



Universidade Federal de Minas Gerais
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Estudo de um Transformador Eletrônico Baseado em Topologia de Conversores Modulares para Aplicação em Sistemas de Microrredes

Welbert Alves Rodrigues

Tese de doutorado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Morais

Belo Horizonte, 06 de dezembro de 2018

TESE DE DOUTORADO Nº 291

**ESTUDO DE UM TRANSFORMADOR ELETRÔNICO BASEADO EM TOPOLOGIA
DE CONVERSORES MODULARES PARA APLICAÇÃO EM MICRORREDES**

Welbert Alves Rodrigues

DATA DA DEFESA: 06/12/2018

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**ESTUDO DE UM TRANSFORMADOR ELETRÔNICO BASEADO
EM TOPOLOGIA DE CONVERSORES MODULARES PARA
APLICAÇÃO EM MICRORREDES**

Welbert Alves Rodrigues

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Lenin Martins Ferreira Morais

Belo Horizonte - MG

Dezembro de 2018

R696e

Rodrigues, Welbert Alves.

Estudo de um transformador eletrônico baseado em topologia de conversores modulares para aplicação em microrredes [manuscrito] / Welbert Alves Rodrigues. - 2018.

xx, 147 f., enc.: il.

Orientador: Lenin Martins Ferreira Morais.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 133-147.

Bibliografia: f. 119-132.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Transformadores eletrônicos - Teses. 3. Conversores de corrente elétrica - Teses. I. Morais, Lênin Martins Ferreira. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.

CDU: 621.3(043)


**"Estudo de um Transformador Eletrônico
Baseado em Topologia de Conversores Modulares
para Aplicação em Microrredes"**

Welbert Alves Rodrigues

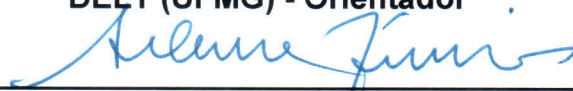
Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 06 de dezembro de 2018.

Por:



Prof. Dr. Lenir Martins Ferreira Moraes
DELT (UFMG) - Orientador



Prof. Dr. Seleme Isaac Seleme Júnior
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE (UFMG)



Prof. Dr. Ernane Antônio Alves Coelho
(UFU)



Prof. Dr. Clodualdo Venício de Sousa
(UNIFEI)



Prof. Dr. Thiago Ribiero de Oliveira
DELT (UFMG)

”A única maneira de fazer um bom trabalho é amando o que você faz. Se você ainda não encontrou, continue procurando. Não se desespere. Assim como no amor, você saberá quando tiver encontrado.”

Steve Jobs.

*Dedico esse trabalho aos meus pais,
Darci e Cleusa, e a minha família,
Viviane e João Pedro.*

Agradecimentos

Nesse momento faço meus agradecimentos àqueles que contribuíram, de forma direta e indireta, na realização de mais essa caminhada:

à Deus, pela sabedoria, proteção e orientação.

aos meus pais, Darci (in memoriam), pela referência e o exemplo de vida com honestidade, simplicidade, humildade e serenidade, e a minha mãe, Cleusa, pelo seu amor e carinho sempre presente em minha vida. A minha querida irmã, Luciene, pelo amor, carinho e incentivo.

à minha esposa Viviane pela paciência, compreensão e apoio dado nesse período de muita dedicação. E ao meu filho, João Pedro, peço desculpas pela minha ausência em seus primeiros anos de vida e a minha constante falta de tempo. Aos meus padrinhos pelo apoio dado desde a minha vinda para Belo Horizonte.

ao professor orientador Lenin Martins Ferreira Morais pela confiança, compreensão, tutoria e parceria. E aos demais professores do GEP pelo apoio na realização deste trabalho, em especial ao Thiago Ribeiro de Oliveira pela sua grande contribuição.

aos professores da banca examinadora, Ernane Antônio Alves Coelho, Clodualdo Venício de Souza, Sidelmo Magalhães Silva, Seleme Isaac Seleme Júnior, Thiago Ribeiro de Oliveira e Pedro Francisco Donoso Garcia pela disponibilidade em avaliar e contribuir com o trabalho.

aos amigos do Grupo de Eletrônica de Potência (GEP): Waner Wodson, Renato Átila, Anna Paula Cota, Arthur Rosa, Cláudio Santos, Wendell da Cunha pelo companheirismo, amizade e momentos de descontração, em especial ao Renato, Anna, Arthur e Waner, pelas contribuições, ideias e ajuda na realização do trabalho. Aos amigos Aécio Bolzon e Jean Diniz, pela parceria, amizade e pelos momentos de aprendizado e criação.

à UFOP por ter me concedido o afastamento integral em parte do período de doutoramento. Agradeço também a amizade dos professores da UFOP/João Monlevade.

Resumo

Recentemente o transformador eletrônico (SST, do acrônimo *Solid State Transformer*) tem atraindo muita atenção da comunidade científica, devido ao seu grande potencial de aplicação nas futuras redes inteligentes. Ele é considerado o elemento chave para se criar a interface para conexão do sistema de microrredes à rede de distribuição da concessionária local. Permitindo, assim, a integração *plug-and-play* com múltiplas fontes de energias renováveis, elementos armazenadores de energia e sistemas de distribuição em corrente contínua. A sua principal vantagem em relação ao transformador convencional é a redução substancial de peso e volume. No entanto, por se tratar de um equipamento compostos essencialmente por eletrônica de potência também é capaz de atuar de forma ativa no sentido de melhorar a qualidade da energia da rede.

No presente trabalho é feito um estudo e análise de diferentes topologias para o projeto do SST, em que é definida a topologia de três conversores conectados em cascata. Os níveis de tensão do sistema de distribuição são elevados, portanto, é proposto a aplicação de estruturas de conversores modulares para o seu projeto, que consiste na associação de vários módulos com conversores de menor potência. Essa estrutura apresenta muitas vantagens, no entanto, tolerâncias de componentes e incompatibilidades entre módulos podem levar ao desequilíbrio de tensão do barramento *c.c.* e a distribuição desigual do fluxo de potência em cada módulo.

Neste contexto, o trabalho propõe uma estratégia de controle descentralizada baseado em *droop* adaptativo, capaz de promover o equilíbrio de tensão e potência entre os módulos do SST, sem depender de uma rede de comunicação. O comportamento da estratégia proposta é avaliado por meio de simulação do modelo chaveado do SST no MA-

TLAB/Simulink. A estratégia também é avaliada a partir dos resultados de simulação em tempo real obtidos a partir de uma plataforma baseada em *Hardware-In-the-Loop* (HIL), em que se tem o modelo matemático dos conversores e das malhas de controle embarcados em um DSP (*Digital Signal Processor*).

Palavras chave: Transformador Eletrônico, Microrredes, Topologias de Conversores Modulares, Controle Adaptativo, Controle Descentralizado, Estratégia de Balanço de Tensão e Potência.

Abstract

Recently the Solid State Transformer (SST) has attracted much attention from the scientific community, due to its great potential of application in future intelligent grids. It is considered the key element to create the interface for connecting the microgrid system to the distribution network of the local utility. This enables plug-and-play integration with multiple sources of renewable energy, energy storage elements and DC distribution systems. Its main advantage over the conventional transformer is the substantial reduction in weight and volume. However, as it is an equipment essentially composed by power electronics is also able to actively act in the direction of improve the quality of grid power.

In the present work a study and analysis of different topologies for the SST project is made, in which the topology of three converters connected in cascade is defined. The voltage levels of the distribution system are high, therefore it is proposed the application of modular converter structures for its design, which consists of the association of several modules with lower power converters. This structure has many advantages, however, component tolerances and incompatibilities between modules can lead to DC voltage unbalance and the uneven distribution of power flow drained by each module.

In this context, the work proposes a strategy of decentralized control based on adaptive droop, capable of promoting the balance of voltage and power between the SST modules, without depending on a communication network. The behavior of the proposed strategy is evaluated through simulation of the SST switched model in MATLAB/Simulink. The strategy is also evaluated from the real-time simulation results obtained from a hardware-in-the-loop (HIL) based platform, which has the mathematical model of the converters

and the control loops embedded in a Digital Signal Processor (DSP).

Keywords: *Solid State Transformer, Microgrid, Modular Converter Topologies, Adaptive Control, Decentralized Control, Voltage and Power Balance Control.*

Sumário

Resumo	viii
Abstract	x
Lista de Figuras	xiv
Lista de Tabelas	xx
1 Introdução	1
1.1 Contextualização e Motivação do Trabalho	1
1.2 Objetivos do Trabalho de Tese	5
1.3 Contribuições do Trabalho	6
1.4 Organização da Tese	9
2 Estado da Arte: Aplicação do Transformador em SEP	10
2.1 Futuro do Sistema Elétrico de Potência	10
2.2 Análise do Transformador de Potência	18
2.2.1 Transformador de Distribuição Convencional	19
2.2.2 Transformador Eletrônico	22
2.3 Proposta para Aplicação do SST no Futuro Sistema de Distribuição	26
2.4 Conclusões do Capítulo	28
3 Projeto dos Conversores do SST	29
3.1 Topologia Proposta	30

3.2	Conversor <i>C.A.-C.C.</i> - AFE	31
3.2.1	Projeto do Filtro LCL	33
3.2.2	Controle das correntes de entrada e tensão de saída	37
3.3	Conversor <i>C.C.-C.C.</i> Bidirecional Isolado - IBDC	43
3.3.1	Modulação Dois Níveis	46
3.3.2	Modulação Três Níveis	54
3.3.3	Modelagem e Controle do DAB	56
3.3.4	Dimensionamento dos componentes do conversor	59
3.4	Conversor <i>C.C.-C.A.</i> - VSI	61
3.5	Topologia em Cascata dos Conversores	67
3.6	Conclusões do Capítulo	70
4	Aplicações do SST no Sistema Elétrico de Potência	72
4.1	Integração do SST com Microrredes <i>C.C.</i>	73
4.2	Análise de Qualidade de Energia	82
4.3	Conclusões do Capítulo	86
5	Estratégia de Controle para o Balanço de Tensão e Potência	88
5.1	Problema de Desequilíbrio de Tensão e Potência	89
5.2	Controle Baseado em <i>Droop</i> Adaptativo	90
5.3	Avaliação da Função Adaptativa	96
5.4	Resultados de Simulação	101
5.5	Resultados em <i>Hardware-In-the-Loop</i>	106
5.6	Conclusões do Capítulo	112
6	Conclusões e Propostas Futuras	114
6.1	Propostas de continuidade	117
	Referências Bibliográficas	119
	Apêndice	132

A	Simulações dos Conversores do SST	133
A.1	Retificador PWM	133
A.2	Conversor DAB	137
A.3	Inversor VSI	139
B	Hardware-In-the-Loop	143

Lista de Figuras

1.1	Estrutura básica do <i>Solid State Transformer</i>	3
2.1	Estrutura de uma <i>microgrid c.a.</i>	16
2.2	Estrutura de uma microrrede c.c. no ambiente residencial [1]. . .	17
2.3	Evolução dos sistemas de microgeração distribuída conectada à rede [2].	19
2.4	Estrutura do sistema elétrico de potência.	20
2.5	Topologia elementar do SST aplicado ao sistema de distribuição.	22
2.6	Estrutura proposta para implementação do Solid State Transformer.	23
2.7	Arquitetura de uma microrrede baseada no SST.	26
2.8	Perspectivas para o futuro sistema de distribuição baseado no SST.	27
3.1	Classificação das topologias do SST: a) estágio único; b) dois estágios e c) três estágios.	30
3.2	Topologia de três estágios para implementação do SST	31
3.3	Circuito do retificador controlado com filtro LCL	33
3.4	Circuito equivalente de uma fase do retificador com filtro LCL . .	35
3.5	Sistema de controle do retificador PWM trifásico.	37
3.6	Diagrama de blocos de um PLL trifásico com as transformadas de <i>Clarke</i> e <i>Park</i>	39
3.7	Circuito equivalente e diagrama de blocos da entrada do retificador.	40

3.8	Diagrama de blocos do controle da corrente de entrada do retificador.	40
3.9	Assíntotas da curva de rigidez dinâmica do retificador (V_s e i). . .	41
3.10	Circuito equivalente e diagrama de blocos do barramento c.c. . .	41
3.11	Diagrama de blocos do controle da tensão de saída do retificador. . .	42
3.12	Assíntotas da curva de rigidez dinâmica do retificador (I e V_d). . .	42
3.13	Estrutura básica de um conversor <i>c.c.-c.c.</i> bidirecional isolado. . .	43
3.14	Topologia do conversor DAB.	44
3.15	Formas de onda da tensão no primário e secundário do transformador e corrente no indutor do DAB.	45
3.16	Formas de onda do conversor DAB – fluxo de potência de A para B.	47
3.17	Primeira etapa de operação: início (a) e final (b) da etapa.	48
3.18	Segunda etapa de operação.	48
3.19	Terceira etapa de operação: início (a) e final (b) da etapa.	49
3.20	Quarta etapa de operação.	49
3.21	Tensões V_{caA} e V_{caB} , corrente I_L e correntes de entrada (I_A) e saída (I_B) do conversor – fluxo de potência de B para A.	51
3.22	Potência transferida em função de ϕ	52
3.23	Curvas de transferência de potência considerando variações em d	52
3.24	Instantes de Circulação de Potência Reativa.	54
3.25	Formas de onda do DAB para modulação três níveis – fluxo de potência de A para B.	55
3.26	Duas combinações a mais de semicondutores que conduzem corrente no caso da modulação três níveis.	56
3.27	Circuito equivalente do modelo médio do conversor DAB.	57
3.28	Sistema de controle do conversor DAB.	58
3.29	Topologia do Inversor Trifásico.	61
3.30	Circuito de uma fase do VSI.	62

3.31	Diagrama de blocos do filtro <i>LC</i>	62
3.32	Diagrama de blocos do controle de tensão de saída do inversor.	63
3.33	Assíntotas da curva de rigidez dinâmica do inversor.	65
3.34	Conversores em cascata da topologia de três estágios.	68
3.35	Diagrama usado para a simulação.	68
3.36	Tensão e corrente no primário do SST.	69
3.37	Tensão e corrente na carga RL durante os três cenários apresentados.	69
3.38	Tensão nos barramentos de entrada (a) e saída (b) do DAB.	70
3.39	Tensões nos terminais do transformador para os três cenários (V_{ca_A} e V_{ca_B}).	71
4.1	Arquitetura de uma <i>microgrid</i> c.a. (a) e uma <i>microgrid</i> c.c. (b).	73
4.2	Arquitetura da <i>microgrid</i> baseada no SST.	74
4.3	Topologia modular de três estágios proposta para implementação do SST.	75
4.4	Comportamento DBS da saída do DAB e do conversor ESS.	76
4.5	Resultados da simulação durante uma variação de carga.	79
4.6	Resultados da simulação com entrada de uma carga não linear.	80
4.7	Resultados da simulação durante um afundamento de tensão.	81
4.8	Resultados da simulação durante uma condição de falta monofásica.	82
4.9	Resposta a afundamento de tensão no primário do SST, a corrente é apresentada em escala diferente da tensão.	83
4.10	Tensão e corrente no primário e secundário do transformador alimentando uma carga RL com $fp = 0,8$	84
4.11	Cenário de compensação de potência reativa.	84
4.12	Resposta do SST frente a distorções harmônicas impostas por cargas não lineares.	85

4.13	Espectro harmônico da corrente na carga (a) e da corrente na rede (b), lado de MT.	85
5.1	Diagrama de uma das fases do SST formada por n módulos. . . .	90
5.2	Circuito monofásico do SST com topologia de conversores modulares.	91
5.3	Esquema do controle do DAB baseado em <i>droop</i> de tensão.	93
5.4	Influência da função adaptativa na curva de <i>droop</i>	95
5.5	Equalização de tensão e corrente em função de p	99
5.6	Comportamento da função adaptativa para diferentes k_{pv}	100
5.7	Comportamento da função adaptativa para diferentes k_{iv}	101
5.8	Comportamento da função adaptativa para diferentes valores de carga.	101
5.9	Resultado de simulação sem a atuação do <i>droop</i> adaptativo. . . .	103
5.10	Resultado de simulação para o balanço de tensão com carga de 500 kW.	104
5.11	Resultado de simulação para o balanço de tensão durante variação de carga.	106
5.12	Resultado de simulação para o balanço de tensão durante reversão de fluxo de potência.	107
5.13	Resultados de simulação (a,b) e de HIL (c,d) para o balanço de tensão e potência para uma carga de 0,3 pu.	109
5.14	Resultados de simulação (a,b) e de HIL (c,d) para uma variação de carga.	110
5.15	Resultados de simulação para o cenário de reversão do fluxo de potência.	111
5.16	Resultados de HIL para o cenário de reversão do fluxo de potência.	112

A.1	Esboço da rigidez dinâmica do retificador: malha de corrente (a) e tensão (b).	134
A.2	Tensão e corrente de entrada do retificador.	135
A.3	Espectro harmônico da corrente de entrada do retificador.	136
A.4	Tensão no barramento <i>c.c.</i> para quatro situações de carga: 10, 90, 110 e 100% da carga nominal.	136
A.5	Curvas de tensão nos terminais do transformador e corrente no indutor para as modulações dois níveis (a) e três níveis (b).	138
A.6	Tensão no barramento V_B e tensões nos terminais do transformador (V_{ca_A} e V_{ca_B}) – modulação dois níveis.	139
A.7	Tensão no barramento V_B e tensões nos terminais do transformador (V_{ca_A} e V_{ca_B}) – modulação três níveis.	139
A.8	Tensão e corrente de saída do inversor alimentando uma carga RL de 5 kVA.	141
A.9	Espectro harmônico da tensão sintetizada pelo inversor.	141
A.10	Tensão do barramento <i>c.c.</i> e tensão e corrente de saída do inversor para uma carga RL de 5 kVA.	142
A.11	Tensão e corrente de saída do inversor para três situações de cargas: 0,1, 0,9 e 1,2 pu.	142
B.1	Diagrama de blocos do modelo dos conversores e as malhas de controle embarcados no DSP.	145
B.2	Arquivo final gerado no Matlab/Simulink.	147

Lista de Tabelas

3.1	Limites de distorção harmônica na corrente baseado nas normas IEEE Std 519:1992 e IEEE Std 1547:2003.	36
4.1	Condições de Simulação.	78
4.2	Cenários avaliados na simulação.	78
5.1	Parâmetros do SST de 1 MVA.	97
A.1	Parâmetros do Retificador PWM.	134
A.2	Valores dos ganhos dos controladores do Retificador PWM.	135
A.3	Parâmetro de projeto do DAB.	137
A.4	Características dos elementos magnéticos do DAB.	138
A.5	Especificações e parâmetros de projeto do inversor VSI.	140

Nomenclatura

SST	<i>Solid State Transformer</i>
HIL	<i>Hardware-In-the-Loop</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
GD	Geração Distribuída
SEP	Sistema Elétrico de Potência
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
GEP	Grupo de Eletrônica de Potência
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
PIB	Produto Interno Bruto
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
PCC	Ponto Comum de Conexão
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
GTD	Geração, Transmissão e Distribuição
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission systems</i>
SVC	<i>Static Var Compensator</i>
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>
DVR	<i>Dynamic Voltage Regulator</i>

HF	<i>High Frequency</i>
LF	<i>Low Frequency</i>
MT	Média Tensão
BT	Baixa Tensão
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
AFE	<i>Active Front End</i>
IBDC	<i>Isolated Bidirectional DC-DC Converter</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
HVDC	<i>High Voltage DC Bus</i>
HVAC	<i>High Voltage AC Bus</i>
LVDC	<i>Low Voltage DC Bus</i>
LVAC	<i>Low Voltage AC Bus</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
LCL	Filtro LCL
LC	Filtro LC
IEEE	Institutos de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
PI	Controlador Proporcional Integral
RL	Carga RL
PV	Gerador Fotovoltaico
ISOP	<i>Input-Series-Output-Parallel</i>
DBS	<i>DC bus Signaling</i>
VM	<i>Voltage Mode</i>
CM	<i>Current Mode</i>
ESS	<i>Energy Storage System</i>

RER	<i>Renewable Energy Resources</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
SoC	<i>State-of-Charge</i>
UPFC	<i>Unified Power Flow Controller</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
RTS	<i>Real Time Simulator</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
fp	Fator de Potência
V_{dc}	Tensão de saída do retificador
i_d	Corrente do eixo direto
i_q	Corrente do eixo em quadratura
L_T	Indutância total do filtro
a	Indutância do lado da rede
L_f	Indutância do lado do conversor
f_{rede}	Frequência da rede
f_{sw}	Frequência de chaveamento
V_{ret}	Tensão de entrada da ponte retificadora
V_g	Tensão da rede
L_{fmin}	Valor mínimo da indutância
i	Corrente na entrada da ponte retificadora
i_g	Corrente no indutor do lado da rede
$\Delta I_{L_{fmax}}$	Ripple máximo da corrente
C_f	Capacitor do filtro
ω_n	Frequência angular da rede
Z_b	Impedância base
f_{ress}	Frequência de ressonância do filtro
V_d	Tensão do eixo direto
V_q	Tensão do eixo em quadratura
ω_{ff}	frequência de <i>feedforward</i>

ϕ	Deslocamento angular do DAB
V_{ca_A}	Tensão do primário do transformador
V_{ca_B}	Tensão do secundário do transformador
L	Indutor auxiliar do DAB
I_L	Corrente do indutor do DAB
d	Relação de transformação do conversor DAB
N	Relação de espiras do transformador
V_A	Tensão do primário do DAB
V_B	Tensão do secundário do DAB
I_A	Corrente do primário do DAB
I_B	Corrente do secundário do DAB
d_m	Ciclo ativo da tensão do DAB
X_L	Reatância do indutor do DAB
R_B	Resistência equivalente de saída do DAB
K_p	Fator de utilização do enrolamento do primário
K_w	Fator de utilização da janela
J	Densidade de corrente dos fios
ΔB	Varição da densidade de fluxo magnético
$I_{P_{rms}}$	Corrente eficaz do indutor (L)
N_{pri}	Número de espira do primário
N_{pri}	Número de espira do secundário
k_i	Ganho integral
k_p	Ganho proporcional

Capítulo 1

Introdução

O tema central desta tese é o estudo sobre o transformador eletrônico e suas aplicações nas novas demandas do sistema de distribuição, que surgem com a penetração da geração distribuída e sistemas de armazenamento na rede e conseqüentemente a formação das microrredes. Este capítulo apresenta uma breve contextualização e motivação do trabalho, bem como os objetivos gerais e específicos da tese.

1.1 Contextualização e Motivação do Trabalho

Os transformadores de potência são amplamente utilizados em sistemas elétricos e na conversão de energia, onde desempenham diversas funções como transformação de tensão, isolamento galvânica, desacoplamentos de ruídos, dentre outras. São equipamentos robustos, confiáveis e possuem alta eficiência. Normalmente são projetados para trabalhar com 200% de sobrecarga por longos períodos de tempo e apresentam uma vida útil superior a 40 anos [3]. Porém, devido a sua baixa frequência de operação, eles são os componentes mais volumosos e pesados do sistema elétrico de potência [4]. Do ponto de vista elétrico, é um elemento do sistema totalmente passivo, o que apresenta uma série de desvantagens frente às perturbações do sistema, como susceptibilidade a problemas de qualidade de energia (afundamento/elevação de tensão, variações da frequência, presença de harmônicos, etc), perdas elevadas quando operando a vazio ou em baixa carga, regulação de

tensão inadequada [5].

Recentemente, a integração de fontes de geração distribuída (GD) ao sistema elétrico de potência (SEP) e a diversificação das cargas conectadas à rede exigem uma reestruturação do sistema para o atendimento a essas novas demandas de geração e consumo. Essa mudança introduz a necessidade de um sistema de distribuição com fluxo de potência bidirecional, controles locais e com capacidade de gerenciamento e monitoramento. Este novo sistema é referido na literatura como rede inteligente (*smart grid*), que envolve a utilização de tecnologias (sensores, atuadores e elementos de automação) distribuídas ao longo do sistema elétrico e interligadas por uma grande rede de comunicação. A aplicação e a implementação das *smart grids* e, em particular, das microrredes (*microgrid*) – extensão do conceito de *smart grids* para as redes elétricas com fontes renováveis e armazenamento local de energia – passaram a ser estudadas em diversos centros de pesquisas [6, 7, 8, 9, 10, 11].

Neste contexto, o transformador convencional, meramente passivo, não atende às demandas dessa reestruturação do sistema elétrico. Com essas novas demandas do SEP e a necessidade de sua modernização, aliada aos avanços da tecnologia de semicondutores e dos conversores estáticos de potência, o conceito de transformador eletrônico (Transformador de Estado Sólido, do inglês *Solid State Transformer* - SST) tem sido investigado para aplicação no sistema elétrico de potência. Esse conceito já foi massivamente explorado no passado, porém com ênfase na topologia do circuito [12, 13, 14]. Naquela época as tecnologias disponíveis eram incapazes de provar os benefícios de sua utilização em sistema de alta tensão. Portanto, atualmente o SST está no foco de estudos em diversos centros de pesquisas em várias regiões do mundo [15, 16, 17, 18, 19, 20, 21].

O seu princípio básico é a alteração da frequência da tensão *c.a.* (60 Hz) para um valor de frequência maior, na ordem de alguns $k\text{Hz}$, para isso são utilizados conversores estáticos de potência para alterar os valores de frequência da tensão. Como o enlace de fluxo deste transformador opera em frequências mais elevadas, o que permite uma redução significativa de peso e volume, quando comparado aos transformadores de frequência de linha [5, 6]. Por ser um equipamento essencialmente baseado em eletrônica de potência,

torna-se um elemento ativo capaz de atuar em anomalias da rede e melhorar a qualidade da energia do sistema. O SST também permite a fácil conexão de fontes de geração distribuída na rede de distribuição [22, 23]. A Figura 1.1 apresenta a estrutura básica do transformador eletrônico.

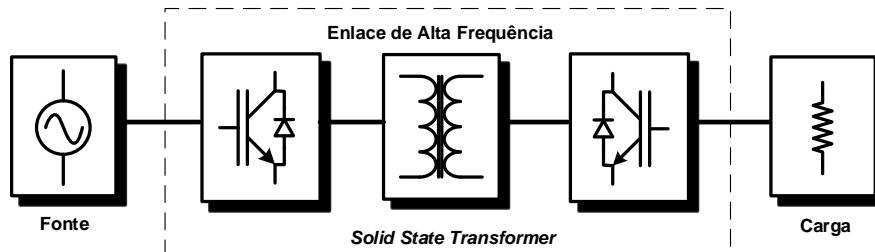


Figura 1.1: Estrutura básica do *Solid State Transformer*.

Os transformadores eletrônicos possuem diversas aplicações já bem conhecidas no meio científico, principalmente em projetos de baixa tensão e potência. Com o rápido avanço das chaves eletrônicas de potência, o SST também começou a despertar o interesse para sua utilização em sistemas de distribuição (média tensão). Um transformador eletrônico aplicado ao sistema de distribuição é essencialmente um conversor *c.a.-c.a.* com média tensão ($13,8\text{ kV}$) na entrada e baixa tensão ($127/220\text{ V}$ ou $220/380\text{ V}$) na saída. Diversas pesquisas apontam que o SST é o elemento chave para implementação dos conceitos de *smart grid* e para a modernização do sistema elétrico. Permitindo a fácil integração das novas fontes de geração distribuída e novos tipos de cargas que exigirão maior gestão e controle das diversas grandezas do sistema elétrico [22, 16, 24]. Essa reestruturação do sistema elétrico traz novos conceitos que vêm sendo implementados com o intuito de possibilitar um maior grau de interação e comunicação entre os diversos elementos que compõem o sistema. Isso permite uma gestão otimizada e o controle dos parâmetros da rede de distribuição, o que possibilita a atuação automatizada de forma a eliminar faltas e melhorar a qualidade da energia. De acordo com essas questões apresentadas, o estudo e entendimento acerca do SST se torna uma pesquisa de grande relevância.

O custo do transformador de potência que opera em baixa frequência é muito inferior ao do SST, no entanto, o custo do SST tende a ficar cada vez menor. Comparando

com os transformadores tradicionais ele utiliza menos cobre, que estão cada vez mais caros, e mais semicondutores, que estão cada vez mais baratos. Além disso, tem-se uma evolução enorme na tecnologia de semicondutores e das chaves de alta tensão baseadas em Carbetto de Silício (SiC), o que permite projetar conversores com altos níveis de corrente e tensão, com poucas associações em série e/ou paralela destes dispositivos. Além disso, o transformador eletrônico apresenta vantagens e funções inerentes a sua arquitetura. Características que estão ausentes nos transformadores convencionais, tais como o controle de fluxo de potência, correção do fator de potência, proteção contra afundamento de tensão, compensação de potência reativa, limitação da corrente de curto circuito. Com implantação do SST, equipamentos que são adicionados ao sistema exclusivamente para desempenhar essas funções poderão ser eliminados. Além disso, o SST pode disponibilizar um barramento *c.c.* que permite a conexão de fontes de geração distribuída e equipamentos armazenadores de energia [22, 25]. Atualmente os custos de fabricação do SST são muito superiores ao do transformador convencional. Porém, a sua estrutura traz vantagens que torna a sua aplicação muito mais vantajosa, tornando o seu custo benefício mais atraente do que os transformadores usados atualmente em SEP.

Sendo assim, o SST é considerado o elemento chave capaz de promover a modernização do sistema de distribuição de energia, que cria uma interface *plug-in-play* para integração de fontes renováveis de energia, elementos armazenadores de energia e alimentação em corrente contínua. Com isso, a integração e comunicação entre os equipamentos do sistema pode ser facilmente implementada, o que permitirá a criação de uma infraestrutura de rede de comunicação que facilitará o gerenciamento inteligente do fluxo de potência e das anomalias do sistema. Por fim, também se destaca como motivação do trabalho, a contemporaneidade das tecnologias que envolve o transformador eletrônico, a inovação e relevância científica do tema para o Grupo de Eletrônica de Potência (GEP) da Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG).

1.2 Objetivos do Trabalho de Tese

O objetivo geral deste trabalho de doutorado é o estudo, análise, projeto e simulação de um SST para aplicações no novo contexto e mudança de paradigma do sistema de distribuição, sendo que o foco principal é a definição de uma melhor topologia a ser utilizada na sua implementação, bem como o projeto dos conversores e estratégias de controle. A partir do foco e objetivo geral é possível destacar os objetivos específicos desta tese de doutorado:

- Investigar as áreas de aplicação do SST e dos ganhos ao utilizá-lo para viabilizar o futuro sistema elétrico inteligente;
- Realizar uma análise comparativa entre o SST e o transformador convencional, abordando as características e particularidades de cada uma das duas tecnologias;
- Analisar as topologias de conversores estáticos adequadas para a implementação do SST;
- Definir uma topologia adequada para implementação do SST, visando a integração de geração distribuída e a implantação dos conceitos de *smart grid* e *microgrid*;
- Projetar as técnicas de controle dos conversores da topologia usada, tendo em vista o gerenciamento da energia e fluxo de potência do sistema;
- Avaliar a robustez do controle diante de algumas contingências do sistema;
- Projetar e simular os conversores do SST utilizando topologias modulares;
- Implementar uma estratégia de controle baseada em *droop* adaptativo para resolver o problema de desequilíbrio de tensão e de compartilhamento de potência entre os módulos do SST;
- Validar a estratégia de controle por meio de resultados de simulação em *Hardware-In-the-Loop* (HIL).

1.3 Contribuições do Trabalho

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho de tese, buscou-se analisar e definir uma melhor topologia para implementação do SST, visando a sua integração com os sistemas de *microgrids* e a sua aplicação na mudança de contexto que o SEP está presenciando. Ao longo do trabalho se preocupou também com os altos níveis de tensão da rede de distribuição e, portanto, é proposto o uso de topologias modulares para implementação dos conversores. O trabalho também apresenta uma solução para o problema que a estrutura modular gera ao se ter vários conversores em paralelo. Com isso, o trabalho de tese resultou em contribuições de diferentes níveis e temas, das quais as principais podem ser enumeradas da seguinte forma:

- I - Definição de uma nova linha de pesquisa para o Grupo de Eletrônica de Potência (GEP) da UFMG, com um tema relevante e envolvendo uma tecnologia emergente, o que abre um leque enorme de oportunidades de novos trabalhos e contribuições de alto impacto;
- II - Estudo, análise e avaliação de diferentes topologias para implementação do SST e, com isso, a definição de uma melhor topologia para o seu projeto;
- III - Definição de toda a metodologia de projeto dos conversores que compõem a topologia de três estágios que é adotada para o projeto do transformador eletrônico;
- IV - Definição da estratégia de controle das malhas dos conversores com a aplicação da característica de rigidez dinâmica para avaliar a performance do sistema, que permite o ajuste satisfatório dos ganhos dos controladores;
- V - Projeto do SST com foco na melhoria da qualidade de energia do sistema, permitido a correção do fator de potência, compensação de reativo, eliminação de harmônico, dentre outras anomalias e perturbações do sistema;
- VI - Proposta da aplicação de topologia de conversores modulares para operação com altos níveis de tensão do sistema de distribuição;

- VII - Proposta de uma microrrede *c.c.* baseada no SST, em que se tem geração, armazenamento de energia e controle do fluxo de potência;
- VIII - Proposta de uma estratégia de gerenciamento de energia que garanta que os módulos operem de forma coordenada, com o compartilhamento adequado de potência e a estabilidade da tensão do barramento de conexão com a microrrede. A técnica proposta não necessita de uma infraestrutura de rede de comunicação;
- IX - Proposta de um ambiente de simulação em tempo real baseada em *Hardware-In-the-Loop* para teste e validação das estratégias de controle implementadas no projeto do SST;

Algumas dessas contribuições resultaram em trabalhos técnico-científicos publicados em anais de congressos nacionais e internacionais, assim como um trabalho publicado em periódico indexado. Além disso, na presente data, outros trabalhos foram enviados para períodos e estão aguardando avaliação dos revisores. Os trabalhos publicados até o momento são:

1. **Welbert A. Rodrigues**; Thiago R. Oliveira; Lenin M. F. Morais and Arthur H. R. Rosa. *Voltage and Power Balance Strategy without Communication for a Modular Solid State Transformer Based on Adaptive Droop Control*. *Energies*, v. 11, p. 1802, 2018;
2. ROSA, A. H. R. ; SILVA, M. B. E. ; CAMPOS, M. F. C. ; SANTANA, R. A. S. ; **RODRIGUES, W. A.** ; MORAIS, L. M. F. ; SELEME JÚNIOR, S. I. . SHIL and DHIL Simulations of Nonlinear Control Methods Applied for Power Converters Using Embedded Systems. *ELECTRONICS*, v. 7, p. 241-266, 2018.;

ROSA, A. H. R. ; SILVA, M. B. E. ; CAMPOS, M. F. C. ; SANTANA, R. A. S. ; **RODRIGUES, W.A.** ; MORAIS, L. M. F. ; SELEME JÚNIOR, S. I. . SHIL and DHIL Simulations of Nonlinear Control Methods Applied for Power Converters Using Embedded Systems. *ELECTRONICS*, v. 7, p. 241-266, 2018.
3. **RODRIGUES, W. A.** ; SANTANA, R. A. S. ; COTA, A. P. L. ; OLIVEIRA, T. R. ; MORAIS, L. M. F. ; CORTIZO, P. C.. *Integration of solid state transformer with DC*

- microgrid system*. In: 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), 2016, Auckland/New Zealand. pp. 1-6;
4. **RODRIGUES, W. A.** ; MORAIS, L. M. F. ; OLIVEIRA, T. R. ; SANTANA, R. A. S. ; COTA, A. P. L. ; SILVA, W. W. A. G. *Analysis of Solid State Transformer based microgrid system*. In: 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2016, Curitiba/Brasil. p. 1;
 5. **RODRIGUES, W. A.** ; SANTANA, R. A. S. ; COTA, A. P. L. ; Cortizo, P.C. ; MORAIS, L. M. F. *Aplicação do Transformador de Estado Sólido em Sistemas de Distribuição*. In: 2016 Anais do Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2016, Natal/Brasil. p. 1;
 6. **RODRIGUES, W. A.** ; MORAIS, L. M. F. ; SANTANA, R. A. S. ; ARRUDA JUNIOR, N. J. ; SILVA, W. W. A. G. *Transformador Eletrônico e sua Integração com o Sistema de Microrredes*. In: 2016 XXI Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2016, Vitória/Brasil. p. 1;

A validação do funcionamento dos projetos dos conversores modulares para o SST e das estratégias de controle projetadas foi realizada por meio de simulações computacionais e resultados em *Hardware-In-the-Loop*, por meio de medições em osciloscópio e variáveis monitoradas para os módulos dos conversores do transformador.

1.4 Organização da Tese

A presente tese de doutorado está dividida em seis capítulos e dois apêndices. O primeiro capítulo introduz o contexto em que o trabalho está inserido, bem como a motivação e relevância do mesmo, seguido dos objetivos gerais e específicos do trabalho. O segundo capítulo aborda as principais características do transformador convencional e do SST, bem como a mudança de paradigma da futura rede inteligente de energia. O terceiro capítulo define a topologia que é adotada para o projeto do SST e descreve toda a metodologia para o cálculo e especificação dos elementos que compõe os conversores da estrutura, bem como o projeto das malhas de controle. A conexão dos três conversores em cascata é avaliada a partir de resultados de simulação. O capítulo quatro aborda as aplicações do SST no sistema elétrico, em que é avaliada sua robustez frente a contingências ligadas a qualidade de energia. Além disso, é apresentado a topologia de conversores modular e a sua integração com um sistema de *microgrid*. O quinto capítulo aborda a proposta de controle para o balanço de tensão e compartilhamento de potência entre os módulos do SST. Os resultados de simulação no MATLAB/Simulink e os resultados em HIL avaliam a performance da estratégia adotada. O capítulo seis apresenta as conclusões do trabalho e as propostas de continuidade. O apêndice A apresenta os resultados de simulação dos conversores da topologia adotada para o projeto do SST. Os conversores são simulados individualmente para avaliar a metodologia de projeto. No apêndice B é apresentada a plataforma de simulação em tempo real que é utilizada para avaliar o comportamento da estratégia de controle para o balanço de tensão e potência entre os módulos do SST.

Capítulo 2

Estado da Arte: Aplicação do Transformador em SEP

Com o aumento crescente da demanda de energia elétrica, os sistemas de geração, transmissão e distribuição necessitam de uma reestruturação e modernização para garantir o fornecimento de energia com qualidade e segurança. Este capítulo visa mostrar as características básicas do sistema elétrico de potência, focando no que se vislumbra para o futuro das redes de distribuição de energia. Objetiva-se ainda apresentar o estado da arte de todo o contexto tecnológico e conceitual relacionados ao transformador eletrônico, suas possíveis aplicações no sistema de distribuição, as topologias de conversores adequadas à sua implementação e as suas vantagens em relação ao transformador convencional, que opera em baixa frequência.

2.1 Futuro do Sistema Elétrico de Potência

O Brasil presenciou nos últimos anos uma das piores secas da história. Os reservatórios dos principais afluentes do país, responsáveis por gerar energia nas hidrelétricas, atingiram níveis que comprometeram a produção de energia. Além disso, está o aumento da demanda por energia nas últimas décadas, reflexo do crescimento da economia e desenvolvimento tecnológico do país. Segundo dados do Balanço Energético Nacional de 2014 [26], o

consumo de energia elétrica no Brasil cresceu mais que o PIB (Produto Interno Bruto) residencial e comercial. O Brasil registrou neste ano aumentos do consumo de energia e do PIB de 4,5% e 2,3%, respectivamente. Os longos períodos de estiagem e o crescente aumento do consumo de energia fizeram com que usinas movidas a combustíveis fósseis fossem acionadas para atender à demanda. Essas fontes de energia são altamente poluentes e possuem um custo muito elevado, custo que mensalmente é repassado aos consumidores finais. Somente em 2015 a tarifa de energia elétrica nas principais distribuidoras do país teve um aumento médio de 45,7% [27].

A principal fonte de energia elétrica do Brasil são as usinas hidrelétricas, que representam cerca de 65% da matriz energética [26]. A forte dependência de uma única fonte de energia deixa o sistema mais vulnerável, portanto, é importante diversificar a matriz energética brasileira. Além disso, atualmente há ações mundiais sendo tomadas para combater o aquecimento global e para reduzir a emissão de gases de efeito estufa. Portanto, existe a necessidade de diversificar as fontes de geração de energia e de aumentar a participação das fontes renováveis de energia no contexto energético do país. Esse cenário marcado por uma crescente demanda de energia, esgotamento de recursos naturais e penetração das fontes renováveis apresenta um desafio que envolve a adequação e utilização de novas tecnologias empregadas nos processos de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica.

Diante de tal cenário, a reestruturação do sistema elétrico tem sido foco de atenção de pesquisadores e órgãos reguladores do setor. Atualmente o sistema elétrico brasileiro apresenta um fluxo unidirecional de energia, que se inicia em grandes usinas de geração, passa por longas linhas de transmissão e atinge uma rede de distribuição, localizada nos grandes centros de consumo, que entrega a energia gerada aos diferentes tipos de consumidores. Esse perfil do sistema elétrico apresenta perdas consideráveis no transporte de energia. No Brasil, somente no sistema de transmissão, essas perdas inerentes ao sistema chegam a 16% [26]. Além disso, a rede de energia é altamente susceptível a falhas, uma vez que a parada de um grande gerador ou queda de uma linha de transmissão importante podem levar o sistema à instabilidade [28, 29], podendo acarretar sérios apagões.

Sendo assim, uma mudança de paradigma será necessária para que o sistema elétrico consiga atender às novas tendências de geração e consumo exigidas pela sociedade nos próximos anos. O principal desafio é a inserção de um nível de inteligência ao sistema elétrico, o que envolve a utilização de tecnologias (sensores, atuadores e elementos de automação) distribuídas ao longo do sistema elétrico e interligadas por uma rede de comunicação. Esta rede disponibilizará um volume rico de dados sobre o sistema, os quais poderão ser utilizados pelas concessionárias e órgãos reguladores para planejar e otimizar rotinas de controle e manutenção, minimizar custos de operação, reduzir o impacto de falhas pontuais e melhorar a infraestrutura para a entrada de novas fontes renováveis na matriz energética. Essa tendência de reestruturação do sistema elétrico, que não é uma exclusividade brasileira, vai em direção a implementação de redes inteligentes de energia, geração distribuída e microrredes [30].

A implementação desses novos conceitos é feita com a utilização intensiva de tecnologia de informação e comunicação distribuída ao longo do sistema elétrico, permitindo a interação e comunicação entre os componentes da rede e, assim, a implantação de estratégias de controle e otimização do sistema de forma muito mais eficiente do que se tem atualmente. Essa mudança de paradigma traz desafios e oportunidades para novas tecnologias nos processos de geração, transmissão e distribuição de energia. O que permite melhorar a integração entre os equipamentos do sistema e a gestão dos processos, além de viabilizar uma participação mais ativa dos prosumidores de energia na operação do sistema e no uso da energia elétrica. A implantação de uma rede inteligente gera benefícios evidentes para todos os envolvidos no setor [30, 31, 32, 33], dentre os quais se destacam:

- Modernização de toda a infraestrutura do sistema elétrico, permitindo uma operação mais eficiente e com alto grau de confiabilidade e estabilidade;
- Capacidade de auto-recuperação com possibilidade de detecção, análise e restauração de falhas na rede de forma automática;
- Facilidade de integração com geração distribuída à rede, o que permite a diversificação da matriz energética a partir da inserção de fontes renováveis de energia;

Capítulo 2 - Estado da Arte: Aplicação do Transformador em SEP

- Redução do impacto ambiental e emissão de CO_2 com o uso de fontes mais limpas de geração de energia;
- Possibilidade de fluxo bidirecional de energia, a partir da integração de microrredes ao sistema de distribuição;
- Empoderamento dos consumidores por meio da sua participação bilateral e interativa nos processos de consumo e geração de energia. Podendo decidir o melhor momento consumir;
- Maior eficiência operacional das concessionárias de energia, por meio da participação ativa dos consumidores (edifícios comerciais, plantas industriais, residências, etc.) a partir de um canal que permita mais interação entre os agentes do setor;
- Possibilidade de atuação remota para monitoramento, supervisão e controle da demanda de energia;
- Criação de novos modelos de negócios capaz de viabilizar e beneficiar-se de mercados competitivos de energia, favorecendo o mercado varejista e a microgeração.

Atualmente o sistema elétrico brasileiro possui a característica de ter uma geração centralizada e com fluxo unidirecional de potência, ou seja, a geração segue a demanda de consumo. Diante da concepção geral de uma *smart grid*, o sistema elétrico deve passar por uma mudança significativa em sua estrutura. Essa reconfiguração surge em razão da penetração de geração distribuída e a diversificação do perfil de consumidores (e.g., geradores fotovoltaicos e eólicos, veículos elétricos e armazenadores de energia), que introduz a necessidade de um sistema com fluxo bidirecional, controle local e com capacidade de monitoramento, gerenciamento e autoconfiguração. Esse novo perfil cria as chamadas *microgrids*, que são subsistemas composto por cargas alimentadas por microgeradores locais. Essa estrutura apresenta uma forma eficiente, segura e gerenciável para conexão de um grande número de pequenos geradores à rede de distribuição atual [32, 34, 35].

