

Henrique Rocha e Mamede

**INTERLIGAÇÃO DE CONVERSORES DAB PARA APLICAÇÃO  
EM TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

Dissertação submetida ao Programa de  
Pós-Graduação da Universidade  
Federal de Santa Catarina para a  
obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Elétrica  
Orientador: Prof. Dr. Denizar Cruz  
Martins

Florianópolis  
2016



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

Mamede, Henrique Rocha e  
Interligação de Conversores DAB para Aplicação em  
Transformadores de Estado Sólido / Henrique Rocha e Mamede  
; orientador, Denizar Cruz Martins - Florianópolis, SC,  
2016.  
195 p.

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

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor DAB. 3.  
Transformador de estado sólido. 4. Redes inteligentes. I.  
Martins, Denizar Cruz. II. Universidade Federal de Santa  
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.  
III. Título.



Henrique Rocha e Mamede

**INTERLIGAÇÃO DE CONVERSORES DAB PARA APLICAÇÃO  
EM TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

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

Florianópolis, 15 de julho de 2016.

---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.sc. ETH  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.  
Instituto Federal de Santa Catarina

---

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.sc. ETH  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina



Este trabalho é dedicado aos meus familiares e amigos.





## **AGRADECIMENTOS**

Inicialmente agradeço a meus orientadores, professor Denizar Cruz Martins e ao doutor Walbermark Marques dos Santos, pela oportunidade de aprofundar meus conhecimentos na área de eletrônica de potência. Pela amizade, companheirismo e completa disposição em me auxiliar em todos os momentos.

Agradeço também ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC pela oportunidade de realizar um curso de mestrado em uma instituição que prima pela excelência. Sou grato ao CAPES e CNPQ pela bolsa de pesquisa e financiamento de equipamentos e insumos essenciais à realização do presente trabalho.

Não poderia deixar de agradecer a meus pais que sempre se sacrificaram para que eu pudesse ter as melhores oportunidades. E pelo inestimável carinho e apoio durante todos os momentos da minha vida.

Lembro aqui também dos colegas de INEP, companheiros de trabalho e estudo que de diversas maneiras contribuíram com a realização deste trabalho e com a minha formação. Obrigado.



“We live in a society exquisitely dependent on science and technology, in which hardly anyone knows anything about science and technology”.

(Carl Sagan)



## RESUMO

Nesta dissertação apresenta-se uma proposta de arquitetura de interligação de conversores DAB visando à aplicação em transformadores de estado sólido. O sistema é concebido de maneira a propiciar funcionalidades desejadas a tais sistemas como: ajuste dos níveis de tensão; isolamento galvânico; controle ativo do fluxo de potência e redundância. Além das características já citadas, o sistema realiza a divisão da potência processada entre os módulos constituintes, reduzindo os esforços de tensão e de corrente nos elementos semicondutores. Como bloco de construção para o arranjo proposto escolheu-se o conversor DAB, uma vez que ele apresenta elevada densidade de potência, opera em alta frequência e é capaz de realizar comutações suaves. Os princípios de operação da estrutura e seus mecanismos de divisão da potência processada são descritos e, por fim, resultados experimentais são apresentados como forma de validar os conceitos.

**Palavras-chave:** Conversor DAB. Transformador de estado sólido. Redes inteligentes.



## **ABSTRACT**

This work proposes an interconnection of DAB converters for Solid-State Transformer applications. The system is conceived as to provide the required functionalities to SSTs e.g.: voltage level adaptation; galvanic isolation; active control of the power flow and redundancy. Besides, the system share the power processed between the modules, therefore it reduces the current and voltage stresses on the switches. The DAB converter is employed as a construction block, since it presents a high power-density, operates in high-frequency and is capable of soft switching. The operation principles and the sharing mechanisms are depicted and experimental results are presented to validate the concepts.

**Keywords:** DAB converter. Solid-State Transformer. Smart Grid.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Estruturas de microrredes que integram cargas ca e cc juntamente com sistemas de armazenamento e fontes renováveis de energia à rede elétrica. (a) implementação com transformador de baixa frequência; (b) implementação com SST [10].	38
Figura 1.2: Primeiro transformador de estado sólido [27].	40
Figura 1.3: Classificação para os SSTs [29].	40
Figura 1.4: Proposta de SST [31].	42
Figura 1.5: <i>Intelligent Universal Transformer</i> - IUT [32].	42
Figura 1.6: Arranjo proposto em [33, 34].	43
Figura 1.7: Transformador de estado sólido da <i>Bombardier Transportation</i> [35].	44
Figura 1.8: Primeira geração de SST proposto pelo FREEDM [37, 38].	45
Figura 1.9: Topologia de uma das fases do UNIFLEX-PM [40].	46
Figura 1.10: <i>Solid State Power Substation</i> da GE [41].	47
Figura 1.11: <i>Power Electronic Traction Transformer</i> da ABB [42, 43].	48
Figura 1.12: MEGALink [10, 19, 44, 45].	49
Figura 1.13: Conversor DAB.	51
Figura 1.14: Principais formas de onda para a modulação <i>phase-shift</i> .	52
Figura 1.15: Arquitetura de interligação proposta.	56
Figura 2.1: Topologia do conversor DAB.	59
Figura 2.2: Sinais de comando ideais para modulação <i>phase-shift</i> .	62
Figura 2.3: 1ª etapa de operação.	63
Figura 2.4: 2ª etapa de operação.	64
Figura 2.5: 3ª etapa de operação.	64
Figura 2.6: 4ª etapa de operação.	65
Figura 2.7: 5ª etapa de operação.	66
Figura 2.8: 6ª etapa de operação.	66
Figura 2.9: Principais formas de onda do conversor DAB.	68
Figura 2.10: Gráfico da potência ativa em p.u. em função do ângulo de defasagem $\phi$ .	77
Figura 2.11: Gráfico da potência aparente em função do ângulo de defasagem.	78
Figura 2.12: Gráfico da potência reativa em função do ângulo de defasagem.	79

Figura 2.13: Potências ativa e reativa, em p.u., em função do ângulo de defasagem. ....	80
Figura 2.14: Fator de potência em função do ângulo de defasagem. ....	81
Figura 2.15: Conversor DAB com carga resistiva conectada à porta 2. ....	84
Figura 2.16: Formas de onda de interesse para a determinação da ondulação de tensão. ....	85
Figura 2.17: Circuito equivalente do modelo médio da saída do conversor. ....	87
Figura 2.18: Simulação para validação do modelo médio obtido. ....	89
Figura 3.1: Interligação série-série de conversores DAB. ....	92
Figura 3.2: Interligação paralelo-paralelo de conversores DAB. ....	93
Figura 3.3: Interligação paralelo-série de conversores DAB. ....	94
Figura 3.4: Arquitetura de interligação proposta. ....	95
Figura 3.5: Sistema em cascata. ....	98
Figura 3.6: Sistema em paralelo. ....	100
Figura 3.7: Diagrama de blocos do sistema de controle. ....	104
Figura 4.1: Protótipo de testes. ....	105
Figura 4.2: Diagrama de blocos do sistema de controle utilizado. ....	107
Figura 4.3: Foto do protótipo de um conversor DAB. ....	108
Figura 4.4: Formas de onda de tensão na porta 1 (ch1: 200 V/div), tensão na porta 2 (ch2: 200 V/div), tensão no interruptor $S_3$ (ch3: 200 V/div), corrente no indutor externo (ch4: 5 A/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div).....	109
Figura 4.5: Formas de onda de tensão na porta 1 (ch1: 100 V/div), corrente média na porta 1 (ch3: 1 A/div), tensão na porta 2 (ch2: 100 V/div) e corrente média na porta 2 (ch4: 1 A/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div). ....	109
Figura 4.6: Medição das tensões ( $U_{dc1}$ e $U_{dc2}$ ) e correntes médias ( $I_{dc1}$ e $I_{dc2}$ ) nas portas, além das potências entregue pela fonte ( $P_1$ ) e absorvida pela carga ( $P_2$ ) e do rendimento ( $\eta_1$ ) do conversor no ponto de operação descrito.....	110
Figura 4.7: Formas de onda de tensão de comando do interruptor $S_1$ (ch1: 20 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor $S_1$ (ch2: 200 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor $S_2$ (ch3: 200 V/div) e corrente no indutor externo (ch4: 5 A/div) (tempo: 2 $\mu$ s/div) durante comutação sob carga pesada. ....	111
Figura 4.8: Detalhamento das formas de onda de tensão de comando do interruptor $S_1$ (ch1: 20 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor $S_1$ (ch2: 200 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor $S_2$ (ch3: 200 V/div) e corrente no indutor externo (ch4: 5 A/div) (tempo: 500 ns/div) durante comutação sob carga pesada. ....	111
Figura 4.9: Formas de onda de tensão de comando do interruptor $S_1$ (ch1: 20 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor $S_1$ (ch2: 200 V/div), tensão	

entre coletor e emissor do interruptor S2 (ch3: 200 V/div) e corrente no indutor externo (ch4: 1 A/div) (tempo: 2  $\mu$ s/div) durante comutação sob carga leve...112

Figura 4.10: Detalhamento das formas de onda de tensão de comando do interruptor S1 (ch1: 20 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor S1 (ch2: 200 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor S2 (ch3: 200 V/div) e corrente no indutor externo (ch4: 1 A/div) (tempo: 500 ns/div) durante comutação sob carga leve. ....113

Figura 4.11: Formas de onda de tensão na porta 1 (ch1: 100 V/div), corrente média na porta 1 (ch3: 1 A/div), tensão na porta 2 (ch2: 100 V/div) e corrente média na porta 2 (ch4: 1 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau negativo de 15% na potência da carga.....114

Figura 4.12: Formas de onda de tensão na porta 1 (ch1: 100 V/div), corrente média na porta 1 (ch3: 1 A/div), tensão na porta 2 (ch2: 100 V/div) e corrente média na porta 2 (ch4: 1 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau positivo de 15% na potência da carga.....114

Figura 4.13: Curva de rendimento de um módulo DAB.....115

Figura 4.14: Medição de: tensão ( $U_{dc1}$ ) e corrente média ( $I_{dc1}$ ) na porta 1; tensão ( $U_{dc2}$ ) e corrente média ( $I_{dc2}$ ) na porta 2; potência entregue pela fonte ( $P_1$ ) e potência entregue à carga ( $P_2$ ); além do rendimento do conversor ( $\eta_1$ ) no ponto de operação descrito. ....116

Figura 4.15: Bancada de testes.....117

Figura 4.16: Interligação dos conversores DAB. ....117

Figura 4.17: Placa de controle. ....118

Figura 4.18: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média no barramento BT (ch3: 5 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média no barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div).....119

Figura 4.19: Medição de: tensão ( $U_{dc1}$ ) e corrente média ( $I_{dc1}$ ) no barramento BT; tensão ( $U_{dc2}$ ) e corrente média ( $I_{dc2}$ ) no barramento AT; potência entregue pela fonte ( $P_1$ ) e potência entregue à carga ( $P_2$ ); além do rendimento do sistema ( $\eta_1$ ) no ponto de operação descrito. ....119

Figura 4.20: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média no barramento BT (ch3: 5 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média no barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau negativo de 16,25% na potência de carga. ....120

Figura 4.21: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média no barramento BT (ch3: 5 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média no barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau positivo de 16,25% na potência de carga. ....120

Figura 4.22: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 5 A/div), corrente média na porta 1 do

conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB C (ch4: 2 A/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div).....	121
Figura 4.23: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 5 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB C (ch4: 2 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau negativo de 16,25% na potência de carga.....	122
Figura 4.24: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 5 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB C (ch4: 2 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau positivo de 16,25% na potência de carga.....	122
Figura 4.25: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 350 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 2 A/div), tensão na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 200 V/div) e tensão na porta 2 do conversor DAB C (ch4: 200 V/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div).....	123
Figura 4.26: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 350 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 2 A/div), tensão na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 200 V/div) e tensão na porta 2 do conversor DAB C (ch4: 200 V/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau negativo de 16,25% na potência de carga.....	124
Figura 4.27: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 350 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 2 A/div), tensão na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 200 V/div) e tensão na porta 2 do conversor DAB C (ch4: 200 V/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau positivo de 16,25% na potência de carga.....	124
Figura 4.28: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 300 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 1 A/div), corrente média na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 1 A/div) e corrente média na porta 2 do conversor DAB B (ch4: 1 A/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div) com todos os módulos ativos.....	126
Figura 4.29: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 300 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 1 A/div), corrente média na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 1 A/div) e corrente média na porta 2 do conversor DAB B (ch4: 1 A/div) (tempo: 1 s/div) durante a retirada de operação do módulo B.....	126
Figura 4.30: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 300 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 1 A/div), corrente média na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 1 A/div) e corrente média na porta 2 do conversor DAB B (ch4: 1 A/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div) com três módulos ativos.....	127
Figura 4.31: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 2 A/div), corrente média na porta 1 do	

conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB B (ch4: 2 A/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div) com todos os módulos ativos. ....	128
Figura 4.32: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 2 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB B (ch4: 2 A/div) (tempo: 1 s/div) durante a retirada de operação do módulo B. ....	128
Figura 4.33: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 2 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB B (ch4: 2 A/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div) com três módulos ativos.....	129
Figura 4.34: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média do barramento BT (ch3: 2 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média do barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div) com todos os módulos ativos.....	130
Figura 4.35: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média do barramento BT (ch3: 2 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média do barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 1 s/div) durante a retirada de operação do módulo B.....	130
Figura 4.36: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média do barramento BT (ch3: 2 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média do barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 20 $\mu$ s/div) com três módulos ativos. ....	131
Figura 4.37: Gráfico de rendimento da arquitetura de interligação de conversores DAB proposta. ....	132
Figura 4.38: Gráficos de rendimento para a arquitetura de interligação de conversores DAB proposta operando com quatro e com três módulos ativos. ....	133



## LISTA DE QUADROS

Tabela 1.1: Conversores cc-cc isolados bidirecionais típicos [65].....	50
Tabela 2.1: Semicondutores em condução durante cada etapa de operação. ....	69
Tabela 2.2: Parâmetros de simulação.....	88
Tabela 4.1: Parâmetros da arquitetura de interligação. ....	106
Tabela 4.2: Parâmetros dos conversores DAB.....	106
Tabela 4.3: Lista de componentes.....	107





## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AT	Alta tensão
BT	Baixa tensão
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CHB	<i>Cacaded H-Bridge</i>
DAB	<i>Dual-Active Bridge</i>
DPS	<i>Dual-phase-shift</i>
DSP	<i>Digital signal processor</i>
ESR	<i>Equivalent series resistance</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
EPRI	<i>Electric Power Research Institute</i>
EPS	<i>Extended phase-shift</i>
FPGA	<i>Field Programable Gate Array</i>
FREEDM	<i>Future Renewable Electric Energy Delivery and Management</i>
FT	Fotovoltaico
GE	<i>General Electric</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IUT	<i>Intelligent Universal Transformer</i>
MIT	<i>Massachussets Institute of Technology</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral-Point Clamped</i>
MT	Media tensão
PES	<i>Power Electronics Systems Laboratory</i>
PETT	<i>Power Electronic Traction Transformer</i>
PS	<i>Phase-shift</i>
SSPS	<i>Solid-State Power Substation</i>
SST	<i>Solid-State Transformer</i>
TIPS	<i>Transformerless Intelligent Power Substation</i>
TPS	<i>Tripple-phase-shift</i>
UNIFLEX-PM	<i>Universal and Flexible Power Management</i>
VSI	<i>Voltage-Source Inverter</i>
ZCS	<i>Zero-current switch</i>
ZVS	<i>Zero-voltage switch</i>



## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_b$	Capacitância de bloqueio	[F]
$C_{1,2}$	Capacitância de filtragem para as portas 1 e 2, respectivamente	[F]
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador de corrente	-
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão	-
$d$	Ganho de tensão do conversor referido ao primário	-
$D_x$	Diodos, $x = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ e $8$	-
erro <sub>i</sub>	Sinal de erro para a malha de controle de corrente	[A]
erro <sub>v</sub>	Sinal de erro para a malha de controle de tensão	[V]
$f$	Frequência de comutação	[Hz]
$f_0$	Frequência de ressonância	[Hz]
$f_r$	Razão entre as frequências de comutação e ressonância	-
FP	Fator de potência	-
$G_{i\phi}(s)$	Função de transferência da planta para o controle da corrente	-
$G_{vi}(s)$	Função de transferência da planta para o controle da tensão	-
$H_i(s)$	Função de transferência do sensor de corrente em conjunto com o filtro de condicionamento de sinais	-
$H_v(s)$	Função de transferência do sensor de tensão em conjunto com o filtro de condicionamento de sinais	-
$i(t)$	Corrente variável no tempo	[A]
$i_{C2}(t)$	Corrente que circula pelo capacitor de filtragem da porta 2	[A]
$i_R(t)$	Corrente que circula pela resistência de carga	[A]
$i_L(t)$	Corrente que circula pelo indutor externo	[A]
$\tilde{i}_2$	Perturbação de corrente na porta 2	[A]
$i_{rms}$	Valor eficaz de uma corrente alternada	[A]
$I$	Corrente contínua	[A]
$I_{1x}$	Corrente na porta 1 do conversor DAB X, $x = A, B, C$ ou $D$	[A]
$I_{2x}$	Corrente na porta 2 do conversor DAB X, $x = A, B, C$ ou $D$	[A]
$I_{2ref}$	Valor de referência para a corrente na porta 2	[A]
$I_{2medido}$	Corrente medida na porta 2	[V]
$I_{AT}$	Corrente no barramento de alta tensão	[A]

$I_{ATcél}$	Corrente na célula no lado de alta tensão	[A]
$I_{ATcélref}$	Valor de referência para a corrente da célula no lado de alta tensão	[A]
$I_{ATref}$	Valor de referência para a corrente no barramento de alta tensão	[A]
$I_{BT}$	Corrente no barramento de baixa tensão	[A]
$I_{BTcél}$	Corrente na célula no lado de baixa tensão	[A]
$I_{base}$	Corrente de base	[A]
$I_{p.u.}$	Corrente no sistema por unidade	[A]
$k$	Número total de conversores DAB que constituem a arquitetura de interligação de conversores	-
$l$	Número de conversores DAB, em uma única célula, que podem ser retirados de operação	-
$L$	Indutância de transmissão de potencia	[H]
$L_{disp}$	Indutância de dispersão	[H]
$L_{ext}$	Indutância do indutor externo	[H]
$L_m$	Indutância de magnetização	[H]
$m$	Número de células que compõe a arquitetura de interligação	-
$n$	Número de conversores DAB em uma única célula	-
$n_{ef}$	Número efetivo de conversores DAB que estão ativos em uma célula	-
$n$	Relação de transformação	-
$N_{1,2}$	Número de espiras dos enrolamentos primário e secundário do transformador	-
$P$	Potência média	[W]
$P_{base}$	Potência de base	[W]
$P_{cél}$	Potência nominal de uma célula	[W]
$P_{crit}$	Montante de potencia que a estrutura é capaz de trasferir à carga de maneira assegurada	[W]
$P_{DAB}$	Potência nominal de um conversor DAB	[W]
$P_e$	Potência de entrada	[W]
$P_{máx}$	Potência máxima que a arquitetura de interligação de conversores é capaz de transmitir à carga	[W]
$P_{p.u.}$	Potência média no sistema por unidade	-
$P_s$	Potência de saída	[W]

$Q$	Potência reativa	[Var]
$Q_x$	Interruptor controlável, $x = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ e $8$	-
$R$	Resistência de carga	[ $\Omega$ ]
$s_x$	Interruptor de dois quadrantes, $x = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ e $8$	-
$S$	Potência aparente	[VA]
$t_x$	Instantes de tempo em que ocorrem as mudanças de etapas de operação, $x = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ e $6$	[s]
$T$	Período de operação	[s]
$v(t)$	Tensão variável no tempo	[V]
$v_{ca1,2}$	Tensão nos terminais de corrente alternada das portas 1 e 2, respectivamente	[V]
$v_L(t)$	Tensão sobre os terminais do indutor externo	[V]
$\tilde{v}_2$	Perturbação de tensão na porta 2	[V]
$v_{gx}$	Tensão de gatilho no interruptor $x$ , $x = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ou $8$	[V]
$v_{sx}$	Tensão sobre os terminais do interruptor $x$ , $x = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ou $8$	[V]
$V$	Tensão constante	[V]
$V_{1,2}$	Tensão nos terminais de corrente contínua das portas 1 e 2, respectivamente	[V]
$V_{1x}$	Tensão dos terminais da porta 1 do conversor DAB X, $x = A, B, C$ ou $D$	[V]
$V_{2x}$	Tensão dos terminais da porta 2 do conversor DAB X, $x = A, B, C$ ou $D$	[V]
$V_{AT}$	Tensão no barramento de alta tensão	[V]
$V_{ATcél}$	Tensão nos terminais da célula no lado de alta tensão	[V]
$V_{ATref}$	Valor de referência para tensão do barramento de alta tensão	[V]
$V_{ATmedido}$	Tensão medida no barramento de alta tensão	[V]
$V_{BT}$	Tensão no barramento de baixa tensão	[V]
$V_{BTcél}$	Tensão nos terminais da célula no lado de baixa tensão	[V]
$V_{base}$	Tensão de base	[V]
$V_{p.u.}$	Tensão no sistema por unidade	-
$\langle i \rangle$	Valor médio quase instantâneo de uma corrente alternada	[A]
$\Delta t_x$	Intervalos de tempo de duração das etapas de operação, $x =$	[s]

	1, 2, 3, 4, 5 e 6	
$\Delta v_{C2}$	Ondulação de tensão no capacitor de filtro da porta 2	[V]
$\eta$	Rendimento	-
$\varphi$	Ângulo de defasagem entre os sinais de comando	[rad]
$\tilde{\varphi}$	Perturbação aplicada no ângulo de defasagem	[rad]
$\Phi$	Ângulo nominal de defasagem	[rad]

## SUMÁRIO

<b>Lista de Figuras.....</b>	<b>41</b>
<b>Lista de Quadros .....</b>	<b>47</b>
<b>Lista de Abreviaturas e Siglas.....</b>	<b>49</b>
<b>Lista de Símbolos .....</b>	<b>51</b>
<b>1: Elementos Introdutórios.....</b>	<b>35</b>
1.1: Introdução Geral .....	35
1.2: Revisão Bibliográfica.....	39
1.2.1: Transformadores de Estado Sólido.....	39
1.2.2: O Conversor DAB .....	49
1.3: Motivação, Justificativa e Objetivos .....	54
1.4: Conclusão.....	56
<b>2: O Conversor DAB.....</b>	<b>59</b>
2.1: Introdução .....	59
2.2: Apresentação do Conversor .....	59
2.3: Etapas de Operação do Conversor DAB .....	62
2.3.1: 1ª Etapa.....	63
2.3.2: 2ª Etapa.....	63
2.3.3: 3ª Etapa.....	64
2.3.4: 4ª Etapa.....	65
2.3.5: 5ª Etapa.....	65
2.3.6: 6ª Etapa.....	66
2.4: Principais Formas de Onda .....	67
2.5: Estudo de Algumas Figuras de Mérito do DAB .....	69
2.5.1: Valor Médio e Eficaz da Corrente em um Semicondutor.....	73
2.5.2: Valor Médio e Eficaz da Corrente na Porta 1.....	75
2.5.3: Potência Média Transmitida.....	76
2.5.4: Potência Aparente, Potência Reativa e Fator de Potência .....	78

2.5.5: Indutância de Transmissão de Potência .....	81
2.5.6: Influência da Carga na Tensão de Saída .....	82
2.5.7: Influência da Carga na Corrente do Indutor.....	83
2.5.8: Ondulação da Tensão de Saída .....	84
2.6: Modelo de Pequenos Sinais.....	86
2.7: Conclusão.....	89
<b>3: Interligação e Controle de Conversores DAB.....</b>	<b>91</b>
3.1: Introdução .....	91
3.2: Tipos de Interligação.....	91
3.2.1: Conexão Série-Série .....	91
3.2.2: Conexão Paralelo-Paralelo.....	93
3.2.3: Conexão Paralelo-Série .....	94
3.3: Arquitetura de Interligação Proposta.....	95
3.4: Avaliação Teórica do Rendimento .....	98
3.5: Sistema de Controle .....	101
3.6: Conclusão.....	103
<b>4: Resultados Experimentais .....</b>	<b>105</b>
4.1: Introdução .....	105
4.2: Módulo DAB.....	107
4.3: Arquitetura de Interligação Proposta.....	116
4.3.1: Controle .....	118
4.3.2: Divisão das Correntes e Tensões .....	121
4.3.3: Redundância .....	125
4.3.4: Rendimento.....	131
4.4: Conclusão.....	133
<b>5: Considerações Finais .....</b>	<b>135</b>
5.1: Introdução .....	135
5.2: Discussão dos Resultados.....	135



5.3: Propostas de Trabalhos Futuros .....	136
5.4: Conclusão Geral.....	137
<b>Referências.....</b>	<b>139</b>
<b>A Apêndice A .....</b>	<b>149</b>
<b>B Apêndice B .....</b>	<b>153</b>
<b>C Apêndice C .....</b>	<b>171</b>
<b>D Apêndice D .....</b>	<b>185</b>



---

## ELEMENTOS INTRODUTÓRIOS

---

### 1.1: INTRODUÇÃO GERAL

O estilo de vida atual da humanidade está profundamente ligado ao consumo da energia elétrica. A eletricidade é necessária para a produção e funcionamento da maior parte dos bens e serviços que consumimos diariamente e, por consequência, sua demanda cresce a cada ano. Buscando satisfazer tal crescimento, porém respeitando e atendendo o crescente apelo ambiental, novas tecnologias de geração têm se desenvolvido em conjunto com uma nova visão para os sistemas de distribuição e transmissão de energia elétrica.

Os primeiros sistemas de geração e distribuição de energia elétrica datam do final do século dezanove e são fruto da iniciativa do inventor Thomas Alva Edison [1]. Em 1878, Edison se pôs a desenvolver um sistema de iluminação capaz de substituir o uso de óleo e gás, esforço que culminou com o aperfeiçoamento da lâmpada incandescente e, em 1882, na construção do primeiro sistema comercial de distribuição de energia elétrica *Pearl Street Station* [1, 2].

Nos anos seguintes, os sistemas comercializados pela empresa de Thomas Edison, que se caracterizavam pela operação em corrente contínua (cc), dominaram o mercado. Entretanto, seu sucesso somado ao crescente fascínio e demanda por eletricidade despertou a atenção de novos investidores e, ainda na década de 1880, os primeiros sistemas em corrente alternada (ca) foram instalados na Europa e Estados Unidos.

Dentro deste contexto, deu-se uma disputa entre os principais agentes do setor, Thomas Edison e George Westinghouse, acerca da criação de um padrão para os sistemas de distribuição e transmissão de energia elétrica, episódio conhecido como “Guerra das Correntes” [2].

Apesar do pioneirismo dos sistemas cc o mesmo acabou derrotado. Sua operação em baixa tensão impossibilitava a transmissão de energia por longas distâncias, necessitando de diversas centrais de geração próximas às cargas. Já os sistemas ca se valiam do recente desenvolvimento do transformador [3, 4], elemento que permitia a elevação de tensão e consequente redução da corrente elétrica e das perdas nos alimentadores.

Credita-se, também, à concorrência entre Edison e Westinghouse para a construção da usina de *Niagara Falls* (1895) o desenvolvimento

do sistema trifásico em 50-60 Hz de transmissão, proposto por Nikola Tesla [1, 2] e empregado em quase a totalidade dos países.

A partir de *Niagara Falls*, os sistemas elétricos se basearam na premissa de utilizar usinas de grande porte, aproveitando fontes primárias de energia no seu local de ocorrência, conectadas a extensas linhas de transmissão e distribuição, de modo a suprirem as necessidades de consumo de maneira econômica e confiável [5].

Considerando o exposto, observa-se que há mais de um século de uso difundido de eletricidade. Ao longo desses anos, avanços significativos foram realizados em várias áreas de conhecimento alertando, neste momento, para uma reavaliação dos padrões atuais de geração, distribuição e transmissão de energia elétrica. Esta reavaliação já está em curso em muitos trabalhos de pesquisa pelo mundo e uma das alternativas mais propostas na literatura, para os sistemas de distribuição, foco central desse trabalho, é a das redes inteligentes (do inglês, *smart grids*) [6-9].

A visão de futuro para os sistemas de energia elétrica consiste em uma rede eficiente de distribuição baseada em mecanismos flexíveis de roteamento do fluxo de energia e amplo conhecimento sobre as necessidades fins dos consumidores. Em suma, tais características facilitarão a integração de fontes renováveis de energia e sistemas de armazenamento à rede convencional. Entretanto, a fim de tornar as redes inteligentes uma realidade, algumas tecnologias precisam amadurecer e a eletrônica de potência será fundamental nesse desenvolvimento [9].

Nos sistemas do futuro, assim como nos atuais, a seleção de níveis de tensão adequados aos diferentes pontos da rede de distribuição será de extrema importância para se obter alto rendimento [10] e segurança. Dessa forma, conversores eletrônicos como os transformadores de estado sólido (do inglês, *Solid-State Transformer - SST*) que: transferem energia entre diferentes níveis de potencial e promovem um controle ativo do fluxo de potência, serão elementos essenciais [11]. Além disso, empregando SSTs, considerável redução no tamanho e volume dos elementos reativos é atingida, uma vez que estes operam em média ou alta frequência [12] e a natureza controlável dos dispositivos semicondutores permite a incorporação de conceitos de proteção inteligente aos dispositivos [10].

Uma possível implementação deste conceito é visualizado em microrredes [13, 14], estações de carregamento para veículos elétricos [15] e centrais de processamento de dados [16, 17]. Na Figura 1.1 (a) e (b) são apresentadas instalações que utilizam o padrão atual e com SSTs, respectivamente. Em ambos os casos, diferentes cargas ca e cc bem

como fontes renováveis e sistemas de armazenamento de energia são interligados à rede elétrica convencional. A partir desses arranjos, um roteamento flexível do fluxo de energia é obtido, mantendo cargas de ambas as naturezas alimentadas.

Com a solução convencional, Figura 1.1 (a), questões como: qualidade de energia, compensação de energia reativa, filtragem ativa, isolamento de faltas e controle de frequência não seriam facilmente atendidas, uma vez que tais atribuições seriam distribuídas entre diversos conversores eletrônicos que deveriam ser precisamente coordenados [10]. Todavia a configuração apresentada na Figura 1.1 (b), que incorpora um estágio central de retificação/inversão e um conversor cc-cc isolado, representa uma solução mais atrativa dado que a distribuição de energia é realizada em um barramento cc de baixa tensão, que não apresenta tais características [18]. Além do mais, com a utilização do isolamento em média ou alta frequência o rendimento e a densidade de potência do sistema podem ser superiores [19].

Tais atrativos, contudo, vêm acompanhados de uma série de desafios. Por exemplo, nas aplicações de transformadores de estado sólido, os níveis de tensão podem chegar à dezenas de quilovolts. No entanto a tecnologia atual de semicondutores não provê dispositivos capazes de bloquear tais níveis de tensão, sendo então necessária a concepção de topologias capazes de lidar com esta questão e que operem em alta frequência de maneira eficiente [10]. Soma-se a isso o fato de que quando se utiliza conversores estáticos para realizar operações críticas de conversão de energia, a alta confiabilidade torna-se indispensável, circunstância que tem avultado conceito de sistemas tolerantes a falhas [20, 21].

Mediante esse novo cenário, define-se o tema da dissertação, que consiste na proposta de uma arquitetura de interligação de conversores DAB (do inglês, *Dual-Active Bridge*) que constituiria o estágio cc-cc isolado de transformadores de estado sólido. Visando contribuir com a solução de alguns dos problemas supracitados, o objetivo da arquitetura proposta é realizar a divisão dos esforços de tensão e de corrente nos semicondutores e aumentar a confiabilidade do sistema quanto ao suprimento de energia. Para tal, uma estrutura com múltiplas células, que por sua vez são compostas por vários módulos é considerada.

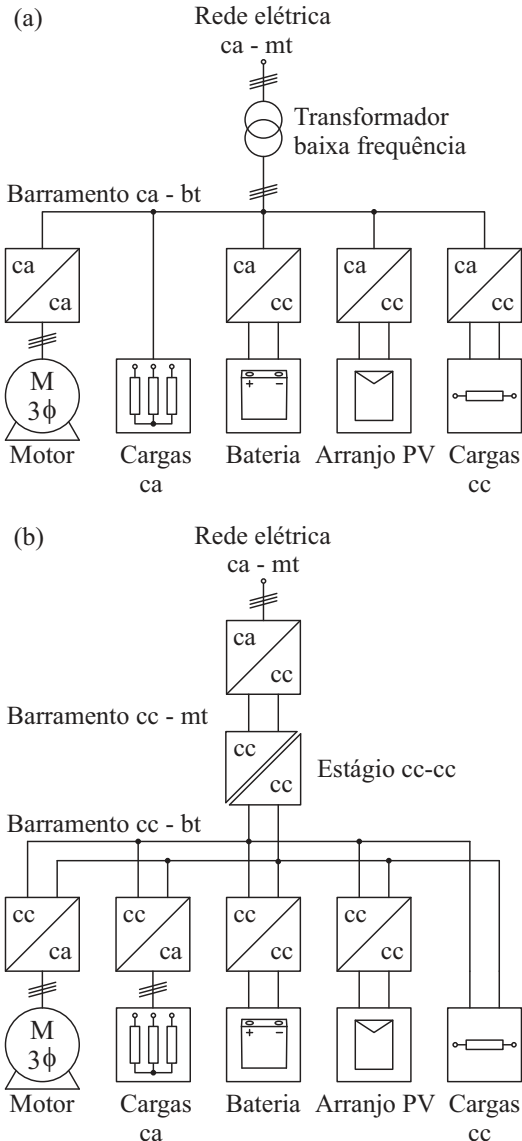


Figura 1.1: Estruturas de microrredes que integram cargas ca e cc juntamente com sistemas de armazenamento e fontes renováveis de energia à rede elétrica. (a) implementação com transformador de baixa frequência; (b) implementação com SST [10].

Conversores modulares tem o potencial de apresentar um menor custo, dados os preceitos da economia de escala; sua manutenção é facilitada, uma vez que os módulos em falha podem ser substituídos; sua capacidade de processamento de potência pode ser ampliada com a instalação de mais módulos; e, por fim, redundância pode ser obtida por meio do emprego de módulos sobressalentes [22] ou com um esquema adequado de interligação desses módulos [23].

O conversor *Dual-Active Bridge* (DAB) foi proposto em [24] como um conversor para aplicações em altas potências. Suas características e a possibilidade de interconectar seus terminais [23, 25, 26] o torna adequado para ser empregado como bloco de construção da arquitetura de interligação proposta.

Visando uma melhor organização, esta dissertação é estruturada da seguinte forma: o Capítulo 1 introduz o tema e contextualiza a arquitetura proposta no cenário dos SSTs; no Capítulo 2 apresenta-se o conversor DAB; no terceiro capítulo tem-se a descrição do arranjo proposto; o Capítulo 4 apresenta os protótipos montados e os resultados obtidos; a conclusão da dissertação é realizada no Capítulo 5 com a discussão dos resultados e sugestões para trabalhos futuros.

## **1.2: REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**

Esta Seção apresenta uma breve revisão bibliográfica referente aos transformadores de estado sólido e ao conversor DAB, com o objetivo de contextualizar tecnicamente o sistema proposto dentro do cenário atual. Destaca-se que embora ambos os temas sejam recentes, existe um grande número de trabalhos publicados, tornando impraticável uma análise que esgote todas as fontes de referência.

### **1.2.1: TRANSFORMADORES DE ESTADO SÓLIDO**

O primeiro conversor eletrônico ca-ca com isolamento galvânico e controle do fluxo de potência, apresentado na Figura 1.2, foi proposto no início da década de 1970 por W. McMurray [27] e pode ser considerado como o primeiro transformador de estado sólido. Neste circuito, a conversão ca-ca monofásica é realizada com o uso de um transformador com tap central e quatro interruptores de quatro-quadrantes. Os sinais de comando para  $s_{11}$  e  $s_{12}$ , assim como os de  $s_{21}$  e  $s_{22}$ , são complementares com razão cíclica de 50% e o ajuste do nível de tensão aplicado à carga é feito por meio da defasagem dos mesmos. Nota-se que o princípio de operação deste conversor se assemelha ao do conversor DAB [24], reportado somente no ano de 1991.

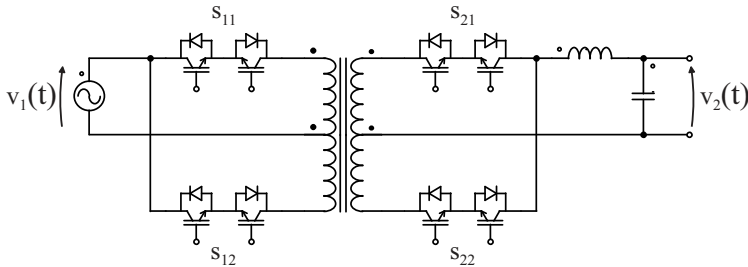


Figura 1.2: Primeiro transformador de estado sólido [27].

Diversos sistemas ca-ca trifásicos isolados foram propostos desde a concepção do primeiro SST. Em [28] é realizada uma classificação das configurações existentes, frente às diferentes abordagens empregadas em projeto [10], bem como em revisão bibliográfica acerca de SST [29].

Tal classificação, ilustrada na Figura 1.3, define quatro tipos de configuração para SSTs: os do tipo A realizam a conversão ca-ca em um único estágio; já as dos tipos B e C apresentam dois estágios de conversão, porém se diferenciam quanto a qual estágio provê o isolamento galvânico; por fim, nas estruturas do tipo D tem-se três estágios de conversão com o isolamento no estágio cc-cc intermediário.

