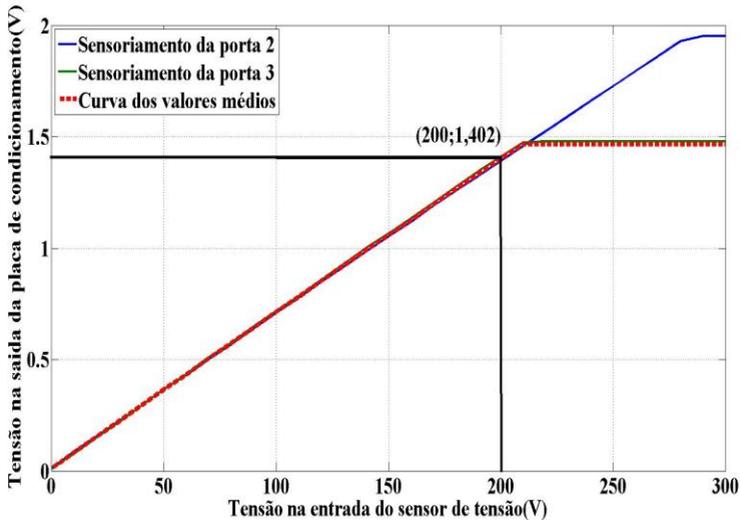


Figura 5-15: Resposta das placas de medição e condicionamento.

$$k_m = \frac{1,402}{200} = 0,007 \quad (5.27)$$

### 5.3.6 Determinação das malhas de controle e dos compensadores para o TAB

Na Figura 5-16, visualiza-se o esquema de controle e acionamento proposto nesse trabalho para o conversor TAB, empregando-se DSP.

Foram utilizados os módulos ePWM do DSP para gerar pulsos PWM de comandos para as chaves das pontes do TAB. O módulo ePWM também foi configurado para defasar o sinal de comando das pontes, conforme a solicitação de ajuste dos ângulos manuais (feito através de trimpots externos) ou automáticos (realizado em malha fechada pelos compensadores). Os sinais PWM gerados têm razão cíclica constante de 50%.

Sensores de tensão foram colocados no lado CC das portas 2 e 3, para realizar o monitoramento e auxílio ao controle das mesmas (conforme se mostra na Figura 5-2). A porta 1, como possui uma tensão fixa e conhecida, dispensa a necessidade de ter sua tensão monitorada e controlada.

Os sinais de tensão passam por uma placa de condicionamento, são filtrados e têm seus níveis compatibilizados à entrada do ADC do DSP. Dentro do DSP, são comparados com uma tensão de referência. O erro passa por um compensador PI, que gera os ângulos de defasagem necessários para manter a tensão perto do valor desejado.

Na Figura 5-17, mostra-se as malhas de controle implementadas no projeto. Com o intuito de desacoplar as malhas, estas possuem velocidades de ação diferente. Logo os compensadores são calculados, considerando apenas os ganhos de sua malha principal. Os dois compensadores utilizados são do tipo PI. Internamente, no DSP, foi configurado um limitador de ângulo para que, no caso de os compensadores se percam no controle, os limites de ângulo estabeleçam a corrente máxima entre as portas do sistema. A frequência de amostragem adotada foi de  $f_a = 25 \text{ kHz}$ .

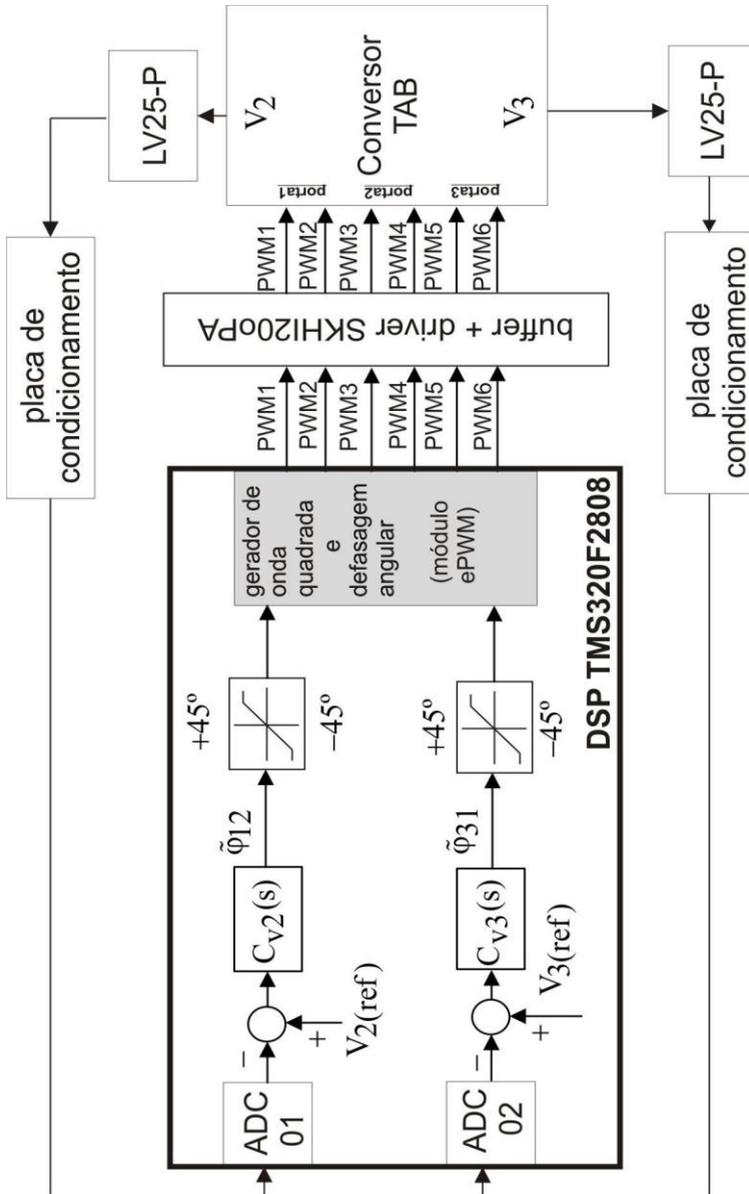
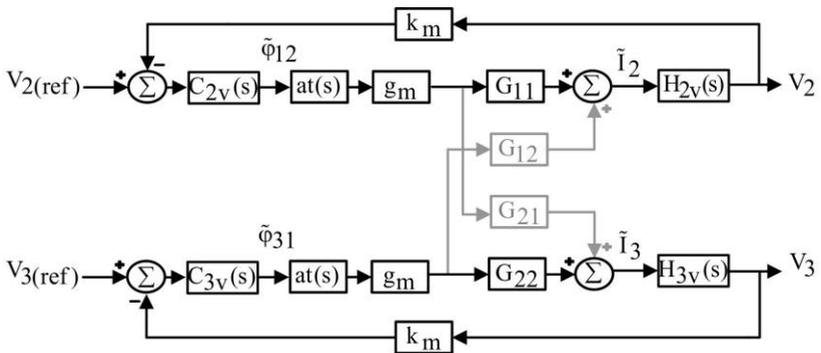


Figura 5-16: Controle e acionamento do conversor TAB.



**Figura 5-17: Malhas de controle implementadas no projeto.**

Da Figura 5-17, tem-se que

$$at(s) = \frac{1 - \frac{3}{4f_a} s}{1 + \frac{3}{4f_a} s}$$

representa o atraso total (de amostragem mais

processamento) inserido pelo circuito ZOH e pelo processamento [55],

$G_{11} = 11,1670$  e  $G_{22} = 14,8844$  são os pontos de operação do conversor calculados utilizando (3.96) e (3.100) respectivamente,

$$g_m = 1000/\pi$$

representa o ganho do modulador phase-shift do DSP.

Os outros ganhos, incluindo a função de transferência das plantas, já foram definidos e calculados nos itens anteriores. Então, a função de transferência de malha aberta das portas 2 e 3 são dadas por (5.28) e (5.29) respectivamente.

$$FATMA2 = at(s) \cdot g_m \cdot G_{11} \cdot k_m \cdot H_{2v}(s) \quad (5.28)$$

$$FATMA3 = at(s) \cdot g_m \cdot G_{22} \cdot k_m \cdot H_{3v}(s) \quad (5.29)$$

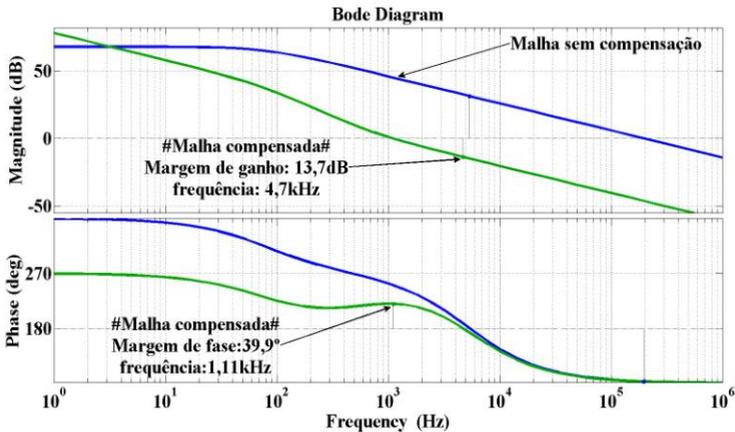
Adotando-se como critério de projeto uma frequência de corte de 800 Hz para malha da porta 2 e 200 Hz para malha da porta 3 e um amortecimento de 0,5 para ambas, chega-se aos compensadores PI's mostrados em (5.30) e (5.31) e nas respostas das malhas compensadas, conforme vistas nas Figura 5-18 e Figura 5-19.

$$C_{2v}(s) = \frac{0,004846 \cdot s + 19,95}{s} \quad (5.30)$$

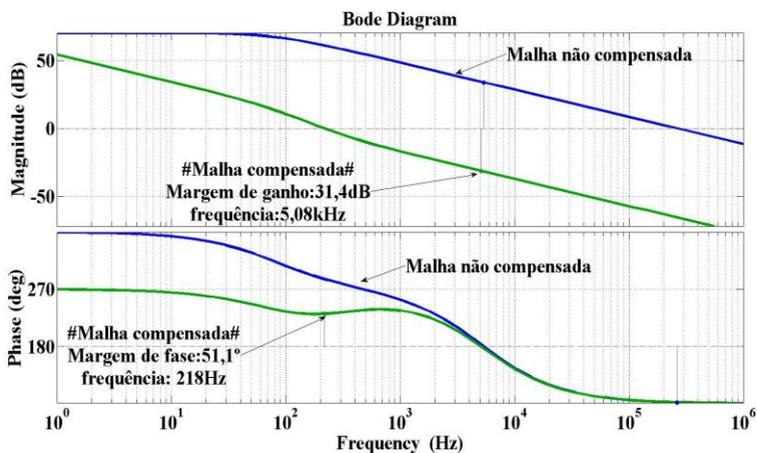
$$C_{3v}(s) = \frac{0,0005142 \cdot s + 0,9791}{s} \quad (5.31)$$

Observa-se que a frequência de corte da malha da porta 2 fica um pouco acima do especificado. Isso é bom, porque desacopla mais ainda as malhas. Verifica-se que ambas ficam com margem de fase suficiente para garantir a estabilidade.

Para simulação e teste experimental, os compensadores foram discretizados utilizando o método Tustin. O dimensionamento dos compensadores foi feito utilizando-se um código de programa desenvolvido em MATLAB, apresentado no Apêndice E.



**Figura 5-18: Resposta em frequência das malhas de tensão da porta 2, com e sem compensação.**



**Figura 5-19: Resposta em frequência das malhas de tensão da porta 3, com e sem compensação.**

Na Tabela 7 é mostrado um resumo dos principais parâmetros do circuito do conversor TAB, que foi montado.

**Tabela 7: Parâmetros do TAB montado**

| Descrição                 | Símbolo                      | Valor        |
|---------------------------|------------------------------|--------------|
| Tensão na porta 1         | $V_1$                        | 400 V        |
| Tensão na porta 2         | $V_2$                        | 200 V        |
| Tensão na porta 3         | $V_3$                        | 150 V        |
| Ângulo de operação máximo | $\varphi_{12}, \varphi_{31}$ | 45°          |
| Transformador             | $N_1 : N_2 : N_3$            | 32:16:<br>12 |

|   |   |   |
|---|---|---|
| Núcleo utilizado  |   | EE 65/26 Thorton  |
| Fio utilizado nos enrolamentos  |   | 22 AWG  |
| Número de condutores paralelo   | $n_{\text{cond1}}; n_{\text{cond2}};$<br>$n_{\text{cond3}}$ | 4:4:<br>6   |
| Indutância magnetizante   | $l_m$   | 4,79 mH   |
| Indutâncias de dispersão referidas ao primário                        | $l_1; l_2';$<br>$l_3'$                                      | 5,85 $\mu\text{H}$ ; 1,45 $\mu\text{H}$ ;<br>9,15 $\mu\text{H}$   |
| Indutâncias série adicionadas (referidas ao lado de cada enrolamento) | $l_{s1}; l_{s2};$<br>$l_{s3}$                               | 91,6 $\mu\text{H}$ ; 24,52 $\mu\text{H}$ ;<br>12,72 $\mu\text{H}$ |
| Capacitores de acoplamento  | $C_{a1}; C_{a2};$<br>$C_{a3}$                               | 61 $\mu\text{F}$ ; 46 $\mu\text{F}$ ;<br>62 $\mu\text{F}$         |
| Potência máxima na porta 1  | $P_{\text{max}}^{(1)}$                                      | 2 kW  |
| Potência máxima na porta 2 e 3  | $P_{\text{max}}^{(2,3)}$                                    | 1 kW  |
| Frequência de chaveamento   | $f_s$   | 50 kHz  |

## 5.4 Resultados computacionais e experimentais

Neste item, mostra-se os resultados computacionais e experimentais do sistema montado. Primeiro veem-se os resultados obtidos com o sistema funcionando sem geração fotovoltaica. Após, funcionando com geração auxiliar na porta 3. Os resultados são divididos basicamente em dois momentos, variando-se a potência consumida na porta 3. As tensões nas portas são ajustadas para  $V_1 = 300 \text{ V}$ ,  $V_2 = 150 \text{ V}$  e  $V_3 = 115 \text{ V}$ .

### 5.4.1 Sistema sem injeção de potência na porta 3

a) Resultados para  $P_3 = 253,12 \text{ W}$

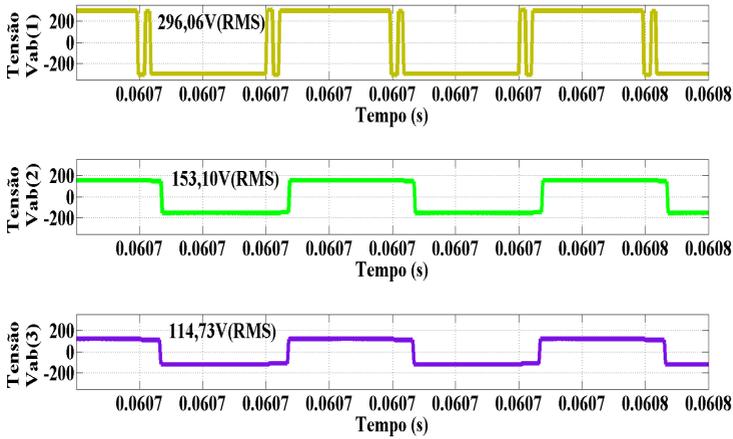
Na Figura 5-20 e Figura 5-21, são apresentados as formas de onda das tensões simuladas e experimentais, respectivamente, nos enrolamentos do transformador. Observa-se que, nas simulações, a tensão na porta 1 apresenta o fenômeno da transição por zero da corrente na indutância, alternando de polaridade no início e no final de cada semiciclo. Contudo, nos testes experimentais, esse fenômeno não foi observado.

Na Figura 5-22 e Figura 5-23, são visualizadas as correntes nos enrolamentos do transformador para a situação simulada e experimental respectivamente. Nota-se que, nas curvas referentes à simulação, as correntes tornam-se nulas durante um pequeno período na passagem por zero, o que justifica a oscilação de tensão na porta 1. Porém, na prática, esse fenômeno não foi observado. Exceto esse detalhe, as curvas das correntes simuladas e experimentais têm forma semelhante e valores eficazes bem próximos.