A partir da concepção das *microgrids*, subsistemas compostos por geradores e suas respectivas cargas associadas são vistos como um sistema elétrico independente. Este subsistema elétrico opera normalmente conectado à rede da concessionária de forma que há troca de energia entre eles. Durante perturbações da rede, este subsistema pode desconectar-se da mesma e continuar alimentando parcial ou totalmente sua própria carga. Após o restabelecimento da condição normal de operação da rede da concessionária, a microrede conecta-se novamente, de forma suave e sem transtornos para os seus consumidores [9]. Normalmente esses microgeradores são baseadas em fontes renováveis como solar, eólica e biomassa, que são projetadas para atender a pequenos centros de consumo como hospital, escola, universidade, condomínio, etc. No Brasil a Geração Distribuída (GD) foi regulamentada pela ANEEL na Resolução Normativa de N° 482 de Abril de 2012 [36] (e atualizada pela N° 687 de 2015 [37]), que define como microgeração distribuída uma central geradora de energia elétrica, com potência instalada menor ou igual a $75kW$, e que utilize fontes renováveis com conexão ao sistema de distribuição por meio de unidades consumidoras [38].

As *microgrids* apresentam-se como uma solução para reduzir o impacto de crises energéticas, bem como diminuir a alta dependência de uma única fonte de energia. Além disso, elas ajudarão a postergar os investimentos em infraestrutura do sistema elétrico para atender a crescente demanda por energia. Já que as microrredes permitem um aproveitamento de pequenas fontes de geração distribuída, que geram energia para alimentar cargas locais e permitem o armazenamento em banco de baterias, além de proverem a troca de energia com o SEP através do Ponto Comum de Conexão (PCC). As microrredes possuem capacidade de gerenciamento, desconexão e sincronismo com a rede elétrica local por meio de dispositivos de eletrônica de potência. Para isso, há necessidade de uma infraestrutura de rede de comunicação para realizar a interação entre os elementos do sistema e fazer a gestão do fluxo de energia neste subsistema. A Figura 2.1 apresenta uma estrutura básica de uma *microgrid c.a.* [34], onde é destacado o canal de comunicação entre os seus equipamentos. São vários os benefícios de implementação de microrredes, dos quais podem se destacar alguns [28]:

- Redução das perdas no sistema de transmissão e distribuição, devido à proximidade entre a geração e as cargas;
- Presença de equipamentos armazenadores de energia, que permite alimentar as cargas durante os picos de demanda ou em falta temporária da geração;
- Fácil integração com as fontes renováveis de energia, como solar, eólica, biomassa, célula combustível, etc;
- Presença de barramentos de corrente contínua, o que permite que cargas *c.c.* sejam alimentadas diretamente deste barramento;
- Garantia do fornecimento de energia à cargas críticas, mesmo na falta da rede principal. Além de permitir controle de qualidade e confiabilidade da energia a nível local;
- Possibilidade de interação e controle pelo lado do consumidor por meio do gerenciamento e atuação de tomada de decisões;
- Tarifação diferenciada e instantânea, motivando os consumidores a deslocarem o seu consumo de forma a minimizar os horários de pico.

Em uma microrrede é possível ter barramentos em corrente contínua (*c.c.*) e em correntes alternadas (*c.a.*). Com isso, os dispositivos eletrônicos de consumo (TV, computadores, *smartphones*) e eletrodomésticos (geladeiras, máquinas de lavar, fogões) podem ser conectados diretamente ao barramento *c.c.* eliminando, assim, o circuito de entrada utilizado em sistemas *c.a.*, compostos por retificador, filtros para interferência eletromagnética (EMI) e o estágio de correção de fator de potência (PFC). Além disso, os conversores usados em banco de baterias e em sistema de energia renovável são desnecessários. Esses sistemas podem ser interligados na *microgrid* diretamente ao barramento *c.c.* [32, 1].

A distribuição em corrente contínua é uma discussão antiga na comunidades científica e nunca houve um consenso se esta possui mais vantagens do que a distribuição em *c.a.*

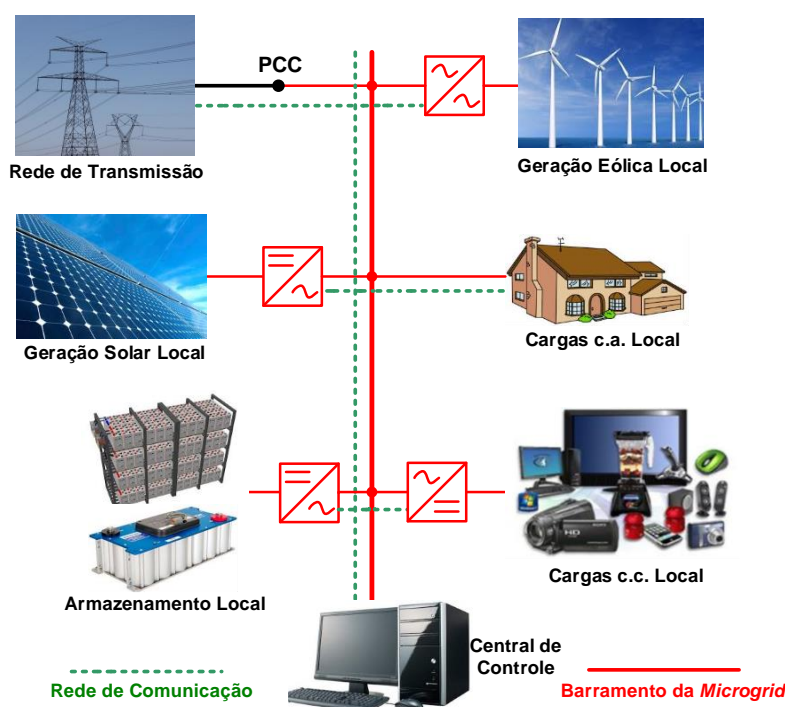


Figura 2.1: Estrutura de uma *microgrid* c.a.

Diversos trabalhos apontam que o seu uso em ambientes residenciais pode apresentar ganho na eficiência energética em até 22%, quando comparadas ao sistema c.a. [39, 40]. Esse ganho está relacionado à ausência do estágio de conversão c.a.-c.c. das cargas eletrônicas. No ambiente comercial esse ganho pode chegar até 11% [40]. A arquitetura de sistemas de distribuição c.c. é utilizada em outras áreas como em navios, aeronaves, telecomunicações e nos sistemas de veículos elétricos. Muito se discute sobre o nível de tensão para esses sistemas. A tendência é que se tenham os padrões já utilizados em outras áreas: 48 V para cargas de baixa potência e 380 V para maiores potências. A Figura 2.2 apresenta uma estrutura de uma microrrede c.c. residencial, onde se têm os barramentos de baixa tensão e de alta tensão.

Todos esses novos conceitos e mudança de paradigma do sistema elétrico já são uma realidade brasileira e teve seu ponta pé inicial em 2012 a partir da resolução aprovada pela ANEEL. Essa regulamentação permitiu que pequenos geradores se posicionassem próximos às cargas, proporcionando uma série de benefícios ao sistema elétricos, dentre

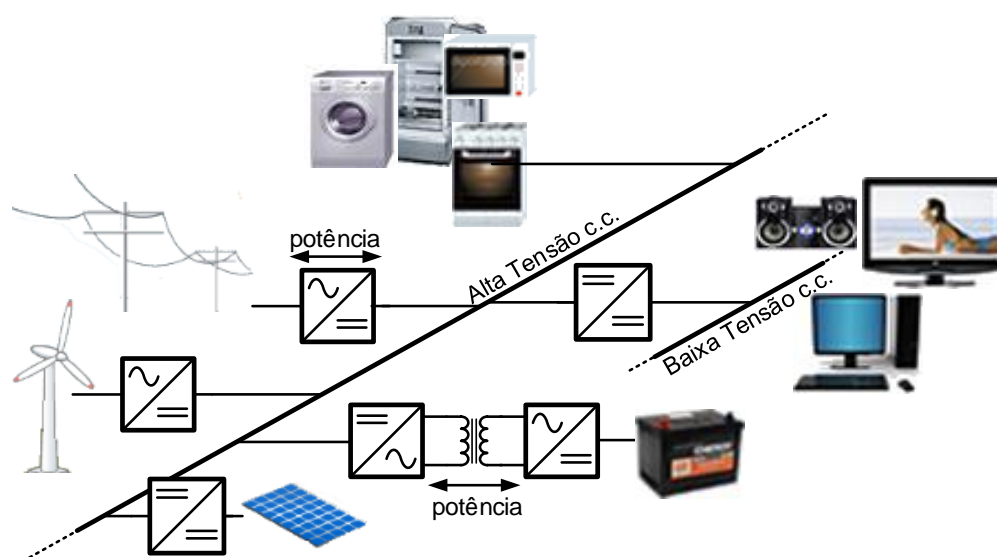


Figura 2.2: Estrutura de uma microrrede c.c. no ambiente residencial [1].

os quais se destacam:

- Adiantamento nos investimentos na expansão dos sistemas de transmissão e distribuição de energia;
- Descongestionamento das redes de transmissão e distribuição de energia;
- Menor tempo de implantação e menor impacto ambiental, quando comparado às grandes usinas hidroelétricas;
- Redução das perdas no sistema;
- Possibilidade de fornecimento de serviços auxiliares, como geração de energia reativa, regulação de tensão, etc;
- Possibilidade de controle local no intuito de melhorar a qualidade da energia em períodos de alta demanda de consumo.

Devido às vantagens apresentadas pela geração distribuída, muitos países têm adotado políticas de incentivo para que consumidores gerem sua própria energia. Na Alemanha,

Espanha e Itália, quando os agentes do setor regulamentaram o sistema de GD, foi adotado o modelo de tarifação denominado de *feed-in*. Nele, o consumidor é remunerado pela energia excedente gerada, sendo que em alguns momentos estratégicos o valor pago por essa energia é superior ao valor da energia comercializada pela distribuidora. Isso fez com que, em poucos anos, as fontes renováveis atingissem uma participação considerável na matriz energética destes países [32].

No Brasil, o modelo de tarifação adotado pela ANEEL é conhecido como *Net Metering*, em que é feita a diferença entre a energia consumida e a injetada da rede da concessionária. Caso o cliente tenha consumido mais energia do que o injetado na rede é feita a cobrança somente da diferença. Caso contrário, se a geração for maior, gera-se um crédito de energia que pode ser utilizado em faturas dos meses seguintes. Atualmente, esses créditos possuem a validade de 60 meses [37]. Apesar dos benefícios da geração distribuída, a implantação destes sistemas ainda é muito caro, além de não ter incentivos do governo para popularizar os pequenos geradores, nem mesmo uma linha de crédito com juros atrativos para o seu financiamento. Com isso, a adesão ao sistema de geração distribuída não está ocorrendo no mesmo ritmo como ocorreu nos países europeus. Segundo dados da ANEEL, em outubro de 2018, seis anos após a aprovação da resolução, apenas 40 mil consumidores instalaram o sistema de microgeração distribuída no país. Isso num universo de mais de 80 milhões de unidades consumidoras. A projeção da ANEEL é que em 2024 os prosumidores de energia vão chegar próximos a 1 milhão. O gráfico da Figura 2.3 apresenta o histórico e a projeção para os próximos 6 anos de microgeradores distribuídos conectados ao sistema elétrico brasileiro [2].

2.2 Análise do Transformador de Potência

O transformador de potência é um dos elementos essenciais para operação do sistema de distribuição. Sua tecnologia já é bem conhecida e muito antiga, praticamente nenhuma evolução significativa ocorreu nas últimas décadas, sendo robusto, confiável e possuindo alto rendimento. Porém, devido à baixa frequência de operação é um equipamento muito

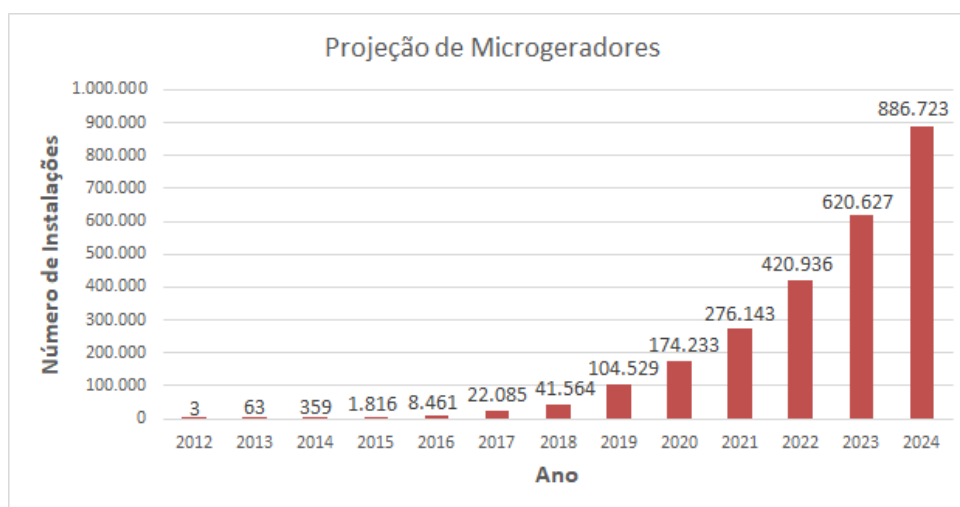


Figura 2.3: Evolução dos sistemas de microgeração distribuída conectada à rede [2].

pesado e volumoso [6]. Por ser um elemento passivo do sistema, não atende aos requisitos básicos para a reestruturação do SEP que são necessárias para a integração de geração distribuída e, conseqüentemente, a criação das microrredes. Neste contexto, o *Solid State Transformer* (SST) surge como uma alternativa, que além de ser um equipamento muito mais leve e menos volumoso é considerado um elemento chave para implementação dos conceitos de *smart grid* e microgeração distribuída [41, 5].

2.2.1 Transformador de Distribuição Convencional

O sistema elétrico é dividido em três segmentos: geração, transmissão e distribuição (GTD); que é uma segmentação virtual, porém de grande relevância. Em todos eles o transformador de potência desempenha um papel fundamental e indispensável. Atualmente a energia é transportada por centenas de quilômetros de forma viável comercialmente, devido à alta tensão usada nas redes de transmissão, o que reduz consideravelmente as perdas ao longo do sistema [11]. Os transformadores das usinas de geração de energia elevam a tensão para valores superiores a 138 kV, que são transportadas até os grandes centros de consumo. Próximos às cidades, nas subestações, os transformadores são usados para reduzir o valor da tensão que alimentam o sistema de distribuição, no Brasil

Capítulo 2 - Estado da Arte: Aplicação do Transformador em SEP

normalmente é feita em $13,8 \text{ kV}$. Ao longo do sistema de distribuição os transformadores também são utilizados para reduzir da média tensão para baixa tensão, os quais usualmente são feitas em $127/220 \text{ V}$ ou $220/380 \text{ V}$. Sendo assim, é evidente que o transformador tem um papel importante em toda a estrutura do SEP, desde a geração até o consumo final da energia. Mesmo dentro do ambiente do consumidor final, diversas cargas utilizam transformadores para alterar os níveis de tensão. A Figura 2.4 apresenta uma estrutura simplificada do sistema de GTD de energia.

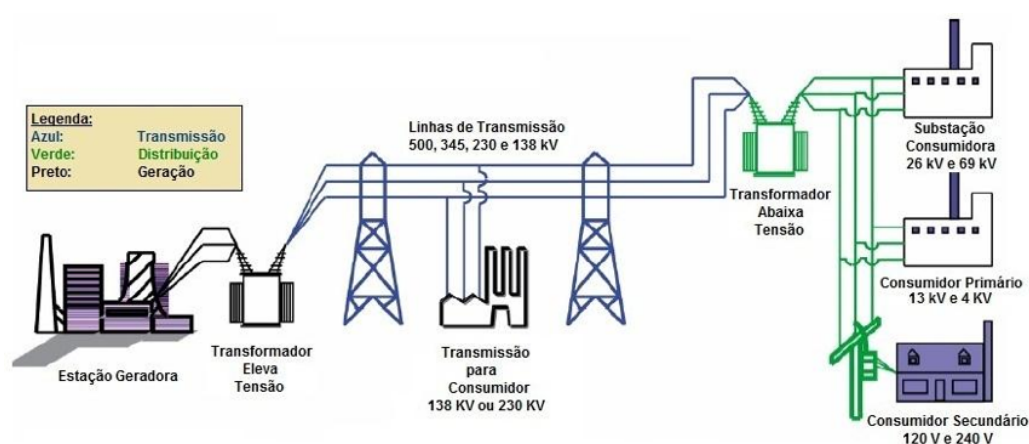


Figura 2.4: Estrutura do sistema elétrico de potência.

Os transformadores de distribuição são usualmente projetados para trabalhar em sobrecarga por longos períodos de tempo e possuem vida útil muito superior a qualquer outro dispositivo do sistema. Atualmente representam uma barata e muito eficiente maneira de alterar o nível de tensão e desempenhar a função de isolamento galvânica entre dois circuitos [11]. Segundo as normas das concessionárias brasileiras, as potências dos transformadores da rede de distribuição variam entre 15 kVA e 150 kVA . As dimensões físicas de um transformador são uma função que depende da densidade de fluxo de saturação ou material do núcleo, densidade de corrente do condutor e da frequência de operação. A densidade de fluxo de saturação é inversamente proporcional à frequência, portanto, um aumento na frequência da tensão permite um aumento expressivo da utilização do núcleo ferromagnético e, conseqüentemente, um maior fluxo de potência que é capaz de fluir pelo transformador [4]. Como tradicionalmente os transformadores usados no SEP

operam em 50/60 Hz , ele é um dos elementos mais volumosos do sistema de distribuição, apresentando baixa densidade de potência [6].

Além disso, uma das desvantagens do transformador convencional é que todo o distúrbio que ocorre em um lado do transformador é propagado para o outro lado por meio do enlace de fluxo magnético. Por exemplo, um curto que ocorre no secundário é refletido para o primário, se as cargas possuem um alto conteúdo harmônico, eles são injetados ao sistema elétrico através do transformador, um afundamento de tensão em um lado é observado no outro [42, 25]. Portanto, esses transformadores são elementos passivos, não possuem tecnologia capaz de eliminar esses efeitos e isolar completamente o primário do secundário. Estes transformadores são projetados para trabalhar com máxima eficiência (superior a 98%) quando operam próximos à carga nominal. Essa alta eficiência não prevalece quando está operando em regime de baixa carga, sua eficiência reduz significativamente. No ambiente do sistema de distribuição os transformadores operam em média com 30% de carga [42]. Portanto, há perdas consideráveis no processo de conversão dos níveis de tensão em todo o sistema de distribuição.

O transformador de baixa frequência apresenta várias características e desvantagens que fazem com que ele não atenda as novas expectativas para a modernização do sistema elétrico. Portanto, é fundamental que ele acompanhe a evolução tecnológica que a rede de distribuição vai sofrer com os novos conceitos de *smart grid*. A Eletrônica de Potência é uma área que permitiu grandes avanços em diversos setores da engenharia, principalmente com as técnicas de modulação em alta frequência e novas tecnologias de dispositivos semicondutores [6]. Como exemplo, a substituição das fontes de tensão lineares pelas chaveadas, o que trouxe um aumento na eficiência do processo de retificação, bem como a redução considerável de volume das fontes de tensão. Os conversores estáticos de potência já são amplamente utilizados em diferentes aplicações tanto no sistema de distribuição quanto no de transmissão, a saber: sistemas *High Voltage Direct Current* (HVDC) e equipamentos para a *Flexible AC Transmission Systems* (FACTS), tal como *Static Var Compensator* (SVC), *Static Synchronous Compensator* (STATCOM) [43, 44]. Os conversores são o principal componente para conexão de geração distribuída na rede

de distribuição. Portanto, nos últimos anos, os estudos dos conversores estáticos aplicados aos transformadores de potência estão no foco dos principais grupos de pesquisa da área de Eletrônica de Potência [5, 15, 17, 42, 18], de onde vem surgindo o conceito de transformador eletrônico ou transformado de estado sólido (do inglês *Solid State Transformer*).

2.2.2 Transformador Eletrônico

No início da década de 80, o transformador de potência operando em alta frequência já havia sido mencionado como uma solução para mitigar alguns pontos negativos apresentados pelo transformador de baixa frequência [45]. Contudo, as tecnologias disponíveis naquela época eram insuficientes para demonstrar as vantagens de utilizá-lo em sistemas de distribuição [12, 14, 46, 47]. Com os avanços recentes dos semicondutores de potência e de projetos dos conversores multiníveis, o conceito por trás do SST vem sendo viabilizado e, conseqüentemente, a renovação do interesse da comunidade científica [6]. Como o SST é um dispositivo composto essencialmente por eletrônica de potência, ele pode desempenhar as funções básicas de um transformador e concomitantemente as de uma série de outros dispositivos do sistema de distribuição, que têm o papel de melhorar a qualidade da energia, tais como: filtro ativo, STATCOM, etc. Uma característica inerente da sua constituição é que a qualidade da energia no primário e no secundário são independentes [11].

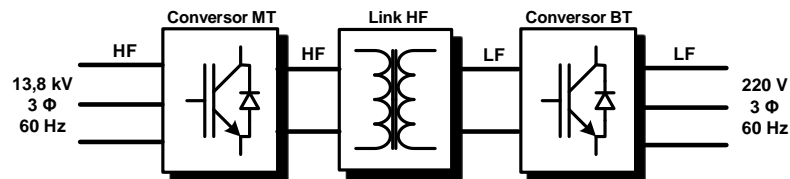


Figura 2.5: Topologia elementar do SST aplicado ao sistema de distribuição.

A concepção básica do SST consiste em um conversor operando em média tensão (MT) e que gera um sinal *c.a.* em alta frequência (HF), um estágio de isolamento galvânica em alta frequência (HF), e finalmente um conversor de baixa tensão (BT) para a redução do sinal para baixa frequência (LF). A Figura 2.5 apresenta a topologia elementar do SST aplicada

aos níveis de tensão do sistema de distribuição [42]. O principal desafio da construção dessa topologia é o conversor do lado de média tensão. As chaves semicondutoras, disponíveis comercialmente, não operam nos níveis de tensão do sistema de distribuição (13,8 kV). Assim, para implementação do conversor de entrada é necessária a utilização de topologias multiníveis ou estruturas modulares [6, 48, 49]. Com a evolução dessas topologias e com o avanço das chaves eletrônicas de alta tensão, baseadas em Carbetto de Silício (SiC), esse desafio está cada vez menor e o SST está ficando mais próximo de se tornar viável tecnicamente e comercialmente [50].

Existem diversas topologias de conversão usadas para projetar o SST, das quais a mais comum e intuitiva é a conversão *c.a.-c.c.-c.a.-c.c.-c.a.*, que é apresentada na Figura 2.6. Essa estrutura é a mais vantajosa devido a sua capacidade de correção do fator de potência, compensação de potência reativa e disponibilidade de um barramento *c.c.* [51, 52]. Essa estrutura do SST possui três estágios: o primeiro é um retificador ativo no estágio de entrada de média tensão, que pode ser usado para controlar a corrente fornecida pela rede [24]; o estágio intermediário de isolamento é composto por um conversor *c.c.-c.c.* que transfere potência em alta frequência, além de alterar o nível de tensão; e o estágio de saída é composto por um inversor que fornece tensão regulada à carga em frequência de 60 Hz. Por todas as vantagens que esta estrutura apresenta, neste trabalho é adotada essa topologia para implementação do SST.

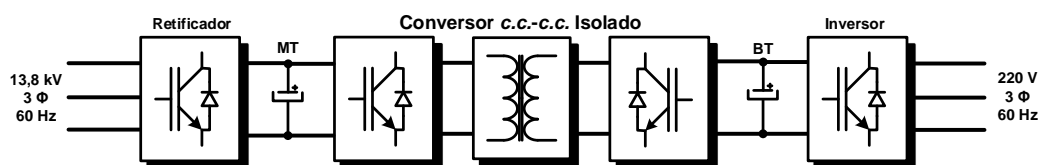


Figura 2.6: Estrutura proposta para implementação do Solid State Transformer.

Essa estrutura desempenha as funções básicas do transformador tradicional, além de agregar outras vantagens, funções e benefícios ao sistema elétrico, os quais se destacam [11, 5, 53, 54]:

- Compensação de afundamento e elevação de tensão: os capacitores usados podem

ser projetados de forma a manter a tensão de saída constante mesmo em situações de anomalias do sistema;

- Proteção contra curto circuito: com o controle ativo dos conversores a corrente de falta pode ser limitada;
- Filtragem do conteúdo harmônico: harmônicos são impedidos de fluir do primário para o secundário e vice-versa. Esse isolamento impede que harmônicos se propaguem ao longo do sistema;
- Controle do fator de potência: é obtido por se utilizar na entrada um retificador ativo, que permite o controle do ângulo de fase da corrente fornecida pela rede de distribuição;
- Excelente regulação da tensão de saída: a tensão é sintetizada por um conversor *c.c.-c.a.* que controla a tensão de saída instantaneamente, o que permite obter uma excelente regulação da tensão;
- Operação em condições de falta: dependendo do tipo de falta, o SST pode continuar entregando energia à carga. Por exemplo, em caso de falta monofásica em um sistema trifásico, o inversor pode manter a alimentação das cargas conectadas às demais fases, enquanto a corrente de falta é limitada;
- Variação da frequência de alimentação: devido ao controle ativo da tensão de saída dos conversores a frequência da tensão em ambos os lados do SST pode ser facilmente alterada;
- Disponibilidade de barramento *c.c.*: o que permite a fácil integração com fontes de geração distribuída, equipamentos armazenadores de energia e conexão de veículos elétricos;
- Redução do peso, volume e aumento da densidade de potência: o SST opera em alta frequência, o que faz com que suas dimensões físicas sejam muito menores do que as de um transformador que opera em 60 *Hz*;

- Compensação de potência reativa: por meio do controle dos conversores do SST é possível obter essa função, que atualmente é realizada pelo STATCOM;
- Controle do fluxo de potência: com os conversores ativos e bidirecionais é possível controlar o sentido do fluxo de potência.

Sendo assim, essa topologia de três estágios apresenta vantagens importantes para o sistema elétrico. Apesar disso, é natural que se exista uma forte restrição dos profissionais de SEP em confiar na substituição dos atuais transformadores, que conseguem operar em péssimas condições ambientais, por um transformador que é constituído essencialmente de eletrônica. No entanto, a necessidade de modernização do sistema de distribuição com inserção de elementos mais ativo e com mais inteligência é consenso entre pesquisadores e profissionais da área [42]. A medida em que o SST for sendo utilizado em aplicações com menor impacto e começar a mostrar os seus reais benefícios, essa barreira cultural aos poucos poderá ser rompida.

Neste trabalho realizou-se uma revisão bibliográfica no intuito de buscar uma contribuição nesta área e compreender como efetivamente o transformador eletrônico ajudará a criar uma rede mais moderna e interconectada. O estudo teve em mente também os problemas que a estrutura atual da rede de distribuição apresenta. Como resultado dessa pesquisa, a Figura 2.7 apresenta uma síntese de como se entende que o SST será aplicado na futura rede de distribuição e como ele facilitará a integração das microrredes ao sistema. Nesse cenário, o SST se comporta como um roteador de energia, o que permitirá a troca de energia entre esse subsistema e a rede da concessionária [15, 16], permitindo a fácil integração de fontes renováveis, elementos armazenadores de energia e alimentação de cargas *c.c.* e recarga de veículos elétricos diretamente do barramento em corrente contínua [5]. A popularização do carro elétrico pode permitir que estes consigam auxiliar o sistema elétrico, fazendo a recarga das suas baterias em momentos estratégicos e fornecendo a energia armazenada ao sistema elétrico em horários de pico de demanda. Portanto, a concepção desse transformador inteligente poder ser visto, dentro do contexto do sistema de distribuição, essencialmente como um roteador de energia.

Baseando-se nas características apresentadas pelo SST e na sua aplicação no sistema elétrico, a Figura 2.8 apresenta a mudança na arquitetura na rede de distribuição que se acredita acontecer nos próximos anos [5]. Diversas funções que atualmente exigem a presença de equipamentos específicos poderão ser desempenhadas pelo próprio transformador eletrônico, como por exemplo, STATCOM, SVC, DVR, Filtros Ativos, etc.

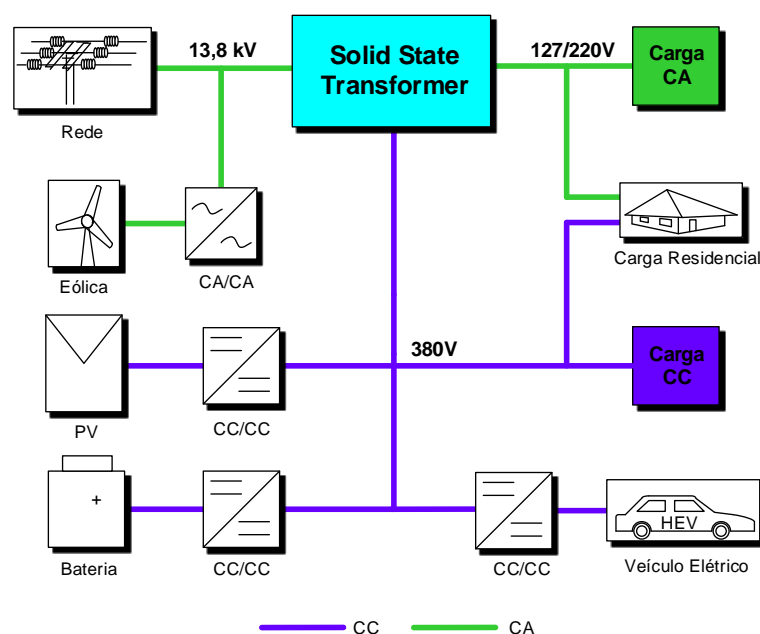


Figura 2.7: Arquitetura de uma microrrede baseada no SST.

2.3 Proposta para Aplicação do SST no Futuro Sistema de Distribuição

A proposta deste trabalho é a análise, estudo e o projeto do transformador eletrônico com foco na criação de uma infraestrutura para implementação da moderna e inteligente rede de distribuição de energia elétrica. A topologia adotada para o estudo e projeto do SST é composta pelas conversões *c.a.-c.c.-c.a.-c.c.-c.a.*, que é apresentada na Figura 2.6. Os conversores presentes na topologia são projetados com técnicas de controle que possibilitam melhorar a qualidade de energia da rede de distribuição, além de atuar como uma

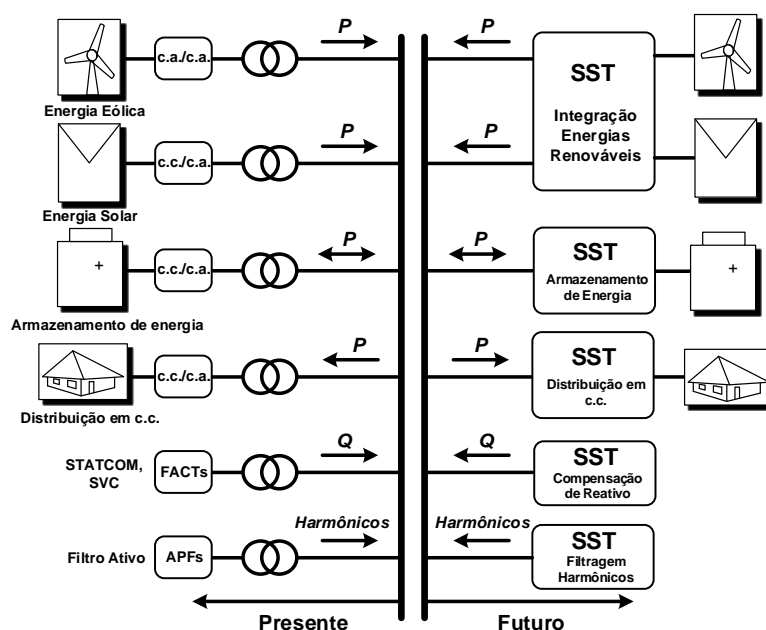


Figura 2.8: Perspectivas para o futuro sistema de distribuição baseado no SST.

interface *plug-in-play* para a conexão de geração distribuída, banco de baterias, veículos elétricos e cargas *c.c.* Portanto, todo o trabalho de doutorado é desenvolvido baseado na aplicação do SST como elemento central para criação do sistema de microrredes. É com essa diretriz que são definidas as metodologias de projetos dos conversores e de suas estratégias de controle. Essa abordagem viabiliza a criação de um sistema de distribuição mais inteligente e que permita o roteamento da energia entre os diferentes equipamentos do sistema. Um primeiro grande desafio para o projeto desses conversores são os altos níveis de tensão utilizados no sistema de distribuição. Os semicondutores disponíveis no mercado não suportam esses valores de tensão. Para resolver esse problema, neste trabalho é proposto o uso de estruturas de conversores modulares para o projeto do conversor de interface com a rede de distribuição.

2.4 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi discutido a necessidade de modernização do sistema de distribuição para que se tenha uma rede mais inteligente e com todos os seus elementos interconectados. Os conceitos de *smart grid*, *microgrid*, geração distribuída e distribuição em corrente contínua foram analisados. Apresentou-se também as características do transformador convencional usados a décadas para fazer a isolação galvânica e a conversão dos níveis de tensão. Observou-se que este transformador apresenta características que não atendem a essas mudanças que a rede terá que sofrer e, que o transformador eletrônico (SST) surge como o elemento chave para que essas mudanças possam acontecer. Com ele será possível se ter uma distribuição inteligente de energia, com um nível de qualidade e flexibilidade muito superior ao que se tem atualmente.

Capítulo 3

Projeto dos Conversores do SST

Este capítulo apresenta a topologia que será utilizada para o projeto do transformador eletrônico, bem como a análise detalhada da metodologia de projeto de cada um dos conversores que compõem a estrutura. Uma atenção maior é dada ao conversor *c.c.-c.c.* isolado e bidirecional, pois ele é o conversor que apresenta um papel mais importante na topologia adotada. É neste conversor que há isolação galvânica por meio de um transformador operando em alta frequência, além de permitir obter grandes relações de transformação pela adequação do número de espiras dos seus enrolamentos. Este capítulo realiza a análise dos conversores, as especificações do projeto e a definição das estratégias de controle. Para a avaliação das metodologias de projeto dos conversores definidos neste capítulo, no Apêndice A são realizadas simulações de cada conversor projetado com parâmetros definidos apenas para a analisar a sua performance. Ainda neste capítulo são apresentadas simulações dos conversores conectados em cascata, constituindo a topologia de três estágios. E para avaliar a conexão entre eles é realizada a simulação de um sistema que usa o SST para alimentar um sistema composto por uma carga e uma fonte de geração distribuída.

3.1 Topologia Proposta

Inúmeras estruturas de conversores podem desempenhar o papel do conversor *c.a.-c.a.* isolado e que apresentam os requisitos necessários para implementação do transformador eletrônico. Algumas dessas topologias já foram analisadas, testadas e comparadas na literatura [6, 51, 52, 55, 18]. Essas configurações podem ser agrupadas em três grupos: estruturas de estágio único, de dois estágios e de três estágios. A Figura 3.1 apresenta as topologias dos três grupos de estruturas. Pensando nas inúmeras funcionalidades que são possíveis de implementar, na necessidade de modernização do sistema de distribuição e na integração das microrredes, a topologia de três estágios é a mais adequada para o projeto do transformador, portanto, é a que será explorada nesse trabalho. Somente essa topologia permite agregar tantas funções que podem ajudar a melhorar a qualidade da energia e eliminar um maior número de equipamentos que são adicionados no sistema para esse fim [16, 18].

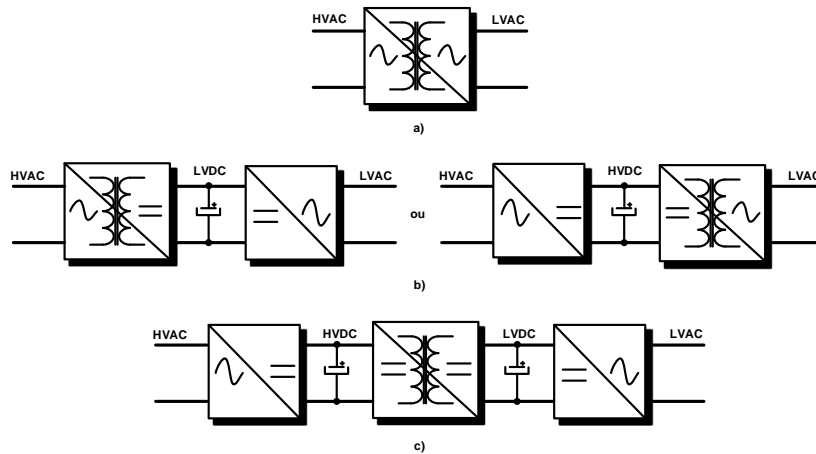


Figura 3.1: Classificação das topologias do SST: a) estágio único; b) dois estágios e c) três estágios.

A configuração com três estágios é constituída pelo retificador PWM (AFE - *Active Front End*) no primeiro estágio, que é o conversor de interface com a rede de média tensão. No segundo estágio tem-se o conversor *c.c.-c.c.* isolado e bidirecional (IBDC - *Isolated Bidirectional DC-DC Converter*), que transfere potência em alta frequência, além

de alterar o nível de tensão do sistema. Esse estágio é composto por um transformador de alta frequência e dois conversores, um no lado de média tensão (MT) e outro no lado de baixa (BT). O estágio de saída é composto pelo inversor fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*), que fornece tensão senoidal regulada à carga, com baixo nível de tensão e frequência. A Figura 3.2 apresenta a configuração de três estágios proposta para implementação do SST. Para permitir o roteamento da energia entre a *microgrid* e a rede de distribuição é importante que estes conversores sejam bidirecionais e permitam o controle do fluxo de potência.

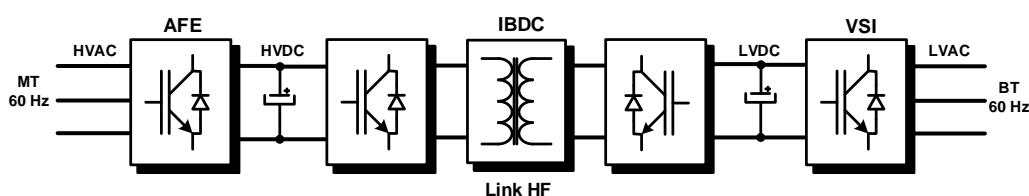


Figura 3.2: Topologia de três estágios para implementação do SST

3.2 Conversor *C.A.-C.C.* - AFE

O retificador trifásico controlado, operando com modulação PWM, compõe o primeiro estágio da topologia proposta para o projeto do transformador eletrônico. Para um sistema de microrredes, em que se tem geração distribuída e elementos armazenadores de energia, é adequado que esse conversor seja bidirecional em potência, seja do tipo fonte de tensão e com elevado fator de potência. Esse conversor é responsável por regular a tensão do barramento *c.c.* de MT (HVDC), que é o ponto de conexão da entrada do conversor do segundo estágio (IBDC). Além disso, garante que as correntes de entrada (HVAC) tenham formato senoidal e estejam em fase com a tensão. Impondo um alto fator de potência e baixo conteúdo harmônico.

A utilização de conversores chaveados apresenta problemas relacionados ao baixo fator de potência e à circulação de correntes com elevado conteúdo harmônico. Esse fato provoca o aquecimento excessivo e perdas de energia em cabos de alimentação, aquecimento dos

elementos passivos como transformadores, capacitores, indutores, dentre outros. Esse sinal com frequências superiores à fundamental emite ruído eletromagnético (EMI), o que gera problemas de compatibilidade eletromagnética. Devido ao aumento dos requisitos de qualidade de energia impostos por normas e padrões internacionais (IEC 61000-3-2 e IEEE Std. 519), o projeto de conversores com alto fator de potência e baixo THD (*Total Harmonic Distortion*) é um requisito importante a ser considerado na sua construção. Esse tema já foi muito explorado em diversos trabalhos nos últimos anos [56, 57].

A redução do conteúdo harmônico e elevação do fator de potência podem ser alcançadas com técnicas de correção passivas e ativas. A forma ativa é realizada com a aplicação de modulação por largura de pulsos (PWM) e com o comando adequado das chaves que compõem o retificador. Assim, é possível obter correntes de entradas que garantam alto fator de potência ou, caso desejado, permitam o controle da quantidade de reativos injetados ou absorvidos da rede. Além disso, esse controle permite a compensação de harmônicas, garantindo um baixo índice de distorção harmônica. O problema dessas técnicas é a complexidade dos circuitos de acionamento das chaves e os elevados índices de interferência eletromagnética, devido à alta frequência de chaveamento. As técnicas passivas utilizam indutores e capacitores, que são associados como filtros capazes de atenuar componentes harmônicas específicas e compensar correntes reativas. Entretanto, os custos associados a integração desses componentes são elevados, e cresce com o aumento da potência do sistema.

Para integração das microrredes à rede de distribuição, o retificador deve ser trifásico e operar com controle do fluxo de potência bidirecional. O barramento trifásico de tensão *c.a.* (HVAC) é conectado à ponte retificadora por meio de indutores ou filtros (LC ou LCL). O filtro elimina os componentes de altas frequências oriundos do chaveamento e o seu indutor tem a finalidade de permitir o controle da corrente injetada ou absorvida da rede. Além disso, há um capacitor de filtro na saída da ponte, configurando-o como um retificador *boost* fonte de tensão. A Figura 3.3 apresenta o circuito completo de um retificador controlado com filtro LCL.

Este retificador do primeiro estágio é responsável por controlar a tensão de saída (V_{dc}).

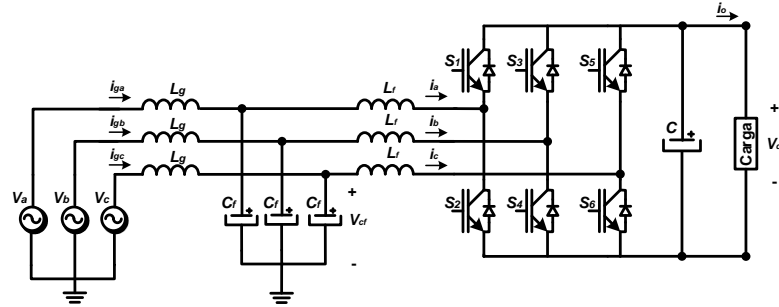


Figura 3.3: Circuito do retificador controlado com filtro LCL

O controle é baseado no método das correntes ativa (i_d) e reativa (i_q) instantâneas ($dq0$), em que a tensão V_{dc} é controlada através da corrente ativa e para manter o fp unitário a referência de controle i_q é mantida em zero. Ou caso seja necessário compensar alguma potência reativa, basta alterar o valor de referência i_q . Nas próximas subseções será detalhado o projeto dos elementos que compõem o retificador trifásico e da estratégia de controle.

3.2.1 Projeto do Filtro LCL

Os retificadores PWM permitem a correção do fator de potência e eliminação de componentes harmônicas de baixa frequência, próximas de 60 Hz . Em contrapartida, as técnicas comutação adotadas para esses conversores geram harmônicas de ordem mais elevadas, próximos à frequência de chaveamento. Uma maneira de atenuar essas harmônicas é a utilização de filtros, que no caso da topologia adotada, também possui a função de conexão da ponte retificadora à tensão trifásica de entrada. O filtro LCL é muito empregado nessa situação, já que é um filtro de terceira ordem (atenuação de 60 dB por década) e apresenta boa atenuação das harmônicas próximas à frequência de comutação. Porém, muito cuidado se deve ter ao projetar esse filtro, para evitar que se ocorra a ressonância entre os elementos passivos do filtro e as impedâncias do sistema de distribuição. Nesse caso, é necessária a utilização de técnicas de amortecimento para evitar que o sistema se torne instável ou opere próximo da região de instabilidade. Em [58] são apresentados alguns trabalhos que apresentam diferentes técnicas de amortecimentos,

tanto ativas quanto passivas.

A metodologia para projeto do filtro é baseada no trabalho apresentado por Marco Liserre [59, 60], com auxílio do trabalho [58]. Essa técnica consiste, basicamente, em determinar o valor de umas das indutâncias do filtro, em seguida obtêm-se a capacitância do filtro através de equacionamento obtido, baseando-se no posicionamento dos sensores para leitura de tensão e corrente. A segunda indutância é obtida de tal maneira que seja realizado o ajuste na frequência de ressonância do filtro LCL. Os requisitos para o projeto do filtro são [59]:

- garantir uma alta qualidade da corrente da rede e alto fator de potência;
- minimizar o volume dos elementos magnéticos;
- atender aos requisitos recomendados pela IEEE Std. 519:1992 e IEEE Std. 1547:2003 para os níveis de atenuação das harmônicas de corrente correspondente à frequência de comutação;
- valor total da indutância ($L_T = L_g + L_f$) menor que $0,1 pu$;
- a frequência de ressonância do filtro LCL deverá atender à faixa de frequência definida por:

$$10 \cdot f_{rede} \leq f_{rede} \leq 0,5 \cdot f_{sw}$$

A Figura 3.4 apresenta o circuito equivalente de uma fase do retificador PWM com o filtro LCL, o qual será utilizado para análise e especificação dos componentes.

Como ponto de partida, é necessário determinar o valor máximo da indutância total do filtro (L_T). Esse valor máximo deve garantir que o fator de potência seja unitário para os dois modos de operação (retificador e inversor). Para operar no modo inversor, a tensão mínima do barramento (V_{dc}) deve ser superior ao dobro do valor de pico da tensão de entrada [58], $V_{ret} \leq V_{dc}/2$.