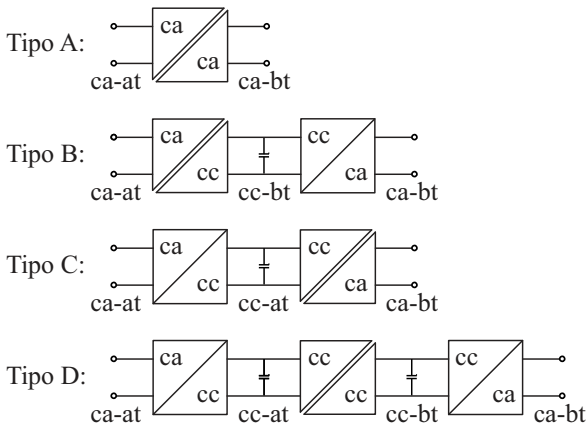


Figura 1.3: Classificação para os SSTs [29].

Em [30], seis topologias são consideradas a fim de comparar o desempenho de sistemas pertencentes a três das quatro classificações supracitadas. Os sistemas do tipo C não são analisados, pois considera-se que o barramento cc em alta tensão não seria adequado à conexão de geração distribuída ou sistemas de armazenamento de energia [30]. A



comparação é realizada considerando o número de componentes, esforços e perdas nos semicondutores, características de controle e as funcionalidades de cada configuração. Os autores concluem que os sistemas do tipo D, apesar do maior número de componentes e possivelmente maiores perdas, são mais atraentes para os SSTs, em especial, devido às funcionalidades proporcionadas por tal configuração [30].

Uma conclusão semelhante é apresentada em [29] que, além disso, atesta que a maior parte dos SSTs já implementados e testados empregam a configuração em três estágios. Com base no exposto, e considerando a arquitetura proposta, um enfoque maior será dado aos estudos que utilizam sistemas tipo D.

Em [31] uma topologia unidirecional, monofásica e modular de transformador de estado sólido é apresentada, conforme é ilustrado na Figura 1.4. O estágio de alta tensão é constituído pela associação em série de retificadores *boost* com correção do fator de potência. No segundo estágio, a tensão contínua é então transformada em uma onda quadrada de alta frequência que é aplicada ao transformador e, posteriormente, retificada. As saídas dos módulos isoladores são interligadas em paralelo e então utilizadas como entrada do terceiro e último estágio, que converte a tensão contínua em alternada com aterramento no ponto central. Nessa proposta, a interligação série-paralelo realiza a maior parte do ajuste dos níveis de tensão, evitando o uso de dispositivos semicondutores em série e grandes diferenças entre o número de espiras dos enrolamentos do transformador. Como desvantagem da estrutura destaca-se sua unidirecionalidade.

No ano de 2003, o *Electric Power Research Institute* (EPRI) desenvolveu um projeto denominado *Intelligent Universal Transformer* (IUT) [32]. Em tal sistema, a conversão ca-cc em alta tensão é realizada por um retificador *neutral-point clamped* (NPC) trifásico, já a conversão de alta tensão cc para baixa tensão cc é realizada empregando-se um inversor NPC, um transformador em média frequência e um retificador a diodos com dobrador de corrente. Por fim, um inversor ponte completa (em inglês, *Voltage-Source Inverter* - VSI) trifásico converte a baixa tensão cc em ca que será aplicada à carga. O transformador de estado sólido do EPRI foi inicialmente projetado para estações de carregamento rápido de veículos elétricos e, por isso, também é um sistema unidirecional.

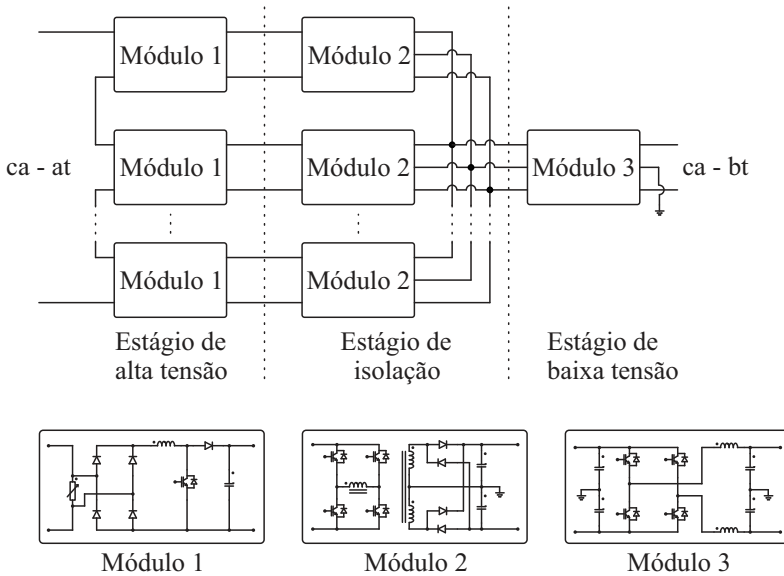


Figura 1.4: Proposta de SST [31].

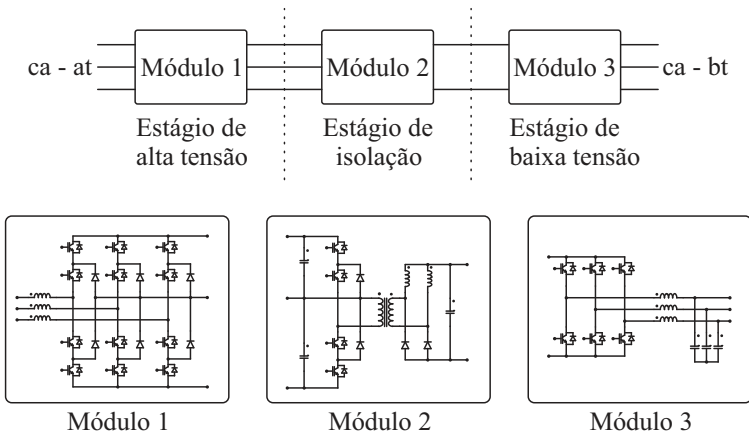


Figura 1.5: *Intelligent Universal Transformer* - IUT [32].

Uma estrutura bidirecional que emprega conversores multiníveis e dispositivos de carbeto de silício (SiC) foi proposta em [33, 34] e é demonstrada na Figura 1.6. Tal sistema utiliza os mesmos conversores nos estágios de alta e baixa tensão que o IUT. Entretanto, no estágio de isolamento, um conversor NPC trifásico, um transformador com dois

enrolamentos secundários conectados em estrela e delta e retificadores ativos são empregados. O arranjo proposto apresenta características favoráveis aos SSTs como: fator de potência unitário visto pela rede elétrica, capacidade de suportar afundamentos de tensão (em inglês, *voltage sag ride through*) e bidirecionalidade. Porém, tal topologia como desvantagem o fato de que mesmo com estruturas multiníveis a proposta faz uso de dispositivos SiC com tensão de bloqueio de 10 kV, que ainda apresentam alto custo.

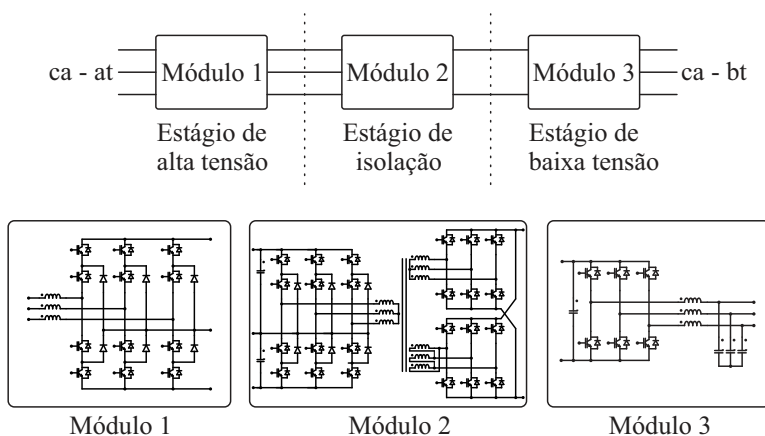


Figura 1.6: Arranjo proposto em [33, 34].

Outro campo promissor para aplicação de transformadores de estado sólido é o dos sistemas de tração elétrica [10]. Veículos ferroviários apresentam restrições de espaço e de peso, tornando a substituição dos volumosos transformadores de 16,7 Hz uma prioridade. Neste contexto, em 2007, pesquisadores da *Bombardier Transportation* propuseram um sistema em média frequência para locomotivas [35].

O sistema da *Bombardier*, exposto na Figura 1.7, se vale de conversores ressonantes em seu estágio isolador, melhorando o rendimento e possibilitando um incremento na frequência de comutação. Outro ponto interessante é a incorporação de redundância, que garante a operação da locomotiva mesmo com a falha de um dos módulos, no entanto com potência reduzida [35].

Um estudo mais detalhado, no tocante às perdas em conversores cc-cc isolados bidirecionais é realizado em [36]. Apesar de a arquitetura de interligação do sistema proposto não ser adequada à integração de fontes renováveis e de sistemas de armazenamento de energia, o estudo

é relevante, uma vez que emprega o conversor DAB e demonstra sua capacidade de atingir elevados valores de rendimento (97% ou superior) sendo utilizado como circuito central em sistemas de distribuição de energia.

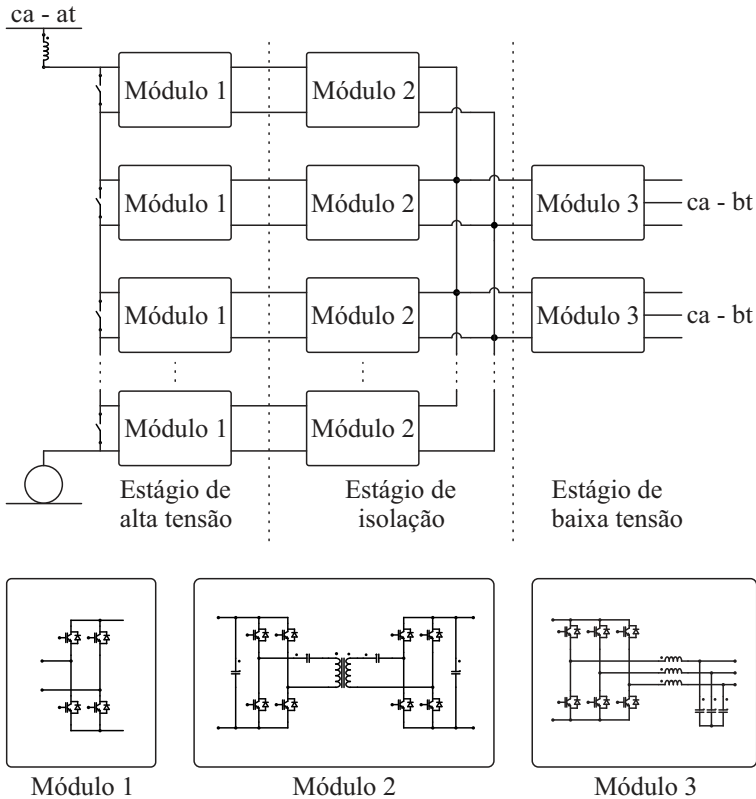


Figura 1.7: Transformador de estado sólido da *Bombardier Transportation* [35].

No ano de 2010, pesquisadores da Universidade da Carolina do Norte, nos EUA, associados ao *Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) Systems Center* publicaram a primeira geração do seu projeto de SST [37, 38]. O projeto consiste em uma arquitetura monofásica, de 20 kVA, e com tensões terminais de 7,2 kV e 120/240 V. São utilizados conversores ponte-H em cascata (em inglês, *Cascaded H-Bridge - CHB*) no lado de alta tensão, enquanto no estágio de isolamento emprega-se conversores DAB e, por fim, no lado

de baixa tensão um inversor com aterramento no ponto central propicia a alimentação de cargas em 120 ou 240 V, como demonstrado na Figura 1.8.

Atualmente, o FREEDM tem outra proposta de transformador de estado sólido, o *Transformerless Intelligent Power Substation* (TIPS) [39]. O TIPS tem um arranjo quase idêntico com o proposto em [33, 34] (Figura 1.6) salvo o fato de que o estágio de baixa tensão é composto por três inversores em paralelo. O novo projeto é trifásico, com potência nominal de 100 kVA, tensões terminais de 13,8 kV e 480 V e todos os dispositivos semicondutores utilizados são de SiC, sendo que no lado de alta tensão os IGBTs apresentam capacidade de bloqueio de 15 kV.

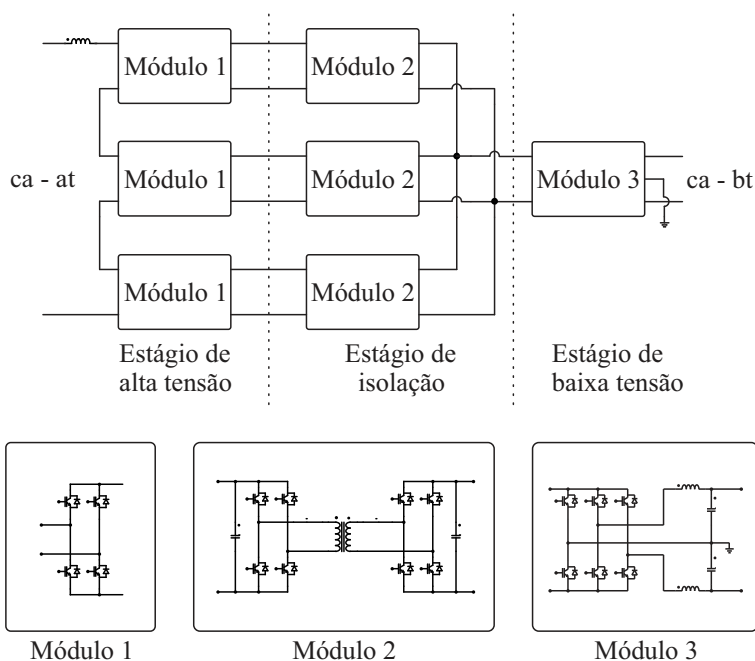


Figura 1.8: Primeira geração de SST proposto pelo FREEDM [37, 38].

Outro trabalho relevante é o *Universal and Flexible Power Management* (UNIFLEX-PM) [40]. A Figura 1.9 mostra uma das fases do SST, de onde se observa que em ambos os estágios, de alta e de baixa tensão, conversores ponte-H em cascata são utilizados impossibilitando o acesso a um barramento cc em baixa tensão. Entretanto, o UNIFLEX é importante por ser o primeiro trabalho a aplicar *interleaving* entre os

módulos cc-cc, a fim de reduzir os esforços de filtragem e, também, a disponibilizar uma terceira porta (entrada/saída) para conexão de cargas e/ou fontes auxiliares.

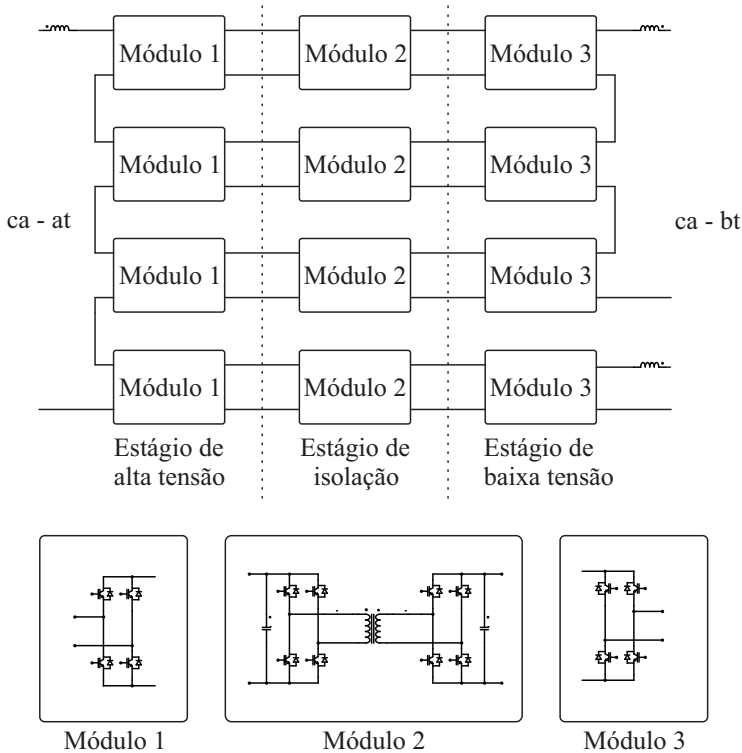


Figura 1.9: Topologia de uma das fases do UNIFLEX-PM [40].

Grandes empresas da área de semicondutores e processamento de energia também demonstram interesse nos transformadores de estado sólido. Em uma parceria, pesquisadores da *Cree*, *Powerex* e *General Electric* (GE) utilizaram módulos de SiC MOSFET em meia ponte com capacidade de bloqueio de tensão de 10 kV e condução de corrente de 120 A para construir o *Solid State Power Substation* (SSPS) [41]. O sistema, Figura 1.10, é monofásico com potência nominal de 1 MVA e tensões terminais de 13,8 kV e 465 V. Os autores afirmam que para uma potência de 855 kVA o rendimento do SSPS é de 97% e que o sistema proporciona uma redução de 70% no peso e 50% no tamanho em comparação a um transformador de 60 Hz de mesmas especificações.

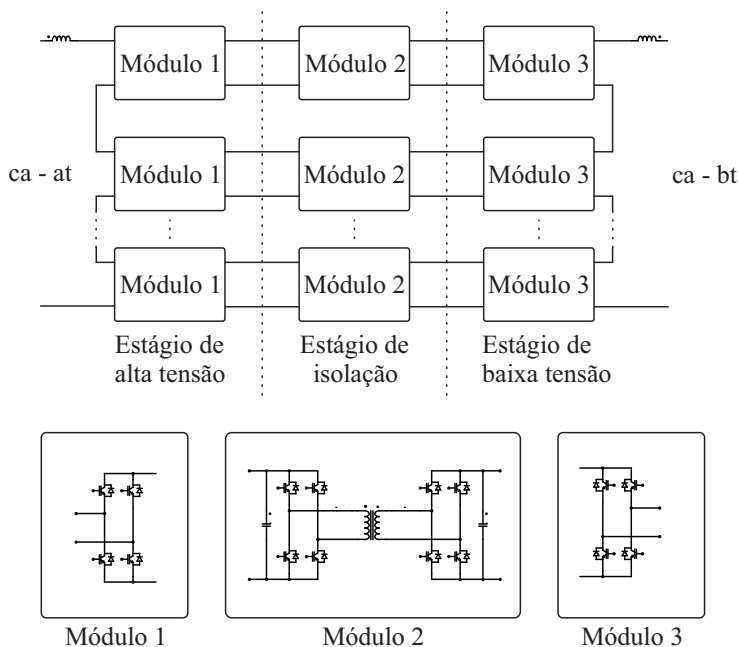


Figura 1.10: *Solid State Power Substation* da GE [41].

Outra grande empresa a propor um transformador de estado sólido para aplicação em tração elétrica foi a ABB. Em 2012, a empresa publicou o *Power Electronic Traction Transformer* (PETT) [42, 43]. A Figura 1.11 apresenta este SST monofásico de 1,2 MVA. O PETT é composto em seu estágio de alta tensão por conversores ponte-H em cascata, já a implementação do estágio cc-cc isolado é realizada usando-se conversores LLC ressonantes operando em malha aberta e com suas portas do lado de baixa tensão interligadas em paralelo, a fim de realizar o ajuste no nível de tensão. Por fim, inversores trifásicos realizam a interface do barramento cc de mais baixa tensão com os motores da locomotiva.

Pesquisadores do *Power Electronic Systems (PES) Laboratory* do *Swiss Federal Institute of Technology* tem um projeto interessante de SST, o MEGALink [10, 19, 44, 45]. A Figura 1.12 ilustra o projeto, que possui esse nome devido a sua capacidade de processar 1 MW de potência. O transformador de estado sólido interliga redes ca trifásicas de 10 kV e 400 V e disponibiliza um barramento cc em 800 V.

Para tal, cada fase é composta, em seu primeiro estágio, por cinco módulos de conversores H-NPC em cascata, cada um ligado ao estágio

de isolamento que é realizado utilizando um conversor série ressonante construído a partir de um NPC, um transformador de média frequência e um conversor em ponte completa. Os terminais do lado de baixa tensão do estágio de isolamento das três fases são conectados em paralelo, constituindo o barramento cc, onde cargas e/ou fontes podem ser conectadas. Além disso, supre dois inversores trifásicos com quatro braços, que realizam a interface com a rede ca de baixa tensão.

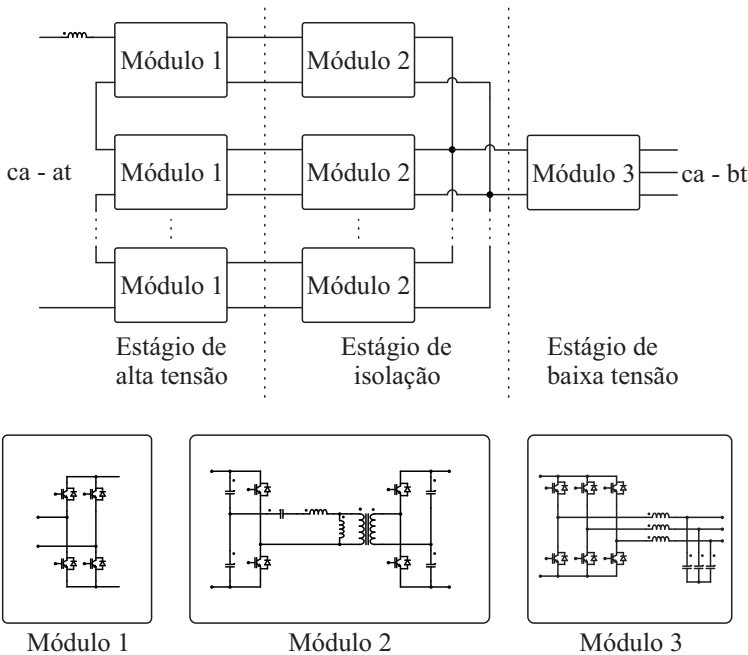


Figura 1.11: *Power Electronic Traction Transformer* da ABB [42, 43].



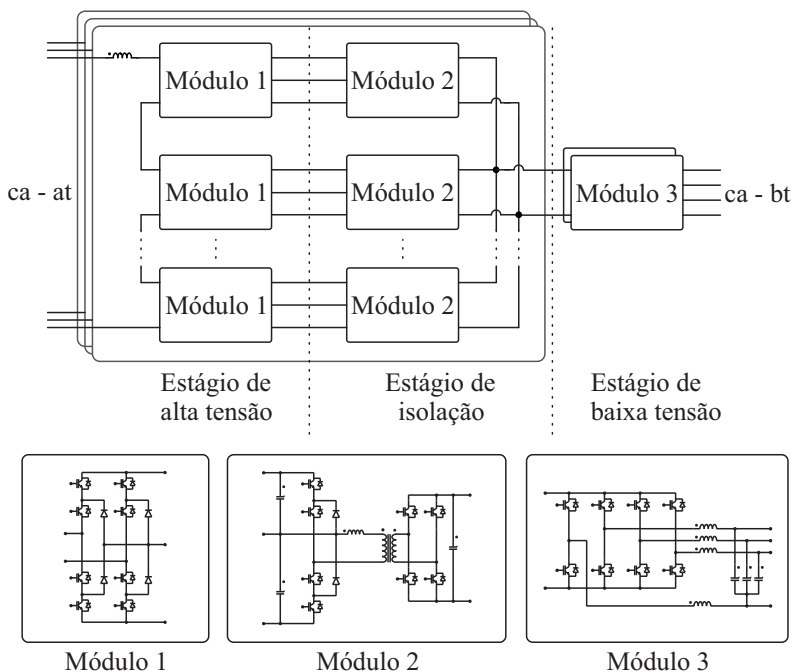


Figura 1.12: MEGALink [10, 19, 44, 45].

### 1.2.2: O CONVERSOR DAB

O conversor DAB será analisado com um maior nível de detalhamento nos capítulos subsequentes, portanto, este item se limita em apresentar de forma simplificada alguns estudos e trabalhos correlatos.

Como apresentado anteriormente, conversores cc-cc isolados e bidirecionais quanto ao fluxo de potência têm se mostrado como elemento fundamental para os transformadores de estado sólido. Existem diversas possibilidades de realização desse tipo de conversores e, na maioria das vezes, eles são derivados de conversores isolados unidirecionais. As topologias típicas de conversores cc-cc isolados bidirecionais [46-64], classificadas quanto ao número de interruptores, são apresentadas na Tabela 1.1.

O estudo realizado em [65] mostra que, em geral, considerando as mesmas especificações de tensão e de corrente para os semicondutores, a capacidade de transmissão de potência dos conversores cc-cc isolados bidirecionais será proporcional ao número de dispositivos empregados, ou seja, as topologias com quatro semicondutores controláveis

apresentam o dobro da capacidade de processamento de potência que conversores com dois interruptores e, ao mesmo tempo, a metade da capacidade dos que apresentam oito dispositivos.

Tabela 1.1: Conversores cc-cc isolados bidirecionais típicos [65].

<b>Número de interruptores</b>		
<b>Dois</b>	<b>Três</b>	<b>Quatro</b>
<i>Dual-Flyback,</i> <i>Dual-Cuk,</i> <i>Zeta-Sepic</i>	<i>Forward-Flyback</i>	<i>Dual-Push-Pull,</i> <i>Push-Pull-Forward,</i> <i>Push-Pull-Flyback,</i> <i>Dual-Half Bridge</i>
<b>Cinco</b>	<b>Seis</b>	<b>Oito</b>
<i>Full-Bridge-Forward</i>	<i>Half-Full Bridge</i>	<i>Dual-Active Bridge</i>

Em [65], outras características dos conversores também são analisadas. Considerando os esforços de filtragem, observa-se que para conversores *Forward* a frequência da ondulação nas variáveis de estado será igual à frequência de comutação, enquanto nas topologias *Push-Pull*, *Half-Bridge* e *Full-Bridge* será igual ao dobro da frequência de comutação, sendo assim, o DAB figura entre os que apresentam filtros de menor volume. Além do mais, cita-se como vantagens do conversor *Dual-Active Bridge* a facilidade em se obter comutações suaves, modularidade e o fato de a estrutura ser simétrica [65].

O conversor DAB, ilustrado na Figura 1.13, foi proposto no início da década de noventa [24, 66, 67], no entanto, devido a limitações no desempenho dos semicondutores de potência da época, suas perdas eram elevadas e seu rendimento inaceitável [65]. Consequentemente, somente com a evolução dos semicondutores e dos materiais magnéticos que o DAB atingiu um novo estágio de desenvolvimento.

Uma análise compreensiva dos princípios de operação, critérios de projeto e controle foi introduzida em [68, 69]. Estes trabalhos realizam, também, uma avaliação da influência da indutância de magnetização na operação do conversor. Ainda, considerando os princípios de operação do DAB, observa-se na Figura 1.13 que, para evitar curto-circuito, há a necessidade de se aplicar tempo morto entre os sinais de comando dos interruptores de um mesmo braço. As referências [70-72] apresentam uma análise teórica e verificação experimental acerca dos efeitos deste tempo morto e [73, 74] vão além, propondo o

uso do tempo morto para expandir a região de comutação suave e aumentar do rendimento do sistema.

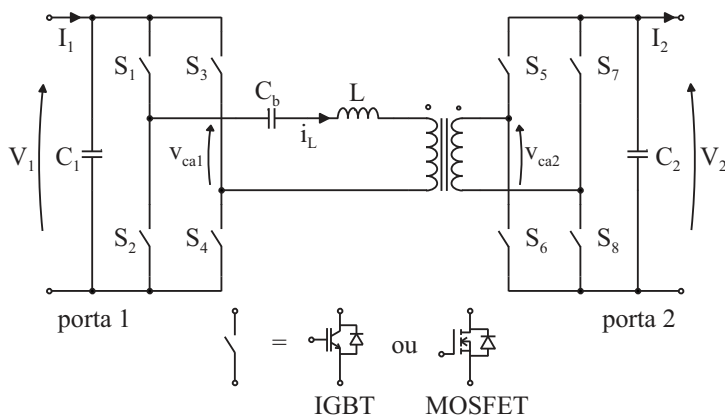


Figura 1.13: Conversor DAB.

Um tema que recebe muita atenção e, por consequência, é o foco de uma grande quantidade de publicações é o das técnicas de modulação. Os primeiros trabalhos com o conversor DAB [24, 66, 67] propuseram o uso de uma modulação por defasagem (do inglês, *phase-shift*) para controlar a potência transmitida entre as portas do conversor. Tal estratégia, consiste em comandar os interruptores das pontes completas de modo a produzir tensões com forma de onda quadrada e razão cíclica de 50% nos seus terminais ca. A defasagem entre as tensões das duas pontes implica em uma diferença de potencial aplicada aos terminais do transformador produzindo a corrente  $i_L(t)$ , que transfere energia entre as portas, como exposto na Figura 1.14.

A modulação por *phase-shift* é amplamente empregada devido a sua simplicidade. Porém, é dependente da indutância de dispersão do transformador e, caso a razão entre as tensões aplicadas aos terminais do mesmo seja diferente da relação de transformação, um aumento nos picos de corrente ocorrerá, elevando também a circulação de energia reativa e as perdas no sistema [65]. Soma-se a isso o fato de não ser possível realizar comutações suaves em toda faixa de potência.

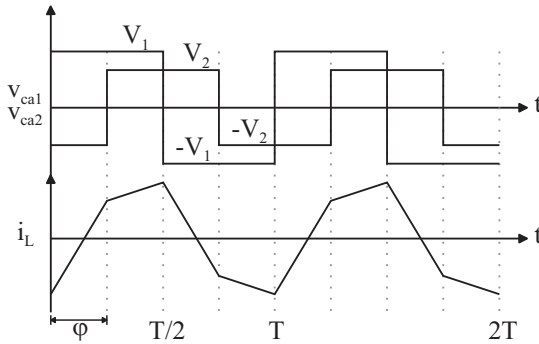


Figura 1.14: Principais formas de onda para a modulação *phase-shift*.

Com o intuito de transmitir a mesma potência entre as portas, entretanto com menor circulação de reativo e pensando em aplicações onde a tensão em uma das portas do DAB é variável, novas técnicas de modulação foram propostas. Em [75] é apresentada a estratégia *extended-phase-shift* (EPS), enquanto [76, 77] analisam a *dual-phase-shift* (DPS) e [78, 79] a *triple-phase-shift* (TPS). Todas as novas técnicas fazem uso de uma defasagem interna entre os sinais de comando dos interruptores dos braços de uma mesma ponte, produzindo uma tensão com três níveis em seu terminal ca. A modulação EPS faz uso da defasagem interna em apenas uma das pontes, enquanto a DPS e TPS as aplicam às duas pontes. A diferença entre as modulações *dual* e *triple-phase-shift* reside no fato de as defasagens internas serem iguais ou não.

As técnicas de modulação estão diretamente relacionadas à estratégia de controle que será utilizada. Todavia, para o projeto de compensadores é necessário ter posse de modelos de pequenos sinais do conversor [65]. Modelos dinâmicos do conversor DAB são apresentados em [69, 79-84]. Uma versão simplificada, que desconsidera a dinâmica de corrente do transformador, é discutida em [80-82]. Um modelo em tempo discreto considerando a indutância de dispersão e as transições ressonantes é apresentado em [83], enquanto que em [79] considera-se, adicionalmente, o efeito dos filtros de mitigação da interferência eletromagnética (EMI). Já a referência [84] faz uso dos termos constantes e de primeira ordem da série de Fourier das variáveis de estado para determinar um modelo completo, que é de terceira ordem se as resistências série equivalentes (ESR) dos capacitores forem desconsideradas e de sexta ordem, caso contrário.

O método mais simples para realizar o sistema de controle do conversor DAB é o *phase-shift*, apresentado nos trabalhos [24, 36, 66-

68, 70, 85]. Com esta modulação há apenas um grau de liberdade, uma vez que a única variável de controle é a defasagem entre os sinais de comando aplicados aos interruptores das pontes. O controle empregando *phase-shift* é atrativo devido a sua simplicidade e bom desempenho dinâmico. Porém, tal estratégia não é recomendada para aplicações onde a tensão em uma das portas é variável e tem a desvantagem de não garantir comutações suaves em toda a faixa de carga.

O controle empregando a modulação EPS foi apresentado em [75, 86-89], neste há um grau de liberdade a mais já que existe, também, uma defasagem interna entre os braços de comutação de uma das pontes. Empregando essa técnica obtém-se uma maior faixa de potência com comutações não dissipativas e menores esforços de corrente nos semicondutores. Entretanto, existe a necessidade de que a defasagem interna seja aplicada sempre a porta que fornece energia, ou seja, caso ocorra uma reversão do fluxo de potência deve-se inverter o modo de operação das pontes.

A modulação *dual-phase-shift* é semelhante à *extended-phase-shift* e realizando o controle a partir da DPS encontram-se as mesmas vantagens em relação ao uso do *phase-shift*. Os trabalhos [76, 77, 82, 90-92] expõem suas características. Uma grande vantagem da DPS em relação à EPS é que, como a defasagem interna é aplicada em ambas as pontes, não há a necessidade de se alterar a operação das mesmas em virtude de uma reversão do fluxo de potência.

Com o objetivo de otimizar a operação do conversor a modulação por *triple-phase-shift* foi proposta [78]. A TPS proporciona três graus de liberdade para o controle, posto que as defasagens internas são diferentes para cada ponte, possibilitando um número maior de pontos de operação para o conversor e, por consequência, obtém-se os menores esforços de corrente nos semicondutores [93-96]. Como desvantagem, cita-se que a TPS é a modulação mais complexa de ser implementada e a que apresenta o maior custo computacional, caso DSPs ou FPGAs sejam empregados.

Mediante o exposto, observa-se que todas as variações de modulação objetivam expandir a faixa de carga onde são obtidas comutações suaves. Contudo, alguns trabalhos caminham em outra direção se valendo de alterações na topologia do conversor DAB para atingir tal finalidade. Em [97-100], modificações no *link* de alta frequência são realizadas levando o conversor a operar em ressonância. É importante destacar que dessa maneira os conversores produzidos, apesar de denominados *dual-active bridge* nas respectivas referências, apresentam operação mais próximas a do conversor série ressonante,

realizando comutações ZVS (do inglês, *zero-voltage switch*) na ponte inversora e ZCS (do inglês, *zero-current switch*) no estágio de retificação. A capacidade de reversão do fluxo de potência dos conversores também é alterada [65].

Seguindo a linha de variações do DAB, tem-se em [24] a introdução, simultânea, das versões monofásica e trifásica do conversor. Ambas as topologias operam da mesma forma, porém, nota-se que com três braços de comutação os semicondutores são submetidos a menores estresses de corrente e que a maior frequência de ondulação permite o emprego de capacitores de filtro de menor valor. Todavia, existe uma dificuldade prática na construção de transformadores trifásicos com indutâncias de dispersão idênticas e o maior número de componentes resulta em uma elevação do custo [101-105].

Outra variação do conversor DAB consiste em utilizar interruptores de quatro quadrantes realizando uma versão ca-ca do *Dual-Active Bridge* [106, 107]. Têm-se, também, trabalhos que realizam a extensão do DAB para formar conversores com múltiplas portas [108-112]. O transformador, agora com vários enrolamentos, provê isolamento galvânico e ajusta os níveis de tensão das diversas cargas e/ou fontes. Os métodos de modulação e controle são os mesmo que para a versão com duas portas.

É oportuno, para esta dissertação, ressaltar a possibilidade de se interligar as portas do conversor DAB. No tocante aos transformadores de estado sólido, a associação paralelo-série é a de maior relevância, uma vez que esta permite a divisão das correntes e das tensões nos terminais onde estas apresentam seus valores mais elevados e, também, realiza a divisão de potência entre os módulos, como observado em diversos dos projetos apresentados no item anterior. Já a interligação paralelo-paralelo se mostra útil por proporcionar redundância entre os conversores, possibilitando o aumento da confiabilidade quanto ao suprimento de energia à carga. As referências [23, 26, 113] demonstram conversores DAB interligados nas maneiras supracitadas e o presente trabalho propõe uma arquitetura de interligação resultante da combinação de ambas.

### **1.3: MOTIVAÇÃO, JUSTIFICATIVA E OBJETIVOS**

O tema dos transformadores de estado sólido tem recebido um crescente destaque no contexto das futuras redes de distribuição, como exposto em 2010 pela revisão tecnológica do *Massachusetts Institute of Technology* (MIT) [114] que listou os SSTs como uma das dez tecnologias emergentes de maior importância.

A oportunidade de estudo de temas atuais e desafiadores, bem como, a possibilidade de contribuição na área, formam a base de motivação para a presente dissertação.

Como foi apresentado nas seções anteriores, tem-se que a maior parte dos transformadores de estado sólido utilizam três estágios de conversão de energia, uma vez que esta configuração propicia diversas das funcionalidades requeridas de um SST, como por exemplo: compensação de reativos, correção do fator de potência, redução da distorção harmônica, integração direta com fontes renováveis de energia e rejeição a distúrbios em ambas as portas.

Viu-se, ainda, que o conversor DAB com sua capacidade de: realizar comutações suaves; obter elevada densidade de potência e prover isolamento galvânico em alta frequência se mostra como uma excelente opção a ser empregado como bloco de construção do estágio cc-cc de um SST.

Entende-se como principais desafios para os SSTs: a obtenção de alto rendimento, a realização de estruturas capazes de lidar com os níveis de tensão encontrados, a incorporação de lógicas de controle e sensoriamento para que os conversores possam atuar como dispositivos de proteção inteligente e, por fim, a obtenção de alta confiabilidade quanto ao suprimento de energia à carga. Sendo assim, esta dissertação propõe a arquitetura de interligação de conversores DAB demonstrada na Figura 1.15. Tal configuração é justificada pelo fato dela ser capaz lidar com valores elevados de tensão, mantendo um rendimento muito próximo ao de um único conversor *Dual-Active Bridge*, e proporcionar uma maior segurança quanto ao fornecimento de energia à carga, devido a redundância, conforme será exposto em capítulo subsequente.