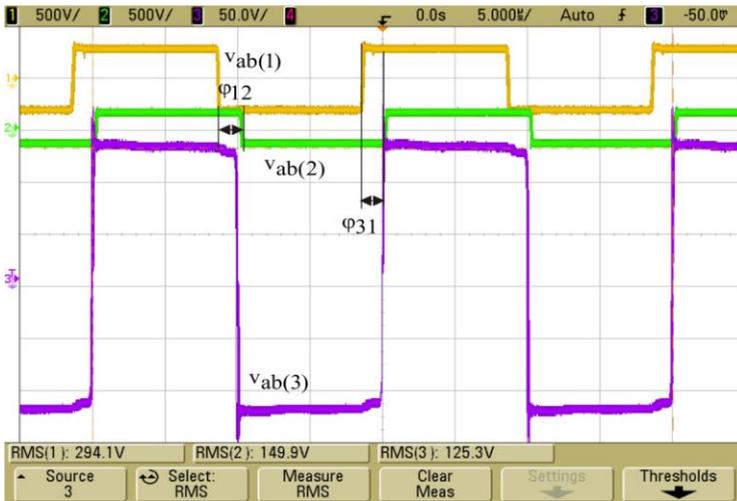
Na Figura 5-24 e Figura 5-25 são observados o comportamento das correntes nas portas 2 e 3, durante o transitório de carga. Para melhor visualização do comportamento das correntes nas portas, optou-se por colocar ambas no mesmo quadrante, no caso todas positivas.

Na situação de transitório, a carga da porta 2 foi variada de 277 W para 450 W e depois novamente para 277 W. Na experimentação, verifica-se uma pequena perturbação na corrente da porta 3, o que não foi visto na simulação.

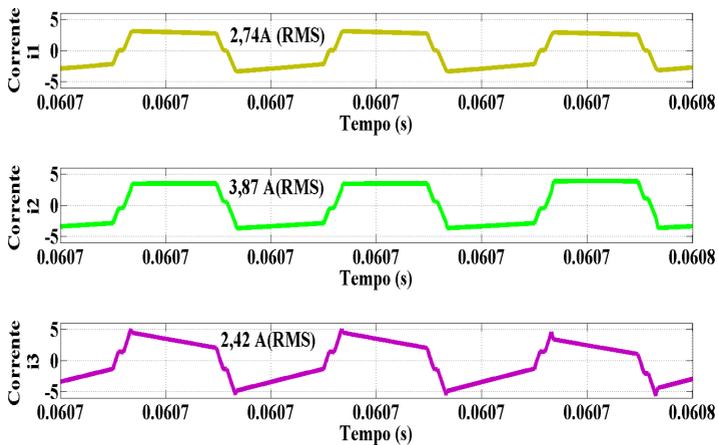
Todavia, como mostrado na Figura 5-27, os controladores rapidamente atuam, restaurando de forma desacoplada as tensões nas portas.



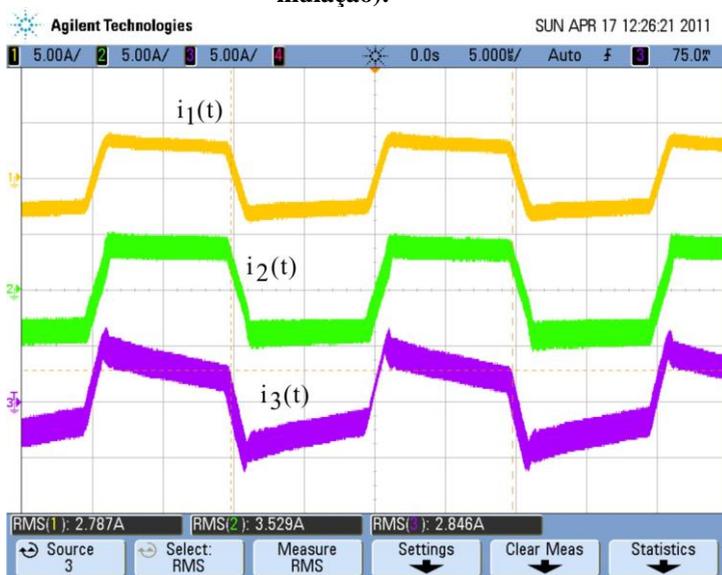
**Figura 5-20: Tensão nos enrolamentos do transformador (simulação).**



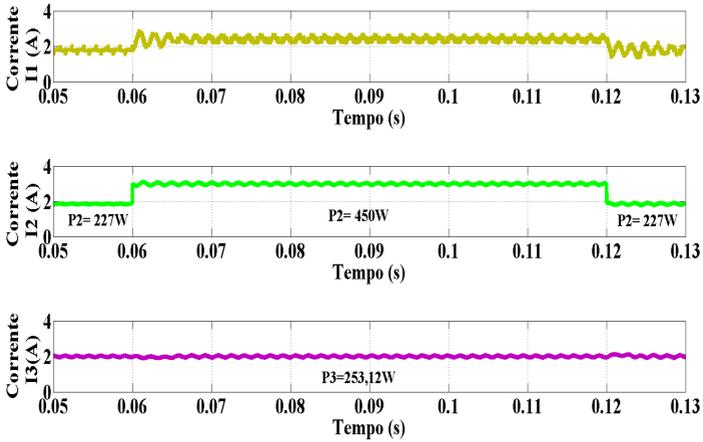
**Figura 5-21: Tensão nos enrolamentos do transformador (experimental):  $V_{ab(1)}$  [ch(1)],  $V_{ab(2)}$  [ch(2)],  $V_{ab(3)}$  [ch(3)].**



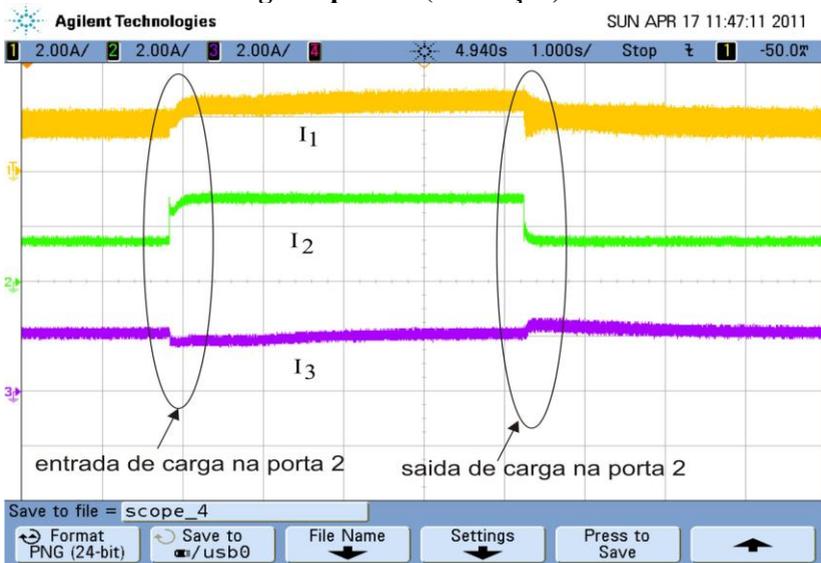
**Figura 5-22: Corrente nos enrolamentos do transformador (simulação).**



**Figura 5-23: Corrente nos enrolamentos do transformador (experimental):  $i_1$  [ch (1)],  $i_2$  [ch (2)],  $i_3$  [ch (3)].**



**Figura 5-24: Corrente nas portas durante transitório de carga na porta 2 (simulação).**



**Figura 5-25: Corrente nas portas durante o transitório de carga na porta 2 (experimental):  $I_1$  [ch (1)],  $I_2$  [ch (2)],  $I_3$  [ch (3)].**

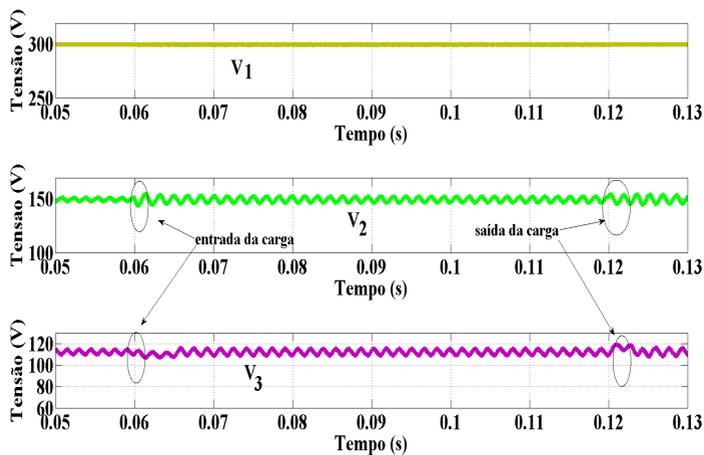


Figura 5-26: Tensão nas portas durante transitório (simulação).

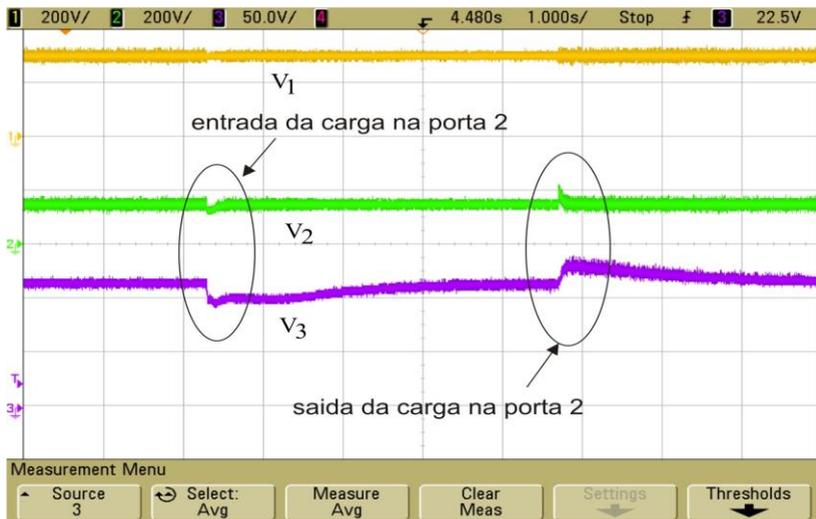
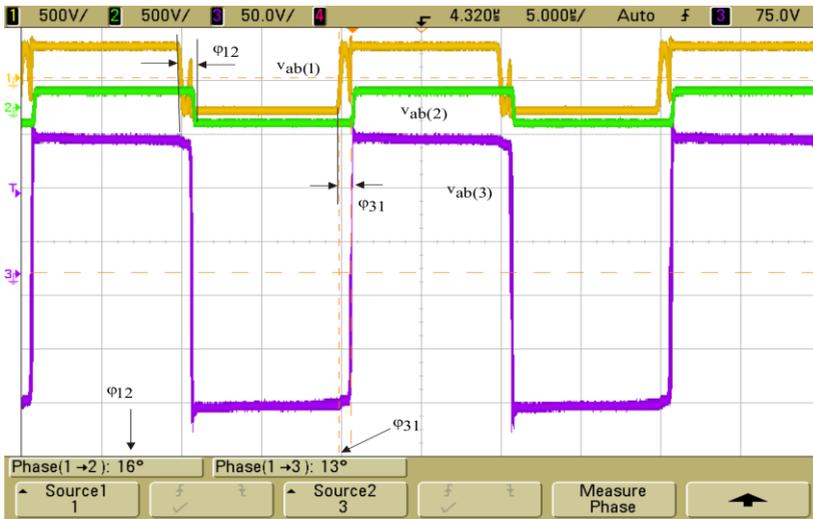


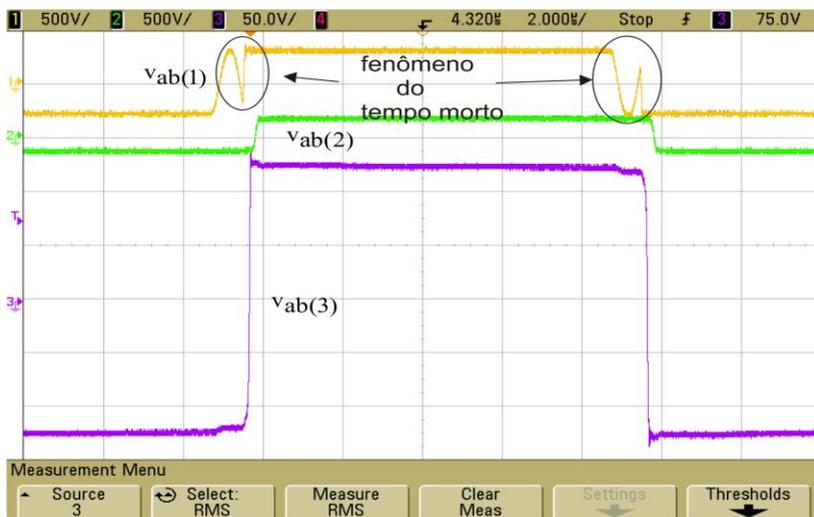
Figura 5-27: Tensão nas portas durante transitório (experimental):  $V_1$  [ch (1)],  $V_2$  [ch (2)],  $V_3$  [ch (3)].

b) Resultados para  $P_3 = 126,56 \text{ W}$

Nesse item, a resistência de carga da porta 3 foi aumentada, diminuindo então a potência drenada. Na Figura 5-28, mostra-se as tensões nos enrolamentos do transformador, destacando-se a defasagem angular. A potência drenada pela porta 2, nesse instante, é de 227 W. Na Figura 5-29, mostra-se o detalhe do fenômeno do tempo morto na tensão do enrolamento principal do transformador.

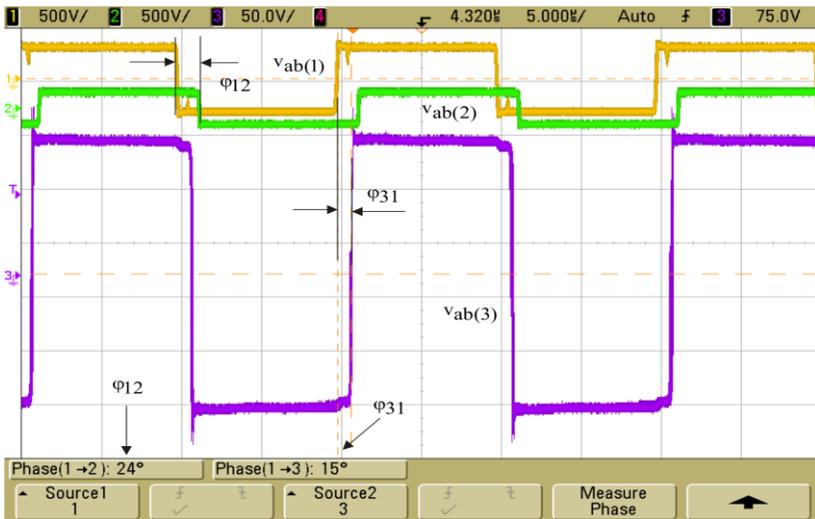


**Figura 5-28: Destaque do defasamento entre as tensões com carga baixa na porta 2(experimental).**



**Figura 5-29: Tensão nos enrolamentos do transformador com carga baixa (277 W) na porta 2, destacando o fenômeno do tempo morto(experimental).**

Após, a potência na porta 2 foi aumentada para 450 W. Na Figura 5-30, mostram-se as formas de onda das tensões nos enrolamentos do transformador. Verifica-se que o fenômeno do tempo morto já não é mais percebido. Com o aumento da carga, os ângulos de defasamento também aumentam. Verifica-se que há um aumento substancial do ângulo  $\varphi_{12}$ , que passa de  $16^\circ$  para  $24^\circ$ , isso porque, com o aumento da potência drenada na porta, é necessário maior fluxo de potência para manter a tensão. O ângulo da porta 3 ( $\varphi_{31}$ ) também tem um leve aumento, que, certamente, é realizado pelo controle para compensar as perdas no sistema e manter a tensão na porta 3, também constante.