Para determinar o valor máximo da indutância faz-se as seguintes considerações: o capacitor comporta-se como um circuito aberto, uma vez que essa análise é feita em baixas

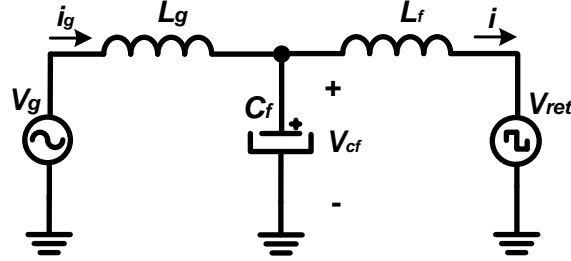


Figura 3.4: Circuito equivalente de uma fase do retificador com filtro LCL

frequências; e que o fator de potência é unitário (v_g e i_g em fase). Com isso, o circuito equivalente é composto por duas fontes (V_g e V_{ret}) conectadas pela indutância total do filtro (L_T). Realizando a análise fasorial das três tensões (V_g , V_{ret} e V_{L_T}) e realizando manipulações algébricas define-se a equação para especificação da máxima indutância, que é dada por (3.1). Todas as grandezas elétricas senoidais estão sendo expressas em função dos seus valores de pico.

$$L_T \leq \frac{\sqrt{(V_{dc}^2 - 4.V_{gp}^2)}}{2.\omega.I_{Lgp}} \quad (3.1)$$

Para determinar o valor mínimo da indutância do lado do conversor (L_f) é usado como parâmetro o limite do *ripple* de sua corrente, que é definido como sendo no máximo de até 20% [59, 60]. A equação (3.2) define o valor mínimo da indutância, onde se pode ver que L_{fmin} depende da máxima ondulação na corrente.

$$L_T \geq \frac{V_{dc}}{4.f_{sw}.\Delta I_{L_{fmax}}} \quad (3.2)$$

A comutação das chaves semicondutoras gera harmônicos de corrente na ordem da frequência de chaveamento e seus múltiplos. As amplitudes desses harmônicos devem respeitar os limites estabelecidos pelos padrões IEEE Std. 519:1992 e IEEE Std. 1547:2003. A Tabela 3.1 apresenta os limites de harmônicos que podem ser injetados na rede.

A atenuação do *ripple* de corrente é calculada considerando que em altas frequências o conversor é uma fonte de harmônicos, enquanto a rede pode ser considerada como um

Tabela 3.1: Limites de distorção harmônica na corrente baseado nas normas IEEE Std 519:1992 e IEEE Std 1547:2003.

Ordem	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	THD
Magnitude	4%	2%	1,5%	0,6%	0,3%	5%

curto circuito. A atenuação do *ripple*, que é passado do lado do conversor para o lado da rede, pode ser calculada conforme apresentado em [59]. De onde se extrai a equação (3.3), que é a relação entre as harmônicas de corrente dos dois indutores do filtro.

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} = \frac{1}{|1 + r.(1 - a.x)|} \quad (3.3)$$

onde,

$$L_g = r.L_f \quad C_f = x.C_b \quad a = L_f.C_b.\omega_{sw}^2$$

O parâmetro C_b ($C_b = \frac{1}{\omega_n.Z_b}$) é a capacitância base do circuito, Z_b a impedância base e ω_n a frequência angular da rede.

Outro parâmetro utilizado para a especificação dos elementos do filtro LCL é a sua frequência de ressonância. A expressão para o cálculo da frequência de ressonância é dada pela equação (3.4) [58].

$$f_{ress} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_g + L_f}{L_g.L_f.C_f}} \quad (3.4)$$

O capacitor do filtro (C_f) é projetado de forma que a componente fundamental da corrente que flui pelo capacitor seja menor que 1% da componente fundamental da corrente da rede [59, 61], portanto, pode ser calculada a partir da equação (3.5).

$$C_f \leq 0,01 \cdot \frac{P}{3.V^2.\omega} \quad (3.5)$$

3.2.2 Controle das correntes de entrada e tensão de saída

O projeto do sistema de controle do retificador trifásico deve satisfazer aos seguintes requisitos: impor correntes de entrada senoidais e em fase com as tensões *c.a.*, proporcionando um fator de potência unitário; manter a tensão do barramento *c.c.* de saída regulada (V_{dc}), rejeitando qualquer tipo de perturbações do sistema. Portanto, o sistema de controle deve ter uma malha de corrente, a fim de obter um alto fator de potência, e uma malha de tensão, que será responsável por regular a tensão do barramento *c.c.* A Figura 3.5 apresenta o sistema de controle do retificador trifásico [62, 57, 58, 61].

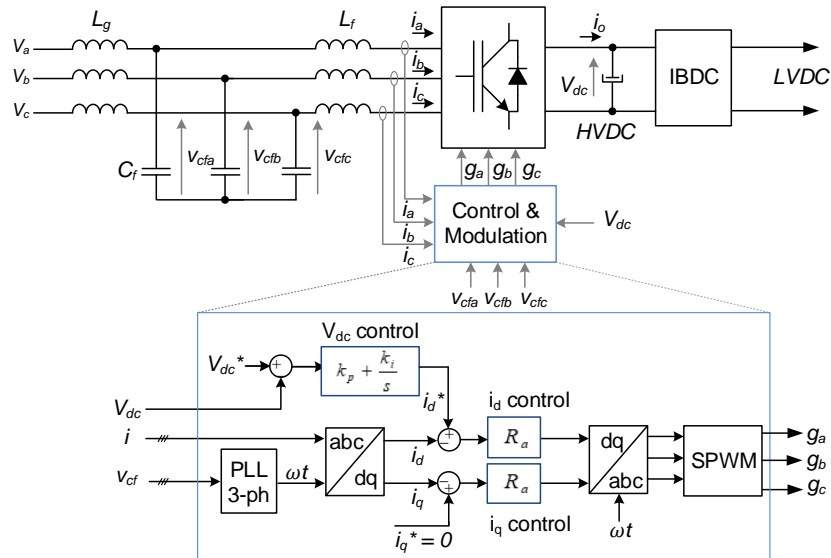


Figura 3.5: Sistema de controle do retificador PWM trifásico.

O controle do retificador é baseado no método de controle das correntes ativa (i_d) e reativa (i_q) instantâneas. Essa técnica utiliza a transformação das grandezas tensão e corrente no domínio das fases *abc* para o domínio *dq0* do sistema de coordenadas de eixos girantes. Essa transformação consiste em duas etapas: transformada de *Clarke* e *Park*. Primeiramente, as variáveis no domínio *abc* são ortogonalizadas para o eixo de coordenadas $\alpha\beta0$. Em seguida as coordenadas $\alpha\beta0$ são transformadas nos vetores girantes *dq0*. Considerando um equilíbrio entre as fases do sistema trifásico, as equações para obter as transformadas *Clarke* e *Park* são expressas pelas equações (3.6) e (3.7),

respectivamente.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

A transformação de um sinal senoidal do domínio abc para $dq0$ resulta em um valor constante do vetor de eixo direto (d), que representa a amplitude da senoide da rede. A vantagem de trabalhar no domínio $dq0$ é que os controladores apresentam menores erros no rastreamento da variável controlada quando as referências são compostas por sinais contínuos.

O bloco PLL (*Phase Locked Loop*) é o responsável pelo sincronismo com a rede, que é essencial para o retificador PWM bidirecional. No modo inversor, o conversor necessita de referência de frequência e fase da tensão da rede para que ele possa injetar potência no sistema elétrico. Existem diversas técnicas para implementação do PLL, que consiste basicamente no atracamento do sinal da tensão da rede com um sinal de referência interno ao PLL. Portanto, é fundamental a leitura instantânea da fase da tensão da rede. Uma das formas de implementar o PLL trifásico é utilizar a transformada de $abc - dq0$ para obter o ângulo de referência gerado pela rede. A Figura 3.6 representa o esquemático para implementação da técnica de PLL trifásico [63, 64].

Na técnica apresentada na figura, a tensão de eixo direto (V_d) é forçada a zero ($V_d^* = 0$) de modo que o eixo em quadratura (V_q) seja forçado a se alinhar com o vetor girante de tensão do sistema elétrico. O erro entre o valor lido e a referência passa por um controlador PI que elimina pequenas perturbações ocorridas na rede. A saída do controlador é somada com a frequência de *feedforward* (ω_{ff}), o que exige menor esforço do controlador. Integrando a frequência, tem-se um novo valor do ângulo θ que é o parâmetro usado pela transformação de *Park*. Os ganhos do controlador do PLL são projetados conforme apresentado em [63].

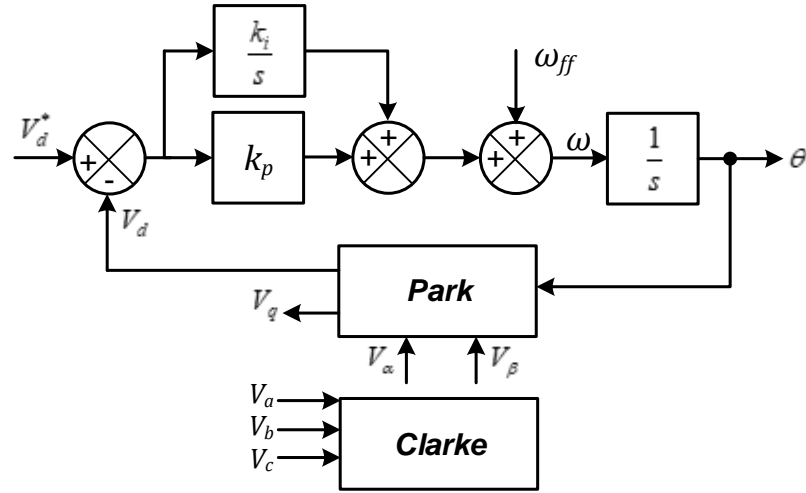


Figura 3.6: Diagrama de blocos de um PLL trifásico com as transformadas de *Clarke* e *Park*.

A malha de controle de tensão é responsável por regular a tensão do barramento V_{dc} . Esse controle é realizado através da variação da amplitude da corrente do indutor do filtro LCL. Essa malha deve apresentar uma banda passante inferior à menor frequência de ondulação da tensão do barramento *c.c.*, a fim de que tais ondulações não distorçam os sinais de referência da malha de corrente. Isso é importante pois a saída do controlador da malha de tensão gera a referência de corrente do eixo direto (i_d^*). A malha de controle da corrente atua diretamente na razão cíclica das chaves da ponte retificadora, garantindo dessa forma um alto fator de potência. A malha de corrente deve ter uma banda passante elevada, a fim de apresentar uma rápida resposta transitória na ocorrência de perturbações do sistema [58].

Os ajustes dos ganhos dos controlados são realizados pelo método de alocação de polos. A escolha desses ganhos deve ser realizada de forma a satisfazer os requisitos de tempo de resposta e rejeição a perturbações. A estratégia adotada para avaliar a característica de respostas das malhas de controle, frente a esses requisitos, é a característica de rigidez dinâmica, que expressa a relação entre uma perturbação e uma saída do sistema de controle [65, 66]. Portanto, o desempenho da malha de controle deve ser avaliado por essa

característica, e não somente pela sua característica de resposta em frequência.

No caso do retificador PWM, duas curvas de rigidez dinâmica devem ser analisadas. A primeira é a magnitude da tensão da rede (V_s) necessária para produzir uma unidade de variação na corrente do indutor (i), ou seja, a relação $|V_s(s)/i(s)|$. Para obter essa relação tem-se o circuito equivalente da entrada do retificador e o diagrama de blocos que o representa, conforme é apresentado na Figura 3.7.

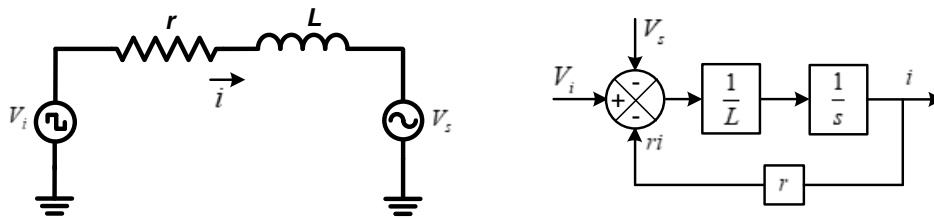


Figura 3.7: Circuito equivalente e diagrama de blocos da entrada do retificador.

O diagrama de blocos da malha de controle da corrente é apresentado na Figura 3.8, em que são representadas todas as compensações e realimentações internas a serem somadas ao comando do conversor. Considerando que o conversor apresenta uma dinâmica rápida, comparada com a planta, tem-se $G_{ret} = 1$. Além disso, é considerado o ganho do conversor A/D igual a $H = 1$. O ganho do controlador de corrente tem dimensão de resistência e é representado somente por ela ($G_c = R_a$). Não é usual o emprego de integradores em malhas internas para sistema de controle em cascata.

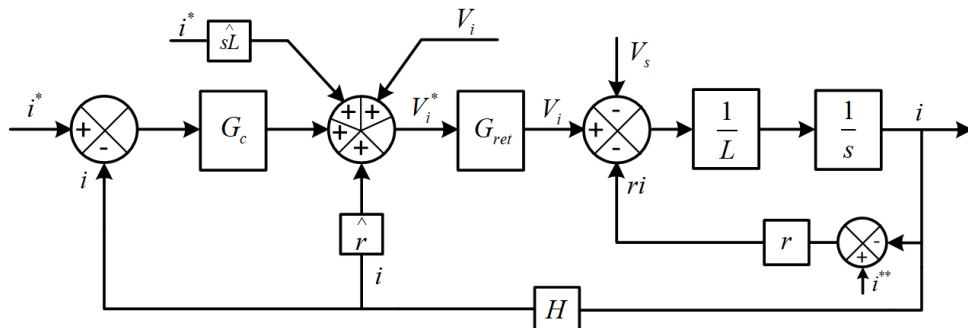


Figura 3.8: Diagrama de blocos do controle da corrente de entrada do retificador.

Desse modo, a partir do diagrama de blocos, obtém-se a característica de rigidez

dinâmica, que é expressa pela equação (3.8). A Figura 3.9 apresenta as assíntotas da curva de rigidez dinâmica ($|\frac{V_s}{i}|$) do retificador.

$$\frac{i(s)}{V_s(s)} = \frac{1}{s.L + R_a} \quad (3.8)$$

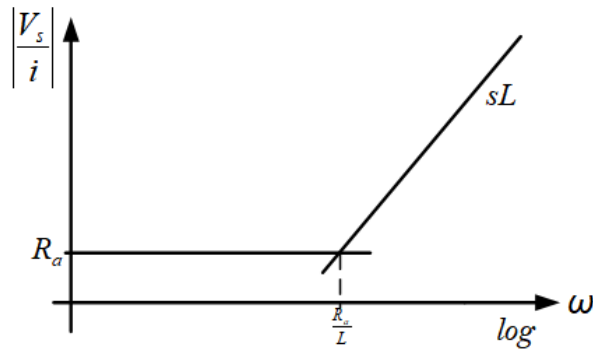


Figura 3.9: Assíntotas da curva de rigidez dinâmica do retificador (V_s e i).

A segunda curva de rigidez dinâmica a ser analisada é a relação de perturbação da corrente da carga (I) sobre a tensão do capacitor de saída do retificador (V_d), ou seja, a relação $|I(s)/V_d(s)|$. Da mesma forma, obtém-se essa característica a partir do circuito equivalente da saída do retificador e do diagrama de blocos da malha de controle de tensão. A Figura 3.10 apresenta o circuito equivalente da planta do barramento c.c. e o seu diagrama de blocos e a Figura 3.11 o diagrama de blocos da malha de controle de tensão do capacitor de saída do retificador.

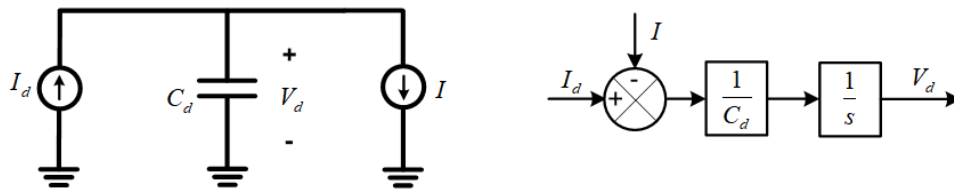


Figura 3.10: Circuito equivalente e diagrama de blocos do barramento c.c.

A partir do diagrama, chega-se na equação (3.9) que apresenta a relação da perturbação da corrente de saída na tensão do barramento. O gráfico da Figura 3.12 mostra as assíntotas da curva de rigidez dinâmica expressa por essa equação. Uma regra de ordem

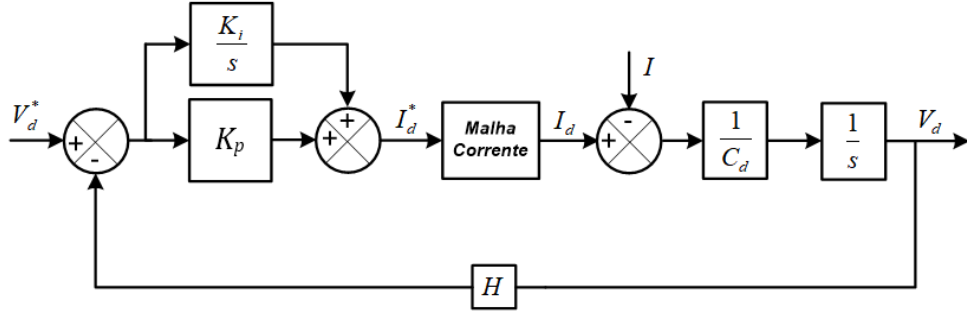


Figura 3.11: Diagrama de blocos do controle da tensão de saída do retificador.

prática, sugere uma relação entre as frequências ω_i e ω_p de dez vezes. Com a característica de rigidez dinâmica é possível alocar os polos dos controladores de forma que se tenha uma malha de controle que garanta uma resposta rápida e com alta imunidade a perturbações do sistema.

$$\frac{V_d(s)}{I(s)} = \frac{1}{s \cdot C_d + k_p + \frac{k_i}{s}} \quad (3.9)$$

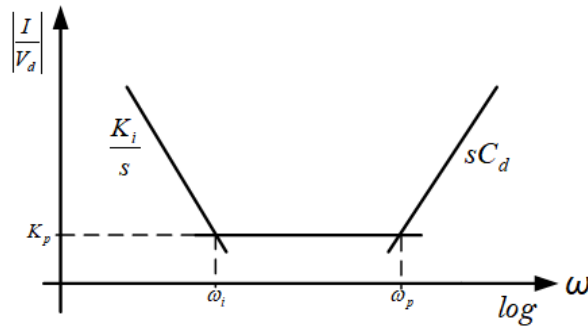


Figura 3.12: Assíntotas da curva de rigidez dinâmica do retificador (I e V_d).

Para dimensionamento do capacitor do barramento *c.c.* do retificador é utilizada a equação (3.10), onde P é a potência do retificador, V_{abc_p} é a tensão de pico da rede e ΔV_{dc} é a porcentagem de ondulação na tensão de saída do retificador [57].

$$C = \frac{P \cdot (2 \cdot V_{dc} - 3 \cdot V_{abc_p})}{2 \cdot f_{sw} \cdot V_{dc}^3 \cdot \Delta V_{dc}} \quad (3.10)$$

Para avaliar a metodologia descrita, na seção A.1 do Apêndice A é apresentado o projeto, dimensionamento e simulações de um retificador de 30 kW. Os resultados avaliam

o desempenho do conversor e a dinâmica das malhas de controle. Além da capacidade de controlar a energia reativa, garantir um fator de potência unitário e atuar na eliminação de harmônicas que geralmente são injetadas no sistema de distribuição.

3.3 Conversor C.C.-C.C. Bidirecional Isolado - IBDC

O segundo estágio da topologia proposta para o projeto do SST é considerado o principal conversor da estrutura, pois é neste conversor que há isolamento galvânica por meio de um transformador operando com elevada frequência. Além disso, ele deve operar com fluxo bidirecional requerendo, portanto, um conversor *c.c.-c.c.* bidirecional isolado (*Isolated Bidirectional DC-DC Converter - IBDC*). Este conversor permite obter grandes relações de transformação através da adequação da relação de espiras dos seus enrolamentos. A Figura 3.13 apresenta um diagrama básico de um conversor *c.c.-c.c.* bidirecional isolado [1, 67]. Dentre os diversos conversores presentes na literatura e que possuem essas características, o conversor DAB (do acrônimo em inglês *Dual Active Bridge*) é o mais utilizado para aplicações que requerem elevadas densidades de potência. Atualmente é um dos conversores que lidera os estudos em diversos centros de pesquisa [68, 5, 18, 69, 70, 71].

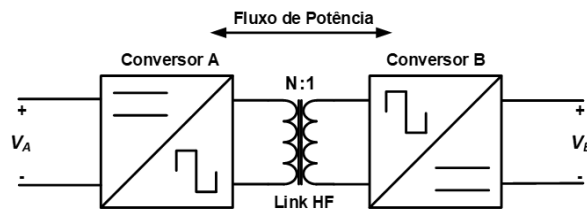


Figura 3.13: Estrutura básica de um conversor *c.c.-c.c.* bidirecional isolado.

A topologia do conversor DAB consiste em duas pontes *H* alimentadas por fontes de tensão e conectadas por meio de um transformador de isolamento, conforme apresentado na Figura 3.14. Com intuito de aumentar ao máximo a densidade de potência do conversor, é necessária a operação em alta frequência, objetivando a redução do tamanho dos componentes passivos de forma significativa. Entretanto, o aumento da frequência de chaveamento dos transistores resulta em maiores perdas por comutação, além de aumentar

a interferência eletromagnética. Sendo assim, faz-se necessária a aplicação de técnicas de comutação suave para diminuir as perdas e elevar a eficiência do conversor.

A estrutura de controle dessa topologia é baseada no deslocamento angular (ϕ) entre as tensões alternadas no primário (V_{ca_A}) e secundário (V_{ca_B}) do transformador, que são produzidas pelos pares de chaves diagonais de cada ponte. Cada ponte é comandada com o ciclo de trabalho de 50%, que gera uma onda quadrada nos terminais do transformador. A defasagem entre as tensões geradas por cada ponte é o parâmetro de controle para o fluxo de potência que flui pelo conversor. O valor médio dessas duas tensões deve necessariamente ser iguais a zero, ou seja, razão cíclica de 50%, a fim de evitar um nível *c.c.* nestes sinais e consequentemente evitar a saturação do transformador.

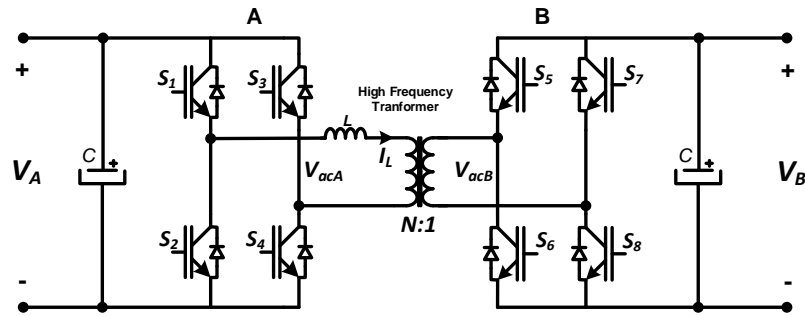


Figura 3.14: Topologia do conversor DAB.

Quando a defasagem entre essas duas tensões é igual a zero não há fluxo de potência entre as pontes do DAB e a transferência de potência é alcançada quando existe uma defasagem entre as tensões. A indutância de dispersão do transformador é elemento responsável pelo fluxo de potência entre as pontes. Dependendo do valor da potência que se deseja transferir, é necessário adicionar um indutor auxiliar (L) em série com os terminais do transformador. As formas de onda das tensões no primário (V_{ca_A}) e secundário (V_{ca_B}) do transformador e a corrente no indutor (I_L) são apresentadas na Figura 3.15.

Um parâmetro importante para o projeto do DAB é a relação de transformação do conversor, expressa pela equação (3.11). Ela define a faixa de comutação não dissipativa, que é alcançada para qualquer defasagem ϕ quando se tem $d = 1$.

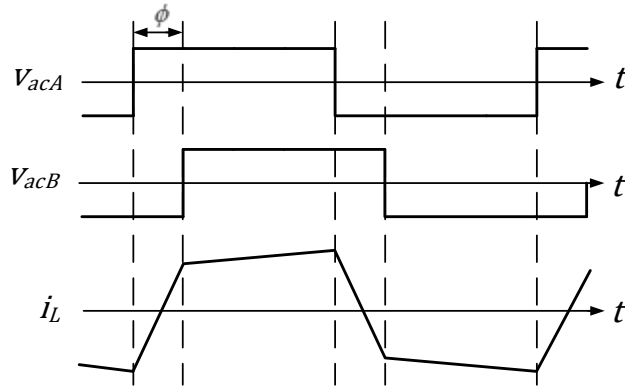


Figura 3.15: Formas de onda da tensão no primário e secundário do transformador e corrente no indutor do DAB.

$$d = \frac{V_A}{N.V_B} \quad (3.11)$$

O conversor DAB possui simples implementação e apresenta maior densidade de potência, quando comparado com outras topologias similares [68]. Porém, apresenta redução do rendimento para operação em potências muito abaixo da nominal. Essa redução se deve ao estreitamento da região de comutação suave e do aumento da energia reativa que circula no transformador do conversor [60]. Existem diferentes técnicas para obter a comutação não dissipativa. Uma forma simples é limitar as faixas de defasagem angular ou adicionar capacitores em paralelo com as chaves semicondutoras, produzindo a comutação em tensão nula (*Zero Voltage Switching - ZVS*). Técnicas de modulação mais avançadas podem ser implementadas para chavear as pontes do DAB de modo a reduzir o problema de perdas de condução e de comutação quando operando em baixas potências. Das duas técnicas que são analisadas neste capítulo a mais aplicável para esse objetivo é denominada de três níveis. As duas técnicas de modulação mais utilizadas para essa topologia de conversor são [68, 67, 72, 73]:

- *phase-shift* (dois níveis) que possibilita o controle do fluxo de potência. A variável de controle é o ângulo de defasagem (ϕ) entre as tensões dos terminais do transformador;

- *phase-shift-plus* (três níveis) que permite o controle de fluxo de potência estendendo a faixa de comutação não dissipativa. Nesse caso, o controle possui outra variável, que é razão cíclica da tensão de um dos lados do transformador (V_{ca_A} ou V_{ca_B}).

Estas modulações trazem vantagens tanto para a redução das perdas em condução quanto no aumento da área de operação com comutação suave. Essas duas técnicas serão analisadas nas próximas subseções.

3.3.1 Modulação Dois Níveis

A modulação *phase-shift* é o método mais comum para operação do conversor DAB, principalmente devido à sua simplicidade de implementação, havendo somente dois sinais de comando, um para cada ponte. A razão cíclica é mantida constante em 50% e todos os braços operam com sinais complementares. A Figura 3.16 apresenta, para todas as etapas de operação, os comandos das chaves, as formas de onda das tensões do primário (V_{ca_A}) e secundário (V_{ca_B}) do transformador, a corrente do indutor (I_L), a corrente de entrada (I_A) e de saída (I_B) do conversor para o fluxo de potência do lado A para o B do conversor [18, 1].

Como é possível observar pelas formas de onda, o funcionamento do DAB com a modulação *phase-shift* consiste em quatro etapas de operação, as quais são descritas a seguir. Para essa análise considera-se que o conversor esteja em regime permanente (capacitores carregados), e que as tensões V_A e V_B são constantes. Além disso, as etapas mostram as formas de onda para o fluxo de potência do sentido de A para B . A análise do fluxo de potência reverso (de B para A) é análoga à apresentada.

a) Etapa I ($0 \leq \omega t < \phi$)

Nesta etapa as chaves S_1 e S_4 entram em condução, as chaves S_2 e S_3 saem de condução e as chaves do secundário (lado B) permanecem no mesmo estado de operação, ou seja, S_5 e S_8 estão bloqueadas e S_6 e S_7 em condução. No início dessa etapa, devido à corrente que circulava pelo indutor na etapa anterior, são os diodos D_1 , D_4 , D_6 e D_7 em anti-paralelo que conduzem as correntes do primário e secundário. Em seguida a corrente

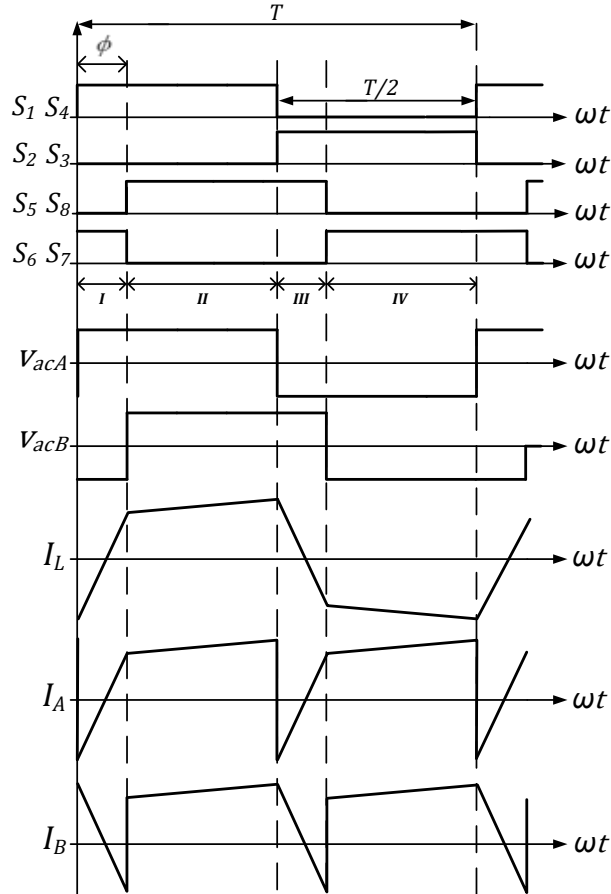


Figura 3.16: Formas de onda do conversor DAB – fluxo de potência de A para B.

do indutor vai decrescendo até chegar a zero e inverter o sentido. A partir de então são os semicondutores ativos das respectivas chaves que conduzem as correntes. O final dessa etapa ocorre quando há comutação das chaves do secundário (lado B). A Figura 3.17 mostra a direção das correntes no início da etapa (a) e no final (b). A tensão sobre o indutor nessa etapa é a tensão V_A mais a tensão V_B refletida para o primário ($V_L = V_A + N.V_B$).

b) Etapa II ($\phi \leq \omega t < \pi$)

A segunda etapa se inicia com a comutação das chaves do secundário, ou seja, S_5 e S_8 entram em condução, as chaves S_6 e S_7 saem de condução. As chaves do primário mantêm o estado de operação. Devido ao sentido da corrente, a condução no secundário é feita

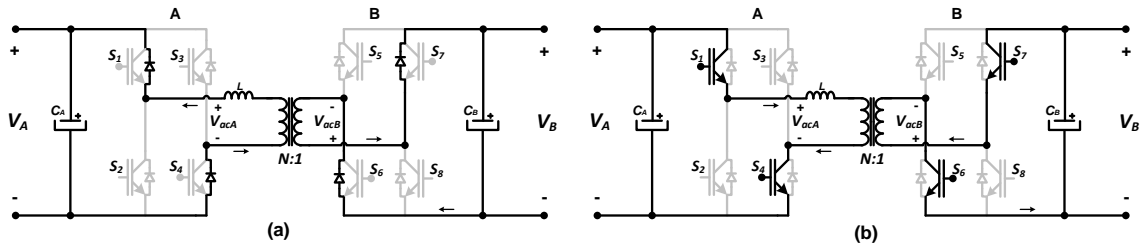


Figura 3.17: Primeira etapa de operação: início (a) e final (b) da etapa.

pelos diodos D_5 e D_8 . O final dessa etapa ocorre quando há comutação das chaves do lado A. A circulação de corrente na segunda etapa é mostrada na Figura 3.18. A tensão sobre o indutor nessa etapa será a diferença entre a tensão V_A e a tensão V_B refletida para o primário ($V_L = V_A - N.V_B$).

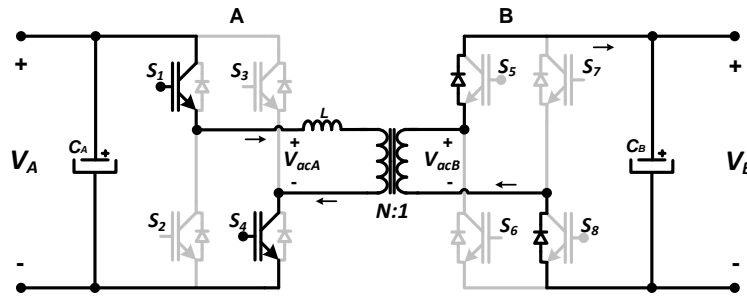


Figura 3.18: Segunda etapa de operação.

c) Etapa III ($\pi \leq \omega t < \pi + \phi$)

A comutação das chaves S_2 e S_3 marca o início da terceira etapa. Como a corrente nesse instante esta reversa, a condução da mesma se faz pelos diodos em anti-paralelo. No secundário a corrente continua circulando pelos diodos. Isso ocorre até que a corrente chega a zero e mude o sentido de circulação, fazendo com que as chaves S_2 e S_3 conduzam a corrente no primário e S_5 e S_8 a corrente no lado B. A Figura 3.19 mostra a direção das correntes no início da etapa (a) e no final (b). A tensão sobre o indutor nessa etapa será igual à da primeira etapa com sinal invertido [$V_L = -(V_A + N.V_B)$].

d) Etapa IV ($\pi + \phi \leq \omega t < 2\pi$)

A última etapa, antes de completar o ciclo de operação, tem início com a entrada

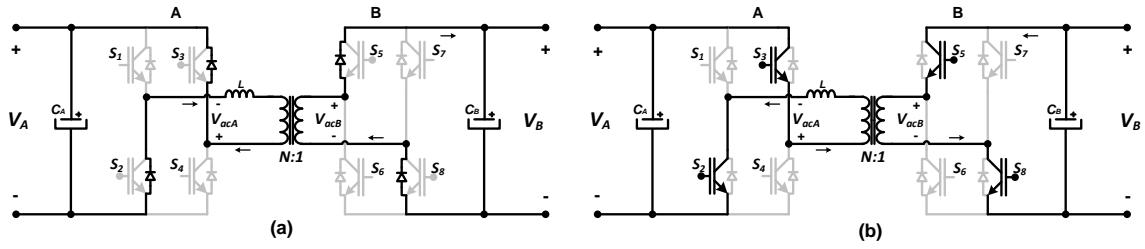


Figura 3.19: Terceira etapa de operação: início (a) e final (b) da etapa.

em condução das chaves S_6 e S_7 do lado B . Devido ao sentido da corrente no primário, a condução no secundário é feita pelos diodos D_6 e D_7 . A circulação de corrente na quarta etapa é mostrada na Figura 3.20. A tensão sobre o indutor nessa etapa é dado por $V_L = -V_A + N.V_B$. A partir dessa análise é possível definir as equações da corrente que flui pelo indutor (L) em todas as etapas de operação do DAB. Essas expressões são apresentadas em (3.12) [18].

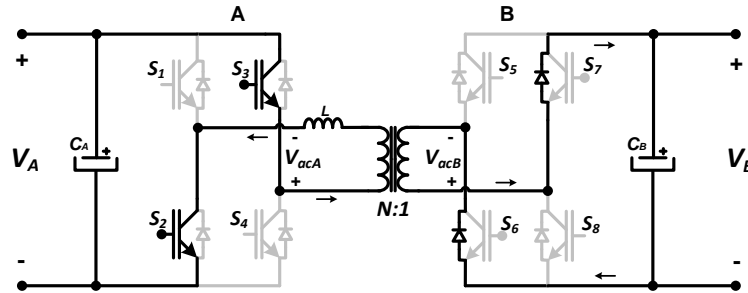


Figura 3.20: Quarta etapa de operação.

$$\begin{aligned}
 I_L(\omega t) &= -I_0 + (V_A + N.V_B) \cdot \frac{\omega t}{\omega_s \cdot L} & 0 \leq \omega t < \phi \\
 I_L(\omega t) &= I_0 + (V_A - N.V_B) \cdot \frac{\omega t - \phi}{\omega_s \cdot L} & \phi \leq \omega t < \pi \\
 I_L(\omega t) &= I_0 - (V_A + N.V_B) \cdot \frac{\omega t - \pi}{\omega_s \cdot L} & \pi \leq \omega t < \pi + \phi \\
 I_L(\omega t) &= -I_0 + (-V_A + N.V_B) \cdot \frac{\omega t - \pi - \phi}{\omega_s \cdot L} & \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Onde I_0 é a corrente do indutor no início da etapa e ω_s ($2\pi f_s$) é a frequência angular

de comutação. As correntes de entrada (I_A) e de saída (I_B) do conversor são definidas pelas equações (3.13) e (3.14), respectivamente.

$$I_A(\omega t) = \begin{cases} I_L(\omega t), & \text{se } 0 \leq \omega t < \pi \\ -I_L(\omega t), & \text{se } \pi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (3.13)$$

$$I_B(\omega t) = \begin{cases} -I_L(\omega t) \cdot N, & \text{se } 0 \leq \omega t < \phi \text{ ou } \pi \leq \omega t < \pi + \phi \\ I_L(\omega t) \cdot N, & \text{se } \phi \leq \omega t < \pi \text{ ou } \pi + \phi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (3.14)$$

A Figura 3.21 apresenta as formas de onda das tensões nos terminais do transformador, a corrente no indutor auxiliar e as correntes de entrada e saída do conversor para o fluxo de potência do lado B para A .

A expressão da transmissão de potência entre o primário e secundário pode ser deduzida fazendo a média da corrente de entrada ou de saída ($P = V_A \cdot I_{Amed}$). A equação do fluxo de potência do conversor DAB operando na modulação *phase-shift* é dada por (3.15) e é uma função da defasagem ϕ [18, 68, 1].

$$P(\phi) = \frac{N \cdot V_A \cdot V_B \cdot \phi}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L} \cdot \frac{(\pi - |\phi|)}{\pi} \quad \forall \quad -\pi < \phi < \pi \quad (3.15)$$

Onde $P > 0$ denota fluxo de potência do sentido A para B e $P < 0$ fluxo de B para A . A máxima transferência de potência ocorre quando $\frac{\partial P}{\partial \phi} = 0$, o que resulta em $\phi = \pm 90^\circ$, portanto a máxima potência será definida por (3.16).

$$|P(\phi)| = \frac{V_A \cdot V_B \cdot N}{8 \cdot f_s \cdot L} \quad (3.16)$$

O deslocamento de fase em função da potência requerida pelo conversor pode ser calculado a partir de (3.15) resultando na equação (3.17) [68]. A Figura 3.22 mostra a potência do DAB em função de ϕ . As equações do DAB descritas nessa seção estão demonstradas com maior detalhe em [18, 68], e para deixar este texto mais direto e objetivo optou-se por não apresentar as deduções detalhadas desse equacionamento.

$$\phi = \frac{\pi}{2} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8 \cdot f_s \cdot L \cdot |P|}{N \cdot V_A \cdot V_B}} \right] \quad (3.17)$$

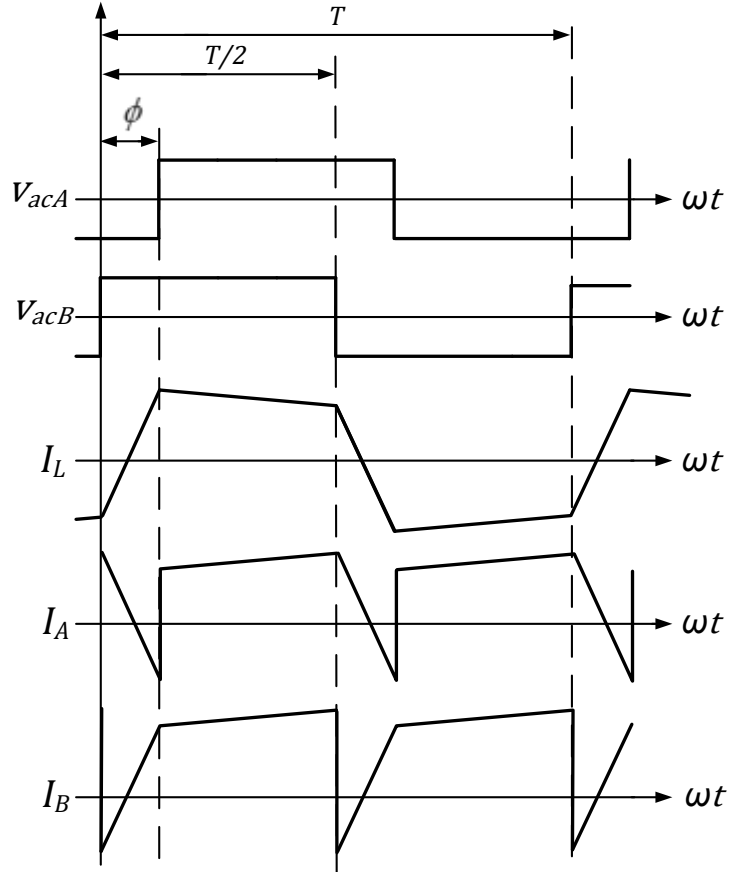


Figura 3.21: Tensões V_{ca_A} e V_{ca_B} , corrente I_L e correntes de entrada (I_A) e saída (I_B) do conversor – fluxo de potência de B para A .

A expressão de potência definida em (3.15) considera o conversor ideal e que $d \approx 1$, ou seja, a relação de transformação do conversor (d) e do transformador (N) são aproximadamente iguais. Para $d \neq 1$ a expressão da transmissão de potência é dada pela equação (3.18) [18]. A Figura 3.23 mostrada as curvas de potência para variações de d e para toda faixa de operação do ângulo de defasagem. Observa-se que a máxima potência é obtida em $\pm 90^\circ$ para todos os valores de d . Para $d > 1$ será necessário um ângulo menor que o projetado para atingir a potência nominal. Assim como, para operação do conversor com $d < 1$ será necessário um ângulo maior que o nominal para atingir a mesma potência.

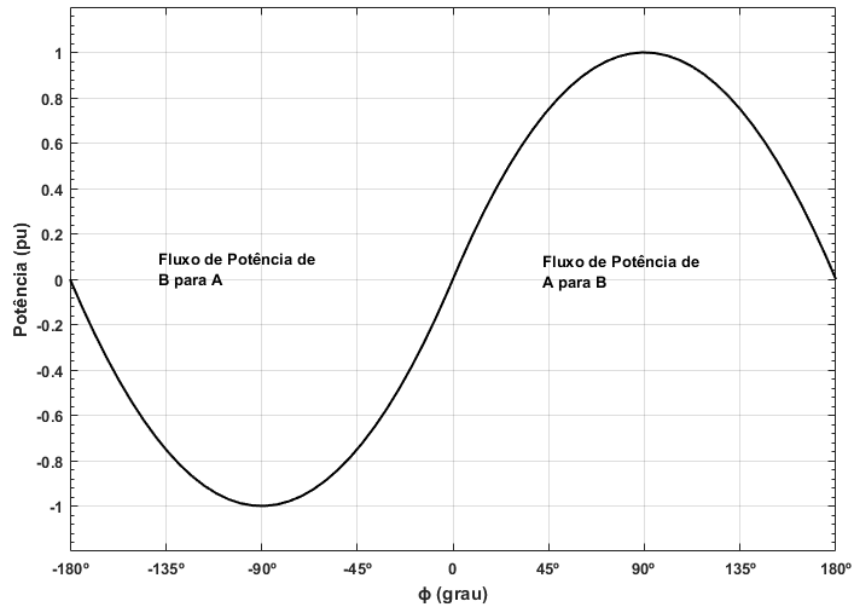


Figura 3.22: Potência transferida em função de ϕ .

$$P(\phi) = \frac{V_A^2 \cdot d \cdot \phi}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L} \cdot \frac{(\pi - |\phi|)}{\pi} \quad (3.18)$$

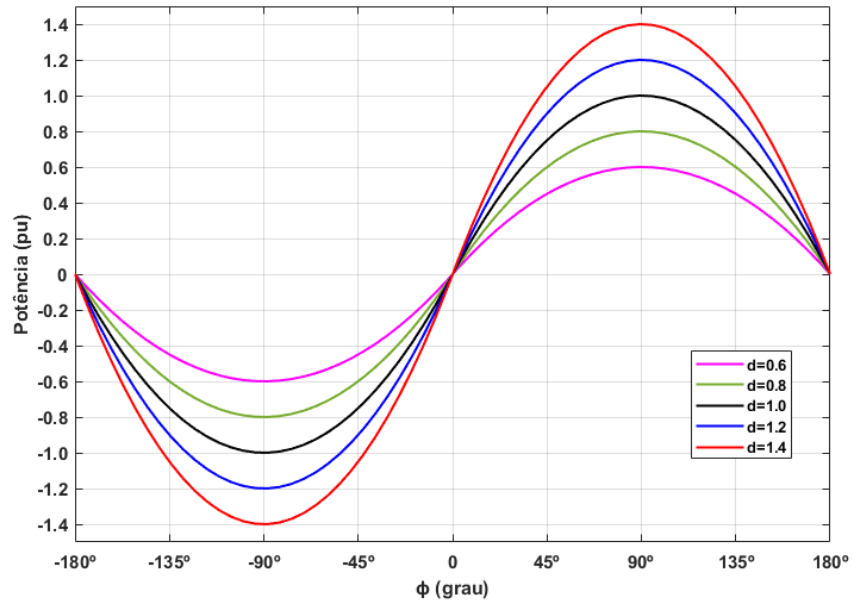


Figura 3.23: Curvas de transferência de potência considerando variações em d .

Para o caso de $d = 1$, a comutação não dissipativa ocorrerá em toda a faixa de

deslocamento de $\phi \in [-\pi, \pi]$. Para situações onde se tem $d \neq 1$ e com baixa transferência de potência, conseqüentemente valores pequenos de ϕ , o conversor poderá operar em região de comutação dissipativa. Essa situação ocorre quando $I_L\left(\frac{T}{2}\right) < 0$ sendo $d > 1$ ou $I_L(\phi) < 0$ sendo $d < 1$. Quando $I_L\left(\frac{T}{2}\right) < 0$ as chaves S_1 e S_4 estarão ligadas e, com isso, a corrente do indutor circulará pelos seus diodos anti-paralelos. Ao ocorrer a comutação (S_2 e S_3 são ligadas e S_1 e S_4 desligadas) toda a corrente do indutor mais a corrente de recuperação reversa dos diodos de S_1 e S_4 passarão a ser conduzidas pelas chaves S_2 e S_3 . Nesse cenário, a comutação das chaves ocorre com valor elevado de corrente e tensão, provocando grandes perdas de chaveamento.