Os objetivos da arquitetura de interligação proposta são listados a seguir:

- Dividir os esforços de tensão e de corrente dos barramentos entre os módulos, de modo que semicondutores disponíveis comercialmente e de menor custo possam ser empregados;
- Prover redundância, aumentando a confiabilidade quanto ao suprimento de energia do sistema, além de permitir que o sistema seja tolerante a falhas e que possa ser submetido à manutenção preventiva;
- Possibilitar que o sistema seja expansível, tornando possível trabalhar com maiores níveis de tensão no lado de mais alta tensão a partir da adição de novas células e,

também, aumentar a capacidade de transmissão de potência pelo emprego de mais módulos;

- Manter o rendimento global do arranjo o mais próximo possível do que é obtido em um único conversor DAB.

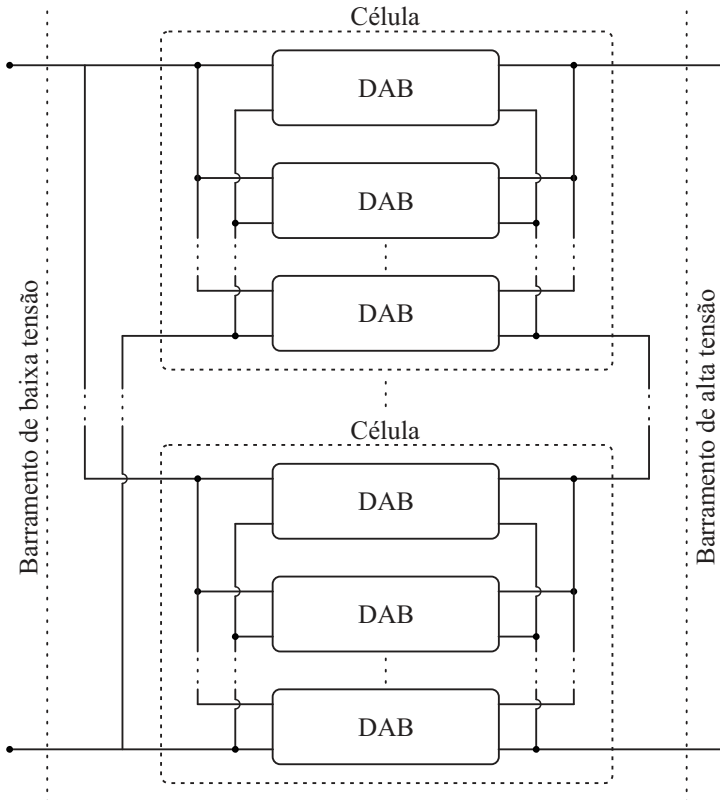


Figura 1.15: Arquitetura de interligação proposta.

#### 1.4: CONCLUSÃO

Este primeiro capítulo introduziu o tema dos transformadores de estado sólido, contextualizando sua importância para a realização das redes inteligentes de distribuição de energia elétrica.

Uma revisão bibliográfica, mostrando o estado da arte para os SSTs e para o conversor DAB, também foi apresentada e é utilizada como base para justificar a arquitetura proposta.



O próximo Capítulo apresentará, com um maior nível de detalhes, o conversor DAB, que constitui o bloco de construção para o arranjo proposto.



---

## O CONVERSOR DAB

---

### 2.1: INTRODUÇÃO

O conversor *Dual-Active Bridge* foi originalmente proposto em [24] como um conversor cc-cc com alta densidade de energia destinado a aplicações de elevada potência. O mesmo apresenta duas portas (ponto de conexão de cargas e/ou fontes) que ligam uma fonte contínua de tensão a uma carga com comportamento de fonte de tensão. Tal topologia apresenta como atrativos sua bidirecionalidade quanto ao fluxo de potência, isolamento galvânico, capacidade de realizar comutações suaves e baixa sensibilidade a elementos parasitas. Tais características fazem com que este conversor seja uma alternativa interessante às aplicações em SSTs.

As próximas seções apresentam o princípio de operação e algumas das figuras de mérito para o DAB, que servirão de base para um melhor entendimento do conversor.

### 2.2: APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR

A topologia do conversor DAB é constituída por dois conversores cc-ca ponte completa interligados a partir dos seus terminais de corrente alternada por um transformador de média ou alta frequência, como apresentado na Figura 1.13, repetida aqui como Figura 2.1.

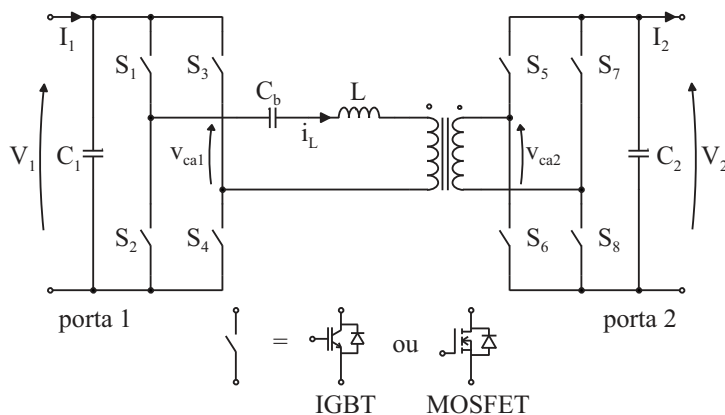


Figura 2.1: Topologia do conversor DAB.

A indutância de dispersão do transformador, elemento considerado parasita e inconveniente nos conversores isolados, por causar sobretensões nos interruptores, atua no DAB como meio de transferência de energia entre as portas. Contudo, de acordo com o valor obtido no projeto do transformador, torna-se necessário a conexão série de indutores externos para aumentar e/ou possibilitar a transmissão de potência de forma controlável e segura.

Neste estudo definir-se-á uma indutância de transmissão  $L$  como aquela responsável por transferir potência. Esta representará a soma de todas as indutâncias presentes no caminho do fluxo de energia, e.g.: indutâncias de dispersão e externa do primário, bem como, as indutâncias de dispersão e externa do secundário, ambas referidas ao primário, como demonstrado em (2.1).

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

Onde:  $L$  é a indutância de transmissão de energia;  $L_{\text{disp\_pri}}$  e  $L_{\text{ext\_pri}}$  representam as indutâncias de dispersão e externa em série com o enrolamento primário;  $L_{\text{disp\_sec}}$  e  $L_{\text{ext\_sec}}$  representam as indutâncias de dispersão e externa em série com o enrolamento secundário, ambas referidas ao primário de acordo com (2.2) e (2.3).

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

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

Do circuito do conversor, observa-se a existência de dois interruptores em um mesmo braço que, se comandados a conduzir simultaneamente, colocariam a fonte de tensão em curto circuito. Portanto, é necessário introduzir tempo morto no comando desses interruptores. Tal tempo morto, juntamente com imprecisões nos sinais de comando, pode proporcionar um desbalanço na relação volt-segundo aplicados aos enrolamentos do transformador e leva-lo à saturação [17].

A fim de evitar a saturação do transformador é necessário empregar um capacitor de bloqueio ou realizar um controle ativo da

corrente. Devido aos valores de potência escolhidos, este trabalho faz uso do capacitor de bloqueio e o mesmo é dimensionado pelo critério da frequência de ressonância apresentado em [115]. Por este critério, as indutâncias e o capacitor de bloqueio são vistos como um circuito tanque  $LC_b$  ressonante, cuja frequência de ressonância ( $f_0$ ) é dada pela expressão (2.4).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_b}} \quad (2.4)$$

Neste estudo, não é desejado que o conversor se comporte como um circuito série ressonante, sendo assim, escolhe-se a frequência do tanque de tal forma que a frequência relativa ( $f_r$ ), definida como a razão entre a frequência de comutação ( $f$ ) dos interruptores pela frequência natural do circuito  $LC_b$  e apresentada na equação (2.5), seja muito maior que a unidade. [115] atesta que  $f_r = 10$  é um bom valor prático.

$$f_r = \frac{f}{f_0} \gg 1 \quad (2.5)$$

Isolando  $f_0$  em (2.5), substituindo o resultado em (2.4) e manipulando algebricamente encontra-se a equação para o dimensionamento do capacitor de bloqueio.

$$C_b = \left(\frac{f_r}{f}\right)^2 \frac{1}{4\pi^2 L} \quad (2.6)$$

Para proceder à análise do conversor, algumas simplificações podem ser realizadas. Primeiramente, pode-se suprimir o capacitor de bloqueio, pois quando bem dimensionado, torna-se um curto circuito na frequência de comutação. Em segundo lugar, a relação entre o número de espiras dos enrolamentos do transformador pode ser substituída pela relação de transformação  $n$ , de acordo com (2.7).

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_2}{V_1} \quad (2.7)$$

Por fim, considera-se que a indutância de magnetização do transformador é de alto valor. Dessa forma assume-se que praticamente toda potência é transferida pela indutância de transmissão  $L$ , sendo possível simplificar a representação do transformador substituindo-o pela própria indutância de transmissão.

A modulação mais simples e usual, empregada para acionar o conversor DAB consiste em comandar os interruptores de modo que, nos terminais do transformador, obtenham-se tensões com forma de onda quadrada e razão cíclica de 50%. Nesse caso, a potência transferida é função da diferença angular (*phase-shift*) entre as tensões sob a indutância de transmissão.

A Figura 2.2 representa os sinais de comando ideais, sem tempo morto, para os interruptores do conversor. Nela,  $\phi$  representa a diferença angular das ondas de tensão e  $T = 1/f$  é o período de operação.

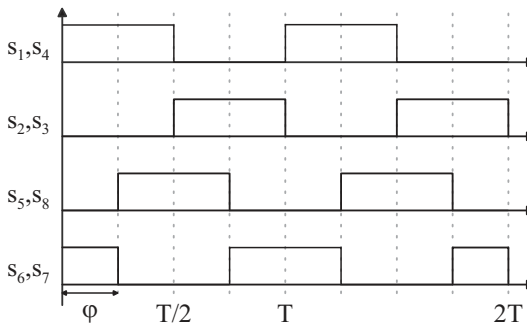


Figura 2.2: Sinais de comando ideais para modulação *phase-shift*.

Combinar-se-ão a topologia da Figura 2.1 com a modulação apresentada na Figura 2.2 para realizar o estudo das etapas de operação do conversor DAB.

### 2.3: ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR DAB

Utilizando-se a modulação apresentada, o conversor DAB apresenta seis etapas de operação. Em cada etapa, um determinado conjunto de interruptores irá conduzir corrente por um intervalo de tempo  $\Delta t_i$ , onde  $i = 1, 2, 3, 4, 5$  ou  $6$ . Os interruptores de dois quadrantes genéricos ( $S_x$ ) da Figura 2.1 serão desmembrados em um interruptor controlável ( $Q_x$ ) e um diodo ( $D_x$ ).

Para esta análise e esboço das formas de onda, algumas considerações serão tomadas: pressupõe-se que todos os componentes são ideais; admite-se que a tensão  $V_1$  é maior que  $V_2$ ; considera-se que a

relação de transformação  $n$  é unitária;  $L$  é concentrada em um indutor externo conectado ao enrolamento primário; e, por fim, adota-se que o fluxo de potência se dá da porta 1 para a porta 2.

A grandeza fundamental para a análise das etapas de operação é a corrente no indutor externo  $i_L(t)$ , cujo valor inicial será definido como  $i_L(t_0)$  e com o sentido adotado na Figura 2.3.

### 2.3.1: 1ª ETAPA

Na primeira etapa, representada na Figura 2.3, tem-se que devido ao sentido de  $i_L(t_0)$  a mesma circulará através dos diodos  $D_1$ ,  $D_4$ ,  $D_6$  e  $D_7$ .

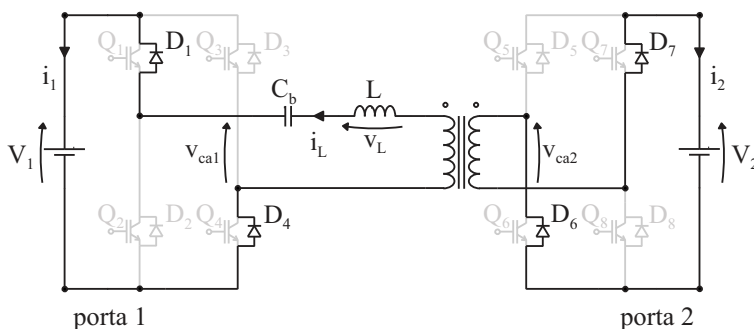


Figura 2.3: 1ª etapa de operação.

A corrente no indutor  $i_L(t)$  parte de  $i_L(t_0)$  e cresce com taxa de variação dada por (2.8). Quando  $i_L(t) = 0$ , os diodos são bloqueados e a primeira etapa de operação chega ao seu fim.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_1 + V_2}{L} \quad (2.8)$$

### 2.3.2: 2ª ETAPA

A segunda etapa, Figura 2.4, inicia-se com o bloqueio dos diodos e entrada em condução dos interruptores controláveis  $Q_1$ ,  $Q_4$ ,  $Q_6$  e  $Q_7$ , que já estavam previamente comandados. Agora a corrente  $i_L(t)$  parte de zero e cresce com a mesma taxa de variação da etapa anterior, dada por (2.8). O final da segunda etapa de operação ocorre com o comando de bloqueio dos interruptores  $Q_6$  e  $Q_7$  e habilitação à condução de  $Q_5$  e  $Q_8$ .

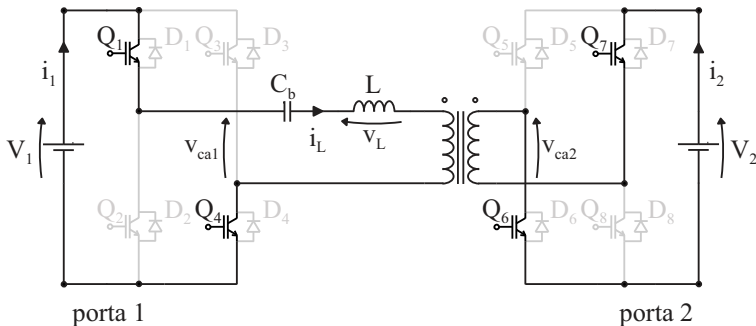


Figura 2.4: 2ª etapa de operação.

### 2.3.3: 3ª ETAPA

A terceira etapa, por sua vez, visualizada na Figura 2.5, tem seu início quando o comando determina que os interruptores  $Q_6$  e  $Q_7$  devem bloquear e  $Q_5$  e  $Q_8$  devem conduzir. Porém, o sentido da corrente neste instante de tempo impõe que os diodos  $D_5$  e  $D_8$  assumam a circulação da corrente.

Um fato importante é que o início desta etapa ocorre exatamente no instante de tempo que define a defasagem entre os sinais de comando das pontes. Durante a referida etapa, a taxa de variação da corrente é determinada por (2.9). O fim da terceira etapa de operação ocorre com o comando de bloqueio dos interruptores  $Q_1$  e  $Q_4$ .

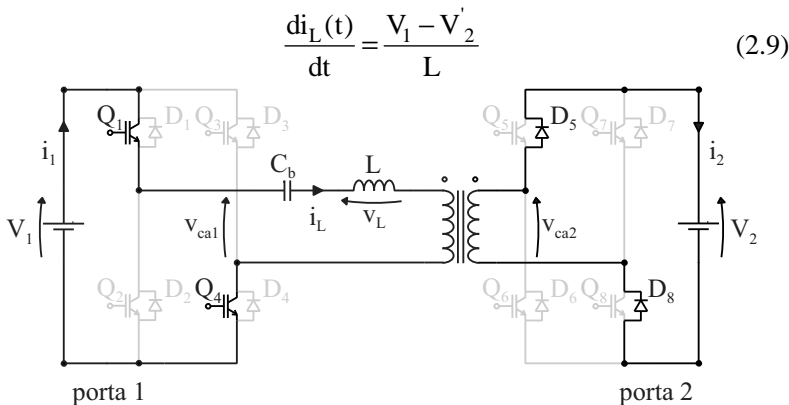


Figura 2.5: 3ª etapa de operação.



### 2.3.4: 4ª ETAPA

Nesta etapa os interruptores  $Q_2$  e  $Q_3$  são comandados a conduzir, entretanto, devido ao sentido da corrente no indutor são os diodos  $D_2$  e  $D_3$  que entram em condução. O início dessa etapa ocorre quando  $t = T/2$ .

Novamente nenhum interruptor controlado está conduzindo e ambas as pontes estão em roda livre. A derivada da corrente assume um valor negativo, fazendo-a decrescer a uma taxa dada por (2.10).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\left(\frac{V_1 + V_2}{L}\right) \quad (2.10)$$

Esta etapa atinge seu fim quando a corrente  $i_L(t)$  se anula.

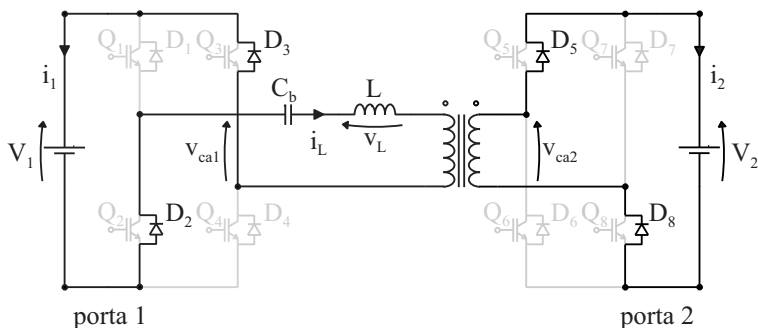


Figura 2.6: 4ª etapa de operação.

### 2.3.5: 5ª ETAPA

A quinta etapa de operação tem seu início com o bloqueio dos quatro diodos e entrada em condução dos interruptores  $Q_2$ ,  $Q_3$ ,  $Q_5$  e  $Q_8$  previamente comandados, conforme a Figura 2.7.

Agora, a corrente  $i_L(t)$  começa a crescer negativamente com derivada definida por (2.10).

Quando  $Q_5$  e  $Q_8$  são comandados a bloquear e  $Q_6$  e  $Q_7$  a conduzir, tem-se o fim dessa etapa de operação.

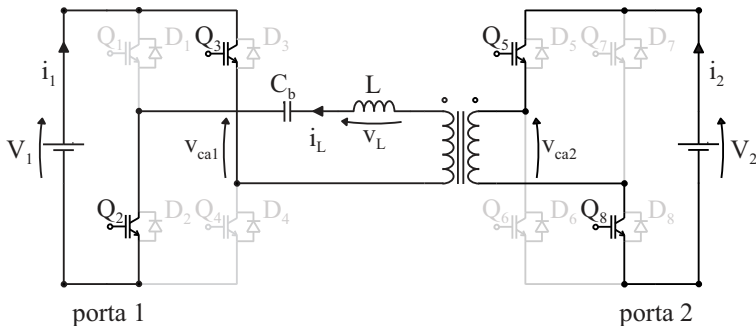


Figura 2.7: 5ª etapa de operação.

### 2.3.6: 6ª ETAPA

A última etapa de operação do conversor DAB, apresentada na Figura 2.8, tem início com o comando de bloqueio dos interruptores  $Q_5$  e  $Q_8$  e habilitação à condução de  $Q_6$  e  $Q_7$ . Mais uma vez, o sentido de corrente  $i_L(t)$  impõe que os diodos  $D_6$  e  $D_7$  assumam a condução da corrente. Nesse instante, tem-se uma derivada de corrente dada por (2.11).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\left(\frac{V_1 - V_2}{L}\right) \quad (2.11)$$

O instante de tempo em que ocorre o final desta etapa coincide com o período de comutação, onde a corrente no indutor assume o valor  $i_L(t_6) = i_L(t_0)$  e todo o processo se repete.

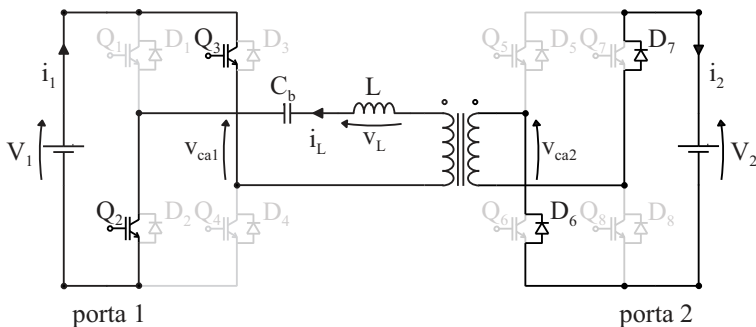


Figura 2.8: 6ª etapa de operação.

## 2.4: PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

A Figura 2.9 apresenta um esboço das principais formas de onda para o conversor DAB, destacando as etapas de operação previamente descritas. A partir da Figura 2.9 podem-se extrair algumas informações importantes.

Primeiramente, destaca-se que as tensões  $v_{ca1}(t)$  e  $v_{ca2}(t)$  são constantes durante cada etapa de operação e seus valores alternam entre valores positivos e negativos, porém sempre com amplitude igual ao valor da tensão constante de sua respectiva porta.

A tensão aplicada aos terminais do indutor externo é dada pela expressão (2.12). Observa-se que caso as tensões  $V_1$  e  $V_2$  sejam iguais,  $v_L(t)$  será nula durante a 3ª e 6ª etapas de operação e, por consequência, a derivada de corrente no indutor também será nula nos intervalos citados.

$$v_L(t) = v_{ca1}(t) - v_{ca2}(t) \quad (2.12)$$

Considerando a corrente no indutor, mais especificamente sua derivada, é possível definir quatro regiões onde esta apresenta módulo e sinal distintos. Desta forma, a corrente no indutor externo é descrita por quatro equações de segmentos de reta como será exposto na próxima seção.

Ainda no tocante as correntes, observa-se que a corrente nas portas  $i_1(t)$  e  $i_2(t)$  apresentam o mesmo comportamento da corrente no indutor externo, salvo o sentido. Tal característica é válida para todos os elementos semicondutores, sendo que a Tabela 2.1 explicita quais dispositivos estão em condução durante cada etapa de operação. As correntes nas portas apresentam, também, periodicidade, entretanto, com frequência duas vezes maior que a de operação do conversor.

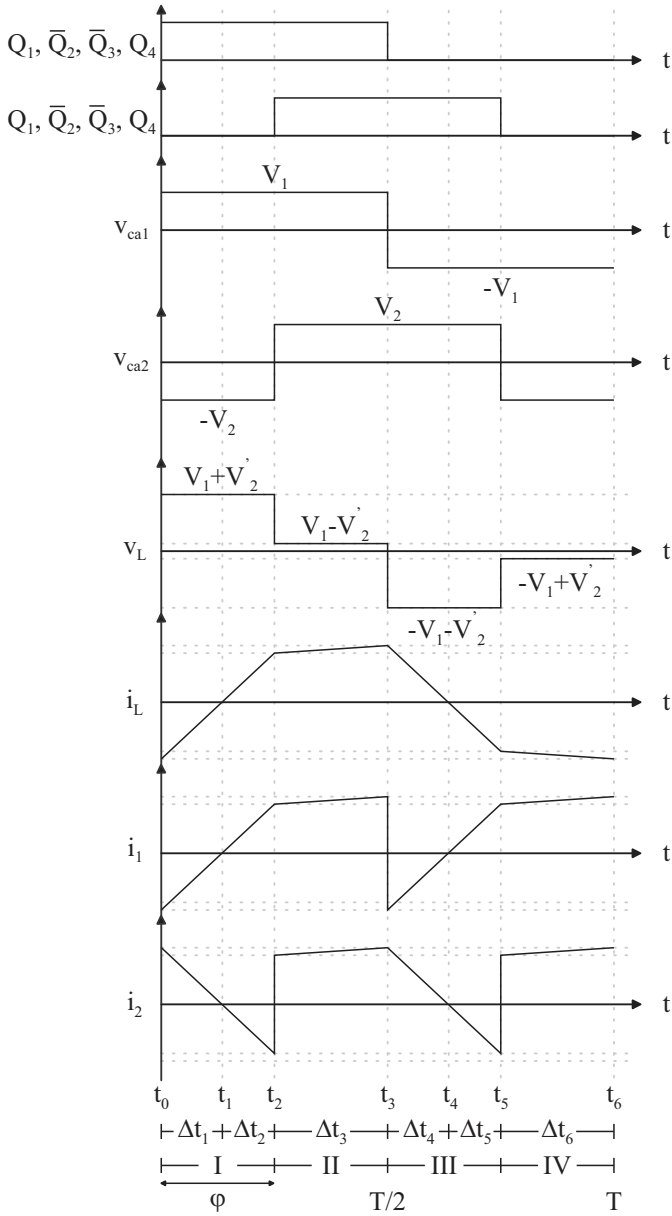


Figura 2.9: Principais formas de onda do conversor DAB.

Tabela 2.1: Semicondutores em condução durante cada etapa de operação.

Etapa	Interruptores em condução		Duração		
	Primário	Secundário			
1 <sup>a</sup>	D <sub>1</sub> e D <sub>4</sub>	D <sub>6</sub> e D <sub>7</sub>	$\Delta t_1$	I	T/2
2 <sup>a</sup>	Q <sub>1</sub> e Q <sub>4</sub>	Q <sub>6</sub> e Q <sub>7</sub>	$\Delta t_2$		
3 <sup>a</sup>	Q <sub>1</sub> e Q <sub>4</sub>	D <sub>5</sub> e D <sub>8</sub>	$\Delta t_3$	II	
4 <sup>a</sup>	D <sub>2</sub> e D <sub>3</sub>	D <sub>5</sub> e D <sub>8</sub>	$\Delta t_4$	III	T/2
5 <sup>a</sup>	Q <sub>2</sub> e Q <sub>3</sub>	Q <sub>5</sub> e Q <sub>8</sub>	$\Delta t_5$		
6 <sup>a</sup>	Q <sub>2</sub> e Q <sub>3</sub>	D <sub>6</sub> e D <sub>7</sub>	$\Delta t_6$	IV	

## 2.5: ESTUDO DE ALGUMAS FIGURAS DE MÉRITO DO DAB

Neste item, analisar-se-ão importantes figuras de mérito do conversor DAB operando em regime permanente. Enfatiza-se que essas figuras de mérito são relevantes ao conhecimento do comportamento do conversor, bem como para sua concepção e projeto.

Mais uma vez, a grandeza principal para tal estudo é a corrente no indutor  $i_L(t)$ . Como supracitado, seu comportamento é descrito por quatro equações de segmentos de reta apresentadas em (2.13).

$$i_L(t) = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{V_1 + V_2'}{L}(t - t_0), & t_0 < t < t_2 \\ i_L(t_2) + \frac{V_1 - V_2'}{L}(t - t_2), & t_2 < t < t_3 \\ i_L(t_3) - \frac{V_1 + V_2'}{L}(t - t_3), & t_3 < t < t_5 \\ i_L(t_5) - \frac{V_1 - V_2'}{L}(t - t_5), & t_5 < t < t_6 \end{cases} \quad (2.13)$$

A Figura 2.9 coloca em evidência algumas relações interessantes para o estudo de algumas figuras de mérito do conversor DAB, como a relação entre os valores de corrente nos instantes de tempo de interesse, dado por (2.14).

$$\begin{cases} i_L(t_0) = -i_L(t_3) = i_L(t_6) \\ i_L(t_1) = i_L(t_4) = 0 \\ i_L(t_2) = -i_L(t_5) \end{cases} \quad (2.14)$$

Sendo assim, inicia-se a análise procurando descrever os instantes de tempo em que ocorrem as mudanças de etapas de operação em função dos parâmetros do circuito e do ângulo de defasagem entre os sinais de comando das pontes.

Novamente, valendo-se da Figura 2.9, tem-se que: a origem dos tempos é marcada pelo instante  $t_0$ ;  $t_2$  coincide com a defasagem angular;  $t_3$  e  $t_6$  marcam a metade e o período completo de operação, respectivamente; e que  $t_5$  é igual a  $t_2$  somado a meio período de operação. Neste momento, ainda não é possível descrever os instantes  $t_1$  e  $t_4$ , nos quais a corrente se anula. Em (2.15) são demonstradas tais relações.

$$\begin{cases} t_0 = 0 \\ t_1 = ? \\ t_2 = t_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f} \\ t_3 = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \\ t_4 = ? \\ t_5 = \frac{\varphi + \pi}{2\pi f} \\ t_6 = T = \frac{1}{f} \end{cases} \quad (2.15)$$

Conhecendo alguns dos instantes de tempo, pode-se trabalhar com os seguimentos de reta de (2.13) a fim de encontrar o valor da corrente em todos os instantes de interesse. Aplicando  $t = t_2$  ao primeiro seguimento de reta e  $t = t_3$  ao segundo seguimento de reta de (2.13) encontram-se (2.16) e (2.17).

$$i_L(t_2) = i_L(t_0) + \frac{V_1 + V_2}{L} (t_2 - t_0) \quad (2.16)$$

$$i_L(t_3) = i_L(t_2) + \frac{V_1 - V_2'}{L}(t_3 - t_2) \quad (2.17)$$

Substituindo (2.16) em (2.17), chega-se a (2.18).

$$i_L(t_3) = i_L(t_0) + \frac{V_1 + V_2'}{L}(t_2 - t_0) + \frac{V_1 - V_2'}{L}(t_3 - t_2) \quad (2.18)$$

Como  $i_L(t_3) = -i_L(t_0)$ , tem-se (2.19).

$$i_L(t_0) = -\frac{V_1 + V_2'}{2L}(t_2 - t_0) - \frac{V_1 - V_2'}{2L}(t_3 - t_2) \quad (2.19)$$

Substituindo os valores dos tempos, dados em (2.15), em (2.19) e resolvendo para  $i_L(t_0)$ , encontra-se o valor inicial de corrente no indutor externo, apresentado em (2.20).

$$i_L(t_0) = \frac{-V_1\pi + V_2'(\pi - 2\phi)}{4\pi fL} \quad (2.20)$$

Substituindo (2.19) em (2.16), obtém-se (2.21).

$$i_L(t_2) = -\frac{V_1 + V_2'}{2L}(t_2 - t_0) - \frac{V_1 - V_2'}{2L}(t_3 - t_2) + \frac{V_1 + V_2'}{L}(t_2 - t_0) \quad (2.21)$$

Mais uma vez, aplicando os valores dos tempos em (2.21) e resolvendo a equação para  $i_L(t_2)$  determina-se (2.22).

$$i_L(t_2) = \frac{V_1(-\pi + 2\phi) + V_2'\pi}{4\pi fL} \quad (2.22)$$

Considerando as relações dadas em (2.14) e os valores calculados, demonstram-se em (2.23) o valor da corrente no indutor nos pontos de interesse, em função dos parâmetros do circuito e do ângulo de defasagem.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t_0) = \frac{-V_1\pi + V_2'(\pi - 2\varphi)}{4\pi fL} \\ i_L(t_1) = 0 \\ i_L(t_2) = \frac{V_1(-\pi + 2\varphi) + V_2'\pi}{4\pi fL} \\ i_L(t_3) = \frac{V_1\pi + V_2'(-\pi + 2\varphi)}{4\pi fL} \\ i_L(t_4) = 0 \\ i_L(t_5) = \frac{V_1(+\pi - 2\varphi) - V_2'\pi}{4\pi fL} \\ i_L(t_6) = \frac{-V_1\pi + V_2'(\pi - 2\varphi)}{4\pi fL} \end{array} \right. \quad (2.23)$$

É importante notar que caso  $V_1 = V_2'$  as correntes  $i_L(t_0)$ ,  $i_L(t_2)$ ,  $i_L(t_3)$ ,  $i_L(t_5)$  e  $i_L(t_6)$  apresentariam o mesmo módulo.

De posse do valor inicial de corrente em cada etapa de operação, aplica-se  $t = t_1$  e  $i_L(t_1) = 0$  em (2.13), encontrando (2.24), que descreve o instante de tempo no qual a corrente é nula.

$$t_1 = \frac{V_1\pi + V_2'(-\pi + 2\varphi)}{4\pi f(V_1 + V_2')} \quad (2.24)$$

Como  $t_4$  é igual a  $t_1$  somado a meio período de operação, é possível reescrever (2.15), agora com todos os instantes de tempo, da forma apresentada por (2.25).

Calculando a diferença entre dois instantes de tempos consecutivos determina-se a duração de cada uma das etapas de operação, esses intervalos de tempo são expostos em (2.26).

A Figura 2.9, a Tabela 2.1 e as relações matemáticas expostas nesta seção constituem o conjunto de informações necessárias para se calcular os valores médios e eficazes de corrente em todos os elementos de interesse.



$$\left\{ \begin{array}{l} t_0 = 0 \\ t_1 = \frac{V_1 \pi + V_2' (-\pi + 2\varphi)}{4\pi f (V_1 + V_2')} \\ t_2 = t_\varphi = \frac{\varphi}{2\pi f} \\ t_3 = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} \\ t_4 = \frac{V_1 (3\pi) + V_2' (\pi + 2\varphi)}{4\pi f (V_1 + V_2')} \\ t_5 = \frac{\varphi + \pi}{2\pi f} \\ t_6 = T = \frac{1}{f} \end{array} \right. \quad (2.25)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{V_1 \pi + V_2' (-\pi + 2\varphi)}{4\pi f (V_1 + V_2')} \\ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{V_1 (-\pi + 2\varphi) + V_2' \pi}{4\pi f (V_1 + V_2')} \\ \Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{\pi - \varphi}{2\pi f} \\ \Delta t_4 = t_4 - t_3 = \Delta t_1 \\ \Delta t_5 = t_5 - t_4 = \Delta t_2 \\ \Delta t_6 = t_6 - t_5 = \Delta t_3 \end{array} \right. \quad (2.26)$$

### 2.5.1: VALOR MÉDIO E EFICAZ DA CORRENTE EM UM SEMICONDUTOR

O procedimento para se determinar os valores médios e eficazes de corrente em cada um dos elementos semicondutores é o mesmo. Cada um dos dispositivos conduz corrente durante uma ou duas etapas de operação e a sua corrente é a mesma do indutor externo ao longo deste intervalo de tempo.

Considera-se nesta subsecção o diodo  $D_1$  para um estudo de caso. Segundo a Tabela 2.1, o referido diodo conduz corrente apenas durante

a primeira etapa de operação. Sendo assim, o valor médio de corrente que circula por este dispositivo é determinado por (2.27).

$$\langle i_{D_1} \rangle = \frac{1}{T} \left( \int_{t_0}^{t_1} i_L(t) dt \right) \quad (2.27)$$

Durante a primeira etapa de operação a corrente  $i_L(t)$  é descrita pela primeira equação de segmento de reta de (2.13), portanto, (2.27) pode ser reescrita na forma apresentada por (2.28).

$$\langle i_{D_1} \rangle = \frac{1}{T} \left[ \int_{t_0}^{t_1} \left( \frac{V_1 + V_2'}{L} \right) (t - t_0) dt \right] \quad (2.28)$$

Resolvendo a integral e substituindo os valores de tempo, chega-se a (2.29) que demonstra o valor médio, dentro de um período de operação, da corrente que circula pelo diodo  $D_1$ .

$$\langle i_{D_1} \rangle = \frac{(-V_1 V_2' \pi^2 + 2V_2' \phi)^2}{32\pi^2 L f (V_1 + V_2')} \quad (2.29)$$

O mesmo procedimento pode ser aplicado para a determinação do valor eficaz de corrente no diodo  $D_1$ . Todavia, agora se calcula a raiz quadrada do valor médio quadrático como apresentado em (2.30), obtendo-se o resultado exposto por (2.31).

$$i_{D_1 \text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left\{ \int_{t_0}^{t_1} \left[ \left( \frac{V_1 + V_2'}{L} \right) (t - t_0) \right]^2 dt \right\}} \quad (2.30)$$

$$i_{D_1 \text{ rms}} = \sqrt{\frac{(V_1 \pi - V_2' \pi + 2V_2' \phi)^3}{192\pi^3 L^2 f^2 (V_1 + V_2')}} \quad (2.31)$$

A metodologia exibida nesta seção pode ser empregada para determinar os valores médios e eficazes de corrente em todos os elementos semicondutores do conversor DAB. Tal conhecimento é fundamental para o dimensionamento e escolha dos dispositivos, bem como para o cálculo das perdas por condução nestes elementos.

### 2.5.2: VALOR MÉDIO E EFICAZ DA CORRENTE NA PORTA 1

Na Figura 2.9, observa-se que a corrente na porta 1 ( $i_1$ ) tem o dobro da frequência de operação do conversor, de modo que é necessário avaliar apenas meio período para se determinar seu valor médio. Além disso, durante a primeira metade do período de operação, a corrente na porta 1 é igual a corrente que circula no indutor externo, sendo assim, determina-se (2.32).

$$\langle i_1 \rangle = \frac{2}{T} \left( \int_{t_0}^{t_3} i_L(t) dt \right) \quad (2.32)$$

Como  $i_L(t)$  é linear por partes, pode-se expandir a integral de (2.32) para a forma apresentada em (2.33).

$$\langle i_1 \rangle = \frac{2}{T} \left[ \int_{t_0}^{t_2} \left( \frac{V_1 + V'_2}{L} \right) (t - t_0) dt + \int_{t_2}^{t_3} \left( \frac{V_1 - V'_2}{L} \right) (t - t_2) dt \right] \quad (2.33)$$

Resolvendo a integral e substituindo os instantes de tempo, chega-se em (2.34), que determina o valor médio quase instantâneo da corrente na porta 1.

$$\langle i_1 \rangle = \frac{V_2}{2\pi f L n} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.34)$$

Para a determinação do valor eficaz de corrente na porta 1, calcula-se a raiz quadrada do valor médio quadrático, como apresentado em (2.35), cujo resultado é (2.36).

$$i_{1\text{rms}} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[ \int_{t_0}^{t_2} \left[ \left( \frac{V_1 + V_2'}{L} \right) (t - t_0) \right]^2 dt + \int_{t_2}^{t_3} \left[ \left( \frac{V_1 - V_2'}{L} \right) (t - t_2) \right]^2 dt \right]} \quad (2.35)$$

$$i_{1\text{rms}} = \sqrt{\frac{V_1^2 \pi^3 + V_1 V_2' (-2\pi^3 + 12\pi\phi^2 - 8\phi^3) + V_2'^2 \pi^3}{48\pi^3 f^2 L^2}} \quad (2.36)$$

### 2.5.3: POTÊNCIA MÉDIA TRANSMITIDA

Para se obter a potência média (em watts) transferida da fonte  $V_1$  para a fonte  $V_2$ , basta multiplicar a corrente média na porta 1 por sua tensão, o que resulta em (2.37).

$$P = V_1 \langle i_1 \rangle = \frac{V_1 V_2'}{2\pi f L n} \phi \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2.37)$$

A fim de realizar um estudo genérico, propõe-se uma normalização da potência em relação à base definida em (2.38).

$$\begin{cases} V_{\text{base}} = V_1 \\ I_{\text{base}} = \frac{V_1}{2\pi f L} \\ P_{\text{base}} = V_{\text{base}} I_{\text{base}} = \frac{V_1^2}{2\pi f L} \end{cases} \quad (2.38)$$

Assim, a potência ativa em p.u. (sistema por unidade) transmitida é dada por (2.39).

$$P_{\text{p.u.}} = \frac{P}{P_{\text{base}}} = \frac{V_2'}{n V_1} \phi \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2.39)$$

Define-se, também, por  $d$ , o ganho de tensão do conversor referenciado ao lado primário, como demonstrado em (2.40).

$$d = \frac{V_2'}{V_1} = \frac{V_2}{nV_1} \quad (2.40)$$

Aplicando (2.40), pode-se reescrever (2.39) como (2.41).

$$P_{\text{p.u.}} = d\phi \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2.41)$$

O gráfico representativo de (2.41), em função do ângulo de defasagem  $\phi$ , para  $d = 1$ , é apresentado na Figura 2.10.