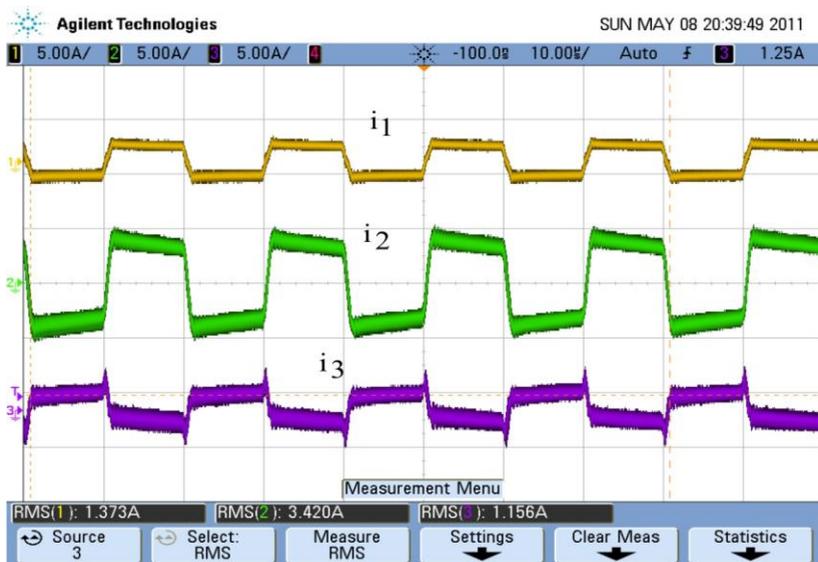
**Figura 5-30: Destaque do defasamento entre as tensões com carga alta (450 W) na porta 2(experimental).**

#### 5.4.2 Sistema com injeção de potência na porta 3

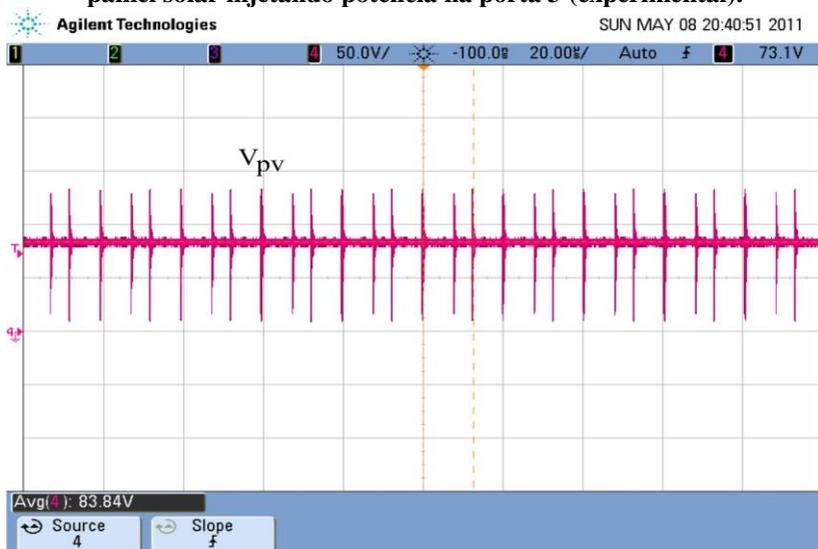
Para verificar a possibilidade de a porta 3 servir como porta geradora, injetou-se uma potência fotovoltaica através do SEPIC. Na situação, o painel fotovoltaico é emulado como estando sob uma radiação de 500 W/m<sup>2</sup> e temperatura de superfície de 25 °C.

Na Figura 5-31, mostra-se o resultado experimental das correntes nos enrolamentos do transformador quando o painel fotovoltaico está injetando potência, por meio do conversor SEPIC. Comparando-se com a Figura 5-23, verifica-se que há uma diminuição nos valores eficazes das correntes  $i_1$  e  $i_3$ , o que caracteriza que a porta 3 começa a funcionar como geradora; a porta 2 mantém sua corrente praticamente constante.

Na Figura 5-32, mostra-se a tensão medida nos terminais do painel fotovoltaico. Verifica-se que ela possui um valor médio de 83,84 V, muito próximo do valor teórico de máxima potência ajustada, que é de 78,39 V (Figura 5-4).

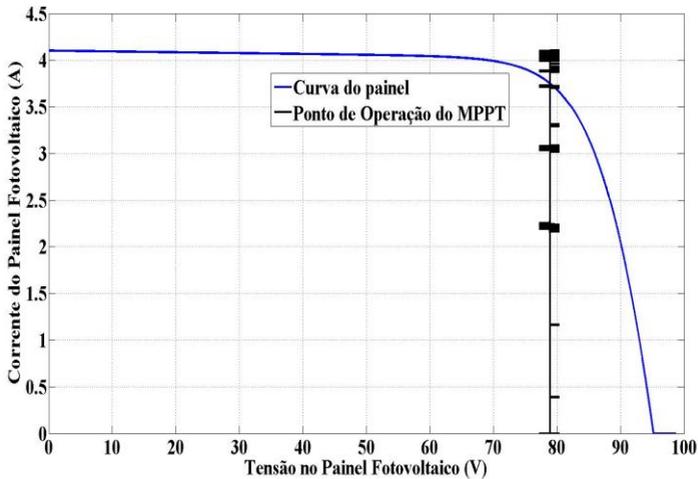


**Figura 5-31: Corrente nos enrolamentos do transformador com painel solar injetando potência na porta 3 (experimental).**



**Figura 5-32: Tensão nos terminais do painel fotovoltaico (experimental).**

Colocando-se os valores<sup>4</sup> medidos da tensão do painel em um código de programa desenvolvido no MATLAB, que reproduz a curva do painel fotovoltaico, obtém-se o ponto de operação do painel, mostrado na Figura 5-33. Nota-se que o painel realmente opera no ponto de máxima potência e que injeta na porta 3 aproximadamente 280 W.

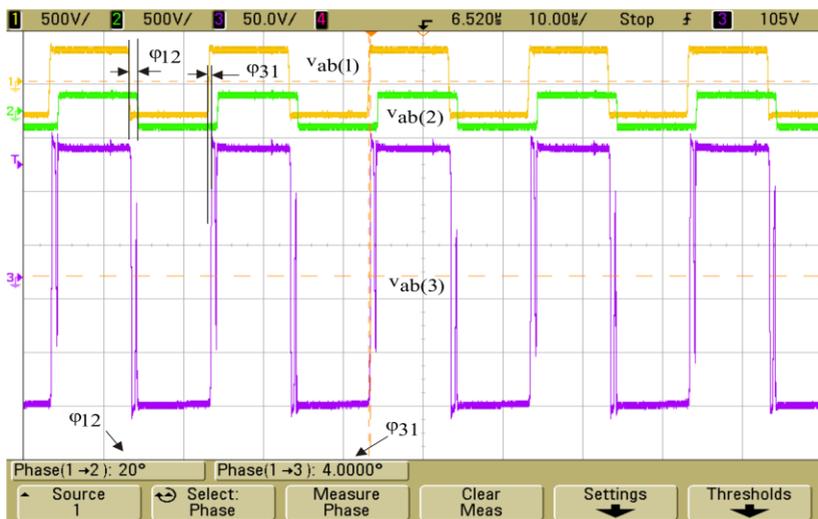


**Figura 5-33: Demonstração do ponto de operação do painel fotovoltaico.**

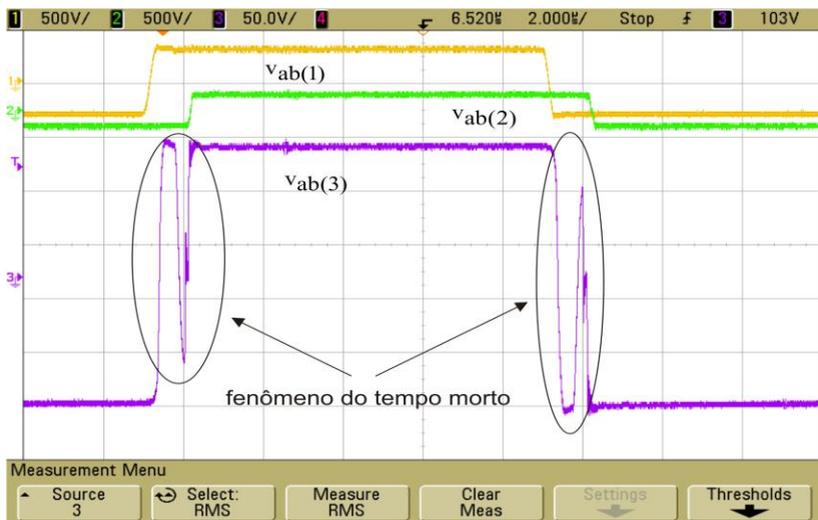
Assim, mostra-se que o conversor SEPIC mantém o painel fotovoltaico operando no ponto de máxima potência e que a porta 3 pode operar como consumidora/geradora de energia.

Na Figura 5-34, mostram-se as tensões nos enrolamentos do transformador para a situação de geração fotovoltaica na porta 3. Destacam-se, nessa figura, os ângulos de defasagem entre as tensões, ressaltando-se que em ambas os ângulos diminuíram.

<sup>4</sup> A reta da tensão de operação do painel foi conseguida aplicando-se um filtro numérico sobre os valores medidos. Nesse filtro é entendido como “ruído” qualquer valor acima ou abaixo de 1.035 vezes o valor médio esperado da tensão.



**Figura 5-34: Tensão nos enrolamentos do transformador com injeção de potência fotovoltaica(experimental).**

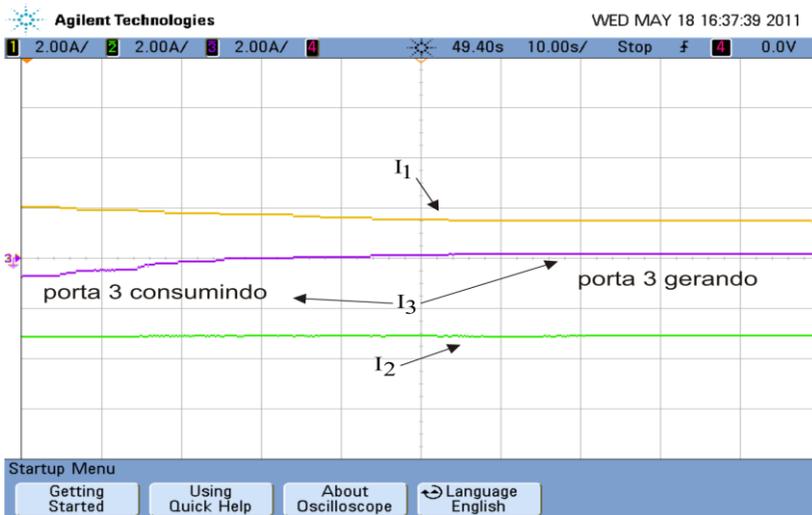


**Figura 5-35: Tensão nos enrolamentos do transformador com injeção de potência fotovoltaica destacando o fenômeno do tempo morto na porta 3(experimental).**

A diminuição angular nas portas é justificada pela necessidade de manter as tensões. O ângulo  $\varphi_{31}$  diminui, pois a porta 3 agora está gerando potência, mas precisa manter sua tensão constante. O ângulo  $\varphi_{12}$  diminui, porque a porta 2 começa a receber potência pelo ramo de interligação direta com a porta 3 (no modelo  $\pi$  do transformador esse ramo é a indutância  $L_{32}$ ). Na Figura 5-35, mostra-se o fenômeno do tempo morto acontecendo no enrolamento terciário ligado à porta 3.

Na Figura 5-36<sup>5</sup>, apresenta-se o comportamento das correntes nas portas durante a injeção de potência do painel fotovoltaico na porta 3.

Para melhor visualização desse comportamento, as pontas de prova de corrente foram invertidas de tal forma que se tem o seguinte padrão: corrente negativa quer dizer consumo de potência e corrente positiva geração de potência.



**Figura 5-36: Transição entre as correntes nas portas no momento da injeção de potência fotovoltaica.**

Observa-se um decréscimo da corrente na porta 1, à medida que a corrente na porta 3 aumenta com derivada positiva, seguindo para o

<sup>5</sup> Devido a ruídos na medição, essas curvas foram adquiridas configurando-se os canais do osciloscópio para a opção high-resolution.

quadrante positivo (quadrante de geração). Vê-se nitidamente duas regiões de operação da porta 3: região consumidora e região geradora. Durante todo o evento, a porta 2 manteve sua corrente constante, consequentemente, sua tensão constante.

Como as tensões nas portas são mantidas constantes, as correntes, mostradas na Figura 5-36, são um retrato da troca de potência entre as portas. Nota-se então uma harmoniosa troca de potência entre as portas e a atuação do controle para manter as tensões constantes no sistema.

Ressalta-se que nesse instante, a potência do painel foi diminuída, ficando aproximadamente em 178 W, praticamente zerando a parcela de corrente da porta 3, suprida pela fonte principal.

## 5.5 Conclusão

Neste Capítulo foi mostrado o sistema desenvolvido neste trabalho, que consta de um conversor TAB interligando uma fonte CC, duas cargas resistivas, e um painel fotovoltaico; que serve como fonte auxiliar, injetando potência em uma das portas do conversor TAB através do conversor SEPIC, que funciona como MPPT.

Foi detalhado, em seguida, todo o desenvolvimento do projeto, incluindo sistema de potência, medição e controle, visando facilitar a total reprodução do trabalho.

Foram feitas ainda as simulações computacionais e os resultados foram confrontados com dados experimentais, adquiridos em bancada.

Mostrou-se que se conseguiu controlar o fluxo de potência da estrutura, mantendo a tensão na carga crítica no valor estabelecido, mesmo após transitórios de carga. Verifica-se que a porta 3 consegue funcionar como porta receptora ou geradora de energia. Quando essa porta é geradora, a geração se faz por um painel fotovoltaico que injeta sua potência por intermédio de um conversor SEPIC.

Mostra-se que o conversor SEPIC força o painel fotovoltaico a operar no ponto de máxima potência, garantido um melhor aproveitamento da energia.

Por fim, observa-se que a estrutura correspondeu às expectativas e que maiores potências podem ser conseguidas.



---

## CAPITULO 6: COMENTÁRIOS FINAIS

---

### 6.1 Conclusões finais

Neste trabalho, inicialmente, fez-se um breve histórico das principais referências sobre conversores multiportas, que utilizam acoplamento por barramento magnético. Mostrou-se uma topologia relativamente moderna sugerida na literatura que utiliza barramento magnético e elétrico para acoplar as fontes, e pode ser subdividida em diversas outras topologias. Foram ressaltadas as vantagens e desvantagens dessa topologia, em relação às que usam somente barramento elétrico.

Após, fez-se um estudo inicial dos conversores com acoplamento magnético, particularmente o DAB e o TAB, que são originados da topologia geral dos conversores multiportas acoplados por barramento magnético. Estes conversores têm despertado o interesse da comunidade acadêmica e industrial, visto a grande quantidade de referências literárias encontradas. Foram ressaltadas algumas vantagens e desvantagens dessas topologias, em relação a outras topologias multiportas. Foram deduzidas as equações matemáticas, que representam as relações entre as principais grandezas, e que favorecem o entendimento inicial e o projeto desses conversores.

Mostrou-se a similaridade topológica entre o conversor DAB e o conversor SLR. Ressaltou-se que os dois tornam-se diferentes somente se caso o conversor DAB esteja utilizando capacitores de acoplamento para evitar a saturação do transformador, a frequência de ressonância entre esse capacitor e a indutância série total do enrolamento do transformador seja muito maior que a unidade.

Verificou-se que os conversores podem ser modelados como uma pequena rede de energia de alta frequência (no caso do TAB quando utilizando o modelo  $\pi$  equivalente do transformador). Ou como uma máquina síncrona (no caso do DAB quando desprezando a indutância magnetizante do transformador). Quando feito isso, podem-se analisar os conversores utilizando a componente senoidal fundamental da frequência de comutação, facilitando assim algumas considerações e análises iniciais e observando-se algumas características.

Abordou-se a modelagem matemática desses conversores para fins de controle, destacando-se a modelagem por valores médios de

corrente nas portas e a modelagem por *gyrator*, em que foi destacado que esses conversores apresentam a característica de serem considerados *gyrators* naturais.

Mostrou-se que a modelagem por *gyrator* simplifica bastante o circuito do conversor. No entanto, o circuito simplificado mantém o mesmo comportamento em regime permanente e transitório do circuito original.

Foram apresentadas também várias técnicas de controle e sugestões de aplicações destes conversores, principalmente para o TAB.

Por último, foi apresentado um protótipo desenvolvido em laboratório, que utiliza o conversor TAB como acoplador de uma fonte CC, uma carga resistiva e um painel fotovoltaico, interligado ao sistema por um conversor SEPIC, que atua como seguidor de máxima potência.

Os resultados computacionais e experimentais foram comparados, validando-se as análises feitas.

## 6.2 Sugestões de trabalhos futuros

Como sugestões de futuros trabalhos abordando o tema exposto, propõem-se:

-Estudo do conversor TAB com injeção de energia eólica em uma das portas;

-Estudo do conversor TAB com entradas em fonte de corrente;

-Aplicação do conversor TAB como redistribuidor de potência em microgrids;

-Estudo com conversor TAB trifásico com entrada em tensão;

-Estudo do conversor TAB trifásico com entrada em corrente;

-Estudo do conversor TAB com portas alimentadas em tensão e em corrente;

-Estudo do conversor MAB (Multiple Active bridge),

- Estudo das topologias DAB e TAB CA-CC-CA direta,
- Estudo de técnicas de modulação para acionamento e diminuição de reativos nas topologias DAB e TAB,
- Estudo detalhado para construção de transformadores como barramento magnético: material, geometria, bobinamento, condutores, etc.



## **APÊNDICE A: O GYRATOR**

A introdução do conceito de *gyrator* na literatura foi elaborado por Tellegen [56], na década de 40. Segundo o autor, existem basicamente 5 (cinco) tipos de elementos lineares utilizados em circuitos elétricos: a resistência, a capacitância, a indutância (ambos os elementos de 1 (uma) porta), o transformador e o (quinto elemento) *gyrator* (estes dois últimos elementos de duas portas).

Dentre esses, o que merece destaque é o transformador, que apresenta as seguintes propriedades [42]:

- A relação entre as tensões e correntes em seus terminais é caracterizada por um sistema de equações de primeira ordem;
- As Equações contêm coeficientes constantes;
- Não pode fornecer, consumir e nem armazenar energia;
- Respeita as relações de reciprocidade.