Para a condição $d \neq 1$, os limites de deslocamento entre as tensões, a fim de manter a comutação não dissipativa, são definidos pelas expressões de (3.19) [18].

$$\begin{aligned} \phi &> \pi \cdot \left(\frac{N \cdot V_B - V_A}{2 \cdot N \cdot V_B} \right) && \text{se } d \geq 1 \\ \phi &> \pi \cdot \left(\frac{V_A - N \cdot V_B}{2 \cdot V_A} \right) && \text{se } d \leq 1 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Portanto, para o projeto do DAB deve-se especificar o transformador de tal forma que sua relação de transformação em condições nominais de operação seja de $N \cdot \frac{V_B}{V_A} = 1$. Entretanto, para a situação em que essa relação é muito diferente de 1, o nível de corrente aumenta e uma das pontes do conversor pode começar a entrar em uma região de operação onde as perdas se tornam excessivas. Isso ocorre devido à comutação dissipativa das chaves. Essa condição é acompanhada de grande quantidade de potência reativa circulando em uma das pontes do conversor, principalmente se o mesmo estiver operando com baixa carga.

A potência reativa que circula pelo DAB se deve ao fato de que nem sempre a tensão do transformador está em fase com a corrente [74]. A Figura 3.24 apresenta o instante onde a fase da corrente I_L é diferente da fase da tensão nos terminais do transformador. A potência reativa (Q) que circula pelo conversor é descrita conforme apresentado em [74], e transcrita pela equação (3.20).

$$Q = \frac{[(1 - 2\phi) \cdot N \cdot V_B - V_A]^2}{16 \cdot f_s \cdot L} \cdot \frac{N}{V_A + N \cdot V_B} \quad (3.20)$$

Outro parâmetro importante para o projeto do conversor DAB é o valor da defasagem entre as tensões do transformador, valores muito elevados ocasionarão em altas correntes reativas circulando pelo conversor. Dessa forma, segundo o que já foi testado em diversos trabalhos, um bom limite máximo de ϕ é 60° [60]. Discussões mais detalhadas sobre a potência reativa circulante no conversor DAB são apresentadas em [18, 68].

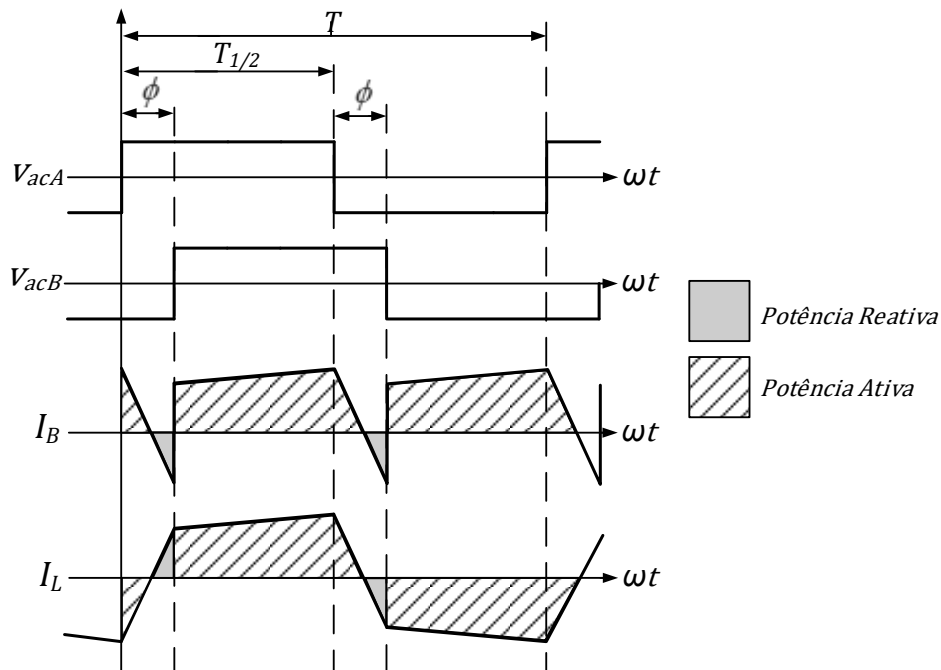


Figura 3.24: Instantes de Circulação de Potência Reativa.

3.3.2 Modulação Três Níveis

A técnica de modulação *phase-shift-plus* é uma melhoria da modulação dois níveis, que ajuda a minimizar o problema de perdas de condução e de comutação dissipativa em operação de baixa potência. O método consiste em atuar na defasagem entre as tensões e variar o ciclo de trabalho de uma delas (V_{caA} ou V_{caB}). Com isso, tem-se duas variáveis de controle. A Figura 3.25 apresenta, para essa modulação, os comandos das chaves, as

formas de onda das tensões nos terminais do transformador e da corrente no indutor. A variável d_m define o ciclo ativo da tensão, que nesse caso é diferente de 50%. A variação do ciclo de trabalho (d_m) é implementada a partir de uma defasamento diferente de 180° entre os comandos dos braços de uma das pontes, no caso da figura, no lado B . A outra ponte permanece com o ciclo de trabalho de 50% [1]. O conversor DAB permite o controle da tensão de ambas os lados, basta aplicar a modulação três níveis na ponte que se deseja controlar a tensão. Para a aplicação com o SST é necessário que este controle apenas a tensão do barramento de baixa tensão (lado B), o outro barramento (lado A) é controlado pelo primeiro estágio, retificador PWM.

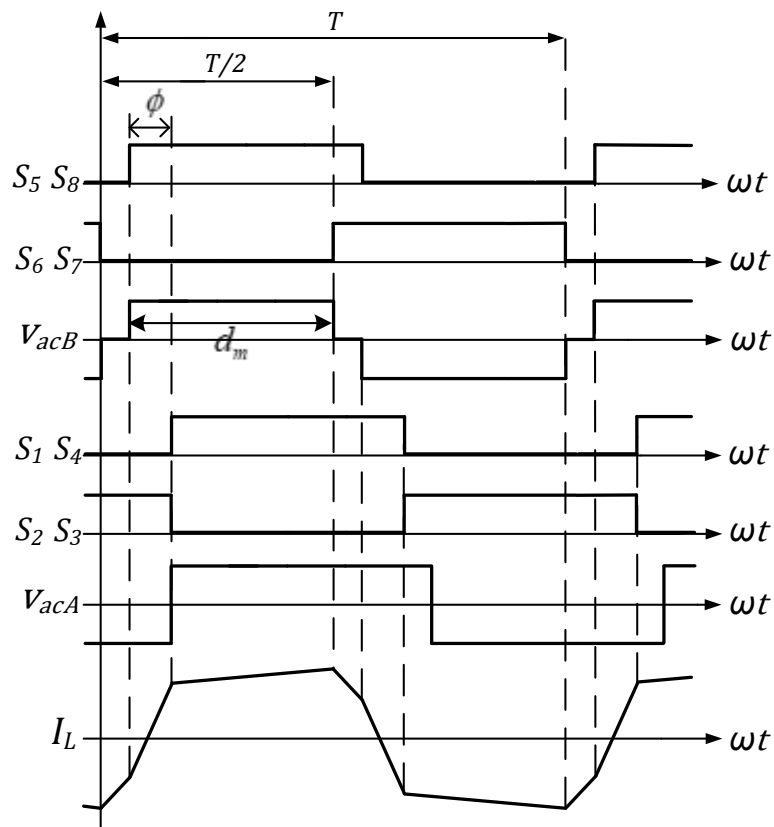


Figura 3.25: Formas de onda do DAB para modulação três níveis – fluxo de potência de A para B .

As etapas de operação do DAB com essa técnica de modulação são as etapas da mo-

dulação dois níveis acrescidas de mais duas situações de circulação de corrente diferentes. A primeira é caracterizada pela condução da chave S_2 e do diodo D_4 , que ocorre antes da Etapa 1, e a segunda é caracterizada por condução da chave S_1 e do diodo D_3 , antes da Etapa 3. Essas duas situações são ilustradas pelos circuitos da Figura 3.26. A equação da potência transferida pelo DAB com essa técnica de modulação é dada por (3.21) [1].

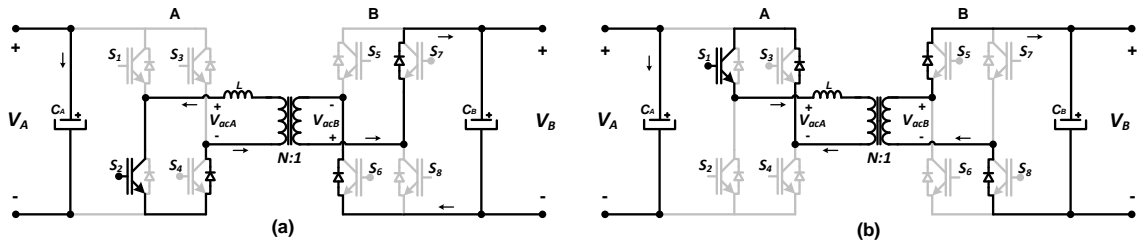


Figura 3.26: Duas combinações a mais de semicondutores que conduzem corrente no caso da modulação três níveis.

$$P(\phi) = \frac{N \cdot V_A \cdot N_B}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L} \cdot \left[(\pi - |\phi|) - \left(\frac{|\phi| - 2 \cdot d_m}{2} \right) + \frac{\pi - 4 \cdot d_m^2}{8} \right] \quad (3.21)$$

3.3.3 Modelagem e Controle do DAB

Diversos trabalhos apresentam diferentes propostas de modelagem e controle para esse conversor. O método do modelo médio é bem conhecido na literatura e será utilizado para a definição da modelagem de pequenos sinais do conversor DAB [18]. Os ganhos estáticos de corrente e tensão do lado B são dados pelas equações (3.22) e (3.23), respectivamente. Onde X_L é a reatância do indutor e R_B a resistência equivalente da saída do conversor DAB. Para análise é necessária a linearização desses ganhos.

$$I_B(\phi) = \frac{N \cdot V_A}{X_L} \cdot d \cdot \phi \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (3.22)$$

$$V_B(\phi) = \frac{N \cdot V_A \cdot R_B}{X_L} \cdot d \cdot \phi \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \quad (3.23)$$

Os sinais envolvidos no modelo médio equivalente devem ser perturbados e linearizados em torno do ponto de operação. O valor médio da variável de interesse é a soma do seu

valor em regime permanente com uma perturbação $\langle i_B(t) \rangle_T = I_B + \hat{i}_B(t)$. Considerando a corrente de saída como função do ângulo de defasagem e da tensão de entrada $\langle i_B(t) \rangle_T = I_B + \hat{i}_B(t) = i_B(\phi(t), v_A(t))$, e fazendo a Série de Taylor em torno do ponto de operação, conforme apresentado em [18], tem-se que o termo de pequenos sinais, que representa a perturbação de corrente \hat{i}_B é dado pela equação (3.24). Manipulando as equações, é possível obter as funções de transferência que relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada e com o ângulo de defasagem, que estão apresentadas nas equações (3.25) e (3.26) [18, 51]. O circuito equivalente do modelo médio da saída do conversor DAB é mostrado na Figura 3.27.

$$\hat{i}_B(t) = \hat{v}_A(t) \cdot g_{i_B v_A} + \hat{\phi}(t) \cdot g_{i_B \phi} \quad (3.24)$$

Sendo,

$$g_{i_B v_A} = \frac{N \cdot \phi}{X_L} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \quad \text{e} \quad g_{i_B \phi} = \frac{N \cdot V_A}{X_L} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \phi}{\pi}\right)$$

$$\frac{V_B(s)}{V_A(s)} = \frac{N \cdot \phi}{X_L} \cdot \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) \cdot \frac{R_B}{(s \cdot R_B \cdot C_B + 1)} \quad (3.25)$$

$$\frac{V_B(s)}{\phi(s)} = \frac{N \cdot V_A}{X_L} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \phi}{\pi}\right) \cdot \frac{R_B}{(s \cdot R_B \cdot C_B + 1)} \quad (3.26)$$

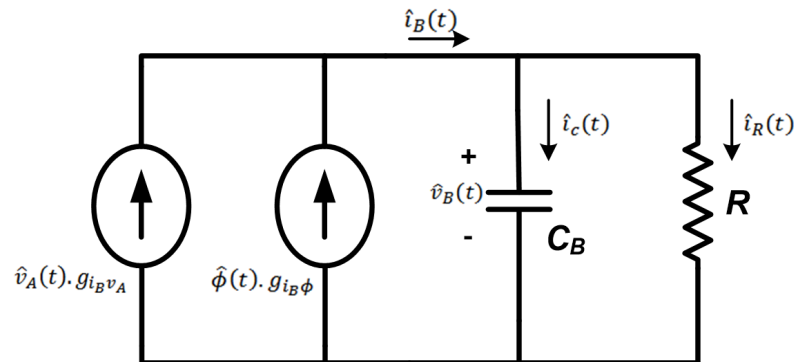


Figura 3.27: Circuito equivalente do modelo médio do conversor DAB.

O conversor DAB é o responsável por garantir a regulação da tensão de saída (V_B). A sua tensão de entrada (V_A) é controlada pelo conversor do primeiro estágio (Retificador PWM), que para o projeto do DAB é considerada constante. A malha de controle atua no defasamento angular (ϕ) entre as tensões do primário e do secundário para garantir a regulação do barramento de saída e permitir a variação no sentido do fluxo de potência. As chaves das pontes são comandadas com um defasamento a fim de garantir a tensão V_B no valor desejado, conforme mostrado na Figura 3.28. Essa mesma variável de controle é a responsável por garantir o fluxo de potência. Para $\phi > 0$ o fluxo de potência é do sentido A para B , e $\phi < 0$ o fluxo de potência é do sentido B para A .

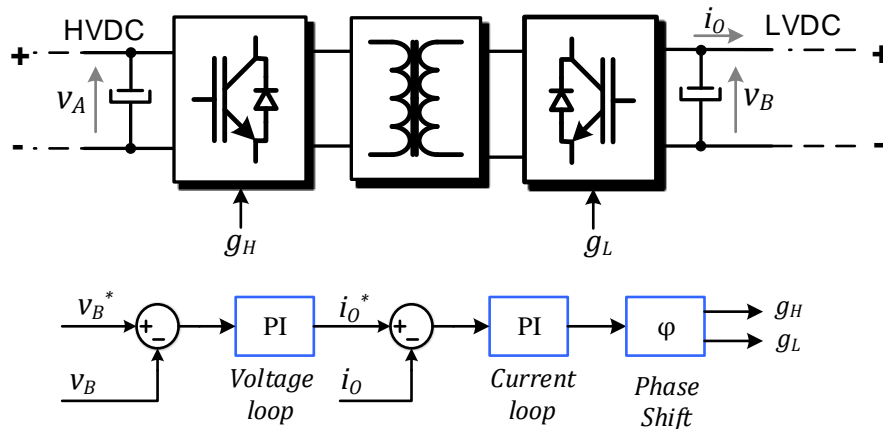


Figura 3.28: Sistema de controle do conversor DAB.

Para gerar a modulação três níveis, o sistema de controle provoca um defasamento, diferente de 180° , entre os braços da ponte do lado de baixa tensão (V_B). Com isso, a tensão no secundário do transformador terá 3 níveis, ou seja, um ciclo ativo diferente de 50%. Esse controle tem o objetivo de compensar a diferença entre a relação de transformação do conversor e do transformador ($d = 1$). Portanto, é necessário a leitura das tensões V_A e V_B , para que a malha de controle compense essa diferença. Isso é feito chaveando os transistores S_5 e S_7 ao mesmo tempo, bem como os S_6 e S_8 , criando, assim, a tensão zero nos terminais do secundário do transformador.

3.3.4 Dimensionamento dos componentes do conversor

O projeto do conversor DAB é relativamente simples, já que é composto por poucos componentes: capacitores de entrada e saída, indutor auxiliar e transformador. Além disso, é necessário o dimensionamento das chaves semicondutoras, que depende basicamente dos níveis de tensão e potência do conversor. Para a relação de transformação do DAB (d) é desejável que esta seja igual a 1, pois essa condição garante comutação em tensão nula (ZVS) em toda a faixa de operação, além de ter uma menor circulação de energia reativa pelo circuito. Portanto, esse valor é adotado para o projeto do conversor. Sendo assim, a relação do número de espiras do transformador é dada por (3.27):

$$N = \frac{V_B}{V_A \cdot d} = \frac{V_B}{V_A} \quad (3.27)$$

Para o dimensionamento dos elementos magnéticos do conversor utiliza-se o equacionamento apresentado em [75]. O fator que define as dimensões do núcleo do transformador ($A_e A_w$) é expresso pela equação (3.28). Em que A_e é a área transversal do núcleo e A_w a área de sua janela

$$A_e A_w = \frac{V_A \cdot I_{P_{rms}}}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B \cdot f_s} \quad (3.28)$$

Sendo,

- K_p Fator de utilização do enrolamento do primário;
- K_w Fator de utilização da janela;
- J Densidade de corrente dos fios;
- ΔB Variação da densidade de fluxo magnético;
- $I_{P_{rms}}$ Corrente eficaz do indutor (L).

Após a definição do núcleo do transformador, o número de espiras do primário (N_{pri}) é calculado pela equação (3.29). Com isso, o número de espiras do secundário (N_{sec}) é dado por: $N_{sec} = N_{pri} \cdot N$.

$$N_{pri} = \frac{V_A}{A_e \cdot \Delta B \cdot \frac{4}{3} f_s} \quad (3.29)$$

O indutor auxiliar do DAB (L) está diretamente ligado à transferência de potência. Dependendo do valor da potência a ser transferida a própria indutância de dispersão do transformador é suficiente para permitir o fluxo de potência. Para potências maiores é necessário um indutor externo. Esse indutor pode ser dimensionado a partir da expressão de potência do DAB. Como a proposta desse trabalho prevê a utilização de estruturas modulares, o valor do indutor de cada módulo é dimensionado conforme descrito em (3.30). Onde n representa a quantidade de módulos que são utilizados para implementar o conversor.

$$L = \frac{V_A^2 \cdot d \cdot \phi}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot P \cdot n} \cdot \frac{(\pi - |\phi|)}{\pi} \quad (3.30)$$

Ambos os capacitores dos barramentos podem ser calculados utilizando a equação (3.31) [1], onde ΔV é a variação percentual da sua tensão. Esta expressão considera somente a ondulação em alta frequência provocada pelo chaveamento. Entretanto, como o DAB está operando como estágio intermediário de uma estrutura conectada à rede (SST), é importante considerar a ondulação de baixa frequência, conforme é apresentado em [18].

$$C = \frac{P}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot V^2 \cdot \Delta V} \quad (3.31)$$

Para avaliar a metodologia de projeto do DAB é realizado o projeto de um conversor de 1 kW com tensões dos barramentos de entrada e saída de 800 V e 380 V, respectivamente. Esses resultados estão apresentados na seção A.1 do Apêndice A, em que se tem as simulações realizadas para os dois tipos de modulações analisadas nesta seção. Os resultados avaliam a capacidade do DAB de regular a tensão do barramento de saída (380V) e a transferência bidirecional do fluxo de potência.

3.4 Conversor C.C.-C.A. - VSI

O terceiro estágio do SST é composto pelo conversor *c.c.-c.a.* (*Voltage Source Inverter* - VSI), que é o estágio responsável por converter a tensão do barramento *c.c.* (saída do IBDC) em tensão alternada. A topologia adotada é o conversor em meia ponte, que para gerar o conjunto de tensão trifásica utiliza três braços, os quais geram as três tensões defasadas de 120° , a partir da modulação por largura de pulsos senoidal (SPWM). Tem-se na saída do inversor uma tensão modulada, o que exige a utilização de um filtro *LC* para eliminar os sinais de alta frequência gerados pela comutação das chaves. O indutor do filtro também permite o controle da corrente injetada. A Figura 3.29 apresenta o circuito do inversor trifásico. As tensões fase-fase geradas por este são limitadas pela tensão do barramento *c.c.* de saída do DAB (V_B), conforme equação (3.32). Portanto, para sintetizar uma tensão alternada de 220 V, a tensão mínima do barramento deve ser de 359 V. A conexão do ponto central do barramento ao neutro da carga permite a circulação de corrente de sequência zero, nas situações de cargas desequilibradas ou em cargas não lineares.

$$V_{ff_{pico}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_B \quad (3.32)$$

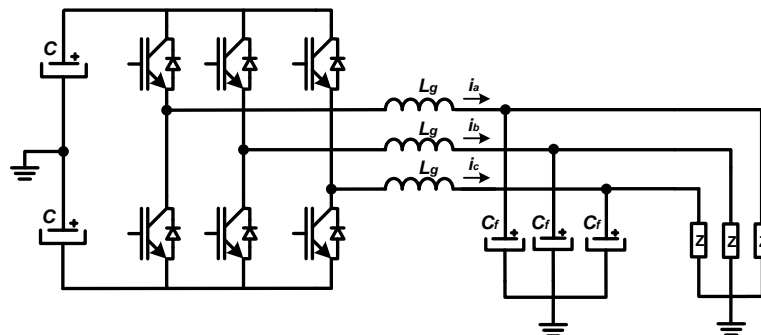


Figura 3.29: Topologia do Inversor Trifásico.

O projeto desse conversor é similar ao do retificador PWM. Esse estágio alimenta cargas conectadas em sua saída, portanto, não é de grande importância que ele seja

bidirecional. O projeto do controle da tensão do filtro LC é fundamental para evitar problemas indesejados no sistema em malha aberta, como sobretensão no capacitor do barramento $c.c.$ e/ou nos terminais da carga. Para análise do controle de tensão do filtro de saída é considerado o circuito de uma fase do inversor com barramento em tensão (VSI), conforme apresentado na Figura 3.30.

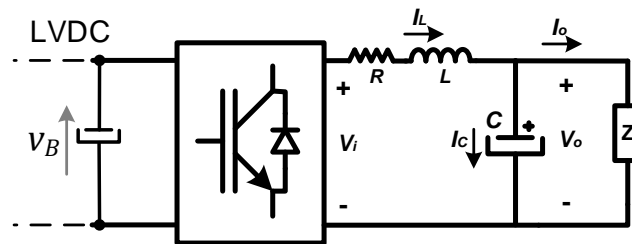


Figura 3.30: Circuito de uma fase do VSI.

O controle da tensão é realizado em função das grandezas elétricas do filtro (I_L e V_o). O filtro LC possui diagrama de blocos apresentado na Figura 3.31 em que relaciona a tensão aplicada pelo inversor (V_i) com a tensão de saída do filtro (V_o). Pelo diagrama de blocos é possível observar a semelhança ao de um motor $c.c.$, o que leva a concluir que as mesmas técnicas usadas para o controle de velocidade do motor podem ser usadas para o controle da tensão do filtro LC [65].

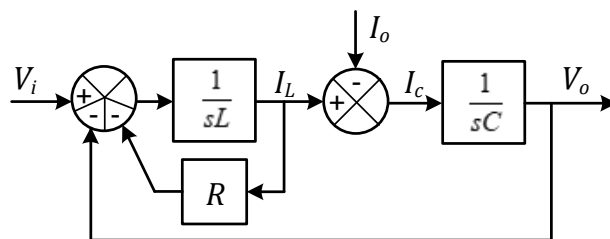


Figura 3.31: Diagrama de blocos do filtro LC .

Para implementação da malha de controle é feita a medição da tensão (V_o) e corrente (I_L). Ao aplicar integralmente as técnicas usadas no controle clássico de motor, observa-se uma subutilização do potencial dos controladores. Uma forma de melhor aproveitá-los é utilização dos valores medidos para a compensação das realimentações internas. Essa

compensação é realizada com a introdução de termos com a mesma magnitude e em oposição ao sinal, que ajuda obter um sistema com melhor resposta dinâmica. A Figura 3.32 apresenta a proposta da malha de controle da tensão de saída do inversor, onde são apresentadas as compensações das realimentações internas [66].

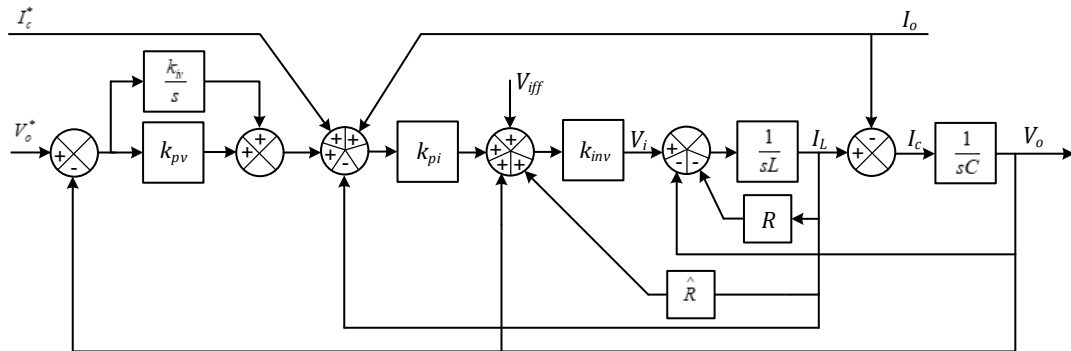


Figura 3.32: Diagrama de blocos do controle de tensão de saída do inversor.

A partir das grandezas medidas são calculadas as compensações a serem somadas ao comando do inversor. A corrente do indutor é multiplicada por um ganho (\hat{R}), que é um valor estimado para a resistência série do indutor. Esse comando é usado para compensar a queda de tensão no indutor. Se a frequência de comutação das chaves do conversor for elevada, a sua dinâmica pode ser desprezada em relação às demais dinâmicas da malha de controle. Além disso, é possível medir a tensão do barramento *c.c.* (V_B) e realizar a sua compensação, o que leva o ganho do inversor a um valor próximo de um ($K_{inv} = 1$).

Na malha de controle é inserido o comando direto de tensão (V_{iff}), que permite melhorar o desempenho dinâmico do sistema. A inclusão desse comando faz com que o controlado *PI* trabalhe corrigindo apenas pequenos desvios, eliminando os esforços para corrigir os erros de regime permanente. A presença do comando explícito para a corrente do capacitor (I_c^*) faz com que a faixa de passagem, em malha fechada, seja definida apenas pela frequência de corte da malha de controle de corrente. Comandos também são inseridos a fim de compensar a queda de tensão no capacitor e da corrente na carga. Do ponto de vista de controle da tensão V_o a corrente da carga é vista como uma perturbação. Portanto, a realimentação dessa corrente permite uma melhor resposta do sistema,

já que o comando da tensão do inversor percebe a perturbação antes que ela provoque variações em V_o . Uma última observação em relação à malha de controle é a adição do ganho proporcional (K_{pi}) nesta malha. Esse ganho é aplicado ao erro de corrente e gera um comando de tensão do inversor. Portanto, seu efeito é o mesmo de uma resistência de amortecimento inserida no filtro.

Os ajustes dos ganhos K_p e K_i são realizados pelo método de alocação de polos. A escolha desses ganhos deve ser realizada de forma a satisfazer os requisitos de tempo de resposta e rejeição a perturbações. A estratégia adotada para avaliar a característica de respostas da malha de controle, frente a esses requisitos, é a característica de rigidez dinâmica, que expressa a relação entre uma perturbação e uma saída do sistema de controle [65, 66]. A rigidez dinâmica do inversor é definida como a magnitude da corrente da carga (I_o) necessária para produzir uma unidade de variação na tensão de saída (V_o): $|I_o(s)/V_o(s)|$. Essa grandeza representa o inverso da impedância de saída [65].

Portanto, a performance da malha de controle deve ser avaliada por sua característica de rigidez dinâmica, e não somente pela sua característica de resposta em frequência. No caso do inversor, a variável de saída é a tensão do capacitor e a perturbação é a corrente na carga. Dessa forma, é possível determinar a sua rigidez dinâmica a partir do diagrama da Figura 3.32 que é expressa pela equação (3.33).

$$\frac{I_o(s)}{V_o(s)} = \frac{s^3.LC + s^2.C.k_{pi} + s.k_{pv}.k_{pi} + k_{iv}.k_{pi}}{s^2.L} \quad (3.33)$$

O esboço da rigidez dinâmica da equação (3.33) é apresentada na Figura 3.33. Na figura são representadas as assíntotas que definem a curva. A assíntota de baixa frequência é definida pelo ganho $k_{iv}.k_{pi}$. As outras duas com frequência intermediária são definidas pelos ganhos k_{pi} e $k_{pv}.k_{pi}$. A assíntota de alta frequência é definida pela capacitância do filtro, isso define um limite físico na rejeição a perturbação para frequências muito altas. Ao se projetar esses ganhos é importante que se tenha uma característica de rigidez dinâmica mais alta possível, o que garante uma melhor imunidade a perturbações [66].

Para o controle do filtro trifásico, uma abordagem simples é trata-lo como três filtros

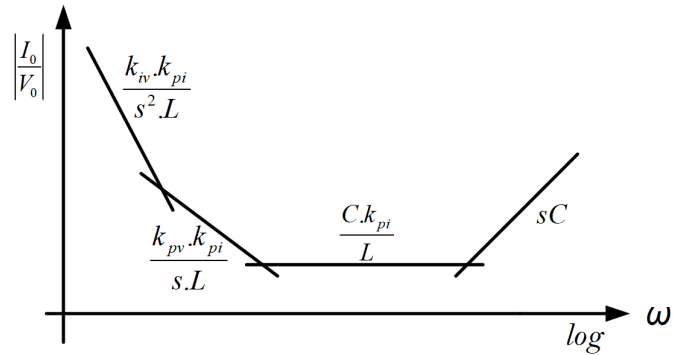


Figura 3.33: Assíntotas da curva de rigidez dinâmica do inversor.

monofásicos independentes. Porém, algumas adaptações desta abordagem são aconselháveis para eliminar erros em regime permanente. Uma solução interessante é através da transformação das grandezas tensão e corrente no domínio das fases para o domínio do sistema de coordenadas de eixos girantes ($abc-dq0$). Assim, as grandezas são representadas por valores contínuos, que permite aos controladores a operação com erros nulos em regime permanente. Portanto, essa adaptação é realizada para se projetar o controle da tensão de saída do filtro trifásico. A implementação da malha de controle segue integralmente a metodologia descrita em [66].

Para o projeto dos componentes do filtro LC trifásico, os seguintes critérios devem ser mantidos em mente: frequência de chaveamento do conversor; máxima frequência a ser sintetizada e corrente máxima que flui pelo capacitor. A frequência de corte (f_c) de filtro deve ser escolhida de modo a garantir uma faixa de passagem adequada e permitir uma atenuação significativa de tensões na frequência de chaveamento. A frequência de corte do filtro LC , de 2ª ordem, é dada pela equação (3.34). O inversor VSI tem objetivo de gerar tensão para alimentação de carga em tensão alternada e com frequência igual à da rede convencional (60 Hz). A frequência de chaveamento ideal de operação é acima de 10 kHz . Portanto, um valor adequado de frequência de corte do filtro é de 1 kHz , pois a frequência de corte do filtro deve ser alocada, no mínimo, a uma década da frequência de chaveamento. Baseado na equação (3.34), o valor de f_c pode ser alcançado através de infinitas combinações de capacitores e indutores. Sendo assim, a escolha dos valores de L e C deve ser baseada nas características de rejeição a perturbações impostas por cada

combinação [66].

$$f_c = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{LC}} \approx 1kHz \quad (3.34)$$

Para especificação do filtro LC , um outro parâmetro que deve ser levado em consideração é a parcela da corrente do conversor que flui pelo capacitor. O seu valor desejável é o menor possível, uma vez que ela representa a quantidade de energia do conversor que é drenada pelo capacitor e que não é transferida à carga. Porém, um filtro com um valor baixo de capacitância representa uma fraca característica de rejeição a perturbações. Logo, a especificação do capacitor deve ser realizada assumindo um compromisso satisfatório entre a corrente do filtro e rejeição a perturbações.

Os valores dos componentes do filtro têm influência direta na dinâmica da malha de controle. Dessa maneira, é importante que a rigidez dinâmica do filtro sem a presença da malha de controle seja obtida e analisada. Para isso, ela é obtida a partir do diagrama de blocos da Figura 3.31 e definida a partir da equação (3.35).

$$\frac{I_o(s)}{V_o(s)} = \frac{s^2.L.C + s.R.C + 1}{s.L + R} \quad (3.35)$$

O projeto dos componentes do filtro está atrelado ao projeto dos ganhos do controlador. Inicialmente, as faixas de passagem das malhas de controle devem ser definidas. A malha de controle de corrente é a malha que possui dinâmica mais rápida, e, portanto, com maior faixa de passagem. Considerando como exemplo uma frequência de chaveamento de $10 kHz$, é necessário o posicionamento do polo da malha de controle de corrente em uma frequência tão inferior a essa, que consiga fazer com que o conversor imponha essa dinâmica ao sistema. Em vista disso, um critério de ordem prática, sugere uma frequência 5 vezes menor do que a frequência de chaveamento [66], ou seja, para $f_s = 10 kHz$, a frequência do polo da malha de corrente seria de aproximadamente $f_{c_{pi}} \approx 2 kHz$. Adotando esse mesmo critério para a malha de tensão, o polo que desempenha a dinâmica mais rápida (ganho proporcional de tensão) deve ter frequência de 5 vezes menor que a frequência de corte da malha de corrente ($f_{c_{pv}} \approx 400 Hz$). Da mesma forma, o polo da malha de tensão

que possui a dinâmica mais lenta (ganho integral de tensão), pode ser definido, no caso desse exemplo, como sendo $f_{c_{iv}} \approx 80 \text{ Hz}$.

No Apêndice A (seção A.3) também é realizado o projeto de um inversor para avaliar a metodologia descrita e o comportamento do conversor. Para isso, é especificado um inversor de 5 kVA e os resultados avaliam a forma de onda sintetizada por ele e a robustez da malha de controle frente a perturbações do sistema.

3.5 Topologia em Cascata dos Conversores

A partir da definição das topologias dos conversores de cada um dos três estágios, bem como a metodologia para o projeto da parte de potência e das estratégias de controle, os três conversores são conectados em cascata para compor o SST. A Figura 3.34 apresenta os detalhes dos conversores usados nos três estágios da topologia adotada, em que se tem todos eles conectados em cascata. A figura apresenta os detalhes dos barramentos *c.c.* (HVDC e LVDC) que servem de interface para conexão entre os conversores. Para avaliar a conexão dos conversores e a robustez da topologia, é realizada a simulação de um sistema composto por uma carga RL e uma fonte de geração distribuída. O sistema é conectado a uma rede de distribuição hipotética de 440 V por meio do transformador eletrônico. Para isso, uma carga com fp de $0,8$ é conectada ao secundário do SST (LVAC), em tensão de 220 V , e um microgerador fotovoltaico (PV) é conectada no barramento LVDC de 380 V . A Figura 3.35 apresenta o diagrama do sistema simulado. Na análise é considerado um SST de 1 kVA com a tensão do barramento HVDC igual a 800 V e o de LVDC de 380 V , ou seja, a relação de transformação do transformador próximo de dois.

Para essa análise simula-se situações com três horizontes de fluxo de potência. Em um primeiro momento (**Caso 1**), toda a energia gerada pelo sistema fotovoltaico é consumida pela carga, e o restante da energia necessária para alimentá-la é fornecida pela rede da concessionária local. Em seguida (**Caso 2**), há um aumento da carga e a geração PV se mantém a mesma, com isso observa-se um aumento do fluxo de potência fluindo da rede para a carga. Em outro instante (**Caso 3**), há um aumento substancial na geração de

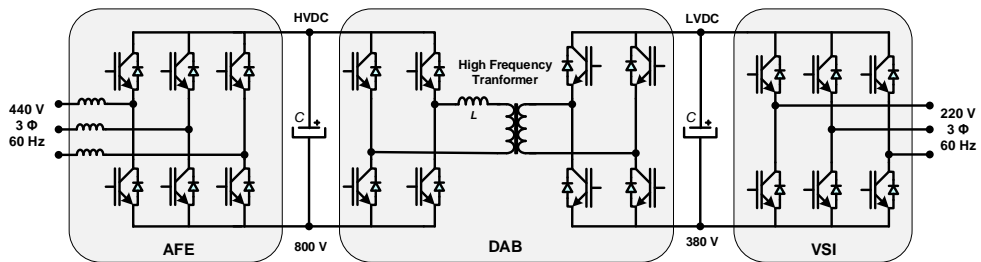


Figura 3.34: Conversores em cascata da topologia de três estágios.

energia solar, superior à demanda da carga. Com isso, o sistema PV fornece toda a energia necessária para alimentar a carga e o excedente é injetado na rede da concessionária. No diagrama é apresentada setas indicando os sentidos do fluxo de potência para os três casos simulados.

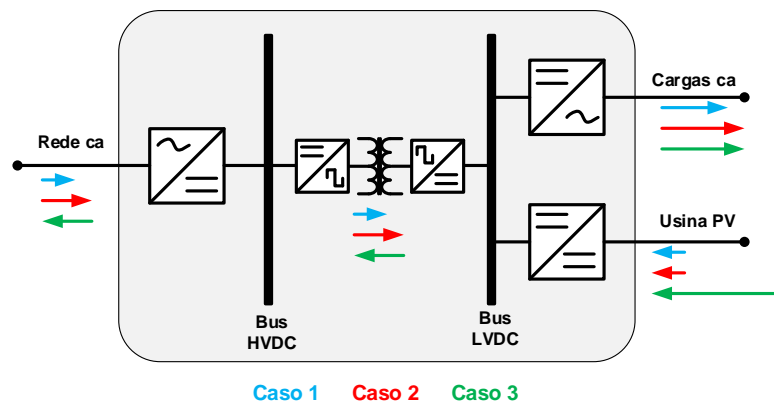


Figura 3.35: Diagrama usado para a simulação.

A Figura 3.36 registra as curvas de tensão e corrente no primário do transformador, entrada do SST. É possível observar, no Caso 1, a corrente em fase com a tensão e um fluxo de potência da barra HVDC para LVDC. No segundo caso, há um aumento dessa corrente caracterizando um acréscimo do fluxo de potência ativa entre as barras. E por fim, no terceiro caso, tem-se a corrente e a tensão defasadas de 180° , caracterizando, a inversão do fluxo de potência, com a injeção do excedente de energia na rede de distribuição. Durante toda a simulação o fator de potência da rede é unitário, mesmo com uma carga RL conectada no secundário. Para todos os casos avalia-se também o conteúdo harmônico da

corrente do primário, em que são registrados uma taxa de distorção harmônica de 2,87%, 0,72% e 1,12%, respectivamente.

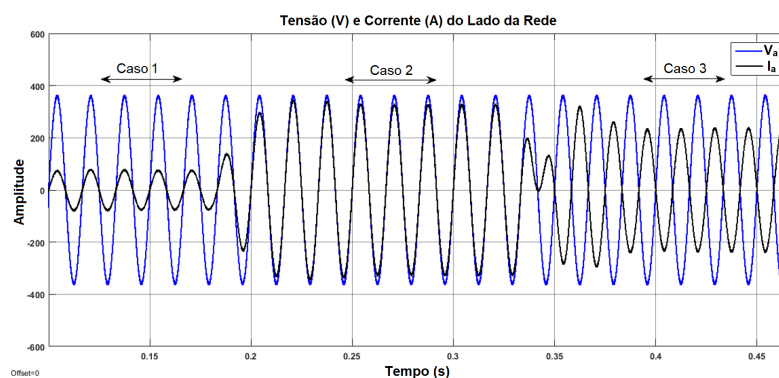


Figura 3.36: Tensão e corrente no primário do SST.

Os sinais de tensão e corrente na carga estão apresentados no gráfico da Figura 3.37. Como pode ser observado, independente da situação de fluxo de potência nos elementos do sistema, a tensão da carga se mantém regulada e sem qualquer perturbação significativa. A distorção harmônica total da tensão sintetizada pelo conversor do terceiro estágio (VSI) é de no máximo 0,56%.

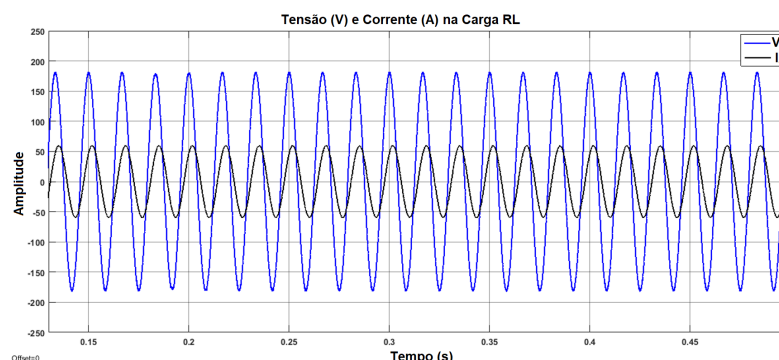


Figura 3.37: Tensão e corrente na carga RL durante os três cenários apresentados.

No gráfico da Figura 3.38 (a) é apresentada a tensão do barramento *c.c.* de entrada do DAB, em que é possível ver a regulação da tensão do barramento nas três situações de fluxo de potência. Durante as mudanças de fluxo de potência há uma perturbação na tensão dos capacitores do barramento, que rapidamente é eliminada pela malha de controle do retificador de entrada do SST. A tensão do barramento *c.c.* de saída do DAB é apresentado

na Figura 3.38 (b), em que também existe a oscilação da tensão nos momentos de transição de fluxo de potência do sistema. O controle do DAB é responsável por eliminar essa variação e regular a tensão do barramento para 380 V.

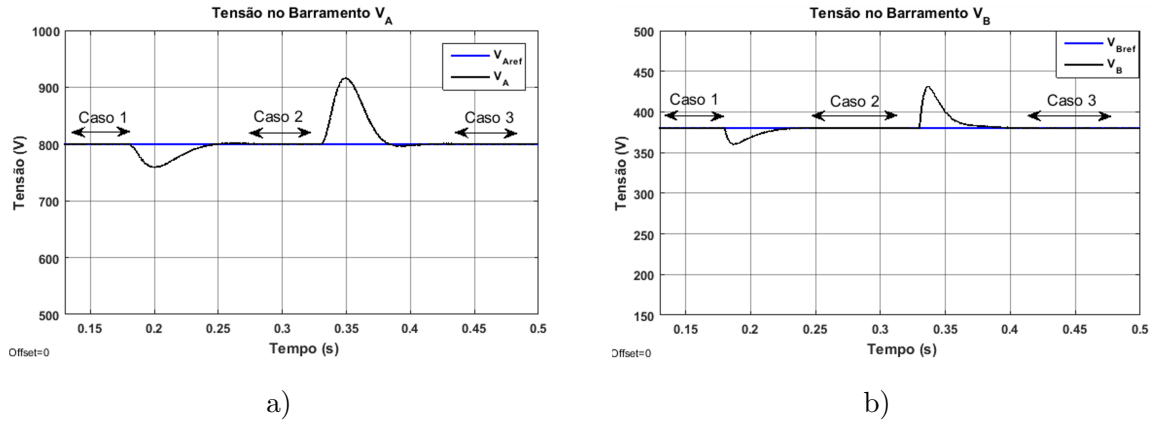


Figura 3.38: Tensão nos barramentos de entrada (a) e saída (b) do DAB.

Por fim, são apresentados os gráficos das tensões nos terminais do transformador de alta frequência (V_{ca_A} e V_{ca_B}) para os três cenários de fluxo de potência. Estas tensões são apresentadas nos gráficos da Figura 3.39, em que se pode constatar a variação da defasagem angular entre elas, que varia em função do sentido do fluxo de potência do sistema. No primeiro caso, nota-se um pequeno ângulo de defasagem, sendo que a tensão do primário está adiantada em relação ao secundário, caracterizando um fluxo do primário para o secundário. No segundo caso, há um aumento da potência transferida e consequentemente da defasagem entre as tensões. No terceiro caso, há uma inversão do sentido do fluxo de potência, comprovado pelo adiantamento da tensão do secundário em relação ao primário.