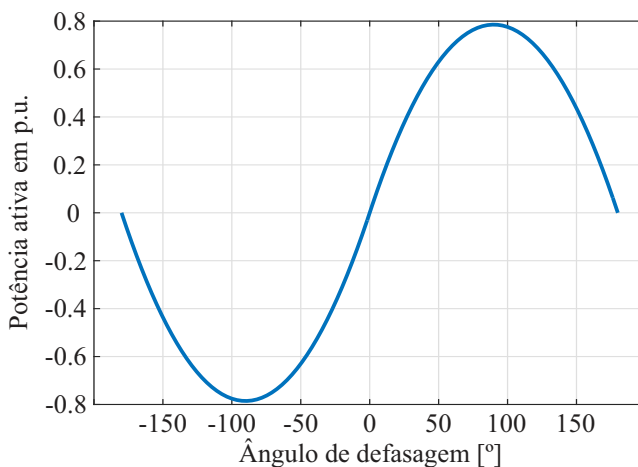


Figura 2.10: Gráfico da potência ativa em p.u. em função do ângulo de defasagem  $\phi$ .

Tomando a fonte  $V_1$  como referência, observa-se que: para valores negativos de  $\phi$ , ela absorve potência, enquanto que para valores positivos de  $\phi$ , ela fornece potência. Os valores máximos de transferência de potência ocorrem para  $\phi = \pm 90^\circ$ .

Apesar de o conversor DAB ser capaz de operar com ângulos de defasagem no intervalo de  $-180^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ , tecnicamente não é aconselhável sua operação com ângulos inferiores a  $-90^\circ$  ou superiores a

90°, devido aos elevados valores eficazes de corrente que circularão pelos interruptores e ao aumento do fluxo de potência reativa [112, 113], como será demonstrado na próxima seção.

#### 2.5.4: POTÊNCIA APARENTE, POTÊNCIA REATIVA E FATOR DE POTÊNCIA

A potência aparente (em volt-ampère) fornecida pela porta 1 é determinada pelo produto da sua tensão por sua corrente eficaz, conforme mostra a equação (2.42).

$$S = V_1 i_{1rms} \quad (2.42)$$

Essa potência, em p.u., é determinada pela equação (2.43) e seu gráfico em função do ângulo de defasagem, para diversos valores de  $d$ , é apresentado na Figura 2.11. Como a tensão  $V_1$  é constante, tem-se que a potência aparente apresenta o mesmo comportamento da corrente eficaz da porta 1, fato evidenciado pela igualdade de suas expressões em p.u.

$$S = \sqrt{\frac{1}{12\pi} \left[ \pi^3 + d \left( -2\pi^3 + 12\pi\varphi^2 - 8\varphi^3 \right) + d^2 \pi^3 \right]} \quad (2.43)$$

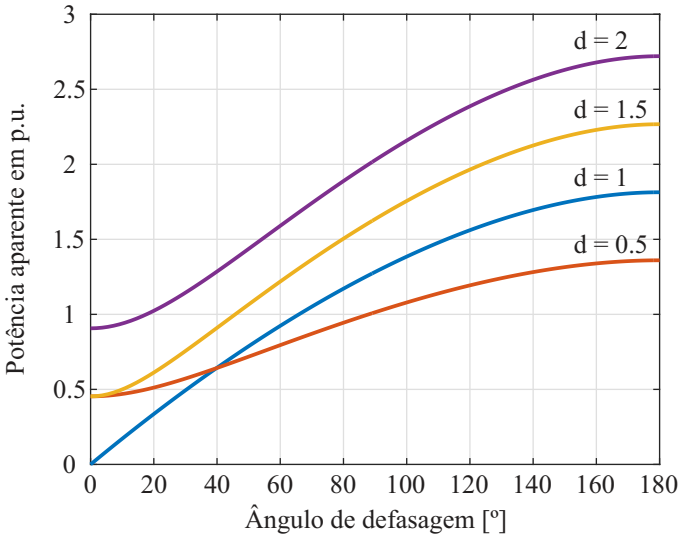


Figura 2.11: Gráfico da potência aparente em função do ângulo de defasagem.

Já a potência reativa do sistema (em volt-ampère reativo) é expressa por (2.44) e tem seu gráfico em função do ângulo de defasagem exposto na Figura 2.12. Salienta-se que esta potência está relacionada com a energia envolvida nos processos de carga e descarga dos capacitores, assim como na magnetização e desmagnetização dos núcleos do indutor e do transformador.

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.44)$$

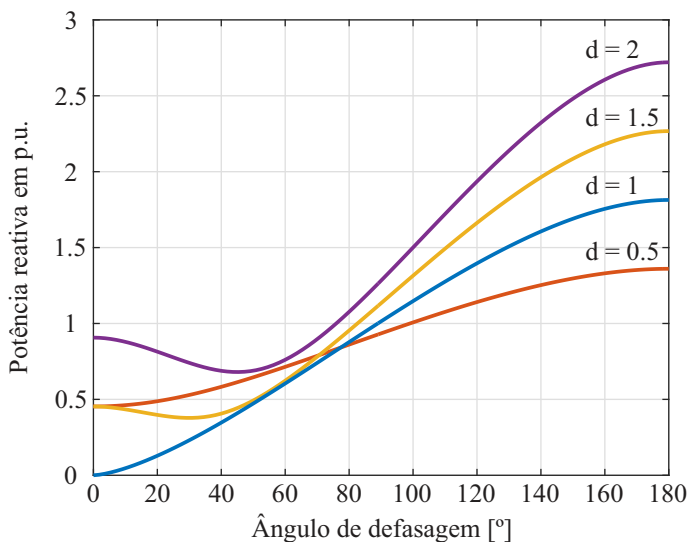


Figura 2.12: Gráfico da potência reativa em função do ângulo de defasagem.

O nível de potência reativa processada pelo conversor está diretamente relacionado com os valores de pico e eficazes das correntes, por consequência, valores elevados de potência reativa circulando no conversor ocasionam maiores perdas.

Segundo os gráficos da Figura 2.11 e Figura 2.12, valores de  $d$  diferentes da unidade, processa-se uma potência maior que zero para qualquer condição de carga. Demonstrando o interesse em operar o conversor sempre com suas tensões terminais o mais próximo possível dos respectivos valores nominais e a vantagem de mantê-las constantes.

A Figura 2.13 expõe as curvas de potência ativa e reativa em função do ângulo de defasagem e para a condição onde o ganho de tensão do conversor ( $d$ ) é unitário. As curvas ilustram o porquê não se

deve operar o conversor DAB com ângulos superiores a  $90^\circ$ , como dito na seção anterior, uma vez que valores consideráveis de potência reativa circulariam pela estrutura, aumentando as perdas. Além disso, a potência ativa transferida à carga apresentaria valores que poderiam ser obtidos empregando-se ângulos de módulo inferior a  $90^\circ$ .

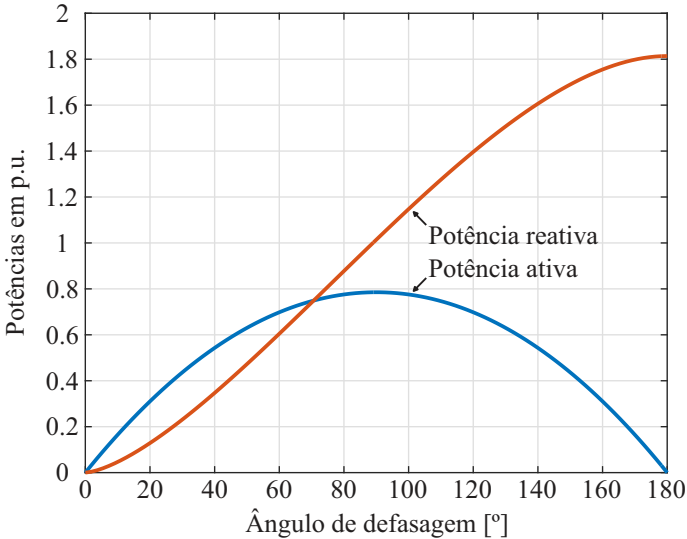


Figura 2.13: Potências ativa e reativa, em p.u., em função do ângulo de defasagem.

Por fim, apresenta-se na Figura 2.14 o gráfico do fator de potência em função da defasagem angular. É importante enfatizar que o DAB é um conversor cc-cc e, como tal, os sinais de tensão e corrente nas portas não apresentam deslocamento entre si, nem distorção harmônica. Dessa forma, é importante compreender que a definição de fator de potência, expressa em (2.45), não tem relação direta com a definição aplicada a circuitos de corrente alternada em regime permanente senoidal. Para o presente trabalho, o fator de potência deve ser visto como um fator de utilização da estrutura, já que ele indica quanto do montante total de potência processada pelo conversor é efetivamente transmitido à carga na forma de potência ativa.



$$FP = \frac{P_{p.u.}}{S_{p.u.}} \quad (2.45)$$

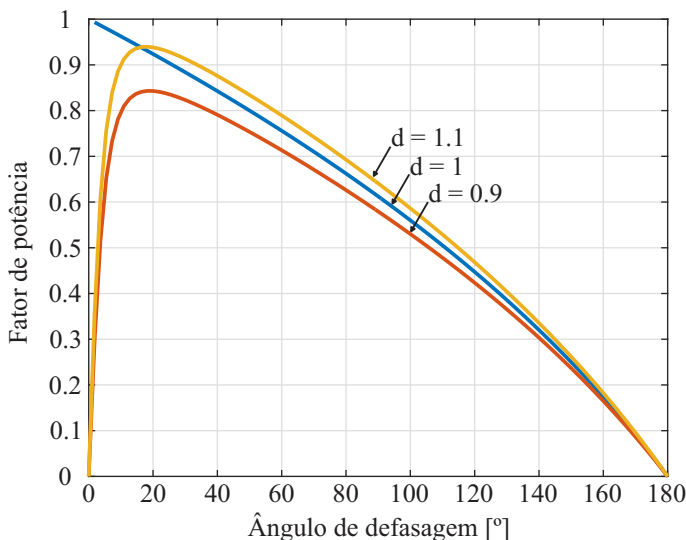


Figura 2.14: Fator de potência em função do ângulo de defasagem.

No gráfico da Figura 2.14 foram considerados desvios menores, da ordem de 10%, no ganho de tensão do conversor em relação à condição ideal ( $d = 1$ ) e, mesmo assim, ao se aplicar ângulos menores que  $15^\circ$  tem-se que o conversor apresenta um baixo fator de potência, ou seja, de toda potência processada pelo DAB apenas uma pequena parcela é transferida à carga sob a forma de potência ativa, de modo que essa região também deve ser evitada.

### 2.5.5: INDUTÂNCIA DE TRANSMISSÃO DE POTÊNCIA

A expressão que determina a indutância (em henry) necessária para se transmitir a potência desejada à carga é obtida isolando  $L$  em (2.37), cujo resultado é apresentado em (2.46).

$$L = \frac{V_1 V_2}{2\pi f P_n} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2.46)$$

De (2.46), percebe-se que o valor de indutância depende dos parâmetros do circuito, do valor de potência nominal e, em especial, da escolha de um valor de ângulo no qual tal potência será transmitida, comprovando a importância das análises realizadas nas subseções anteriores.

Mediante ao exposto, conclui-se que o projetista deve levar em consideração as curvas de potência e os interesses da aplicação para definir o valor da indutância de transmissão de potência nominal e que o conversor deve ser preferencialmente operado dentro de um intervalo angular. Tal fato é corroborado por trabalhos que tem como escopo metodologias de projeto para o DAB como [116].

Nesta dissertação, considera-se este intervalo como  $15^\circ \leq \phi \leq 55^\circ$  e adota-se  $\phi = 45^\circ$  como o ângulo de defasagem nominal. Portanto, aplicando  $\phi = \pi/4$  a (2.46) encontra-se (2.47), que será a equação empregada no projeto dos protótipos.

$$L = \frac{V_1 V_2}{2\pi f P_n} \frac{3\pi}{16} \quad (2.47)$$

### 2.5.6: INFLUÊNCIA DA CARGA NA TENSÃO DE SAÍDA

Buscando-se determinar uma equação que defina o comportamento da tensão de saída em função da carga, parte-se da equação da potência ativa transmitida pelo conversor, reescrita aqui como (2.48).

$$P = \frac{V_1 V_2}{2\pi f L_n} \phi \left( 1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (2.48)$$

Assumindo uma resistência de carga (R) fixa e que a mesma é conectada à porta 2, pode-se descrever a potência demandada pela carga por (2.49).

$$P = \frac{V_2^2}{R} \quad (2.49)$$

Substituindo (2.49) em (2.48) e resolvendo para a tensão na porta 2, encontra-se (2.50).

$$V_2 = \frac{V_1}{2\pi f L n} \varphi \left( 1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) R \quad (2.50)$$

A equação (2.50) determina a tensão na carga em função da sua resistência e do ângulo de defasagem. Observa-se que, mantendo os parâmetros constantes, a tensão apresenta uma relação linear com a resistência de carga. O conhecimento de tal propriedade é importante para que, na ausência de sistemas de controle, não se aplique ao conversor uma combinação de resistência de carga e ângulo de defasagem que produza uma tensão na porta que seja destrutiva aos semicondutores.

### 2.5.7: INFLUÊNCIA DA CARGA NA CORRENTE DO INDUTOR

Assumindo que os parâmetros do circuito são mantidos constantes, tem-se que a potência requerida pela carga determina o valor do ângulo de defasagem e, por consequência, influência o comportamento da corrente no indutor externo. Essa influência pode ser observada através da equação que define o valor inicial da referida corrente que, depois de simplificada, é repetida como (2.51).

$$i_L(t_0) = \frac{1}{4fL} \left[ -V_1 + \frac{V_2}{n} \left( 1 - 2 \frac{\varphi}{\pi} \right) \right] \quad (2.51)$$

Observa-se em (2.51) que a corrente assume valor negativo ( $i_L(t_0) < 0$ ) sempre que a relação (2.52) é válida.

$$V_1 > \frac{V_2}{n} \left( 1 - 2 \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (2.52)$$

Desse modo, pela análise das etapas de operação, percebe-se que sempre que os interruptores controláveis são comandados a conduzir, o sentido da corrente força a condução dos diodos em antiparalelo. Portanto, com (2.52) atendida, a comutação da corrente dos diodos para os interruptores controláveis teoricamente ocorreria com tensão nula sobre seus terminais, caracterizando uma comutação suave do tipo ZVS. É oportuno citar que a condição (2.52) é necessária para se obter comutações ZVS, porém ela não é suficiente para garantir sua ocorrência. Outros fatores como: capacitância intrínseca dos

interruptores, tempo morto e energia instantânea armazenada no indutor devem ser considerados para averiguar se tais comutações serão realmente obtidas. Os trabalhos [17, 116] apresentam com profundidade a questão das comutações ZVS para o DAB.

Avaliando a condição onde  $d = 1$ , observa-se que (2.52) será válida para qualquer valor de  $\phi$ , todavia, tal situação, apesar de desejável, dificilmente será vivenciada na prática, uma vez que qualquer diferença na tensão das portas em relação ao seu valor nominal e/ou qualquer diferença entre o número real de espiras nos enrolamentos do transformador em relação ao definido no projeto impossibilitariam a condição ideal. Portanto, ao menos para a modulação por *phase-shift*, na prática, sempre existem valores de  $\phi$  para os quais comutações suaves não são possíveis. Em geral, estes valores ocorrem para baixas potências de carga.

### 2.5.8: ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

Outra importante figura de mérito do conversor é a ondulação da tensão de saída. O conhecimento desta característica é de grande utilidade para a determinação do capacitor de filtro. Na Figura 2.15, mostra-se o circuito do DAB, com o par  $RC_2$  constituindo a carga com comportamento de fonte de tensão, destacando as variáveis de interesse para a determinação da ondulação de tensão de saída. Mais uma vez considera-se que a carga está conectada à porta 2. A relação entre as correntes da porta 2, do capacitor e a da resistência de carga é descrita por (2.53).

$$i_2(t) = i_{C_2}(t) + i_R(t) \quad (2.53)$$

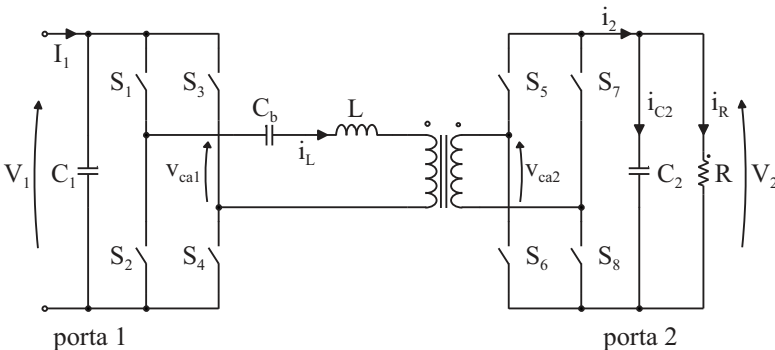


Figura 2.15: Conversor DAB com carga resistiva conectada à porta 2.

Com o conversor operando em regime permanente, sabe-se que o valor médio de corrente no capacitor é nulo, portanto conclui-se que toda a componente média da corrente da porta 2 é aplicada a resistência de carga e que apenas sua parcela alternada circula pelo capacitor de filtragem. Sendo assim, pode-se reescrever (2.53) como apresentado em (2.54).

$$i_{C_2}(t) = i_2(t) - \langle i_2 \rangle \quad (2.54)$$

Um retrato temporal do comportamento da corrente na porta 2, da corrente no capacitor de filtro e da tensão na porta 2 é apresentado na Figura 2.16.

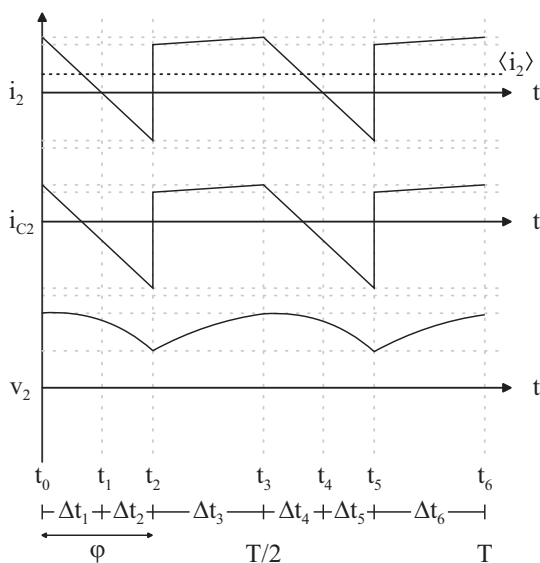


Figura 2.16: Formas de onda de interesse para a determinação da ondulação de tensão.

Segundo a Figura 2.16, a ondulação de tensão na porta 2 apresenta frequência duas vezes maior que a frequência de operação do conversor. Para a determinação da expressão que descreve tal figura de mérito, considera-se a relação entre tensão e a corrente no capacitor, dada por (2.55).

$$i_{C_2}(t) = C \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} \quad (2.55)$$

Realizando a separação das variáveis em (2.55), integrando o resultado e considerando a terceira etapa de operação para a análise, encontra-se (2.56).

$$\int_{t_2}^{t_3} dv_{C_2}(t) = \frac{1}{C_2} \int_{t_2}^{t_3} i_{C_2}(t) dt \quad (2.56)$$

Substituindo (2.54) em (2.56), resolvendo as integrais e aplicando os valores conhecidos, chega-se a (2.57) que representa o valor da ondulação de tensão na saída.

$$\Delta v_{C_2} = \frac{V_1 \left( -\pi^2 \varphi + 3\pi \varphi^2 - 2\varphi^3 \right) + V_2' \left( \pi^2 \varphi - \pi \varphi^2 \right)}{8\pi^3 f^2 LC_2} \quad (2.57)$$

## 2.6: MODELO DE PEQUENOS SINAIS

Visando controlar algumas das variáveis do DAB é necessário ter posse de modelos de pequenos sinais do conversor. Não é do escopo desta dissertação um estudo profundo de técnicas e sistemas de controle, de tal forma que modelos simplificados, que desconsideram a dinâmica de corrente do indutor, serão empregados. No entanto, os modelos apresentados são suficientes para se projetar compensadores que realizam o seguimento dos sinais de referência com erro nulo.

Inicia-se a análise retomando a expressão que determina o valor médio de corrente na porta 2 em função da variável de controle (ângulo de defasagem) e considerando sua variação com o tempo, reescrita aqui como (2.58).

$$\langle i_2(t) \rangle = \frac{V_1}{2\pi f L_n} \varphi(t) \left( 1 - \frac{|\varphi(t)|}{\pi} \right) \quad (2.58)$$

O método do modelo médio [117, 118] será adotado. Portanto, aplica-se uma perturbação em torno do ponto de operação na variável de controle, como apresentado em (2.59).

$$\varphi(t) = \Phi + \tilde{\varphi}(t) \quad (2.59)$$

Por consequência, tem-se uma perturbação no valor médio da corrente na porta 2, como exposto em (2.60).

$$I_2 + \tilde{i}_2(t) = \frac{V_1}{2\pi f L_n} [\Phi + \tilde{\varphi}(t)] \left[ 1 - \frac{|\Phi + \tilde{\varphi}(t)|}{\pi} \right] \quad (2.60)$$

Expandindo a equação (2.60) e desprezando os termos constantes e de mais alta ordem, chega-se a (2.61).

$$\tilde{i}_2(t) = \frac{V_1}{2\pi f L_n} \tilde{\varphi}(t) \left( 1 - \frac{2\Phi}{\pi} \right) \quad (2.61)$$

A Figura 2.17 ilustra o circuito equivalente do modelo médio da saída do conversor.

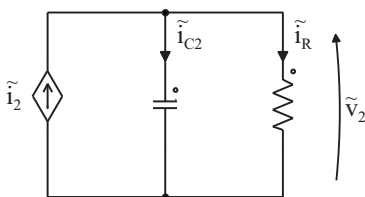


Figura 2.17: Circuito equivalente do modelo médio da saída do conversor.

Aplicando a transformada de Laplace à (2.61), obtêm-se a função de transferência do valor médio de corrente na porta 2 em função de  $\varphi$ , dada por (2.62).

$$\frac{\tilde{i}_2(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = \frac{V_1}{2\pi f L_n} \left( 1 - \frac{2\Phi}{\pi} \right) \quad (2.62)$$

Aplicando a lei das correntes de Kirchoff ao circuito equivalente da Figura 2.17, encontra-se a relação (2.63), que, por sua vez, pode ser reescrita sob a forma apresentada em (2.64).

$$\tilde{i}_2(t) = \tilde{i}_{C_2}(t) + \tilde{i}_R(t) \quad (2.63)$$

$$\tilde{i}_2(t) = C_2 \frac{d\tilde{v}_2(t)}{dt} + \frac{\tilde{v}_2(t)}{R} \quad (2.64)$$

Aplicando a transformada de Laplace à (2.64), determina-se a função de transferência da tensão de saída em função da corrente média, apresentada em (2.65).

$$\frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{i}_2(s)} = \frac{R}{sC_2R + 1} \quad (2.65)$$

Caso se deseje realizar apenas o controle da corrente de saída, a função de transferência dada por (2.62) representa a planta do conversor. Já para um controle em laço duplo (uma malha de tensão e uma de corrente) as plantas são dadas pelas funções de transferência de (2.62) e (2.65). Pode-se, também, desejar controlar apenas a tensão da porta de saída. Para tal, multiplicam-se ambas as funções de transferência obtendo-se (2.66).

$$\frac{\tilde{v}_2(s)}{\tilde{\phi}(s)} = \frac{V_1}{2\pi f L n} \left(1 - \frac{2\Phi}{\pi}\right) \frac{R}{sC_2R + 1} \quad (2.66)$$

Com o objetivo de validar a análise, realizou-se uma simulação do conversor empregando os parâmetros listados na Tabela 2.2. A Figura 2.18 apresenta a tensão da porta 2 do circuito comutado e a resposta do modelo médio, expressão (2.66), frente a variações de um grau no ângulo de defasagem.

Tabela 2.2: Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão da porta 1	$V_1$	400 V
Tensão da porta 2	$V_2$	400 V
Frequência de comutação	$f$	50 kHz
Relação de transformação	$n$	1
Indutância de transmissão	$L$	300 $\mu$ H
Capacitor de filtro	$C_2$	20 $\mu$ F
Resistência de carga	$R$	160 $\Omega$
Ângulo de defasagem nominal	$\Phi$	45°



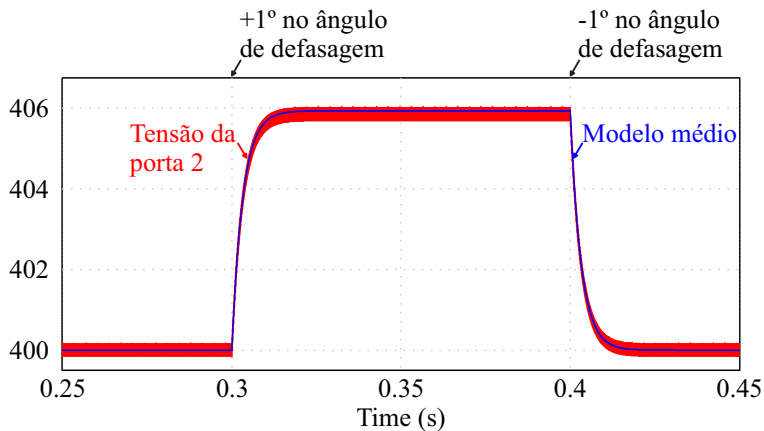


Figura 2.18: Simulação para validação do modelo médio obtido.

## 2.7: CONCLUSÃO

Neste Capítulo foi apresentado o conversor DAB, seu princípio de operação e a análise de algumas de suas figuras de mérito. Permitindo uma melhor compreensão do conversor e dos motivos pelos quais o DAB é escolhido como bloco de construção para a arquitetura de interligação proposta.



---

## INTERLIGAÇÃO E CONTROLE DE CONVERSORES DAB

---

### 3.1: INTRODUÇÃO

Como exposto na introdução deste documento, sistemas modulares apresentam grandes atrativos. Uma forma de se construir tais sistemas se dá por meio da interligação de conversores estáticos. Existem quatro configurações possíveis de associar conversores [119], são elas: série-série, paralelo-paralelo, série-paralelo e paralelo-série. Contudo, ao se tratar de conversores bidirecionais, tem-se que as configurações série-paralelo e paralelo-série resultam no mesmo sistema, porém com fluxo de energia em sentidos opostos.

O presente capítulo expõe as maneiras de se interligar conversores DAB, bem como uma combinação delas que resulta numa arquitetura considerada propícia a aplicação em transformadores de estado sólido.

### 3.2: TIPOS DE INTERLIGAÇÃO

Esta seção apresenta, de maneira simplificada, as três configurações de interligação utilizando conversores DAB como bloco de construção. Considera-se: que todos os módulos são iguais; que seus componentes são ideais, a menos que seja especificado o oposto; que a interligação dos terminais das portas 1 dos conversores constituem o barramento de mais baixa tensão do arranjo e, de maneira análoga, a interligação dos terminais das portas 2 constituem o barramento de mais alta tensão do arranjo.

#### 3.2.1: CONEXÃO SÉRIE-SÉRIE

Em [25], é realizado o estudo da conexão de conversores DAB na configuração série-série. Apesar de tal configuração ser a menos favorável aos transformadores de estado sólido, o trabalho é relevante uma vez que demonstra o mecanismo da divisão da tensão entre os módulos.

A Figura 3.1 ilustra tal configuração explicitando os capacitores de filtro de cada uma das portas. Devido à conexão física entre os conversores, a corrente que circula através das portas dos DABs tem de ser iguais à corrente do seu respectivo barramento. Portanto, cabe ao

o sistema de controle a missão de realizar a divisão das tensões dos barramentos [119].

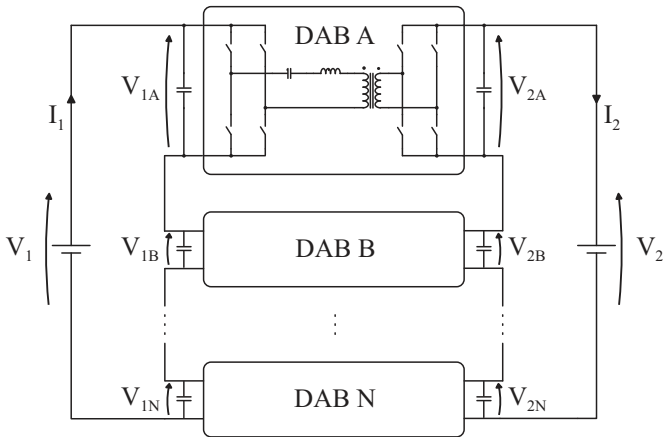


Figura 3.1: Interligação série-série de conversores DAB.

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff à malha formada pela fonte e pelas tensões nos capacitores, em qualquer um dos lados do sistema, demonstra-se que uma vez que a tensão de um dos barramentos é imposta tem-se, obrigatoriamente, que o somatório das tensões dos capacitores é igual à referida tensão [25]. Além do mais, mostra-se que na situação ideal, onde todos os DABs são iguais, basta aplicar o mesmo ângulo de defasagem a todos os conversores para que a divisão da tensão total do barramento ocorra de forma igualitária entre os módulos.

Sendo assim, existem duas possibilidades de se trabalhar com o sistema de controle: a primeira consiste em regular a tensão total de barramento aplicando o mesmo ângulo de defasagem a todos os módulos; enquanto na segunda regula-se a tensão da porta de cada um dos conversores de maneira separada e a tensão do barramento será o somatório destas. A primeira opção é mais simples e menos custosa, porém na prática, os conversores sempre apresentarão alguma diferença paramétrica o que causa pequenas variações nas tensões individuais dos módulos. Ao empregar a segunda opção, é possível compensar as diferenças paramétricas dos conversores e impor a mesma tensão aos terminais de suas portas, contudo um número maior de sensores será utilizado e, caso controladores digitais sejam empregados, o custo de processamento também será maior.

### 3.2.2: CONEXÃO PARALELO-PARALELO

A associação em paralelo de ambas às portas de conversores DAB é apresentada em [113]. Nessa configuração, as tensões das portas são iguais devido à sua conexão física e fica a encargo do sistema de controle realizar a divisão das correntes dos barramentos entre os módulos [119]. Tal conexão é exposta na Figura 3.2.

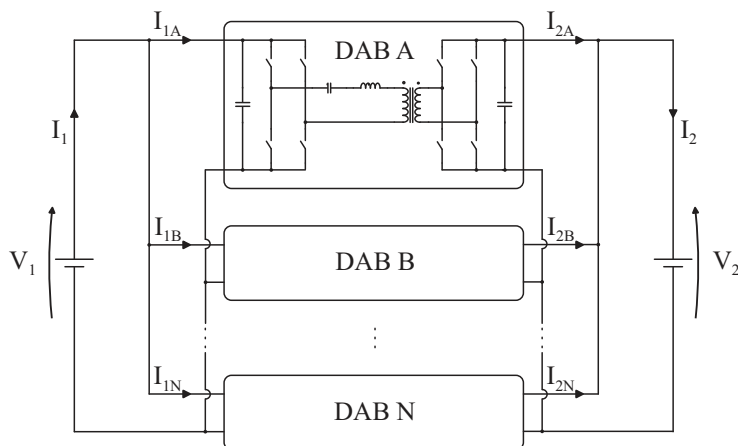


Figura 3.2: Interligação paralelo-paralelo de conversores DAB.

Aplicando, agora, a lei das correntes de Kirchoff ao nó formado pelo terminal da fonte e pelos ramos que o ligam aos terminais dos conversores, em qualquer um dos lados, demonstra-se que a corrente do barramento é igual ao somatório das correntes individuais de cada DAB [113].

Este sistema é o dual do série-série, portanto, no caso ideal, ao se aplicar o mesmo ângulo de defasagem a todos os módulos, uma divisão igualitária das correntes dos barramentos ocorreria. Sendo assim, mais uma vez, existem duas possibilidades para o controle e elas são bastante semelhantes ao caso anterior. Pode-se controlar a corrente requerida pela carga e aplicar o mesmo valor de ângulo de defasagem para todos os módulos, entretanto, devido às pequenas diferenças entre os parâmetros de cada DAB, tem-se que os conversores apresentariam pequenas variações no valor da corrente da porta de cada módulo. A outra opção seria regular individualmente cada uma das correntes, garantindo que cada módulo injete exatamente a mesma corrente no barramento.

A interligação paralelo-paralelo é interessante por permitir a implementação de sistemas redundantes. Fazendo uso dessa configuração e empregando um número adequado de conversores é possível determinar que, em momentos de interesse, algum desses conversores não processem nenhuma potência, ao mesmo tempo em que a carga é atendida, como demonstrado em [113].

### 3.2.3: CONEXÃO PARALELO-SÉRIE

Sistemas interligados na configuração paralelo-série são os mais utilizados em transformadores de estado sólido, em especial, devido a tal configuração realizar a divisão das correntes e tensões de barramento justamente no lado onde as mesmas apresentam seus valores mais elevados. Outra característica de interesse é que tal sistema permite o ajuste dos níveis de tensão dos barramentos sem a necessidade de grandes diferenças na relação entre o número de espiras dos enrolamentos dos transformadores.

A Figura 3.3 apresenta a referida configuração e observa-se que se trata de um misto dos casos anteriores. Agora, ao se aplicar o mesmo ângulo de defasagem a todos os módulos, tem-se que a corrente do lado em paralelo é igualmente dividida entre os conversores e que a tensão do barramento do lado série é, também, igualmente dividida entre os DABs.

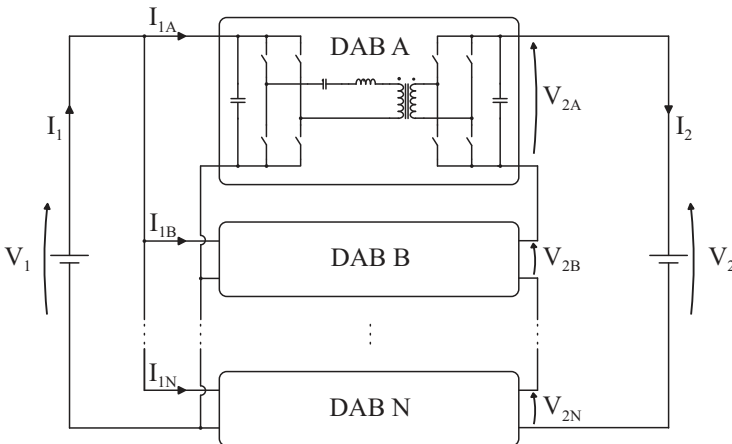


Figura 3.3: Interligação paralelo-série de conversores DAB.

### 3.3: ARQUITETURA DE INTERLIGAÇÃO PROPOSTA

Visando contribuir para superação de alguns dos desafios listados no Capítulo 1, em especial, o da obtenção de uma maior confiabilidade quanto ao suprimento de energia, propõe-se a arquitetura de interligação de conversores DAB apresentada na Figura 3.4. A arquitetura proposta consiste em uma estrutura modular composta por um número  $k$  de conversores DAB, distribuídos entre um número  $m$  de células, sendo que cada célula possui um número  $n$  de módulos.

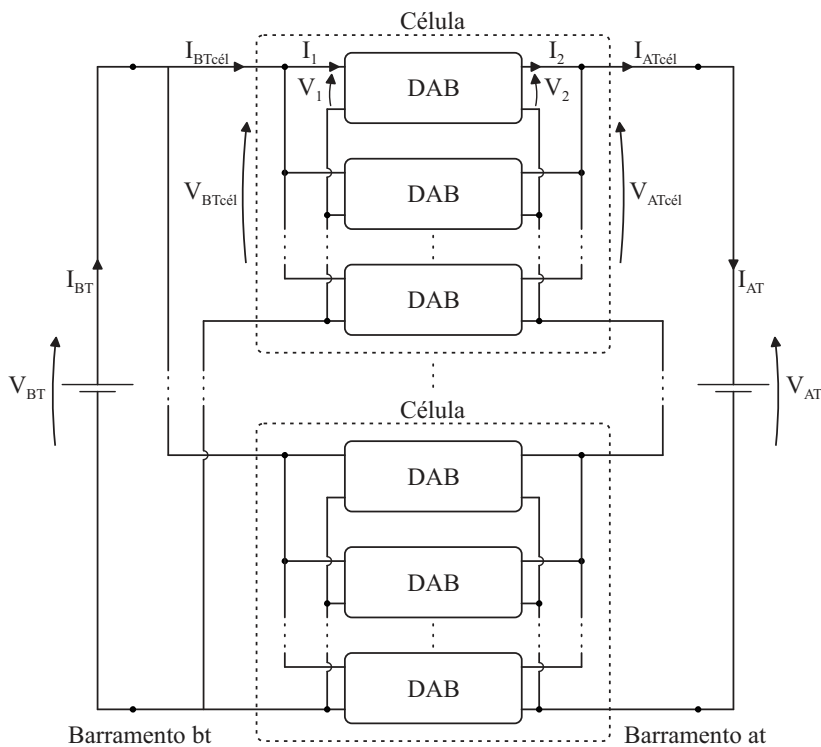


Figura 3.4: Arquitetura de interligação proposta.