Sem adentrar em teorias de circuitos elétricos que definem relações de reciprocidade, quadripolos etc., lembra-se que em um sistema de duas portas, as Equações de corrente são expressas por suas admitâncias de curto-circuito, conforme se mostra em (A.1)

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} \cdot V_1 + Y_{12} \cdot V_2 \\ I_2 = Y_{21} \cdot V_1 + Y_{22} \cdot V_2 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

O teorema de reciprocidade define (A.2) e a anti-reciprocidade é definida por (A.3).

$$Y_{12} = Y_{21} \quad (\text{A.2})$$

$$Y_{12} = -Y_{21} \quad (\text{A.3})$$

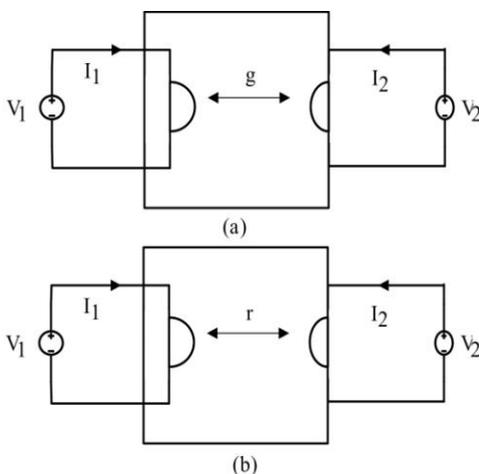
O *gyrator*, elemento que pode ser visto como uma variação do transformador [42], é uma rede realizável de duas portas, anti-recíproca, que acopla a porta de entrada à de saída, por meio de um coeficiente, conhecido como “coeficiente girostático [41]”.

Assim como um transformador ideal, o *gyrator* não tem perdas nem acumula energia, fazendo parte de uma grande variedade de circuitos de processamento de energia, denominados aqui de POPI (*Power Output equals Power Input*) [57]. Ele também pode refletir para outra porta qualquer o elemento conectado em uma de suas portas, porém, ao contrário do transformador que reflete o elemento alterando apenas o seu valor, mas mantendo sua “natureza”, o *gyrator* guarda uma particu-

laridade: consegue converter (“girar”) um elemento, quando refletido de uma porta a outra em seu dual. Por exemplo: se em uma das portas do *gyrator* estiver conectado uma fonte de tensão, quando refletida para outra porta, ela aparecerá como fonte de corrente e vice-versa. Logo, as conversões tensão-corrente, corrente-tensão, indutância-capacitância, capacitância-indutância, resistência-condutância e condutância-resistência podem facilmente ser feitas utilizando-se o *gyrator* [43, 57, 58].

O *gyrator* pode ser construído por circuitos analógicos ou circuitos chaveados. Envidencia-se, por oportuno, que os circuitos analógicos, utilizando transistores ou amplificadores operacionais, podem ser utilizados para construção de *gyrators*, porém não são eficientes [43].

A simbologia do *gyrator* utilizada em circuitos é mostrada na Figura A-10, destaca, neste contexto, os dois tipos básicos de *gyrators*: *gyrator* condutância ( $g$ ) com dimensão  $1/\Omega$ , e *gyrator* resistência ( $r$ ) com dimensão  $\Omega$ .



**Figura A-10: Símbolo de *gyrator* em circuitos: (a) *gyrator* condutância; (b) *gyrator* resistência**

Considerando a propriedade de anti-reciprocidade entre as portas, tem-se para o *gyrator* condutância as relações (A.4) e para o *gyrator* resistência as relações (A.5).

$$\begin{cases} I_1 = \pm g V_2 \\ I_2 = \mp g V_1 \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{cases} V_1 = \pm r \cdot I_2 \\ V_2 = \mp r \cdot I_1 \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

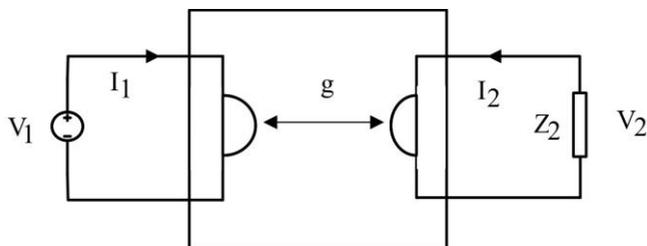
As relações dadas em (A.4) e (A.5) mostram como se comporta a tensão e corrente em um *gyrator*. Ao contrário de um transformador, no qual a corrente de entrada depende da corrente de saída, por exemplo, em um *gyrator*, a corrente de entrada depende da tensão de saída.

Uma apresentação mais elegante de (A.4) e (A.5) é como produto de matrizes, conforme (A.6) e (A.7) respectivamente. Essa forma de apresentação é muitíssimo útil quando analisando um sistema com vários *gyrators*.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm g \\ \mp g & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm r \\ \mp r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Para demonstrar a propriedade de “girar” os elementos das portas, consideremos o *gyrator* condutância alimentando uma impedância  $Z_2$  (conforme Figura A-11). Pode-se, da mesma forma que é feito para um transformador, determinar a impedância refletida para porta 1. Esse procedimento é mostrado nas Equações (A.8), (A.9), (A.10) e (A.11).



**Figura A-11: Gyrator condutância alimentando uma impedância  $Z$**

$$V_2 = Z_2 \cdot I_2 \quad (\text{A.8})$$

Substituindo-se (A.8) na primeira Equação de (A.4), tem-se (A.9).

$$I_1 = g \cdot Z_2 \cdot I_2 \quad (\text{A.9})$$

Substituindo-se a Equação para  $I_2$  de (A.4) em (A.9), chega-se a (A.10).

$$I_1 = g \cdot Z_2 \cdot g \cdot V_1 \quad (\text{A.10})$$

Trabalhando-se (A.10) de forma a determinar a impedância de entrada vista pela fonte  $V_1$ , chega-se a (A.11).

$$\frac{V_1}{I_1} = \boxed{Z_1 = \frac{1}{g^2} \cdot \frac{1}{Z_2} = r^2 \cdot \frac{1}{Z_2}} \quad (\text{A.11})$$

Onde  $r = g^{-1}$  é o *gyrator* resistência.

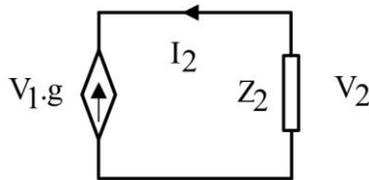
Ao observar a Equação (A.11), pode-se aduzir que: se a impedância  $Z_2$  for uma capacitância ( $C$ ), então  $Z_1$  emulará uma grande indutância em baixa frequência (Equação (A.12)); se  $Z_2$  for uma indutância ( $L$ ) tem-se a emulação de uma grande capacitância em alta frequência (Equação (A.13)); se  $Z_2$  for uma resistência ( $R$ ), tem-se uma grande condutância emulada na entrada (Equação (A.14)).

$$Z_1 = r^2 \cdot \frac{1}{\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}} = r^2 \cdot 2\pi \cdot f \cdot C = r^2 \cdot L_{eq} \quad (\text{A.12})$$

$$Z_1 = r^2 \cdot \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot L} = r^2 \cdot C_{eq} \quad (\text{A.13})$$

$$Z_1 = r^2 \cdot \frac{1}{R} = r^2 \cdot G_{eq} \quad (\text{A.14})$$

Logo, por intermédio das Equações (A.12), (A.13) e (A.14), observa-se que o *gyrator* tem a capacidade de alterar, do ponto de vista da fonte de entrada, a natureza e o valor da impedância de saída. Porém, essa propriedade de mudar (“girar”) a características dos elementos não se atém somente à saída. Por exemplo, ainda referente à Figura A-11, considerando a segunda Equação de (A.4), do ponto de vista da carga vai se ter o circuito mostrado na Figura A-12. Em outras palavras, para a carga, a fonte de tensão da porta 1 é vista como uma fonte de corrente transposta para a porta 2.



**Figura A-12: Circuito do *gyrator* do lado da carga**

Essa propriedade de emular um elemento pelo seu dual facilita muito as análises e simplifica, sejam em simulações ou em projetos, alguns sistemas físicos.

A determinação da potência nas portas do *gyrator* é simples e imediata. Como é uma rede conservativa, a relação (A.15) é válida.

$$P_1 = P_2 = P \quad (6.1)$$

Logo, da Figura A-2, a potência transmitida pelo *gyrator* é determinada por (A.16).

$$P_1 = P_2 = V_1 \cdot I_1 = V_2 \cdot I_2 \quad (A.16)$$

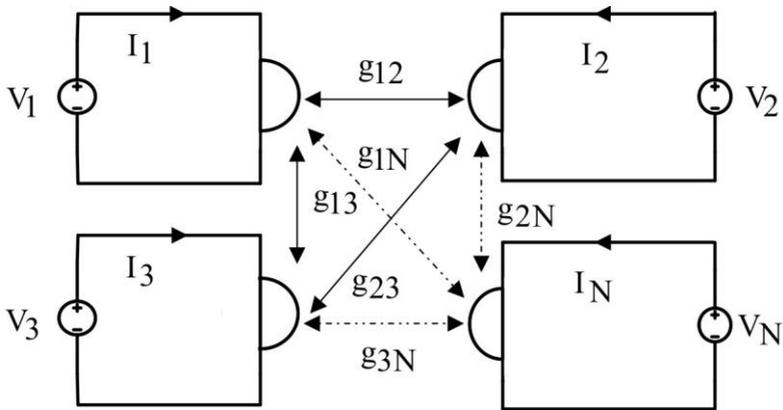
A partir de (A.16) e com as relações dadas por (A.4) e (A.5), a potência transmitida pelo *gyrator* pode ser determinada por qualquer das Equações de (A.17).

$$\left\{ \begin{array}{l} P = g \cdot V_1 \cdot V_2 \\ P = r \cdot I_1 \cdot I_2 \\ P = \frac{I_1 \cdot I_2}{g} \\ P = \frac{V_1 \cdot V_2}{r} \end{array} \right. \quad (A.17)$$

O conjunto de Equações (A.17) descreve a potência instantânea transmitida através do *gyrator*. Se o sistema físico estudado for um conversor chaveado, essas equações descrevem o comportamento da potência média instantânea sobre um período de chaveamento destes conversores [41].

### • Acoplamento entre múltiplos *gyrators*

Um sistema físico pode conter uma rede de N *gyrators* acoplados (conforme Figura A-13).



**Figura A-13: Rede acoplada da N gyrators**

O Equacionamento de uma rede de *gyrators* é somente uma extensão da teoria do *gyrator*. Veja-se, por exemplo, que para a rede de N *gyrators*, mostrada na Figura A-13, as seguintes considerações são válidas: o *gyrator* é um elemento conservativo; em uma rede multiporta de *gyrators* há interação par a par entre eles; a potência em uma porta não depende das grandezas próprias dessa porta e sim da interação entre essa porta e as outras. A partir dessas considerações, pode-se definir a potência nas “N” (enes) portas, como mostrado em (A.18).

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ \vdots \\ P_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & P_{12} & P_{13} & \cdots & P_{1N} \\ P_{21} & 0 & P_{23} & \cdots & P_{2N} \\ P_{31} & P_{32} & 0 & \cdots & P_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ P_{N1} & P_{N2} & P_{N3} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Sendo que a conservação de potência deve ser respeitada, tem-se que

$$P_i = \sum_{j=1}^N P_{ij} \quad (\text{A.19})$$

e por anti-reciprocidade

$$P_{ij} = -P_{ji} \quad (\text{A.20})$$

Substituído a primeira Equação de (A.17) em (A.18), tem-se a determinação da potência nas portas da rede de *gyrators*.

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ \vdots \\ P_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & V_1 \cdot V_2 \cdot g_{12} & V_1 \cdot V_3 \cdot g_{13} & \cdots & V_1 \cdot V_N \cdot g_{1N} \\ -V_1 \cdot V_2 \cdot g_{12} & 0 & V_2 \cdot V_3 \cdot g_{23} & \cdots & V_2 \cdot V_N \cdot g_{2N} \\ -V_1 \cdot V_3 \cdot g_{13} & -V_2 \cdot V_3 \cdot g_{23} & 0 & \cdots & V_3 \cdot V_N \cdot g_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -V_1 \cdot V_N \cdot g_{1N} & -V_2 \cdot V_N \cdot g_{2N} & -V_3 \cdot V_N \cdot g_{3N} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

Definindo-se a tensão como uma matriz diagonal para estudo dos efeitos das correntes em cada porta, tem-se (A.22)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & V_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & V_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & V_N \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Usando a definição de potência dada por (A.23)

$$[P] = [V] \cdot [I] \quad (\text{A.23})$$

As correntes nas portas podem ser encontradas por (A.24)

$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{V}]^{-1} \cdot [\mathbf{P}] \quad (\text{A.24})$$

Substituindo a inversa da matriz de tensão (dada por (A.25)) em (A.24) e efetuando-se o produto entre as matrizes, encontra-se (A.26), que define a formação das correntes nas portas da rede de *gyrators*.

$$[\mathbf{V}]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{V_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{V_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{V_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{V_N} \end{bmatrix} \quad (\text{A.25})$$

$$[\mathbf{I}] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & V_2 \cdot g_{12} & V_3 \cdot g_{13} & \cdots & V_N \cdot g_{1N} \\ -V_2 \cdot g_{12} & 0 & V_3 \cdot g_{23} & \cdots & V_N \cdot g_{2N} \\ -V_1 \cdot g_{13} & -V_2 \cdot g_{23} & 0 & \cdots & V_N \cdot g_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -V_N \cdot g_{1N} & -V_N \cdot g_{2N} & -V_N \cdot g_{3N} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.26})$$

Se fosse utilizado como operador o *gyrator* resistência, (A.26) seria escrita como se mostra em (A.27).

$$[\mathbf{I}] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{V_2}{r_{12}} & \frac{V_3}{r_{13}} & \dots & \frac{V_N}{r_{1N}} \\ -\frac{V_2}{r_{12}} & 0 & \frac{V_3}{r_{23}} & \dots & \frac{V_N}{r_{2N}} \\ -\frac{V_1}{r_{13}} & -\frac{V_2}{r_{23}} & 0 & \dots & \frac{V_N}{r_{3N}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{V_N}{r_{1N}} & -\frac{V_N}{r_{2N}} & -\frac{V_N}{r_{3N}} & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.27})$$

De (A.26) ou (A.27), verifica-se que a componente  $I_{ij}$  da corrente na porta  $i$ , descrito por (A.28) ou (A.29) respectivamente, mostra claramente o comportamento de um *gyrator* convencional, validando, assim, a análise para uma rede de  $N$  *gyrators*.

$$I_{ij} = \pm g_{ij} \cdot V_j \quad (\text{A.28})$$

$$I_{ij} = \pm \frac{V_j}{r_{ij}} \quad (\text{A.29})$$

A Equação (A.26) pode ser reescrita como (A.30) onde  $\mathbf{K}$  é dado por (A.31). Percebe-se que (A.30) representa uma rede de *gyrators* com controle de tensão em suas portas. Poderia se retrabalhar as Equações anteriores e obter um sistema que representasse controle de corrente nas portas.

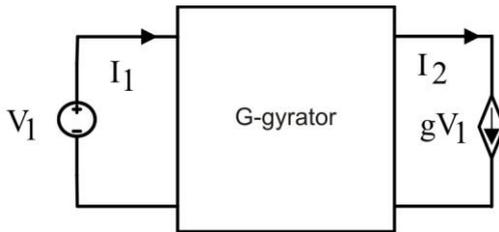
$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{V}] \quad (\text{A.30})$$

$$[\mathbf{K}] = \begin{bmatrix} 0 & g_{12} & g_{13} & \cdots & g_{1N} \\ -g_{12} & 0 & g_{23} & \cdots & g_{2N} \\ -g_{13} & -g_{23} & 0 & \cdots & g_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -g_{1N} & -g_{2N} & -g_{3N} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

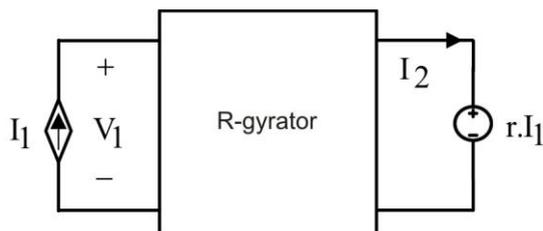
### • Classificação dos *gyrators* de potência

A classificação dos *gyrators* de potência leva em consideração a maneira como a fonte de entrada é transformada na saída [58], vide Figuras A-14 e A-15.

Dessa forma tem-se: (i) tipo G - com corrente de entrada controlada; (ii) tipo G - com corrente de saída controlada; (iii) tipo-R com controle da tensão de entrada; (iv) tipo-R com controle da tensão de saída.



**Figura A-14: Gyrator tipo G**



**Figura A-15: Gyrator tipo R**

O potencial de aplicação dos *gyrators* da categoria (i) está na interligação paralela de conversores de potência. Os *gyrators* da categoria (iii) podem ser utilizados no estágio de um regulador de tensão, cujo ponto em que se deseja regular a tensão recebe injeção de corrente de várias outras fontes de energia. A categoria (ii) pode ser usada para realizar o “casamento” de impedância, possibilitando a máxima transferência de potência entre um gerador e uma fonte CC [58].