3.6 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi definida a topologia que é utilizada para o projeto do SST. A estrutura de três estágios apesar de ser mais complexa, permite agregar ao sistema elétrico funções que auxiliam na melhoria da qualidade de energia e facilitam a integração das microrredes à rede de distribuição. O primeiro estágio é composto pelo retificador PWM,

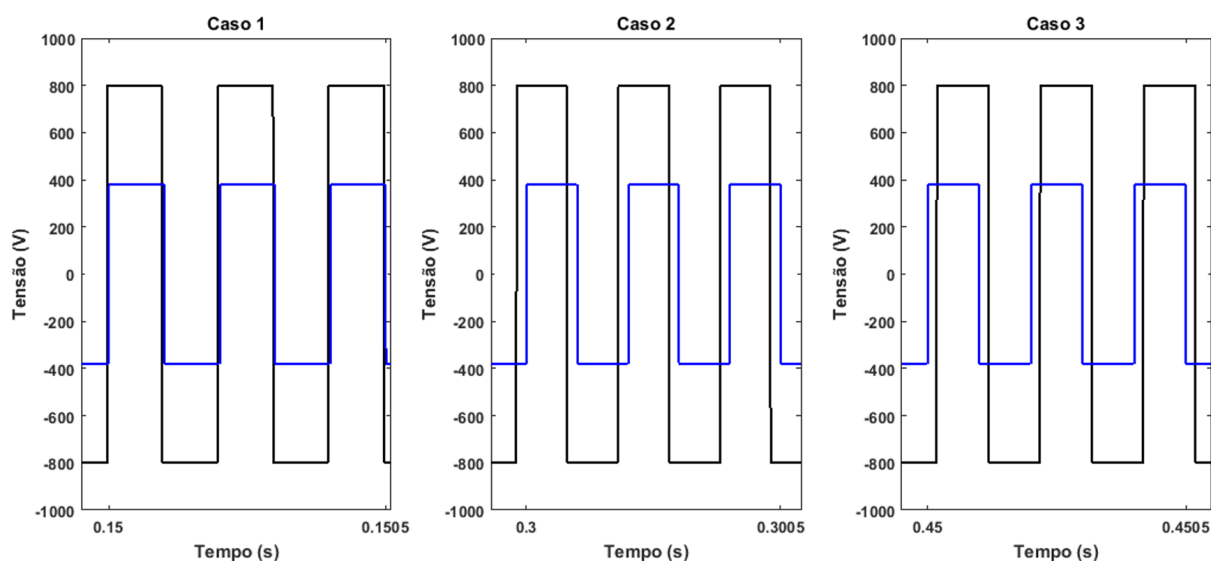


Figura 3.39: Tensões nos terminais do transformador para os três cenários (V_{ca_A} e V_{ca_B}).

que tem as funções de regular a tensão do barramento *c.c.* de média tensão (HVDC), compensação de potência reativa e mitigação de harmônicas injetados na rede. O conversor *c.c.-c.c.* interliga os barramentos HVDC e LVDC, e é considerado o principal conversor da estrutura, pois é o estágio que possui o transformador de alta frequência. O estágio de saída é composto por um inversor VSI, que deve controlar a tensão e corrente da carga, de forma a prevenir sobretensões e sobrecorrentes provenientes de perturbações do sistema. O capítulo apresenta toda a metodologia de projeto dos conversores e das respectivas malhas de controle. Por fim, são apresentados os três conversores conectados em cascata, que é a estrutura proposta neste trabalho para implementação do transformador eletrônico. Para avaliar a robustez da topologia é realizada a simulação de um sistema em que o SST é usado para alimentar uma carga e conectar um sistema de GD na rede. As simulações mostram que os conversores do SST desempenham as funções conforme especificado e projetado no capítulo.

Capítulo 4

Aplicações do SST no Sistema Elétrico de Potência

Neste capítulo são analisadas as vantagens da aplicação do SST no sistema elétrico de potência. Para isso, a dinâmica dos conversores é avaliada por meio de simulação no MATLAB/Simulink, em que avalia-se a sua robustez frente a afundamentos de tensão, capacidade de atenuação de distorções harmônica, correção do fator de potência, compensação de potência reativa e de reversão do fluxo de potência. O SST é considerado como um importante elemento para implementação das microrredes. Portanto, para essas análises são simulados estudos de casos em que se tem o SST sendo utilizado como interface para conexão deste subsistema à rede de distribuição da concessionária local. O grande desafio da aplicação do SST no sistema de distribuição são os altos níveis de tensão aos quais as chaves dos conversores são submetidas. Para lidar com esse problema, neste capítulo também é apresentada uma proposta de aplicação de estruturas de conversores modulares. A topologia modular permite que conversores que operem em alta tensão sejam projetados utilizando chaves mais comuns e fáceis de encontrar.

4.1 Integração do SST com Microrredes *C.C.*

As *microgrids* apresentam diversas vantagens, tais como: mais eficiência da integração de geração distribuída; redução das perdas no sistema de transmissão e distribuição; presença de sistema de armazenamento de energia, que pode auxiliar no fornecimento de energia em momentos de alta demanda ou interrupções temporárias; possibilidade de alimentar cargas *c.c.* diretamente do barramento de corrente contínua, dentre outras [10, 76, 77, 78, 79]. As fontes de geração de energia renováveis e os sistemas de armazenamento são os elementos básicos de uma *microgrid c.a.* e *c.c.* As microrredes *c.c.* apresentam vantagens em relação às *c.a.* uma vez que vários estágios de conversão são desnecessários, já que as baterias e várias fontes renováveis operam em corrente contínua [15, 78]. Os diagramas da Figura 4.1 (a) e (b) apresentam a arquitetura de uma *microgrid c.a.* e *c.c.*, respectivamente. Em que é possível observar a redução do número de estágios de conversão no caso das microrredes *c.c.* Em ambos os casos a sua integração com a rede da concessionária local é realizada por meio de um transformador de potência.

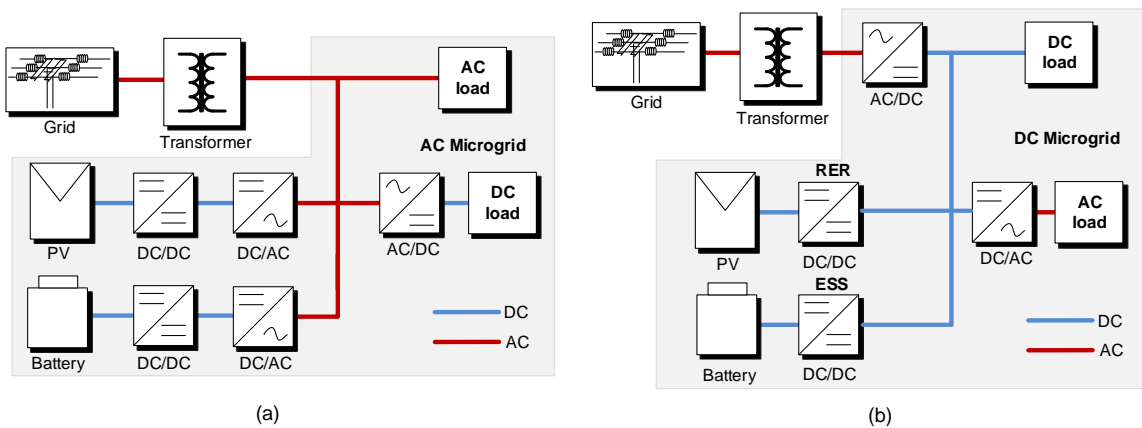


Figura 4.1: Arquitetura de uma *microgrid c.a.* (a) e uma *microgrid c.c.* (b).

Como já mencionado, no contexto das microrredes, o transformador convencional, meramente passivo, não atende às demandas deste sistema. Portanto, o transformador eletrônico se mostra como uma excelente alternativa para este contexto, bem como para a modernização do sistema elétrico e implementação dos conceitos de *smart grid* [16].

A Figura 4.2 mostra a arquitetura de uma microrrede baseada no SST, em que se tem três interfaces: primário para conexão com a rede de distribuição local; secundário para alimentação de cargas *c.a.*; e o ponto de conexão com o barramento *c.c.*, que é a interface para interligação da microrrede. A grosso modo, um SST desempenha um papel de um roteador de energia com três portas [80].

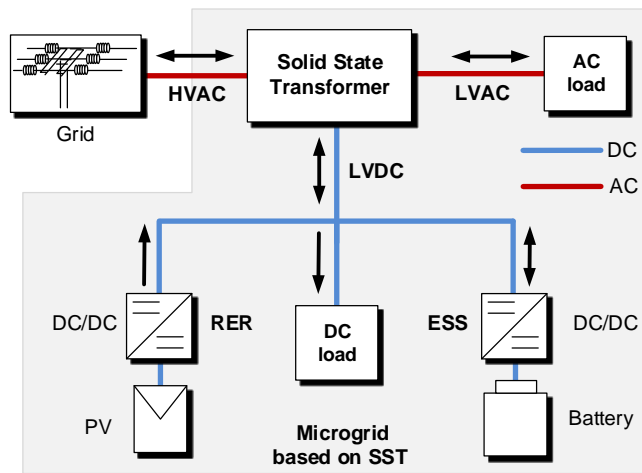


Figura 4.2: Arquitetura da *microgrid* baseada no SST.

O grande desafio do projeto do SST para ser utilizado no sistema de distribuição são os altos níveis de tensão aos quais o mesmo é exposto, que excedem os limites de bloqueio das tecnologias de chaves eletrônicas de potência comercialmente disponíveis. Principalmente as chaves do conversor de interface com a rede. Para contornar esse problema, este trabalho apresenta uma proposta de estruturas de conversores modulares. A topologia modular que é considerada neste trabalho é apresentada na Figura 4.3. Cada fase do conversor é composta por n módulos com entradas em série e saídas em paralelo (ISOP - *Input-Series-Output-Parallel*), cada um incluindo um retificador ponte H e um DAB.

A utilização de conversores modulares na implementação do SST possibilita uma produção em massa de módulos, diminuindo o custo de fabricação e facilitando a montagem e manutenção do transformador. Além disso, a modularidade acrescenta a possibilidade de circuitos com redundância, elevando a confiabilidade do sistema e permitindo a versatilidade no projeto de SST com diferentes níveis de tensão e potência [81, 82, 83, 84].

Capítulo 4 - Aplicações do SST no Sistema Elétrico de Potência

O chaveamento em alta frequência de conversores de elevada potência é um fator crítico em eletrônica de potência. Portanto, à medida que se aumenta a potência a frequência deve ser reduzida, o que vai na contramão ao princípio de operação do SST, que é operar com sinais em alta frequência. No entanto, o uso de conversores modulares minimiza esse problema, já que cada módulo opera em potência bem inferiores a potência nominal do SST, o que permite a sua operação em frequências muito mais elevadas.

Nesta seção é apresentada a topologia do SST para integração com a *microgrid* apresentada na Figura 4.2, que é constituída pela conexão de uma fonte de geração fotovoltaica (FV) e um sistema de armazenamento de energia no barramento LVDC (380 V) do SST. O foco da abordagem está sobre os estágios de potência que compõem o SST e a estratégia de gerenciamento de energia que precisa ser empregada no ponto de acoplamento (LVDC) com a *microgrid*. O controle visa permitir o fluxo de potência adequado e garantir a estabilidade da tensão no barramento *c.c.*

Para que os módulos do SST operem de maneira coordenada, garantindo o compartilhamento adequado de potência e a estabilidade da tensão do barramento, uma estratégia de gerenciamento de energia deve ser estabelecida. O uso de uma rede de comunicação e controle centralizado permite a execução de múltiplas tarefas, como a regulação de tensão e otimização de fluxo de potência, porém uma falha de comunicação pode comprometer

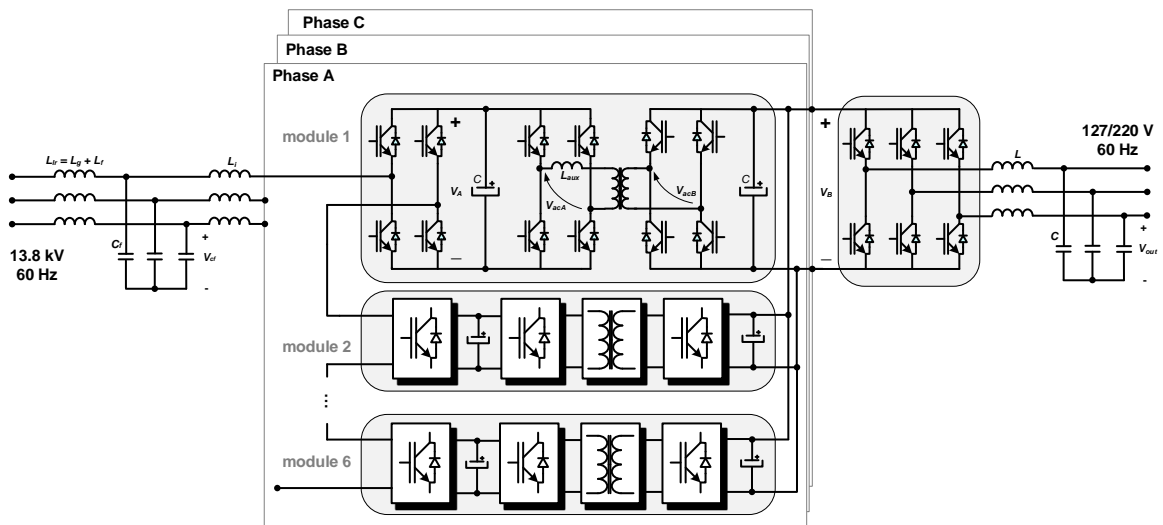


Figura 4.3: Topologia modular de três estágios proposta para implementação do SST.

ter a operação da microrrede. Métodos distribuídos, como por exemplo a sinalização de barramento *c.c.* (DBS - *DC Bus Signaling*) [85, 86, 87], por outro lado, conferem maior confiabilidade com um gerenciamento de fluxo de potência mais simples. Além disso, eles podem ser incorporados em uma estrutura de controle hierárquico, que também fornece um excelente desempenho [76, 88].

O método de gerenciamento de energia proposto para a integração da microrrede DC e o SST é baseado na abordagem DBS, na qual a tensão do barramento LVDC pode variar dentro de uma janela de tensão de 40 V centrada no valor nominal de 380 V. A variação de tensão é usada como um *link* de comunicação para informar cada um dos conversores sobre as condições de carga da microrrede e permitir que eles selecionem um modo de operação adequado. A janela de tensão é dividida em quatro setores de 10 V, nos quais cada conversor pode operar no modo de tensão (VM - *Voltage Mode*) ou no modo corrente (CM - *Current Mode*). No modo tensão, o conversor auxilia na regulação da tensão do barramento LVDC. A Figura 4.4 mostra o comportamento da saída do conversor do banco de baterias (ESS) e da saída LVDC dos módulos do SST.

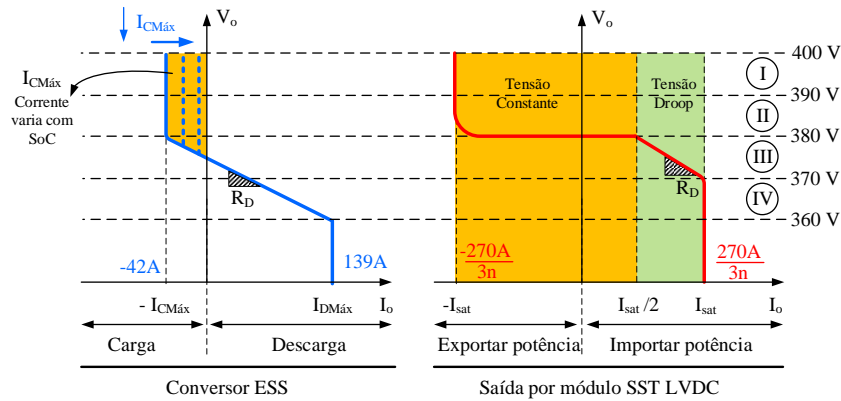


Figura 4.4: Comportamento DBS da saída do DAB e do conversor ESS.

Considera-se que o conversor fotovoltaico (RER) opera em CM e rastreado o ponto de máxima potência (MPPT) do arranjo de painéis fotovoltaicos (PV) nos setores II-IV e no modo de tensão no setor I. Pode-se observar que o SST será o principal responsável por regular a tensão do barramento LVDC, de forma que se comporte como uma fonte de tensão constante de 380 V em uma ampla faixa de carga. Se em algum momento houver

excesso de energia, o ESS tenderá a carregar as baterias com uma corrente máxima (I_{cMax}) e o SST injetará energia na rede de distribuição com sua capacidade máxima (I_{sat}). A corrente máxima depende do método de recarga e do estado de carga da bateria (*SoC - State-of-Charge*) e varia durante a operação da microrrede. O sistema de controle do ESS é descrito em [10] e será omitido aqui. Um *déficit* de energia será tratado pelo SST, em que ele pode mudar o comportamento de *droop* e a tensão do barramento varia com o aumento da carga. No setor III o ESS reduzirá a sua potência consumida, atingindo uma condição nula em 375 V. Entre 375 V e 370 V, o ESS injetará energia no barramento auxiliando o SST na regulação de tensão. No setor IV, a SST atinge a sua capacidade de potência total e a regulação de tensão está exclusivamente relacionado com o ESS. No modo de tensão (VM), a característica de *droop* observada no comportamento estático de ambos os conversores é obtida com a inserção de uma resistência virtual (R_D) na referência do circuito de controle de tensão, que é calculada para atingir a potência máxima de saída dos conversores operando no modo de corrente.

Em qualquer situação, a sinalização por barramento (DBS) permitirá que a microrrede se adapte a uma configuração que mantenha a tensão do barramento *c.c.* dentro da faixa de tensão definida, enquanto executa um gerenciamento básico do fluxo de energia. Garantindo, portanto, a estabilidade de tensão do barramento.

Para avaliar o comportamento deste sistema, a *microgrid* baseada no SST é construída no software MATLAB/*Simulink*, como mostrado na Figura 4.2, usando o SST com 6 módulos por fase e uma potência nominal de 100 kVA. No barramento LVDC são conectados um sistema PV de 50 kW conectado pelo RER e um banco de baterias de 80 kWh/50 kW conectado através do ESS, baseada em unidades de íon lítio 12,6 V/40 Ah. O comportamento do sistema é avaliado por meio de simulação, assumindo os parâmetros descritos na Tabela 4.1 e quatro cenários de operação: (i) *Caso 1*: variação de cargas *c.a.* e *c.c.*; (ii) *Caso 2*: variação de cargas não lineares; (iii) *Caso 3*: afundamento de tensão de 50 % em $t = 1,0$ s do lado de alta (HVAC); (iv) *Caso 4*: falta monofásica para o terra no lado de baixa (LVAC), aplicado na fase A em $t = 1,0$ s. A Tabela 4.2 apresenta as condições de geração e carga em cada cenário.

Capítulo 4 - Aplicações do SST no Sistema Elétrico de Potência

Tabela 4.1: Condições de Simulação.

Parâmetro	Valor
Frequência Nominal	60 Hz
Potência base 1- ϕ	33,3 kVA
Valores base lado HVAC 1- ϕ (RMS)	7,97 kV / 4,18 A
Valores base lado LVAC 1- ϕ (RMS)	127 V / 262,43 A
Tensão de linha do SST (RMS)	13,8 kV / 220 V
Tensão c.c. HVDC	3,166 kV
Tensão c.c. LVDC	380 V
Frequência de chaveamento	10 kHz
Filtro de entrada AFE [L_{tr} , L_i , C_f]	[0,5H, 636mH, 23,2nF]
Filtro de saída VSI [L_O , C_O]	[256 μ H, 100 μ F]
Capacitor barramento c.c. (C_d)	2,2 mF
Indutor auxiliar do DAB (L_{aux})	25 mH
Ganho compensador AFE [R_a , k_p , k_i]	[24k Ω , 2,765S, 694,8S/s]
Ganho compensador VSI [R_O , k_p , k_i]	[23 Ω , 5,7S, 2,87kS/s]
Resistência de droop (R_D) [DAB, ESS]	[0,999 Ω , 108 m Ω]
Capacidade máxima RER	50 kW
Capacidade e potência nominal ESS	80 kWh / 50 kW
Corrente máxima de carga/descarga ESS	42 A / 139 A

Tabela 4.2: Cenários avaliados na simulação.

Parâmetro	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4
Carga c.a. (220 V)	2,4 kW ($0 < t \leq 0,5$ s) 42,4 kW/20 kVar ($t > 0,5$ s)	2,4 kW ($0 < t \leq 1,0$ s) *38,7 kW ($t > 1,0$ s)	42,4 kW/20 kVar	42,4 kW/20 kVar
Carga c.a.	28,9 kW ($0 < t \leq 1,1$ s), 74 kW ($t > 1,1$ s)	28,9 kW	28,9 kW	28,9 kW
Geração PV	38 kW	38 kW	38 kW	38 kW

* Um retificador a diodo de 36 kW 3 ϕ com filtro é conectado no barramento c.a. de 220 V, representando a carga não linear.

A Figura 4.5 exibe a tensão (curva preto) e corrente (curva vermelha) em pu na fase A para o lado de alta (HVAC) e baixa tensão (LVAC) do SST. A figura também mostra a tensão do barramento de 380 V e as correntes injetadas pelo segundo estágio do SST (curva vermelha), pelo conversor RER (curva preta) e pelo ESS (curva azul). Como é possível notar, em $t = 0,5$ s ocorre um aumento de carga c.a., provocando uma queda temporária da tensão no barramento LVDC para 87%. A corrente de saída do conversor RER praticamente não é afetada, porém, o SST reage a essa alteração de tensão e aumenta

a sua corrente de $10,6\text{ A}$ (4 kW) para 103 A (39 kW). O ESS, que inicialmente consumia 28 A ($10,7\text{ kW}$), percebe a oscilação de tensão e reduz sua potência consumida durante esse transitório. Como a tensão LVDC converge para 380 V , a corrente de recarga tende a aumentar até 42 A . Em $t = 1,1\text{ s}$, um aumento de carga *c.c.* também provoca um transitório no barramento de 380 V . Esse aumento do consumo de potência força o SST a entrar no modo de *droop*, o que reduz o nível de tensão de regime permanente para 372 V . Neste caso o SST injeta uma corrente de 189 A (70 kW) e o conversor ESS fornece 26 A ($9,7\text{ kW}$) para auxiliar na regulação de tensão. O sistema também é capaz de desacoplar a dinâmica da entrada e da saída do transformador, uma vez que a corrente do lado HVAC mostra uma variação suave mesmo com variações abruptas de carga. Pode ser visto também que o SST compensa o fator de potência de $0,9$ da carga conectada no secundário (LVAC), atingindo o fator de potência unitário do lado da rede de distribuição (HVAC).

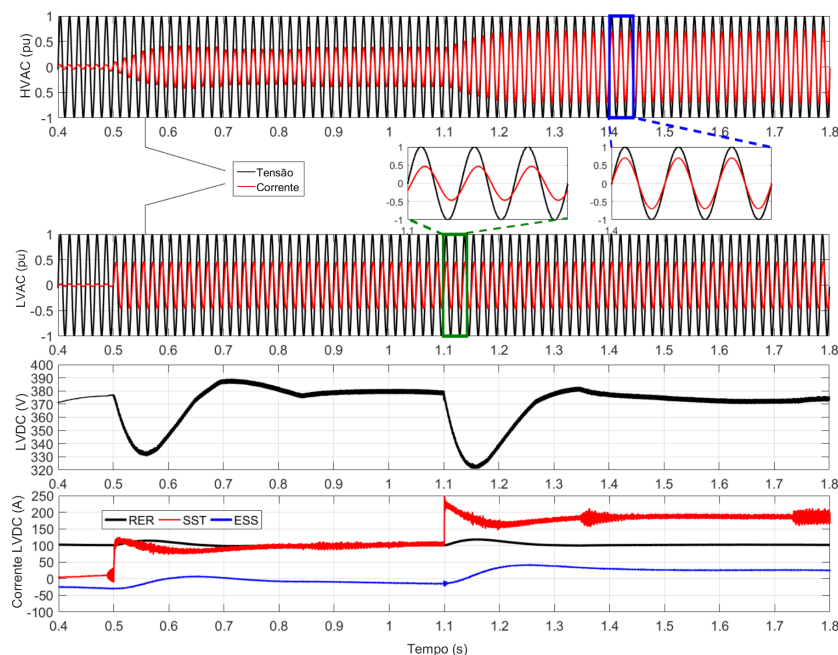


Figura 4.5: Resultados da simulação durante uma variação de carga.

A Figura 4.6 mostra o comportamento do sistema quando conectado uma carga não linear de 36 kW à barra de 220 V (LVCA) em $t = 1,0\text{ s}$. Inicialmente, o conversor ESS carrega o banco de baterias com a corrente de carga máxima (42 A) e o SST fornece

26 A para regular o barramento *c.c.* para 380 V. Após a entrada de carga, a corrente de partida do retificador trifásico força um afundamento de tensão do barramento LVDC, o que afeta a tensão e corrente de saída do VSI. No estado estacionário, o sistema entra no modo *droop*, com 374 V no barramento *c.c.* O ESS consome 18 A (6,7 kW) e o SST fornece 34,8 kW e os harmônicos exigidos pelo VSI. O alto conteúdo harmônico na corrente de saída do VSI distorce sua tensão de saída ao redor do pico da senoide, no entanto, tal perturbação não é propagada para o lado da rede e nem para o barramento de interface com a *microgrid*. Ou seja, mesmo com um alto conteúdo harmônico no secundária, uma alta qualidade de energia ainda é assegurada à rede elétrica e a microrrede.

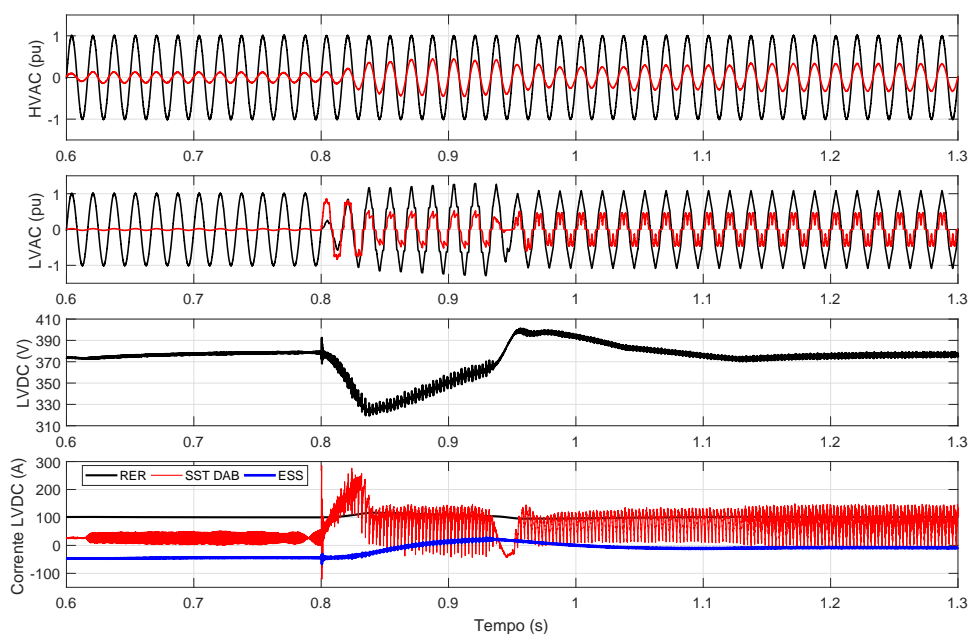


Figura 4.6: Resultados da simulação com entrada de uma carga não linear.

A Figura 4.7 apresenta a resposta do sistema para um afundamento de tensão de 50% no lado da rede. Pode-se observar que, durante o afundamento, a corrente de entrada do SST é saturada pelo AFE, mas nenhuma influência é notada no barramento (LVDC) e no lado de baixa tensão (LVAC). Isso mostra que o SST é capaz de fornecer recursos para a microrrede e desacoplar o lado de baixa tensão de perturbações provocadas do lado da rede de distribuição.

A Figura 4.8 mostra o comportamento do sistema quando se tem uma falta monofásica

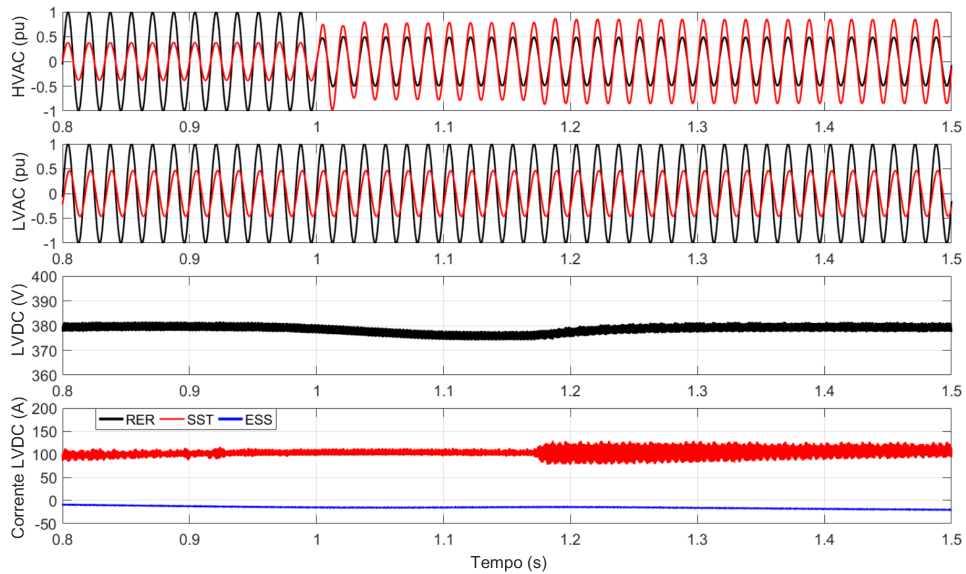


Figura 4.7: Resultados da simulação durante um afundamento de tensão.

para o terra no lado de baixa tensão (LVAC). Pode-se notar que o VSI é capaz de limitar a corrente de falta em 1 pu, o que evita danos ao sistema de distribuição, a microrrede e ao SST. Um leve transiente é observado no barramento LVDC e a potência consumida é aumentada. O ESS auxilia na regulação da tensão, mas o SST que é o responsável por fornecer a corrente de sequência negativa requerida pelo VSI. Mais uma vez, tal perturbação no lado LVAC não é propagada para o lado HVAC.

A partir dos resultados é notório que o SST é o elemento chave para integração de subsistemas com geração distribuída e bancos de baterias à rede de distribuição. Ele tem potencial para facilitar as mudanças necessárias para a modernização do sistema elétrico e aplicação dos conceitos de *smart grid*. Além da redução de peso e volume do transformador, o SST permite o desacoplamento real entre o primário e secundário, bem como a mitigação de perturbações temporária provocadas ao sistema, que afetam a qualidade da energia elétrica.

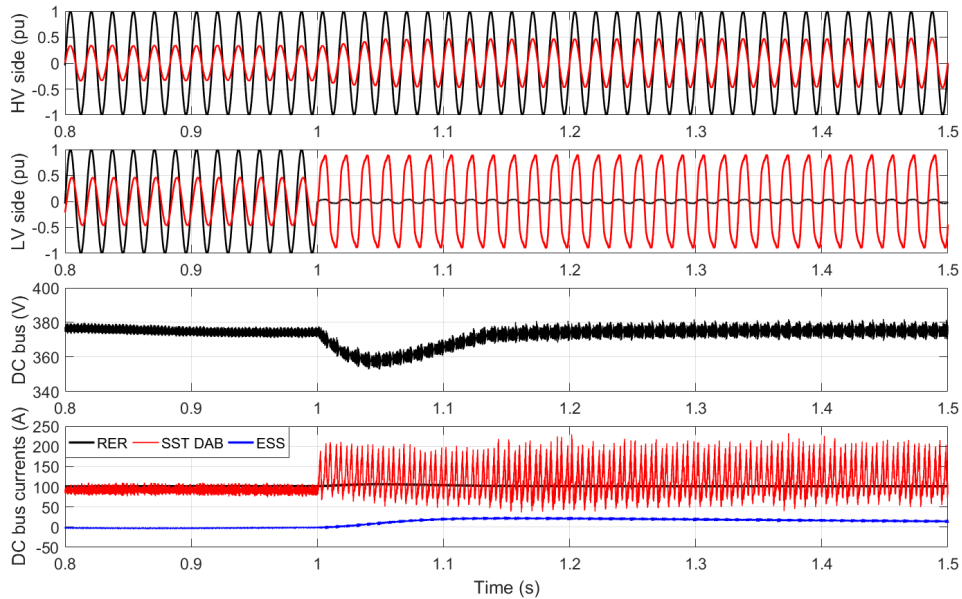


Figura 4.8: Resultados da simulação durante uma condição de falta monofásica.

4.2 Análise de Qualidade de Energia

Com o intuito avaliar as vantagens apresentadas pelo transformador eletrônico quando comparado ao transformador convencional, avaliam-se algumas situações nas quais o SST é exposto a perturbações que afetam a qualidade da energia, tais como afundamentos de tensão, redução da distorção harmônica, correção de fator de potência e compensação de potência reativa. O SST, diferentemente do transformador convencional, permite que essas contingências sejam eliminadas de forma ativa, com a atuação dos parâmetros das malhas de controle dos conversores, que vão atuar no sentido de compensar esses efeitos. Para isso, são realizadas as simulações do transformador projetado na seção anterior para avaliar a robustez do SST frente às questões relacionadas à qualidade da energia. Para isso, são monitoradas as correntes e tensões em ambos os lados do transformador.

O resultado de simulação da Figura 4.9 apresenta o SST atuando na rejeição de distúrbio de curta duração. Para isso, simula-se um afundamento de tensão no primário do SST de $0,2 pu$ na fase a com duração de 6 ciclos. No gráfico da figura constam a tensão e a corrente nos dois lados do SST. Nota-se que a carga, conectada no secundário, não

Capítulo 4 - Aplicações do SST no Sistema Elétrico de Potência

é afetada pelo distúrbio, já que a sua duração é insuficiente para prover variação significativa de tensão nos barramentos *c.c.* Os barramentos, portanto, filtram os distúrbios de curta duração. Para tanto, os capacitores destes barramentos devem ser dimensionados para suportarem essa perturbação. Nesse caso, o SST atua como restaurador de tensão, dispensando o uso de DVR.

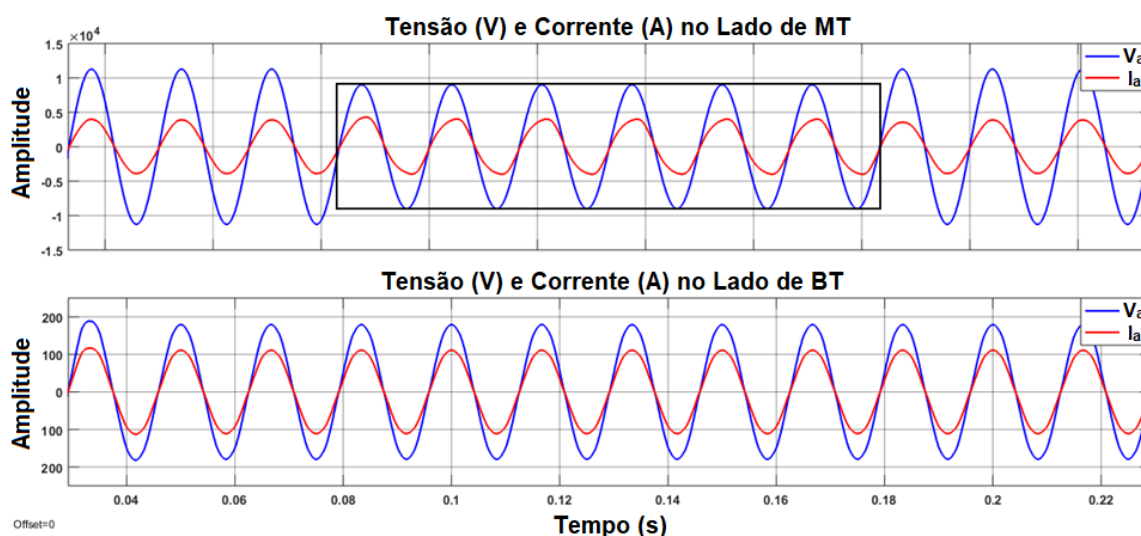


Figura 4.9: Resposta a afundamento de tensão no primário do SST, a corrente é apresentada em escala diferente da tensão.

Uma outra situação imposta ao SST, é a alimentação de uma carga com fator de potência 0,8 indutivo, conectada no secundário. Os resultados desta simulação estão nos gráficos da Figura 4.10, em que são apresentadas as tensões e as correntes do primário e secundário. Nota-se que, mesmo com uma carga indutiva conectada no secundário do SST, o fator de potência do lado da rede se mantém unitário. Portanto, neste caso, o SST atua na correção do fator de potência, dispensando a necessidade de adicionar banco de capacitores que normalmente são empregados para esse fim.

Além de corrigir o fator de potência, o SST também pode injetar ou absorver potência reativa do sistema e, assim, contribuir para a regulação da tensão da rede. Essa função, dispensa o uso de equipamentos externos, como, por exemplo, compensadores síncronos rotativos e estáticos (STATCOM). A Figura 4.11 apresenta o resultado da simulação em

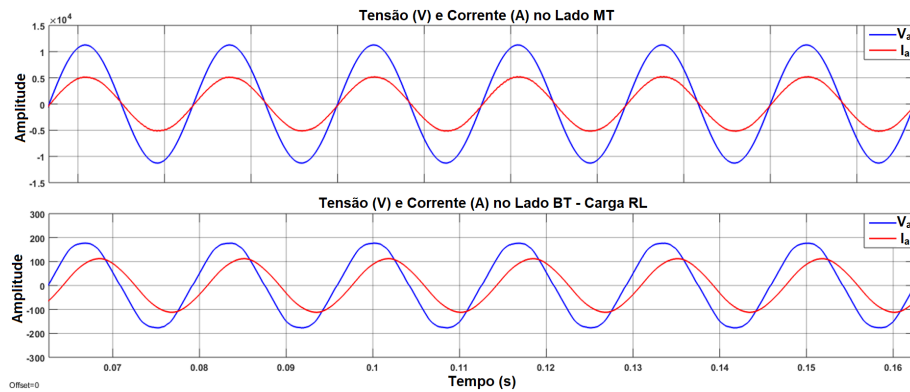


Figura 4.10: Tensão e corrente no primário e secundário do transformador alimentando uma carga RL com $fp = 0,8$.

que se tem o primário do SST operando com fator de potência capacitivo de 0,92 e em um segundo momento com fator de potência indutivo de 0,92. Como nota-se na figura, a corrente de entrada ora está em avanço, ora em atraso em relação a tensão da rede, caracterizando a injeção e a absorção de reativo. Neste caso, a simulação é realizada com o SST alimentando uma carga resistiva, e como é observado a carga não percebe nenhum efeito dessa variação do fator de potência do outro lado do transformador.

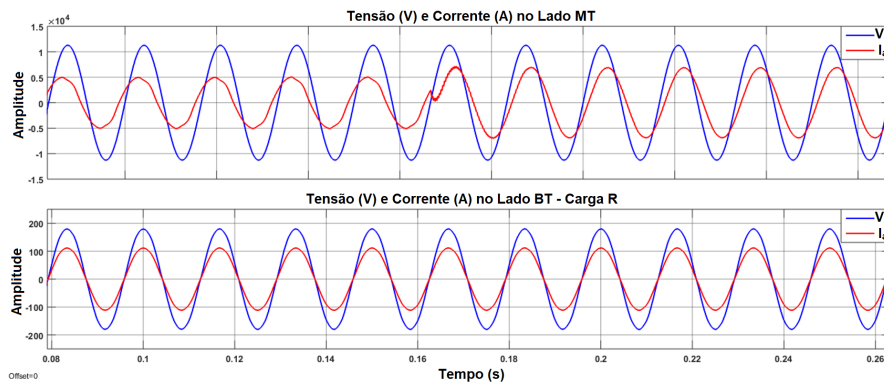


Figura 4.11: Cenário de compensação de potência reativa.

Para análise de um outro contexto, supõem-se cargas não lineares, que geralmente são alimentadas por retificadores a diodo, conectadas no secundário do SST. O padrão de corrente desse tipo de carga é típico de cargas eletrônicas. A corrente consumida por esta carga é apresentada no gráfico da Figura 4.12, em que também se vê a corrente e tensão

Capítulo 4 - Aplicações do SST no Sistema Elétrico de Potência

do lado da rede. Para a situação simulada a distorção harmônica da corrente da carga é de 60,13%, conforme apresentado na Figura 4.13 (a). A Figura 4.13 (b) apresenta o espectro harmônico da corrente no primário do SST, que possui um THD de 1,36%. Demonstra-se, com base nos resultados de simulação, que o SST não transfere as componentes harmônicas de uma lado para o outro do transformador. Nesse caso, o SST elimina as componentes de alta frequência do sinal, dispensando o uso filtro ativo para eliminar as harmônicas geradas pela carga.

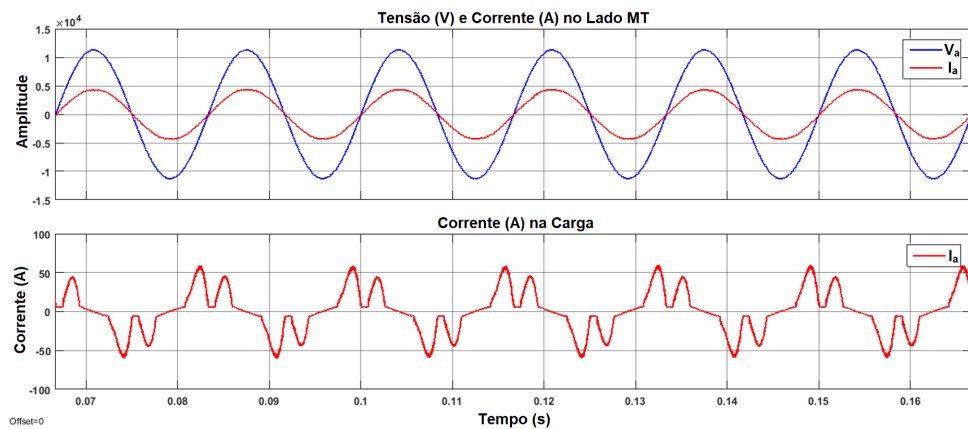


Figura 4.12: Resposta do SST frente a distorções harmônicas impostas por cargas não lineares.

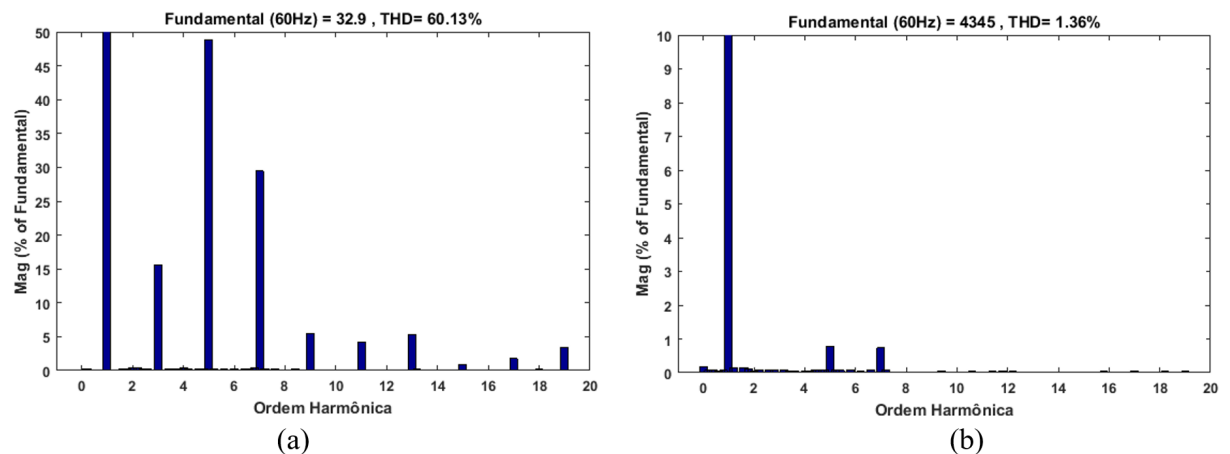


Figura 4.13: Espectro harmônico da corrente na carga (a) e da corrente na rede (b), lado de MT.

A substituição do transformador convencional pelo SST apresenta diversas vantagens

para o sistema de distribuição, já que ele pode ser projetado para desempenhar funções que atualmente são realizadas por equipamentos específicos que são adicionados ao sistema. Portanto, com o SST diversos equipamentos podem ser eliminados, como por exemplo, DVR, SVC, STATCOM, filtros ativos, controladores de fluxo de potência, etc. Além dessas vantagens o SST disponibiliza barramentos em *c.c.* que podem ser usados para alimentar cargas em corrente contínua, banco de baterias e serve como interface para conexão de sistemas de microrredes.

4.3 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados e análises das aplicações do transformador eletrônico no SEP. As avaliações são realizadas no contexto de integração com microrredes, em que são simulados diferentes cenários de fluxo de potência e de perturbações que avaliam o comportamento do SST frente as essas anomalias e a capacidade de autoconfiguração do sistema. Para que ele suporte os altos níveis de tensão do sistema de distribuição é apresentado como proposta o uso de topologias de conversores modulares, em que o SST é projetado através da associação de vários módulos de conversores de menor potência. Para essa estrutura é avaliado um sistema de *microgrid c.c.* baseado no SST com topologia modular e controle primário que emprega a sinalização de barramento (DBS) para a regulação de tensão e otimização de fluxo de potência entre os diferentes módulos do SST.

Para analisar a performance desta topologia, o SST é submetido a diferentes contingências reais no sistema elétrico, tais como, afundamento de tensão, correção do fator de potência, compensação de potência reativa e mitigação de harmônicos. Os resultados mostram que o SST é o elemento chave para modernização e automatização do sistema de distribuição, é a tecnologia necessária para implementação dos conceitos de *smart-grid*. Além disso, a utilização do SST no sistema de distribuição pode substituir vários equipamentos do sistemas elétricos que são adicionados especificamente para executar determinadas funções, tais como banco de capacitores e reatores, filtros ativos, compen-

Capítulo 4 - Aplicações do SST no Sistema Elétrico de Potência

sadores síncronos, STATCOMs (*STATIC synchronous COMpensators*), SVCs (*Static Var Compensators*), DVRs (*Dynamic Voltage Regulators*) e UPFCs (*Unified Power Flow Controllers*), levando a um sistema de energia mais simples e eficiente para a implantação de uma rede inteligente.