Sendo assim, define-se, neste trabalho, como uma célula o arranjo paralelo-paralelo de um número  $n$  de conversores. O objetivo principal de tal estrutura é prover redundância, aumentando a confiabilidade quanto ao suprimento de energia. Além do mais, com um sistema de controle adequado pode-se dividir igualmente as correntes e, por consequência, a potência processada entre os módulos.

Considerando que a potência ativa transmitida por cada DAB seja referida por  $P_{DAB}$  e que  $k$  representa o número total de conversores, tem-se que a potência máxima que pode ser transferida à carga pela estrutura é dada por (3.1).

$$P_{\text{máx}} = kP_{DAB} \quad (3.1)$$

Se a potência total for igualmente dividida entre as  $m$  células chega-se a (3.2), que representa a potência processada por cada célula ( $P_{\text{cél}}$ ).

$$P_{\text{cél}} = \frac{P_{\text{máx}}}{m} = nP_{DAB} \quad (3.2)$$

Como obter redundância é um dos objetivos, tem-se que um número  $l$  de conversores de cada célula podem ser retirados de operação e a carga deve permanecer atendida. Contudo, para que uma das tensões da célula possa ser regulada é preciso que ao menos um conversor em cada célula esteja ativo, de modo que a relação (3.3) deve ser sempre verdadeira.

$$n - l \geq 1 \quad (3.3)$$

Sendo assim, é preciso definir um valor de potência que represente o montante de energia que, de maneira assegurada, poderá ser entregue à carga considerando um critério de redundância interno às células, do tipo  $n - l$ . Tal potência é denominada por crítica ( $P_{\text{crít}}$ ) e a expressão (3.4) demonstra a relação entre a mesma e a de cada conversor DAB.

$$P_{\text{crít}} = m(n - l)P_{DAB} \quad (3.4)$$

Com  $l$  conversores fora de operação, o número efetivo de conversores DAB que estarão ativos ( $n_{\text{ef}}$ ) em cada célula é definido por (3.5).

$$n_{\text{ef}} = n - l \quad (3.5)$$

A igualdade das tensões das portas dos conversores de uma célula, em ambos os lados, é garantida pela conexão física das mesmas.



Entretanto, uma divisão democrática das correntes médias das portas dos conversores em relação às correntes médias dos terminais das células depende do sistema de controle [113, 119]. Assumindo que o controle desempenha tal atribuição, encontram-se as expressões (3.6) e (3.7) que demonstram a relação entre as referidas correntes.

$$I_1 = \frac{I_{BTcél}}{n_{ef}} \quad (3.6)$$

$$I_2 = \frac{I_{ATcél}}{n_{ef}} \quad (3.7)$$

Nestas equações:  $I_1$  e  $I_2$  representam as correntes médias das portas 1 e 2 dos conversores DAB, respectivamente;  $I_{BTcél}$  representa a corrente média de uma célula no seu lado de baixa tensão;  $I_{ATcél}$  representa a corrente média de uma célula no seu lado de alta tensão.

Em aplicações que envolvem alta potência e um alto ganho de tensão, como é o caso dos SSTs, elevados valores de corrente e tensão se fazem presentes nos barramentos de baixa e de alta tensão, respectivamente. Considerando essa característica, realiza-se a interligação das células na configuração paralelo-série, a fim de realizar uma divisão ainda maior das correntes no lado de baixa tensão e de realizar a divisão da tensão no lado de mais alta tensão.

Dessa forma, tem-se que a relação entre as correntes médias dos barramentos e das células nos lados BT e AT são dados por (3.8) e (3.9). As relações entre as correntes médias dos barramentos e das portas 1 e 2 dos conversores são dadas por (3.10) e (3.11).

$$I_{BTcél} = \frac{I_{BT}}{m} \quad (3.8)$$

$$I_{ATcél} = I_{AT} \quad (3.9)$$

$$I_1 = \frac{I_{BT}}{mn_{ef}} \quad (3.10)$$

$$I_2 = \frac{I_{AT}}{n_{ef}} \quad (3.11)$$

No que concerne as tensões, tem-se que devido à interligação paralela no lado BT, a diferença de potencial entre os terminais do barramento é igual à tensão das células no mesmo lado que, por sua vez, é igual à tensão da porta 1, como exposto em (3.12). Já para o lado AT tem-se que a tensão da porta 2 é igual a tensão da célula no referido lado, porém, estas são iguais à diferença de potencial total do barramento dividido pelo número de células que compõe a estrutura, a relação (3.13) demonstra tal propriedade.

$$V_1 = V_{BTcél} = V_{BT} \quad (3.12)$$

$$V_2 = V_{ATcél} = \frac{V_{AT}}{m} \quad (3.13)$$

O capítulo subsequente apresentará um estudo de caso para a arquitetura proposta, proporcionando um melhor entendimento dos mecanismos de divisão expostos e os resultados experimentais que comprovam os princípios de funcionamento enunciados.

### 3.4: AVALIAÇÃO TEÓRICA DO RENDIMENTO

Sempre que se emprega a interligação de conversores para realização de algum tipo de sistema, existe uma grande preocupação acerca do efeito que a configuração utilizada exercerá sobre o rendimento global da estrutura.

A maior parte dos SSTs que já foram implementados ou propostos são realizados através de três estágios de processamento de energia, como apresentado no Capítulo 1. Neste caso, observa-se que toda a potência transmitida é processada por todos os módulos, caracterizando o que é conhecido como sistema em cascata. A Figura 3.5 ilustra tal caso para dois módulos.

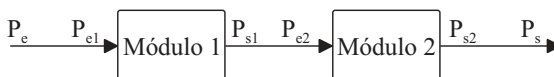


Figura 3.5: Sistema em cascata.

Sabe-se que todo sistema físico real apresenta perdas, de forma que a potência de saída dos módulos ( $P_s$ ) é sempre menor que a potência de entrada ( $P_e$ ). Dividindo as potências de saída pela de entrada encontram-se os rendimentos ( $\eta$ ) individuais dos módulos, como descrito em (3.14) e (3.15).

$$\eta_1 = \frac{P_{s1}}{P_{e1}} \quad (3.14)$$

$$\eta_2 = \frac{P_{s2}}{P_{e2}} \quad (3.15)$$

Tais equações podem ser reescritas sob a forma apresentada por (3.16) e (3.17).

$$P_{s1} = \eta_1 P_{e1} \quad (3.16)$$

$$P_{s2} = \eta_2 P_{e2} \quad (3.17)$$

Da Figura 3.5, observa-se que a potência de saída de um módulo é a potência de entrada para o módulo seguinte, como mostra (3.18).

$$P_{e2} = P_{s1} \quad (3.18)$$

Portanto, considerando (3.18), substitui-se (3.16) em (3.17) encontrando (3.19).

$$P_{s2} = \eta_1 \eta_2 P_{e1} \quad (3.19)$$

Dividindo a potência de saída do módulo 2 pela de entrada do módulo 1, como em (3.20), determina-se o rendimento global do sistema, uma vez que estas coincidem com as potências totais de saída e de entrada.

$$\frac{P_{s2}}{P_{e1}} = \eta = \eta_1 \eta_2 \quad (3.20)$$

Este resultado é bem conhecido e pode ser estendido a qualquer número de módulos. Devido a esta característica, é essencial para os SSTs que todos os estágios de conversão de energia apresentem elevados rendimentos.

Analisando, agora, a arquitetura de interligação proposta observa-se que a potência total de entrada não é processada por todos os módulos, mas sim dividida entre eles, de modo a se obter o comportamento de um sistema em paralelo, como o da Figura 3.6.

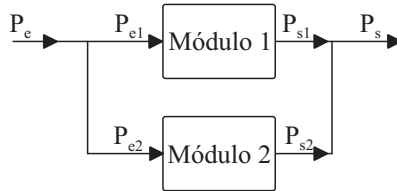


Figura 3.6: Sistema em paralelo.

Para este caso, as relações (3.14), (3.15), (3.16) e (3.17) continuam sendo válidas, entretanto, dessa vez, a relação entre as potências totais de entrada e de saída com as dos módulos são dadas por (3.21) e (3.22), respectivamente.

$$P_e = P_{e1} + P_{e2} \quad (3.21)$$

$$P_s = P_{s1} + P_{s2} \quad (3.22)$$

Portanto, substituindo (3.16) e (3.17) em (3.22) chega-se a (3.23).

$$P_s = \eta_1 P_{e1} + \eta_2 P_{e2} \quad (3.23)$$

Por fim, dividindo a potência total de saída, equação (3.23), pela potência total de entrada, equação (3.21), determina-se a expressão que descreve o rendimento global dessa configuração, exposta em (3.24).

$$\eta = \frac{\eta_1 P_{e1} + \eta_2 P_{e2}}{P_{e1} + P_{e2}} \quad (3.24)$$

Em (3.24), tem-se que o rendimento global do sistema é igual à soma ponderada das potências processadas por cada módulo, onde o

fator de ponderação é o rendimento individual do módulo no seu ponto de operação. Portanto, para o caso onde os rendimentos individuais dos módulos sejam muito próximos um dos outros o rendimento global da estrutura será muito parecido com o individual. Desta forma, deve-se evitar diferenças paramétricas entre os conversores e, também, empregar conversores que tenham uma característica plana de rendimentos para uma ampla faixa de carga.

Assim como para os sistemas em cascata, o resultado obtido para o sistema em paralelo pode ser estendido para qualquer número de módulos.

### 3.5: SISTEMA DE CONTROLE

Existem diversas possibilidades para se realizar o controle do sistema exposto. Na Seção 2.6, um modelo de pequenos sinais para o conversor DAB, que desconsidera a dinâmica de corrente do indutor externo, foi apresentado em conjunto com funções de transferências de interesse, que serão tomadas como base para a proposta de sistema de controle que será desenvolvida.

Considera-se que a arquitetura de interligação realiza a interface entre uma fonte de tensão, conectada ao barramento de baixa tensão, e uma carga resistiva, conectada ao barramento de alta tensão; portanto a tensão do barramento BT é imposta e resta ao sistema de controle regular a diferença de potencial aplicada aos terminais da carga.

A Figura 3.7 apresenta o diagrama de blocos da proposta e a mesma será utilizada para explicar o funcionamento do sistema.

O primeiro passo consiste em realizar a comparação entre a referência de tensão do barramento de alta tensão ( $V_{ATref}$ ) com a diferença de potencial medida ( $V_{ATmedido}$ ), produzindo o sinal de erro de tensão ( $erro_v$ ). Este erro é processado por um compensador de tensão ( $C_v(s)$ ) resultando na referência de corrente para o barramento de alta tensão ( $I_{ATref}$ ).

Devido à conexão série entre as células no seu lado de alta tensão, a referência de corrente da célula ( $I_{ATcélref}$ ) é igual à referência de corrente do barramento ( $I_{ATref}$ ), como demonstrado no diagrama de blocos.

A referência de corrente para o lado de alta tensão da célula ( $I_{ATcélref}$ ) é então dividida pelo número de conversores que estão ativos nesta mesma célula ( $n_{ef}$ ), produzindo, neste momento, a referência de corrente média da porta 2 dos DABs ( $I_{2ref}$ ). Este processo é realizado em

cada uma das células, portanto o diagrama de blocos representa tal parte do sistema multiplicado pelo número de células ( $m$ ).

Uma vez que as referências para as correntes médias das portas 2 de cada conversor foram geradas, as mesmas são comparadas com os valores medidos determinando os sinais de erro de corrente (erro<sub>i</sub>).

Os referidos erros são processados por compensadores de corrente ( $C_i(s)$ ) que determinam os ângulos de defasagem ( $\varphi$ ) a serem aplicados a cada conversor.

Cada um dos  $k$  conversores DAB é representado no diagrama de blocos pela sua função de transferência de corrente média na porta 2 pelo ângulo de defasagem ( $G_{i\varphi}(s)$ ), ilustrada pela relação (2.62) que é reescrita aqui como (3.25). Sendo assim, aplicando-se um ângulo de defasagem ( $\varphi$ ) ao conversor tem-se como resultado uma corrente média em sua porta 2 ( $I_2$ ).

$$G_{i\varphi}(s) = \frac{\tilde{i}_2(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = \frac{V_1}{2\pi f L n} \left( 1 - \frac{2\Phi}{\pi} \right) \quad (3.25)$$

As correntes médias da porta 2 dos conversores de uma mesma célula são injetadas em um mesmo barramento, portanto a corrente média da célula, no lado de alta tensão, ( $I_{ATcél}$ ) é igual ao somatório das correntes médias das portas dos conversores que estão ativos ( $I_2$ ), como representado pelo somador na saída da malha de corrente dos DABs.

Novamente, a conexão série das células, no lado AT, garante que as correntes médias da célula são iguais à corrente média do barramento ( $I_{AT}$ ). Tal corrente é aplicada à carga, representada por sua função de transferência ( $G_{vi}(s)$ ), descrita por (3.26), que tem como saída a diferença de potencial entre os seus terminais.

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_{AT}(s)}{\tilde{i}_{AT}(s)} = \frac{R}{sCR + 1} \quad (3.26)$$

O sistema de controle somente é realizável devido à realimentação. A tensão total do barramento é lida por um sensor e o sinal de saída é condicionado por um filtro passa-baixa produzindo o valor de tensão medido ( $V_{ATmedido}$ ), ( $H_v(s)$ ) representa a função de transferência do sensor de tensão e do filtro. Da mesma forma, a corrente da porta 2 de cada conversor é lida por um sensor e seu valor

médio é determinado por um filtro passa-baixa, produzindo as correntes médias medidas ( $I_{2\text{medido}}$ ), todo esse processo é representado pela função de transferência ( $H_i(s)$ ), concluindo o sistema proposto.

No caso de a fonte de tensão estar conectada ao barramento de alta tensão e a carga resistiva conectada ao barramento de baixa tensão, o controle do sistema deveria sofrer algumas alterações. A diferença reside no fato de as células serem interligadas em paralelo no lado BT, sendo assim a corrente de referência do barramento ( $I_{BT\text{ref}}$ ) deveria ser dividida pelo número de células ( $m$ ) a fim de gerar a referência de corrente para as células ( $I_{BTcél\text{ref}}$ ) e, por consequência, dever-se-ia somar as correntes das células ( $I_{BTcél}$ ) para formar a corrente total de barramento ( $I_{BT}$ ); todas as outras etapas do sistema de controle são idênticas as apresentadas na Figura 3.7.

Como dito anteriormente, existem outras possibilidades de se controlar a estrutura, todavia considera-se que o sistema descrito nesta seção seja adequado uma vez que regula a tensão aplicada aos terminais da carga, realiza a divisão da potência total processada entre os módulos, propicia à redundância interna as células e, devido à malha de corrente individual, permite que cada conversor tenha o seu próprio ângulo de defasagem, eliminando o efeito das diferenças paramétricas na divisão das correntes e tensões.

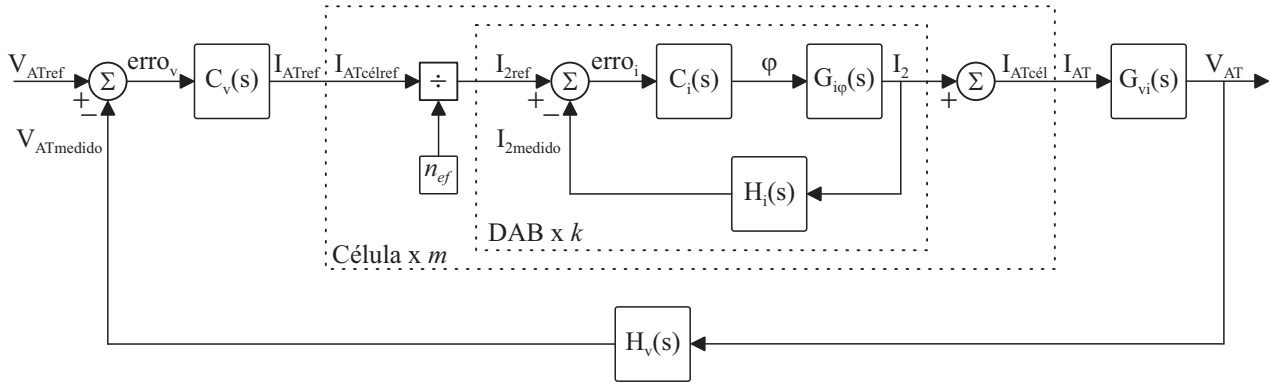
### 3.6: CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma proposta de arquitetura de interligação de conversores DAB que se considera adequada à aplicação em transformadores de estado sólido.

Foram demonstrados os mecanismos de divisão das correntes e tensões entre os módulos e as relações matemáticas que descrevem as mesmas.

Por fim, propôs-se um sistema de controle que regula a tensão de um dos barramentos, assegura uma divisão igualitária da potência processada e compensa eventuais diferenças nos parâmetros dos conversores.

Figura 3.7: Diagrama de blocos do sistema de controle.





---

**RESULTADOS EXPERIMENTAIS**


---

**4.1: INTRODUÇÃO**

Com o objetivo de se comprovar os princípios de operação da arquitetura de interligação proposta, construiu-se um protótipo composto por quatro conversores DAB interligados em duas células, como ilustrado na Figura 4.1.

Os parâmetros para o protótipo são listados na Tabela 4.1 e os Apêndices A, B e C descrevem a metodologia de projeto para os módulos DAB que, por sua vez, tem seus parâmetros listados na Tabela 4.2.

Para todos os ensaios realizados em bancada, a arquitetura de interligação de conversores DAB foi empregada como interface entre uma fonte de tensão, conectada ao barramento de baixa tensão, e uma carga resistiva variável, conectada ao barramento de alta tensão. Além disso, a menos que especificado o contrário, considera-se que o sistema opera em malha fechada, entretanto, a estratégia de controle utilizada nos testes de bancada é uma versão simplificada do proposto no capítulo anterior.

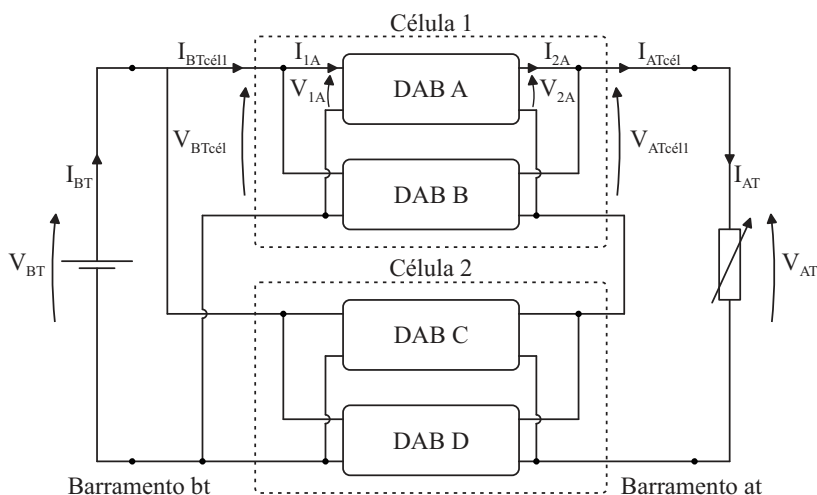


Figura 4.1: Protótipo de testes.

Tabela 4.1: Parâmetros da arquitetura de interligação.

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
Número de conversores DAB	$k$	4
Número de conversores redundantes	$l$	1
Número de células	$m$	2
Número de DABs por célula	$n$	2
Potência de cada módulo	$P_{DAB}$	1 kW
Potência máxima	$P_{m\acute{a}x}$	4 kW
Potência crítica	$P_{crit}$	2 kW
Tensão do barramento BT	$V_{BT}$	400 V
Tensão do barramento AT	$V_{AT}$	800 V

Tabela 4.2: Parâmetros dos conversores DAB.

<b>Parâmetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor</b>
Tensão da porta 1	$V_1$	400 V
Tensão da porta 2	$V_2$	400 V
Potência de cada DAB	$P_{DAB}$	1 kW
Frequência de comutação	$f$	50 kHz
Relação de transformação	$n$	1
Indutância de transmissão	$L$	300 $\mu$ H
Capacitor de filtragem	$C$	20 $\mu$ F
Ângulo de defasagem nominal	$\Phi$	45°

Por simplicidade, implementou-se apenas o controle de tensão, como apresentado no diagrama de blocos da Figura 4.2. Tal sistema é suficiente para regular a tensão aplicada aos terminais da carga e realizar a divisão da potência processada, porém não compensa as diferenças paramétricas e somente pode ser empregado para o caso particular da fonte de tensão estar conectada ao barramento BT e a carga ao barramento AT.

Do diagrama de blocos da Figura 4.2, observa-se que o sistema visa regular a tensão de cada célula no lado AT. Para tal, realiza-se a medição através de um sensor, representado por  $H_v(s)$ ; o sinal de tensão medido ( $V_{ATcélmedido}$ ) é comparado com a referência ( $V_{ATcélref}$ ) de tensão produzindo o sinal de erro de tensão ( $erro_v$ ). O referido erro é processado por um compensador que tem como saída o ângulo de defasagem ( $\phi$ ) a ser aplicado a todos os conversores ativos na célula. Os

DABs são representados por sua função de transferência de tensão por ângulo de defasagem ( $G_{v\varphi}(s)$ ).

O sistema utilizado produz um ângulo de defasagem para cada célula, de modo que ele ainda permite que as células tenham um número diferente de conversores ativos, porém enfatiza-se que dessa maneira as diferenças paramétricas dos DABs não são compensadas, portanto pequenas divergências entre os valores de corrente e de tensão dos módulos são esperadas. O Apêndice D mostra o projeto do compensador.

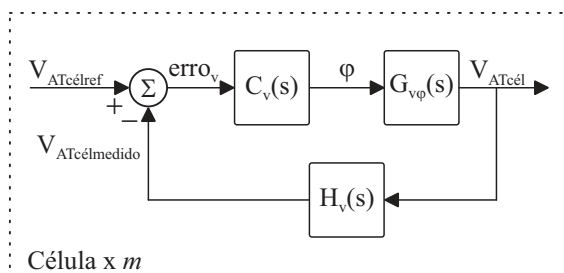


Figura 4.2: Diagrama de blocos do sistema de controle utilizado.

Para a aquisição dos sinais de tensão e corrente, bem como, medições de potência e rendimento foram utilizados um osciloscópio LeCroy WaveRunner 610Zi e um analisador de potências Yokogawa WT1800.

## 4.2: MÓDULO DAB

Em um primeiro momento, serão apresentados os resultados experimentais de apenas um dos conversores DAB que constituem o protótipo com o objetivo de verificar os princípios de operação enunciados no Capítulo 2. A Tabela 4.3 lista os componentes empregados na construção dos conversores e a Figura 4.3 apresenta uma foto do protótipo.

Tabela 4.3: Lista de componentes.

Componente	Parâmetro	Fabricante	Modelo
Transformador	$L_{disp} = 15 \mu\text{H}$ $L_m = 7,5 \text{mH}$	Fabricação própria	-
Indutor	$L = 285 \mu\text{H}$	Fabricação própria	-

Capacitores	$C = 20 \mu\text{F}$	Vishay	MKP1848620704P4
IGBTs	$V_{ds} = 600 \text{ V}$ $I_{rms} = 33 \text{ A}$	International Rectifier	IRG50B60PD

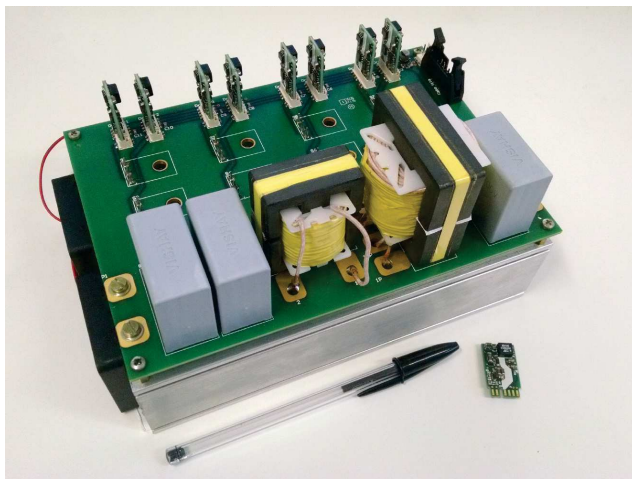


Figura 4.3: Foto do protótipo de um conversor DAB.

Visando observar as principais formas de onda do conversor DAB, ajustou-se a resistência de carga para que o conversor processasse sua potência nominal (1 kW). A Figura 4.4 apresenta as formas de onda de tensão na porta 1 ( $V_1$ ), tensão na porta 2 ( $V_2$ ) e tensão sobre os terminais de um dos interruptores ( $v_{S3}$ ), além da forma de onda da corrente que circula através do indutor externo ( $i_L$ ). Já a Figura 4.5 mostra as tensões nas portas, porém as mesmas estão acompanhadas das correntes médias nas respectivas portas ( $I_1$  e  $I_2$ ).

Ambas as figuras demonstram a conformidade das formas de onda medidas com o que era esperado, fato corroborado por meio da medição do wattímetro, apresentada na Figura 4.6. As tensões nas portas são contínuas e constantes, verificando a capacidade do sistema de controle de impor o valor de referência. Quanto às correntes, observa-se certa ondulação na porta 1 provavelmente devido a troca de energia entre os capacitores de saída da fonte com o de filtragem da porta 1 do conversor, porém, as correntes das portas são contínuas e apresentam valores médios dentro do esperado.

A Figura 4.6 complementa a Figura 4.4 e a Figura 4.5 expondo as potências de entrada e saída e o rendimento do protótipo. É oportuno salientar que não foi utilizada nenhuma técnica de otimização durante o projeto e seleção dos componentes.

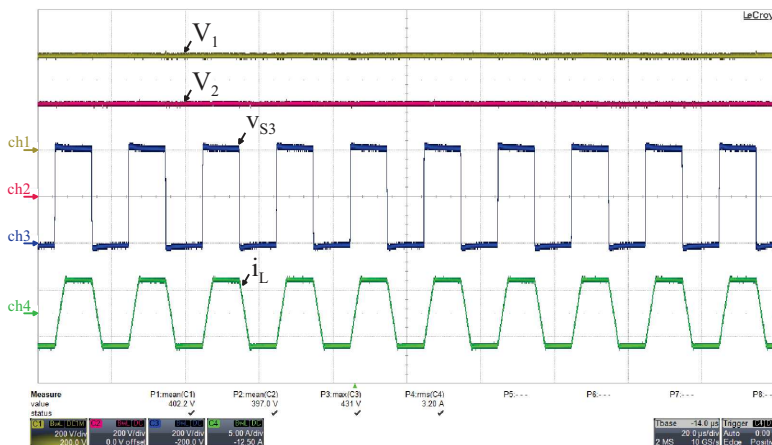


Figura 4.4: Formas de onda de tensão na porta 1 (ch1: 200 V/div), tensão na porta 2 (ch2: 200 V/div), tensão no interruptor  $S_3$  (ch3: 200 V/div), corrente no indutor externo (ch4: 5 A/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div).

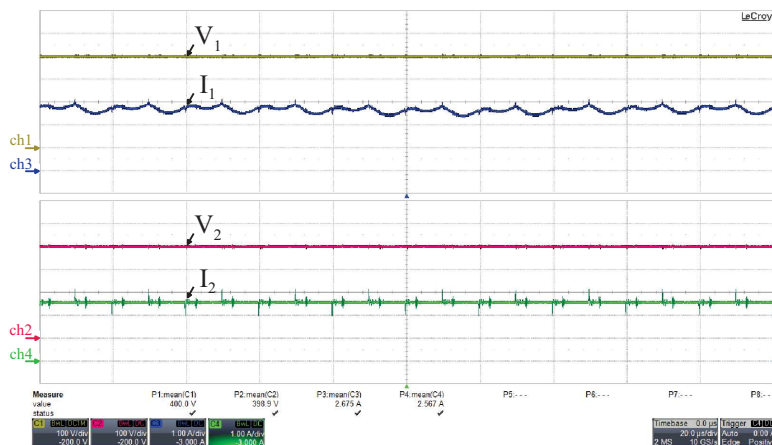


Figura 4.5: Formas de onda de tensão na porta 1 (ch1: 100 V/div), corrente média na porta 1 (ch3: 1 A/div), tensão na porta 2 (ch2: 100 V/div) e corrente média na porta 2 (ch4: 1 A/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div).

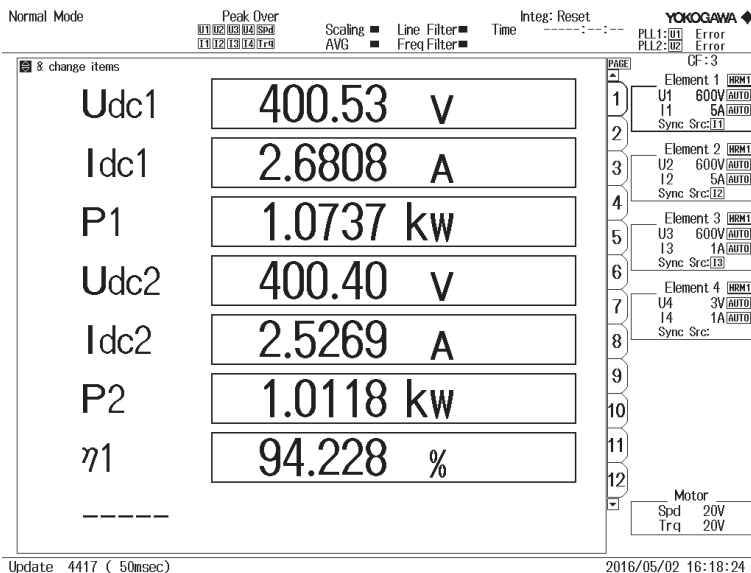


Figura 4.6: Medição das tensões ( $U_{dc1}$  e  $U_{dc2}$ ) e correntes médias ( $I_{dc1}$  e  $I_{dc2}$ ) nas portas, além das potências entregue pela fonte ( $P_1$ ) e absorvida pela carga ( $P_2$ ) e do rendimento ( $\eta_1$ ) do conversor no ponto de operação descrito.

Outra característica importante do conversor DAB, quando empregado como transformador de estado sólido, é a sua capacidade de realizar comutações suaves. A Figura 4.7 e a Figura 4.8 mostram as formas de onda da tensão de comando do interruptor  $S_1$  ( $v_{g1}$ ), tensão entre coletor e emissor dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  ( $v_{S1}$  e  $v_{S2}$ ) e de corrente no indutor externo ( $i_L$ ). Ambas as figuras apresentam a comutação dos semicondutores para uma potência de carga de 1 kW, considerada como uma condição de carga pesada.

Recordando as etapas de operação descritas no Capítulo 2, tem-se que a primeira delas se inicia com o comando de bloqueio dos interruptores  $S_2$  e  $S_3$ . A partir deste instante, devido ao sentido da corrente no indutor externo, são os diodos  $D_1$  e  $D_4$  que assumem a circulação da corrente, dando início a um processo de carga do capacitor intrínseco do interruptor  $S_2$  e, simultaneamente, de descarga do capacitor intrínseco do interruptor  $S_1$ , como observado na Figura 4.7 e, em detalhe, na Figura 4.8.

Entre o comando de bloqueio de  $S_2$  e o de condução de  $S_1$  existe um tempo morto de 750 ns que também pode ser observado nas figuras.

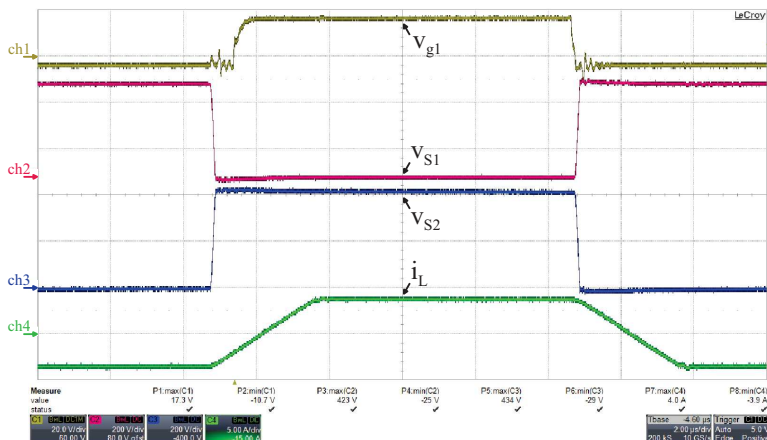


Figura 4.7: Formas de onda de tensão de comando do interruptor  $S_1$  (ch1: 20 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor  $S_1$  (ch2: 200 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor  $S_2$  (ch3: 200 V/div) e corrente no indutor externo (ch4: 5 A/div) (tempo: 2  $\mu$ s/div) durante comutação sob carga pesada.

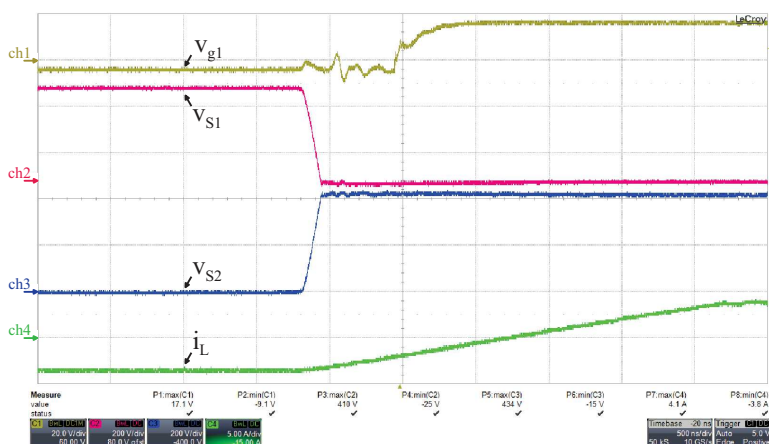


Figura 4.8: Detalhamento das formas de onda de tensão de comando do interruptor  $S_1$  (ch1: 20 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor  $S_1$  (ch2: 200 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor  $S_2$  (ch3: 200 V/div) e corrente no indutor externo (ch4: 5 A/div) (tempo: 500 ns/div) durante comutação sob carga pesada.

A corrente que circula pelos diodos é a mesma do indutor externo e estes permanecem em condução até que o sentido da corrente se

inverte. Das formas de onda, é possível identificar que no momento em que isso ocorre a tensão de Gatilho ( $v_{g1}$ ) já está em nível alto, portanto  $S_1$  já está na região de saturação e, ao mesmo tempo, a tensão sob seus terminais ( $v_{S1}$ ) é nula, ou seja, a comutação da corrente do diodo para o canal do IGBT ocorre com zero de tensão sob os seus terminais, caracterizando uma comutação do tipo ZVS. Para esta mesma condição de carga, todos os interruptores apresentam comutações não dissipativas.

Como foi exposto na revisão da literatura e no segundo capítulo deste documento, empregando a modulação *phase-shift* não é possível realizar comutações suaves para toda faixa de carga. Sendo assim, configurando a carga utilizada para o seu maior valor de resistência, o conversor processa uma potência de 280 W e nesta nova condição, considerada como carga leve, realiza-se a aquisição das mesmas formas de onda, demonstradas na Figura 4.9 e na Figura 4.10.

Para a condição de carga leve, observa-se que a corrente que circula pelo indutor externo não é suficiente para carregar o capacitor intrínseco do interruptor  $S_2$  até a tensão do barramento e, por consequência, descarregar completamente o capacitor intrínseco do interruptor  $S_1$ . Dessa forma, quando o sentido da corrente se inverte e a comutação ocorre existe uma tensão residual nos terminais dos interruptores, caracterizando uma comutação dissipativa.

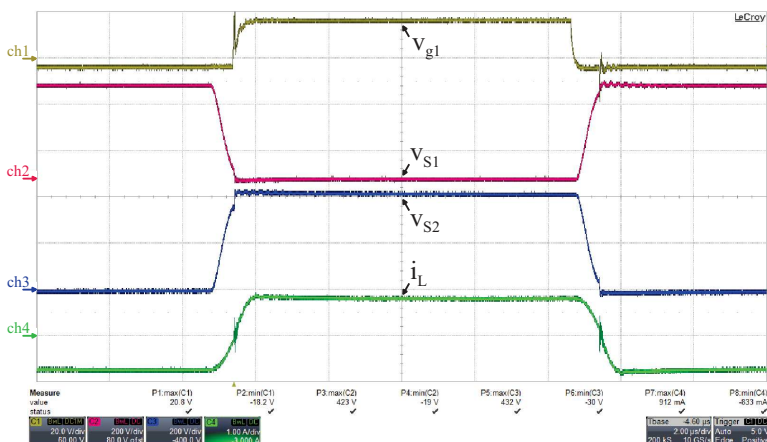


Figura 4.9: Formas de onda de tensão de comando do interruptor  $S_1$  (ch1: 20 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor  $S_1$  (ch2: 200 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor  $S_2$  (ch3: 200 V/div) e corrente no indutor externo (ch4: 1 A/div) (tempo: 2  $\mu$ s/div) durante comutação sob carga leve.



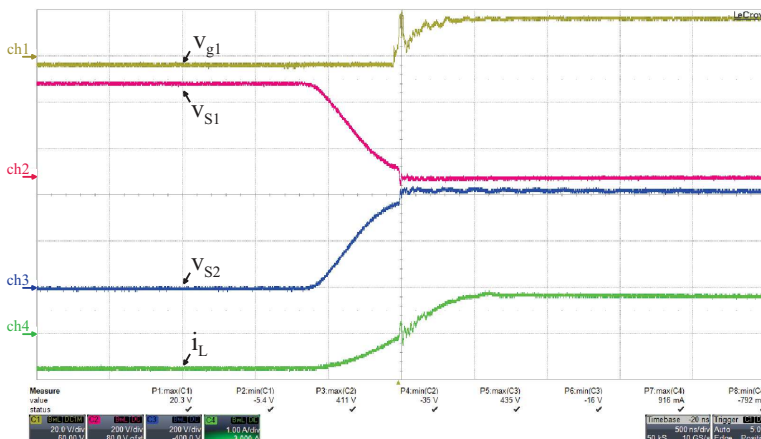


Figura 4.10: Detalhamento das formas de onda de tensão de comando do interruptor S1 (ch1: 20 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor S1 (ch2: 200 V/div), tensão entre coletor e emissor do interruptor S2 (ch3: 200 V/div) e corrente no indutor externo (ch4: 1 A/div) (tempo: 500 ns/div) durante comutação sob carga leve.