Apesar de similar, a teoria de *gyrator* não é restrita somente a redes elétricas ou a conversores eletrônicos. Por ser uma teoria extensa, pode ser usada para diversos sistemas físicos, como, por exemplo, em [59]. Neste, a teoria é utilizada para modelar um carro elétrico híbrido.



**APÊNDICE B: CÓDIGO C PARA SIMULAÇÃO DO MÓDULO  
FOTOVOLTAICO**

**Programa em C para simulação de um painel fotovoltaico na**

**DLL do PSIM**

```

double Ipa,Vpa, Psun, Ta, Rs=0.005, Rp=7.
Ms=3.,Mp=1., Ns=54., Voc, Isc=2, a=3.18e-3,
n=1.2, k=1.38e-23, q=1.6e-19, EG=1.1, Tr, Vt, V, Iph, Irr, Ir, I=0., j;
//Isc=8.21 valor inicial
Vpa=in[0];
Psun=in[1];
Ta=in[2];
Voc=32.9/Ns;
Tr=273+25;
Ta=273+Ta;
Vt=n*k*Ta/q;
V=Vpa/Ns/Ms;
Iph=(Isc+a*(Ta-Tr))*Psun/1000;
Irr=(Isc-Voc/Rp)/(exp(q*Voc/n/k/Tr)-1);
Ir=Irr*pow((Ta/Tr),3)*exp(q*EG/n/k*(1/Tr-1/Ta));
for (j=1;j<6;j++)
I=I-(Iph-I*Irr*(exp((V+I*Rs)/Vt)-1)-(V+I*Rs)/Rp)/(-1-
Irr*exp((V+I*Rs)/Vt)*Rs/Vt-Rs/Rp);
if(I<0) I=0;
Ipa=I*Mp;
out[0]=Ipa;

```

**APÊNDICE C: METODOLOGIA PARA MODULAÇÃO DO  
*PHASE-SHIFT* NA DLL DO PSIM**

## • PHASE-SHIFT PARA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR DAB

Uma variável chamada CONT conta até metade do período de chaveamento do conversor e é sempre reiniciada em contagem crescente ou decrescente, que tem como resultante uma forma de onda triangular.

Outra variável, conhecida COMP1, é carregada com  $\frac{1}{4}$  do valor do período de chaveamento. Toda vez que o valor de CONT é igual ao de COMP1 uma variável flag é setada, forçando, com isso, a mudança de estado da saída de alto para baixo, ou vice-versa, formando a onda de referência. Duas outras variáveis, definidas de COMP2 e COMP3, são carregadas, conforme mostrada em (C.2) e (C.3), respectivamente, e comparadas sempre com CONT.

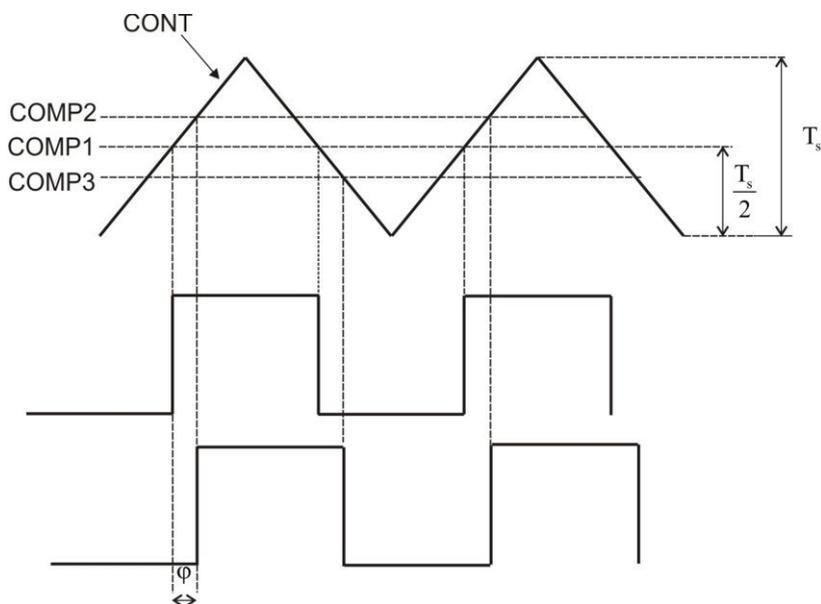
$$\text{COMP1} = \frac{T_s}{4} \quad (\text{C.1})$$

$$\text{COMP2} = \text{COMP1} - N\varphi \quad (\text{C.2})$$

$$\text{COMP2} = \text{COMP1} + N\varphi \quad (\text{C.3})$$

Onde  $N\varphi$  é o valor do ângulo gerado pelo compensador

A Figura C-1 retrata a metodologia utilizada na simulação. Em seguida se mostra o pequeno código em DLL, utilizado simulação do controle e geração do *phase-shift* do sistema.



**Figura C-1: Estratégia de modulação usada na DLL simulador phase-shift para o conversor DAB**

### • PHASE-SHIFT PARA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR TAB

#### Descrição:

Para geração do *phase-shift* ao conversor TAB, a metodologia foi bem similar, exceto quando se precisou de mais duas variáveis, denominadas COMP4 e COMP5 para carregamento do ângulo da porta 3. Por isso, agora se tem:

$$\text{COMP1} = \frac{T_s}{4} \quad (\text{C.4})$$

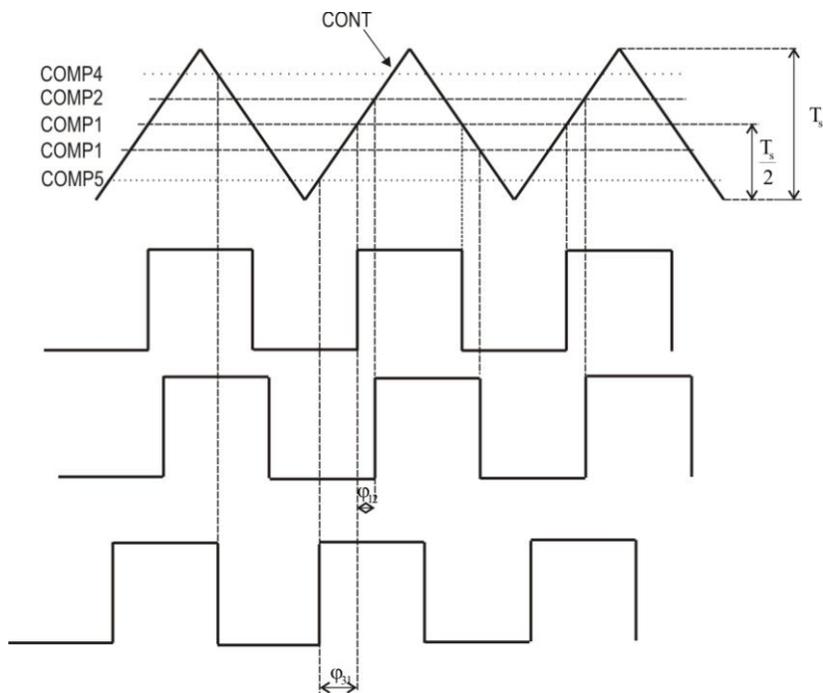
$$\text{COMP2} = \text{COMP1} - N\phi_{12} \quad (\text{C.5})$$

$$\text{COMP3} = \text{COMP1} + N\varphi_{12} \quad (\text{C.6})$$

$$\text{COMP4} = \text{COMP1} - N\varphi_{31} \quad (\text{C.7})$$

$$\text{COMP5} = \text{COMP1} + N\varphi_{31} \quad (\text{C.8})$$

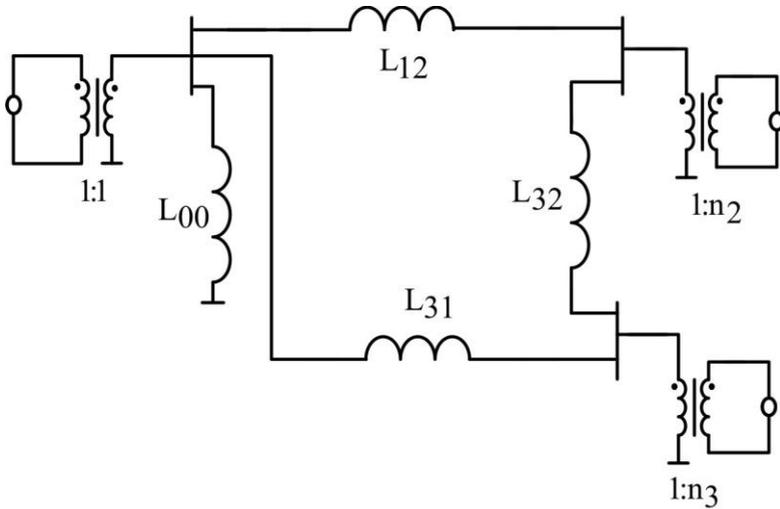
A Figura C-2 retrata a metodologia utilizada na simulação. Logo após aparece o pequeno código em DLL, utilizado para geração do *phase-shift* do sistema.



**Figura C-2: Estratégia de modulação usada na DLL para simular o *phase-shift* para o conversor TAB**



**APÊNDICE D: Transformação do Circuito equivalente do Modelo  $\pi$  para o modelo T de transformadores de 3 enrolamentos**



**Figura D-1: Modelo  $\pi$  do transformador de 3 enrolamentos**

$$M_1 = L_{00} \quad (D.1)$$

$$M_{12} = \left( \frac{1}{L_{00}} + \frac{1}{L_{12}} + \frac{1}{(L_{31} + L_{32})} \right)^{-1} \quad (D.2)$$

$$M_{13} = \left( \frac{1}{L_{00}} + \frac{1}{L_{31}} + \frac{1}{(L_{12} + L_{32})} \right)^{-1} \quad (D.3)$$

$$M_2 = n_2^2 \left( L_{00} + \left( \frac{1}{L_{12}} + \frac{1}{(L_{31} + L_{32})} \right)^{-1} \right) \quad (D.4)$$

$$M_{21} = n_2^2 \left( \frac{1}{L_{12}} + \frac{1}{(L_{31} + L_{32})} \right)^{-1} \quad (D.5)$$

$$M_{23} = n_2^2 \left( \frac{1}{L_{32}} + \frac{1}{\left( L_{12} + \left( \frac{1}{L_{00}} + \frac{1}{L_{31}} \right)^{-1} \right)} \right)^{-1} \quad (D.6)$$

$$M_3 = n_3^2 \left( L_{00} + \left( \frac{1}{L_{31}} + \frac{1}{(L_{12} + L_{32})} \right)^{-1} \right) \quad (D.7)$$

$$M_{31} = n_3^2 \left( \frac{1}{L_{31}} + \frac{1}{(L_{12} + L_{32})} \right)^{-1} \quad (D.8)$$

$$M_{32} = n_3^2 \left( \frac{1}{L_{32}} + \frac{1}{\left( L_{31} + \left( \frac{1}{L_{00}} + \frac{1}{L_{12}} \right)^{-1} \right)} \right)^{-1} \quad (D.9)$$

$$\Delta M_{12} = M_1 - M_{12} \quad (D.10)$$

$$\Delta M_{13} = M_1 - M_{13} \quad (D.11)$$

$$l_m = \sqrt{\frac{\Delta M_{12} \cdot \Delta M_{13}}{1 - \frac{1}{2} \left( \frac{M_{32}}{M_3} + \frac{M_{23}}{M_2} \right)}} \quad (D.12)$$

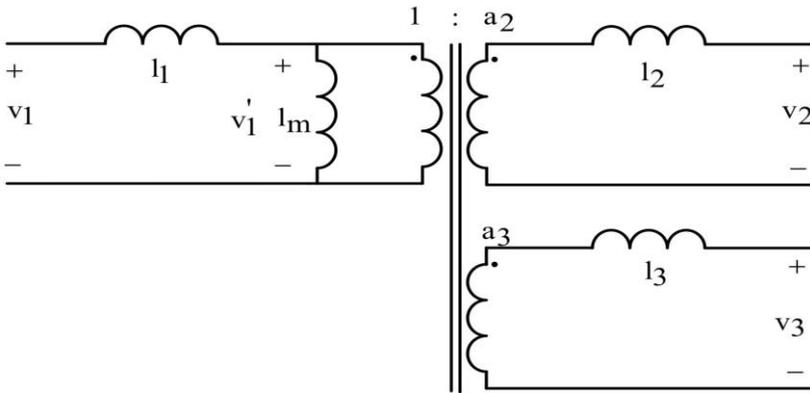
$$l_1 = M_1 - l_m \tag{D.13}$$

$$l_2 = M_2 \left( 1 - \frac{\Delta M_{12}}{l_m} \right) \tag{D.14}$$

$$l_3 = M_3 \left( 1 - \frac{\Delta M_{13}}{l_m} \right) \tag{D.15}$$

$$a_2 = \frac{\sqrt{(\Delta M_{12} \cdot M_2)}}{l_m} \tag{D.16}$$

$$a_3 = \frac{\sqrt{(\Delta M_{13} \cdot M_3)}}{l_m} \tag{D.17}$$



**Figura D-2: Modelo T do transformador de 3 enrolamentos**

**APÊNDICE E: Código dos programas MATLAB utilizados para dimensionamento dos compensadores**

```

clear all
clc
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%CALCULO DO COMPENSADOR DA MALHA DE TENSÃO DA PORTA
2
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%dados da planta
C2=20e-6;
R=100;
H2=tf([R],[R*C2 1])%função de transferência da planta
    %ganhos da malha

km=0.007; %ganho sensor de tensão
gm=1845.3/(2*pi);%ganho modulador phase-shift no PSIM
gm=1000/(pi); %ganho real modulador phase-shift no DSP

G11=11.1670; %ganho do ponto de operação da malha

%atraso devido à amostragem e ao processamento

fs=25e3; %frequência de amostragem

a=-3/4*1/fs;

b=-a;

atraso=tf([a 1],[b 1]); %função de transferência do atraso

%função de transferência de malha aberta
fatma=H2*km*gm*atraso*G11;
figure(1)
bode(fatma)
grid on

```

```

hold on

%especificações para projeto do compensador
fc=800; %frequência de corte Hz
qsi=0.5;%amortecimento
wn=2*pi*fc;
sd2=-qsi*wn+wn*sqrt(qsi^2-1);

angulo_N=-
180+angle(sd2)*180/pi+angle(R*C2*sd2+1)*180/pi-
angle(a*sd2+1)*180/pi+angle(b*sd2+1)*180/pi; %obser-
var mudança da determinação do angulo
%angulo_N=-
180+angle(sd2)*180/pi+angle(R*C2*sd2+1)*180/pi;

x=imag(sd2)/tan(angulo_N*pi/180);

z=abs(real(sd2))+x;

k=abs((sd2*(R*C2*sd2+1)*(a*sd2+1))/((sd2+z)*km*gm*G1
1*R*(b*sd2+1)));
%k=abs((sd2*(R*C2*sd2+1)/((sd2+z)*km*gm*G11*R))

%compensador PI

Gv=tf(k*[1 z],[1 0]); %compensador PI calculado

fatmac=Gv*fatma;

bode(fatmac)
grid on

%verificação da resposta do sistema em malha fechada
a um degrau
figura(2)
sys=feedback(Gv*gm*G11*H2*atraso, km);
step(sys)
grid

```

```
%%cálculo dos componentes do compensador para imple-  
mentação com AMPOP  
R1=10e3;  
R2=k*R1;  
  
C=1/(R2*abs(z));  
  
%%discretização do compensador GV2 pelo método tra-  
pezoidal -TUSTIN  
fs=25e3;%frequencia de amostragem  
Ts=1/fs;%período de amostragem  
Gv2_d=c2d(Gv,Ts,'Tustin'); %compensador PI calculado  
discretizado
```

```

%%////////////////////////////////////
////////////////////////////////////
%%CÁLCULO DO COMPENSADOR DA MALHA DE TENSÃO DA
PORTA 3
%%
%%////////////////////////////////////
////////////////////////////////////
clear all
clc

%dados da planta
R3=100;
C3=20e-6;

Hv=tf([R3],[R3*C3 1]);%função de transferência
da planta

%ganhos da malha

km=0.007; %ganho sensor de tensão

%gm=1845.3/(2*pi); %ganho modulador phase-shift
no PSIM
gm=1000/(pi); %ganho real modulador phase-shift
no DSP

G22=14.8844; %ganho devido ao ponto de operação
da porta 3

%cálculo do atraso devido à amostragem e proces-
samento
fs=25e3;

a=-3/4*1/fs;

b=-a;

atraso=tf([a 1],[b 1])