As discussões apresentadas neste capítulo foram publicadas nos trabalhos:

RODRIGUES, W. A. ; SANTANA, R. A. S. ; COTA, A. P. L. ; OLIVEIRA, T. R.; MORAIS, L. M. F. ; CORTIZO, P. C.. *Integration of solid state transformer with DC microgrid system*. In: 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), 2016, Auckland/New Zealand. pp. 1-6;

RODRIGUES, W. A. ; MORAIS, L. M. F. ; OLIVEIRA, T. R. ; SANTANA, R. A. S.; COTA, A. P. L. ; SILVA, W. W. A. G. *Analysis of Solid State Transformer based microgrid system*. In: 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2016, Curitiba/Brasil. p. 1;

RODRIGUES, W. A. ; SANTANA, R. A. S. ; COTA, A. P. L. ; Cortizo, P.C. ; MORAIS, L. M. F. *Aplicação do Transformador de Estado Sólido em Sistemas de Distribuição*. In: 2016 Anais do Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2016, Natal/Brasil. p. 1;

Capítulo 5

Estratégia de Controle para o Balanço de Tensão e Potência

Como já tratado nos capítulos anteriores, o grande desafio da aplicação do SST no sistema de distribuição são a alta densidade de potência e os elevados níveis de tensão os quais as chaves semicondutoras dos conversores são submetidas. Portanto, a topologia trifásica modular em cascata de três estágios é considerada neste trabalho como mais adequada para o projeto do SST, que consiste em múltiplos módulos de menor potência com entradas conectadas em série e saídas em paralelo. A estrutura modular apresenta diversas vantagens, entretanto, diferenças entre os módulos podem levar ao desequilíbrio de tensão do barramento *c.c.* e ao compartilhamento desigual de potência entre eles. Neste capítulo é apresentada a estratégia de controle descentralizado baseado em *droop* adaptativo, que é capaz de promover o equilíbrio de tensão e potência entre os módulos do SST, sem depender de uma rede de comunicação. A estratégia é avaliada a partir de resultados de simulação do software MATLAB/Simulink. Além disso, o capítulo apresenta um ambiente de simulação em tempo real, baseada em *Hardware-In-the-Loop* (HIL), para analisar a performance da técnica de equalização entre os módulos do SST. Com isso, é possível visualizar as grandezas elétricas no osciloscópio e comparar com os resultados de simulação.

5.1 Problema de Desequilíbrio de Tensão e Potência

A topologia modular proposta neste trabalho apresenta muitas vantagens, tais como: a possibilidade de circuitos redundantes, o que aumenta a confiabilidade do SST; permite a construção de transformadores de alta potência com conversores de baixíssima potência, o que viabiliza a operação do transformador em frequências muito maiores; proporciona a produção em massa de módulos, diminuindo o custo de fabricação e facilitando a montagem e manutenção do transformador [82, 83, 84, 79, 89].

Entretanto, pequenas diferenças entre módulos, podem prejudicar o balanço de tensão e potência entre os módulos [90, 91]. A Figura 5.1 apresenta o diagrama de uma fase do SST que é composta por n módulos (AFE e DAB), em que são destacadas as grandezas elétricas de cada conversor. Se todos os módulos forem idênticos, com características construtivas iguais, eles vão conduzir a mesma potência. Neste caso, a potência do DAB e do AFE de um mesmo módulo serão iguais ($P_{r1} = P_{d1} = P_{uGrid}/n$), onde P_r é a potência no retificador e P_d a potência no DAB. Consequentemente as tensões dos barramentos HVDC dos n módulos também serão iguais ($E_1 = E_2 = \dots = E_n$), bem como as suas tensões de entrada ($V_{a1} = V_{a2} = \dots = V_{an} = V_{aN}/n$). Neste cenário ideal, cada módulo opera nas mesmas condições e, portanto, compartilham a mesma potência.

No entanto, na prática não é isso que acontece, sempre existirá incompatibilidade entre os conversores. Essas diferenças vão surgir devido as tolerâncias dos indutores, capacitores, transistores, etc, o que leva os conversores a trabalharem com eficiências distintas. Além disso, as resistências dos cabos, a impedância dos barramentos e o ponto de conexão das cargas também contribuem para que cada conversor opere com pequenas diferenças entre si [92]. Portanto, na prática o retificador e o conversor DAB de um mesmo módulo vão conduzir potências diferentes ($P_{r1} \neq P_{d1}$ e $P_{r2} \neq P_{d2} \dots P_{rn} \neq P_{dn}$), provocando um desequilíbrio entre as tensões dos barramentos HVDC ($E_1 \neq E_2 \neq \dots \neq E_n$). Como a corrente de entrada de cada módulo é a mesma (I_a), pois estão conectados com as entradas em série, essa diferença entre eles também reflete na desigualdade entre as tensões de entrada ($V_{a1} \neq V_{a2} \neq \dots \neq V_{an}$). Esse desequilíbrio pode fazer com que

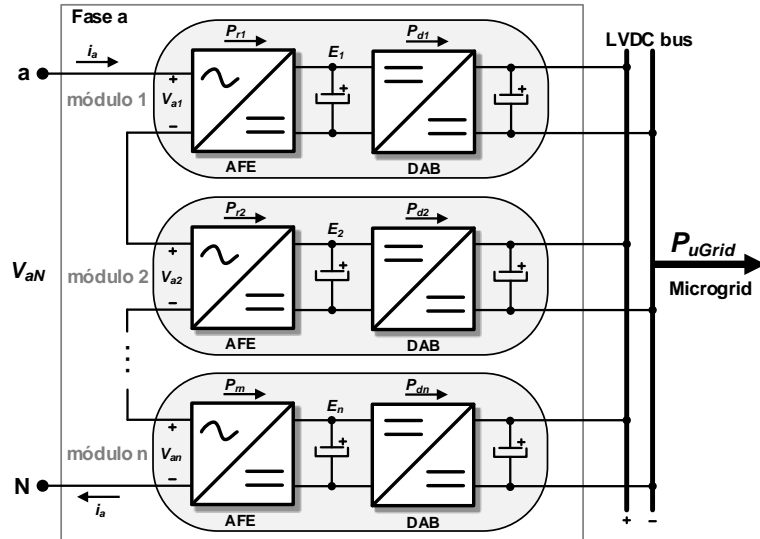


Figura 5.1: Diagrama de uma das fases do SST formada por n módulos.

os transistores e demais componente do conversor sejam submetidos a tensões e correntes superiores aos especificados no projeto. Além disso, como visto da seção 3.3, essa diferença de potência pode fazer com que o DAB opere em uma região de menor eficiência e saia da faixa de comutação não dissipativa. Portanto, é importante que seja implementada uma técnica de controle para garantir a equalização da tensão e potência entre os módulos do SST, que será apresentada na seção seguinte.

5.2 Controle Baseado em *Droop* Adaptativo

O desequilíbrio de tensão e potência entre os módulos do SST causam problemas de sobretensão e sobrecorrente, aumentando o *stress* nas chaves semicondutoras [93]. Portanto, esse problema merece atenção e este capítulo se dedica a apresentar uma estratégia de controle descentralizada (sem comunicação) baseada em *droop* adaptativo para promover o equilíbrio entre os módulos do transformador. O terceiro estágio do SST opera em tensões mais baixas, portanto, não há necessidade de projetá-lo a partir de estruturas modulares. Com isso, a técnica é aplicada apenas ao módulo do SST, que é composto

pela conexão em cascata do retificador e o DAB, em que se têm os módulos com a entrada conectada em série e saída em paralelo. A Figura 5.2 apresenta a estrutura modular de uma das fases do SST.

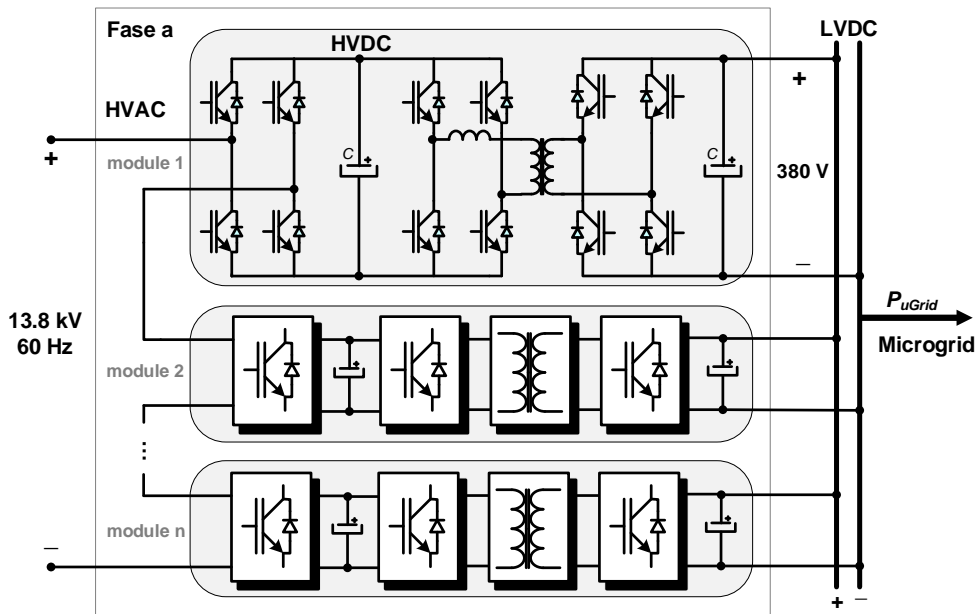


Figura 5.2: Circuito monofásico do SST com topologia de conversores modulares.

Na literatura são apresentados diversas propostas para lidar com o problema do balanço de tensão e potência [94, 91, 95, 96, 97, 98, 99]. A grande maioria descreve soluções com uma arquitetura de controle baseado em comunicação (controle centralizado, mestre-escravo e controle distribuído), que dependente das medições individuais das grandezas elétricas de cada conversor e da troca de informações de controle entre eles. No caso do SST, essas informações são enviadas às malhas de controle dos conversores de cada módulo que mudarão os ciclos de trabalho do PWM, a fim de alcançar o objetivo de equilíbrio de tensão e potência entre os diferentes módulos da topologia. Considerando que o número de módulos do SST pode ser muito elevado, dependendo da capacidade de bloqueio dos transistores usados, uma estratégia de controle centralizada pode exigir o processamento de um grande volume de informações. Isso requer o uso de um *link* de comunicação de alta velocidade, bem como um sistema complexo de processamento e condicionamento de

Capítulo 5 - Estratégia de Controle para o Balanço de Tensão e Potência

sinais, o que compromete o custo e a confiabilidade de todo o sistema. Além do mais o controle centralizado pode comprometer toda a operação do sistema caso ocorra uma falha na rede de comunicação ou atraso nos envios dos dados. Nesse sentido, o uso de uma estratégia de controle descentralizada, que demande pouca ou nenhuma comunicação entre os módulos se mostra mais interessante para o projeto do SST.

Portanto, uma contribuição desta tese de doutorado é a proposta de uso de uma técnica de controle descentralizado e sem comunicação baseada em *droop* adaptativo para fazer o equilíbrio entre os diversos módulos do SST. O *droop* é o método mais empregado para o paralelismo de conversores operando em modo tensão. A técnica proposta usa apenas informações locais de cada módulo (tensão de *link* HVDC e corrente de saída DAB) para modificar o valor da resistência virtual de *droop* e promover um desequilíbrio de potência instantâneo entre esse módulo e os demais. Isso irá induzir a convergência da tensão do barramento *c.c.* deste módulo para o valor de referência.

Como o controle do retificador não leva em consideração as incompatibilidades entre os conversores, a potência de entrada será distribuída igualmente a todos eles, o que pode levar a um desequilíbrio de tensão e potência que flui por eles. A fim de promover a equalização de tensão e potência, os conversores DAB podem ser controlados individualmente para extrair ou injetar energia de ou para seus próprios *links* HVDC de forma a compensar eventuais desigualdades entre os módulos. Portanto, é a estratégia de controle do DAB que desempenha um papel significativo na estratégia de balanceamento proposta neste trabalho. O mecanismo e as discussões serão baseadas no diagrama de controle do DAB apresentado na Figura 5.3.

Observa-se que a estratégia de controle apresenta duas malhas em cascata, sendo que a malha mais externa busca operar o conversor, do ponto de vista do barramento LVDC, como uma fonte de tensão com um *droop*, com uma referência de tensão do barramento LVDC (v_B^*) definida pela equação (5.1).

$$v_B^* = V_{oc} - r_d \cdot i_0 \quad (5.1)$$

onde V_{oc} é a tensão de circuito aberto (sem carga) e r_d é uma resistência virtual de *droop*

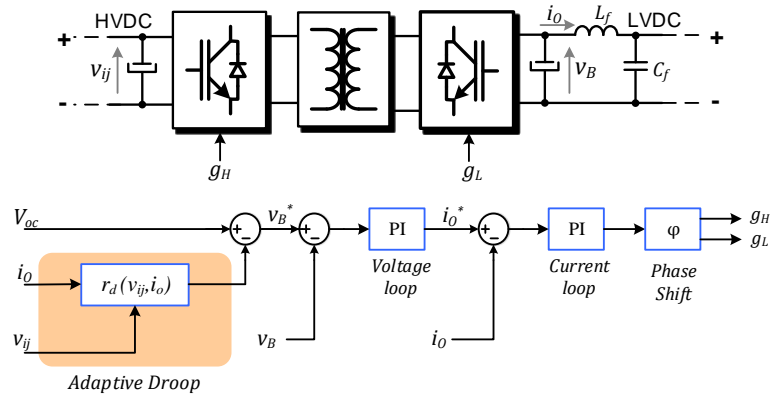


Figura 5.3: Esquema do controle do DAB baseado em *droop* de tensão.

e i_o é a corrente de saída do DAB. Um regulador PI estabelece a referência de corrente de saída do DAB necessária para que o *droop* de tensão seja seguido e uma malha de controle mais interna, também com um compensador PI, impõe esta corrente na saída do conversor alterando a defasagem entre os pulsos de comando g_H e g_L . É importante ressaltar que o filtro $L_f C_f$ inserido na saída do conversor é necessário para se evitar ruídos de chaveamento em alta frequência entre os DAB conectados em paralelo.

O comportamento dos conversores em relação ao equilíbrio de tensão e potência entre os módulos é dominado pela malha externa de tensão. O controle de *droop* permite um compartilhamento de potência adequado entre os módulos, ao custo de se ter uma tensão LVDC dependente da carga. Contudo, ao se considerar que o controle do retificador (AFE) não considera em seu algoritmo diferenças eventuais entre os módulos, empregar um sistema de controle no segundo estágio (DAB) que visa apenas o compartilhamento de potência pode produzir tensões dos barramentos HVDC desbalanceadas. Para resolver essa questão, propõe-se alterar o valor da resistência virtual do *droop* em função da tensão instantânea do barramento HVDC e do fluxo de potência do módulo. Este último definido pela direção da corrente de saída LVDC, ou seja, o valor de resistência de *droop* deve ser autonomamente adaptado de acordo com o nível de tensão do *link* HVDC, o que descreve a expressão (5.2).

$$r_d = r_{d0} \cdot f(v_{ij}, i_0) \quad (5.2)$$

onde r_{d0} é uma resistência fixa pré-definida para todos os módulos e $f(v_{ij}, i_0)$ é uma função adaptativa, definida pela equação (5.3).

$$f(v_{ij}, i_0) = \begin{cases} \left(\frac{V_A^*}{v_{ij}}\right)^p, & \text{if } i_0 \geq 0 \\ \left(\frac{V_A^*}{v_{ij}}\right)^{-p}, & \text{if } i_0 < 0 \end{cases} \quad (5.3)$$

onde V_A^* é o valor de referência para a tensão HVDC e p é um parâmetro que afeta a intensidade com a qual a resistência será modificada em relação ao desvio de tensão. Com isso, caso um módulo apresente uma tensão HVDC diferente da referência V_A^* , a sua resistência de *droop* será alterada, forçando um desequilíbrio momentâneo de potência entre esse módulo e o restante, no intuito de promover a redução gradual do erro de tensão. Quando o módulo converge para a referência de tensão, a função adaptativa convergirá para 1 e a resistência de *droop* para r_{d0} , levando a um compartilhamento igualitário da potência do conversor. A Figura 5.4 ilustra como a função adaptativa afeta a curva estática de *droop* de dois módulos com tensões HVDC diferentes.

Neste exemplo, a função adaptativa de *droop* é aplicada a dois conversores, sendo que o conversor 1 possui uma tensão HVDC instantânea (v_{i1}) superior à referência (V_A^*) e o conversor 2 apresenta uma tensão inferior (v_{i2}). Nesta condição, se o SST estiver injetando potência no barramento LVDC (fluxo direto) o conversor com maior tensão HVDC terá sua resistência reduzida em relação ao r_{d0} , enquanto o conversor 2, com tensão menor, terá sua resistência de *droop* elevada. Com isso, o conversor com maior tensão tende a fornecer uma parcela maior de potência do que o conversor com menor tensão, provocando no banco capacitivo dos barramentos HVDC um desequilíbrio momentâneo de carga que irá fazer com que o capacitor do conversor 1 se descarregue e o do conversor 2 se carregue. Assim, a tensão do barramento LVDC alcançará um ponto de equilíbrio V_{B1} . No entanto, devido à influência da função adaptativa, o ponto de operação dos conversores é diferente, ponto A para o conversor 1 e ponto B para o conversor 2, o que indica que a corrente total

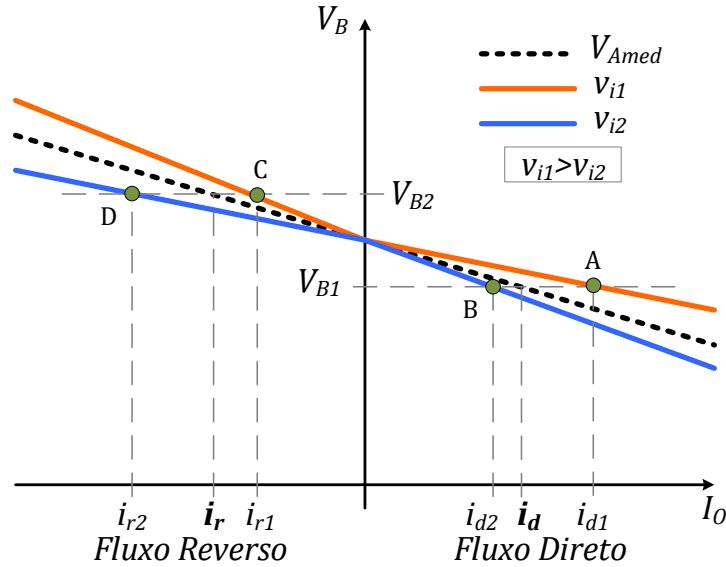


Figura 5.4: Influência da função adaptativa na curva de *droop*.

será distribuída desigualmente entre os dois conversores, sendo que o conversor 1 fornece em sua saída uma corrente maior do que a do conversor 2. Portanto, como a potência de saída do conversor 1 será maior que a potência média do sistema, sua tensão de *link* HVDC será diminuída, enquanto a tensão de HVDC do conversor 2 será aumentada.

No caso de uma reversão do fluxo de potência, a lógica de equalização de tensão é invertida e um novo ponto de equilíbrio (V_{B2}) será alcançado, com o ponto de operação C para o conversor 1 e D para o conversor 2. Nessa nova condição, o conversor que tem maior tensão irá receber menos potência do que o conversor que tem menor tensão. Em ambos os casos, os erros de tensão serão gradualmente reduzidos e as tensões HVDC convergirão para a referência. O parâmetro p afeta a intensidade da alteração da resistência de *droop* em relação a um determinado erro de tensão, ou seja, quanto maior p , maior será o desequilíbrio de potência provado pelo algoritmo e a priori, mais rapidamente ocorrerá a redução do erro.

É importante mencionar que, caso as diferenças construtivas entre os módulos provoque diferenças significativas na eficiência de cada módulo, a promoção de uma equalização de tensão HVDC exigirá a existência de um desequilíbrio de potência entre os módulos, ou seja, neste cenário, erro nulo de tensão e de potência entre os módulos não se torna uma

condição estável. Neste sentido, o algoritmo de controle buscará um ponto de equilíbrio que minimize os erros de tensão e de potência, mesmo que estes não sejam zerados. Na próxima seção será avaliado a influência dos parâmetros de controle sobre a performance da estratégia de equalização proposta.

5.3 Avaliação da Função Adaptativa

Nesta seção será avaliada o comportamento da função adaptativa de *droop* em termos da sua capacidade de balanceamento de tensão e a influência que os parâmetros de controle do SST têm sobre ela. Para realizar essa análise foi elaborado um modelo para os conversores do SST, baseado no modelo médio, no ambiente de simulação MATLAB/Simulink. Assim é possível capturar a dinâmica da resposta dos conversores de forma rápida e com isso poder investigar o efeito de variações paramétricas. A utilização de um modelo médio permite obter informações relativas à dinâmica de estruturas muito complexas com tempos de simulação menores, permitindo que estudos extensivos de variação paramétrica sejam realizados de maneira muito prática. Portanto, esse método foi empregado para o projeto e ajuste de controle do SST

Para definir a potência do SST avaliou-se os níveis de tensão e corrente dos transistores comercialmente disponíveis, em que se tentou encontrar uma potência mínima a partir da qual é viável, financeiramente, de se implementar o SST. Portanto, para definir a quantidade necessária de módulos por fase, é importante avaliar as tensões e correntes das chaves disponíveis. Para reduzir o número de módulos do SST, deve-se usar chaves de tensão mais alta possível. Porém, não há no mercado chaves de alta tensão e baixa corrente. Portanto, para melhor aproveitamento das chaves com tensão mais elevada é necessário trabalhar com o SST de potência mais elevada, caso contrário, ao utilizar as chaves de menor tensão e menor corrente, cada fase do SST terá um número muito elevado de módulos.

Desta maneira, ao se pensar na montagem experimental do SST deve se buscar a potência mínima em que vale a pena implementá-lo, aliando custo e número de módulos

Tabela 5.1: Parâmetros do SST de 1 MVA.

Símbolo	Descrição	Valor
HVAC grid bases		
V_n	Tensão base	13,8 kV
P_n	Potência base	1 MVA
f	Frequência da rede	60 Hz
Retificador (AFE)		
L_i	Indutor lado do retificador	33 mH
L_{lr}	Indutor lado da rede	25 mH
C_f	Capacitor filtro LCL	232 nF
C_d	Capacitância <i>link</i> HVDC	10 mF
V_A^*	Tensão de referência HVDC	2,087 kV
f_{sr}	Frequência de chaveamento	600 Hz
k_{pv}	Ganho proporcional de tensão	6
k_{iv}	Ganho integral de tensão	727
k_{pi}	Ganho proporcional de corrente	100
k_{ii}	Ganho integral de corrente	150
Conversor DAB		
L_{aux}	Indutor auxiliar	1,1 mH
N	Indutor lado da rede	5,5
C_O	Capacitância lado LVDC	1,5 mF
L_f	Indutor filtro HF	1 mH
C_f	Capacitor filtro HF	22 μ F
f_{sd}	Frequência de chaveamento	5 kHz
k_{pv}	Ganho proporcional de tensão	0,1
k_{iv}	Ganho integral de tensão	25
k_{pi}	Ganho proporcional de corrente	0,6
k_{ii}	Ganho integral de corrente	150
V_{OC}	Tensão de circuito aberto de <i>droop</i>	0,6
r_{d0}	Resistência de <i>droop</i>	66,7 m Ω

por fase. Como base nos dados levantamentos e para avaliação nesta seção projetou-se um SST de 1 MVA conectado no lado HVAC a uma barra de 13,8kV trifásica e no lado LVDC a um barramento de 380 V de tensão nominal. Pensando no uso de dispositivos IGBT de 6,5 kV, cada fase do SST possuirá 6 módulos de 56 kVA, com tensão HVDC de 2.087 V. A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros do SST projetado e utilizado como base para análise deste capítulo.

Como as pequenas diferenças construtivas entre os conversores tem um efeito significativo no desequilíbrio de tensão e potência entre os módulos, nas simulações são incluídas esta condição no modelo do SST. Para isso, assumiu-se que elementos reativos e a relação

Capítulo 5 - Estratégia de Controle para o Balanço de Tensão e Potência

de espiras do transformador DAB são passíveis de apresentarem tolerâncias na faixa de $\pm 20\%$, de modo que uma função randômica baseada em uma distribuição normal foi utilizada para alterar os valores desses parâmetros de cada módulos, respeitando a faixa de tolerância estipulada. Além disso, uma função randômica com distribuição uniforme foi utilizada para estabelecer a eficiência de cada módulo variando de 90% a 95% a fim de incorporar a diferenças de perdas de potência entre eles. As condições iniciais das tensões dos barramentos HVDC de cada módulo também foram randomicamente escolhidas dentro de uma faixa de $\pm 20\%$ em torno da tensão de referência. Embora a estratégia proposta não permita um erro de tensão tão elevado em regime permanente, como será mostrado mais tarde, para fins de análise de desempenho, escolheu-se iniciar as simulações com um valor relativamente alto para avaliar melhor a evolução do erro de tensão HVDC ao longo do tempo.

A Figura 5.5 apresenta a resposta da simulação do modelo médio do SST com uma carga no barramento LVDC de 500 kW (0,5 pu) para diferentes valores de p . As curvas do gráfico mostram a máxima diferença de tensão HVDC e corrente de saída no lado LVDC entre dois módulos de uma mesma fase. Os valores são normalizados pela referência de tensão do *link* HVDC e pela corrente de saída nominal de cada módulo, respectivamente. A figura mostra que independente do valor de p o erro de tensão será reduzida a níveis baixos. É importante mencionar que a trajetória da resposta das tensões HVDC dos conversores para cada um dos módulos ao *droop* adaptativo possui um comportamento sub-amortecido. Portanto, uma vez que os dados apresentados nas figuras desta seção descrevem a diferença máxima entre os módulos, as oscilações de tensão e corrente produzem saliências observados na figura. Observa-se que o aumento de p proporciona um aumento da frequência natural da resposta, o que em um primeiro momento produz uma redução mais rápida da diferença de tensão entre os módulos e, conseqüentemente, um maior desequilíbrio de corrente entre eles.

No entanto, para $p > 2$ não se observa um impacto significativo em relação ao erro de tensão entre os módulos e no tempo de convergência, de modo que p mostra pouca influência sobre o amortecimento da resposta. Outra questão importante é que em regime

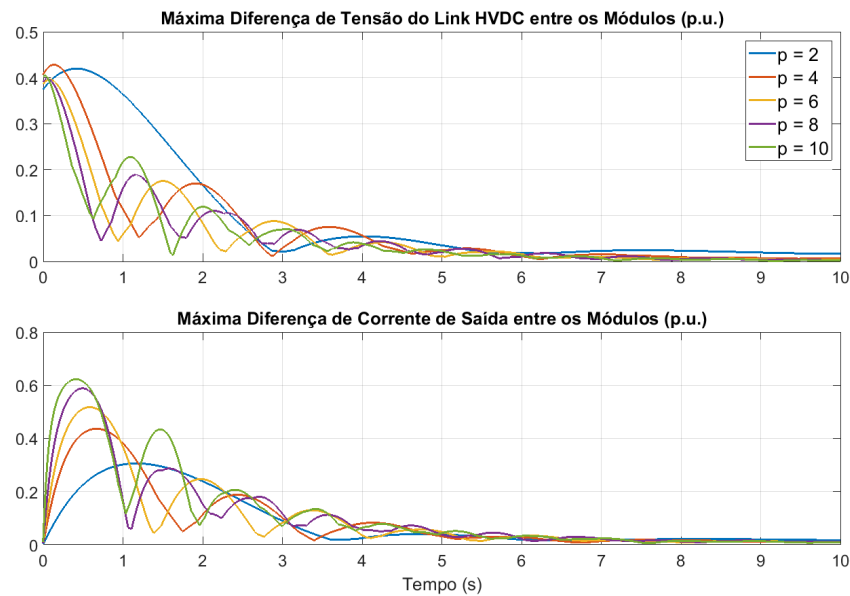


Figura 5.5: Equalização de tensão e corrente em função de p .

permanente existe um pequeno erro de tensão, sendo este de $0,016 pu$ para $p = 2$, de $0,007 pu$ para $p = 4$ e $0,0025 pu$ para $p = 10$, o que mostra que o aumento de p também reduz o erro de tensão em regime permanente. A mesma situação é observada em relação ao erro de corrente, que apresenta um valor de $0,017 pu$ em $p = 2$ e $0,008 pu$ em $p = 10$. No entanto, para $p > 2$ os erros já são inferiores a 1%, de modo que não há uma real necessidade de se empregar valores de p muito elevado. Neste sentido, é adotado o $p = 4$ para as demais análises.

Em seguida, avaliou-se o impacto dos ganhos dos controladores sobre a estratégia proposta. No entanto, não se verificou efeitos da estratégia de controle do retificador e da malha de corrente do DAB sobre o comportamento da equalização de tensão, de modo que apenas a influência dos ganhos da malha de controle de tensão do DAB será apresentada nesta seção. As Figuras 5.6 e 5.7 apresentam o comportamento das diferenças máximas de tensão e corrente ao se variar os ganhos k_{pv} e k_{iv} do DAB, respectivamente. Em ambos os casos a carga alimentada pelo SST é de $500 kW$. Pode-se observar que a influência do ganho proporcional não é significativa, e contra partida, o ganho integral tem um impacto mais relevante. É notável que o ganho integral afeta principalmente o amortecimento da

Capítulo 5 - Estratégia de Controle para o Balanço de Tensão e Potência

resposta, sendo que quanto menor for k_{iv} menor será o amortecimento. Logo, o uso de valores maiores de k_{iv} é mais recomendado para promover uma rápida equalização e não comprometer a estabilidade do conversor.

A Figura 5.8 apresenta a resposta do sistema para diferentes valores de carga. Nota-se que a carga afeta tanto o amortecimento, quanto a frequência natural da resposta do erro de tensão entre os módulos, sendo que quanto maior a carga menor o amortecimento e maior a frequência de oscilação. Embora o resultado sugira que o projeto de controle deve ser realizado considerando o conversor próximo de sua potência nominal, a figura não indica que a variação de carga irá conduzir a SST para instabilidade ou impedir a equalização de tensão. No entanto, para o projeto realizado não se observou possibilidade de instabilização do conversor. Devido a complexidade do sistema analisado. Porém, antes de se partir para a montagem experimental é recomendado que seja feita a análise de estabilidade da topologia adotada para implementar o SST.

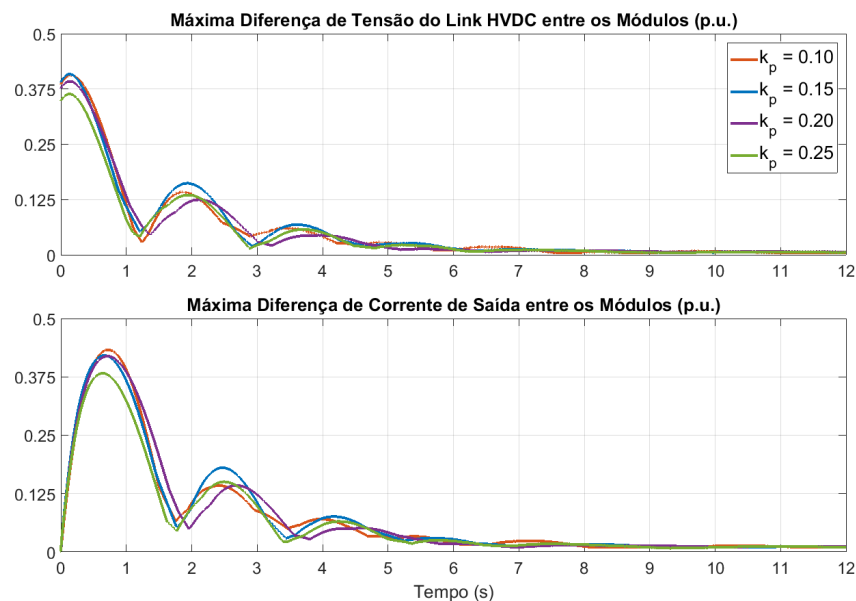


Figura 5.6: Comportamento da função adaptativa para diferentes k_{pv} .

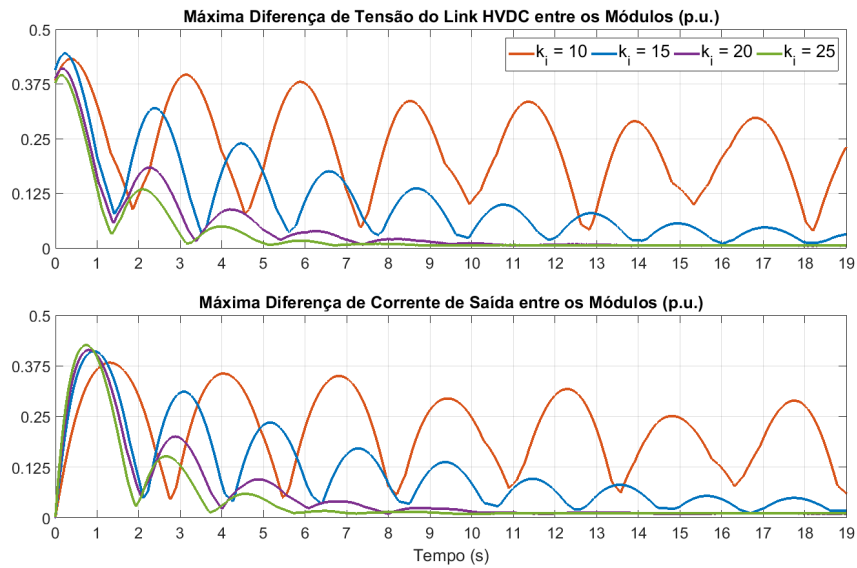


Figura 5.7: Comportamento da função adaptativa para diferentes k_{iv} .

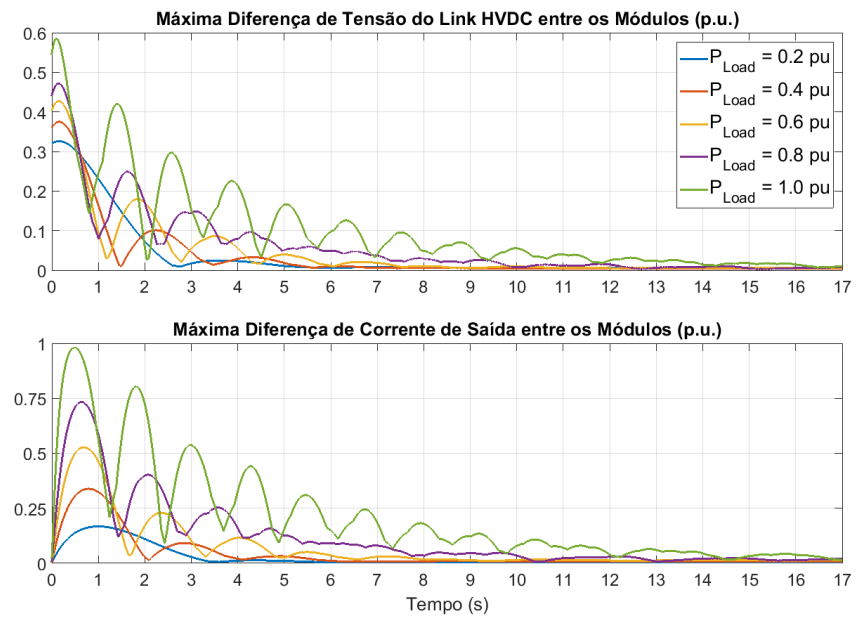


Figura 5.8: Comportamento da função adaptativa para diferentes valores de carga.

5.4 Resultados de Simulação

Nesta seção a dinâmica da estratégia de balanço de tensão e potência do SST será avaliada do ponto de vista do tempo de equalização e da frequência natural de resposta.

Capítulo 5 - Estratégia de Controle para o Balanço de Tensão e Potência

Nas análises também são consideradas perturbações tais como variação de carga e reversão do fluxo de potência. As análises apresentadas nesta seção também foram realizadas a partir de simulações no MATLAB/Simulink por meio do modelo chaveado dos conversores do SST. Os parâmetros considerados são os mesmos da Tabela 5.1 e a função adaptativa de *droop* emprega $p = 4$. Para fins de coerência com as discussões apresentadas na seção anterior, assumiu-se também que os parâmetros reativos dos conversores possuem uma tolerância de $\pm 20\%$ com valores definidos a partir de uma função randômica. Além disso, utilizou-se para todas as simulações a seguir as mesmas condições iniciais de tensão HVDC empregadas nas análises anteriores.

Na Figura 5.9 é apresentada uma simulação para avaliar o comportamento das tensões HVDC e as correntes de saída dos módulos sem a atuação da estratégia de *droop*. Para isso, inicia-se a simulação com os conversores sem controle e com cada módulo em situações diferentes um do outro: tensões HVDC, valor dos componentes, etc. Portanto, os conversores (AFE e DAB) de cada módulo vão operar com eficiência e condições diferentes, fazendo com que eles não operem com a mesma potência, levando a um desequilíbrio das tensões HVDC. Como é observado pela figura, inicialmente não há a ação de controle, as tensões e correntes apresentam um comportamento divergente em relação ao valor médio de referência. Isso ocorre até o instante $t = 0,06s$ (intervalo de tempo *A*), momento em que é adicionado o controle da corrente de saída do DAB. A partir deste instante (intervalo de tempo *B*) nota-se que as correntes rapidamente convergem para o valor de referência. No entanto, as tensões dos barramentos distanciam ainda mais do valor de referência, podendo chegar nos limites de instabilidade dos conversores. Antes que esses limites sejam alcançados e para mostrar a atuação da técnica proposta, no instante $t = 0,5s$ a função de *droop* é acionada. Como é observado o controle provoca um desequilíbrio momentâneo de potência entre os módulos, fazendo com que o conversor que tem maior tensão HVDC forneça mais corrente e o que tiver menor tensão de barramento contribua com menos corrente. Com isso, as tensões dos módulos vão inverter o sentido para a direção do valor médio da tensão HVDC. A dinâmica mostra que a partir da atuação do controle de *droop* há oscilação da tensão e corrente dos módulos no sentido de convergirem para o valor de

referência, garantido que em pouco tempo cada módulo contribua com a mesma potência.

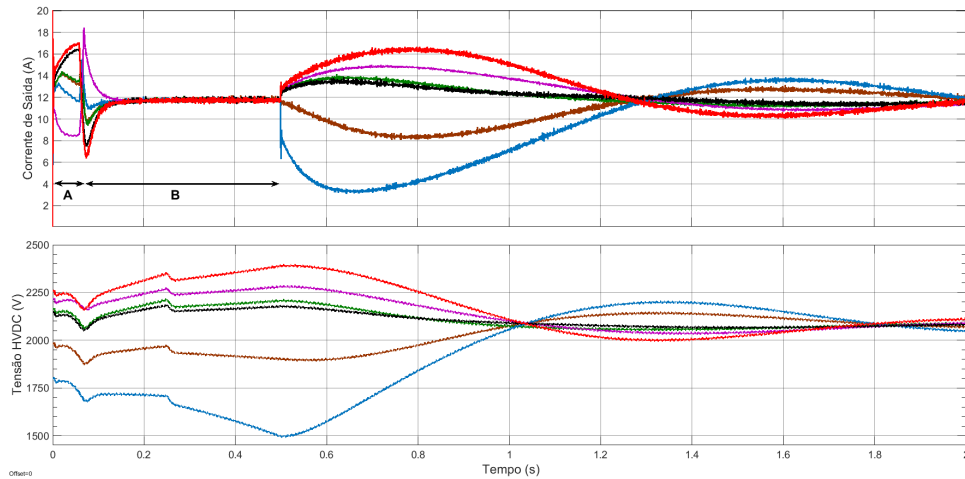


Figura 5.9: Resultado de simulação sem a atuação do *droop* adaptativo.

A Figura 5.10 apresenta os resultados de simulação para o SST com uma carga de 500 kW ($0,5 \text{ pu}$). A função adaptativa dos conversores DABs é habilitada logo após o início da simulação. Em $t = 0\text{s}$ a diferença máxima entre dois módulos da mesma fase é de 605 V ($0,289 \text{ pu}$) e observa-se uma tendência de divergência devido às diferenças entre eles. Após ativada a função adaptativa de *droop* as correntes de saída dos DABs são desbalanceadas, o que provoca uma mudança na trajetória das tensões dos barramentos HVDC. A diferença de tensão atinge um máximo de 716 V ($0,343 \text{ pu}$) em $t = 0,286\text{s}$, e em seguida é reduzida gradualmente até convergir em $t \approx 9\text{s}$, quando a diferença de tensão entre os módulos é de 16 V ($0,0077 \text{ pu}$). O máximo desequilíbrio de corrente ocorre em $t = 0,751\text{s}$ quando a diferença entre os módulos é de $55,3 \text{ A}$ ($0,368 \text{ pu}$).

Vale ressaltar que durante o período de equalização de tensão, o comportamento dos DABs não influencia na resposta do retificador de entrada, o que pode ser observado pelas grandezas do barramento HVAC (a tensão é normalizada por 11.268 V e a corrente por $59,17 \text{ A}$), que se mantém com amplitude constante durante todo o período de simulação. Nota-se que as correntes de fase são balanceadas e apresentam uma amplitude de $0,5 \text{ pu}$ e com fator de potência unitário. Este comportamento já era esperado uma vez que o retificador atua sobre a média das tensões HVDC, de modo que as desigualdades internas

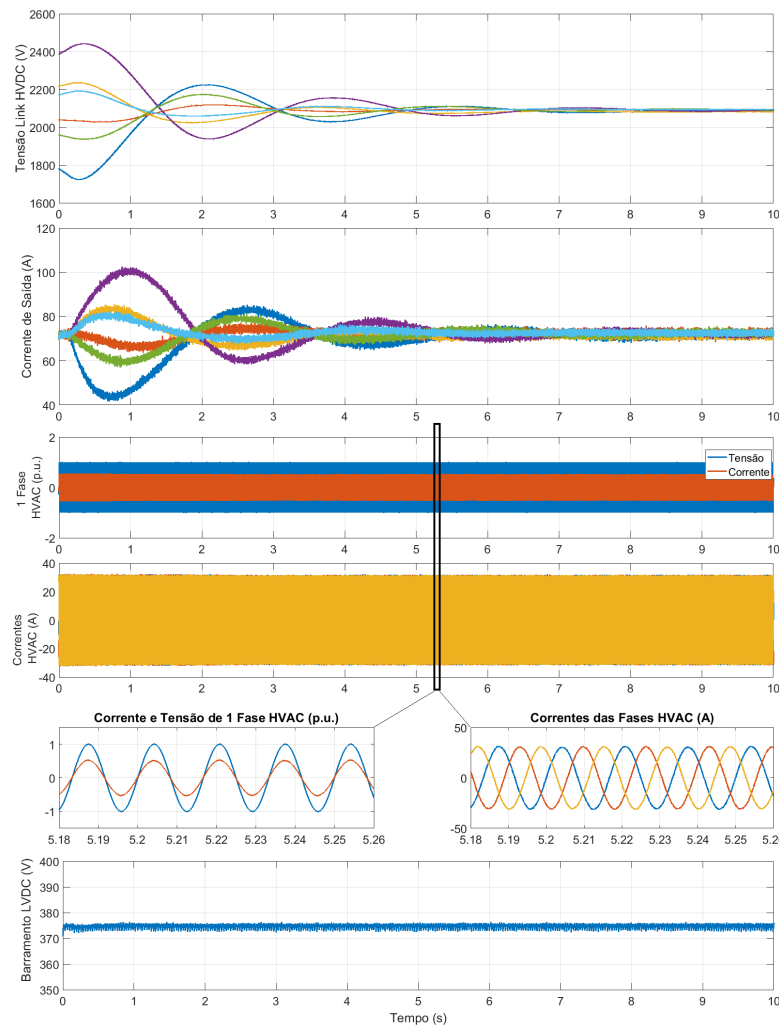


Figura 5.10: Resultado de simulação para o balanço de tensão com carga de 500 kW.

de tensão são, na maioria das vezes, irrelevantes para o controle do estágio de entrada. Nota-se também que a tensão do barramento LVDC se manteve constante durante todo período, a menos de uma pequena perturbação no instante de inicialização da função adaptativa. Este pequeno distúrbio é devido à variação repentina das resistências virtuais de *droop*, no entanto, como a média das tensões HVDC é regulada pelo retificador, a resistência de *droop* equivalente vista pelo barramento não será significativamente distinta daquela observada no período de pré-equalização. Os resultados mostram que, apesar da estratégia proposta provocar oscilações de potência na saída dos DABs, as potências de entrada e saída do SST serão constantes durante todo o processo de equalização, sem

qualquer perturbação relevante.

A Figura 5.11 mostra os resultados de simulação para o SST quando submetidos a variação de carga. Inicialmente a carga é a mesma da simulação anterior e em seguida são feitas duas variações de carga, uma durante a atuação do controle de equalização e a outra após o balanço de tensão e potência dos módulos do SST. Em $t = 1.05s$ a carga conectada no barramento LVDC é reduzida em $0,3 pu$, de $500 kW$ para $200 kW$, e em $t = 7.55s$ a carga é elevada em $0,6 pu$, para $800 kW$. Nota-se que a variação de carga afeta o tempo de equalização da tensão, por exemplo, com uma carga de $0,2 pu$ a frequência de oscilação das tensões é menor do que a observada para $0,5 pu$, além disso, o tempo de convergência é menor. No entanto, o desequilíbrio de tensão observado neste caso é maior, $42 V$ ($0,02 pu$). Quando a carga é elevada, o sistema procura reduzir esse erro de tensão, iniciando um novo processo de equalização, portanto, as correntes de saída dos DABs são perturbadas mais uma vez, porém com amplitudes mais baixas, mas com uma frequência de oscilação mais alta. Tal comportamento está em conformidade com as previsões fornecidas pelas análises da seção 5.3. Como previsto, durante todo o processo de equalização, as tensões e correntes de entrada (HVAC), bem como a tensão do barramento LVDC não são afetados, os quais respondem apenas às variações de carga e não às oscilações da tensão HVDC e correntes de saídas do DAB.