Os resultados que já foram apresentados demonstraram que o sistema de controle desempenhou sua atribuição e impôs a tensão aplicada aos terminais da carga ao valor de referência. Entretanto, é desejável avaliar sua dinâmica frente a variações de carga.

Para tal, degraus negativos e positivos de 15% do valor nominal de potência de carga foram aplicados e mediram-se as tensões e correntes da porta 1 ( $V_1$  e  $I_1$ ) e da porta 2 ( $V_2$  e  $I_2$ ) do conversor.

A Figura 4.11 apresenta os sinais supracitados quando a potência de carga é variada de 1 kW para 850 W. A partir dela, constatou-se que o sistema foi efetivo em regular a tensão aplicada à carga, porém com uma ultrapassagem na tensão da porta 2 de quase 100 V durante o regime transitório. Já a Figura 4.12 apresenta as mesmas medições, mas dessa vez a potência de carga é variada de 850 W para 1 kW.

Com o objetivo de identificar os fatores que influenciam no valor do sobressinal, uma simulação foi realizada utilizando um sistema de controle mais rápido e verificou-se que o sobressinal apresentava praticamente a mesma amplitude, ou seja, o tempo de resposta do compensador não é tão relevante para este caso.

Em um segundo momento, a simulação foi realizada com valores maiores de capacitância e, desta vez, a amplitude da ultrapassagem na tensão foi menor. Portanto, conclui-se que o fator mais relevante é a

influencia que o montante de energia armazenada no capacitor exerce na diferença de potencial entre seus terminais.

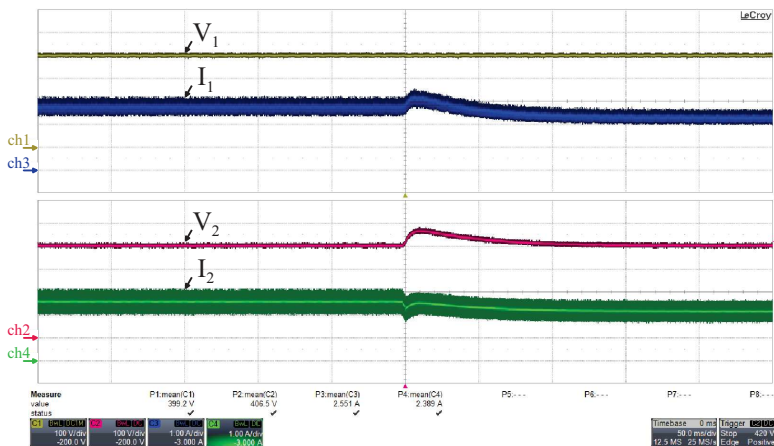


Figura 4.11: Formas de onda de tensão na porta 1 (ch1: 100 V/div), corrente média na porta 1 (ch3: 1 A/div), tensão na porta 2 (ch2: 100 V/div) e corrente média na porta 2 (ch4: 1 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau negativo de 15% na potência da carga.

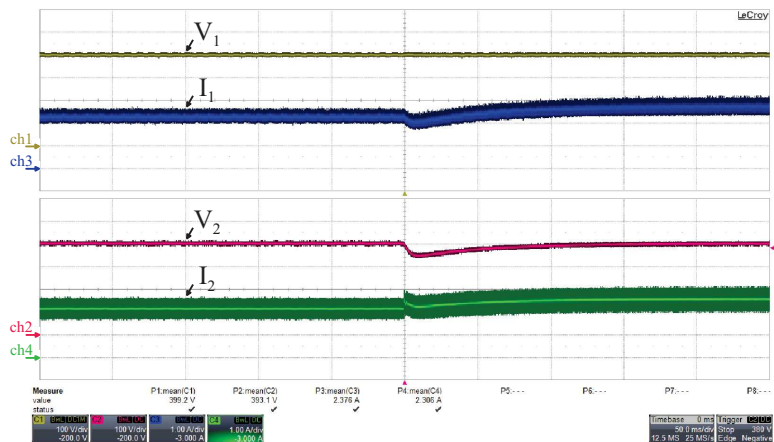


Figura 4.12: Formas de onda de tensão na porta 1 (ch1: 100 V/div), corrente média na porta 1 (ch3: 1 A/div), tensão na porta 2 (ch2: 100 V/div) e corrente média na porta 2 (ch4: 1 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau positivo de 15% na potência da carga.

Essa conclusão é convalidada considerando o cenário de um degrau negativo de carga onde, até que o sistema de controle ajuste o valor da corrente média na porta 2, existe um montante de energia excedente que é momentaneamente armazenado pelo capacitor, elevando sua tensão. Analogamente, durante um degrau positivo de carga, até que o sistema de controle ajuste o valor da corrente média da porta 2, existe um déficit no montante de energia requerido pela carga, tal valor é momentaneamente fornecido pelo capacitor que se descarrega parcialmente, diminuindo sua tensão.

Na Seção 3.4, foi realizado um estudo teórico acerca do rendimento da arquitetura de interligação proposta. Tal análise mostrou que seria interessante empregar conversores que apresentassem uma característica plana de rendimentos para uma ampla faixa de potências de carga.

Em laboratório se dispunha de um banco de dezoito resistores associados em série e destes eram necessários cinco para se realizar a resistência de carga nominal do protótipo. Sendo assim, foi possível variar a potência de carga entre treze patamares distintos onde o menor valor de potência de carga é de aproximadamente 280 W e o maior de aproximadamente 1 kW. A curva de rendimento obtida é apresentada na Figura 4.13.

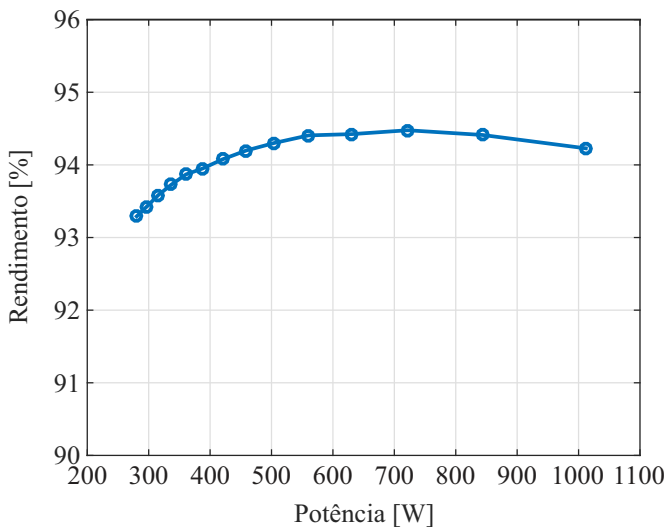


Figura 4.13: Curva de rendimento de um módulo DAB.

Mediante o exposto na Figura 4.13, considera-se que o módulo apresentou comportamento próximo ao que é desejado, uma vez que a diferença entre o maior (94,4%) e o menor (93,2%) valor de rendimento é de apenas 1,2%.

Apesar de o gráfico de rendimento não mostrar, devido à tendência da curva presume-se que o mesmo seria baixo para valores menores de carga, confirmando o interesse em restringir a operação do DAB a um intervalo angular e, por consequência, de potências, como expresso no capítulo referente ao estudo do conversor.

Como um último resultado para um módulo DAB, apresenta-se na Figura 4.14 a medição das tensões, correntes, potências e rendimento do conversor no ponto de operação de maior rendimento.

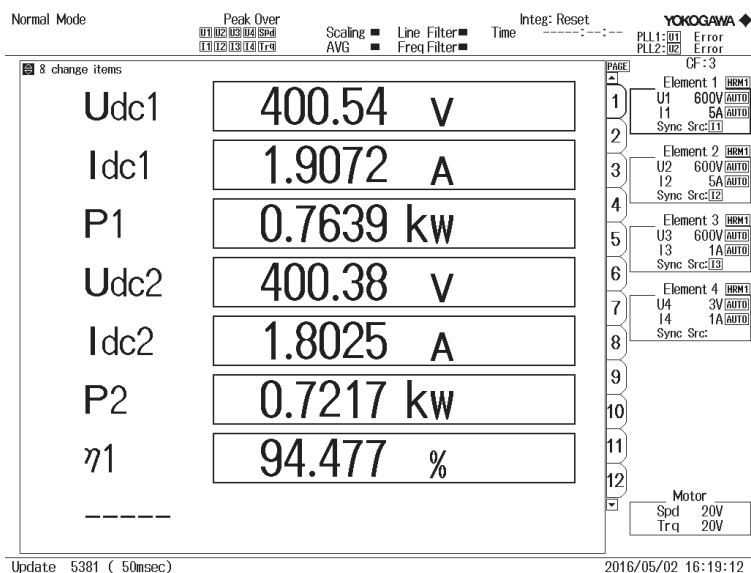


Figura 4.14: Medição de: tensão ( $U_{dc1}$ ) e corrente média ( $I_{dc1}$ ) na porta 1; tensão ( $U_{dc2}$ ) e corrente média ( $I_{dc2}$ ) na porta 2; potência entregue pela fonte ( $P_1$ ) e potência entregue à carga ( $P_2$ ); além do rendimento do conversor ( $\eta_1$ ) no ponto de operação descrito.

### 4.3: ARQUITETURA DE INTERLIGAÇÃO PROPOSTA

Nesta seção, serão apresentados os resultados experimentais obtidos empregando quatro módulos de conversores DAB interligados da forma proposta nesta dissertação, que é ilustrada na Figura 4.1.

Uma foto da bancada de testes é apresentada na Figura 4.15, enquanto a Figura 4.16 detalha os quatro módulos, suas interligações e os barramentos de alta e baixa tensão. Já a Figura 4.17 mostra uma foto da placa de controle, que utiliza um kit experimental da Texas Instruments que contém o DSP TMS320F28377S, responsável pelo controle e por gerar os pulsos de comando para os conversores.



Figura 4.15: Bancada de testes.

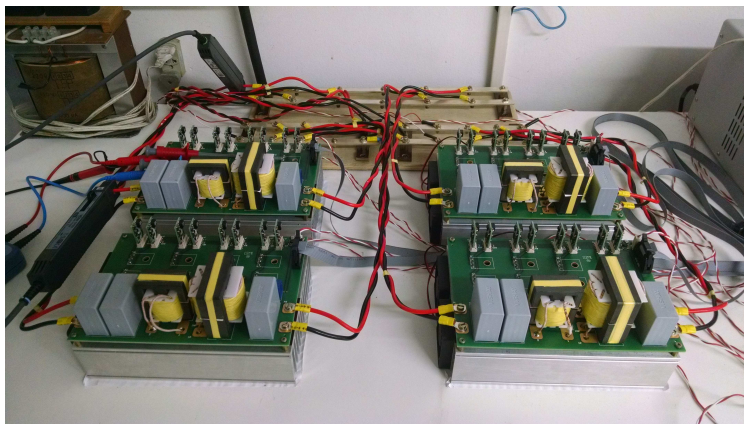


Figura 4.16: Interligação dos conversores DAB.

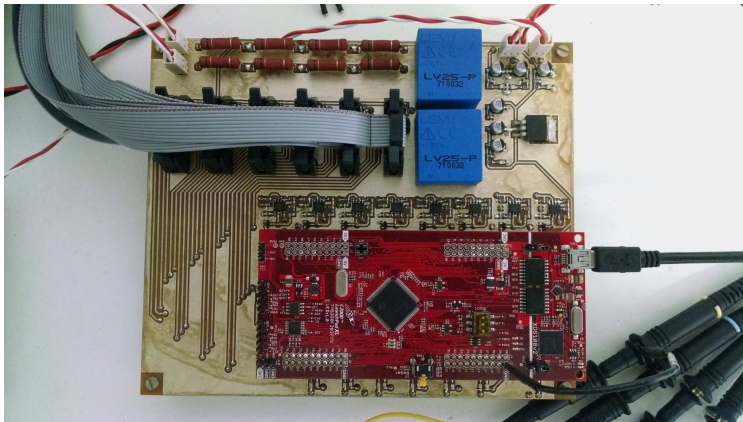


Figura 4.17: Placa de controle.

Visando uma melhor organização, optou-se por dividir a apresentação dos resultados experimentais da arquitetura de interligação em três subseções, conforme apresentado a seguir.

#### 4.3.1: CONTROLE

Os primeiros ensaios foram realizados para validar o sistema de controle empregado. Tal sistema está diretamente relacionado com o mecanismo de divisão das correntes e da tensão do barramento que será objeto de estudo da próxima subseção, de modo que neste momento os resultados expostos têm por objetivo verificar apenas a capacidade da técnica utilizada em regular a diferença de potencial aplicada aos terminais da carga.

Configurando o banco de resistores para que eles dissipem a máxima potência que a estrutura é capaz de processar (4 kW), obtém-se as formas de onda de tensão ( $V_{AT}$  e  $V_{BT}$ ) e corrente ( $I_{AT}$  e  $I_{BT}$ ) nos barramentos, expostas na Figura 4.18. A Figura 4.19 exhibe as potências e o rendimento do arranjo de conversores neste ponto de operação. Das duas figuras, tem-se que a tensão na carga é constante e com o valor igual ao de referência, como é desejado.

A fim de observar o comportamento dinâmico do sistema, variou-se a carga entre os patamares de 4000 W e 3350 W, que representa degraus positivos e negativos de 16,25% de  $P_{máx}$ . As mesmas formas de onda foram medidas, como apresentado na Figura 4.20 e na Figura 4.21, e mais uma vez verificou-se que o controle foi efetivo em regular a tensão de carga e impor o valor de referência.

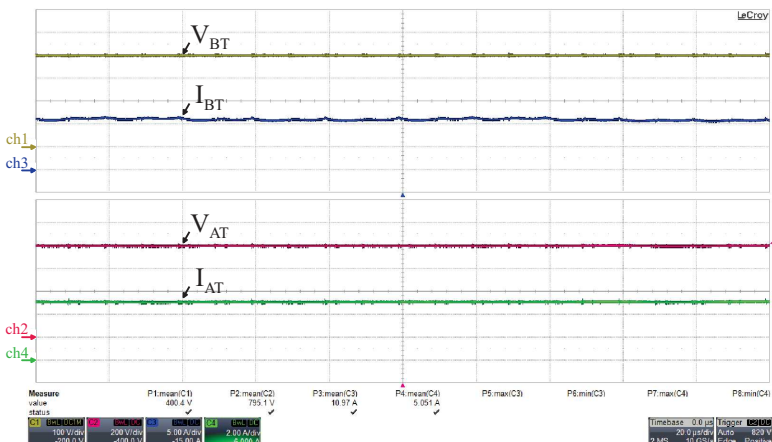


Figura 4.18: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média no barramento BT (ch3: 5 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média no barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div).

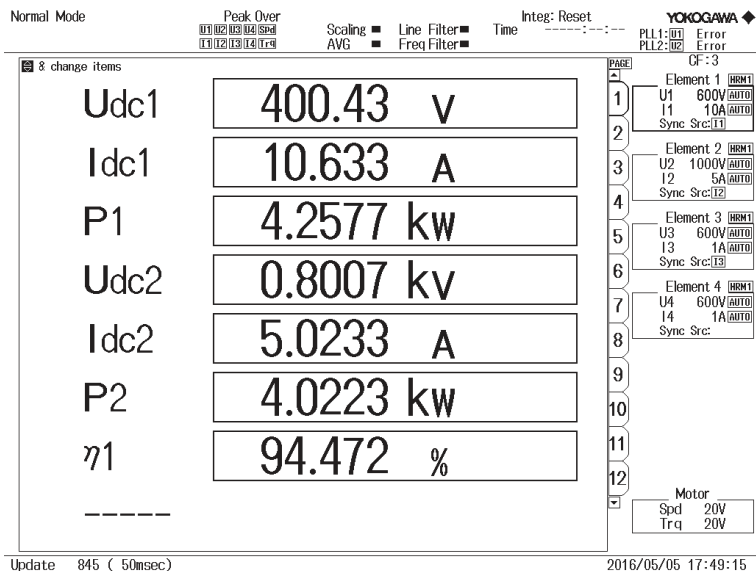


Figura 4.19: Medição de: tensão ( $U_{dc1}$ ) e corrente média ( $I_{dc1}$ ) no barramento BT; tensão ( $U_{dc2}$ ) e corrente média ( $I_{dc2}$ ) no barramento AT; potência entregue pela fonte ( $P_1$ ) e potência entregue à carga ( $P_2$ ); além do rendimento do sistema ( $\eta_1$ ) no ponto de operação descrito.

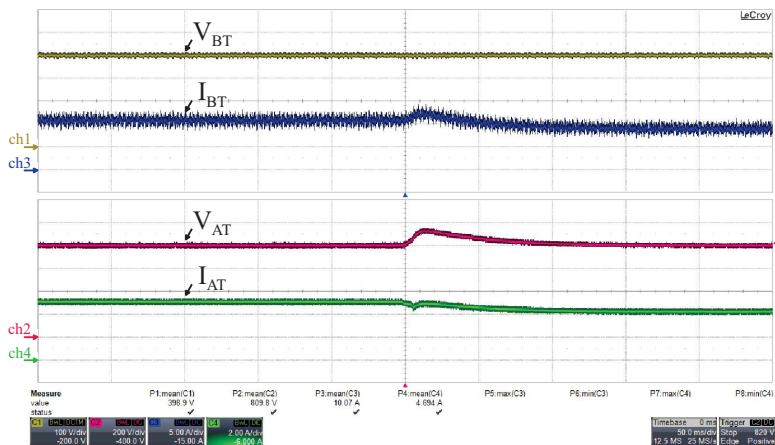


Figura 4.20: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média no barramento BT (ch3: 5 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média no barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau negativo de 16,25% na potência de carga.

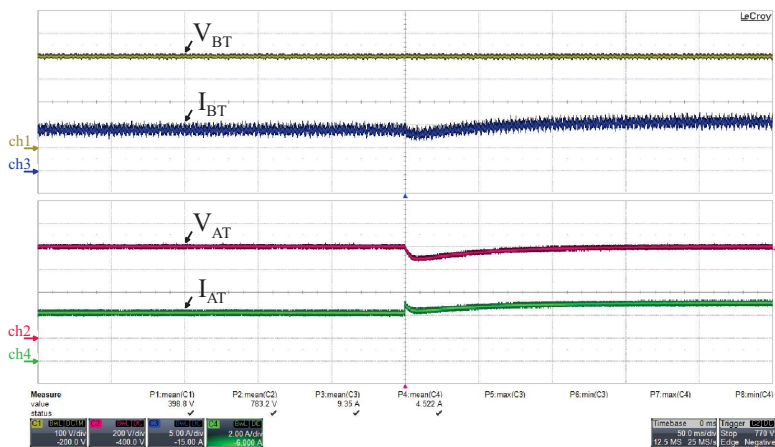


Figura 4.21: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média no barramento BT (ch3: 5 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média no barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau positivo de 16,25% na potência de carga.



### 4.3.2: DIVISÃO DAS CORRENTES E TENSÕES

A divisão das correntes e das tensões dos barramentos entre os módulos depende da forma como os conversores foram interligados e de como o controle é realizado.

Os transformadores de estado sólido apresentam elevados valores de corrente no seu barramento de baixa tensão e, portanto, a arquitetura proposta interliga tanto os conversores quanto as células, nos seus lados BT, em paralelo realizando uma profunda divisão da corrente total entre os módulos. Aplicando os parâmetros da Tabela 4.1 e da Tabela 4.2 à equação (3.10), tem-se, para o caso considerado, que a corrente média na porta 1 dos conversores DAB são iguais a corrente de barramento dividida por quatro.

No protótipo, foi implementado apenas controle de tensão e este produz um valor de ângulo de defasagem para cada uma das células. Logo, esperava-se que as correntes dos DABs ( $I_{1A}$  e  $I_{1C}$ ) apresentassem pequenas variações entre si, porém fossem aproximadamente iguais a um quarto da corrente de barramento ( $I_{BT}$ ), como demonstrado na Figura 4.22. Além disso, a divisão das correntes deve ser preservada frente a variações na potência de carga, como é exposto na Figura 4.23 e na Figura 4.24.

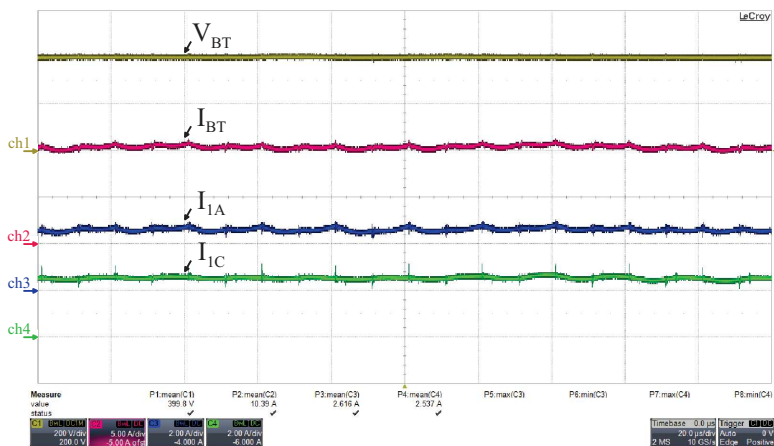


Figura 4.22: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 5 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB C (ch4: 2 A/div) (tempo: 20 µs/div).

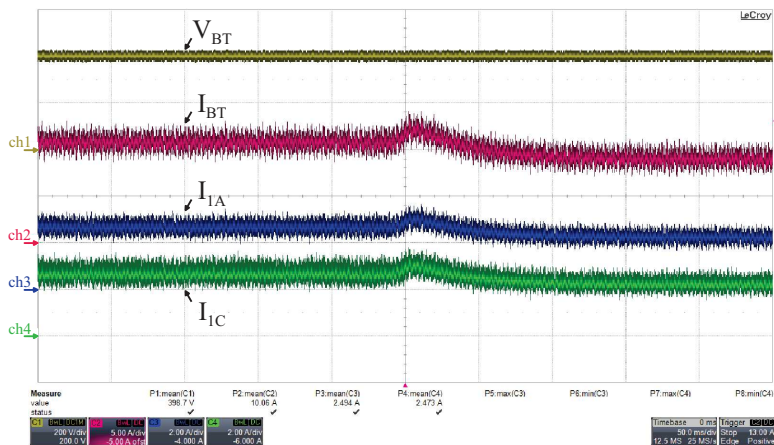


Figura 4.23: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 5 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB C (ch4: 2 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau negativo de 16,25% na potência de carga.

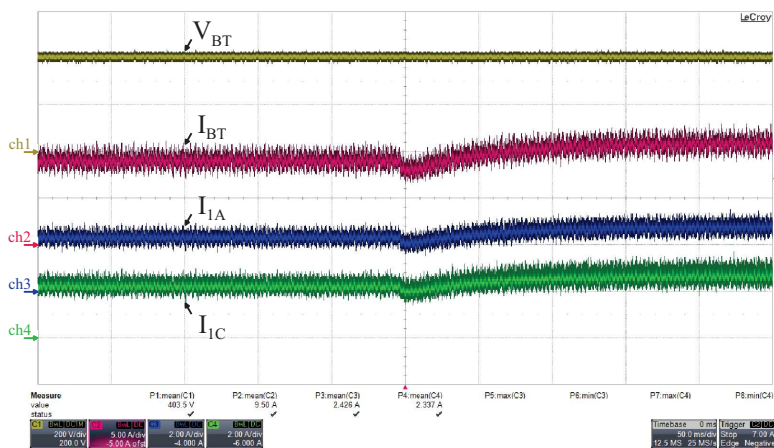


Figura 4.24: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 5 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB C (ch4: 2 A/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau positivo de 16,25% na potência de carga.

Para o lado de alta tensão, o interesse é dividir a tensão total de barramento entre os módulos. Aplicando os parâmetros da Tabela 4.1 e da Tabela 4.2 à equação (3.13), e considerando o sistema de controle proposto na Seção 3.5; a tensão de porta 2 dos conversores DAB tem de ser iguais a metade da total de barramento.

Contudo, o protótipo faz uso de um sistema de controle simplificado onde a tensão do lado AT de cada uma das duas células é regulada. Dessa forma, a conexão série das células não é responsável por dividir a tensão de barramento, e sim por somar as tensões das células formando a diferença de potencial total aplicada à carga.

A Figura 4.25 demonstra as formas de onda da tensão de barramento ( $V_{AT}$ ), corrente de barramento ( $I_{AT}$ ) e as tensões de porta 2 dos conversores DAB A ( $V_{2A}$ ) e DAB C ( $V_{2C}$ ). Todas as formas de onda são contínuas, constantes e com valores dentro do previsto.

Já a Figura 4.26 e a Figura 4.27 mostram as mesmas formas de onda enquanto a potência de carga é variada entre 4000 W e 3350 W. As tensões das células apresentam o mesmo comportamento observado quando um único módulo foi ensaiado e as figuras comprovam que o somatório destas tensões foi preservado durante os regimes transitórios.

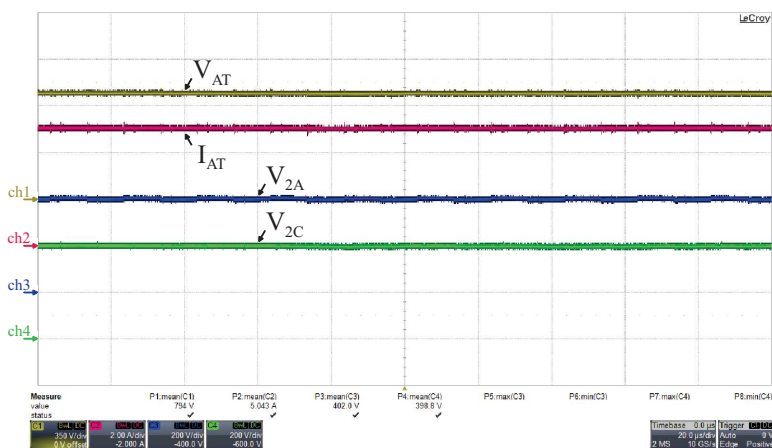


Figura 4.25: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 350 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 2 A/div), tensão na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 200 V/div) e tensão na porta 2 do conversor DAB C (ch4: 200 V/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div).

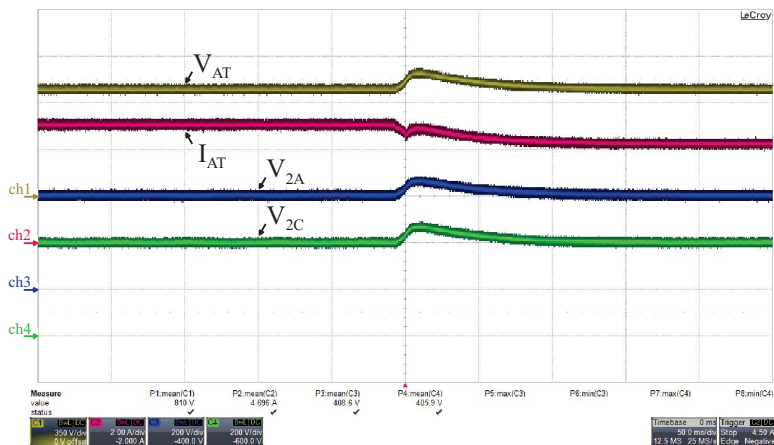


Figura 4.26: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 350 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 2 A/div), tensão na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 200 V/div) e tensão na porta 2 do conversor DAB C (ch4: 200 V/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau negativo de 16,25% na potência de carga.

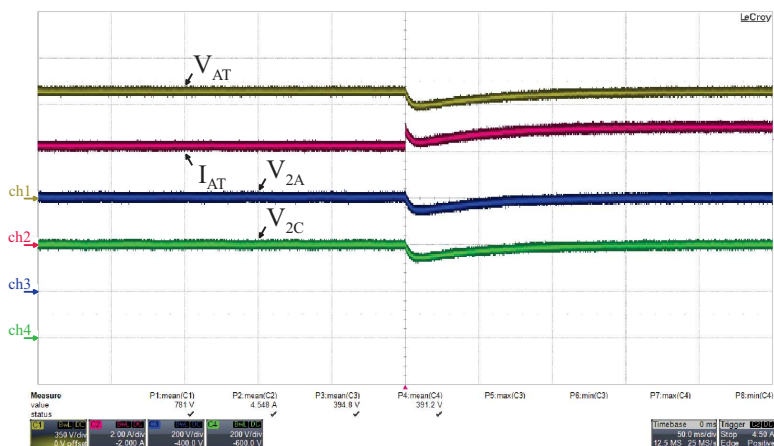


Figura 4.27: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 350 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 2 A/div), tensão na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 200 V/div) e tensão na porta 2 do conversor DAB C (ch4: 200 V/div) (tempo: 50 ms/div) frente a um degrau positivo de 16,25% na potência de carga.

### 4.3.3: REDUNDÂNCIA

Uma das principais características da arquitetura de interligação proposta é a de propiciar uma redundância interna às células. No presente trabalho, definiu-se um critério do tipo  $n - 1$ , ou seja, um conversor DAB de cada uma das células pode ser levado a não processar potência ativa e a carga deve permanecer atendida.

Com o objetivo de verificar a propriedade supracitada, ajustou-se a carga para o valor de potência crítica. Dessa forma, com a retirada de operação de um dos módulos, o conversor que permanecer ativo na célula não é submetido a uma sobrecarga.

O processo de retirada de operação de um módulo consiste em levar o ângulo de defasagem de um dos conversores a um valor mínimo, logo o valor médio de corrente que este DAB fornece a carga será igual à zero. Optou-se por realizar a retirada de forma suave onde, partindo do comando de “desligamento” de um dos conversores, o ângulo de defasagem do mesmo é decrementado gradativamente, até o valor definido como mínimo.

Inicialmente, foca-se no estudo do efeito da redundância no lado de alta tensão. A Figura 4.28 mostra a tensão no barramento ( $V_{AT}$ ), a corrente no barramento ( $I_{AT}$ ), a corrente média na porta 2 do DAB A ( $I_{2A}$ ) e a corrente média na porta 2 do DAB B ( $I_{2B}$ ) com os quatro módulos ativos. O momento em que o conversor DAB B é comandado a sair de operação e o transitório decorrente deste processo é apresentado na Figura 4.29. Por fim, a Figura 4.30 expõe as mesmas formas de onda, porém com três módulos ativos.

Como as células estão conectadas em série no lado AT, a corrente da célula é igual a corrente de carga e estas são divididas entre os módulos ativos, portanto com os quatro conversores ativos, a corrente média na porta 2 de qualquer um dos DABs é igual a metade da corrente de barramento, como observado na Figura 4.28.

Entretanto, ao se retirar o conversor B de operação, tem-se, para a célula 1, apenas um conversor processando toda a potência requerida da célula, que é igual a metade da transmitida à carga, dessa forma, após a retirada de operação do DAB B, espera-se que o valor médio de sua corrente na porta 2 seja nulo e que a corrente média na porta 2 do DAB A seja igual a corrente de barramento, assim como é visto na Figura 4.30. Já a ondulação presente nos sinais de correntes, provavelmente se deve a um aumento na energia reativa trocada entre os módulos.

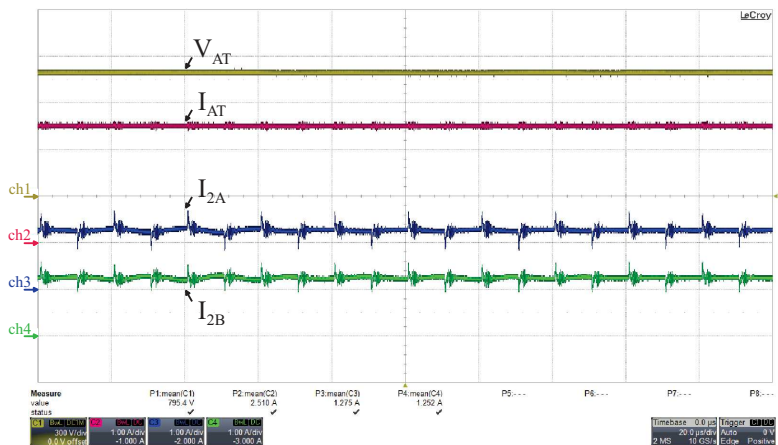


Figura 4.28: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 300 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 1 A/div), corrente média na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 1 A/div) e corrente média na porta 2 do conversor DAB B (ch4: 1 A/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div) com todos os módulos ativos.

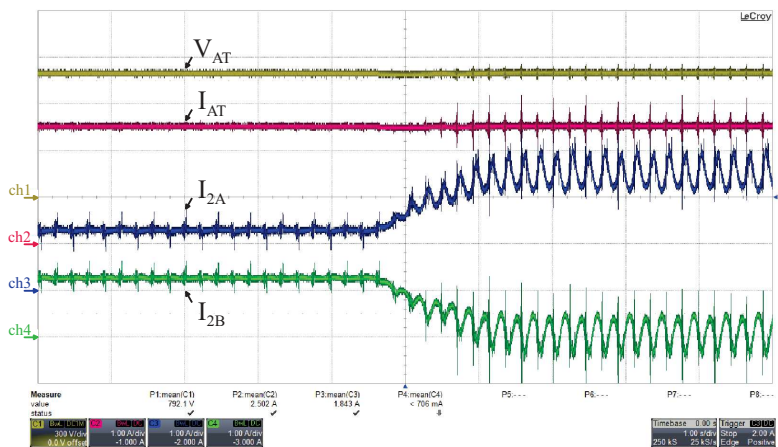


Figura 4.29: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 300 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 1 A/div), corrente média na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 1 A/div) e corrente média na porta 2 do conversor DAB B (ch4: 1 A/div) (tempo: 1 s/div) durante a retirada de operação do módulo B.

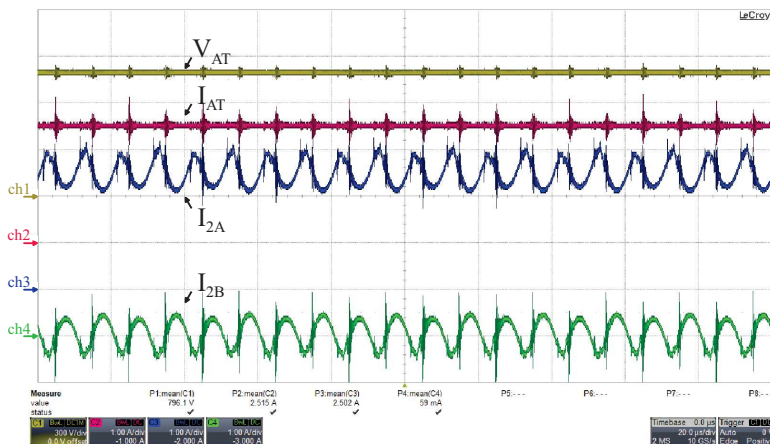


Figura 4.30: Formas de onda de tensão no barramento AT (ch1: 300 V/div), corrente no barramento AT (ch2: 1 A/div), corrente média na porta 2 do conversor DAB A (ch3: 1 A/div) e corrente média na porta 2 do conversor DAB B (ch4: 1 A/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div) com três módulos ativos.

Considerando o lado de baixa tensão, a Figura 4.31 apresenta a tensão do barramento BT ( $V_{BT}$ ), a corrente no barramento BT ( $I_{BT}$ ), a corrente média na porta 1 do conversor DAB A ( $I_{1A}$ ) e a corrente média na porta 1 do conversor DAB B ( $I_{1B}$ ). Com os quatro módulos ativos tem-se que a corrente média na porta 1, de qualquer um dos DABs, é igual a um quarto da fornecida pela fonte, como expõe a Figura 4.31.

A Figura 4.32 mostra os mesmos sinais, porém durante o processo de retirada de operação do módulo B. Da figura é visto que este processo se concluiu em aproximadamente dois segundos.

Da mesma forma que para o lado de alta tensão, a retirada de operação de um conversor modifica a divisão da corrente de barramento entre os módulos. A partir deste momento, a corrente média na porta 1 do DAB B vai a zero, sendo assim, o DAB A assume toda a corrente média processada pela célula 1 que, deste lado, é igual a metade da total fornecida pela fonte, a Figura 4.33 demonstra tal fato.

As formas de onda, medidas em ambos os lados, mostram que o módulo B não transfere nenhuma potência à carga, entretanto ainda processa energia reativa.

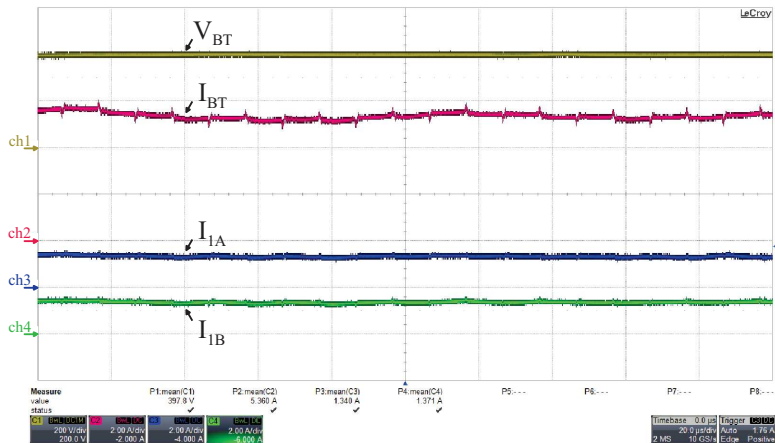


Figura 4.31: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 2 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB B (ch4: 2 A/div) (tempo: 20 μs/div) com todos os módulos ativos.