```

```

%função de transferência de malha aberta

fatma=km*Hv*gm*G22*atraso;
figura(1)
bode(fatma)
grid on
hold on

%margin(fatma)
%rlocus(fatma)

%dados pro controle
fci=200; %frequência de corte
qsi=0.5; %amortecimento

wn=2*pi*fci;
sd2=-qsi*wn+wn*sqrt(qsi^2-1)

angulo_N=-
180+angle(sd2)*180/pi+angle(R3*C3*sd2+1)*180/pi-
angle(a*sd2+1)*180/pi+angle(b*sd2+1)*180/pi;
%observar mudança da determinação do ângulo
%angulo_N=-
180+angle(sd2)*180/pi+angle(R3*C3*sd2+1)*180/pi;
%observar mudança da determinação do ângulo

x=imag(sd2)/tan(angulo_N*pi/180);

z=abs(real(sd2))+x;

k=abs((sd2*(R3*C3*sd2+1)*(a*sd2+1))/((sd2+z)*km*
gm*R3*G22*(b*sd2+1)));
%k=abs((sd2*(R3*C3*sd2+1))/((sd2+z)*km*gm*R3*G22
))

Gv=tf(k*[1 z],[1 0]);%compensador PI calculado

fatmac=Gv*fatma; %função de transferência de
malha aberta compensada

bode(fatmac)
grid on

```

```
%margin(fatmac)

%resposta do sistema em malha fechada a um de-
% grau de perturbação
figure(2)
sys=feedback(Gv*Hv*gm*G22*atraso, km)
step(sys)
grid
%%cálculo dos componentes para implementação do
%% controle utilizando AMPOPS
R1=10e3;
R2=k*R1;

C=1/(R2*abs(z));

%%discretização do compensador GV2 pelo método
trapezoidal -TUSTIN
fs=25e3;%frequência de amostragem
Ts=1/fs;%período de amostragem
Gv2_d=c2d(Gv,Ts,'Tustin');%compensador PI calculado discretizado
```



**APÊNDICE F: Circuitos utilizados para simular o conversor DAB e o circuito derivado do gyrator**

CONVERSOR DAB

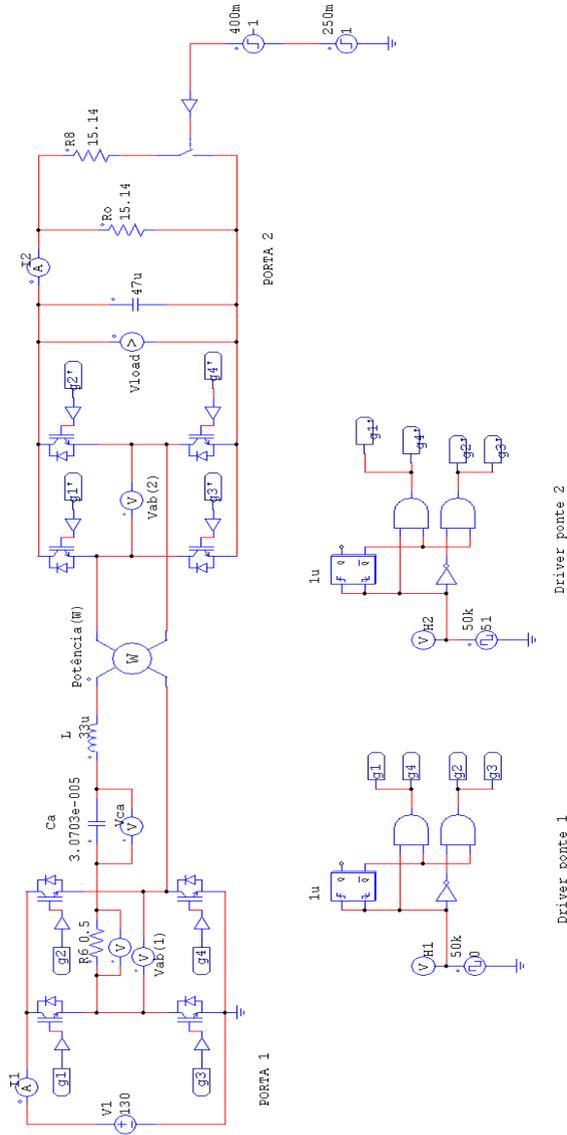
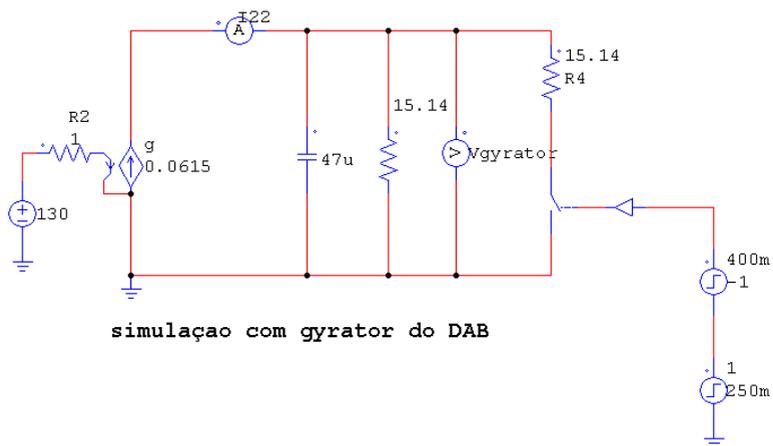
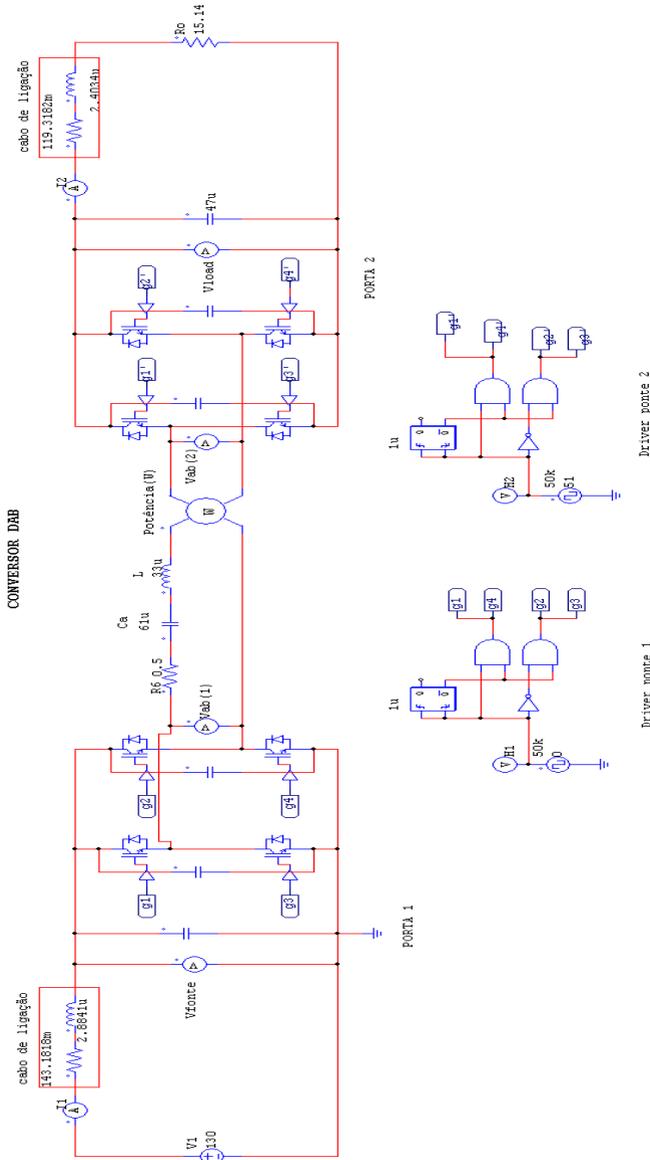


Figura F-1: Circuito utilizado para comparar o conversor DAB com SLR e com gyrator



**Figura F-2: Circuito equivalente do conversor DAB após utilizar a teoria do gyrator**



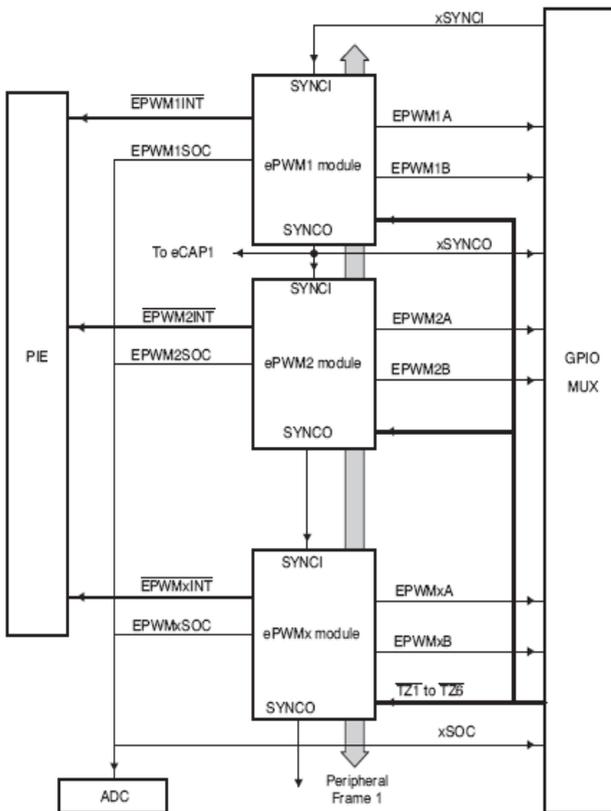
**Figura F-3: Circuito do conversor DAB utilizado para comparar os resultados computacionais com os experimentais**

## **ANEXO A: O módulo Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM)**

**Obs.: As informações contidas nesse Anexo foram transcritas da referência [60]**

O ePWM é o módulo chave no controle de sistemas de potências tais como: controle de motores, controle de fontes de tensão chaveadas e fontes de tensão ininterruptas (UPS), entre outras.

Este módulo representa um canal PWM completo composto por dois sinais de saída ePWMxA e ePWMxB, sendo  $x=1, 2, \dots, 6$ . Os módulos ePWM são interligados entre si por um esquema de *clock* sincronizado, o que possibilita que operem como um sistema único, quando necessário. Os módulos também podem operar sozinhos. Tais módulos estão apresentados na Figura A-1.



**Figura A-1: Múltiplos módulos ePWM**

Cada módulo ePWM possui as seguintes características:

- Contador de tempo dedicado de 16 bits com controle de período e frequência.
- Duas saídas PWM (EPWMxA and EPWMxB) que podem ser usadas nas seguintes configurações:
- Duas saídas PWM independentes com operação single-edge
  - Duas saídas PWM independentes com operação simétrica dual-edge
  - Uma saída PWM independente com operação assimétrica dual-edge

Controle assíncrono dos sinais PWM através de software.

Controle de fase para operações de defasamento em relação a outros módulos ePWM.

Relação de fase sincronizada via hardware na base ciclo por ciclo.

Geração de tempo morto com atrasos de bordas.

Alocação de Zona de Trip Programável de ambas as condições de falta de trip ciclo por ciclo e trip “tiro único”.

Uma condição de trip pode forçar tanto sinais lógicos alto, baixo ou alta impedância nas saídas PWM.

Todos os eventos podem ativar tanto interrupções de CPU quanto início de conversão do ADC.

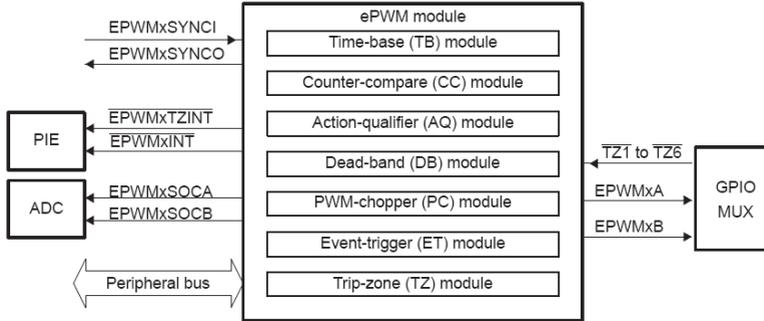
Eventos programáveis minimizam a sobrecarga da CPU em interrupções.

PWM chopping por sinais portadores, de alta frequência, são úteis em pulse transformer gate drives.

Cada módulo ePWM é composto por sete submódulos, são eles:

- Módulo Time-base (TB)
- Módulo Counter-compare (CC)
- Módulo Action-qualifier (AQ)
- Módulo Dead-band (DB)
- Módulo PWM-chopper (PC)
- Módulo Event-trigger (ET)
- Módulo Trip-zone (TZ)

Os submódulos e conexões dos sinais em cada módulo ePWM estão ilustrados na Figura A-2.

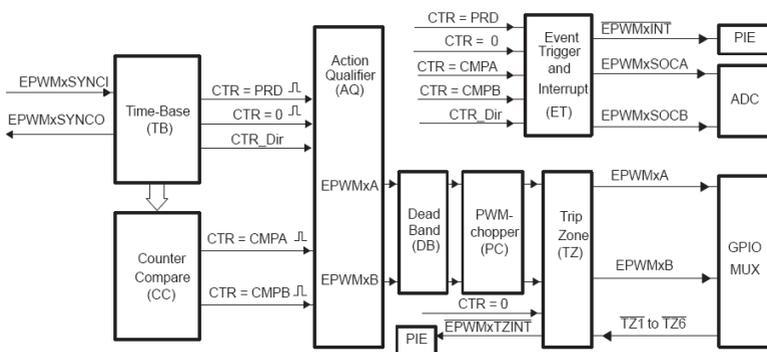


**Figura A-2: Submódulos de um módulo ePWM**

### ➤ Os submódulos ePWM

Como citado anteriormente, o módulo ePWM é composto por sete submódulos. Cada um é responsável por realizar tarefas específicas, as quais podem ser configuradas via software.

A seguir será apresentada uma breve descrição de cada um desses submódulos. O diagrama de blocos destes submódulos está apresentado na Figura A-3.



**Figura A-3: Diagrama de blocos dos submódulos do módulo ePWM**

### ➤ O submódulos *Time-base* (TB)

Esse submódulos é responsável por todos os eventos relacionados ao tempo para módulo ePWM. Permite ainda que vários módulos ePWM trabalhem juntos com um sistema único.

O submódulos time-base pode ser configurado para realizar as seguintes funções:

- Especifica o contador de base de tempo do ePWM (TBC-TR).
- Gerencia a sincronização da base de tempo com outros módulos ePWM.
- Mantém a relação de fase com outros módulos ePWM.
- Ajusta os modos de contagem do contador de tempo para crescente, decrescente ou crescente-decrescente.
- Gera os seguintes eventos:
  - CTR = PRD: Contador de tempo igual ao valor de período especificado (TBCTR = TBPRD).
  - CTR = Zero: Contador de tempo igual a zero (TBCTR = 0x0000).
- Configura a taxa de clock do tempo, um valor relacionado com o clock da CPU (SYSCLKOUT).

➤ Calculando o período e a frequência do PWM

A frequência do PWM é determinada pelo registrador *time-base period* (TBPRD) e pelo modo de contagem. O contador time-base possui três modos de contagem. São eles: crescente, decrescente e crescente-decrescente. Esses modos são selecionados pelo registrador *time-base control* (TBCTL).

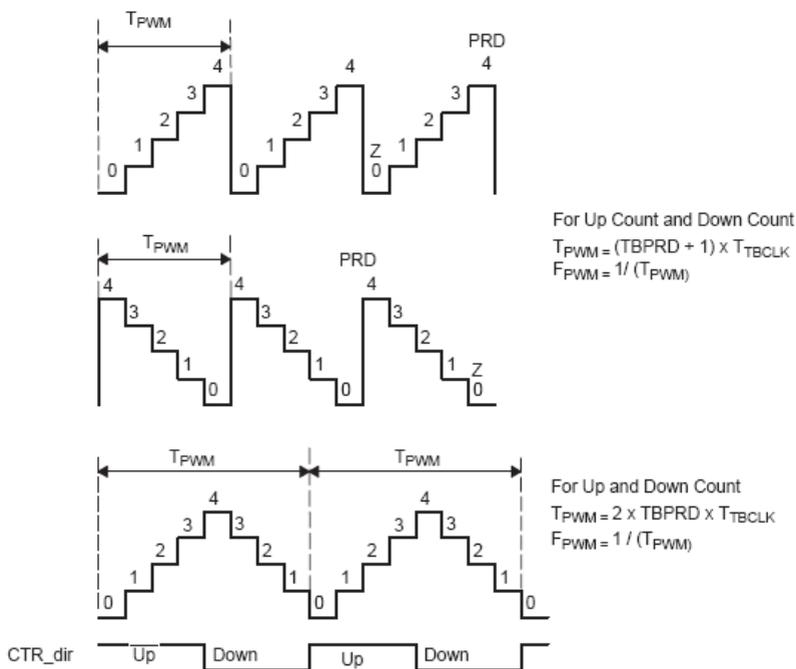
Os modos de contagem possuem o seguinte funcionamento:

**Modo de contagem crescente-decrescente:** neste modo o contador começa de zero e incrementa até alcançar o valor do período, armazenado no registrador TBPRD. A partir deste ponto, o contador começa então a decrescer até atingir zero. Este procedimento então é repetido.