A Figura 5.12 apresenta os resultados de simulação para uma reversão do fluxo de potência nominal ($1 pu$) do SST, que ocorrem nos instantes de tempo $t = 1,95s$ e $t = 6,55s$. Pode-se notar que, embora a quantidade de potência manipulada pelo conversor em ambas direções seja igual, quando o fluxo é invertido, a constante de tempo diminui, levando a uma equalização mais rápida, que ocorre em $t \approx 4,5s$ e com um erro de tensão igual a $9 V$ ($0,0043 pu$). Além disso, uma vez ocorrida a equalização das tensões, a segunda reversão de fluxo não provoca novos desvios, o que indica que após a convergência das tensões HVDC o SST poderá ser submetido a diferentes situações de carga sem que isso cause um desequilíbrio significativo nas tensões do *link* HVDC. Por fim, observa-se também que a equalização de tensão não possui nenhum efeito sobre o comportamento das grandezas

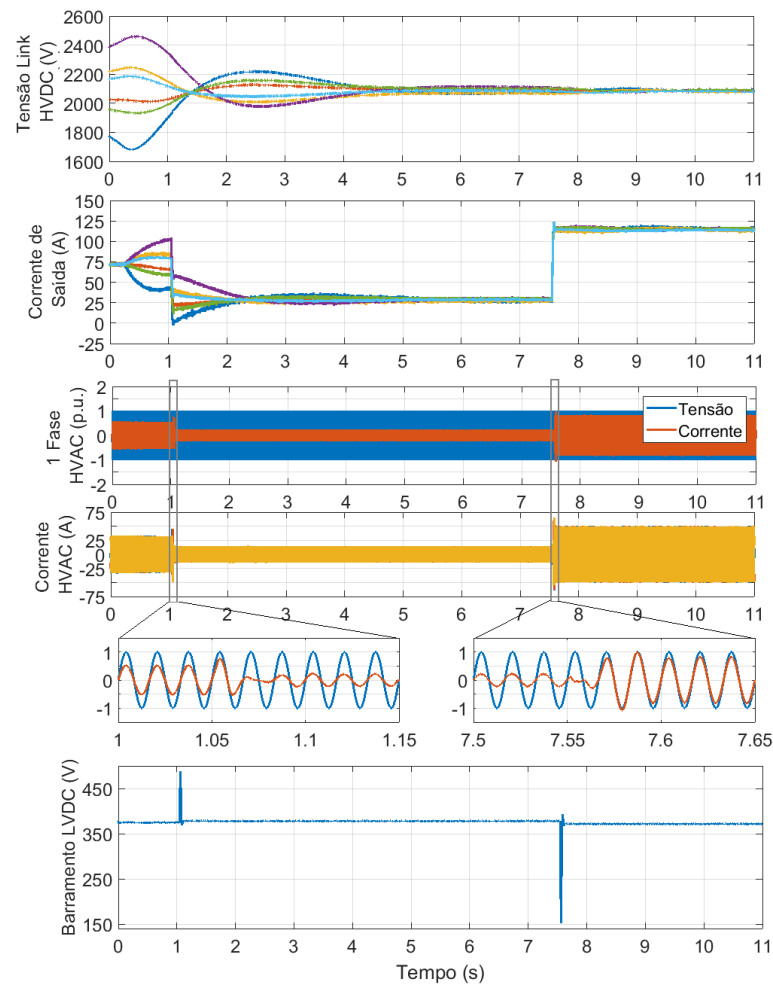


Figura 5.11: Resultado de simulação para o balanço de tensão durante variação de carga.

dos barramentos HVAC e LVDC.

5.5 Resultados em *Hardware-In-the-Loop*

A implementação física da topologia modular proposta para o projeto do SST é complexa, cara e com muitos desafios. Principalmente pela quantidade de dispositivos envolvidos no estágio de potência, implementação dos circuitos condicionadores de sinal e complexidade dos algoritmos de controle [84, 100]. Nestes casos, o uso de simulação em tempo real do conversor e das estratégias de controle auxilia na validação dos resultados e realização de testes, reduzindo, assim, o tempo de desenvolvimento do projeto e dos

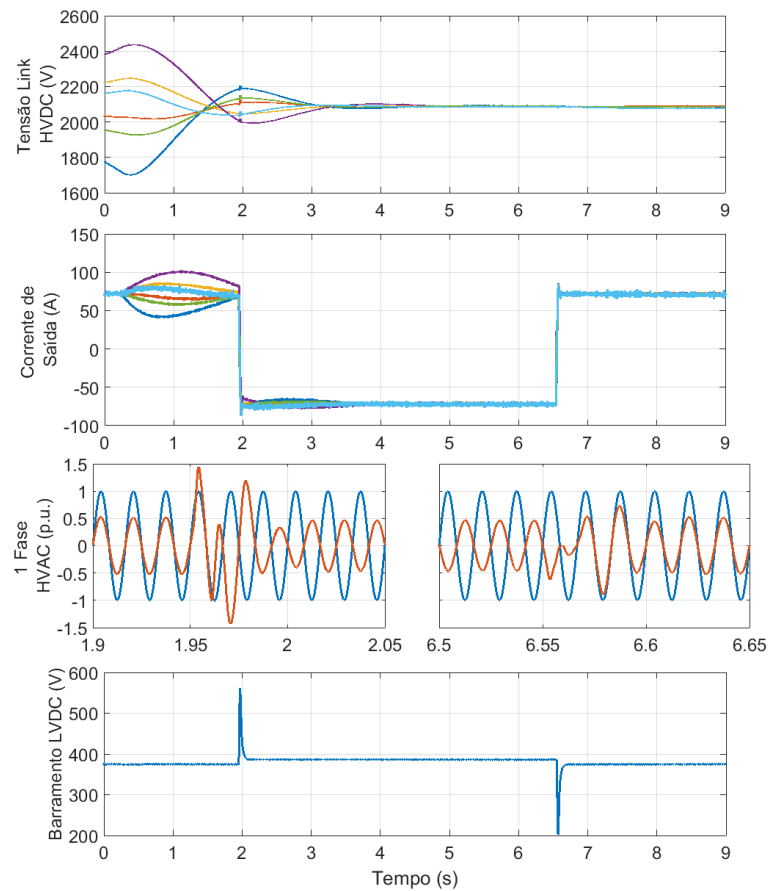


Figura 5.12: Resultado de simulação para o balanço de tensão durante reversão de fluxo de potência.

problemas inerentes da montagem física do protótipo [101, 102, 103]. Portanto, neste trabalho é realizada a utilização de simulação em tempo real para auxiliar na validação da estratégia de controle de equalização da tensão e compartilhamento da potência entre os módulos do SST. Portanto, é proposta neste trabalho uma plataforma baseada em *Hardware-In-the-Loop* (HIL) para implementação do transformador eletrônico. Para isso, o modelo matemático dos conversores e das malhas de controle são embarcados no DSP (*Digital Signal Processor*), que permite avaliar o desempenho dos algoritmos a partir dos resultados em HIL. As grandezas elétricas são visualizadas no osciloscópio e podem ser comparadas com os resultados de simulação feitas no MATLAB/Simulink. Mais informações a respeito do ambiente proposto para implementação do HIL são apresentadas no

Apêndice B.

Nesta seção a estratégia de equalização dos módulos dos SST é avaliada a partir de resultados de HIL e a performance é comparada com os resultados de simulação do MATLAB. A topologia simulada e embarcada no microcontrolador é a mesma descrita na seção anterior e os resultados são obtidos para as mesmas condições, em que se avalia o desempenho da técnica durante o equalização da tensão e potência dos módulos e as perturbações de variação de carga e reversão do fluxo de potência. As análises apresentam os resultados de simulação executada no MATLAB/Simulink, bem como os resultados experimentais obtidos a partir do HIL. Ambos os resultados são apresentados no intuito de comprovar que o sistema embarcado no DSP possui resultados semelhantes aos dos conversores projetados. Os elementos reativos de cada módulo são ligeiramente diferentes entre si e as condições iniciais das tensão HVDC de cada módulo também são diferentes, porém esses parâmetros são sempre os mesmos para todas as simulações apresentadas.

A Figura 5.13 apresenta os resultados do MATLAB e do HIL para o SST com uma carga de $0,3 pu$, em que se tem no instante inicial tensões diferentes em cada módulo. Para facilitar a comparação os resultados de simulação e do HIL são apresentados lado a lado na figura. As variáveis apresentadas no osciloscópio são normalizadas e compreendidas na faixa do conversor DAC ($0 - 3,3 V$, resolução 12 bits). Os resultados mostram que com a atuação da função do *droop* adaptativo, as correntes de saída do DAB são desbalanceadas causando uma mudança na trajetória das tensões do barramento HVDC, que depois de um determinado tempo gradualmente vão convergindo para o valor de referência, o que ocorre em $t \approx 3$ s. A partir deste ponto todos os módulos possuem praticamente o mesmo valor de tensão e fornecem a mesma potência. As Figuras 5.13 (c) e (d) mostram os sinais das correntes e tensões obtidas no osciloscópio. Devido ao número de DAC do DSP e de canais disponíveis no osciloscópio, somente os sinais de tensão/corrente de três módulos são apresentados. Estes resultados mostram que o modelo embarcado no microcontrolador apresenta um comportamento semelhante aos resultados simulados no MATLAB. Observa-se que em pouco tempo há um equilíbrio de tensão e potência entre os módulos.

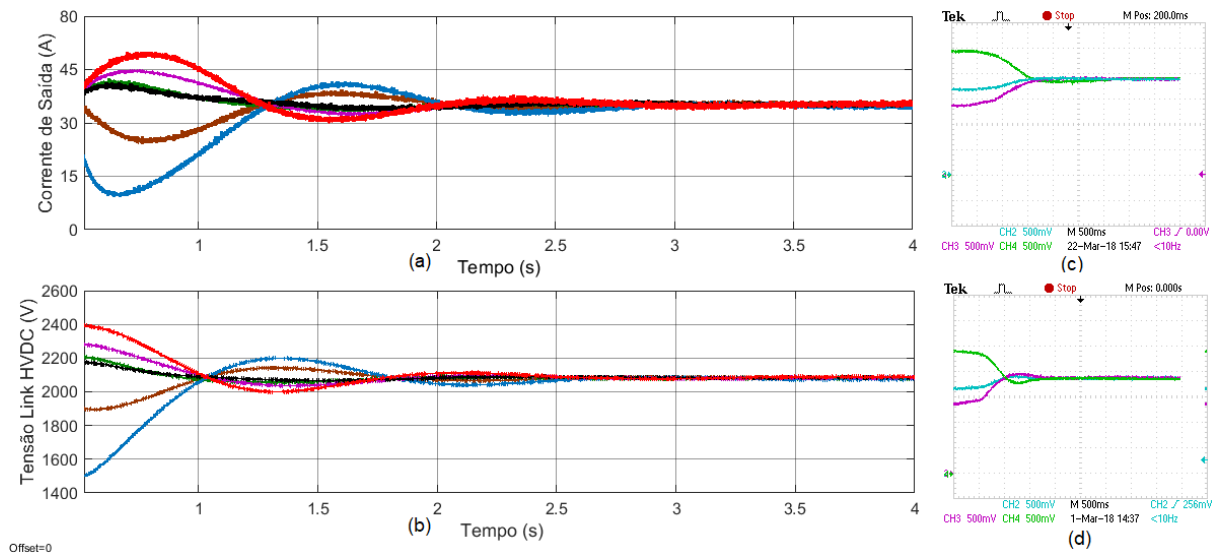


Figura 5.13: Resultados de simulação (a,b) e de HIL (c,d) para o balanço de tensão e potência para uma carga de 0,3 pu.

A Figura 5.14 apresenta os resultados para o SST quando submetido a variação de carga. No início o SST alimenta uma carga de 0,1 pu e após a equalização da tensão e corrente entre os módulos há uma variação da carga para 0,2 pu (no instante $t = 2,7$ s). Como visto pelas curvas de tensão, a perturbação de carga é insignificante, não afetando o equilíbrio entre os módulos do SST. O barramento LVDC, Figure 5.14 (c), apresenta um leve afundamento de tensão momentâneo no instante do aumento de carga, sendo rapidamente regulada pelas malhas de controle dos conversores. O resultado em HIL apresenta um comportamento semelhante, conforme é apresentado nos gráficos da Figura 5.14 (d), (e) e (f).

A Figura 5.15 apresenta o resultado de simulação para um reversão do fluxo de potência no SST. No início da simulação uma *microgrid* conectado no barramento LVDC está consumindo uma potência de 0,3 pu da rede de média tensão (HVAC). No instante de $t = 2,7$ s, em que já se tem a equilíbrio de potência e tensão entre os módulos, ocorre a inversão no sentido do fluxo. Provocado, por exemplo, por uma fonte de geração distribuída presente na microrrede, fazendo com que uma energia excedente seja injetada na rede. Como observado pelos gráficos de simulação, a reversão também apresenta um impacto

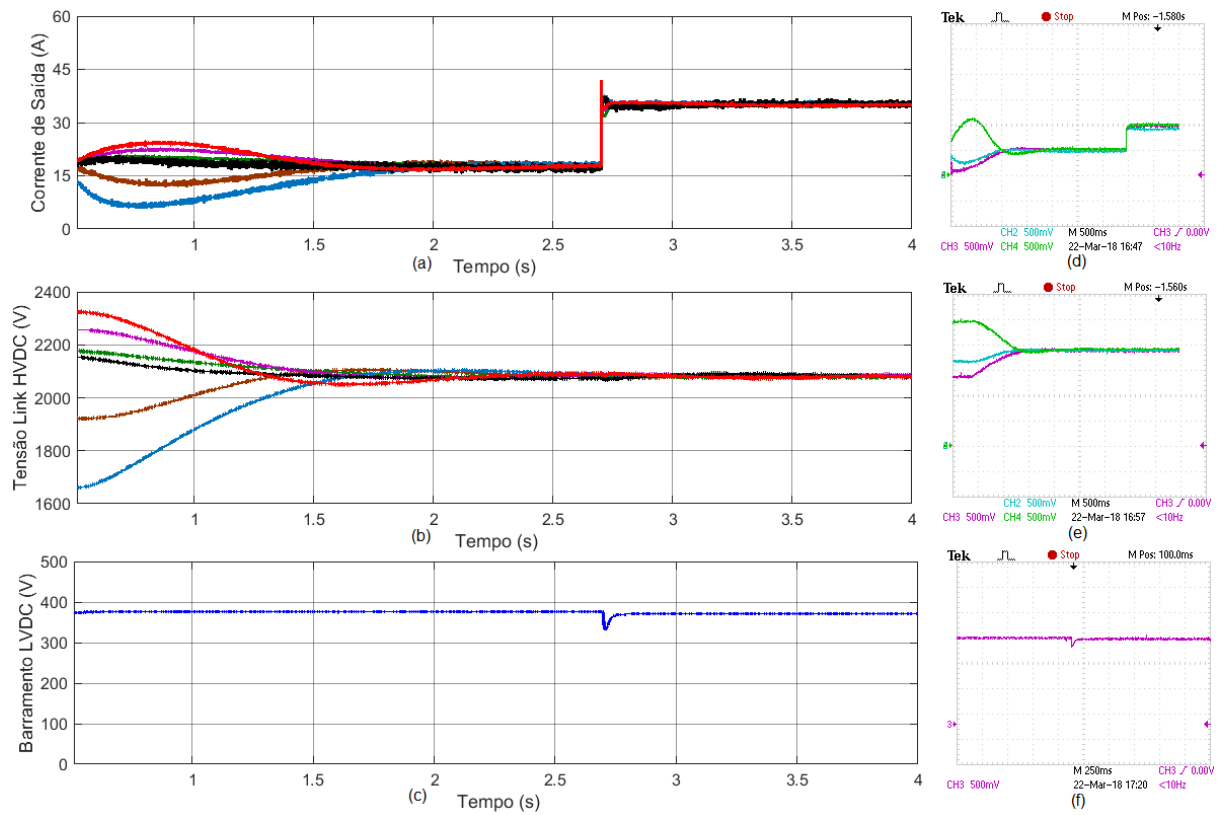


Figura 5.14: Resultados de simulação (a,b) e de HIL (c,d) para uma variação de carga.

irrelevante no equilíbrio de tensão e potência entre os módulos. O barramento LVDC apresenta uma leve elevação de tensão, mas que é rapidamente corrigida pelas malhas de controle. A corrente e a tensão de uma das fases da rede de média tensão (HVAC) mostram que em ambos os sentidos do fluxo de potência o fator de potência permanece unitário, e após a inversão do sentido há um deslocamento de 180° entre estes sinais, evidenciando a mudança do sentido da potência que flui pelo SST. O gráfico da Figura 5.16 apresenta o resultado experimental de HIL para esse caso. Para efeito de análise e por questões de limitação do DAC e do osciloscópio somente umas das correntes de saída de um dos módulos (curva verde) e a tensão do barramento LVDC (curva roxa) são apresentadas. Além disso, somente os detalhes do instante de tempo em que ocorre a reversão do fluxo de potência são apresentados. No sinal da corrente é possível observar a inversão do fluxo de potência, já que o sinal fica negativo. Além disso, a tensão do barramento apresenta

Capítulo 5 - Estratégia de Controle para o Balanço de Tensão e Potência

uma pequena elevação no instante da reversão do fluxo, que novamente é regulada para a tensão nominal do barramento a partir da ação das malhas de controle.

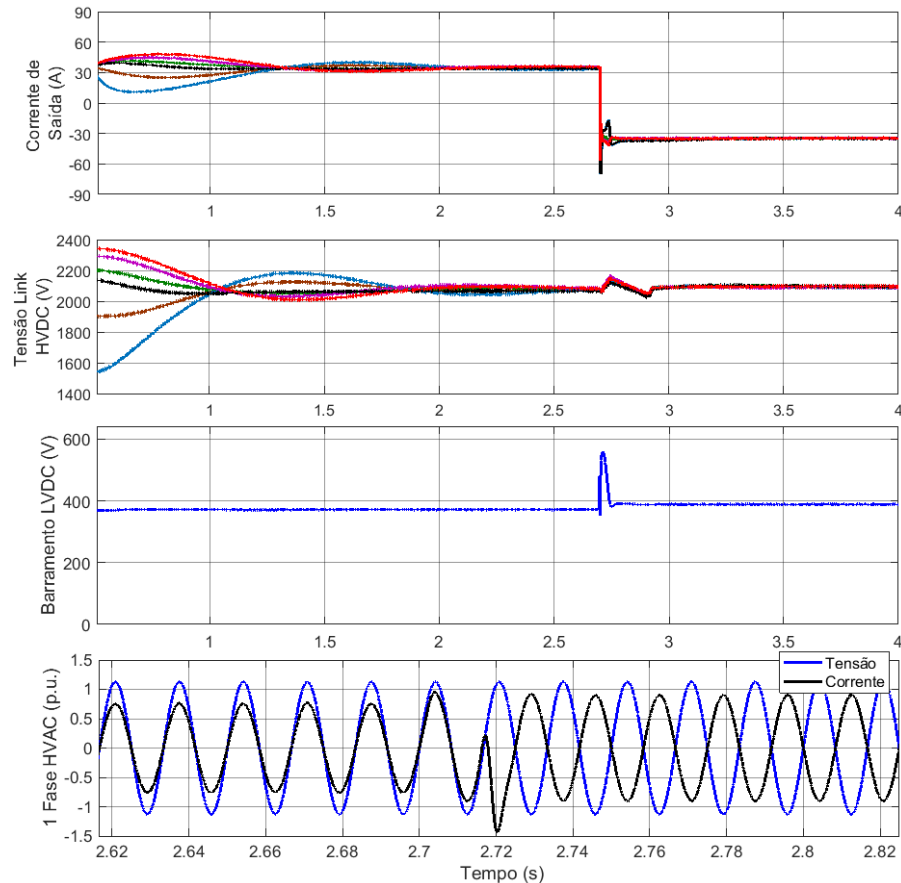


Figura 5.15: Resultados de simulação para o cenário de reversão do fluxo de potência.

Como observado em todas as simulações do MATLAB e os resultados experimentais de HIL, após o balanceamento de potência e tensão entre os módulos do SST, qualquer perturbação provocado ao SST não afeta de forma significativa o equilíbrio entre eles. Mostrando, assim, a eficácia da estratégia de controle baseada em *droop* adaptativo implementada na malha de controle do DAB.

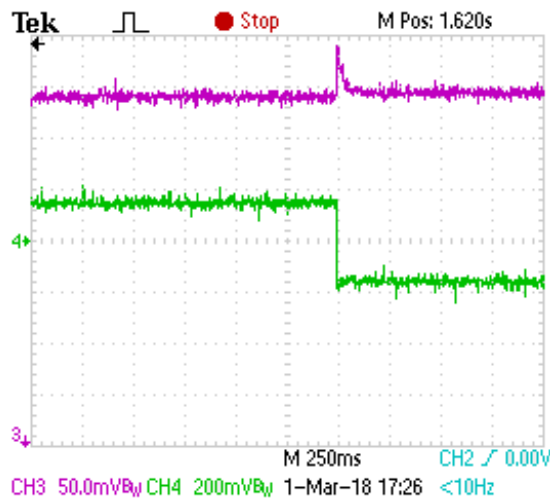


Figura 5.16: Resultados de HIL para o cenário de reversão do fluxo de potência.

5.6 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foi apresentada uma proposta para resolver o problema de equalização da tensão e potência que surge a partir da topologia escolhida neste trabalho para realizar o projeto do SST. A estratégia de controle proposta é capaz de promover o balanceamento de tensão dos barramentos HVDC e o compartilhamento de potência entre os múltiplos módulos, de forma descentralizada, ou seja, sem que haja a necessidade de troca de informações entre os módulos. Neste caso, os conversores DAB utilizados para realizar a interface isolada entre os barramentos HVDC e LVDC do SST são controlados de modo a implementar um *droop* de tensão no lado LVDC, sendo que a resistência virtual de *droop* de cada módulo é adaptada em função do valor instantâneo do seu barramento HVDC. Assim, caso haja alguma diferença de tensão entre os módulos, a estratégia proposta irá provocar um desequilíbrio instantâneo de potência que forçará a redução gradual do erro de tensão. O comportamento da estratégia proposta e a influência de parâmetros do SST sobre o seu desempenho foram avaliados por meio de simulações no MATLAB/Simulink, sendo que os resultados mostraram que a estratégia é capaz de promover a equalização de tensão e potência, com erros em estado estacionário inferiores a 1% mesmo durante condições de variação de carga e reversão de fluxo. Além disso, a estratégia de compensação não afeta

Capítulo 5 - Estratégia de Controle para o Balanço de Tensão e Potência

a dinâmica das variáveis da rede de média tensão (HVAC) e nem a tensão do barramento LVDC, ou seja, ela realiza a equalização de tensão por meio de um ajuste interno de potência que é transparente aos elementos conectados às portas do SST. A estratégia de controle também foi avaliada através dos resultados de simulação em tempo real a partir de um ambiente baseado em HIL que é proposto no trabalho. Para isso, foram elaborados os modelos matemáticos dos conversores do SST e das malhas de controle. Os modelos são simulados no MATLAB e depois embarcados em um DSP, o que permite a visualização das grandezas elétricas pela tela do osciloscópio. Os resultados mostraram que os resultados de HIL apresentam o comportamento semelhantes aos obtidos na simulados no MATLAB. Portanto, as análises realizadas neste capítulo mostram a capacidade da estratégia de equalização da tensão e potência entre os módulos e o HIL garante mais segurança e confiabilidade para se iniciar a etapa de montagem do protótipo do SST.

As discussões apresentadas neste capítulo foram publicadas no trabalho:

Welbert A. Rodrigues; Thiago R. Oliveira; Lenin M. F. Morais and Arthur H. R. Rosa. *Voltage and Power Balance Strategy without Communication for a Modular Solid State Transformer Based on Adaptive Droop Control*. *Energies*, v. 11, p. 1802, 2018;

Capítulo 6

Conclusões e Propostas Futuras

O trabalho de tese de doutorado apresentou o estudo e projeto do transformador eletrônico, com o foco nas suas vantagens e aplicações no sistema de distribuição de energia elétrica. Devido a sua alta frequência de operação ele apresenta uma substancial redução de peso e volume, quando comparado com os transformadores tradicionais, que operam em 50/60 Hz . Além disso, para implantação das microrredes, modernização do sistema de distribuição e aplicação dos conceitos de *smart grid* o SST é considerado o elemento chave, uma excelente alternativa ao transformador tradicional.

No trabalho foram avaliadas diferentes topologias que podem ser usadas para a implementação do transformador eletrônico, sendo escolhida como a mais interessante a estrutura de três estágios com os conversores conectados em cascata. Apesar de ser mais complexa, essa topologia permite agregar ao sistema elétrico funções que auxiliam na melhoria da qualidade de energia e facilitam a integração das microrredes à rede de distribuição, o que permite eliminar equipamentos que atualmente são adicionados ao sistema para desempenhar funções específicas, como por exemplo, o DVR e STATCOM, que atualmente são inseridos à rede para regulação de tensão e compensação de reativo, respectivamente. Ao longo desse trabalho foi realizada toda a metodologia para o projeto e especificação dos componentes que compõem os conversores, assim como as estratégias de controle necessárias. A característica de rigidez dinâmica é utilizada para avaliar o desempenho do sistema para um dado posicionamento dos polos da malha de controle,

permitindo, assim, o ajuste satisfatório dos ganhos dos controladores.

Para validação da metodologia de projeto dos conversores e das técnicas de controle são realizadas simulações no software MATLAB/Simulink. Os conversores são simulados individualmente, e para avaliar a topologia dos três conversores conectados em cascata é simulado um estudo de caso onde se tem uma *microgrid* baseada no SST. Para isso, avaliou-se a robustez do SST frente a afundamentos de tensão, capacidade de atenuação de distorções harmônica, correção do fator de potência, compensação de potência reativa e de reversão do fluxo de potência. Foram discutidas ao longo do texto as vantagens do sistema de *microgrid* tais como maior eficiência na integração de geração distribuída, redução de perdas no sistema de transmissão e distribuição, presença de elementos armazenadores de energia, possibilidade de distribuição em *c.c.*, dentre outras. As microrredes *c.c.* apresentam vantagens sobre as *c.a.*, já que as baterias e as fontes renováveis operam em corrente contínua, o que torna desnecessários alguns estágios de conversão. A conexão de ambas à rede de distribuição é realizada por meio de um transformador de potência. Neste contexto, o transformador convencional, meramente passivo, não atende às demandas deste sistema. Portanto, o transformador eletrônico se mostra como uma excelente alternativa para integração das microrredes. De fato, apesar da grande utilização, confiabilidade e robustez, o transformador convencional não permite, por exemplo, o controle e a regulação de tensão, sem o uso de *taps*, o controle local do fluxo de potência ativa e reativa, necessário para a gestão do fluxo de energia na *microgrid* e nem a rejeição e isolamento dos distúrbios ou anomalias que advenham de um dos lados do transformador se propaguem para o outro lado.

Para lidar com os altos níveis de tensão aos quais o SST é exposto, quando aplicado ao sistema de distribuição, é apresentado neste trabalho como proposta o uso de topologia de conversores modulares, em que cada módulo é composto por um retificador ativo conectado em cascata a um conversor DAB. A estrutura considera cada fase composta por n módulos que tem sua entrada conectada em série e as suas saídas em paralelo. A modularidade permite que cada módulo trabalhe com uma potência bem abaixo da potência nominal do SST, permitindo assim que os transformadores operem com frequências mais

elevada. Além disso, a estrutura possibilita a produção em massa de módulos, diminuindo o custo de fabricação, além de facilitar a montagem e manutenção do SST, bem como a possibilidade de circuitos com redundância, o que aumenta a confiabilidade do sistema. Para garantir que os módulos operem de forma coordenada garantindo estabilidade do sistema é implementado na estrutura de controle a técnica de sinalização de barramento (DBS), que não utiliza controle centralizado. Para avaliar a performance da estrutura modular e a estratégia de controle são apresentados os resultados de simulação de uma *microgrid* c.c. que utiliza o SST com interface para conexão com a rede de distribuição. A microrrede é composta por um sistema fotovoltaico e um banco de baterias, em que são simulados alguns cenários de fluxo potência. Os resultados mostram que mesmo com perturbações e alteração das condições de fluxo de potência se tem uma estabilidade da tensão nos barramentos, um fator de potência unitário do lado da rede, além de garantir um isolamento real entre o primário e secundário do transformador, ou seja, as perturbações de um lado não são transferidas para o outro lado.

Os resultados mostram que a estrutura modular apresenta muitas vantagens, porém, quando se considera a implementação física do SST, as tolerâncias dos componentes e incompatibilidade entre os módulos podem levar ao desequilíbrio de tensão e do compartilhamento de potência entre eles. O que pode causar sobretensão e sobrecorrente nas chaves semicondutoras. Portanto, uma outra contribuição do trabalho é a proposta de implementação de uma técnica de controle descentralizado baseado em *droop* adaptativo que é capaz de garantir o equilíbrio de tensão e potência entre os módulos do SST, sem a necessidade de uma infraestrutura de rede de comunicação. A função adaptativa é avaliada através de simulações do modelo médio que é elaborado no MATLAB/Simulink, que é usado também para avaliar os efeitos dos parâmetros de controle. Criando assim um ambiente para o ajuste rápido e dinâmico dos controladores. Após os ajustes dos parâmetros das malhas de controle, avaliou-se a técnica proposta para o equilíbrio de tensão e potência através de simulações do modelo chaveado dos conversores. Os resultados mostraram que a estratégia adotada é capaz de promover a equalização de tensão e potência, com erros em estado estacionário inferiores a 1% mesmo durante condições de

variação de carga e reversão de fluxo de potência. Observa-se também que a estratégia de compensação não afeta o comportamento das grandezas elétricas dos barramentos HVAC e LVDC, e após a convergência das tensões e correntes dos módulos qualquer perturbação ao sistema, como por exemplo a reversão do fluxo de potência, não provoca novos desvios significativos dessas grandezas.

Por fim o trabalho apresenta também como contribuição a proposta de uma plataforma baseada em *Hardware-In-the-Loop* para simulação em tempo real dos conversores, o que é muito útil para validação das técnicas de controle aplicadas a topologias de conversores que apresentam grandes desafios de implementação física. A metodologia se baseia na integração MATLAB/DSP em que se tem a elaboração do modelo matemático dos conversores do SST e dos algoritmos de controle, e em seguida eles são embarcadas no microcontrolador. Um ambiente de simulação em tempo real de alto desempenho é muito útil na depuração e testes de algoritmos de controle antes de partir para a implementação e montagem do protótipo. A utilização de plataformas dedicadas de simulação em tempo real, permite não só otimizar os códigos, mas também minimizar os custos e reduzir o tempo de desenvolvimento. Os resultados em HIL obtidos apresentaram alta fidelidade aos resultados alcançados através da simulação no MATLAB. Portanto, a técnica assegura o correto funcionamento das estratégias de controle e minimiza os problemas comuns da implementação experimental do SST.

6.1 Propostas de continuidade

Como propostas de continuidade deste trabalho de tese define-se:

1. Implementação de um SST com três módulos de 1 *kW* para validação da estratégia de controle do balanço de tensão e potência entre os módulos;
2. Projeto e implementação de uma microrrede baseada no SST, composta por uma fonte de geração distribuída e um sistema de armazenamento;
3. Análise da estabilidade do controle de *droop* usado no projeto do SST;

4. Levantamento da densidade de potência e da eficiência do SST para realizar uma análise comparativa com o transformador convencional;
5. Implementação do circuito de potência em simulador em tempo real mais robusto (exemplo, Typhoon HIL), mantendo apenas a estrutura de controle em um DSP;
6. Propor e implementar outro método para a equalização da tensão e potência para comparar com o método implementado;
7. Realizar uma análise mais detalhada das chaves comerciais para definir uma potência mínima em que se tem maior aproveitamento das chaves e um custo por MW ótimo;
8. Levantar as equações de estado da topologia de conversores usados na implementação do SST;
9. Fazer uma análise custos por kW para construção de um SST;
10. Elaboração e submissão de um projeto para um edital de P&D ANEEL e/ou órgão de fomento a pesquisa.

Referências Bibliográficas

- [1] W. W. A. G. Silva, “Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento c.c. e carregamento de baterias em um sistema nanorrede,” 2013. Dissertação de Mestrado - UFMG.
- [2] Agência Nacional de Energia Elétrica, “Banco de informações de geração (big),” tech. rep., Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) - Ministério de Minas e Energia.
- [3] M. Kang, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, “Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, pp. 1133–1141, Nov 1999.
- [4] S. Ratanapanachote, “Applications of an electronic transformer in a power distribution system,” 2004. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Minas Gerais.
- [5] X. She and A. Huang, “Solid state transformer in the future smart electrical system,” in *2013 IEEE Power Energy Society General Meeting*, pp. 1–5, July 2013.
- [6] X. She, R. Burgos, G. Wang, F. Wang, and A. Q. Huang, “Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4077–4084, Sept 2012.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [7] H. Zhu, Y. Li, P. Wang, Z. Li, and Z. Chu, “Design of power electronic transformer based on modular multilevel converter,” in *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pp. 1–4, March 2012.
- [8] S. Roy, A. De, and S. Bhattacharya, “Multi-port solid state transformer for inter-grid power flow control,” in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pp. 3286–3291, May 2014.
- [9] D. M. Falcão, “Smart grids e microredes: o futuro já é presente,” in *VIII Simpósio de Automação de Sistemas Elétricos (SIMPASE)*, pp. 1–12, janeiro 2009.
- [10] T. R. Oliveira, W. W. A. G. Silva, and P. F. Donoso-Garcia, “Distributed secondary level control for energy storage management in dc microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, pp. 2597–2607, Nov 2017.
- [11] M. Wolf, *Design and Implementation of a Modular Converter with Application to a Solid State Transformer by*. PhD thesis, Graduate Faculty of University of Stellenbosch, 2009.
- [12] W. McMurray, “Optimizing energy savings from direct-dc in u.s. residential buildings,” 1968. Patent.
- [13] M. H. Kheraluwala, D. W. Novotny, and D. M. Divan, “Design considerations for high power high frequency transformers,” in *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, pp. 734–742, 1990.
- [14] M. Kang, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, “Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, pp. 1133–1141, Nov 1999.
- [15] X. She, S. Lukic, A. Q. Huang, S. Bhattacharya, and M. Baran, “Performance evaluation of solid state transformer based microgrid in freedm systems,” in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 182–188, March 2011.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [16] A. Q. Huang, M. L. Crow, G. T. Heydt, J. P. Zheng, and S. J. Dale, “The future renewable electric energy delivery and management (freedm) system: The energy internet,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, pp. 133–148, Jan 2011.
- [17] N. C. Foureaux, L. Adolpho, S. M. Silva, J. A. d. S. Brito, and B. d. J. Cardoso Filho, “Application of solid state transformers in utility scale solar power plants,” in *2014 IEEE 40th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, pp. 3695–3700, June 2014.
- [18] A. Kirsten, “Metodologia de projeto e otimização do conversor dab aplicado a transformadores de estado sólido,” 2014. Tese de Doutorado - UFSM.
- [19] F. Briz, M. López, A. Rodríguez, A. Zapico, M. Arias, and D. Díaz-Reigosa, “Mmc based sst,” in *2015 IEEE 13th International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, pp. 1591–1598, July 2015.
- [20] J.-W. Lim, Y. Cho, H.-S. Lee, and K.-Y. Cho, “Design and control of a 13.2 kv/10 kva single-phase solid-state-transformer with 1.7 kv sic devices,” *Energies*, vol. 11, no. 1, 2018.
- [21] J. Martin-Arnedo, F. González-Molina, J. A. Martinez-Velasco, and M. E. Adabi, “Emtp model of a bidirectional cascaded multilevel solid state transformer for distribution system studies,” *Energies*, vol. 10, no. 4, 2017.
- [22] R. Gao, X. She, I. Husain, and A. Q. Huang, “Solid-state-transformer-interfaced permanent magnet wind turbine distributed generation system with power management functions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 3849–3861, July 2017.
- [23] S. Falcones, R. Ayyanar, and X. Mao, “A dc–dc multiport-converter-based solid-state transformer integrating distributed generation and storage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2192–2203, May 2013.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [24] X. She, S. Lukic, and Q. H. Alex, “Dc zonal micro-grid architecture and control,” in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2988–2993, Nov 2010.
- [25] X. She, *Control and Design of a High Voltage Solid State Transformer and its Integration with Renewable Energy Resources and Microgrid System*. PhD thesis, Graduate Faculty of North Carolina State University, 2013.
- [26] Empresa de Pesquisa Energética, “Balanço energético nacional 2015: Ano base 2014,” tech. rep., Ministério de Minas e Energia, Rio de Janeiro, Brasil, 2015.
- [27] J. Borba, “Aneel aprova ajuste de 7 distribuidoras; alta média é de 45,7%.” Folha de São Paulo, 2015. Relatório.
- [28] R. H. Lesseter, “Smart distribution: Coupled microgrids,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 99 issue 6, pp. 1074–1082, 2011.
- [29] T. E. D. C. Huayllas, D. S. Ramos, and R. L. Vasquez-Arnez, “Microgrid systems: Current status and challenges,” in *2010 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America (T D-LA)*, pp. 7–12, Nov 2010.
- [30] D. M. Falcão, “Integração de tecnologias para viabilização da smart grid,” *III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, pp. 1–5, 2010.
- [31] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, and M. Castilla, “Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids—a general approach toward standardization,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 158–172, Jan 2011.
- [32] A. da S. Bolzon, “Estudo e implementação de um conversor bidirecional cc-ca monofásico de dois estágios como interface entre uma nanorede e a rede elétrica,” 2014. Dissertação de Mestrado - UFMG.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [33] J. E. Huber and J. W. Kolar, “Applicability of solid-state transformers in today and future distribution grids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, pp. 1–1, 2018.
- [34] W. F. de Souza, “Técnicas de controle aplicadas na unidade de interface de uma microgrid com o sistema elétrico de distribuição em um cenário de carga desbalanceada,” 2014. Tese de Doutorado - UFMG.
- [35] W. W. A. G. Silva, P. F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme-Jr., T. R. Oliveira, C. H. G. Santos, and A. S. Bolzon, “Study of the application of bidirectional dual active bridge converters in dc nanogrid energy storage systems,” in *XII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, pp. 609–614, 2013.
- [36] Agência Nacional de Energia Elétrica, “Resolução normativa n° 482, de 17 de abril de 2012,” tech. rep., Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) - Ministério de Minas e Energia.
- [37] Agência Nacional de Energia Elétrica, “Resolução normativa n° 687, de 34 de novembro de 2015,” tech. rep., Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) - Ministério de Minas e Energia.
- [38] Agência Nacional de Energia Elétrica, “Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional (prodist),” tech. rep., Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) - Ministério de Minas e Energia.
- [39] S. Anand and B. G. Fernandes, “Optimal voltage level for dc microgrids,” in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3034–3039, Nov 2010.
- [40] H. Kakigano, M. Nomura, and T. Ise, “Loss evaluation of dc distribution for residential houses compared with ac system,” in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pp. 480–486, June 2010.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [41] X. She, A. Q. Huang, S. Lukic, and M. E. Baran, “On integration of solid-state transformer with zonal dc microgrid,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, pp. 975–985, June 2012.
- [42] J. W. van der Merwe and H. d. T. Mouton, “The solid-state transformer concept: A new era in power distribution,” in *AFRICON 2009*, pp. 1–6, Sept 2009.
- [43] N. G. Hingorani and L. Gyugyi, *FACTS Concept and General System Considerations*. IEEE, 2000.
- [44] T. U. Okeke and R. G. Zaher, “Flexible ac transmission systems (facts),” in *2013 International Conference on New Concepts in Smart Cities: Fostering Public and Private Alliances (SmartMILE)*, pp. 1–4, Dec 2013.
- [45] J. L. Brooks, “Solid state transformer concept development,” 1980. Tese de Doutorado.
- [46] C. Blanco, P. J. Villegas, E. Lopez, J. M. Alonso, A. Gonzalez, I. Fernandez, and M. Rico, “An improved electronic transformer for low power halogen cycle lamps,” in *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1979–1983 vol.3, Oct 1994.
- [47] K. Harada, F. Anan, K. Yamasaki, M. Jinno, Y. Kawata, and T. Nakashima, “Intelligent transformer,” in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1337–1341 vol.2, June 1996.
- [48] L. Luo, Y. Zhang, L. Jia, and N. Yang, “A novel method based on self-power supply control for balancing capacitor static voltage in mmc,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 1038–1049, Feb 2018.
- [49] H. Zhu, Y. Li, P. Wang, Z. Li, and Z. Chu, “Design of Power Electronic Transformer Based on Modular Multilevel Converter,” in *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pp. 1–4, 2012.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [50] 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, Sept 2013.
- [51] H. Fan and H. Li, “High-frequency transformer isolated bidirectional dc–dc converter modules with high efficiency over wide load range for 20 kva solid-state transformer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 3599–3608, Dec 2011.
- [52] S. Falcones, X. Mao, and R. Ayyanar, “Topology comparison for solid state transformer implementation,” in *IEEE PES General Meeting*, pp. 1–8, July 2010.
- [53] A. L. Kirsten, T. H. De Oliveira, J. G. P. Roncalio, C. Rech, and M. A. D. Costa, “Performance Analysis of Modular Converter for Solid State Transformers,” in *2013 Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2013 - Proceedings*, (Gramado), pp. 1060–1066, IEEE, 2013.
- [54] M. T. A. Khan, A. A. Milani, A. Chakraborty, and I. Husain, “Dynamic modeling and feasibility analysis of a solid-state transformer-based power distribution system,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 551–562, Jan 2018.
- [55] L. Heinemann and G. Mauthe, “The universal power electronics based distribution transformer, an unified approach,” in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, vol. 2, pp. 504–509 vol.2, June 2001.
- [56] C. M. T. Cruz, “Técnicas de comutação não dissipativa aplicadas a retificadores de três níveis operando com fator de potência unitário,” 2002. Dissertação de Mestrado - UFSC.
- [57] F. H. M. da Rocha, “Análise e estudo de um retificador controlado com fator de potência unitário e de geradores distribuídos que utilizam microturbinas,” 2012. Dissertação de Mestrado - EESC-USP.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [58] J. K. Nishioka, “Sistema de controle digital para retificador trifásico a quatro fios com filtro lcl,” 2011. Dissertação de Mestrado - UFSC.
- [59] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1281–1291, Sept 2005.
- [60] e. A. D. M. Liserre, F. Blaabjerg, “Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase pwm voltage source converter,” *Int. J. Electron.*, vol. 91, no. 8, p. 445–460, 2004.
- [61] S. Sen, K. Yenduri, and P. Sensarma, “Step-by-step design and control of lcl filter based three phase grid-connected inverter,” in *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 503–508, Feb 2014.
- [62] D. Dong, “Ac-dc bus-interface bi-directional converters in renewable energy systems,” 2012. Tese de Doutorado - Virginia Polytechnic Institute and State University, EUA.
- [63] L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, “Pll structures for utility connected systems,” in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, vol. 4, pp. 2655–2660 vol.4, Sept 2001.
- [64] C. H. G. Santos, R. V. Ferreira, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, “Fourier-based pll applied for selective harmonic estimation in electric power systems,” *Journal of Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 884–895, 2013.
- [65] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, “Control topology options for single-phase ups inverters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 493–501, March 1997.
- [66] S. M. Silva, “Estudo e projeto de um restaurador dinâmico de tensão,” 1999. Dissertação de Mestrado - UFMG.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [67] H. R. Karshenas, H. Daneshpajoo, A. Safaee, A. Bakhshai, and P. Jain, “Basic families of medium-power soft-switched isolated bidirectional dc-dc converters,” in *2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, pp. 92–97, Feb 2011.
- [68] F. Krismer, “Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge dc-dc converter topologies,” 2010. Tese de Doutorado.
- [69] A. S. Babokany, M. Jabbari, G. Shahgholian, and M. Mahdavian, “A review of bidirectional dual active bridge converter,” in *2012 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, pp. 1–4, May 2012.
- [70] 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, Sept 2012.
- [71] X. Liu, Z. Q. Zhu, D. A. Stone, M. P. Foster, W. Q. Chu, I. Urquhart, and J. Greenough, “Novel dual-phase-shift control with bidirectional inner phase shifts for a dual-active-bridge converter having low surge current and stable power control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 4095–4106, May 2017.
- [72] H. Xiao and S. Xie, “A zvs bidirectional dc-dc converter with phase-shift plus pwm control scheme,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 813–823, March 2008.
- [73] J. Everts, F. Krismer, J. V. den Keybus, J. Driesen, and J. W. Kolar, “Optimal zvs modulation of single-phase single-stage bidirectional dab ac-dc converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 3954–3970, Aug 2014.
- [74] 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

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2905–2914, Nov 2008.
- [75] C. W. M. T. Mcllyman, “Transformer and inductor design handbook,” *CRC Press*, 2011.
- [76] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, J. C. Vasquez, R. Teodorescu, and L. Huang, “Hierarchical control of parallel ac-dc converter interfaces for hybrid microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, pp. 683–692, March 2014.
- [77] H. Wang, M. Han, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and B. G. Teshager, “Distributed secondary and tertiary controls for v-droop-controlled-paralleled dc-dc converters,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 12, no. 7, pp. 1538–1546, 2018.
- [78] Q. Xiao, H. Jia, B. Liang, and J. He, “Current balancing control for multi-port hybrid ac/dc microgrid,” in *2017 IEEE Power Energy Society General Meeting*, pp. 1–5, July 2017.
- [79] H. Sepahvand, S. Madhusoodhanan, K. Corzine, S. Bhattacharya, and M. Ferdowsi, “Topology selection for medium-voltage three-phase sic solid-state transformer,” in *2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, pp. 485–489, Oct 2014.
- [80] M. Rashidi, A. Nasiri, and R. Cuzner, “Application of multi-port solid state transformers for microgrid-based distribution systems,” in *2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp. 605–610, Nov 2016.
- [81] J. Shi, W. Gou, H. Yuan, T. Zhao, and A. Q. Huang, “Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 1154–1166, April 2011.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [82] A. L. Kirsten, T. H. de Oliveira, J. G. P. Roncalio, C. Rech, and M. A. D. Costa, “Performance analysis of modular converter for solid state transformers,” in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1060–1066, Oct 2013.
- [83] U. Khalid, M. M. Khan, Z. Xiang, and Y. Jianyang, “Bidirectional modular dual active bridge (dab) converter using multi-limb-core transformer with symmetrical lc series resonant tank based on cascaded converters in solid state transformer (sst),” in *2017 China International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, pp. 627–632, Oct 2017.
- [84] I. B. A. Ruseler, T. B. Lazzarin, “A single-phase inverter based on full-bridge modules with inputs in series-connection and outputs coupled by a multiple-winding transformer,” *Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 3, p. 283–292, 2015.
- [85] J. Schönberger, R. Duke, and S. D. Round, “Dc-bus signaling: A distributed control strategy for hybrid renewable nanogrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1453–1460, 2006.
- [86] F. Li, Z. Lin, Z. Qian, and J. Wu, “Active dc bus signaling control method for coordinating multiple energy storage devices in dc microgrid,” in *2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, pp. 221–226, June 2017.
- [87] R. Gao, I. Husain, and A. Q. Huang, “An autonomous power management strategy based on dc bus signaling for solid-state transformer interfaced pmsg wind energy conversion system,” in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 3383–3388, March 2016.
- [88] Y. Han, H. Li, P. Shen, E. A. A. Coelho, and J. M. Guerrero, “Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controlled microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 2427–2451, March 2017.
- [89] B. Zhao, Q. Song, J. Li, and W. Liu, “A modular multilevel dc-link front-to-front dc solid-state transformer based on high-frequency dual active phase shift for hvdc grid

- integration,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 8919–8927, Nov 2017.
- [90] L. Wang, D. Zhang, Y. Wang, B. Wu, and H. S. Athab, “Power and voltage balance control of a novel three-phase solid-state transformer using multilevel cascaded h-bridge inverters for microgrid applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 3289–3301, April 2016.
- [91] X. She, A. Q. Huang, and X. Ni, “Current sensorless power balance strategy for dc/dc converters in a cascaded multilevel converter based solid state transformer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 17–22, Jan 2014.
- [92] L. Luo, Y. Zhang, L. Jia, and N. Yang, “A novel method based on self-power supply control for balancing capacitor static voltage in mmc,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 1038–1049, Feb 2018.
- [93] D. Jeong, H. Yun, H. Kim, H. Kim, and J. Baek, “Distributed control strategy of dc microgrid for islanding mode operation,” in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’17 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.5, Sept 2017.
- [94] H. Yun, H. Kim, M. Ryu, J. Baek, and H. Kim, “A simple and practical voltage balance method for a solid-state transformer using cascaded h-bridge converters,” in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, pp. 2415–2420, June 2015.
- [95] H. Han, X. Hou, J. Yang, J. Wu, M. Su, and J. M. Guerrero, “Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, pp. 200–215, Jan 2016.
- [96] J. F. C. M. A. Bruno W. França, Emanuel L. van Emmerik, “Sliding droop control for distributed generation in microgrids,” *Eletrônica de Potência*, vol. 22, no. 4, pp. 429–439, 2017.

- [97] S. Augustine, M. K. Mishra, and N. Lakshminarasamma, “Adaptive droop control strategy for load sharing and circulating current minimization in low-voltage standalone dc microgrid,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, pp. 132–141, Jan 2015.
- [98] D. Dam and H. Lee, “A power distributed control method for proportional load power sharing and bus voltage restoration in a dc microgrid,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 3616–3625, July 2018.
- [99] S. I. Seleme, L. Gregoire, M. Cousineau, and P. Ladoux, “Decentralized controller for modular multilevel converter,” in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pp. 1–8, May 2016.
- [100] P. M. A. P. G. B. Frederico T. Ghetti, Andrei de O. Almeida, “Simulacao em tempo real de algoritmos de equalizacao das tensoes cc de um conversor multinivel modular,” *Eletronica de Potencia*, vol. 22, no. 4, pp. 362–371, 2017.
- [101] J. Yin, T. Su, Z. Guan, Q. Chu, C. Meng, L. Jia, J. Wang, and Y. Zhang, “Modeling and validation of a diesel engine with turbocharger for hardware-in-the-loop applications,” *Energies*, vol. 10, no. 5, 2017.
- [102] O. Lucia, I. Urriza, L. A. Barragan, D. Navarro, . Jimenez, and J. M. Burdio, “Real-time fpga-based hardware-in-the-loop simulation test bench applied to multiple-output power converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 853–860, March 2011.
- [103] A. H. R. Rosa, “Estudo e comparação de técnicas de controle não lineares aplicadas a conversores estáticos de potência,” 2015. Tese de Doutorado - UFMG.
- [104] S. S. j. P. L. L.A. Gregoire, M. Cousineau, “Real-time simulation of interleaved converters with decentralized control,” in *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ)*, May 2016.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [105] “Parameter tuning and signal logging with serial external mode.” <<https://www.mathworks.com/help/supportpkg/texasinstrumentsc2000/examples/parameter-338-tuning-and-signal-logging-with-serial-external-mode.html>>. acessado em 30/03/2018.
- [106] A. Penczek, R. Stala, L. Stawiarski, and M. Szarek, “Hardware-in-the-loop fpga-based simulations of switchmode converters for research and educational purposes,” vol. 87, pp. 194–200, 01 2011.
- [107] A. H. R. Rosa, M. B. E. Silva, M. F. C. Campos, R. A. S. Santana, M. A. S. Mendes, L. M. F. Morais, S. I. Seleme, and P. C. Cortizo, “Hil simulation of non linear control methods applied for buck-boost and flyback converters,” in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Nov 2017.
- [108] A. H. R. Rosa, M. B. E. Silva, M. F. C. Campos, R. A. S. Santana, W. A. Rodrigues, L. M. F. Morais, and S. I. S. Jr., “Shil and dhil simulations of nonlinear control methods applied for power converters using embedded systems,” *Electronics*, vol. 7, no. 10, 2018.
- [109] A. H. R. Rosa, T. M. de Souza, L. M. F. Morais, and S. I. Seleme, “Adaptive and nonlinear control techniques applied to sepic converter in dc-dc, pfc, ccm and dcm modes using hil simulation,” *Energies*, vol. 11, no. 3, 2018.
- [110] H. Vardhan, B. Akin, and H. Jin, “A low-cost, high-fidelity processor-in-the loop platform: For rapid prototyping of power electronics circuits and motor drives,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, pp. 18–28, June 2016.

Apêndice A

Simulações dos Conversores do SST

A partir da metodologia de projeto dos três conversores apresentada no capítulo 3 é feita a validação das técnicas para especificação dos componentes e das estratégias de controle dos conversores que compõe a topologia adotada para o projeto do SST. Para isso, os conversores são projetados individualmente e simulações são realizadas no software MATLAB/Simulink para demonstrar o seu funcionamento e a dinâmica das malhas de controle quanto submetidas a perturbações externas. As simulações também demonstram a capacidade dos conversores de correção do fator de potência, filtragem harmônica e reversão do fluxo de potência.

A.1 Retificador PWM

O estágio de entrada do SST é composto pelo conversor responsável por controlar a tensão do barramento c.c. de média tensão (HVDC) e a corrente do entrada (HVAC). A malha de corrente permite o ajuste do ângulo de defasagem entre a tensão e corrente da rede, para absorver ou injetar potência reativa e, conseqüentemente, controlar o fator de potência. O controle de tensão, além de regular a tensão do barramento, ajusta o seu nível de forma que a potência seja transferida pelo conversor em ambos os sentidos. Para avaliar o seu comportamento é realizado o projeto de um retificador de 30 kW com os parâmetros apresentados na Tabela A.1.

Apêndice A - Simulações dos Conversores do SST

Tabela A.1: Parâmetros do Retificador PWM.

Parâmetro	Valor
Potência	30 kW
Tensão da rede	13,8 kV
Frequência da rede	60 Hz
Frequência de chaveamento (f_{sw})	15.360 Hz
Tensão do barramento de c.c. (V_{dc})	24 kV
Máxima ondulação de corrente no indutor	20%
Ondulação da tensão de saída	1%

Com a definição destes parâmetros e a metodologia de projeto apresentada no Capítulo 3, define-se os valores dos elementos que compõem o retificador. Os ajustes dos ganhos dos controlados são realizados pelo método de alocação de polos, que são obtidos a partir da análise de rigidez dinâmica. A Figura A.1 apresenta as curvas de rigidez dinâmica usadas para ajuste dos ganhos das malhas de controle de corrente (a) e de tensão (b). A partir da análise das perturbações sobre as saídas do sistema de controle (malha de corrente $|V_s(s)/i(s)|$ e malha de tensão $|I(s)/V_d(s)|$), obtém-se os ganhos dos controladores, os quais estão registrados na Tabela A.2.

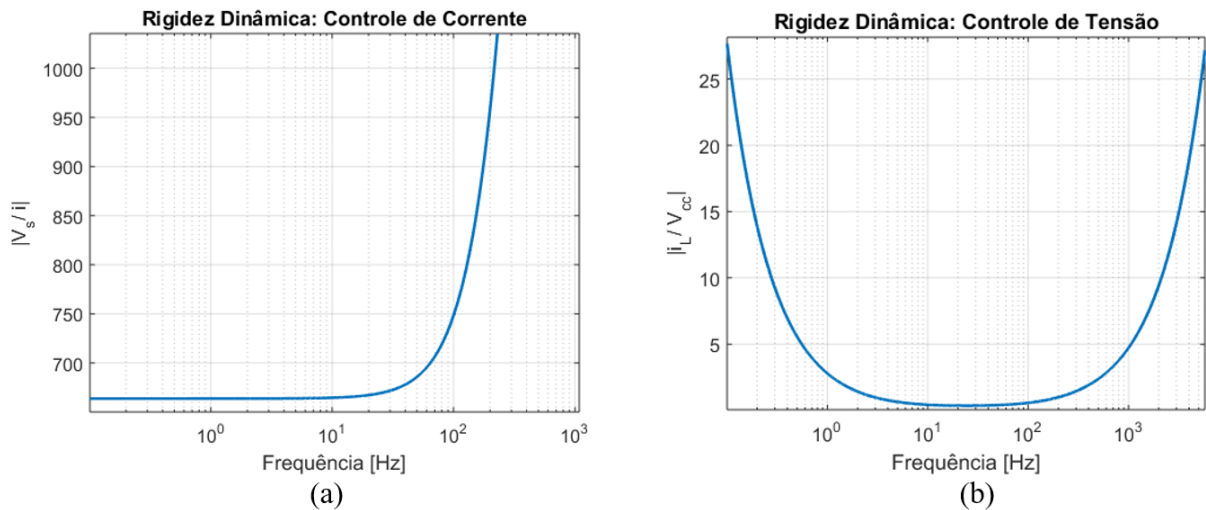


Figura A.1: Esboço da rigidez dinâmica do retificador: malha de corrente (a) e tensão (b).

Simulações são realizadas a fim de observar o comportamento do retificador e da resposta da malha de controle em situações de perturbações do sistema. O gráfico da

Apêndice A - Simulações dos Conversores do SST

Tabela A.2: Valores dos ganhos dos controladores do Retificador PWM.

K_i Controle	K_p Controle	R_a	K_i PLL	K_p PLL
17,46	0,36	40.000	40	633,72

Figura A.2 apresenta o resultado de simulação do retificador alimentando uma carga de 1 *pu*. Constam-se na figura as curvas de tensão e corrente de entrada do retificador. Nota-se que a corrente de entrada é senoidal e está em fase com a tensão, caracterizando um fator de potência unitário e um baixo conteúdo harmônico. O espectro harmônico da corrente é apresentado na Figura A.3, em que se observa um baixo conteúdo harmônico, THD igual a 0,6%. Nesse caso o retificador controlado se comporta como um filtro ativo, eliminando todas os harmônicos típicos de cargas alimentadas através de circuitos eletrônicos.

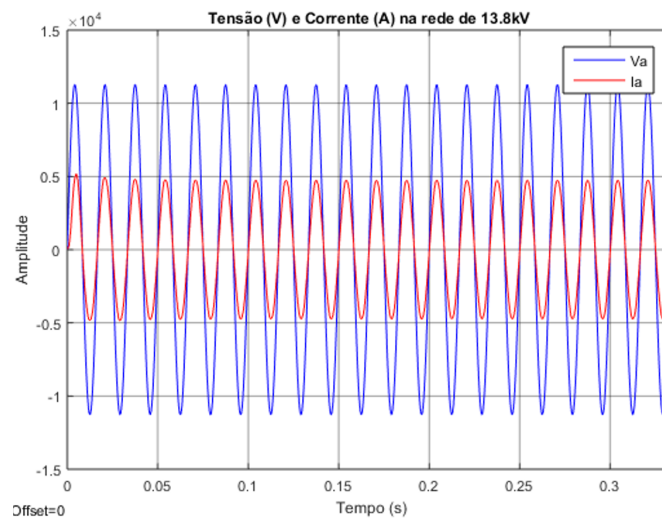


Figura A.2: Tensão e corrente de entrada do retificador.

Para analisar a robustez do retificador frente a variação da carga, simula-se quatro situações de cargas conectadas em sua saída, em que o barramento *c.c.* é observado para ver os efeitos dessa perturbação. Inicialmente o retificador alimenta uma carga de 0,1 *pu*, em seguida a carga é elevada para 0,9 *pu*, instantes depois provoca-se uma sobrecarga de 10% e por fim o retificador é submetido a alimentação de uma carga nominal. O gráfico

Apêndice A - Simulações dos Conversores do SST

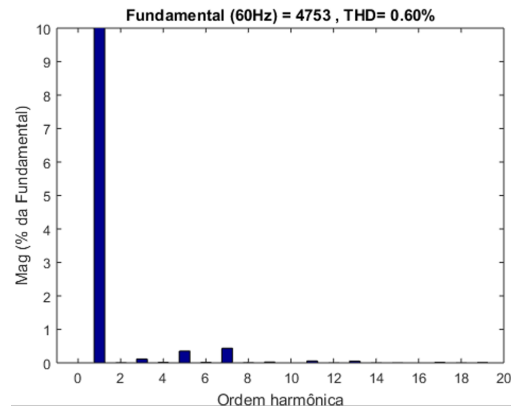


Figura A.3: Espectro harmônico da corrente de entrada do retificador.

da Figura A.4 mostra a tensão de referência do barramento V_{dc} (24 kV) e a tensão medida durante essas perturbações. Nota-se que, apesar da grande variação da carga, a tensão do barramento *c.c.* possui uma variação insignificante.

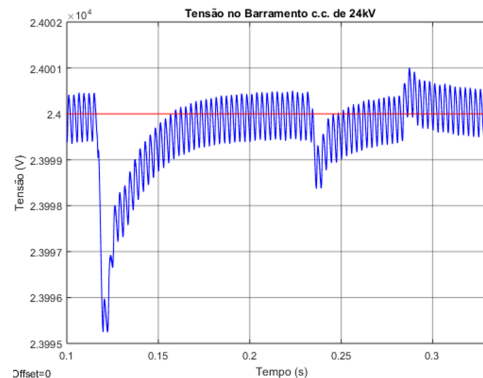


Figura A.4: Tensão no barramento *c.c.* para quatro situações de carga: 10, 90, 110 e 100% da carga nominal.

Portanto, observa-se um comportamento conforme previsto na metodologia de projeto. O retificador regula a tensão do barramento e permite a eliminação de harmônicos da corrente de entrada. Além disso, a partir de ajustes de parâmetros de controle é possível a correção do fator de potência e de compensação de potência reativa.

A.2 Conversor DAB

O segundo estágio do SST é composto pelo DAB, que é um conversor *c.c.-c.c.* que promove a isolamento galvânica e a compactação do transformador. Para permitir que fontes de geração distribuída injete energia na rede de distribuição, esse conversor deve ser bidirecional em potência. Esse estágio é o responsável por realizar o controle da tensão do barramento *c.c.* de baixa tensão (LVDC). Com intuito de avaliar a metodologia de projeto do DAB, apresentada no capítulo 3, e para analisar o seu funcionamento é considerado um conversor de 1 kW com os demais parâmetros para o dimensionamento registrados na Tabela A.3.

Tabela A.3: Parâmetro de projeto do DAB.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão barramento de entrada	V_A	800 V
Tensão barramento de saída	V_B	380 V
Potência nominal	P	1 kW
Frequência de comutação	f	5 kHz
Relação de transformação DAB	d	1
Ângulo de defasagem nominal	ϕ	60°
Densidade de fluxo máximo dos núcleos	B_{max}	0,25 T
Varição máxima da densidade de fluxo	ΔB	0,5 T
Densidade de corrente	J_a	420 A/m ²
Fator de utilização do enrolamento	k_u	0,4
Fator de utilização do primário	k_p	0,5

A defasagem ϕ em que se tem a máxima transferência de potência é de 90°, no entanto, para evitar região de comutação dissipativa, o ângulo nominal de defasagem será projetado para 60°. A relação de transformação do conversor é definida como sendo $d = 1$. A partir dessas especificações e seguindo a metodologia de projeto apresentada, chega-se nas características dos elementos magnéticos do DAB, os quais são apresentadas na Tabela A.4. Para demonstrar o funcionamento do conversor DAB são realizadas simulações para os dois tipos de modulação apresentadas no capítulo 3. A Figura A.5 apresenta os sinais de tensão nos terminais do transformador (V_{ca_A} e V_{ca_B}) e da corrente no indutor (I_L). Em

Apêndice A - Simulações dos Conversores do SST

ambas as situações o fluxo de potência está no sentido de B para A .

Tabela A.4: Características dos elementos magnéticos do DAB.

Descrição	Símbolo	Valor
Número de espira do primário	N_{pri}	124
Número de espira do secundário	N_{sec}	59
Indutância do Primário	L_{pri}	$28 \mu H$
Indutância do Secundário	L_{sec}	$3,2 \mu H$
Indutância auxiliar	L	$8,2 mH$
Corrente eficaz no primário	I_{prms}	1,25 A

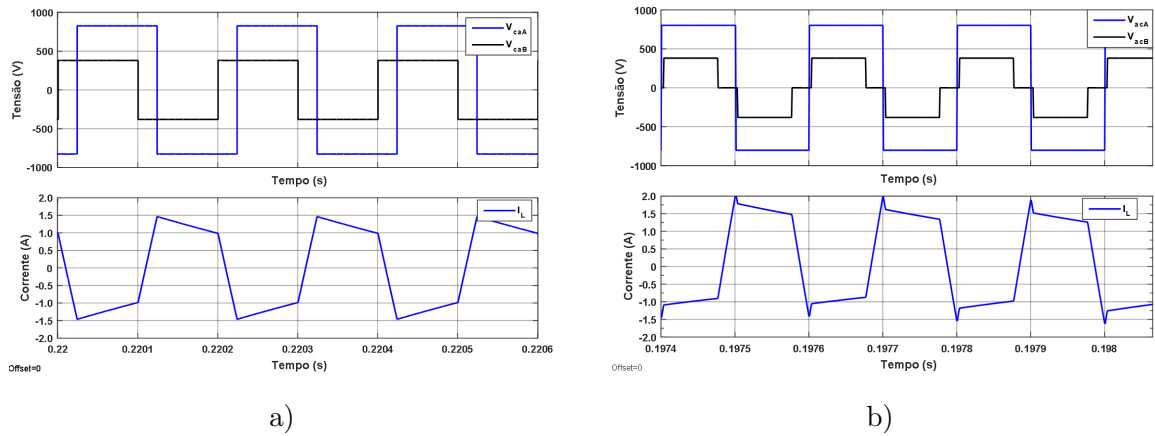


Figura A.5: Curvas de tensão nos terminais do transformador e corrente no indutor para as modulações dois níveis (a) e três níveis (b).

Para avaliar a malha de controle da tensão do barramento de $380 V$ (LVDC), é provocado uma perturbação neste barramento afim de observar a variação do fluxo de potência e a regulação do nível de tensão. Nos gráficos da Figura A.6 constam as curvas de tensão V_B , V_{caA} e V_{caB} para três situações diferentes: inicialmente não há fluxo de potência (V_{caA} e V_{caB} em fase); em seguida (no instante $0,15 s$) simula-se a entrada de uma fonte de geração distribuída no barramento V_B , que provoca uma elevação da tensão e consequentemente um fluxo de potência do barramento B para o A ; no instante de tempo $0,25 s$ é simulado a inversão do fluxo de potência através da entrada de uma carga no mesmo barramento. A mesma situação foi imposta ao DAB operando com modulação três níveis e o resultado de simulação é apresentado na Figura A.7. Neste caso, a entrada da fonte e da carga ocorreu nos instantes de tempo de $0,1 s$ e $0,2 s$, respectivamente.

Apêndice A - Simulações dos Conversores do SST

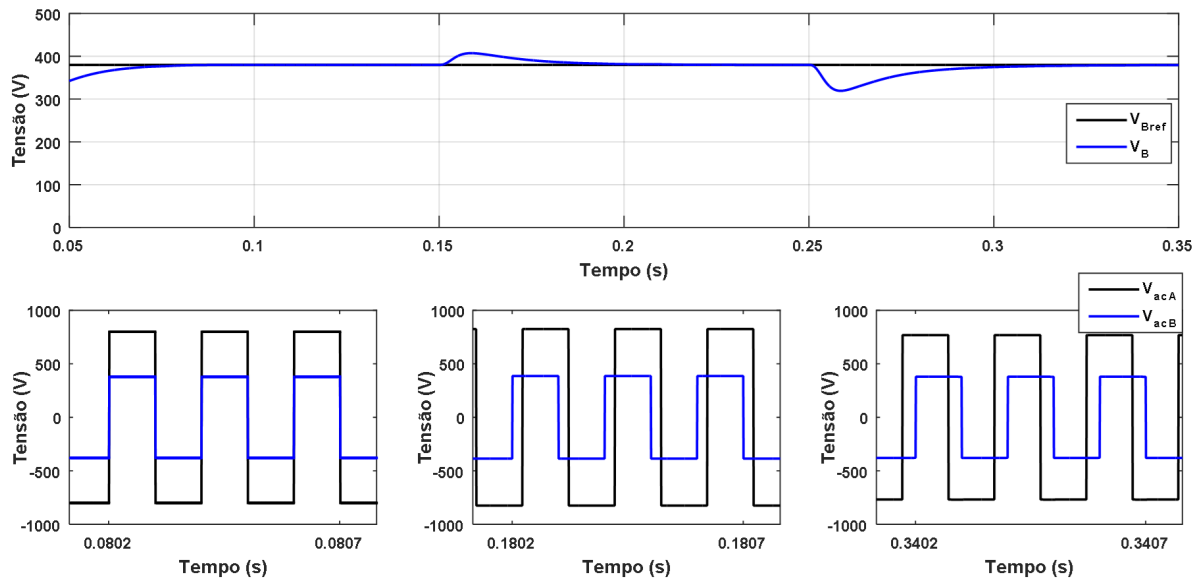


Figura A.6: Tensão no barramento V_B e tensões nos terminais do transformador (V_{caA} e V_{caB}) – modulação dois níveis.

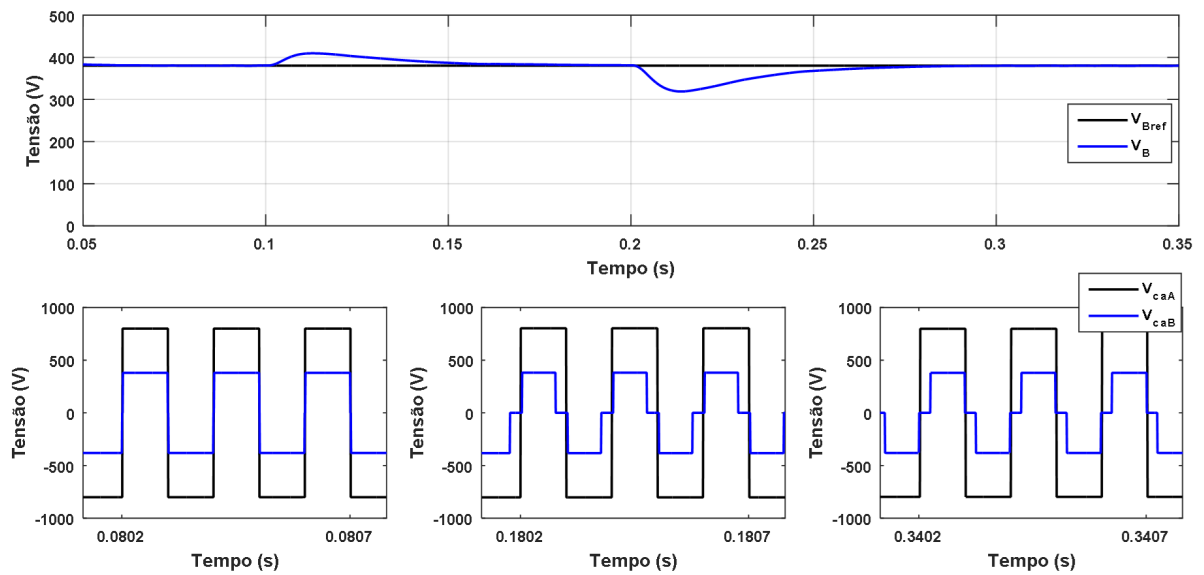


Figura A.7: Tensão no barramento V_B e tensões nos terminais do transformador (V_{caA} e V_{caB}) – modulação três níveis.

A.3 Inversor VSI

O estágio de saída é composto pelo conversor *c.c.-c.a.* fonte de tensão, que converte a tensão do barramento LVDC em tensões senoidais trifásicas com valor *rms* de 220

Apêndice A - Simulações dos Conversores do SST

V_{ff} . Esse conversor deve controlar a tensão e a corrente na carga, de modo a prevenir sobretensões e sobrecorrentes que decorram, por exemplo, de variações ou reversões de de fluxo de potência. A referência de tensão deste inversor define a amplitude e a frequência da tensão de alimentação da carga. Para avaliar a performance do VSI é realizado o projeto com os parâmetros especificados na Tabela A.5. A tabela também registra os valores calculados para os elementos do filtro e dos ganhos das malhas de controle. O ajuste dos ganhos é realizado através do método de alocação de polos, que são obtidos a partir da análise de rigidez dinâmica, conforme apresentado na seção 3.4. A escolha dos ganhos é realizada de forma a satisfazer os requisitos de tempo de resposta e de rejeição a perturbações.

Tabela A.5: Especificações e parâmetros de projeto do inversor VSI.

Descrição	Símbolo	Valor
Potência	P	5 kVA
Tensão do Barramento c.c.	V_B	380 V
Tensão de Saída	V_{ff}	220 V
Frequência da Tensão	f	60 Hz
Frequência de chaveamento	f_s	15.360 Hz
Indutância do Filtro LC	L	850 μH
Capacitância do Filtro LC	C	30 μH
Ganho integral de Tensão	k_{iv}	100
Ganho proporcional de Tensão	k_{pv}	0,4
Ganho proporcional de corrente	k_{pi}	7

Na simulação do inversor, avalia-se a forma de onda da tensão sintetizada por ele, bem como a robustez da malha de controle ao se provocar variações na tensão do barramento c.c. de entrada e variação da carga conectado em sua saída. A primeira simulação tem o intuito apenas de mostrar a tensão gerada pelo conversor operando em condições nominais e alimentando uma carga indutiva. A Figura A.8 apresenta a tensão e corrente de saída para uma carga de 5 kVA e na Figura A.9 o conteúdo harmônico da tensão, que apresenta um THD muito baixo (1,36%).

Em seguida, simula-se uma variação da tensão do barramento de entrada (LVDC), observando os seus efeitos na saída (LVAC). O resultado da simulação é apresentado na

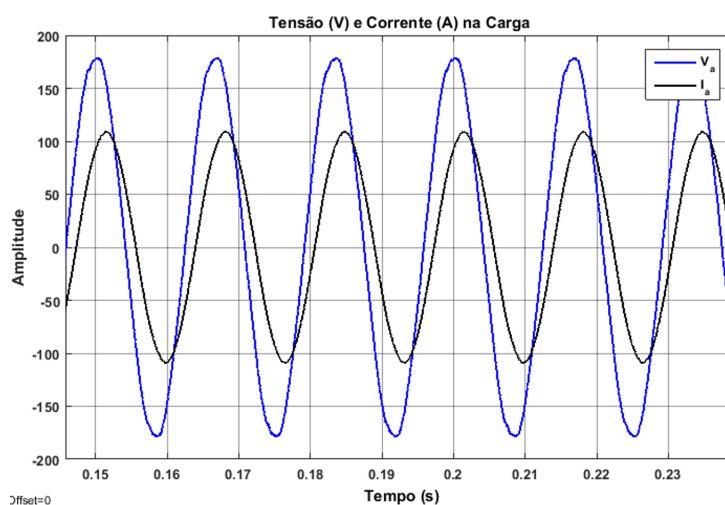


Figura A.8: Tensão e corrente de saída do inversor alimentando uma carga RL de 5 kVA.

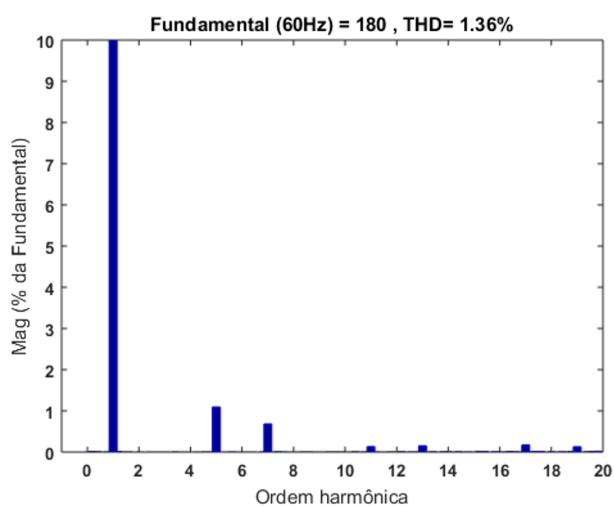


Figura A.9: Espectro harmônico da tensão sintetizada pelo inversor.

Figura A.10. Nota-se que a malha de controle atua no sentido de evitar a transferência dessa perturbação as grandezas elétricas da saída. Observa-se que a tensão sobre a carga se mantém regulada, mesmo com a alteração da tensão de entrada, seguindo, portanto, a referência de tensão imposta à malha de controle. Em um outro cenário é apresentado a variação de carga alimentada pelo inversor. Para tanto, simula-se o inversor alimentando uma carga RL com $0,1 pu$ e em seguida a entrada de mais duas cargas em momentos distintos, em que no primeiro instante a carga passa de $0,1$ para $0,9 pu$, e em seguida a segunda carga entra somando um total de $1,2 pu$. As curvas de tensão e corrente na saída do inversor são apresentadas no gráfico da Figura A.11. Observa-se que, mesmo

Apêndice A - Simulações dos Conversores do SST

com a grande variação de carga, a tensão sintetizada pelo conversor se mantém regulada e não apresenta nenhuma sobretensão, apenas um transitório imperceptível no momento de entrada das cargas.

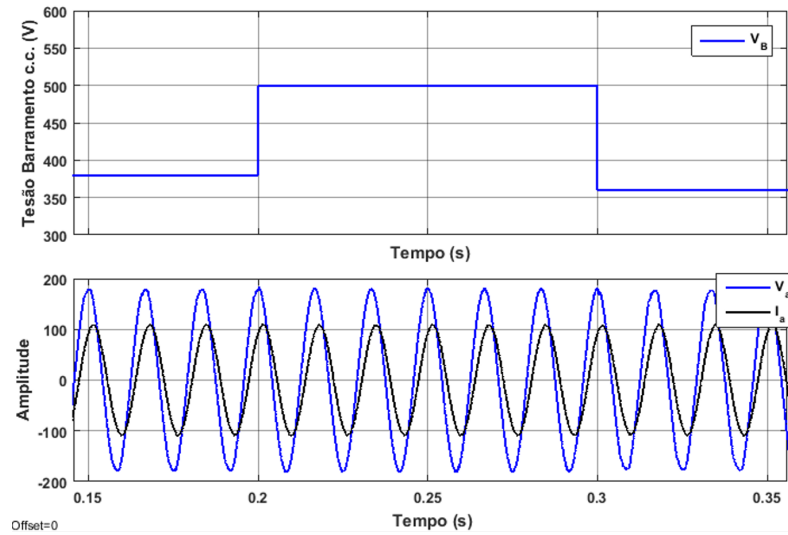


Figura A.10: Tensão do barramento *c.c.* e tensão e corrente de saída do inversor para uma carga RL de 5 kVA.

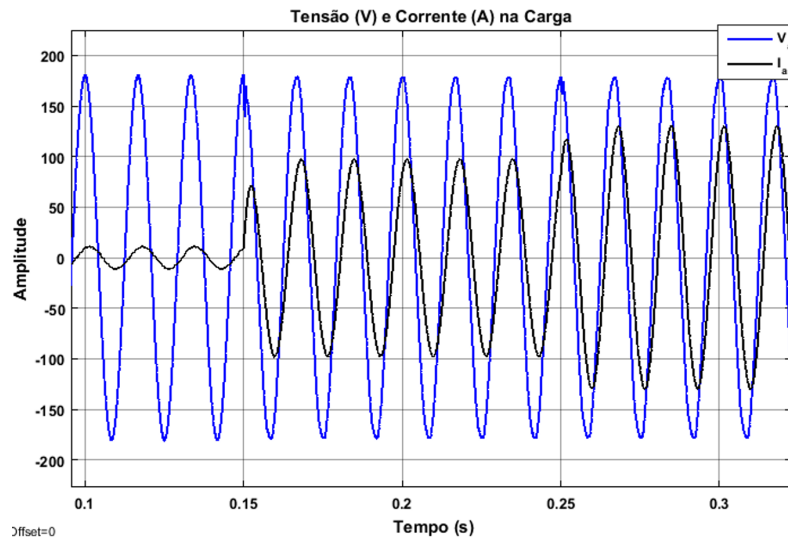


Figura A.11: Tensão e corrente de saída do inversor para três situações de cargas: 0, 1, 0,9 e 1,2 pu.

Apêndice B

Hardware-In-the-Loop

Os projetos de sistemas que envolvam eletrônica de potência, em geral, exigem a implementação de protótipos do *hardware* para validação de resultados experimentais das topologias dos conversores estáticos e estratégias de controle. Porém, em conversores projetados para operar com altos níveis de tensão e potência a sua implementação física se torna muito onerosa, complexa e cara. Principalmente pelo volume de dispositivos envolvidos no estágio de potência, implementação dos circuitos condicionadores de sinal e complexidade dos algoritmos de controle [79, 89]. Nestes casos, o uso de simulação em tempo real do conversor e das estratégias de controle auxilia na validação dos resultados e realização de testes, reduzindo, assim, o tempo de desenvolvimento do projeto e dos problemas inerentes da montagem física do protótipo [104]. Portanto, neste trabalho emprega-se a programação em alto nível com integração do MATLAB/DSP e simulação *Hardware-In-the-Loop* (HIL) para implementação da topologia de conversores modulares do SST. Para isso as equações do modelo da topologia modular do SST e de toda a estratégia de controle são embarcados no DSP C2000 F28377 da *Texas Instruments*, através dos pacotes *Simulink Coder* e *Embedded Coder* [105].

Portanto, este trabalho apresenta uma plataforma de simulação em tempo real para validação de técnicas de controle aplicadas a topologias de conversores mais complexos, sem a necessidade da montagem física dos circuitos. Nessa proposta, a programação do microcontrolador possui uma abordagem diferente da convencional, pois se torna desne-

cessário o desenvolvimento das linhas de código. Levando-se em conta que muitas malhas de controle necessitam de validação, a metodologia utilizada neste trabalho auxilia na realização dos testes, coleta dos resultados e avaliação do funcionamento do sistema sem necessidade de construção do circuito físico. Portanto, a simulação *Hardware-In-the-Loop* é uma técnica que engloba tanto elementos virtuais quanto elementos reais. Atualmente, essa estratégia tem sido amplamente utilizada para testar sistemas de controle, em que tanto a *hardware* quanto o software do sistema são embarcados e validados antes de partir para a montagem física do protótipo [106, 107]. A Figura B.1 apresenta o diagrama de blocos que ilustra como os módulos do SST e os algoritmos de controle são implementados e embarcados no DSP.

Para implementação do SST, primeiramente é necessário obter o modelo matemático dos conversores que compõem a estrutura do SST, bem como as equações da lei de controle. Com isso em mãos, o modelo matemático pode ser construído usando os blocos do software Matlab/Simulink, como mostrado na Figura B.2. A figura apresenta os detalhes do modelo matemático dos conversores e o algoritmo de controle. Após a simulação e validação do modelo utiliza-se a *external mode* do Simulink e um compilador para o DSP. Com isso, o modelo será convertido automaticamente em linhas de códigos e então embarcados para o *target*. Assim, o *target* executará o código emulando os conversores e as técnicas de controle e os sinais podem ser verificados no osciloscópio através dos pinos dos blocos DAC disponíveis no C2000 *Texas Instruments package*, como mostrado na Figura B.1.

Portanto, essa plataforma de simulação em tempo real permite validar experimentalmente a estratégia de controle de balanço de tensão e potência nas fases preliminar as da implementação. Além da independência do protótipo físico, a metodologia em questão apresenta outras vantagens [108, 109, 110]:

- Não há necessidade de sistemas RTS (*Real Time Simulator*) de elevado custo, como os oferecidos pela OPAL-RT, Typhoon HIL, dSPACE e RTDS. Nesse sentido, podem-se utilizar o método remotamente, sem necessidade de um laboratório bem equipado, basta um computador ou notebook. Sem estar condicionado a uma

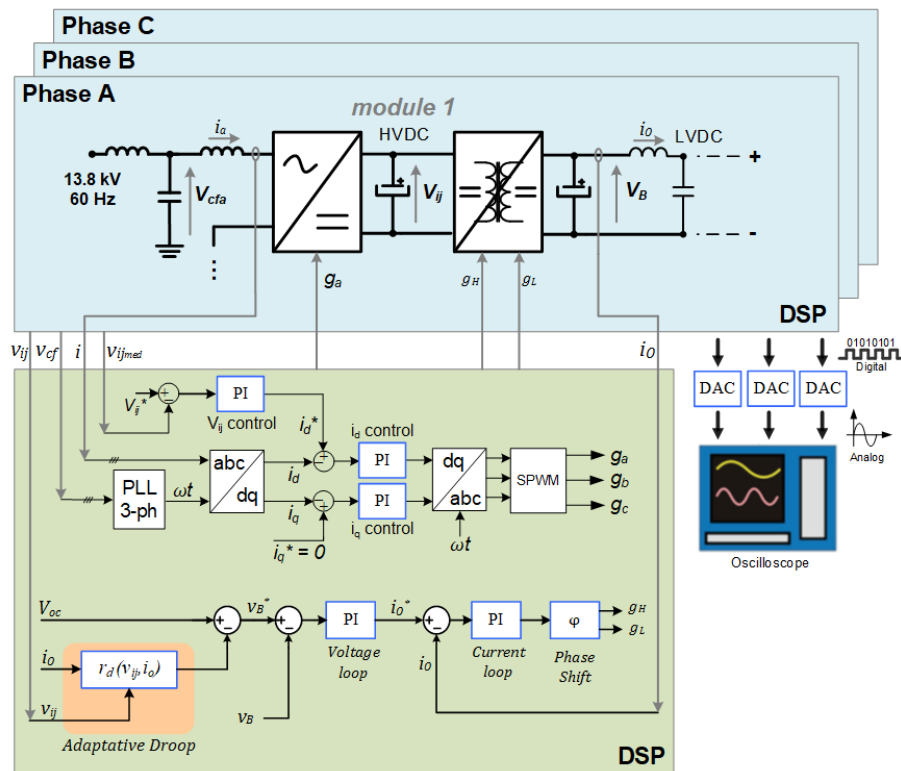


Figura B.1: Diagrama de blocos do modelo dos conversores e as malhas de controle embarcados no DSP.

montagem experimental complexo que envolve tanto hardware como software;

- É possível emular apenas o modelo do SST e realizar testes diversos sem a necessidade de envolver o sistema de controle;
- O controle do sistema é embarcado e o seu adequado funcionamento pode ser verificado no DSP (principalmente o tempo de processamento dos algoritmos). É possível monitorar, fazer atualizações dos parâmetros iniciais, dos ganhos dos controladores, perturbações de entrada e de carga, etc., tudo isso de maneira amigável através da interface oferecida pelo Matlab/Simulink.
- Ademais, há a possibilidade do DSP emular o modelo e/ou o controle independentemente do computador. Para tanto, basta embarcar os códigos na memória *flash* do sistema embarcado. Neste caso, os testes ficam limitados aos recursos de

entrada/saída do DSP, por exemplo, os DACs e outras porta digitais/analógicas.

Para que o simulador opere em tempo real, e assim apresente os resultados adequados, será utilizada a ferramenta *Real-Time Workshop* [105], fazendo com que os modelos gerados no Matlab sejam executados em tempo real. Assim, o *hardware* é testado verificando se ele consegue operar em tempo real, ou seja, é verificado se ele consegue executar todas as suas tarefas em um *loop* de tempo predeterminado e sincronizado com o resto do sistema. Essa metodologia já foi validada em conversores de 2º ordem [107] e de 4º ordem [109], que possuem topologias de simples implementação. O grande desafio deste trabalho é estender essa mesma abordagem para um estudo de caso mais complexo, como é o caso da topologia adotada para o projeto do SST. Isso só foi possível com a evolução dos sistemas embarcados atuais, que evoluíram a sua capacidade de memória e processamento.

Apêndice B - Hardware-In-the-Loop

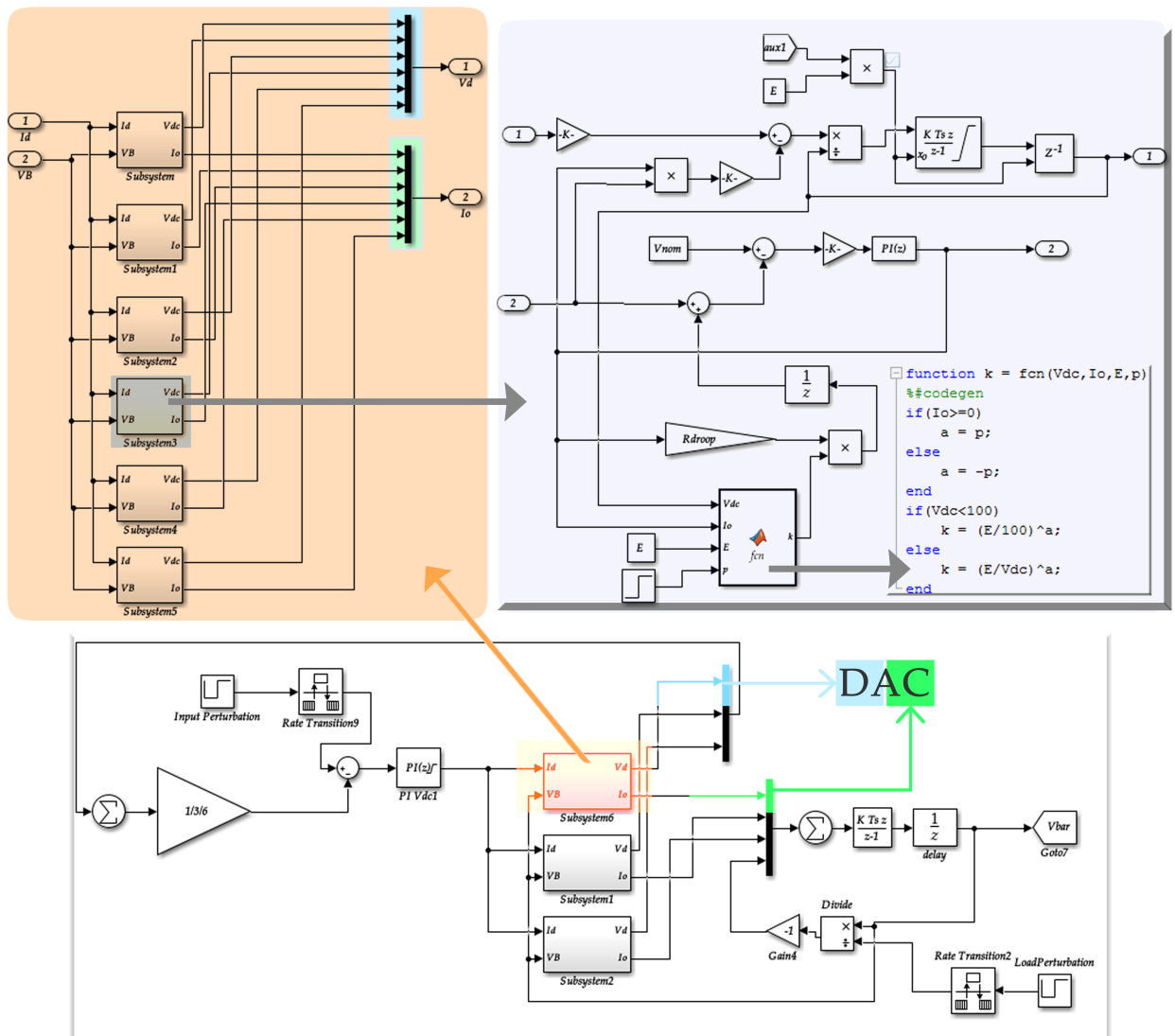


Figura B.2: Arquivo final gerado no Matlab/Simulink.