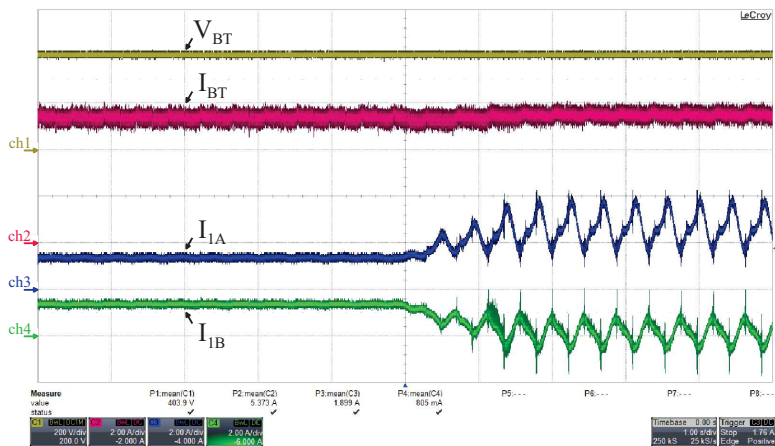


Figura 4.32: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 2 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB B (ch4: 2 A/div) (tempo: 1 s/div) durante a retirada de operação do módulo B.



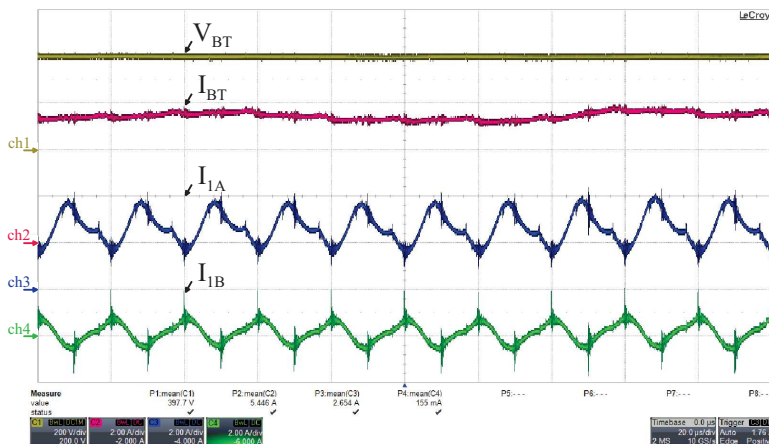


Figura 4.33: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 200 V/div), corrente no barramento BT (ch2: 2 A/div), corrente média na porta 1 do conversor DAB A (ch3: 2 A/div) e corrente média na porta 1 do conversor DAB B (ch4: 2 A/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div) com três módulos ativos.

Mediante o aumento na ondulação de corrente em ambas as portas dos conversores A e B, como apresentado pela Figura 4.30 e Figura 4.33, é oportuno observar o processo de se retirar um conversor de operação sob as perspectivas da fonte e da carga. Sendo assim, todo processo foi repetido e agora as formas de onda de interesse são as tensões ( $V_{AT}$  e  $V_{BT}$ ) e correntes ( $I_{AT}$  e  $I_{BT}$ ) de barramento.

A Figura 4.34 traz os sinais com os quatro conversores ativos, enquanto a Figura 4.35 expõe o regime de transição e, por fim, o cenário com três módulos ativos é apresentado pela Figura 4.36.

Para o lado de baixa tensão, onde está conectada a fonte, não se observou nenhuma alteração na corrente de barramento em decorrência do aumento na ondulação de corrente na porta 1 dos conversores.

Todavia, para o lado de alta tensão, onde está conectada a carga, notam-se perturbações de alta frequência tanto na forma de onda de corrente quanto na de tensão de barramento. Porém, ressalta-se que ambas permanecem contínuas e com seus valores médios iguais aos medidos quando todos os conversores estavam ativos. De tal maneira que é possível concluir que as ondulações de corrente são resultado de um fluxo de energia que permanece interno à arquitetura de interligação.

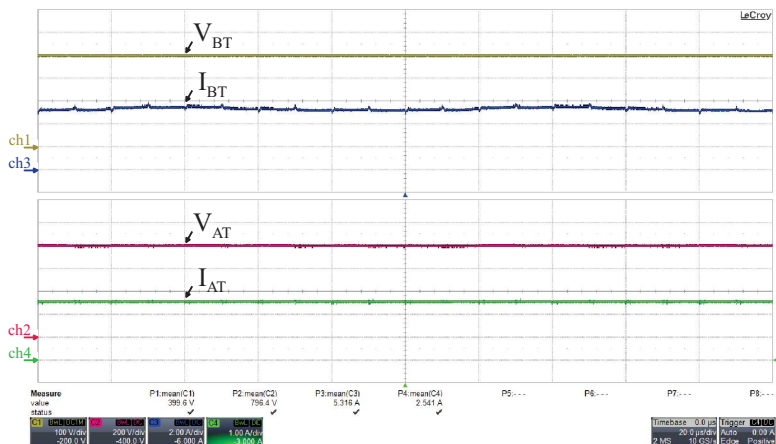


Figura 4.34: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média do barramento BT (ch3: 2 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média do barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div) com todos os módulos ativos.

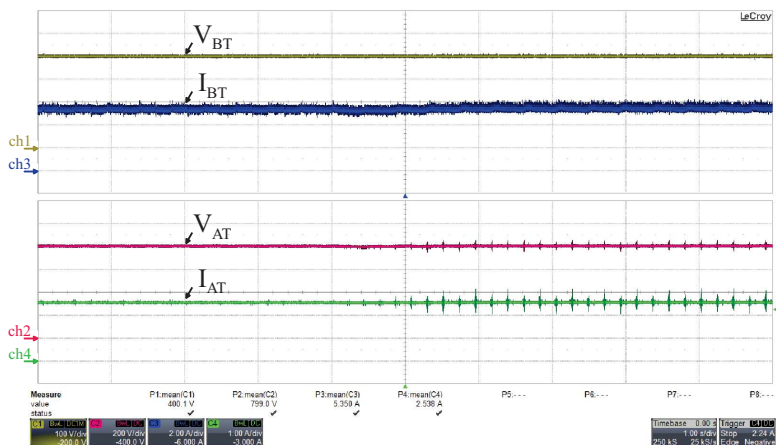


Figura 4.35: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média do barramento BT (ch3: 2 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média do barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 1 s/div) durante a retirada de operação do módulo B.

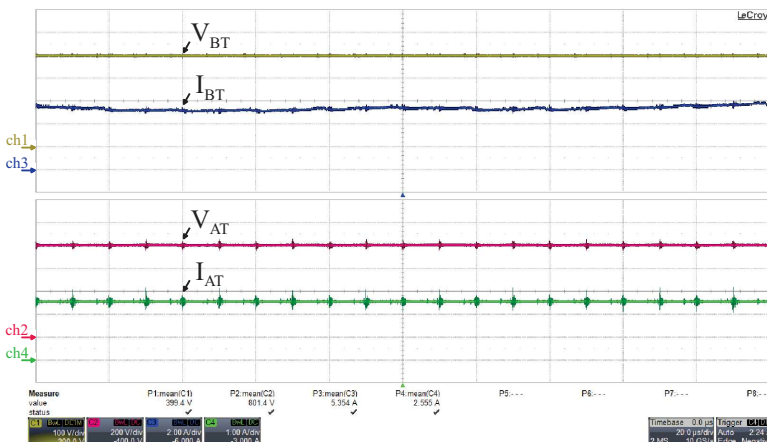


Figura 4.36: Formas de onda de tensão no barramento BT (ch1: 100 V/div), corrente média do barramento BT (ch3: 2 A/div), tensão no barramento AT (ch2: 200 V/div) e corrente média do barramento AT (ch4: 1 A/div) (tempo: 20  $\mu$ s/div) com três módulos ativos.

#### 4.3.4: RENDIMENTO

Como últimos resultados, serão apresentados os rendimentos obtidos empregando a arquitetura de interligação de conversores DAB proposta como interface entre uma fonte de tensão e uma carga resistiva.

Utilizando o mesmo banco de resistores como carga, é possível variar a potência em treze patamares distintos, sendo que o valor mínimo de potência é de aproximadamente 1120 W e o máximo de aproximadamente 4040 W.

Em um primeiro momento, os quatro conversores são mantidos ativos e varia-se a carga entre todos os seus patamares possíveis medindo o rendimento da estrutura. O gráfico desses rendimentos é apresentado na Figura 4.37, onde se observa um comportamento realmente muito próximo ao que foi obtido para um único módulo DAB, que foi exposto na Figura 4.13.

Para a interligação de conversores, o maior valor de rendimento foi de 94,7% e o menor de 93,7%, portanto considera-se que o arranjo também possui uma característica plana de rendimento para a faixa de carga considerada, uma vez que a variação entre estes foi de apenas 1%.

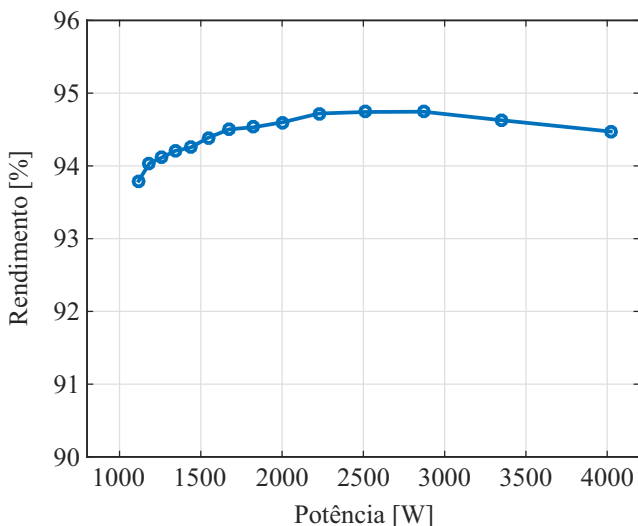


Figura 4.37: Gráfico de rendimento da arquitetura de interligação de conversores DAB proposta.

Em um segundo momento, limitou-se a potência de carga ao valor crítico (2 kW) e o DAB B foi novamente comandado a não processar potência ativa. Os resultados da configuração, neste novo cenário com três módulos ativos, são comparados com os obtidos empregando quatro conversores ativos no gráfico da Figura 4.38.

Na Figura 4.38, verifica-se que nos dois casos as curvas são similares, todavia, utilizando três módulos ativos, os rendimentos medidos, em cada um dos pontos de operação, foram menores em aproximadamente 1%.

Eram esperados que os rendimentos medidos com o sistema operando com quatro ou com três módulos ativos fossem diferentes, uma vez os níveis de carregamento a que os conversores estão submetidos e os seus rendimentos em tais pontos de operação são distintos. Levando isso em consideração a diferença de 1% é aceitável. Além disso, outro fator relevante para que o rendimento com três conversores ativos seja menor, é que o montante de energia reativa que circula no sistema é maior, elevando as perdas.

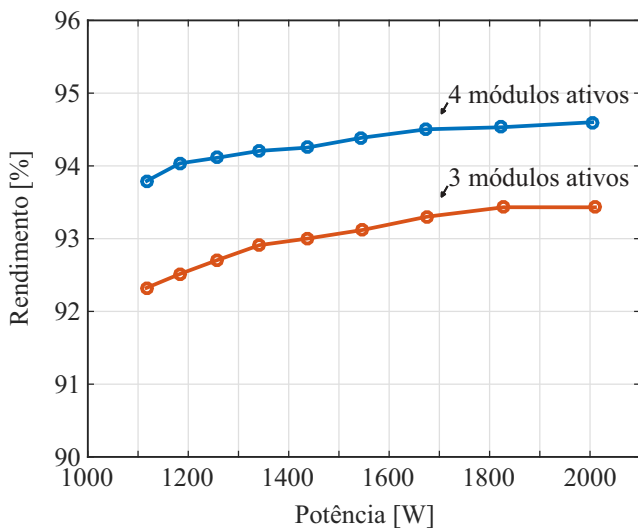


Figura 4.38: Gráficos de rendimento para a arquitetura de interligação de conversores DAB proposta operando com quatro e com três módulos ativos.

#### 4.4: CONCLUSÃO

O presente capítulo apresentou os resultados experimentais de um módulo DAB e da estrutura proposta. Formas de onda para os sinais de interesse foram expostas e quando pertinente complementadas por medições de tensão, corrente, potência e rendimento realizados pelo analisador de potências, que em todos os momentos corroborou os sinais de aquisição do osciloscópio. Dessa forma, conclui-se que as análises e princípios de operação descritos no segundo e no terceiro capítulo do texto estão validados.



---

## CONSIDERAÇÕES FINAIS

---

### 5.1: INTRODUÇÃO

Este capítulo finaliza a dissertação realizando a discussão dos resultados experimentais, propondo aplicações alternativas para a arquitetura de interligação de conversores e apresentando algumas sugestões de trabalhos futuros.

### 5.2: DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Os resultados experimentais obtidos nos testes de bancada apresentaram plena conformidade com o que era esperado a partir das análises realizadas nos Capítulos 2 e 3.

No tocante ao controle, a técnica proposta na Seção 3.5 é considerada adequada, uma vez que propicia a divisão da potência processada, elimina a influência das diferenças paramétricas na divisão das potências e permite à redundância interna as células. Contudo, durante os ensaios uma versão simplificada de controle foi empregada e, mesmo assim, a divisão da potência e dos esforços foi verificada.

A divisão da potência processada entre os módulos permite que estes sejam submetidos a menores esforços de corrente e de tensão. Desse modo, semicondutores disponíveis atualmente no mercado e de menor custo podem ser empregados em aplicações de alta potência, como é o caso dos SSTs.

Um ponto central desta dissertação é a estrutura referenciada por célula. Este arranjo apresenta divisão da corrente em ambas às portas dos conversores e redundância, características que podem ser interessante em outras aplicações como, por exemplo, veículos elétricos e centrais de processamento de dados. Aplicações automotivas fazem uso de elevadas potências em níveis relativamente baixos de tensão apresentando, assim como os barramentos BT dos SSTs, elevados valores de corrente e a interligação de conversores pode ser uma boa opção nesta área. Já para as centrais de processamento de dados, tem-se a necessidade de elevada confiabilidade quanto ao suprimento de energia às cargas, logo estruturas redundantes são de grande interesse.

Além de novas aplicações, a redundância traz consigo novas funcionalidades ao sistema. Como dito anteriormente, a redundância aumenta a confiabilidade quanto ao suprimento de energia, uma vez que,

assumindo ser possível realizar a desconexão dos módulos, os mesmos poderiam ser submetidos à manutenção preventiva ou, até mesmo, poderiam ser substituídos em decorrência da proximidade de sua vida útil. Além do mais, se em conjunto com a redundância algum mecanismo de detecção de mau funcionamento fosse implementado, seria possível isolar os módulos em falta obtendo um sistema tolerante a falhas.

Os resultados de rendimento e os referentes à comutação do conversor DAB mostram que o mesmo não mantém um bom desempenho quando processa baixos valores de potência. Portanto, considerando os transformadores de estado sólido aplicados às futuras redes de distribuição, onde se fazem presentes geração distribuída e sistemas de armazenamento de energia, vislumbram-se diversos cenários onde o estágio cc-cc seria levado a processar baixos montantes de energia, apresentando uma performance abaixo do esperado.

Como um primeiro exemplo dos cenários supracitados, pode-se avaliar uma condição de baixa carga, situação comum aos sistemas de distribuição atuais no período da madrugada. Sob essa hipótese, pouca potência seria requerida da rede elétrica convencional e manter todos os módulos ativos significaria que o nível de carregamento de cada um deles e, por consequência, seus rendimentos seriam baixos. Logo, imagina-se que retirar alguns módulos de operação levaria os que permaneceriam ativos a um ponto de operação onde os seus rendimentos são superiores, melhorando o desempenho global do SST.

Situação muito semelhante ocorreria para o caso onde as condições ambientais fossem favoráveis a geração distribuída. Assim, em situações particulares, o SST poderia ser levado a processar pouca potência a fim de fechar o balanço de energia do sistema.

Em suma, a arquitetura proposta apresenta a capacidade de flexibilizar o roteamento do fluxo de potência, possibilitando a busca por pontos ótimos de trabalho para transformadores de estado sólido.

### **5.3: PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS**

Embora todos os tópicos previstos para o estudo tenham sido abordados neste documento, a profundidade do tema inviabiliza esgotar o assunto no prazo delimitado ao mestrado. Assim, como propostas de continuidade do trabalho, destacam-se:

- Estudo de outras técnicas de modulação para o conversor DAB, a fim de minimizar a circulação de energia reativa e aumentar a faixa de carga com comutações suaves;



- Estudo dos mecanismos de comutação para o DAB, partindo da descrição dos circuitos equivalentes e modelagem das variáveis de estado em um plano de fases;
- Emprego de técnicas de otimização para elevar o rendimento dos módulos DAB.

#### **5.4: CONCLUSÃO GERAL**

Esta dissertação teve por objetivo apresentar um estudo acerca da interligação de conversores DAB constituindo um arranjo considerado apropriado para aplicações em transformadores de estado sólido.

O Capítulo 1, introdutório, teve como intuito contextualizar o tema abordado na dissertação, realizando a revisão da literatura referente aos SSTs e ao conversor DAB. Além disso, apresentaram-se as principais motivações para o desenvolvimento da pesquisa e os objetivos da mesma.

Adicionalmente, no Capítulo 2, realizou-se um estudo do conversor DAB, empregado como bloco de construção da proposta de interligação, trazendo os seus princípios de funcionamento, etapas de operação, principais formas de onda e dedução das relações matemáticas importantes para o dimensionamento e projeto dos protótipos.

No Capítulo 3, buscou-se apresentar as possíveis formas de se interligar conversores DAB, demonstrando referências bibliográficas de cada uma delas. Ainda, propôs-se uma combinação de duas das possíveis formas de interligação para se realizar um sistema próprio para aplicação em transformadores de estado sólido. Tal estrutura foi detalhada e as premissas de seu funcionamento foram apresentadas.

No Capítulo 4, expuseram-se os resultados experimentais obtidos em testes de bancada. Tais resultados comprovaram as análises enunciadas nos capítulos anteriores e demonstraram a eficácia do sistema proposto em realizar tanto a divisão dos esforços quanto da potência processada.

O presente Capítulo traz a discussão dos resultados, a apresentação de aplicações alternativas e a proposta de trabalhos futuros.

Por fim, mediante a tudo que foi exposto no texto, conclui-se que a arquitetura de interligação de conversores DAB proposta é adequada a ser empregada como estágio cc-cc isolado de transformadores de estado sólido.



## REFERÊNCIAS

- [1] R. E. Stross, *The Wizard of Menlo Park: How Thomas Alva Edison Invented the Modern World*: Crown/Archetype, 2007.
- [2] T. McNichol, *AC/DC: The Savage Tale of the First Standards War*: Wiley, 2011.
- [3] J. W. Coltman, "The transformer [historical overview]," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 8, pp. 8-15, 2002.
- [4] M. Guarnieri, "Who Invented the Transformer? [Historical]," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 7, pp. 56-59, 2013.
- [5] M. M. Severino, I. M. d. T. Camargo, and M. A. G. d. Oliveira, "Geração Distribuída Discussão Conceitual e Nova Definição," *Revista Brasileira de Energia*, vol. 14, p. 22, 2008.
- [6] C. W. Gellings, M. Samotyj, and B. Howe, "The future's smart delivery system [electric power supply]," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 2, pp. 40-48, 2004.
- [7] S. M. Amin and B. F. Wollenberg, "Toward a smart grid: power delivery for the 21st century," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 3, pp. 34-41, 2005.
- [8] H. Farhangi, "The path of the smart grid," *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 8, pp. 18-28, 2010.
- [9] M. G. Simoes, R. Roche, E. Kyriakides, A. Miraoui, B. Blunier, K. McBee, *et al.*, "Smart-grid technologies and progress in Europe and the USA," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011, pp. 383-390.
- [10] J. W. Kolar and G. Ortiz, "Solid-State-Transformers: Key Components of Future Traction and Smart Grid Systems," *Proceedings of the International Power Electronics Conference - ECCE Asia (IPEC 2014)*, May 18-21 2014.
- [11] S. P. Engel, M. Stieneker, N. Soltau, S. Rabiee, H. Stagge, and R. W. De Doncker, "Comparison of the Modular Multilevel DC Converter and the Dual-Active Bridge Converter for Power Conversion in HVDC and MVDC Grids," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 124-137, 2015.
- [12] G. Ortiz, M. Leibl, J. W. Kolar, and O. Apeldoorn, "Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications - Design and experimental verification," in *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference on*, 2013, pp. 1285-1290.
- [13] R. F. Coelho, "Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a Partir de Fontes Renováveis," Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2013.

- [14] T. Dragicicvic, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, and D. Skrlec, "Advanced LVDC Electrical Power Architectures and Microgrids: A step toward a new generation of power distribution networks," *Electrification Magazine, IEEE*, vol. 2, pp. 54-65, 2014.
- [15] D. Peeples. The Next Big Thing? EPRI's Fast, Flexible (and Cheaper) EV Charging System [Online]. Available: <http://www.smartgridnews.com>.
- [16] B. Hafez, H. S. Krishnamoorthy, P. Enjeti, S. Ahmed, and I. J. Pitel, "Medium voltage power distribution architecture with medium frequency isolation transformer for data centers," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, 2014, pp. 3485-3489.
- [17] D. J. Costinett, "Analysis and Design of High Efficiency, High Conversion Ratio, DC-DC Power Converters," Ph. D Thesis, Department of Electrical, Computer, and Energy Engineering, University of Colorado Boulder, 2013.
- [18] M. L. Heldwein, "Microrredes em Corrente Contínua: Qualidade de Fornecimento e Eficiência em Futuras Redes de Distribuição," Departamento de Engenharia Elétrica, Monografia entregue ao concurso público 23080.012809/2009-83, Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.
- [19] J. E. Huber and J. W. Kolar, "Volume/weight/cost comparison of a 1MVA 10 kV/400 V solid-state against a conventional low-frequency distribution transformer," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, 2014, pp. 4545-4552.
- [20] F. Dijkhuizen and S. Norrga, "Fault tolerant operation of power converter with cascaded cells," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1-8.
- [21] F. Genduso, R. Miceli, and G. R. Galluzzo, "Flexible power converters for the fault tolerant operation of Micro-Grids," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 2010, pp. 1-6.
- [22] M. Stieneker and R. W. De Doncker, "System efficiency estimation of redundant cascaded-cell converters in applications with high-power battery energy storage systems," in *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1-6.
- [23] W. M. dos Santos, H. Rocha e Mamede, and D. C. Martins, "Paralleling of dab converter using the gyrator theory," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014 IEEE 5th International Symposium on*, 2014, pp. 1-7.
- [24] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 63-73, 1991.
- [25] A. J. B. Botton, "Conexão Série-Série de Modulos CC-CC Isolados," Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2015.
- [26] Z. Haihua, D. Tran, S. Siew Tuck, and A. M. Khambadkone, "Interleaved bi-directional Dual Active Bridge DC-DC converter for interfacing

- ultracapacitor in micro-grid application," in *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 2229-2234.
- [27] W. McMurray, "The Thyristor Electronic Transformer: a Power Converter Using a High-Frequency Link," *Industry and General Applications, IEEE Transactions on*, vol. IGA-7, pp. 451-457, 1971.
- [28] L. Heinemann and G. Mauthe, "The universal power electronics based distribution transformer, an unified approach," in *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, 2001, pp. 504-509 vol.2.
- [29] S. Xu, A. Q. Huang, and R. Burgos, "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems," *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, vol. 1, pp. 186-198, 2013.
- [30] S. Falcones, M. Xiaolin, and R. Ayyanar, "Topology comparison for Solid State Transformer implementation," in *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-8.
- [31] E. R. Ronan, S. D. Sudhoff, S. F. Glover, and D. L. Galloway, "A power electronic-based distribution transformer," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 537-543, 2002.
- [32] L. Jih-Sheng, A. Maitra, A. Mansoor, and F. Goodman, "Multilevel intelligent universal transformer for medium voltage applications," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, 2005, pp. 1893-1899 Vol. 3.
- [33] Z. Tiefu, Y. Liyu, W. Jun, and A. Q. Huang, "270 kVA Solid State Transformer Based on 10 kV SiC Power Devices," in *Electric Ship Technologies Symposium, 2007. ESTS '07. IEEE*, 2007, pp. 145-149.
- [34] Y. Liyu, Z. Tiefu, W. Jun, and A. Q. Huang, "Design and Analysis of a 270kW Five-level DC/DC Converter for Solid State Transformer Using 10kV SiC Power Devices," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, 2007, pp. 245-251.
- [35] M. Steiner and H. Reinold, "Medium frequency topology in railway applications," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-10.
- [36] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional Isolated DC-DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 535-542, 2007.
- [37] S. Bhattacharya, Z. Tiefu, W. Gangyao, S. Dutta, B. Seunghun, D. Yu, *et al.*, "Design and development of Generation-I silicon based Solid State Transformer," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 1666-1673.
- [38] W. Gangyao, B. Seunghun, J. Elliott, A. Kadavelugu, W. Fei, S. Xu, *et al.*, "Design and hardware implementation of Gen-1 silicon based solid state transformer," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011, pp. 1344-1349.
- [39] K. Mainali, A. Tripathi, S. Madhusoodhanan, A. Kadavelugu, D. Patel, S. Hazra, *et al.*, "A Transformerless Intelligent Power Substation: A three-

- phase SST enabled by a 15-kV SiC IGBT," *Power Electronics Magazine, IEEE*, vol. 2, pp. 31-43, 2015.
- [40] S. Bifaretti, P. Zanchetta, A. Watson, L. Tarisciotti, and J. C. Clare, "Advanced Power Electronic Conversion and Control System for Universal and Flexible Power Management," *Smart Grid, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 231-243, 2011.
- [41] D. Grider, M. Das, A. Agarwal, J. Palmour, S. Leslie, J. Ostrop, *et al.*, "10 kV/120 A SiC DMOSFET half H-bridge power modules for 1 MVA solid state power substation," in *Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), 2011 IEEE*, 2011, pp. 131-134.
- [42] M. Claessens, D. Dujic, J. K. Steinke, P. Stefanutti, and C. Vetterli, "Traction transformation: A power electronic traction transformer (PETT)," *ABB review*, vol. 3, pp. 1-7, 2012.
- [43] D. Dujic, Z. Chuanhong, A. Mester, J. K. Steinke, M. Weiss, S. Lewdeni-Schmid, *et al.*, "Power Electronic Traction Transformer-Low Voltage Prototype," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 5522-5534, 2013.
- [44] G. Ortiz, "High-Power DC-DC Converter Technologies for Smart Grid and Traction Applications," Ph. D Thesis, ETH Zurich, 2014.
- [45] G. Ortiz, J. Biela, D. Bortis, and J. W. Kolar, "1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 3212-3219.
- [46] H. S. H. Chung, C. Wai-Leung, and K. S. Tang, "A ZCS bidirectional flyback DC/DC converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 1426-1434, 2004.
- [47] M. Kashif, "Bidirectional flyback DC-DC converter for hybrid electric vehicle: Utility, working and PSPICE computer model," in *Microelectronics and Electronics (PrimeAsia), 2012 Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in*, 2012, pp. 61-66.
- [48] A. A. Aboulnaga and A. Emadi, "Performance evaluation of the isolated bidirectional Cuk converter with integrated magnetics," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 1557-1562 Vol.2.
- [49] D. Murthy-Bellur and M. K. Kazimierczuk, "Isolated Two-Transistor Zeta Converter With Reduced Transistor Voltage Stress," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 58, pp. 41-45, 2011.
- [50] F. Zhang and Y. Yan, "Novel Forward-Flyback Hybrid Bidirectional DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1578-1584, 2009.
- [51] H. Xiao, L. Guo, and S. Xie, "A New ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Phase-Shift Plus PWM Control Scheme," in *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, 2007, pp. 943-948.
- [52] Z. Zhang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "Optimal Design of a Push-Pull-Forward Half-Bridge (PPFHB) Bidirectional DC-DC Converter

- With Variable Input Voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2761-2771, 2012.
- [53] E. V. d. Souza and I. Barbi, "Bidirectional Current-Fed Flyback-Push-Pull DC-DC Converter," in *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, 2011, pp. 8-13.
- [54] L. Hui, P. Fang Zheng, and J. S. Lawler, "A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 525-535, 2003.
- [55] F. Z. Peng, L. Hui, S. Gui-Jia, and J. S. Lawler, "A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 54-65, 2004.
- [56] Z. Zhang, Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "Analysis and Design of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for Fuel Cells and Supercapacitors Hybrid System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 848-859, 2012.
- [57] J. Y. Lee, Y. S. Jeong, and B. M. Han, "A Two-Stage Isolated/Bidirectional DC/DC Converter With Current Ripple Reduction Technique," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 644-646, 2012.
- [58] C. Zhao, D. Xu, and H. Fan, "A PWM plus phase-shift control bidirectional DC-DC converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, 2003, pp. 641-647 vol.2.
- [59] C. Huang-Jen and L. Li-Wei, "A bidirectional DC-DC converter for fuel cell electric vehicle driving system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 950-958, 2006.
- [60] L. Roggia, L. Schuch, J. E. Baggio, C. Rech, and J. R. Pinheiro, "Integrated Full-Bridge-Forward DC-DC Converter for a Residential Microgrid Application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1728-1740, 2013.
- [61] K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F. C. Lee, and J. S. Lai, "Bidirectional DC to DC converters for fuel cell systems," in *Power Electronics in Transportation, 1998*, 1998, pp. 47-51.
- [62] T. Hirose and H. Matsuo, "A consideration of bidirectional superposed dual active bridge dc-dc converter," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 39-46.
- [63] B. Zhao, Q. Yu, Z. Leng, and X. Chen, "Switched Z-Source Isolated Bidirectional DC-DC Converter and Its Phase-Shifting Shoot-Through Bivariate Coordinated Control Strategy," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 4657-4670, 2012.
- [64] L. Zhu, "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 2141-2146 Vol.3.
- [65] Z. Biao, S. Qiang, L. Wenhua, and S. Yandong, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-

- Frequency-Link Power-Conversion System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 4091-4106, 2014.
- [66] M. N. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 1294-1301, 1992.
- [67] M. H. Kheraluwala and R. W. D. Doncker, "Single phase unity power factor control for dual active bridge converter," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, 1993, pp. 909-916 vol.2.
- [68] C. Mi, H. Bai, C. Wang, and S. Gargies, "Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter," *IET Power Electronics*, vol. 1, pp. 507-517, 2008.
- [69] A. Rodriguez, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernando, and A. Vazquez, "An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1129-1135.
- [70] H. Bai, C. C. Mi, and S. Gargies, "The Short-Time-Scale Transient Processes in High-Voltage and High-Power Isolated Bidirectional DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2648-2656, 2008.
- [71] Y. Xie, J. Sun, and J. S. Freudenberg, "Power Flow Characterization of a Bidirectional Galvanically Isolated High-Power DC/DC Converter Over a Wide Operating Range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 54-66, 2010.
- [72] Z. Biao, S. Qiang, L. Wenhua, and S. Yandong, "Dead-Time Effect of the High-Frequency Isolated Bidirectional Full-Bridge DC-DC Converter: Comprehensive Theoretical Analysis and Experimental Verification," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 1667-1680, 2014.
- [73] J. Li, Z. Chen, Z. Shen, P. Mattavelli, J. Liu, and D. Boroyevich, "An adaptive dead-time control scheme for high-switching-frequency dual-active-bridge converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, 2012, pp. 1355-1361.
- [74] D. Costinett, R. Zane, and D. Maksimovic, "Automatic voltage and dead time control for efficiency optimization in a Dual Active Bridge converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, 2012, pp. 1104-1111.
- [75] B. Zhao, Q. Yu, and W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converter for Power Distribution in Microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4667-4680, 2012.
- [76] H. Bai and C. Mi, "Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2905-2914, 2008.
- [77] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, "Power Characterization of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converter With Dual-Phase-



- Shift Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4172-4176, 2012.
- [78] H. Zhou and A. M. Khambadkone, "Hybrid Modulation for Dual-Active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, pp. 1434-1442, 2009.
- [79] F. Krismer and J. W. Kolar, "Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 2756-2768, 2009.
- [80] G. D. Demetriades and H. P. Nee, "Dynamic modeling of the Dual-Active Bridge topology for high-power applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 457-464.
- [81] B. Hua, M. Chunting, W. Chongwu, and S. Gargies, "The dynamic model and hybrid phase-shift control of a dual-active-bridge converter," in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008, pp. 2840-2845.
- [82] H. Bai, Z. Nie, and C. C. Mi, "Experimental Comparison of Traditional Phase-Shift, Dual-Phase-Shift, and Model-Based Control of Isolated Bidirectional DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1444-1449, 2010.
- [83] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, "Full-order averaging modelling of zero-voltage-switching phase-shift bidirectional DC-DC converters," *IET Power Electronics*, vol. 3, pp. 400-410, 2010.
- [84] H. Qin and J. W. Kimball, "Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 2078-2084, 2012.
- [85] D. Costinett, D. Maksimovic, and R. Zane, "Design and Control for High Efficiency in High Step-Down Dual Active Bridge Converters Operating at High Switching Frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 3931-3940, 2013.
- [86] G. Oggier, R. Ledhold, G. O. Garcia, A. R. Oliva, J. C. Balda, and F. Barlow, "Extending the ZVS Operating Range of Dual Active Bridge High-Power DC-DC Converters," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1-7.
- [87] G. D. Demetriades and H. P. Nee, "Characterization of the Dual-Active Bridge topology for high-power applications employing a duty-cycle modulation," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 2791-2798.
- [88] G. G. Oggier, G. O. Garc, and A. R. Oliva, "Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1826-1838, 2009.
- [89] G. Oggier, G. O. Garc, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 1228-1236, 2011.
- [90] M. Kim, M. Rosekeit, S. K. Sul, and R. W. A. A. D. Doncker, "A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in

- wide voltage range," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, 2011, pp. 364-371.
- [91] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and W. Sun, "Current-Stress-Optimized Switching Strategy of Isolated Bidirectional DC-DC Converter With Dual-Phase-Shift Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 4458-4467, 2013.
- [92] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, "Efficiency Characterization and Optimization of Isolated Bidirectional DC-DC Converter Based on Dual-Phase-Shift Control for DC Distribution Application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1711-1727, 2013.
- [93] F. Krismer and J. W. Kolar, "Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 174-188, 2012.
- [94] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2745-2760, 2012.
- [95] K. Wu, C. W. d. Silva, and W. G. Dunford, "Stability Analysis of Isolated Bidirectional Dual Active Full-Bridge DC-DC Converter With Triple Phase-Shift Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 2007-2017, 2012.
- [96] A. K. Jain and R. Ayyanar, "Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 1215-1227, 2011.
- [97] X. Li and A. Bhat, "Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 850-862, 2010.
- [98] W. Chen, P. Rong, and Z. Lu, "Snubberless Bidirectional DC-DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 3075-3086, 2010.
- [99] J. H. Jung, H. S. Kim, M. H. Ryu, and J. W. Baek, "Design Methodology of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-Frequency Isolation of DC Distribution Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1741-1755, 2013.
- [100] C. Wei and L. Zhengyu, "Investigation on topology for Type-4 LLC resonant Dc-Dc converter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 1421-1425.
- [101] J. Walter and R. W. D. Doncker, "High-power galvanically isolated DC/DC converter topology for future automobiles," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, 2003, pp. 27-32 vol.1.
- [102] D. Segaran, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, "Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters," in *Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities*, 2008, pp. 1-6.
- [103] N. Soltan, H. A. B. Siddique, and R. W. D. Doncker, "Comprehensive modeling and control strategies for a three-phase dual-active bridge," in

- Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1-6.
- [104] S. P. Engel, N. Soltau, H. Stagege, and R. W. D. Doncker, "Dynamic and Balanced Control of Three-Phase High-Power Dual-Active Bridge DC-DC Converters in DC-Grid Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1880-1889, 2013.
- [105] H. v. Hoek, M. Neubert, and R. W. D. Doncker, "Enhanced Modulation Strategy for a Three-Phase Dual Active Bridge - Boosting Efficiency of an Electric Vehicle Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 5499-5507, 2013.
- [106] Q. Hengsi and J. W. Kimball, "Ac-ac dual active bridge converter for solid state transformer," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, pp. 3039-3044.
- [107] H. Qin and J. W. Kimball, "Solid-State Transformer Architecture Using AC-AC Dual-Active-Bridge Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 3720-3730, 2013.
- [108] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "A Soft-Switched Three-Port Bidirectional Converter for Fuel Cell and Supercapacitor Applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, 2005, pp. 2487-2493.
- [109] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Design of a soft-switched three-port converter with DSP control for power flow management in hybrid fuel cell systems," in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, pp. 10 pp.-P.10.
- [110] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Family of multiport bidirectional DC-DC converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, pp. 451-458, 2006.
- [111] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2443-2453, 2008.
- [112] W. M. d. Santos, "Estudo e Implementação do Conversor TAB (Triple Active Bridge) Aplicado a Sistemas Renováveis Solares Fotovoltaicos," Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2011.
- [113] H. R. Mamede, "Paralelismo de Conversores DAB (*Dual Active Bridge*) Utilizando a Teoria de Gyator," Trabalho de Conclusão de Curso, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Carina, Florianópolis-SC, 2013.
- [114] Massachusetts Institute of Technology (MIT) Technology Review - 10 Emerging Technologies [Online]. Available: <https://www.technologyreview.com/magazine/2010/05/>.
- [115] I. Barbi, *Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas*: Edição do Autor, 2007.
- [116] A. L. Kirsten, "Metodologia de Projeto do Conversor DAB Aplicado a Transformadores de Estado Sólido," Tese de Doutorado, Programa de Pós-

Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria-RS, 2014.

- [117] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," in *Power Electronics Specialists Conference, 1976 IEEE*, 1976, pp. 18-34.
- [118] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*: Springer US, 2001.
- [119] W. Chen, X. Ruan, H. Yan, and C. K. Tse, "DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control, and Experimental Verifications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 1463-1474, 2009.

---

**DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA**

---

Planilha DAB - dimensionamento

Legenda

Entrada de dados pelo usuário

Valores calculados pela planilha

Especificações do projeto

Tensão na porta 1

$$V_1 := 400 \text{ V}$$

Tensão na porta 2

$$V_2 := 400 \text{ V}$$

Potência nominal

$$P := 1000 \text{ W}$$

Frequência de comutação

$$f := 50 \text{ kHz}$$

Valor nominal de phase-shift em graus

$$\varphi := 45 \text{ deg}$$

Valor nominal de razão cíclica

$$D := 0.5$$

Relação de transformação

$$a := \frac{V_2}{V_1} = 1$$

Tensão na porta 2 refletida a porta 1

$$V'_2 := \frac{V_2}{a}$$

### Dimensionamento dos componentes de potência

Frequência angular de comutação

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f = (3.142 \cdot 10^5) \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

Valor nominal de phase-shift em radianos

$$\varphi_{\text{rad}} := \frac{\varphi \cdot \pi}{180 \text{ deg}} = 0.785 \text{ rad}$$

Valor para a indutância de transferência de potência

$$L := \frac{V_1 \cdot V_2}{a \cdot \omega \cdot P} \cdot \varphi_{rad} \cdot \left( 1 - \left| \frac{\varphi_{rad}}{\pi} \right| \right) = 300 \mu H$$

Frequência relativa para o desacoplamento

$$f_r := 10$$

Valor mínimo de capacitância de bloqueio

$$C_{b\_min} := \left( \frac{f_r}{f} \right)^2 \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L} = 3.377 \mu F$$

Valor escolhido para o capacitor de bloqueio

$$C_b := 20 \mu F$$

Valor mínimo de capacitância para a filtragem na porta 1

$$C_{1\_min} := \frac{P}{\left( (1.01 \cdot V_1)^2 - (0.99 \cdot V_1)^2 \right) \cdot f} = 3.125 \mu F$$

Valor escolhido para o capacitor de filtro na porta 1

$$C_1 := 20 \mu F$$

Valor mínimo de capacitância para a filtragem na porta 2

$$C_{2\_min} := \frac{P}{\left( (1.01 \cdot V_2)^2 - (0.99 \cdot V_2)^2 \right) \cdot f} = 3.125 \mu F$$

Valor escolhido para o capacitor de filtro na porta 2

$$C_2 := 20 \mu F$$



---

**PROJETO DO TRANSFORMADOR**

---

**Planilha DAB - Transformador EE Thornton****Legenda**

Entrada de dados pelo usuário

Valores calculados pela planilha

**Especificações do projeto**

Tensão na porta 1

$$V_1 := 400 \text{ V}$$

Tensão na porta 2

$$V_2 := 400 \text{ V}$$

Potência nominal

$$P := 1000 \text{ W}$$

Frequência de comutação

$$f := 50 \cdot \text{kHz}$$

Densidade de fluxo magnético máxima

$$B_m := 0.1 \text{ T}$$

Densidade de corrente nos enrolamentos do transformador

$$J := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fator de utilização da janela

$$k_u := 0.7$$

Coefficiente para a forma de onda (quadrada = 4)  
(senoidal = 4.44)

$$k_f := 4$$

Relação de transformação

$$a := \frac{V_2}{V_1} = 1$$

Valor rms de corrente no primário

$$i_{1\_rms} := 3.043 \text{ A}$$

Valor rms de corrente no secundário

$$i_{2\_rms} := \frac{i_{1\_rms}}{a} = 3.043 \text{ A}$$

Escolha do condutor a ser utilizado

Profundidade de penetração da corrente devido ao efeito pelicular

$$\Delta := \frac{6.62}{\sqrt{f \cdot (\text{s})}} \cdot (\text{cm}) = 0.03 \text{ cm}$$

Diametro máximo para o condutor a ser utilizado

$$D_{AWG} := 2 \cdot \Delta = 0.059 \text{ cm}$$

Área máxima de seção transversal para o condutor utilizado

$$A_{AWG} := \frac{\pi \cdot D_{AWG}^2}{4} = 0.00275 \text{ cm}^2$$

Escolher um condutor que apresente uma área de seção transversal de cobre menor que Aawg

$$\text{Condutor} := 32$$

Área de seção transversal de cobre

$$A_{cu\_AWG} = 0.00032 \text{ cm}^2$$

Área de seção transversal para o condutor com o isolamento

$$A_{iso\_AWG} = 0.00046 \text{ cm}^2$$

Diametro do condutor com o isolamento

$$D_{iso\_AWG} = 0.024 \text{ cm}$$

Resistência linear para o condutor escolhido a 20 °C

$$R_{linear\_20^\circ C} = 0.005315 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Coefficiente de correção da resistência linear em função da temperatura

$$\alpha_{Rlinear} := 0.00393$$

$$R_{linear\_100^\circ C} := R_{linear\_20^\circ C} \cdot (1 + \alpha_{Rlinear} \cdot (100 - 20))$$

$$R_{linear\_AWG} := R_{linear\_100^\circ C}$$

Resistência linear para o condutor escolhido a 100 °C

$$R_{linear\_AWG} = 0.006986 \frac{\Omega}{cm}$$

Escolha do núcleo a ser utilizado

Potência aparente total processada pelo transformador

$$P_t := V_1 \cdot i_{1\_rms} + V_2 \cdot i_{2\_rms} = (2.434 \cdot 10^3) \text{ W}$$

Produto das áreas para a escolha do núcleo

$$A_{p\_mín} := \frac{P_t}{k_f \cdot k_u \cdot f \cdot B_m \cdot J} = 4.347 \text{ cm}^4$$

Escolhe-se o menor núcleo que seja capaz de processar a potência desejada

$$\text{Núcleo} := \text{“EE-55/28/21”}$$

Área da seção transversal da perna central do núcleo

$$A_c = 3.54 \text{ cm}^2$$

Área da janela do núcleo

$$W_a = 2.5 \text{ cm}^2$$

Produto das áreas para o núcleo escolhido

$$A_p := A_c \cdot W_a = 8.85 \text{ cm}^4$$

Comprimento médio de um laço de fluxo magnético

$$MPL = 11.2 \text{ cm}$$

Comprimento médio de uma espira

$$MLT = 11.6 \text{ cm}$$

Volume do núcleo

$$V_e = 42.5 \text{ cm}^3$$

Peso do ferro

$$W_{tfe} = 131 \text{ gm}$$

Altura do carretel para o núcleo escolhido

$$h_{car} = 3.7 \text{ cm}$$

Área de superfície do núcleo

$$A_t = 137.859 \text{ cm}^2$$

### Procedimento de projeto

Número de espiras para o enrolamento primário

$$N_p := \text{ceil} \left( \frac{V_1}{k_f \cdot B_m \cdot f \cdot A_c} \right) = 57 \quad [\text{espiras}]$$

$$N_p := 50$$

Número de espiras para o enrolamento secundário

$$N_s := \text{ceil} \left( N_p \cdot \frac{V_2}{V_1} \right) = 50 \quad [\text{espiras}]$$

Área de cobre necessária

$$A_{cu_p} := \frac{i_{1_{rms}}}{J} = 0.008 \text{ cm}^2$$

Número mínimo de condutores em paralelo a ser utilizada no enrolamento primário

$$n_p := \text{ceil} \left( \frac{A_{cu_p}}{A_{cu\_AWG}} \right) = 24$$

Número escolhido de condutores

$$n_p := 32$$

[condutores]

Área de cobre necessária

$$A_{cu_s} := \frac{i_{2\_rms}}{J} = 0.008 \text{ cm}^2$$

Número mínimo de condutores em paralelo a ser utilizada no enrolamento secundário

$$n_s := \text{ceil} \left( \frac{A_{cu_s}}{A_{cu\_AWG}} \right) = 24$$

Número escolhido de condutores

$$n_s := 32$$

[condutores]

### Cálculo de perdas no cobre

Fator de sobre-diâmetro devido ao número de condutores

$$D_{medido} := 1.5 \text{ mm}$$

$$F_{SDp} := \frac{D_{medido}}{D_{iso\_AWG}}$$

$$F_{SDs} := \frac{D_{medido}}{D_{iso\_AWG}}$$



Número de camadas para o enrolamento primário

$$N_{Cp} := \text{ceil} \left( \frac{F_{SDp} \cdot D_{iso\_AWG} \cdot N_p}{h_{car}} \right) = 3$$

Valor de resistência linear para o enrolamento primário

$$R_{linear\_p} := \frac{R_{linear\_AWG}}{n_p} = 218.314 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\Omega}{cm}$$

Comprimento do chicote para o primário

$$l_p := (MLT + N_{Cp} \cdot 8 \cdot F_{SDp} \cdot D_{iso\_AWG}) \cdot N_p = 7.6 \text{ m}$$

Valor de resistência cc para o enrolamento primário

$$R_p := l_p \cdot R_{linear\_p} = 0.166 \Omega$$

Cálculo do fator de correção para resistência cc

$$h_{cp} := \sqrt{\frac{\pi}{4 \cdot n_p}} \cdot D_{iso\_AWG} = 0.004 \text{ cm}$$

$$\lambda_p := \frac{h_{cp}}{\Delta} = 0.127$$

$$\sinh_{\lambda_p} := \frac{e^{\lambda_p} - e^{-\lambda_p}}{2} = 0.127$$

$$\sinh_{2\lambda_p} := \frac{e^{2 \cdot \lambda_p} - e^{-2 \cdot \lambda_p}}{2} = 0.257$$

$$\cosh_{\lambda_p} := \frac{e^{\lambda_p} + e^{-\lambda_p}}{2} = 1.008$$

$$\cosh_{2\lambda_p} := \frac{e^{2 \cdot \lambda_p} + e^{-2 \cdot \lambda_p}}{2} = 1.032$$

$$M_p := \frac{\sinh_{2\lambda_p} + \sin(2 \cdot \lambda_p)}{\cosh_{2\lambda_p} - \cos(2 \cdot \lambda_p)} = 7.874$$

$$D_p := \frac{\sinh_{\lambda_p} - \sin(\lambda_p)}{\cosh_{\lambda_p} + \cos(\lambda_p)} = 3.414 \cdot 10^{-4}$$

Relação entre a resistência ca e cc do condutor escolhido

$$F_p := \lambda_p \cdot \left( M_p + \frac{2}{3} \cdot (N_{Cp}^2 - 1) \cdot D_p \right) = 1.00025$$

Perda no cobre para o enrolamento primário

$$P_{cu_p} := F_p \cdot i_{1_{rms}}^2 \cdot R_p = 1.537 \text{ W}$$

Número de camadas para o enrolamento secundário

$$N_{Cs} := \text{ceil} \left( \frac{F_{SDs} \cdot D_{iso\_AWG} \cdot N_s}{h_{car}} \right) = 3$$

Valor de resistência linear para o enrolamento secundário

$$R_{linear\_s} := \frac{R_{linear\_AWG}}{n_s} = 218.314 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\Omega}{cm}$$

Comprimento do chicote para o secundário

$$l_s := (MLT + N_{Cs} \cdot 8 \cdot F_{SDs} \cdot D_{iso\_AWG}) \cdot N_s = 7.6 \text{ m}$$

Valor de resistência para o enrolamento secundário

$$R_s := l_s \cdot R_{linear\_s} = 0.166 \Omega$$

Cálculo do fator de correção para resistência cc

$$h_{cs} := \sqrt{\frac{\pi}{4 \cdot n_s}} \cdot D_{iso\_AWG} = 0.004 \text{ cm}$$

$$\lambda_s := \frac{h_{cs}}{\Delta} = 0.127$$

$$\sinh_{\lambda_s} := \frac{e^{\lambda_s} - e^{-\lambda_s}}{2} = 0.127$$

$$\sinh_{2\lambda_s} := \frac{e^{2 \cdot \lambda_s} - e^{-2 \cdot \lambda_s}}{2} = 0.257$$

$$\cosh_{\lambda_s} := \frac{e^{\lambda_s} + e^{-\lambda_s}}{2} = 1.008$$

$$\cosh_2 \lambda_s := \frac{e^{2 \cdot \lambda_s} + e^{-2 \cdot \lambda_s}}{2} = 1.032$$

$$M_s := \frac{\sinh_2 \lambda_s + \sin(2 \cdot \lambda_s)}{\cosh_2 \lambda_s - \cos(2 \cdot \lambda_s)} = 7.874$$

$$D_s := \frac{\sinh \lambda_s - \sin(\lambda_s)}{\cosh \lambda_s + \cos(\lambda_s)} = 3.414 \cdot 10^{-4}$$

Relação entre a resistência ca e cc do condutor escolhido

$$F_s := \lambda_s \cdot \left( M_s + \frac{2}{3} \cdot (N_{Cs}^2 - 1) \cdot D_s \right) = 1.00025$$

Perda no cobre para o enrolamento secundário

$$P_{cu_s} := F_s \cdot i_{2\_rms}^2 \cdot R_s = 1.537 \text{ W}$$

Perda no cobre

$$P_{cu} := P_{cu_p} + P_{cu_s} = 3.074 \text{ W}$$

Regulação do transformador

$$\alpha := \frac{P_{cu}}{P} = 0.307 \cdot 10^{-2}$$

## Mínimos cuadrados - Coeficientes de Steinmetz

Pontos retirados do catálogo

$$f_A := 10 \cdot \mathbf{kHz}$$

$$B_{max\_A} := 0.05 \cdot \mathbf{T}$$

$$P_{fe\_A} := 0.4 \cdot \frac{\mathbf{mW}}{\mathbf{gm}}$$

$$f_B := 10 \cdot \mathbf{kHz}$$

$$B_{max\_B} := 0.2 \cdot \mathbf{T}$$

$$P_{fe\_B} := 10 \cdot \frac{\mathbf{mW}}{\mathbf{gm}}$$

$$f_C := 40 \cdot \mathbf{kHz}$$

$$B_{max\_C} := 0.2 \cdot \mathbf{T}$$

$$P_{fe\_C} := 70 \cdot \frac{\mathbf{mW}}{\mathbf{gm}}$$

$$\alpha := \frac{\ln\left(\frac{P_{fe\_C}}{P_{fe\_B}}\right)}{\ln\left(\frac{f_C}{f_B}\right)} = 1.404$$

$$\beta := \frac{\ln\left(\frac{P_{fe\_B}}{P_{fe\_A}}\right)}{\ln\left(\frac{B_{max\_B}}{B_{max\_A}}\right)} = 2.322$$

$$K_C := \frac{P_{fe\_C} \cdot \left(\frac{\mathbf{gm}}{\mathbf{mW}}\right)}{(f_C \cdot \mathbf{s})^\alpha \cdot \left(B_{max\_C} \cdot \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{T}}\right)^\beta} = 0.00102$$

Densidade de perdas no ferro para o material escolhido

$$k_{fe} := \left( K_C \cdot (f \cdot s)^\alpha \cdot \left( B_m \cdot \frac{1}{T} \right)^\beta \right) = 19.15$$

Perda no ferro

$$P_{fe} := k_{fe} \cdot \left( \frac{mW}{gm} \right) \cdot 2 \cdot W_{tfe} = 5.017 \text{ W}$$

Perdas totais no transformador

$$P_\Sigma := P_{cu} + P_{fe} = 8.091 \text{ W}$$

### Estimação da elevação de temperatura

Resistência térmica para o núcleo

$$\Psi := \frac{P_\Sigma}{A_t} \cdot \left( \frac{cm^2}{W} \right)$$

Elevação de temperatura estimada

$$\Delta T := 450 \cdot (\Psi)^{0.826} \cdot K = 43.255 \text{ } \Delta^\circ\text{C}$$

### Possibilidade de execução do projeto

Fator de ocupação da janela pelo enrolamento primário

$$k_{u_p} := \frac{N_p \cdot n_p \cdot A_{iso\_AWG}}{W_a} = 0.294$$

Fator de ocupação da janela pelo enrolamento secundário

$$k_{u_s} := \frac{N_s \cdot n_s \cdot A_{iso\_AWG}}{W_a} = 0.294$$

Fator de ocupação da janela

$$k_{u\_projeto} := k_{u_p} + k_{u_s} = 0.588$$

Fator de execução do projeto (menor que 1 = projeto executável)

$$exec := \frac{k_{u\_projeto}}{k_u} = 0.839$$

### Resumo do projeto

*Núcleo* = “EE-55/28/21”

*Condutor* = 32 AWG

Enrolamento primário

$N_p = 50$  Número de espiras

$n_p = 32$  Número de condutores em paralelo

$l_p = 7.6 \text{ m}$  Comprimento do chicote

$N_{Cp} = 3$  Número de camadas

Enrolamento secundário

$N_s = 50$  Número de espiras

$n_s = 32$  Número de condutores em paralelo

$l_s = 7.6 \text{ m}$  Comprimento do chicote

$N_{Cs} = 3$  Número de camadas



Dados gerais

$$P_{cu} = 3.074 \text{ W}$$

Perdas no cobre

$$P_{fe} = 5.017 \text{ W}$$

Perdas no ferro

$$P_{\Sigma} = 8.091 \text{ W}$$

Perdas totais

$$\Delta T = 43.255 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Elevação de temperatura

$$exec = 0.839$$

Fator de execução



---

**PROJETO DO INDUTOR EXTERNO**

---

Planilha DAB - Indutor EE Thornton

Legenda

Entrada de dados pelo usuário

Valores calculados pela planilha

Especificações do projeto

Indutância

$$L := 285 \cdot \mu\text{H}$$

Tensão eficaz máxima sobre o indutor

$$V_L := 400 \text{ V}$$

Valor rms de corrente no primário

$$i_{L_{rms}} := 3.043 \text{ A}$$

Valor de pico para a corrente no primário

$$i_{L_p} := 3.33 \text{ A}$$

Frequência de comutação

$$f := 50 \cdot \text{kHz}$$

Densidade de fluxo magnético máxima

$$B_m := 0.125 \text{ T}$$

Densidade de corrente nos enrolamentos do transformador

$$J := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fator de utilização da janela

$$k_u := 0.7$$

Coefficiente para a forma de onda (quadrada = 4)(senoidal = 4.44)

$$k_f := 4$$

### Escolha do condutor a ser utilizado

Profundidade de penetração da corrente devido ao efeito pelicular

$$\Delta := \frac{6.62}{\sqrt{f \cdot (\text{s})}} \cdot (\text{cm}) = 0.03 \text{ cm}$$

Diametro máximo para o condutor a ser utilizado

$$D_{AWG} := 2 \cdot \Delta = 0.059 \text{ cm}$$

Área máxima de seção transversal para o condutor utilizado

$$A_{AWG} := \frac{\pi \cdot D_{AWG}^2}{4} = 0.00275 \text{ cm}^2$$

Escolher um condutor que apresente uma área de seção transversal de cobre menor que Aawg

$$\text{Condutor} := 32$$

Área de seção transversal de cobre

$$A_{cu\_AWG} = 0.00032 \text{ cm}^2$$

Área de seção transversal para o condutor com o isolamento

$$A_{iso\_AWG} = 0.00046 \text{ cm}^2$$

Diametro do condutor com o isolamento

$$D_{iso\_AWG} = 0.024 \text{ cm}$$

Resistência linear para o condutor escolhido a 100 °C

$$R_{linear\_20^{\circ}C} = 0.005315 \frac{\Omega}{cm}$$

Coefficiente de correção da resistência linear em função da temperatura

$$\alpha_{Rlinear} := 0.00393$$

$$R_{linear\_100^{\circ}C} := R_{linear\_20^{\circ}C} \cdot (1 + \alpha_{Rlinear} \cdot (100 - 20))$$

$$R_{linear\_AWG} := R_{linear\_100^{\circ}C}$$

Resistência linear para o condutor escolhido a 100 °C

$$R_{linear\_AWG} = 0.006986 \frac{\Omega}{cm}$$

Escolha do núcleo a ser utilizado

Potência aparente total processada pelo indutor

$$P_t := V_L \cdot i_{L\_rms} = (1.217 \cdot 10^3) \text{ W}$$

Produto das áreas para a escolha do núcleo

$$A_{p\_min} := \frac{P_t}{k_f \cdot k_u \cdot f \cdot B_m \cdot J} = 1.739 \text{ cm}^4$$

Escolhe-se o menor núcleo que seja capaz de processar a potência desejada

$$Núcleo := "EE-42/21/20"$$

Área da seção transversal da perna central do núcleo

$$A_c = 2.4 \text{ cm}^2$$

Área da janela do núcleo

$$W_a = 1.57 \text{ cm}^2$$

Produto das áreas para o núcleo escolhido

$$A_p := A_c \cdot W_a = 3.768 \text{ cm}^4$$

Comprimento médio de um laço de fluxo magnético

$$MPL = 9.7 \text{ cm}$$

Comprimento médio de uma espira

$$MLT = 10.5 \text{ cm}$$

Volume do núcleo

$$V_e = 23.3 \text{ cm}^3$$

Peso de uma peça E

$$W_{tfe} = 56 \text{ gm}$$

Altura do carretel para o núcleo escolhido

$$h_{car} = 2.6 \text{ cm}$$

Área de superfície do núcleo

$$A_t = 89.825 \text{ cm}^2$$

### Procedimento de projeto

Número de espiras

$$N := \text{ceil} \left( \frac{V_L}{k_f \cdot B_m \cdot f \cdot A_c} \right) = 67 \quad [\text{espiras}]$$

Permeabilidade relativa para o material escolhido

$$\mu_m := 2100$$

Cálculo do comprimento do entreferro para de obter a indutância desejada

$$l_g := \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_c}{L} = \left( \frac{MPL}{\mu_m} \right) = 4.704 \text{ mm}$$



Determinação do fator de frangeamento de fluxo

$$F_{frang} := \left( 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot h_{car}}{l_g} \right) \right) = 1.73$$

Correção do número de espiras devido ao efeito do frangeamento de fluxo

$$N_{Lnovo} := \text{ceil} \left( \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{\mu_0 \cdot F_{frang} \cdot A_c}} \right) = 51$$

$$N_{Lnovo} := 50$$

Cálculo da nova densidade de campo magnético

$$B_{ac} := \frac{V_L}{k_f \cdot N_{Lnovo} \cdot A_c \cdot f} = 0.167 \text{ T}$$

Determinação da área de sessão transversal de cobre necessária para se obter a densidade de corrente desejada

$$A_{cu_p} := \frac{i_{L_{rms}}}{J} = 0.008 \text{ cm}^2$$

Número mínimo de condutores em paralelo a ser utilizado

$$n := \text{ceil} \left( \frac{A_{cu_p}}{A_{cu_{AWG}}} \right) = 24$$

Número escolhido de condutores

$$n := 32$$

[condutores]

Cálculo de perdas no cobre

$$D_{medido} := 1.0 \text{ mm}$$

$$F_{SD} := \frac{D_{medido}}{D_{iso\_AWG}}$$

Número de camadas para o enrolamento

$$N_C := \text{ceil} \left( \frac{F_{SD} \cdot D_{iso\_AWG} \cdot N_{Lnovo}}{h_{car}} \right) = 2$$

Valor de resistência linear para o condutor

$$R_{linear} := \frac{R_{linear\_AWG}}{n} = 218.314 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Comprimento do chicote

$$l := (MLT + N_C \cdot 8 \cdot F_{SD} \cdot D_{iso\_AWG}) \cdot N_{Lnovo} = 6.05 \text{ m}$$

Valor de resistência cc para o enrolamento

$$R := l \cdot R_{linear} = 0.132 \Omega$$

Cálculo do fator de correção para resistência cc

$$h_{cp} := \sqrt{\frac{\pi}{4 \cdot n} \cdot D_{iso\_AWG}} = 0.004 \text{ cm}$$

$$\lambda_p := \frac{h_{cp}}{\Delta} = 0.127$$

$$\sinh_{\lambda_p} := \frac{e^{\lambda_p} - e^{-\lambda_p}}{2} = 0.127$$

$$\sinh_{2\lambda_p} := \frac{e^{2 \cdot \lambda_p} - e^{-2 \cdot \lambda_p}}{2} = 0.257$$

$$\cosh_{\lambda_p} := \frac{e^{\lambda_p} + e^{-\lambda_p}}{2} = 1.008$$

$$\cosh_{2\lambda_p} := \frac{e^{2 \cdot \lambda_p} + e^{-2 \cdot \lambda_p}}{2} = 1.032$$

$$M_p := \frac{\sinh_{2\lambda_p} + \sin(2 \cdot \lambda_p)}{\cosh_{2\lambda_p} - \cos(2 \cdot \lambda_p)} = 7.874$$

$$D_p := \frac{\sinh_{\lambda_p} - \sin(\lambda_p)}{\cosh_{\lambda_p} + \cos(\lambda_p)} = 3.414 \cdot 10^{-4}$$

Relação entre a resistência ca e cc do condutor escolhido

$$F_p := \lambda_p \cdot \left( M_p + \frac{2}{3} \cdot (N_C^2 - 1) \cdot D_p \right) = 1.00011$$

Perda no cobre para o enrolamento primário

$$P_{cu} := F_p \cdot i_{L_{rms}}^2 \cdot R = 1.223 \text{ W}$$

Mínimos quadrados - Coeficientes de Steinmetz

Pontos retirados do catálogo

$$f_A := 10 \cdot \text{kHz}$$

$$B_{max\_A} := 0.05 \cdot \text{T}$$

$$P_{fe\_A} := 0.4 \cdot \frac{\text{mW}}{\text{gm}}$$

$$f_B := 10 \cdot \text{kHz}$$

$$B_{max\_B} := 0.2 \cdot \text{T}$$

$$P_{fe\_B} := 10 \cdot \frac{\text{mW}}{\text{gm}}$$

$$f_C := 40 \cdot \text{kHz}$$

$$B_{max\_C} := 0.2 \cdot \text{T}$$

$$P_{fe\_C} := 70 \cdot \frac{\text{mW}}{\text{gm}}$$

$$\alpha := \frac{\ln\left(\frac{P_{fe\_C}}{P_{fe\_B}}\right)}{\ln\left(\frac{f_C}{f_B}\right)} = 1.404$$

$$\beta := \frac{\ln\left(\frac{P_{fe\_B}}{P_{fe\_A}}\right)}{\ln\left(\frac{B_{max\_B}}{B_{max\_A}}\right)} = 2.322$$

$$K_C := \frac{P_{fe\_C} \cdot \left( \frac{gm}{mW} \right)}{(f_C \cdot s)^\alpha \cdot \left( B_{max\_C} \cdot \frac{1}{T} \right)^\beta} = 0.00102$$

Densidade de perdas no ferro para o material escolhido

$$k_{fe} := \left( K_C \cdot (f \cdot s)^\alpha \cdot \left( B_{ac} \cdot \frac{1}{T} \right)^\beta \right) = 62.701$$

Perda no ferro

$$P_{fe} := k_{fe} \cdot \left( \frac{mW}{gm} \right) \cdot 2 \cdot W_{tfe} = 7.023 \text{ W}$$

Perdas totais no indutor

$$P_\Sigma := P_{cu} + P_{fe} = 8.246 \text{ W}$$

### Estimação da elevação de temperatura

Resistência térmica para o núcleo

$$\Psi := \frac{P_\Sigma}{A_t} \cdot \left( \frac{cm^2}{W} \right)$$

Elevação de temperatura estimada

$$\Delta T := 450 \cdot (\Psi)^{0.826} \cdot K = 62.591 \text{ } \Delta^\circ C$$

## Possibilidade de execução do projeto

Fator de ocupação da janela

$$k_{u_p} := \frac{N_{Lnov} \cdot n \cdot A_{iso\_AWG}}{W_a} = 0.468$$

Fator de execução do projeto (menor que 1 = projeto executável)

$$exec := \frac{k_{u_p}}{k_u} = 0.668$$

## Resumo do projeto

*Núcleo* = "EE-42/21/20"*Condutor* = 32 AWG

Enrolamento primário

 $N_{Lnov} = 50$  Número de espiras $n = 32$  Número de condutores em paralelo $l = 6.05 \text{ m}$  Comprimento do chicote $N_C = 2$  Número de camadas $l_g = 4.704 \text{ mm}$  Comprimento do gap

Dados gerais

$$P_{cu} = 1.223 \text{ W}$$

Perdas no cobre

$$P_{fe} = 7.023 \text{ W}$$

Perdas no ferro

$$P_{\Sigma} = 8.246 \text{ W}$$

Perdas totais

$$\Delta T = 62.591 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Elevação de temperatura

$$exec = 0.668$$

Fator de execução





---

**PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO**

---

Planilha DAB - SST

Legenda

Entrada de dados pelo usuário

Valores calculados pela planilha

Especificações do projeto

Tensão na porta 1

$$V_1 := 400 \text{ V}$$

Tensão na porta 2

$$V_2 := 400 \text{ V}$$

Potência nominal

$$P := 1 \text{ kW}$$

Frequência de comutação

$$f_s := 50 \text{ kHz}$$

Valor nominal de phase-shift em graus

$$\varphi_{deg} := 45 \text{ deg}$$

Valor nominal de razão cíclica

$$D := 0.5$$

### Dimensionamento dos componentes de potência

Relação de transformação

$$a := \frac{V_2}{V_1} = 1$$

Frequência angular de comutação

$$\omega_s := 2 \cdot \pi \cdot f_s = (3.142 \cdot 10^5) \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

Valor nominal de phase-shift em radianos

$$\varphi_{rad} := \frac{\varphi_{deg} \cdot \pi}{180 \text{ deg}} = 0.785 \text{ rad}$$

Valor nominal da resistência de carga

$$R_o := \frac{V_2^2}{P} = 160 \Omega$$

Valor para a indutância de transferência de potência

$$L_t := \frac{V_1 \cdot V_2}{a \cdot \omega_s \cdot P} \cdot \varphi_{rad} \cdot \left( 1 - \left| \frac{\varphi_{rad}}{\pi} \right| \right) = 300 \mu\text{H}$$

Relação da frequência relativa para o desacoplamento

$$f_r := 10$$

Valor mínimo de capacitância de bloqueio

$$C_{b\_min} := \left( \frac{f_r}{f_s} \right)^2 \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_t} = 3.377 \mu\text{F}$$

Valor escolhido para o capacitor de bloqueio

$$C_b := 20 \mu\text{F}$$

Valor mínimo de capacitância para a filtragem na entrada

$$C_{1\_min} := \frac{P}{\left( (1.01 \cdot V_1)^2 - (0.99 \cdot V_1)^2 \right) \cdot f_s} = 3.125 \mu\text{F}$$

Valor escolhido para o capacitor de filtro na entrada

$$C_1 := 20 \mu\text{F}$$

Valor mínimo de capacitância para a filtragem na saída

$$C_{2\_min} := \frac{P}{\left( (1.01 \cdot V_2)^2 - (0.99 \cdot V_2)^2 \right) \cdot f_s} = 3.125 \mu F$$

Valor escolhido para o capacitor de filtro na saída

$$C_2 := 20 \mu F$$

### Controle da tensão de saída

Vetor de frequências para a tensão

$$f_v := 0 \text{ Hz}, 10 \text{ Hz} \dots 100000 \text{ Hz}$$

Variável de Laplace

$$s_v(f_v) := 1j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_v$$

Ganho associado a planta de tensão

$$K_v := \frac{V_1}{a \cdot \omega_s \cdot L_t} \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot \varphi_{rad}}{\pi} \right)$$

Função de transferência da planta de tensão

$$H_v(f_v) := \frac{R_o}{R_o \cdot C_2 \cdot s_v(f_v) + 1}$$

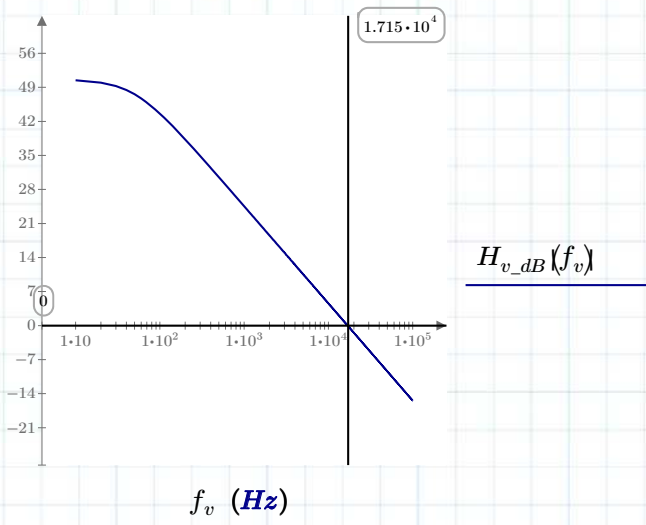
Magnitude da função de transferência da planta de tensão

$$H_{v\_dB}(f_v) := 20 \cdot \log \left( \left| K_v \cdot H_v(f_v) \cdot \left( \frac{1}{V} \right) \right| \right)$$

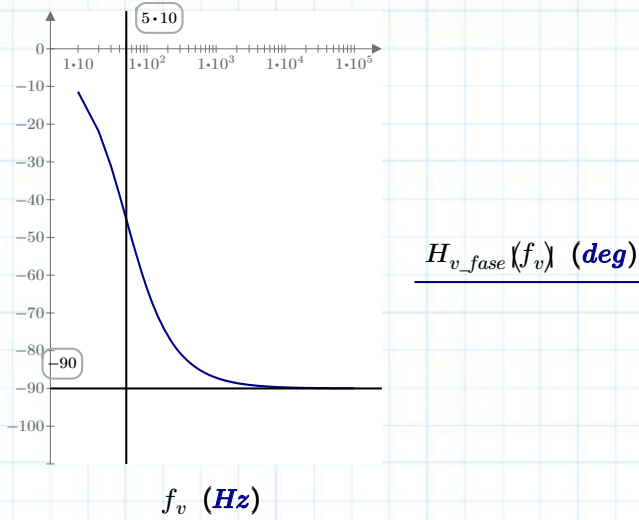
Fase da função de transferência da planta de tensão

$$H_{v\_fase}(f_v) := \arg(K_v \cdot H_v(f_v))$$

Diagrama de Bode de magnitude da planta de tensão



### Diagrama de Bode de fase da planta de tensão



Ganho proporcional do compensador

$$K_{pv} := 0.0025$$

Frequência do zero do compensador

$$f_{zv} := 100 \text{ Hz}$$

Ganho integral do compensador

$$K_{iv} := 2 \cdot \pi \cdot K_{pv} \cdot f_{zv} = 0.002 \text{ kHz}$$

Constante de tempo do integrador

$$\tau_{iv} := \frac{1}{K_{iv}} = 636.62 \text{ ms}$$

Função de transferência do compensador

$$C_v(f_v) := K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s_v(f_v)}$$

Magnitude da função de transferência do compensador

$$C_{v\_dB}(f_v) := 20 \cdot \log(|C_v(f_v)|)$$

Fase da função de transferência do compensador

$$C_{v\_fase}(f_v) := \arg(C_v(f_v))$$

Ganho do modulador

$$K_m := \frac{2 \cdot \pi}{1V}$$

Ganho associado a medição de tensão

$$K_s := 1 \frac{V}{V}$$

Função de transferência de malha aberta do sistema compensado

$$FTMA_v(f_v) := C_v(f_v) \cdot K_m \cdot K_v \cdot H_v(f_v) \cdot K_s$$

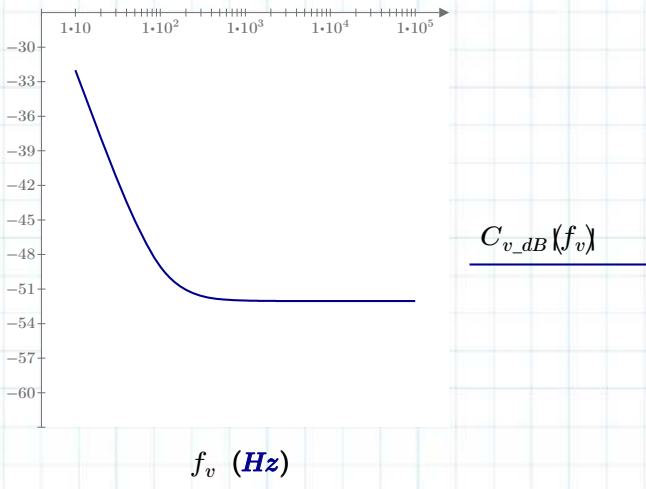
Magnitude da FT de malha aberta do sistema compensado

$$FTMA_{v\_dB}(f_v) := 20 \cdot \log(|FTMA_v(f_v)|)$$

Fase da FT de malha aberta do sistema compensado

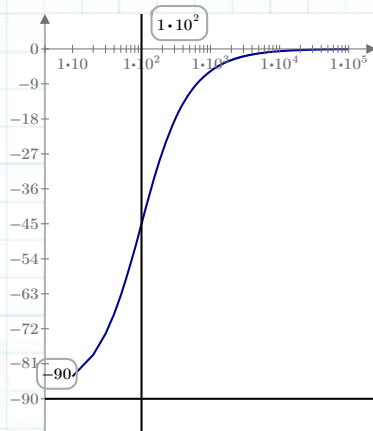
$$FTMA_{v\_fase}(f_v) := \arg(FTMA_v(f_v))$$

Diagrama de Bode de magnitude do compensador de tensão





## Diagrama de Bode de fase do compensador de tensão



$C_{v\_fase}(f_v)$  (deg)

$f_v$  (Hz)

Diagrama de Bode de magnitude do sistema compensado

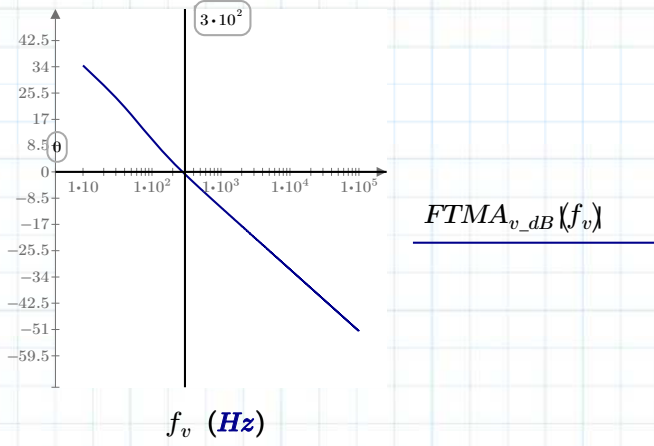


Diagrama de Bode de fase do sistema compensado