**Modo de contagem crescente:** neste modo de contagem, o contador começa de zero e é incrementado até o valor do período, neste ponto ele é zerado e a operação recomeça.

**Modo de contagem decrescente:** neste modo o contador começa do valor do período e é decrementado até zero. Neste ponto o contador é carregado com o valor do período e a operação se repete.

A Figura A-4 ilustra as frequências e os períodos para cada um dos métodos de contagem.



**Figura A-4: Período e frequência para os métodos de contagem**

O registrador *time-base period* (TBPRD) possui um registrador sombra, que permite a sua atualização e que seja sincronizado com o hardware. A seguir, estão as definições dos registradores sombra do módulo ePWM.

**Registrador Ativo:** esses registradores controlam o hardware e são responsáveis pelas ações que o hardware causa ou invoca.

**Registrador Sombra:** tais registradores provêm um armazenamento temporário ao registrador ativo. Não possuem nenhum efeito direto sobre o hardware. Tem como objetivo reduzir o número de operações espúrias, devido ao registrador ser modificado assincronamente via software.

Um esquema de sincronização conecta todos os módulos ePWM em um dispositivo. Essa característica possibilita que cada módulo possa ser sincronizado diretamente com uma base de tempo ou outro módulo. Cada módulo possui uma entrada e uma saída de sincronização,

EPWMxSYNCI e EPWMxSYNCO respectivamente. Cada módulo pode usar ou ignorar a entrada de sincronização.

### ➤ O submódulos Counter-Compare (CC)

Esse submódulos possui como entrada o valor do contador do *time-base*, o qual é continuamente comparado com os valores armazenados nos registradores *counter-compare* A e B, respectivamente CMPA e CMPB. Caso esses valores forem iguais, a unidade *countercompare* gera um evento apropriado.

O submódulos *counter-compare* é responsável por gerar dois eventos comparativos independentes, baseados em dois registradores de comparação.

1. CTR = CMPA: Contador de tempo igual ao valor armazenado no registrador *counter-compare* A (TBCTR = CMPA).

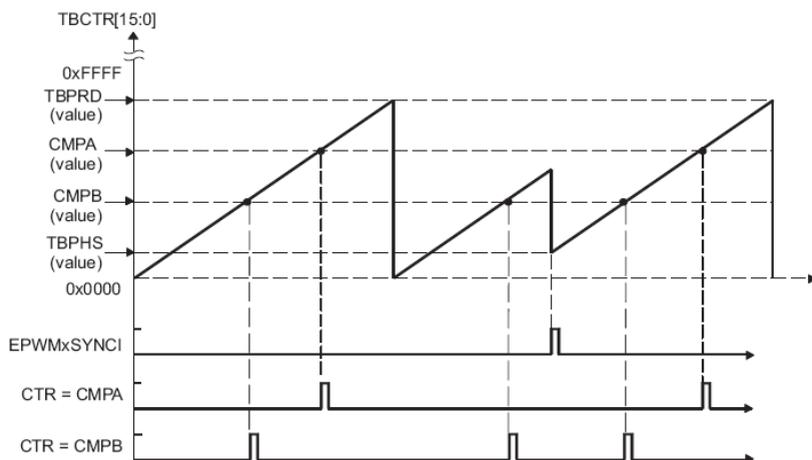
2. CTR = CMPB: Contador de tempo igual ao valor armazenado no registrador *counter-compare* B (TBCTR = CMPB).

Para os métodos de contagem crescente e decrescente, cada evento acontece uma vez por ciclo. Já para o método de contagem crescente-decrescente cada evento ocorre duas vezes por ciclo, caso o valor do comparador está entre 0x0000-TBPRD e uma vez por ciclo se o valor for igual a 0x0000 ou TBPRD.

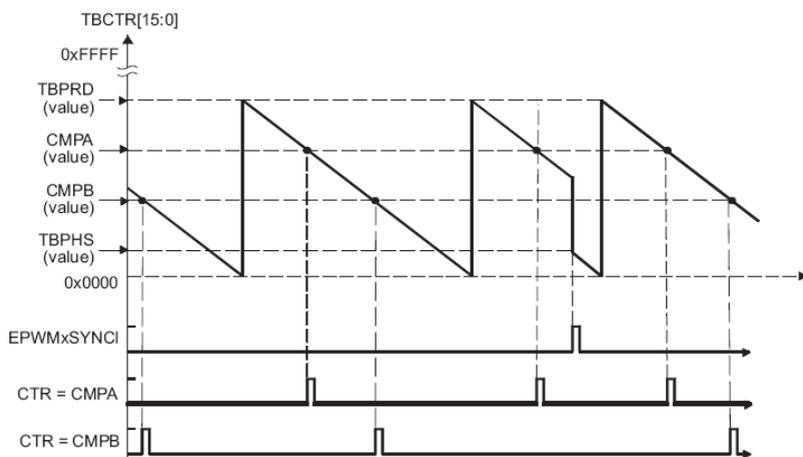
O submódulos *counter-compare* pode gerar eventos comparativos nos três modos de contagem, como a seguir:

- **Contagem crescente:** usado para gerar forma de onda PWM assimétrico;
- **Contagem decrescente:** usado para gerar forma de onda PWM assimétrico;
- **Contagem crescente-decrescente:** usado para gerar forma de onda PWM simétrico.

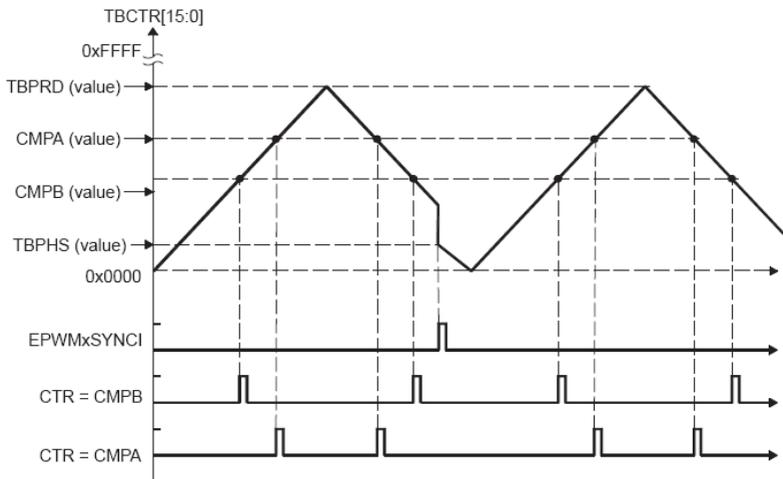
As formas de onda para qualquer evento, comparativo em cada uma dos modos de contagem, podem ser observadas nas Figuras A-5, A-6 e A-7.



**Figura A-5: Forma de onda no modo contagem crescente**



**Figura A-6: Forma de onda no modo contagem decrescente**



**Figura A-7: Forma de onda no modo de contagem crescente-decrescente**

### ➤ O submódulo *Action-Qualifier* (AQ)

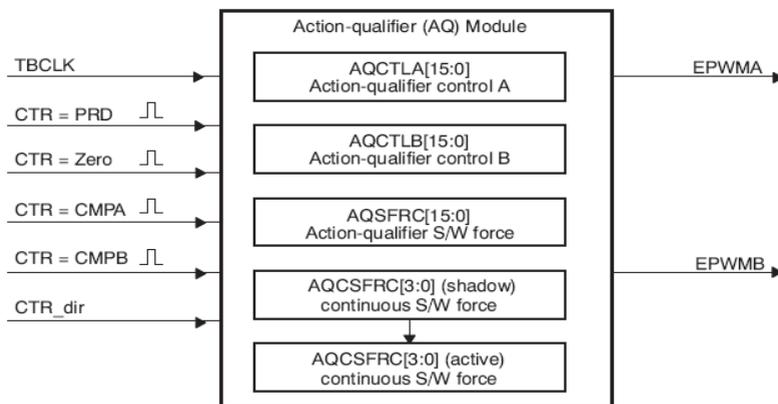
Este submódulo possui o papel mais importante na construção das formas de onda e na geração PWM. Ele decide quais eventos são convertidos em vários tipos de ação, produzindo assim a forma de onda chaveada, desejada nas saídas EPWMxA e EPWMxB.

O submódulo *action-qualifier* é responsável por:

- Qualificar e gerar ações (setar, apagar, inverter) baseadas nos seguintes eventos:
  - CTR = PRD: Contador de tempo igual ao período (TBCTR = TBPRD).
  - CTR = Zero: Contador de tempo igual à zero (TBCTR = 0x0000)
  - CTR = CMPA: Contador de tempo igual ao registrador *countercompare* A (TBCTR = CMPA)
  - CTR = CMPB: Contador de tempo igual ao registrador *countercompare* B (TBCTR = CMPB)
- Gerenciar a prioridade quando esses eventos ocorrerem simultaneamente.

- Providenciar o controle independente de eventos quando o contador de tempo está crescendo ou decrescendo.

Na Figura A-8 estão representadas as entradas e saídas do submódulos AQ.



**Figura A-8: Entrada e saídas do submódulos AQ**

Este submódulos controla como as duas saídas ePWMxA e ePWMxB comportam-se quando um evento particular ocorre. As possíveis ações sobre as saídas ePWMxA e ePWMxB são:

- Setar: saídas EPWMxA ou EPWMxB em nível lógico alto.
- Apagar: Saídas EPWMxA ou EPWMxB em nível lógico baixo.
- Inverter: caso EPWMxA ou EPWMxB possua nível lógico alto, então a saída é alterada de modo que o valor passa a ser nível lógico baixo. Caso EPWMxA ou EPWMxB possua nível lógico baixo, então a saída é alterada de modo que o valor passa a ser nível lógico alto.
- Não-fazer-nada: mantém as saídas EPWMxA e EPWMxB com os mesmos níveis lógicos que estão. Embora a opção “Não-fazer-nada” previne qualquer evento de alterar os valores das saídas EPWMxA e EPWMxB. Este evento ainda gera um sinal de gatilho para interrupções ou início de conversão do ADC.

As funções chaves do módulo *Dead-Band* são:

- Gerar um par apropriado de sinal (EPWMxA and EPWMxB) com relação de tempo morto, a partir da entrada única EPWMxA.
- Programar par de sinais para:
  - Ativo alto (AH)
  - Ativo baixo (AL)
  - Ativo alto complementar (AHC)
  - Ativo baixo complementar (ALC)
- Adicionar atraso programado para bordas de subida (RED)
- Adicionar atraso programado para bordas de descida (FED)
- Pode ser totalmente transpassado do caminho do sinal.

A operação do submódulo *Dead-Band* é controlada pelos seguintes registradores: *Dead-Band Control Register* (DBCTL), *Dead-Band Rising Edge Delay Count Register* (DBRED) e *Dead-Band Falling Edge Delay Count Register* (DBFED).

Este submódulos possui dois modos de seleção independentes. São eles: Seleção de Fonte de Entrada e Seleção de Fonte de Saída. Tais modos possuem as seguintes características:

**Seleção de Fonte de Entrada:** os sinais de entrada do submódulos DB são os sinais de saída do submódulos AQ EPWMxA e EPWMxB. O sinal de atraso gerado segue o seguinte esquema:

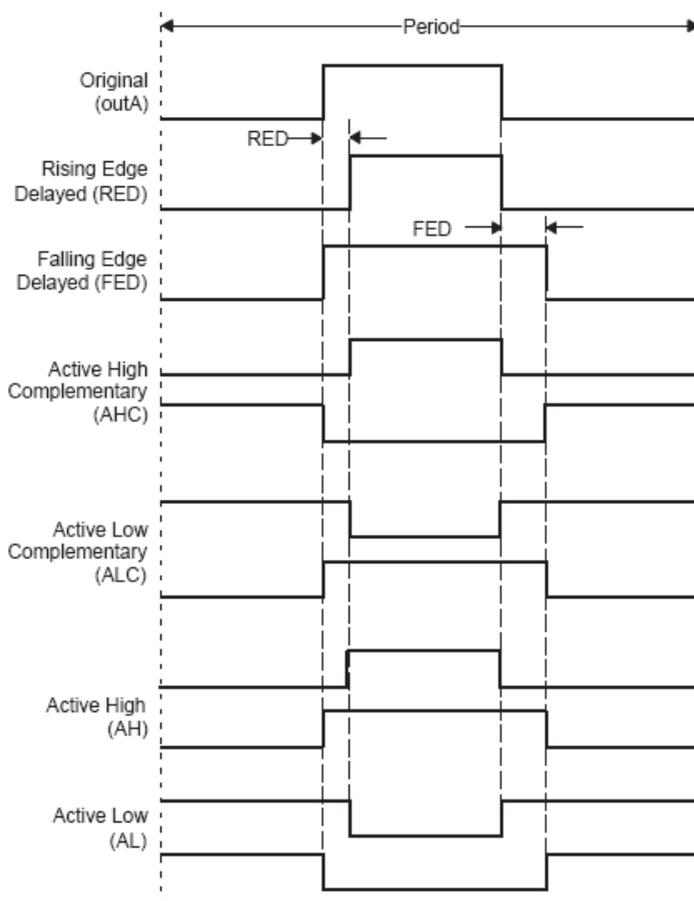
- EPWMxA In é a fonte para ambos os sinais de atraso. Esse é o modo default.
- EPWMxA In é a fonte dos sinais de atraso na descida, EPWMxB In é a fonte dos sinais de atraso na subida.
- EPWMxA In é a fonte dos sinais de atraso na subida, EPWMxB In é a fonte dos sinais de atraso na descida.
- EPWMxB In é a fonte para ambos os sinais de atraso.

**Controle do Modo de Saída:** este modo determina se os atrasos de subida ou descida serão aplicados nos sinais de entrada.

**Controle de Polaridade:** este controle permite especificar se o atraso de subida e/ou descida deve ser invertido antes de ser enviado ao submódulos DB.

O submódulo DB suporta valores independentes para os tempos de atraso de subida e de descida. Tais valores são determinados pelos registradores DBRED e DBFED. Ambos são registradores de 10 bits e seus valores representam o número de *time-base clocks* que o sinal será atrasado.

A Figura A-9 ilustra as formas de onda geradas pelo submódulo DB para típicos casos de ciclo de serviço entre 0 e 100%.



**Figura A-9: Formas de onda geradas pelo submódulos DB**

### ➤ O submódulo *PWM-Chopper* (PC)

O submódulo *PWM Chopper* permite que um sinal de alta frequência module a forma de onda PWM gerada pelos submódulos AQ e DB. Isto é importante se utilizar os sinais para controlar elementos de potência chaveados.

As funções chaves deste submódulo são:

- Frequência *chopping* (portadora) programável.
- Largura do primeiro pulso programável.
- Ciclos de serviço do segundo e subsequentes pulsos programáveis.
- Pode ser totalmente transpassado caso não necessário.

Este submódulo é controlado pelo *PWM-chopper Control Register* (PCCTL) e pode ser completamente transpassado.

### ➤ O submódulos *Trip-Zone* (TZ)

Este submódulo é conectado a seis sinais TZx, os quais são gerados pelo GPIO MUX.

Estes sinais indicam falhas externas. Assim as saídas PWM podem ser programadas para agir de uma determinada maneira quando essas falhas ocorrem.

As funções chaves deste submódulo são:

- Entradas *trip inputs* TZ1 to TZ6 podem ser mapeadas para qualquer módulo ePWM.
- Em uma condição de falta, as saídas EPWMxA e EPWMxB podem ser forçadas para as seguintes condições:
  - Alta.
  - Baixa.
  - Alta impedância.
  - Nenhuma ação é tomada.
- Suporte para *one-shot trip* (OSHT) para curtos-circuitos maiores ou condições de sobrecorrentes.

- Cada pino de entrada *trip-zone* pode ser alocado para tanto *one-shot* quanto operação ciclo por ciclo.
- Geração de interrupção é possível em qualquer pino *trip-zone*.
- É suportado também *tripping* forçado por software.
- O submódulo *trip-zone* pode ser completamente transpassado se não for necessário.

Em sinais de *trip-zone*, os pinos TZx são ativos por sinais de entrada em nível lógico baixo. Quando alguns desses pinos estão em nível lógico baixo indica que um evento de *trip* ocorreu. Cada módulo ePWM pode ser configurado para utilizar ou ignorar o sinal de *tripzone*. Estes sinais podem ou não ser sincronizados com o *clock* do sistema ou ser filtrado digitalmente com o bloco GPIO MUX.

Cada entrada TZx pode ser individualmente configurada para prover tanto ciclo por ciclo quanto o evento *one-shot trip* para um módulo ePWM.

**Ciclo por ciclo (CBC):** quando este evento ocorre, a ação especificada no registrador TZCTL é carregada diretamente nas saídas ePWMxA e/ou ePWMxB. As possíveis ações estão listadas na Tabela 6.1.

**One-Shot (OSHT):** quando este evento ocorre, a ação especificada no registrador TZCTL é carregada diretamente nas saídas ePWMxA e/ou ePWMxB. As possíveis ações estão listadas na Tabela A-1.

**Tabela A-1: Ações possíveis em um evento de trip**

| TZCLT[TZA] e/ou<br>TZCLT[TZB] | EPWMxA e/ou<br>EPWMxB   | Comentário           |
|-------------------------------|-------------------------|----------------------|
| 0,0                           | Alta impedância         | <i>Tripped</i>       |
| 0,1                           | Força para estado alto  | <i>Tripped</i>       |
| 1,0                           | Força para estado baixo | <i>tripped</i>       |
| 1,1                           | Não faz nada            | Sem mudança na saída |

### ➤ O submódulos *Event-Trigger* (ET)

As funções chaves deste submódulo são:

- Recebe como entrada eventos gerados pelos submódulos *time-base* e *countercompare*.
- Usa a informação da direção da contagem para qualificação dos eventos.
- Usa lógica *prescaling* para atribuir interrupções e início de conversão do ADC em:
  - Todo evento
  - Todo segundo evento.
  - Todo terceiro evento.
- Prove completa visibilidade de geração de eventos via contador de eventos e indicadores (*flags*).
- Permite interrupções e início de conversão do ADC forçadas por software.

O submódulo EV gerencia os eventos fornecidos pelos submódulos TB e CC, para gerar uma interrupção ao CPU e/ou um pulso início de conversão para o ADC quando um evento selecionado ocorre.

Este submódulo monitora várias condições de eventos e podem ser configurados para *prescaler* esses eventos antes de acionar uma interrupção ou um ADC início de conversão.

Esta lógica pode gerar interrupções e início de conversão do ADC em:

- Todo evento
- Todo segundo evento
- Todo terceiro evento

Cada evento causa uma interrupção. Esses eventos são:

- Contador de tempo igual a zero (TBCTR = 0x0000).
- Contador de tempo igual ao período (TBCTR = TBPRD).
- Contador de tempo igual ao registrador comparador A (CMPA) quando o tempo está crescente.
- Contador de tempo igual ao registrador comparador A (CMPA) quando o tempo está decrescendo.
- Contador de tempo igual ao registrador comparador B (CMPB) quando o tempo está crescente.
- Contador de tempo igual ao registrador comparador B (CMPB) quando o tempo está decrescendo.

## Artigos desenvolvidos durante o mestrado

### ➤ **Aprovados**

**1. “A Single-Phase Active Power Filter Based in a Two Stages Grid-Connected PV System.”**

AUTORES: Kleber C.A. de Souza, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins.

**Submetido e aprovado no IEEE-IECON 2009.**

**2. “A Single-Phase Active Power Filter Based in a Two Stages Grid-Connected PV System.”**

AUTORES: Kleber C.A.de Souza, Walbermark M. dos Santos, Denizar C. Martins.

**Submetido e aprovado no IEEE-COBEP 2009.**

**3. “Implementation of TAB Triple-Active-Bridge Converter for Injection Photovoltaic Power in the Utility Grid.”**

AUTORES: Walbermark M dos Santos, Ricardo C.Marcon, Denizar C.Martins

**Resumo Submetido e aprovado no IEEE-POWERCON 2010.**

**4. “Proposta de MPPT para Painéis Fotovoltaicos Utilizando Apenas Sensor de Tensão e Aproveitando a Impedância Característica do SEPIC.”**

AUTORES: Walbermark M dos Santos, Ricardo C.Marcon, Denizar C.Martins

**Submetido e aprovado no CBA 2010.**

**5. “Application of the TAB Converter Fed Into Voltage as Energy Source Coupler”.**

AUTORES: Walbermark M dos Santos, Ricardo C.Marcon, Denizar C.Martins

**Submetido e aprovado no IEEE-ICSET 2010.**

**6. “Single-Phase PV System with Active and Reactive Power Control and Optimization of Ferrite Core Volume”.**

AUTORES: Kleber C.A.de Souza, Walbermark M. dos Santos, Denizar C.Martins.

**Submetido e aprovado no IEEE-ICSET 2010.**

**7.“Utilização do Conversor TAB Alimentado em Tensão como Aco-  
plador de Fontes de Energia”.**

AUTORES: Walbermark M dos Santos, Ricardo C.Marcon, Denizar C.Martins

**Submetido e aprovado no IEEE-INDUSCON 2010(IEEE/IAS IN-  
TERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY).**

**8.“Active and Reactive Power Control for Single-Phase Grid- Con-  
nected PV System with and Optimization of Ferrite Core Volume”.**

AUTORES: Kleber C.A.de Souza, Walbermark M. dos Santos, Denizar C.Martins.

**Submetido e aprovado no INDUSCON 2010(IEEE/IAS INTERNA-  
TIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY).**

## ➤ **Submetidos**

**9.“Project and Conception of a DAB Converter (Dual Active  
Bridge) utilizing the Gyrator’s Theory”**

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Márcio S. Ortmann, Rômulo  
Schweitzer, Samir A. Mussa, Denizar C. Martins

**Submetido ao Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência-  
IEEE-COBEP-2011**

**10.Design and experimental results of the TAB converter with PV  
power Injection**

AUTORES: Walbermark M. dos Santos, Márcio S. Ortmann, Rômulo  
Schweitzer, Samir A. Mussa, Denizar C. Martins

**Submetido ao Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência-  
IEEE-COBEP-2011**

**REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1] SOLERO, L.; CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F. *et al.*, Performance of a 10 kW power electronic interface for combined wind/PV isolated generating systems, in: *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1027-1032 vol.2, 23-27 Jun 1996, 1996.
- [2] DI NAPOLI, A.; CRESCIMBINI, F.; RODO, S. *et al.*, Multiple input DC-DC power converter for fuel-cell powered hybrid vehicles, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol. 4, pp. 1685-1690, 2002, 2002.
- [3] SOLERO, L.; LIDOZZI, A.; POMILIO, J. A., Design of multiple-input power converter for hybrid vehicles, in: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1145-1151 vol.2, 2004, 2004.
- [4] DOBBS, B. G.; CHAPMAN, P. L., A multiple-input DC-DC converter topology, *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 1, n°. 1, pp. 6-9, 2003.
- [5] YAOW-MING, C.; YUAN-CHUAN, L.; FENG-YU, W., Multi-input DC/DC converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, n°. 4, pp. 1096-1104, 2002.
- [6] MICHON, M.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. *et al.*, A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, pp. 4736-4742 Vol.6, 20-25 June 2004, 2004.
- [7] MATSUO, H.; WENZHONG, L.; KUROKAWA, F. *et al.*, Characteristics of the multiple-input DC-DC converter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, n°. 3, pp. 625-631, 2004.
- [8] TAO, H.; KOTSPOULOS, A.; DUARTE, J. L. *et al.*, Family of multiport bidirectional DC-DC converters, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 153, n°. 3, pp. 451-458, 2006.
- [9] HAIMIN, T.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. M., Multiport converters for hybrid power sources, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, vol., pp. 3412-3418, 15-19 June 2008, 2008.

- [10] KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F., A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, n°. 5, pp. 1292-1306, 2005.
- [11] DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H., A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 27, n°. 1, pp. 63-73, 1991.
- [12] VANGEN, K.; MELAA, T.; BERGSMARK, S. *et al.*, Efficient high-frequency soft-switched power converter with signal processor control, in: *Telecommunications Energy Conference, 1991. INTELEC '91., 13th International*, vol., pp. 631-639, 1991.
- [13] KHERALUWALA, M. N.; GASCOIGNE, R. W.; DIVAN, D. M. *et al.*, Performance characterization of a high-power dual active bridge, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, n°. 6, pp. 1294-1301, 1992.
- [14] VANGEN, K.; MELAA, T.; ADNANES, A. K., Soft-switched high-frequency, high power DC/AC converter with IGBT, in: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, vol., pp. 26-33 vol.1, 1992.
- [15] JAIN, M.; DANIELE, M.; JAIN, P. K., A bidirectional DC-DC converter topology for low power application, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, n°. 4, pp. 595-606, 2000.
- [16] GANG, C.; DEHONG, X.; YIM-SHU, L., A family of soft-switching phase-shift bidirectional DC-DC converters: synthesis, analysis, and experiment, in: *Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the*, vol. 1, pp. 122-127 vol.1, 2002.
- [17] GUI-JIA, S.; PENG, F. Z.; ADAMS, D. J., Experimental evaluation of a soft-switching DC/DC converter for fuel cell vehicle applications, in: *Power Electronics in Transportation, 2002*, vol., pp. 39-44, 2002.
- [18] CHEN, Y. M.; LIU, Y. C.; WU, F. Y. *et al.*, Multi-input converter with power factor correction and maximum power point tracking features, in: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 490-496 vol.1, 2002, 2002.
- [19] PAN, J.; XIAOGAO, X.; ZHANG, J. M. *et al.*, A novel single-stage DAB power-factor-correction AC/DC converter with voltage feedback, in: *Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS*

2003. *The Fifth International Conference on*, vol. 2, pp. 1115-1119 Vol.2, 2003.
- [20] CHUANHONG, Z.; KOLAR, J. W., A novel three-phase three-port UPS employing a single high-frequency isolation transformer, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, pp. 4135-4141 Vol.6, 2004.
- [21] DEHONG, X.; CHUANHONG, Z.; HAIFENG, F., A PWM plus phase-shift control bidirectional DC-DC converter, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, n°. 3, pp. 666-675, 2004.
- [22] OLIVEIRA, D. S., JR.; BARBI, I., A three-phase ZVS PWM DC/DC converter with asymmetrical duty cycle associated with a three-phase version of the hybrid rectifier, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, n°. 2, pp. 354-360, 2005.
- [23] RONGYUAN, L.; POTTHARST, A.; FROHLEKE, N. *et al.*, Analysis and design of improved isolated full-bridge bidirectional DC-DC converter, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 1, pp. 521-526 Vol.1, 2004.
- [24] NOWAK, M.; HILDEBRANDT, J.; LUNIEWSKI, P., Converters with AC transformer intermediate link suitable as interfaces for supercapacitor energy storage, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 5, pp. 4067-4073 Vol.5, 2004.
- [25] GARCIA, O.; FLORES, L. A.; OLIVER, J. A. *et al.*, Bi-directional DC/DC Converter for Hybrid Vehicles, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, vol., pp. 1881-1886, 2005.
- [26] CHUANHONG, Z.; ROUND, S.; KOLAR, J. W., Buck and Boost Start-up Operation of a Three-Port Power Supply for Hybrid Vehicle Applications, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, vol., pp. 1851-1857, 16-16 June 2005, 2005.
- [27] INOUE, S.; AKAGI, H., A Bi-Directional Isolated DC/DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, vol., pp. 1-7, 2006.
- [28] CHUANHONG, Z.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W., An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled

- Power Flow Management, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, n°. 5, pp. 2443-2453, 2008.
- [29] SEGARAN, D.; HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P., Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters, in: *Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities*, vol., pp. 1-6, 14-17 Dec. 2008, 2008.
- [30] KRISHNASWAMI, H.; MOHAN, N., Constant switching frequency series resonant three-port bi-directional DC-DC converter, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, vol., pp. 1640-1645, 2008.
- [31] CARR, J. A.; BALDA, J. C., A grid interface for distributed energy resources with integrated energy storage using a high frequency AC link, in: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, vol., pp. 3774-3779, 2008.
- [32] HAIMIN, T.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, M. A. M., Three-Port Triple-Half-Bridge Bidirectional Converter With Zero-Voltage Switching, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, n°. 2, pp. 782-792, 2008.
- [33] HAIMIN, T.; KOTSOPOULOS, A.; DUARTE, J. L. *et al.*, Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, n°. 2, pp. 771-781, 2008.
- [34] OGGIER, G. G.; GARCIA, G. O.; OLIVA, A. R., Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, n°. 7, pp. 1826-1838, 2009.
- [35] BREY, J. J.; CASTRO, A.; MORENO, E. *et al.*, Integration of renewable energy sources as an optimised solution for distributed generation, in: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 4, pp. 3355-3359 vol.4, 2002.
- [36] BANGYIN, L.; SHANXU, D.; HUAN, H. *et al.*, Modeling and control of DC bus voltage for DC-module-based BIPV system, in: *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, vol., pp. 433-435, 2009.
- [37] KHERALUWALA, M. H.; NOVOTNY, D. W.; DIVAN, D. M., Design considerations for high power high frequency transformers, in: *Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90*

- Record.*, 21st Annual IEEE, vol., pp. 734-742, 11-14 Jun 1990, 1990.
- [38] MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*, Florianópolis, 2005.
- [39] BARBI, I. *Projeto de Fontes Chaveadas*. 2 ed., Florianópolis: Edição do Autor, 2007.
- [40] HAIMIN, T.; KOTSOPOULOS, A.; DUARTE, J. L. *et al.*, Triple-half-bridge bidirectional converter controlled by phase shift and PWM, in: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, vol., p. 7 pp., 19-23 March 2006, 2006.
- [41] EHSANI, M.; HUSAIN, I.; BILGIC, M. O., Power converters as natural gyrators, *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, n°. 12, pp. 946-949, 1993.
- [42] BARAZARTE, R. Y.; GONZA; X *et al.*, Generalized Gyrator Theory, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, n°. 7, pp. 1832-1837, 2010.
- [43] BILGIC, C. D. M., Four-quadrant switch-mode gyrator, in: *Circuit Theory and Design, 2007. ECCTD 2007. 18th European Conference on*, vol., pp. 1022-1025, 2007.
- [44] SOUZA, K. C. A. D., Proposta de Utilização de Sistemas Fotovoltaicos diante do Perfil Energético Brasileiro, *Relatorio Interno INEP*.
- [45] GOLDBERG, A. F.; KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F., Issues related to 1-10-MHz transformer design, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 4, n°. 1, pp. 113-123, 1989.
- [46] KHERALUWALA, M. H.; NOVOTNY, D. W.; DIVAN, D. M., Coaxially wound transformers for high-power high-frequency applications, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 7, n°. 1, pp. 54-62, 1992.
- [47] QING, C.; LEE, F. C.; JIAN ZHONG, J. *et al.*, A new model for multiple-winding transformer, in: *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE*, vol., pp. 864-871 vol.2, 20-25 Jun 1994, 1994.
- [48] MI, C.; BAI, H.; WANG, C. *et al.*, Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter, *Power Electronics, IET*, vol. 1, n°. 4, pp. 507-517, 2008.
- [49] INSTRUMENTS, T., "Section 4 – Power Transformer Design", [focus.ti.com/lit/ml/slup126/slup126.pdf](http://focus.ti.com/lit/ml/slup126/slup126.pdf), 2001.
- [50] ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Electronics*, 1997.

- [51] CASARO, M. M.; MARTINS, D. C., MODELO DE ARRANJO FOTOVOLTAICO DESTINADO A ANÁLISE EM ELETRÔNICA DE POTÊNCIA VIA SIMULAÇÃO, *REVISTA DA ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA-SOBRAEP*, vol. 13, pp. 183, AGOSTO DE 2008 2008.
- [52] MARCON, R. C., *Técnica de Rastreamento do MPP para Sistemas Fotovoltaicos Empregando a Impedância Característica do Conversor Sepic*. Florianópolis-SC-Brazil. 2010 – Departamento de Engenharia de Eletricidade-DEE, Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [53] BARBI, I., "Estudo do Circuito Grampeador para os Conversores Flyback e Forward e do Circuito Equivalente do Transformador de Três Enrolamentos", Universidade Federal de Santa Catarina- Instituto de Eletrônica de Potência, 2007.
- [54] LEM COMPONENTS, Voltage Transducer LV 25-P: "[www.lem.com](http://www.lem.com)". do acesso:
- [55] ORTMANN, M. S., *Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação*. Florianópolis. 2008 – Departamento de Engenharia Elétrica-Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [56] TELLEGEN, B. D. H., The Gyrator, A new Electric Network Element, *Philips Research Laboratories, The Netherlands*, 1948.
- [57] SINGER, S.; ERICKSON, R. W., Canonical modeling of power processing circuits based on the POPI concept, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 7, n.º. 1, pp. 37-43, 1992.
- [58] CID-PASTOR, A.; MARTINEZ-SALAMERO, L.; ALONSO, C. *et al.*, Classification and synthesis of power gyrators, *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 153, n.º. 6, pp. 802-808, 2006.
- [59] ROUTEX, J. Y.; GAY-DESHARNAIS, S.; EHSANI, M., Modeling of hybrid electric vehicles using gyrator theory: application to design, in: *Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52nd*, vol. 5, pp. 2090-2094 vol.5, 2000, 2000.
- [60] NASCIMENTO, B. M., *IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE DIGITAL PARA O COMPENSADOR REGENERATIVO DE POTÊNCIA ATIVA*. ILHA SOLTEIRA. 2009. DISSERTAÇÃO DE MESTRADO – PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA.